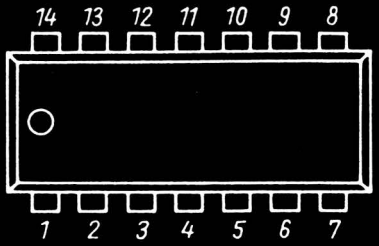
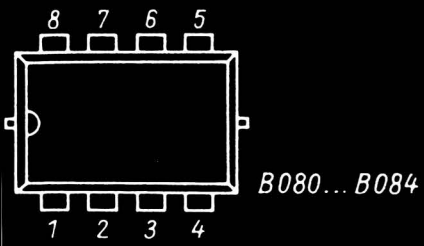
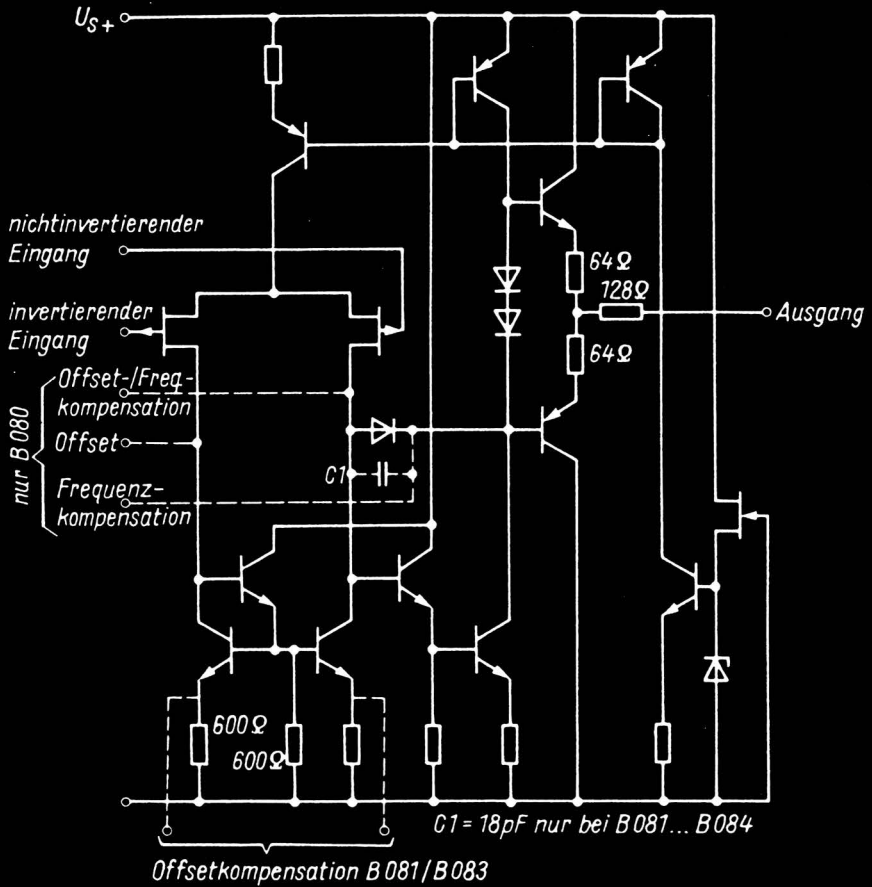




**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1985**

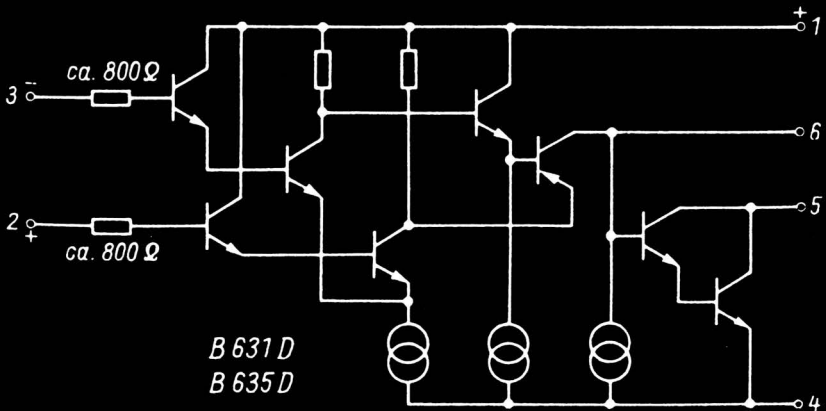
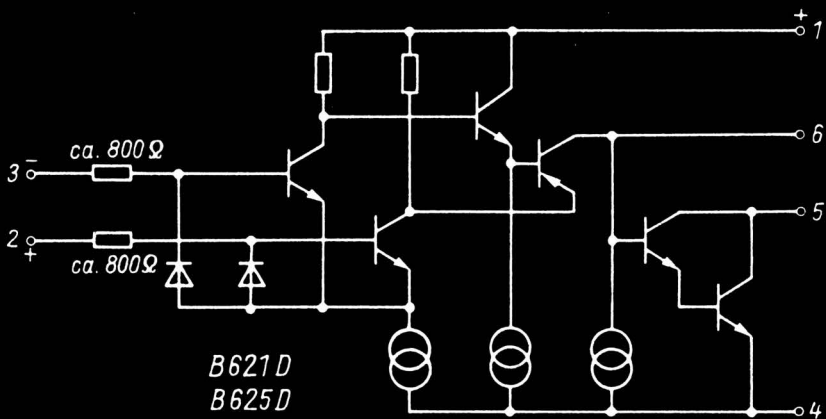
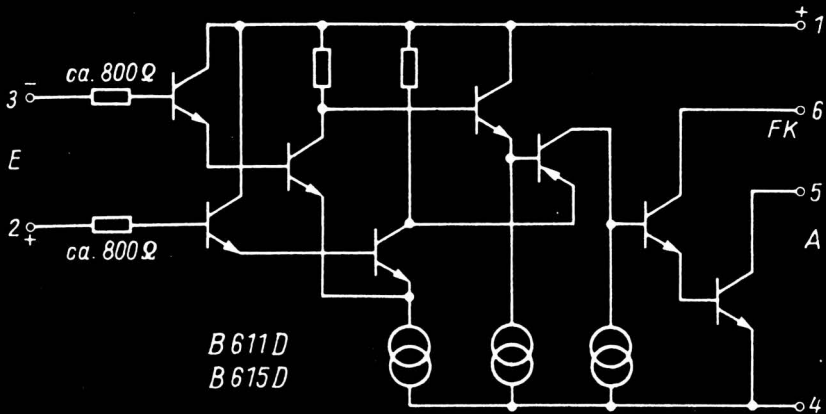


BIFET-Operationsverstärker



Erklärung siehe Seite 303, 304

Operationsverstärker



Herausgeber: Obering. Karl-Heinz Schubert
Y21XE

**Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1985**



**Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik**

ISSN 0424-8678

1. Auflage, 1984

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) - Berlin, 1984

Lizenz-Nr. 5

Printed in the German Democratic Republic

Lichtsatz: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb Leipzig - III/18/97

Druck und buchbinderische Weiterverarbeitung: 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, ADN

Typografie: Ingeburg Zosehke

Redaktionsschluß: 15. Februar 1984

LSV 3535

Bestellnummer: 746 589 2

00780

Inhaltsverzeichnis

<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Scheibenprozesse zur Herstellung integrierter Schaltkreise	9
Leipziger Frühjahrsmesse 1984	
Leistungsdemonstration mit angewandter Mikroelektronik	15
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Die Anfänge der Arbeiter-Radio-Bewegung in Deutschland (2)	26

Wissenswertes über moderne Technik

<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i>	
Sensoren – Bindeglieder zur Umwelt	31
<i>Ing. Gustav Westphal</i>	
Satellitensystem im Dienste der Luft- und Seefahrt	44
<i>Dr.-Ing. Klaus Kabitzsch</i>	
Praktische Erfahrungen zu akustoelektronischen Oberflächenwellen- filtern	58
<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i>	
Galvanische Zellen	68

Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Ing. Klaus K. Streng</i>	
Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich	88
<i>Ing. Winfried Müller</i>	
Der Optokoppler und seine Einsatzmöglichkeiten	99
<i>Dipl.-Ing. Frank Roscher</i>	
Wissenswertes über PTC-Thermistoren (Kaltleiter)	109

Moderne Technik für den Funkamateurl

<i>Günter Siegel</i> – Y2-16156/M39	
80-m-Band-Empfänger – Tips für den Anfänger	122
<i>Dipl.-Ing. Frank Gärtner</i> – Y27QL	
Großsignalfeste Breitbandverstärker für UKW-Anwendungen	135
<i>Siegmar Henschel</i> – Y22QN	
Konstruktionshinweise zum Aufbau eines VFO	144
<i>Dr. Walter Rohländer</i> – Y22OH	
Zur Arbeitsweise des Reflektometers	148
<i>Ing. Hans-Uwe Fortier</i> – Y2300	
Baugruppen für das 1,3-GHz-Amateurfunkband	158
<i>Siegmar Henschel</i> – Y22QN	
Breitbandverstärker mit einstellbarer Bandbreite	177
<i>Franz-Otto Westphal</i>	
Funkgesteuerte Analoguhr	179
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert</i> – Y21XE	
Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk»	190
<i>Dr. Walter Rohländer</i> – Y22OH	
Universell verwendbarer Kurzwellenkonverter	199

Bauanleitungen für Elektroniker

<i>Dieter Kauka</i>	
Festfrequenzkonverter für UHF-Fernsehempfang	209
<i>Peter Lange</i>	
Selektiver UKW-Vorverstärker in geschirmter Technik	213
<i>Udo Kleinert</i>	
Hochleistungs-NF-Verstärker in Brückenschaltung	219
<i>Dietmar Kinalzyk</i>	
Steuerelektronik für einen Lichtschlauch	224
<i>Erhard Lotta</i>	
Stereobasisbreitenregler mit Schaltkreis A 274 D	231
<i>Udo Kleinert</i>	
Aufbau einer Schuldiskothek	235
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert</i> – Y21XE	
Schaltungsrevue für den Anfänger	246

<i>Ing. Egon Klaffke – Y22FA</i>	
Diodenmatrix für den elektrotechnischen Modellbau	255
<i>Andreas Geigenmüller</i>	
Elektronischer Würfel mit Ausrolleffekt	261
<i>Reinhard Messal</i>	
Ladegerät mit Thyristorsteuerung	266

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

<i>Dipl.-Journ. Harry Radke</i>	
Die Klubstation mit dem echten Lange	270
MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR	277
<i>Hauptmann Dieter Menzel</i>	
Zu Besuch in einer Nachrichtendiensteinheit der LSK/LV	286

Tabellenanhang

Neuere und interessante Abkürzungen und Begriffe	293
Vergleichstabellen für RGW-Schaltkreisserien	298
Erklärungen zu Operationsverstärkern und Lichtemitteranzeigen	303

1985

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

Scheibenprozesse zur Herstellung integrierter Schaltkreise

Obering. Karl Heinz Schubert – Y21XE

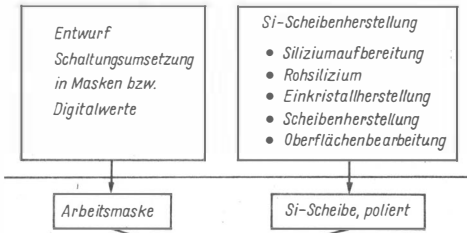
Der gesamte Herstellungsprozeß von integrierten Schaltkreisen verläuft in der DDR-Halbleiterindustrie in 4 Zyklen (Bild 1). Die im *Elektronischen Jahrbuch 1984* beschriebenen technologischen Verfahrensschritte von der Herstellung höchstreinen Siliziums bis zur fertigen Siliziumscheibe gehören zum Zyklus 0. Zu diesem Zyklus 0 zählen aber auch die technologischen Verfahrensschritte, die vom Schaltungsentwurf bis zur fertigen Belichtungsmaske reichen. Diese Arbeiten werden heute meist rechnerunterstützt (CAD – Computer Aided Design) ausgeführt bis zur Digitalisierung der Daten zur Herstellung des Musterlayouts.

Am Beginn der Maskenherstellung stehen mit digitaler Positionierungssteuerung im Maßstab 200:1 bis 1000:1 vergrößerte Fotovorlagen, meist als Muster in Doppelfolie geschnitten (Cartimat), oder mit dem Mustergenerator in einem kleineren Maßstab (10:1) direkt belichtete Fotoplatten. Bei der Fotovorlage muß mit einer Reduktionskamera eine Verkleinerung auf 10:1 auf einer Fotoplatte vorgenommen werden. Um zu den endgültigen Belichtungsmasken zu kommen, ist eine weitere Verkleinerung auf den Maßstab 1:1 erforderlich, wobei gleichzeitig die Muster schachbrettartig vervielfältigt werden. Das geschieht mit einer Step-and-Repeat-Kamera (Fotorepeater), an die man höchste Präzisionsanforderungen stellt. Die Schrittgenauigkeit auf 100 mm Kantenlänge ist $\pm 0,25 \mu\text{m}$, die Positioniergenauigkeit beträgt $\pm 0,1 \mu\text{m}$.

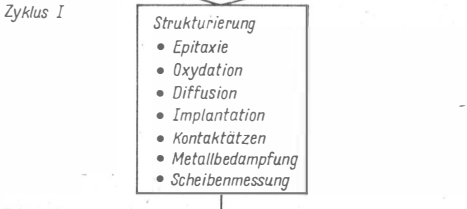
Mit der auf diese Weise entstandenen Muttermaske fertigt man Kopien an (Tochter- oder Arbeitsmasken); das können Silberbromid-Fotomasken oder kratzfestere Metallmasken (Chromschicht auf Glassubstrat) sein. Je nach Herstellungstechnologie sind für die Schaltkreisstrukturierung bis zu 10 Belichtungsmasken erforderlich.

Die hohen Anforderungen, wie sie an die Reinheit des Siliziums und die Genauigkeit und Übereinstimmung der Arbeitsmasken gestellt werden, setzen sich auch im Zyklus I fort. Dieser Zyklus I enthält die kollektive Strukturierung und Bearbeitung von vielen tausend Transistorchips bzw. mehreren hundert Schaltkreischips bei einem Scheibenprozeß. Gemessen wird der erfolgreiche Verlauf des Scheibenprozesses an der Ausbeute. Das ist der prozentuale Anteil der aus der Endfertigung kommenden funktionstüchtigen Bauelemente. Darauf haben viele Faktoren Einfluß.

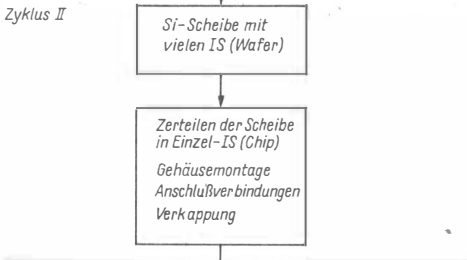
Zyklus 0



Zyklus I



Zyklus II



Zyklus III

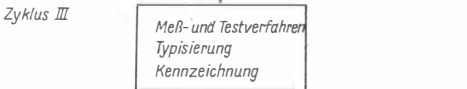


Bild 1
Übersicht über die Her-
stellungsprozesse bei der
Schaltkreisfertigung

Eine wesentliche Rolle spielt der Mensch und sein Arbeitsvermögen. Gefragt sind Arbeitsdisziplin, Umsicht und Zuverlässigkeit. Da dem Menschen in einem solchen Arbeitsprozeß Grenzen gesetzt sind, wird die Entwicklung in Richtung einer vollautomatisierten Fertigung mit Prozeßsteuerung gehen. Ein weiterer, wichtiger Aspekt ist die Reinheit während des Arbeitsprozesses. Die Fertigung kann nur in einem »Cleanroom« (Reinstraum) vorgenommen werden. Hat normale Luft in jedem Liter viele zehntausend Staubteilchen, dürfen es in einem »Cleanroom« maximal 3 bis 4 Staubteilchen bis zu einer Größe von $0,5 \mu\text{m}$ in 1 l sein. Das gilt für die gegenwärtig angewendeten Verfahren bei den Schreibenprozessen. Künftig, bei immer kleiner werdenden lateralen Schaltkreisstrukturen, ist die Luft-

reinheit noch mindestens um den Faktor 10 zu verbessern. Diesen Bedingungen muß sich der Mensch anpassen, durch Hygiene, staubfreie Kleidung, Mundschutz, Passieren von Schleusen und entsprechendes Verhalten am Arbeitsplatz.

Weitere Faktoren zur Beeinflussung der Ausbeute sind auch die Reinheit der eingesetzten Chemikalien, die Einhaltung der vorgegebenen Parameter (Positioniergenauigkeit der Belichtungsmasken, Dotierungstechniken usw.), aber auch der Einsatz neuer Fertigungstechnologien, größerer Scheibendurchmesser und Ablösen der chemischen Verfahren durch physikalische.

Die Arbeitsprozesse im Zyklus I beginnen mit der Epitaxie, damit wird auf der Siliziumscheibe in der Gasphase (etwa 1200 °C) 1kristallines Silizium abgeschieden. Anschließend wird bei gleicher Temperatur ein Sauerstoffstrom darübergeführt, damit eine festhaftende, schwerdurchdringbare Schutzschicht aus Siliziumdioxid entsteht. Damit ist die Siliziumscheibe für die einzelnen Arbeitsschritte präpariert. Mit diesen Arbeitsschritten nimmt man eine kollektive Bearbeitung aller integrierten Bauelemente für alle Schaltkreise vor, die sich auf der Siliziumscheibe befinden werden.

Bei Halbleiterbauelementen geschieht die Stromleitung durch Elektronen (n-Leitung) oder durch Löcher (p-Leitung). Deshalb müssen mit der Dotierung im Silizium Gebiete mit definierter Leitfähigkeit geschaffen werden. Die wichtigsten Dotierungsverfahren sind die Diffusion und die Implantation. Das Einbringen von Fremdstoffen (Dotierung), z. B. Phosphor, erzeugt n-leitende Gebiete, von z. B. Bor p-leitende Gebiete.

Damit die Fremdstoffe eindringen können, müssen in die Schutzschicht entsprechende Fenster eingätzt werden. Dazu erhält die Siliziumscheibe in einer Zentrifuge eine lichtempfindliche Schicht, z. B. Negativfotolack. Nach einer Trocknung wird fotolithographisch durch die vorher justierte Arbeitsmaske die Lackbelichtung vorgenommen. Der nichtbelichtete Lack wird bei der Entwicklung entfernt, so daß die gewünschten Fenster auf der Siliziumdioxidschicht entstanden sind (Bild 2). Jetzt muß durch ein Ätzverfahren die Oxidschicht im Fenster weggeätzt werden. Meist benutzt man dazu naßchemische Verfahren. Da chemische Verfahren aber einige Nachteile haben, geht der Trend zu den physikalischen Verfahren wie Plasmaät-

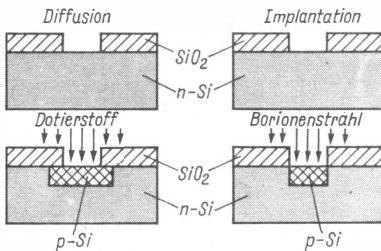


Bild 2
Darstellung der Dotierungsverfahren; mit der Ionenimplantation werden wesentlich genauere Strukturbereiche dotiert

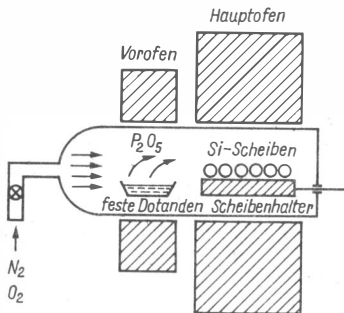


Bild 3
Prinzip der Trägergas-Diffusion mit festen Dotanden, die im Vorofen verdampft werden

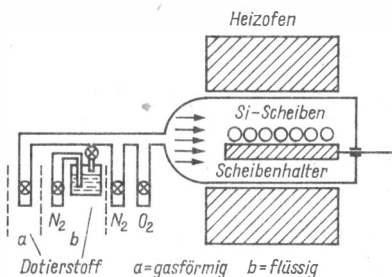


Bild 4
Prinzip der Trägergas-Diffusion mit gasförmigen (a) oder flüssigen (b) Dotanden

zen und Ionenätzen. Diese Verfahren lassen sich leichter automatisieren, da Gaszusammensetzung bzw. Ionenstrahl und Temperatur leicht zu steuern sind. Außerdem wird die Herstellungszeit kürzer, da Reinigungsprozesse entfallen.

In die nun geöffneten Fenster können die Dotanden bei der Diffusion bzw. Ionenimplantation einwirken. Die Siliziumscheiben kommen dazu in den Diffusionsofen, die Dotandenquelle kann fest (Bild 3), flüssig oder gasförmig sein (Bild 4). Feste Dotanden werden in der Verdampferzone verdampft, so daß sie der Trägergasstrom mitführen kann. Gasförmige Dotanden werden dem Trägergas zugemischt, bei flüssigen Dotanden wird ein Teil des Trägergasstroms zur Dotandenaufnahme durchgeleitet. Die Diffusion der Dotanden in die Siliziumschicht nimmt man bei Temperaturen von 1000 bis 1200°C vor. Die Vorgänge Aufbringen der Fotolackschicht – Maskenbelichtung – Entwicklung – Ätzen – Diffusion werden mehrfach ausgeführt, wobei auf unterschiedliche Gebiete der Siliziumscheibe eingewirkt wird.

Die Diffusion ist mit einigen unerwünschten Nebenerscheinungen verbunden (Bild 2), die die Ausbeute und bestimmte Bauelementewerte negativ beeinflussen. Deshalb wurden Dotierungsverfahren entwickelt, die eine

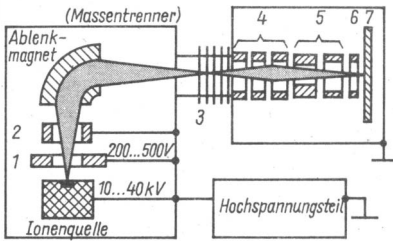


Bild 5
Prinzip der Dotierung mit einer Ionenimplantationsanlage; 1 - Beschleunigungselektrode, 2, 4 - elektrische Linsen, 3 - Beschleunigungsstrecke, 5 - Ablenksystem, 6 - Abfangelektrode, 7 - Siliziumscheibe

bessere Steuerung der Dotierung und eine günstigere Verteilung der Dotierungsstoffe ermöglichen. Ein solches Verfahren ist die Ionenimplantation, bei der beschleunigte ionisierte Dotierungsatome in die Siliziumschicht eingepflanzt werden. Infolge der hohen Einschubenergie wird die Kristallstruktur gestört, was aber durch eine Temperaturnachbehandlung beseitigt werden kann. Der in der Implantationsanlage beschleunigte und fokussierte Ionenstrahl wird zeilenweise über die Siliziumscheibe geführt und kann in den Fensteröffnungen einwirken. Die auf die Siliziumdioxidschicht auftreffenden Ionen werden abgebremst. Weil sich eine Dosierung wesentlich genauer als bei der Diffusion vornehmen läßt, ist die Vertikalstruktur der aktiven Bauelemente wesentlich sicherer im Herstellungsprozeß zu beherrschen.

Bei höherer Einschubenergie sind allerdings Wechselmasken mit Schwermetallfilm erforderlich, da die Oxidschicht keinen ausreichenden Schutz bietet. Die Fokussierung des Ionenstrahls ist bis zu einem Strahldurchmesser von $<1 \mu\text{m}$ möglich, so daß sich künftig eine maskenlose Feinstrahldotierung mit rechnergeführter Strahlenlenkung anbietet.

Mit den letzten Arbeitsschritten im Zyklus I werden die elektrischen Verbindungen aller entstandenen Bauelementeanschlüsse hergestellt, damit eine funktionsfähige Schaltung entsteht. Dazu kommen die an Schaltpunkten angeschlossenen Bondinseln, die später mit Drahtbrücken an den Gehäuseanschlüssen liegen. Zunächst müssen alle Bauelementeanschlüsse auf fotolithographischem Weg mit nachfolgender Ätzung ein sogenanntes Kontaktfenster erhalten. Dann wird die gesamte Siliziumscheibe mit einer Aluminiumschicht bedampft. Nach einem erneuten fotolithographischen Prozeß sind die vorgesehenen Leiterbahnen mit Fotolack abgedeckt. Das nichtbelichtete Aluminium kann nun durch Ätzen entfernt werden. Eine Wärmebehandlung läßt den ohmschen Kontakt an den Übergängen Al-Si entstehen.

Auf der Siliziumscheibe (Wafer) sind jetzt alle Schaltkreise fertiggestellt. Mit einem Vielfachsondentester werden alle Schaltkreise überprüft, die funktionsuntüchtigen gleich mit roter Tinte markiert. Der Vielfachsondentester hat entsprechend angeordnete feine Meßspitzen, die auf die Bondinseln abgesenkt werden. Der Meßtisch, auf dem die Siliziumscheibe justiert

aufliegt, wird exakt so gesteuert, daß sich nacheinander alle Schaltkreise automatisch und schnell messen lassen. Der gesamte Meßvorgang wird rechnergestützt vorgenommen, so daß schnell Rückschlüsse bei Unregelmäßigkeiten im Herstellungsprozeß gezogen werden können. Bei diesem sogenannten Wafertest werden meist nur Gleichspannungsmessungen ausgeführt, so daß sich Fehler im dynamischen Verhalten oder im Toleranzbereich nicht erkennen lassen. Mit dem Wafertest ist der Zyklus I der Herstellung von integrierten Schaltkreisen abgeschlossen.

Der Integrationsgrad bei den Halbleiterschaltkreisen steigt ständig an. Waren es anfangs nur wenige Bauelemente auf einem Chip, so sind es gegenwärtig bei modernen Speicherschaltkreisen 100 000 und mehr aktive Bauelemente, die sich auf einem Chip funktionstüchtig befinden. Dabei ist die Vertikalstruktur (Tiefenstruktur) bei Anwendung der Ionenimplantation gut zu beherrschen. Die Erzeugung der Lateralstruktur (Horizontalstruktur oder Flächenstruktur) ist dagegen in der Entwicklung der Integrationstechnik zu einem Kernproblem geworden. Die Chipfläche kann man wegen der Störstellen nicht beliebig vergrößern. Also bleibt vorwiegend nur der Weg der Flächenverringering der aktiven Bauelemente. Das bedeutet, daß die Lateralstrukturbreiten immer kleiner werden.

Die bisher üblichen lichtoptischen Lithographieverfahren versagen, wenn die Strukturbreiten in die Nähe der verwendeten Lichtwellenlängen kommen (400 bis 800 nm). Daher arbeiten moderne Anlagen mit fernem Ultraviolettlicht (UV: 200 bis 300 nm), so daß sich Lateralstrukturen bis etwa $1\ \mu\text{m}$ beherrschen lassen. Für kleinere Strukturen sind dann nur noch Elektronenstrahlen ($\lambda \approx 0,1\ \text{nm}$), Röntgenstrahlen ($\lambda \approx 0,5$ bis $2\ \text{nm}$) und Ionenstrahlen (λ im Femtometerbereich; $1\ \text{fm} = 10^{-15}\ \text{m}$) einsetzbar. Mit Elektronenstrahlanlagen erreicht man Lateralstrukturbreiten von $0,1\ \mu\text{m}$. Bei Röntgenstrahlanlagen mit Drehanode sind Strukturbreiten von etwa $0,3\ \mu\text{m}$ und mit der Synchrotronstrahlung $0,1\ \mu\text{m}$ zu erreichen. Im Laborversuch wurden mit der Ionenstrahl-Lithographie Lateralstrukturbreiten von $0,05\ \mu\text{m}$ erzielt. Da sich Elektronen- und Ionenstrahlen sehr fein bündeln lassen, kann man damit die Lateralstrukturen auch direkt auf der Siliziumscheibe belichten, so daß die teure und komplizierte Maskentechnik entfällt.

Im folgenden sollen die Zusammenhänge an einem Beispiel demonstriert werden: Der 64-Kbit-Speicherschaltkreis ist mit der lichtoptischen Lithographie noch herzustellen, der 256-Kbit-Speicher noch bei Ausnutzung der maximalen Möglichkeiten. Allerdings sinkt die Ausbeute rapide. Da aber der Bedarf an Speicherschaltkreisen enorm wächst und deshalb eine möglichst hohe Ausbeute erreicht werden muß, ist die Anwendung der Elektronenstrahlithographie sicher der künftige Weg.

Leipziger Frühjahrsmesse 1984: Leistungsdemonstration mit angewandter Mikroelektronik

Im 35. Jahr des Bestehens der Deutschen Demokratischen Republik erwies sich die *Leipziger Frühjahrsmesse 1984* für rund 9000 Aussteller sowie für Besucher aus etwa 100 Ländern erneut als traditionelles Zentrum des Ost-Westhandels. Unter dem Motto *Für weltoffenen Handel und technischen Fortschritt* war die Messe eine Stätte reger internationaler kommerzieller Tätigkeit und Forum für den Leistungsvergleich und wissenschaftlich-technischen Informationsaustausch. Die repräsentative internationale Beteiligung ist Ausdruck für das weltweite Interesse an gegenseitig nutzbringenden Handels- und Wirtschaftsbeziehungen, die einen wichtigen Faktor für die Erhaltung des Friedens darstellen. Der Besuch durch herausragende politische Persönlichkeiten des Auslands zeigte aber auch, daß die Volkswirtschaft der Deutschen Demokratischen Republik ein interessanter Handelspartner im Welthandel ist, der mit Spitzenleistungen in Wissenschaft und Technik aufwarten kann.

International wird das Tempo des technischen Fortschritts wesentlich vom Niveau der Entwicklung, der Produktion und der Anwendung der Mikroelektronik bestimmt. In dieser auch für unsere Volkswirtschaft wichtigen Schlüsseltechnologie haben wir große Fortschritte erreicht, nicht zuletzt durch die auf Regierungsabkommen basierende langjährige Zusammenarbeit mit der UdSSR und den anderen Ländern im Rat für Gegenseitige Wirtschaftshilfe (RGW). Zahlreiche Exponate unserer Kombinate demonstrierten die weitgehende Anwendung der Mikroelektronik auf der Basis eines ausgewogenen Sortiments an mikroelektronischen Bauelementen, die der VEB Kombinat *Mikroelektronik* produziert. Das starke Interesse am Einsatz der Mikroelektronik in fast allen Industriezweigen hatten die *Kammer der Technik* und das *Leipziger Messeamt* veranlaßt, in das wissenschaftlich-technische Veranstaltungsprogramm auch etwa 70 Fachvorträge zum Thema *Angewandte Mikroelektronik* aufzunehmen, die 6 Themengebieten zugeordnet waren:

- 1 Mikroelektronische Bauelemente der DDR als Basis für moderne Gerätekonzepte.
- 2 Elektronische Datenverarbeitung für Rationalisierung und Automatisierung.
- 3 Nachrichtenelektronik im Einsatz für Automatisierungsaufgaben der Volkswirtschaft.

- 4 Der Beitrag des wissenschaftlichen Gerätebaus für Automatisierungsaufgaben.
- 5 Applikation Mikroelektronik in der Automatisierungstechnik.
- 6 Ergebnisse der Rationalisierung und Automatisierung.

Bauelemente der Elektronik

Die Deutsche Demokratische Republik hat mit ihrem gegenwärtigen Produktions- und Leistungsumfang auf dem Gebiet der Mikroelektronik einen international beachtlichen Stand erreicht. Die Entwicklung, Produktion und umfassende Anwendung dieser zukunftsbestimmenden Technik wurde zu einem wesentlichen Kriterium des raschen Leistungswachstums und der Exportkraft der volkseigenen Industriekombinate der DDR. Der VEB Kombinat *Mikroelektronik* ist das Zentrum industrieller Forschung, Entwicklung und Produktion für Bauelemente der Mikroelektronik und Halbleitertechnik, technische Spezialausrüstungen, Uhren sowie andere hochwertige Konsumgüter in der DDR.

Tausende hochqualifizierte Forscher, Entwicklungsingenieure, Technologen und Facharbeiter arbeiten zielstrebig an der planmäßigen Erweiterung und ständigen Modernisierung des Bauelementesortiments und der Erhöhung der Stückzahlen. Sichtbarer Ausdruck dafür ist, daß sich im gegenwärtigen Fünfjahrplan die Produktion hochintegrierter Schaltkreise verdreifacht und die Zahl der Basistechnologien verdoppelt. Gleichzeitig nimmt der VEB Kombinat *Mikroelektronik* eine international anerkannte Stellung auf dem Gebiet der Entwicklung und Produktion hochmoderner technologischer Spezialausrüstungen zur Herstellung mikroelektronischer Bauelemente ein, die es ermöglicht, komplette Halbleiterfabriken aufzubauen.

Zum VEB Kombinat *Mikroelektronik* gehören heute 23 Betriebe und Einrichtungen mit etwa 60000 Beschäftigten. Zum Kombinat gehören unter anderem ein Zentrum für Forschung und Technologie mit dem Charakter eines wissenschaftlichen Industriebetriebes, ein Projektierungsbetrieb, ein Außenhandelsbetrieb zur Wahrnehmung der Export- und Importaufgaben des Kombinats sowie ein Applikationszentrum Elektronik mit spezifischen Aufgaben zur Steuerung des Einsatzes der Mikroelektronik bei den Anwendungen in der DDR, besonders zur effektiven Rationalisierung in Klein- und Mittelbetrieben.

Der VEB Kombinat *Mikroelektronik* stellt eine leistungsstarke Wirtschaftseinheit dar, in der sich jahrzehntelange Traditionen und Erfahrungen auf den Gebieten der Mikroelektronik, des Präzisionsmaschinenbaus, der Hochvakuumtechnik, der Uhrenherstellung, des wissenschaftlichen Gerätebaus und anderer mit den neuesten Forschungsergebnissen der Wissenschaftler und Ingenieure verbinden. Das Produktionsprogramm umfaßte 1984 mehr als 500 Grundtypen von Bauelementen der Mikroelektronik, Leistungselektronik sowie Optoelektronik, Grundmaterialien, Halbzeuge und Spezialausrüstungen der Mikroelektronik, Anlagen der Hochvakuum-

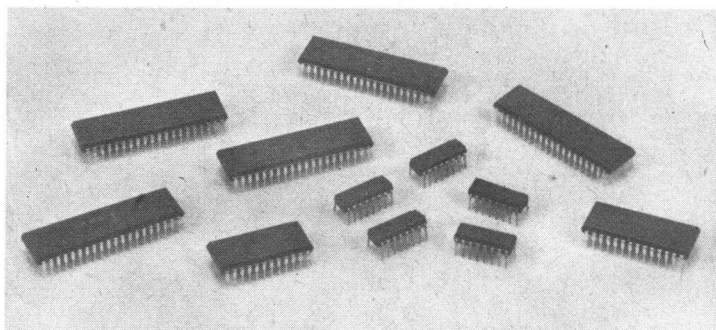


Bild 1 Das Produktionsprogramm des VEB Kombinat Mikroelektronik wird vor allem durch Schaltkreise mit hohem Integrationsgrad erweitert

technik, Roboter, Konsumgüter (Uhren, Taschenrechner, Taschenradios, Videospiele und Schachcomputer), eine große Reihe anderer Erzeugnisse der Elektrotechnik und Elektronik (Röntgenröhren, Reedkontakte, Meßgeräte, Elektroweidzäune u. a. m.).

Mikroelektronische Bauelemente bzw. Mikroprozessorsysteme des Kombinat bewähren sich beim Einsatz in den unterschiedlichsten Industrie-steuerungen ebenso wie im wissenschaftlichen Gerätebau und in der Robo-tertechnik, in der Daten- und Nachrichtentechnik, im Transport- und Verkehrswesen und in der Kfz-Technik, in der Medizintechnik, in der Land-, Forst- und Nahrungsgüterwirtschaft, in der Haushaltsgerätektechnik und in der Konsumgüterelektronik.

Nachfolgend wird eine Auswahl der im VEB Kombinat *Mikroelektronik* neuentwickelten mikroelektronischen Bauelemente vorgestellt.

Mikroprozessorsystem

Das Mikroprozessorsystem *U 880* wird durch eine Reihe neuer Schaltkreise komplettiert. So werden die bereits bekannten Typen durch Bauelemente mit erweitertem Temperaturbereich bzw. mit erweiterter Taktfrequenz (4 MHz) angeboten. Ein völlig neues Bauelement im System *U 880* ist der DMA-Controller *U 858 D*.

Einchip-Mikrorechner (EMR)

Das Sortiment an Mikrorechnerschaltkreisen wird durch die neuentwickel-ten EMR-Schaltkreise ergänzt: Diese Einchip-Mikrorechner enthalten neben der ZVE die wesentlichen peripheren Schaltungselemente. Das neue Sortiment umfaßt:

UB 8810 D – 8-bit-EMR mit internem ROM;

UB 8811 D – 8-bit-EMR mit internem ROM, power down option;

UB 8820 M – 8-bit-EMR mit externem ROM;

- UB 8821 M* – 8-bit-EMR mit externem ROM, power down option;
- UB 8830 D* – 8-bit-EMR mit Bootstraplader und BASIC-Interpreter;
- UB 8831 D* – 8-bit-EMR mit Bootstraplader und BASIC-Interpreter, power down option.

CMOS-Logikschaltkreise

Das Sortiment der bekannten CMOS-Logikbaureihe wird durch weitere 7 Typen ergänzt:

- V 4007 D* – 2 komplementäre Transistoren/1 Inverter;
- V 4017 D* – dekadischer Zähler/Teiler;
- V 4019 D* – 4 AND/OR-Auswahlgatter;
- V 4029 D* – 4-bit-Vor-/Rückwärtszähler;
- V 4034 D* – 8stufiges bidirektionales Schieberegister (Busregister);
- V 4044 D* – 4 RS-Flip-Flop;
- V 4048 D* – Multifunktionsgatter.

LCD-Ansteuerschaltkreis

Erstmals wird die direkte Ansteuerung von Flüssigkristallanzeigen möglich durch den LCD-Ansteuerschaltkreis *U 7211 D*.

Arithmetikschaltkreis

Der 16-bit-Arithmetikschaltkreis *U 832 C* ist für den Einsatz als schnelle Zusatzarithmetik für die Mikrorechenteknik vorgesehen. Die Verarbeitungsbreite kann durch eine Kaskadierung von bis zu 4 Schaltkreisen erhöht werden.

- Ausführung der 4 Grundrechenarten mit vorzeichenbehafteten Binärzahlen einschließlich Multiplikation mit anschließender Addition;
- Festkommaformat (1 bzw. 2 Schaltkreise *U 832 C*) und SKR-Gleitkommaformat (2 bzw. 4 Schaltkreise *U 832 C*);
- Konvertierung von Gleit- in Festkommaformat und umgekehrt;
- Sonderbefehle für Vergleichs-, Verschiebe- und Suchoperationen;
- Steuerung des 16-bit-Mikrobefehlsbus;
- TTL-kompatibel, asynchrone Arbeitsweise, Betriebsspannung $5\text{ V} \pm 5\%$.

Neu- und weiterentwickelte Schaltkreise

A 224 D

FM-ZF-Verstärker und Demodulator mit zusätzlichem geregelten und ungeredeltem NF-Ausgang sowie NF-Eingang für den Anschluß von Videokordern. ZF-Eingang und Demodulator sind speziell für den Betrieb mit keramischen Filtern ausgelegt (Vergleichstyp: *TBA 120 T*).

B 060 D... B 066 D

Einfach-, Doppel- und Vierfach-BIFET-Operationsverstärker kleiner Leistung, mit hohem Eingangswiderstand, kleinen Bias- und Offsetströmen, interner Frequenzkompensation (außer *B 060 D*), geringer Leistungsaufnahme und Latch-up-Schutz (Vergleichstyp: *TL 060... TL 066*).

B 165 H/B 165 V

Leistungsoperationsverstärker für horizontale und vertikale Montage, hohe Verstärkung, hohe Brummspannungs- und Gleichtaktunterdrückung, interne Frequenzkompensation, interne Schutzschaltung gegen thermische Überlastung, interne Ausgangsstrombegrenzung (Vergleichstyp: *L 165H/L 165 V*).

B 303 D

Integrierter Initiatorschaltkreis mit antivalenten Ausgangsstufen, einstellbarer Hysterese, interner Spannungsstabilität, Wärmeschutzschaltung, gesteuerten Konstantstromquellen, Tristate-Programmierung und TTL-kompatibel (Weiterentwicklung des *TCA 205 A*).

B 511 D

Integrierter Temperatursensor, dessen Ausgangsstrom der zu messenden Temperatur direkt proportional ist (ähnlicher Typ: *AD 590*).

B 589 D

Integrierte temperaturkompensierte Zweipol-Bandgap-Referenzspannungsquelle mit einer typischen Spannung 1,235 V für Eingangsströme 50 μ A bis 5 mA, niedriger Ausgangsimpedanz, geringer Verlustleistung, Einsatz in Verbindung mit dem Temperatursensor-IS *B 511 D* (Vergleichstyp: *AD 589*).

B 3170 H/B 3171 H/B 3370 H/B 3371 H

Programmierbare Floating-Positiv- und Negativ-Spannungsregler für Ströme bis 1,5 A und Ausgangsspannungen von 1,2 V bis 57 V, mit Überstromschutz, thermischem Überlastungsschutz und hoher Temperaturstabilität durch Bandgap-Referenzquelle (Vergleichstyp: *LM 317/317 HV, LM 337/337 HV*).

C 500 D

BIMOS-Analogprozessor mit einer Genauigkeit von 14 bit (Vergleichstyp: *TL 500 C*).

C 501 D

BIMOS-Analogprozessor mit einer Genauigkeit von 11 bit (Vergleichstyp: *TL 501 C*).

C 502 D

I²L-Digitalprozessor, 4½ Digit-ADU mit 1-Segment-Ausgabe (Vergleichstyp: *TL 502 C*).

C 504 D

I²L-Digitalprozessor für 14 bit breite BCD-Ausgangsinformation und Zusatzfunktionen.

E 345 D... E 348 D

BCD-zu-7-Segment-Dekoder/Treiber mit Konstantstromausgangsstufen und erweitertem Temperaturbereich (-25 ... +85 °C), Konstantstromwert bei *E 346/348 D* extern bis 40 mA programmierbar, bei *E 345/347 D* intern

fest eingestellt, Nutzung der Pseudotetraden zur Zeichendarstellung. Gegenüber dem Vorgängertyp *E 146/147 D* (90 mA) geringer Eigenstromverbrauch von 20 mA.

D 716 X

Thermodrucker-Ansteuerchip mit Serien-Parallelwandlung und Zwischenspeicherung einer 16-bit-Information, direkter Ansteuerung der Heizwiderstände, kaskadierbar, Realisierung der Logikfunktionen durch I²L-Schaltungen. Die Eingänge sind ansteuerbar von CMOS und sämtlichen TTL-Serien.

E 310 D

Kfz-Blinkgeberschaltkreis für Bordnetze 12 und 24 V, Mehrkreisbetrieb bis zu 4 Lampen je Fahrtrichtung, Lampenausfall-Kontrolle.

Neue Transistoren

SU 110/SU 111

Silizium-npn-Leistungstransistor in monolithischer Form.

SU 112

Darlington-Transistor für elektronische Zündanlagen in PKW.

SU 189/SU 190

Silizium-npn-Leistungstransistor für Schaltnetzteile und Motorsteuerung.

Silizium-Gleichrichter

B 250/220-20 Si

Silizium-Brückengleichrichter 220 V/20 A in kleinem Gehäuse, Einsatz in hochwertigen Konsumgütern, z. B. in Wäschvollautomaten.

B 80/70 - 84 SY

Siliziumgleichrichter in Freiflächenbauform einer neuen Leistungsreihe, Energiebedarfreduzierung um $\frac{1}{3}$ gegenüber Selengleichrichtern, maximale Leistungsausschöpfung durch Fremdkühlung.

Opto-Bauelemente

VQ 130 - GaAs-Hochleistungs-Infrarotemitterdiode

SP 104 - Silizium-Lawinen-Fotodiode

Bestimmt für den Einsatz in der Lichtleiternachrichtenübertragung mit großen Reichweiten. Emission und Empfindlichkeitsbereich sind aufeinander abgestimmt. Sie sind mit Lichtwellenleiter und Stecker versehen.

VQ 170 - GaALAs-Infrarotemitterdiode

SP 107 - Silizium-Fotodiode

Bestimmt für den Einsatz in der Lichtleiter-Kurzstreckenübertragung (bis 3000 m). Emission und Empfindlichkeitsbereich sind aufeinander abge-

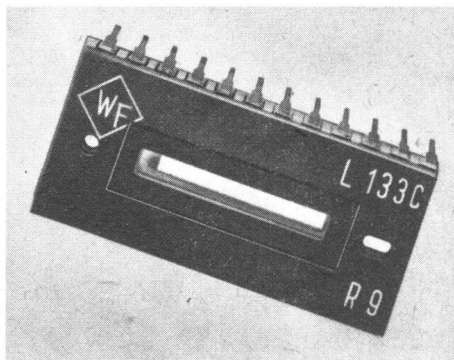


Bild 2

Die ladegekoppelte Sensorzeile L 133 C ist ein monolithischer selbstabtastender Lichtempfänger mit 1024 Elementen (VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin)

stimmt. Die Bauelemente sind in Buchsenform ausgeführt. Der Anschluß an LWL-Kabel erfolgt durch lösbare Steckverbindungen.

L 133 C

CCD-Zeile als monolithischer selbstabtastender Lichtempfänger mit 1024 zeilenförmig angeordneten strahlungsempfindlichen Elementen. Dazu Übertragungsgate, Schieberegister, Ladungsdetektoren, Ausgangsverstärker, Taktreiber-, Dunkel- und Hellfrequenzschaltung.

Schachcomputer Chess Master

Als neues Finalprodukt der Kosumgüterproduktion zeigt der VEB Mikroelektronik Karl Marx Erfurt den Schachcomputer *Chess Master*, der neben vielen Funktionen einen hohen Bedienkomfort bietet. Dazu weist er ein Sensorbrett auf, das eine automatische Figurenerkennung über Identifikationsfelder ermöglicht. Dadurch wird das Ausführen und das Umstellen von Figuren auf dem Schachbrett des *Chess Master* problemlos.

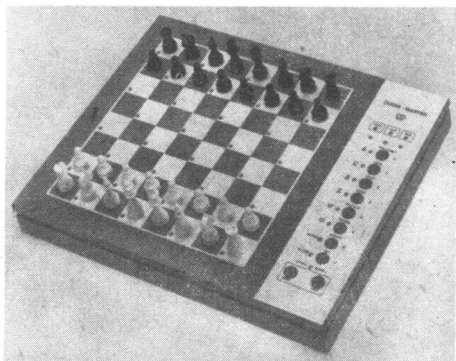


Bild 3

Neuentwickelt wurde vom VEB Mikroelektronik «Karl Marx» Erfurt der Schachcomputer «Chess Master»



Bild 4 Mit abgesetzter Tastatur arbeitet der Heimcomputer «HC 900» (VEB Kombinat Mikroelektronik)

Der Schachcomputer beherrscht alle Schachregeln, erkennt Matt- und Patt-situationen. In seiner Bibliothek ist ein umfangreiches Eröffnungsrepertoire abgespeichert. Der *Chess Master* kann mit weißen und schwarzen Figuren spielen, jederzeit Spielfarbe und Position tauschen, gegen sich selbst spielen, als Schiedsrichter fungieren und Züge vorschlagen. Die Zugberechnung ist jederzeit unterbrechbar. Der Schachcomputer verfügt über 8 unterschiedliche Spielstufen (Bedenkzeit zwischen 3 s und maximal 12 h je Zug) und 4 Zufallsstufen, die abwechslungsreiche Spielverläufe gewährleisten.

Heimcomputer HC 900

Der Heimcomputer *HC 900* basiert auf dem Schaltkreissystem *U 880*. Er hat einen für den Anwender nutzbaren Schreib-/Lesespeicher (RAM) von 20 kByte und einen Displayspeicher (ROM) von 12 kByte. 320×256 Bildpunkte können einzeln programmiert und dargestellt werden.

Für den ebenfalls ausgestellten Lerncomputer *HC 80* waren keine Unterlagen erhältlich. Ein weiterer Heimcomputer *Z 9001* wurde vom VEB Kombinat *ROBOTRON* vorgestellt, der über ein 4-kByte-ROM und ein 16 kByte-RAM verfügt. Zum Zubehör gehören 2 Steuerhebel für Spiele, vorgesehen sind ansteckbare Zusatzmoduln.

Rundfunk und Fernsehen

Mit einigen Neu- und Weiterentwicklungen und über 130 Exponaten dokumentierte die RFT-Heimelektronik ihren hohen Entwicklungsstand. Die Ausstellung wurde vom VEB Kombinat *Rundfunk und Fernsehen* gemeinsam mit den Partnerkombinaten *Elektroapparatewerke*, *Elektronische Bauelemente*, *Mikroelektronik*, *Nachrichtenelektronik* und *ROBOTRON* sowie weiteren Finalproduzenten gestaltet. Das Angebot umfaßte neben Fernsehempfängern, Hörrundfunkempfängern, Reise-, Kassetten- und Phonogeräten sowie Antennentechnik und Zubehör auch Lizenzangebote sowie komplette Fertigungsanlagen und Serviceeinrichtungen. Moderne integrierte Schaltungstechnik, effektive Fertigungstechnologien und abgestimmte Gestaltungslinien sind Hauptmerkmale des Angebots. Im Mittelpunkt standen Komplexangebote, die für den Kunden komplettierte, im Design und in den technischen Parametern aufeinander abgestimmte Erzeugnisfamilien enthalten.

Bei Farb- und S/W-Fernsehempfängern gab es keine Veränderungen im bekannten Erzeugnisprogramm.

Neu im Angebot ist das HiFi-Komponentensystem *S 3900* aus dem VEB *Stern-Radio Sonneberg*. Es baut auf der Technik des Gerätesystems *S 3000* auf, hat aber eine Gehäusebreite von 390 mm. Damit ist eine Anpassung an

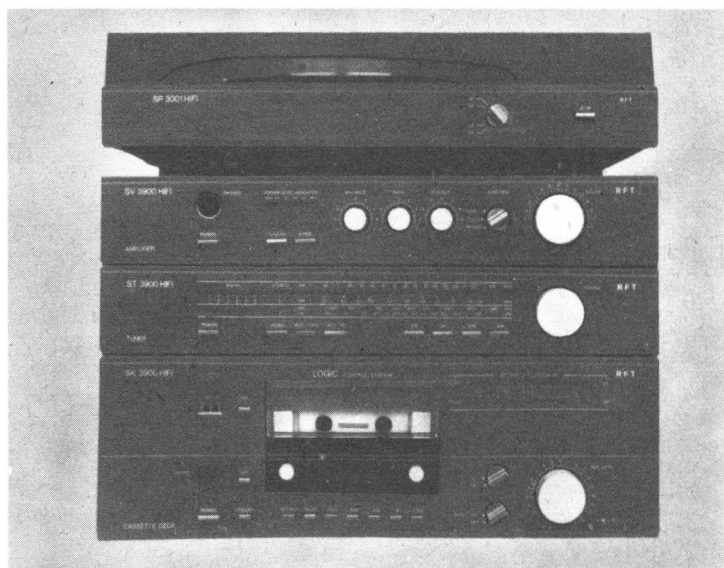


Bild 5 Im hochmodernen Design präsentiert sich die HiFi-Komponentenanlage «S 3900» (VEB Stern-Radio Sonneberg)



Bild 6 -
Ausgerüstet mit einer Quarz-
uhr mit LCD-Anzeige ist der
Reisesuper «SOUND clock»
(VEB Elektro-Apparate-Werke
Berlin-Treptow)

den ebenfalls 390 mm breiten HiFi-Plattenspieler SP 3000/SP 3001 gegeben. Zum Gerätesystem S 3 900 gehören außerdem der HiFi-Stereotuner ST 3 900, der HiFi-Stereo-Vollverstärker SV 3 900, das Frontlade-Stereokassettengerät SK 3 900 und die HiFi-Baßreflexboxen B 3 010.

Vom VEB Kombinat *Elektro-Apparate-Werke* wurde als Weiterentwicklung der SOUND-Serie der Reiseempfänger SOUND clock vorgestellt. Das Gerät ist mit einer quartzgesteuerten Digitaluhr mit LCD-Anzeige ausgerüstet, die auch als Radiowecker genutzt werden kann. Die Uhr wird aus einer separaten, nicht abschaltbaren Batterie betrieben.

Die Kassettengeräte der *Geracord*-Serie werden erweitert durch das Kompaktkassetten-Frontladegerät *Geracord GC 6031*. Es entspricht in seinen technischen Parametern dem GC 6030, ist aber als Frontlader und auf

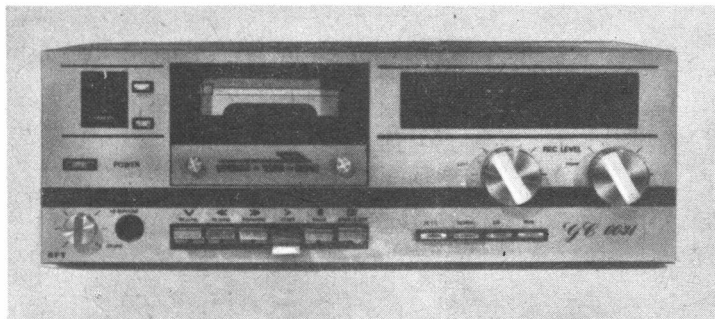
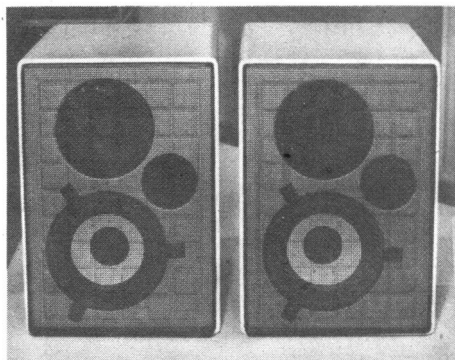


Bild 7 Die Kassettengeräte der «Geracord»-Serie werden durch den Frontladertyp «GC 6031» erweitert (VEB Elektronik Gera)



*Bild 8
Studioqualität weisen die
HiFi-Zwei-Wege-Baßreflexbo-
xen «BR 25» mit je 8,5 l Vo-
lumen auf (VEB STATRON
Fürstenwalde)*

Grund seiner Abmessungen von 390 mm Breite mit anderen HiFi-Geräten kombinierbar.

Vom VEB *Funkwerk* Leipzig ist die HiFi-Drei-Wege-Box *Capella* und vom VEB STATRON Fürstenwalde die HiFi-Zwei-Wege-Box *BR 25* neu im Angebot. Die Baßreflexbox *BR 25* ist nach den Prinzipien eines Studiolautsprechers konzipiert und erreicht einen Übertragungsbereich von 50 bis 16000 Hz bei einer Kennempfindlichkeit von etwa 85 dB. Die Nennbelastbarkeit ist 25 VA bei einem Nennscheinwiderstand von 4 Ω . Die Box mit 8,5 l Nettovolumen kann durch die eingebaute Schutzschaltung auch an Verstärkern höherer Ausgangsleistung unbedenklich betrieben werden.

Keine Veränderungen gab es im Produktionsbereich der Phonogeräte.

Obering. Karl-Heinz Schubert

Die Anfänge der Arbeiter- Radio-Bewegung in Deutschland (2)

Obering. Karl Heinz Schubert – Y21XE

Der 29. Oktober 1923 kennzeichnet den Beginn des Rundfunks in Deutschland, als vom Berliner *Vox-Haus* um 20.00 Uhr die erste Ausstrahlung mit einem Konzert begann. Schon wenige Wochen danach organisierten sich in einigen Großstädten Arbeiter-Radio-Klubs, die von Anfang an zwei Ziele verfolgten. Einmal ging es darum, durch politische Arbeit Einfluß zu gewinnen, damit die gesellschaftlichen Interessen der Arbeiterklasse in der Programmgestaltung Berücksichtigung fanden. Zum anderen war das die Beschäftigung mit der sich stürmisch entwickelnden Radiotechnik. Der erste Beitrag (*Elektronisches Jahrbuch 1984*) behandelte die Entwicklung der Arbeiter-Radio-Bewegung bis zu dem Zeitpunkt, als 1929 fortschrittliche und revolutionäre Mitglieder des *Arbeiter-Radio-Bundes Deutschlands e. V.* (ARBD), der der versöhnlerischen reformistischen Spalterpolitik der rechten SPD-Führung folgte, aus dem ARBD ausgeschlossen wurden.

Es war vor allem die fortschrittliche Berliner Bezirksorganisation, gegen die der Bundesvorstand des ARBD den Hauptschlag führte. Nachdem einige gewählte Bezirksvorstandsmitglieder ausgeschlossen waren, wurde am 16. Juni 1929 durch Beschluß einer erweiterten Bundesvorstandssitzung der Berliner Bezirksgruppe untersagt, sich *Bezirksgruppe des ARBD e. V.* zu nennen. Dazu wurde noch eine gerichtliche einstweilige Verfügung bemüht. In der später folgenden Berufungsverhandlung geschah es, daß ein bürgerliches Gericht zugunsten der Kommunisten urteilen mußte. Die Berliner Bezirksorganisation leistete eine umfangreiche politische Arbeit und unterstützte vielseitig die technischen Interessen der Arbeiter. Daher standen auch die meisten Mitglieder hinter den fortschrittlichen Bestrebungen ihrer Bezirksorganisation.



Bild 1
Titelkopf des von der Berliner Bezirksgruppe im ARBD herausgegebenen Mitteilungsblattes

UNSER Sender

Preis 10 Pf.



ORGAN DER BERLINER RUNDFUNKHÖRER

Geschäftsstelle:

Berlin SO 19, Adalbertstr. 40

Fernsprecher

77 Janowitzstr.

2. Jahrgang Nr. 4 Mai 1929

Funk- und Filmfest der Zwölftausend

Bild 2

Titelkopf der Monatszeit-
schrift der Berliner Be-
zirksgruppe im ARBD,
die später die Zeitschrift
des FRBD wurde

1928 publizierte die Berliner Bezirksorganisation zur Unterstützung ihrer Arbeit ein hektographiertes, monatlich erscheinendes Mitteilungsblatt mit dem Titel *Der aktive Radiogenosse*. Dieses Mitteilungsblatt konnte ab Januar 1929 als gedruckte Monatszeitschrift *Unser Sender* herausgegeben werden. Der Titel dieser Zeitschrift symbolisierte das Bemühen der Arbeiterklasse um einen eigenen Sender, der allerdings im bürgerlichen Klassenstaat der Weimarer Republik nicht zu realisieren war. Im Januar 1930 wandelte der *Freie Radio-Bund Deutschlands* (FRBD) diese Monatsschrift unter dem Titel «*Arbeiter-Sender*» in eine Wochenschrift um, die zeitweise eine Auflagenhöhe bis zu 2 Millionen Exemplaren erreichte.

Auf Beschluß der Berliner Bezirksgruppenleiter wurde am 11. September 1929 der *Freie Radio-Bund Deutschlands* (FRBD) gegründet. Ihm schlossen sich viele der gemäßregelten Ortsgruppen und auch Mitglieder des ARBD an. Sehr schnell entwickelte sich der FRBD auf Grund seiner klareren politischen Haltung und größeren Aktivität, während der ARBD das Opfer seiner eigenen Spalterpolitik wurde. Er hatte nach 1930 keinen großen Einfluß mehr, bis er von den Nazis aufgelöst und verboten wurde. Da half ihm auch die Katzbuckelei gegenüber den Nazis nicht, die vor allem in seiner Zeitschrift *Volksfunk* (vorher hieß sie noch *Arbeiterfunk!*) 1932/33 betrieben wurde.

Auf der 1. Reichskonferenz des FRBD wurde am 31. Oktober/1. November 1930 eine Resolution angenommen, in deren Abschnitt VI die nächsten Aufgaben des FRBD festgelegt wurden, die einem konkreten Arbeitsprogramm entsprachen. In den fünf Punkten ging es um den beschleunigten Aufbau des FRBD, um eine verstärkte Massenarbeit, um eine verstärkte revolutionäre Oppositionsarbeit im ARBD, um fachtechnische Aufgaben und um die Festigung der zentralen Leitung. Besonders der dritte Punkt führte zu einer linksradikalen Praxis, wodurch die Orientierung des ZK der KPD und besonders *Ernst Thälmanns*, ein kameradschaftliches Verhältnis zu den sozialdemokratischen Arbeitern zu schaffen, größtenteils verletzt wurde. Bei den fachtechnischen Aufgaben spielten vor allem der Bau von Moskau-Empfängern und von Kraftverstärkeranlagen sowie die praktische Kurzwel lentätigkeit eine Rolle.

Zu den ständigen Maßnahmen des FRBD gehörte der organisierte Emp-

3. Jahrgang / Nr. 11
Berlin, den 13. April 1930

Arbeiter-Sender

MIT DEM RUNDFUNK-PROGRAMM

Aus dem Inhalt:

**Kritische
Programmorschau**

**Eine Woche der Qual
Karfreitag am Kraterand
des Vesuv**

**Die Bücherstunde des Ber-
liner Senders**

**Das Rundfunkprogramm
der Roten Welle 938
Rundfunk und Theater**

**Die Stimme des
werk tätigen Hörers**

**Kaufrauen-, Arbeiter-, An-
gestellten-Zuschriften**

**Einige Lichtblicke am West-
deutschen Rundfunk**

Neu Wigand:

**Die Wirkungsweise der
Dreielektrodenöhre**

**Die Antenne des Kurzwellen-
senders**

**Einiges von unserem Höhe-
punkt**

Unser Roman

Ludwig Törck:

Ein Prolet erzählt

EINZELPREIS
25
PFENNIG

**DIE RADIOZEITUNG
FÜR ALLE
MIT
EUROPAPROGRAMM**

Bild 3

Titelseite des Wochenblat-
tes «Arbeiter-Sender» des
FRBD, das bis zu 56 Sei-
ten stark war und Aufla-
genhöhen von 2 Millionen
Exemplaren erreichte

fang des Moskauer Rundfunks als hervorragendes politisches Kampfmittel gegen die stärker werdende Antisowjethetze. Solche Hörabende trugen bei zur Verbreitung der Wahrheit über den ersten Arbeiter-und-Bauern-Staat der Welt. Dazu wurden die Sendezeiten der deutschsprachigen Sendungen des Moskauer Rundfunks im *Arbeiter-Sender* veröffentlicht. Empfangen wurden damals der Gewerkschaftssender WCSPS (Wellenlänge 938 m), der Komintern-Sender (Wellenlänge 1481 m) und der Kurzwellensender Moskau (Wellenlänge 50m). 1931 begann der FRBD mit der Herausgabe einer Broschürenreihe *Arbeiter-Radio-Bibliothek*, die schnell starke Verbreitung fand. Der erste Titel *Wie kann ich Moskau empfangen?* stammte von Ing. Paul Jansen, der den Technikteil des *Arbeiter-Senders* betreute. Weitere Broschüren in dieser Zeit waren die des Chefredakteurs des *Arbeiter-Senders* Klaus Neukrantz (*Für Deine 2 Mark*) und des Vorstandsmitglieds und späteren 1. Vorsitzenden des FRBD Hans Georg Kahle (*Funk in Fesseln*), der auch den

Verlag des *Arbeiter-Senders* leitete. Von *Ing. Paul Jansen* erschienen noch die Broschüren *Der Krieg im Äther* und *Moskauempfang auf kurzen Wellen*.

Zur Vorbereitung der 2. Reichskonferenz des FRBD am 10./11. Oktober 1931 wurden in allen Sendebereichbezirken Bezirkskonferenzen und Unterbezirkskonferenzen unter der Losung *Bahn frei für den roten Funk* organisiert. Auf der 2. Reichskonferenz analysierte man zwar die mit Fehlern und Schwächen behaftete Arbeit in der Organisation und beschloß Maßnahmen zu ihrer Verbesserung. Aber einige der Einschätzungen trugen nicht dazu bei, in der Frage einer antifaschistischen Einheitsfront voranzukommen. Zum 1. Vorsitzenden des FRBD wurde *Hans Georg Kahle* gewählt, der bisherige Sekretär der Berliner Bezirksorganisation.

Höhepunkte in der Arbeit des FRBD waren große Kundgebungen in allen Reichsgebieten. Auf einer Großkundgebung am 22. April 1932 in Berlin sprachen sich die Teilnehmer gegen Zensur und Antisowjethetze im Rundfunk aus. Am 24. Juli 1932 organisierte der FRBD in Leipzig einen Funktag der Werktätigen, die damals größte Rundfunkkundgebung der Welt mit 20 000 Teilnehmern im Leipziger Sportstadion. Eine Protestresolution gegen die Rundfunkpolitik und gegen das Ausschalten des Führers der deutschen Arbeiterklasse *Ernst Thälmann* bei den Wahlsendungen wurde ange-

6. JAHRGANG

ARBEITER SENDER

ILLUSTRIRTE FUNKZEITSCHRIFT

Bis zum 22. März verboten!

DER POLIZEIPRÄSIDENT
Tgd. Nr. 12 = 4368

Berlin, den 22. II. 1933

Das Erscheinen der Zeitschrift
„Arbeiter-Sender“ ist bis zum
22. März einschließlich verboten.

gez. von Levetzow

Reichs-Ausgabe M
mit Europaprogramm
15 Pf.

Verantwortlich: Klaus Neumann, Berlin W
Offendruck: Ankerberg & Co. G. m. b. H. Berlin SW 61

Bild 4

Mit dieser Titelseite als einzelnes Blatt erschien das Wochenblatt *«Arbeiter-Sender»* am 24. Februar 1933 letztmalig

nommen. Vor allem die Berliner Bezirksorganisation war bekannt für ihre gutbesuchten Ausstellungen. Allein 1931 wurden vier Ausstellungen aufgebaut, unter anderen die Radio-Phono-Buchausstellung im Arbeiterviertel Moabit, auf deren Abschlußveranstaltung *Ernst Schneller* sprach.

Ein besonderes Kapitel in der Arbeit des FRBD war der Kampf um die Teilnahme der Arbeiter am Amateurfunkverkehr. Nur die Mitglieder der bürgerlichen Funkvereine hatten bisher die Möglichkeit, daran teilzunehmen. Im FRBD gab es als Kurzwellenarbeitsgemeinschaft seit August 1932 den *Arbeiter-Empfangs-Dienst* (AED), dessen Mitgliederstand nach Geheimberichten auf etwa 350 Mitglieder geschätzt wurde. Über die Arbeit des AED ist bis heute wenig bekannt geworden. Aber aus der Literatur zum antifaschistischen Kampf ergibt sich, daß viele Anhänger des FRBD sich in die vorderste Front des Widerstandskampfes gegen den Faschismus einreihen.

Auf seiner letzten Reichsleitungssitzung am 3. Dezember 1932 bereitete sich der FRBD bereits auf den illegalen Kampf vor. Die letzte reguläre Ausgabe des *Arbeiter-Senders* erschien am 24. Februar 1933. Gleichzeitig kam noch eine bloße Titelseite heraus mit der amtlichen Mitteilung des Erscheinungsverbots bis zum 22. März 1933. Aus diesem befristeten Verbot wurde jedoch ein Dauerverbot, weil die Nazis am 26. Februar 1933 den *Freien Radio-Bund Deutschlands* verboten hatten.

Unter den ersten Opfern des Naziterrors waren auch leitende Mitarbeiter des FRBD zu beklagen, so unter anderen die Chefredakteure *Rudolf Scheffel* (*Der aktive Radiogenosse/Unser Sender*) und *Klaus Neukrantz* (*Arbeiter-Sender*). *Hans Georg Kahle* emigrierte in die Schweiz, arbeitete als Journalist dort und in Frankreich. 1936 ging er nach Spanien und wurde Kommandeur in den Internationalen Brigaden. Nach der Niederlage der spanischen Volksfrontregierung war er in Frankreich und England in der antifaschistischen Bewegung deutscher Emigranten tätig. Nach seiner Rückkehr wurde er 1946 Chef der Volkspolizei im Land Mecklenburg. Am 1. September 1947 verstarb er in Ludwigslust.

Literatur

- H. Mrowetz, Aus der Geschichte des Arbeiter-Radio-Bundes. FUNKAMATEUR, 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-Radio-Bewegung in Deutschland. Beiträge zur Geschichte des Rundfunks, Heft 1/1968 und Heft 2/1968.

Sensoren – Bindeglieder zur Umwelt

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Sensoren lassen sich in ihrem Grundprinzip auf die elektronische Messung nichtelektrischer Größen zurückführen, die seit langem bekannt ist und auf vielen Gebieten von Wissenschaft und Technik eingesetzt wird. Heute haben Sensoren in Form von Meßwertaufnehmern, Meßfühlern, Fühlelementen, Meßwandlern und Meßgrößenumformern als Bindeglied zwischen Umwelt und technischen Systemen eine große Bedeutung erlangt, so daß man sie auch als Sinnesorgane der Mikroelektronik bezeichnet. Sie dienen damit zur Informationsgewinnung über die Umwelt oder zu speziellen Prozeßgrößen, sie stellen die Komponenten eines Gesamtsystems dar, die die Information aus dem Prozeß und seiner Umwelt aufnehmen und sie der eigentlichen Informationsverarbeitung erst zugänglich machen.

Für die breite Einführung von Sensoren haben Halbleitertechnik, integrierte Schaltungstechnik und Optoelektronik die Notwendigkeit für ihren Einsatz und die technologischen sowie verfahrenstechnischen Voraussetzungen für ihre Herstellung geschaffen. Dabei steht die Entwicklung im Wandel zum Halbleitersensor, der mit der Halbleiter-, Dünnschicht- und Dickschicht- bzw. Folienschicht-Technologie hergestellt werden kann. Hohe Zuverlässigkeit, geringes Volumen und geringe Masse, geringe Ansprechzeit, breiter Betriebstemperaturbereich sowie eine Vielzahl zu ermittelnder Größen sind die Vorteile, die besonders im Zusammenwirken mit integrierten Schaltungen und Mikroprozessoren Bedeutung haben.

Einteilung und Grundaufbau von Sensoren

Ein *Sensor* besteht im Grundaufbau aus dem eigentlichen *Elementarsensor*, der auch als *primärer Sensor* oder *Meßfühler* bezeichnet wird, und einer anschließenden Signalverarbeitungselektronik, die in unterschiedlicher Weise mit dem Sensor gekoppelt sein kann (Bild 1). Mit dem Elementarsensor ist auch eine Umformung der oftmals mechanisch vorliegenden Meßgröße in eine elektrische Größe verbunden (Bild 2). Die Signalverarbeitung nimmt im einfachsten Fall nur eine Verstärkung der elektrischen Größen bzw. eine Anpassung an weiterfolgende Stufen vor. Hier kann auch eine beeinflussende Steuerung vorgenommen werden. *Aktive* Sensoren arbeiten ohne

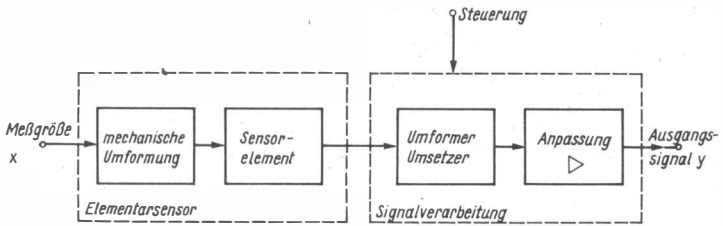


Bild 1 Sensorgrundaufbau

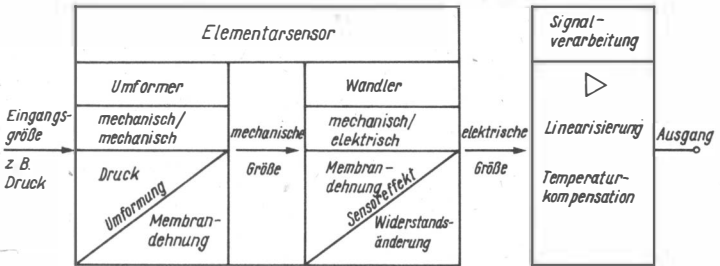


Bild 2 Umformprinzip im Sensor (Beispiel: Drucksensor)

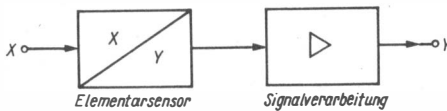


Bild 3 Analoger Sensor (Prinzip)

Hilfsenergie, *passive* Sensoren erfordern eine Hilfsenergie (Betriebsspannung). Eine weitere Unterscheidung ist nach der Art der Vorbehandlung bzw. Darstellung des Sensorausgangssignals möglich, wobei digitale Verarbeitungsprinzipien mit im Vordergrund stehen:

- *Analoge* Sensoren bilden eine nichtelektrische Meßgröße als ein amplitudenanaloges elektrisches Signal ab und arbeiten mit linearer oder nichtlinearer Umsetzung, Temperaturkompensation und Linearisierung (Bild 3).
- *Digitale* Sensoren (Bild 4) setzen die nichtelektrische Meßgröße in ein digitales Ausgangssignal um (direkt oder indirekt über ein analoges Ausgangssignal).
- *Frequenzanaloge* oder *pseudodigitale* Sensoren (Bild 5) bilden die Meßgröße in der Frequenz bzw. Periodendauer des Ausgangssignals ab (auch hier direkte oder indirekte Umwandlung).

- *Binäre Sensoren* melden das Erreichen eines vorgegebenen Schwellwerts (Grenzwerts).
- *Multisensoren (Mehrelementesensoren)* erfassen gleichzeitig mehrere Meßgrößen.
- *Intelligente Sensoren* (Bild 6) übernehmen bereits selbst einen Teil der Meßwertverarbeitung (Korrektur von Nullpunkt, Nichtlinearitäten und Temperaturfehler, Vergleich mit einem Vorgabewert, Verkopplung mit Aktuatoren).

Den höchsten Entwicklungsstand haben intelligente Sensoren, die zusammen mit einem Mikroprozessor in einer Baueinheit oder in einem Gehäuse vereint sind. Vereinfachung von Programmierung, Test und Betriebsweise, Datensicherung durch Einfügung von Redundanz, Vorverarbeitung und Aufbereitung der Meßsignale, Vielseitigkeit und Modifizierbarkeit sind die Hauptvorteile eines derartigen Sensors, der Spezialanwendungen vorbehalten bleibt. Bild 7 gibt einen Überblick über die Entwicklungsstufen zum intelligenten Sensor.

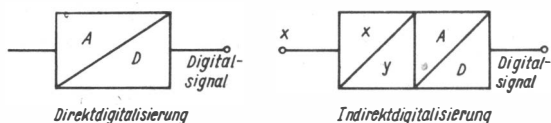


Bild 4 Digitaler Sensor (Prinzip)

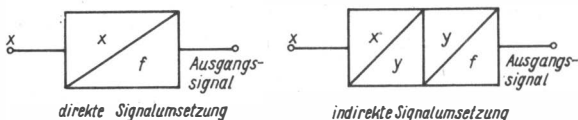


Bild 5 Frequenzanaloger Sensor

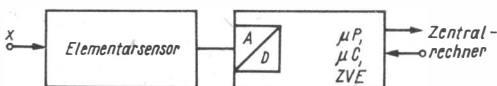


Bild 6 Intelligenter Sensor

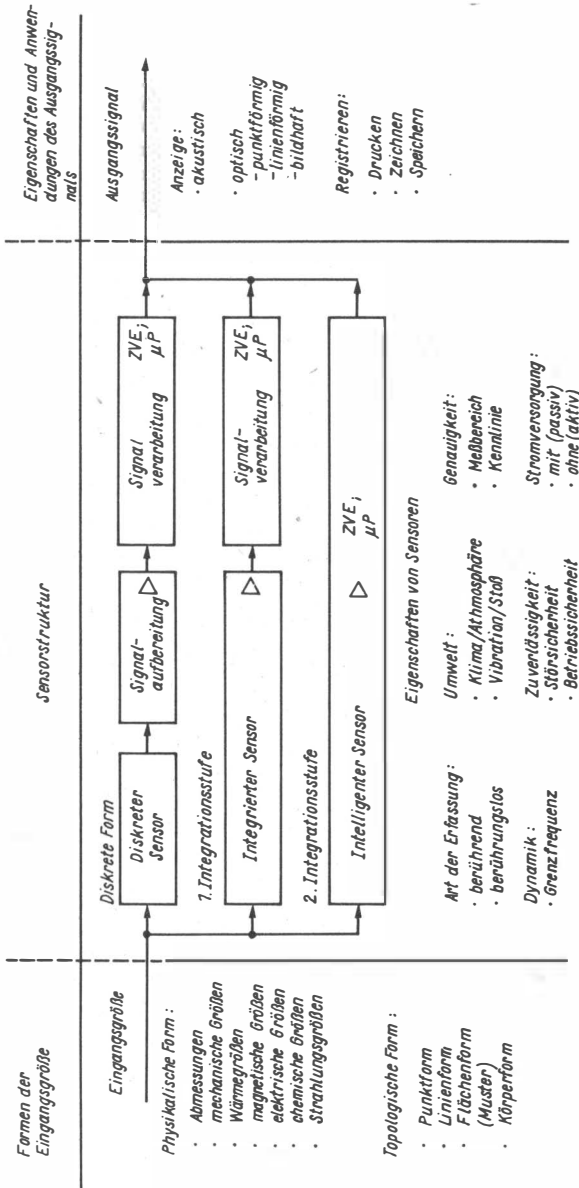


Bild 7 Entwicklungsstufen von Sensoren

Hauptanforderungen an Sensoren

Neben spezifischen, auf die jeweilige Aufgabenstellung bezogenen Anforderungen werden an Sensoren folgende Hauptforderungen gestellt, die je nach verwendetem Wirkprinzip und Sensoraufbau unterschiedlich erfüllt werden:

- lineare Umwandlung der zu erfassenden Größe in ein auswertbares Signal,
- große Empfindlichkeit,
- Überlastbarkeit,
- geringe Temperaturempfindlichkeit,
- breiter Einsatztemperaturbereich,
- hohe Temperaturwechselfestigkeit
- hohe Korrosionsresistenz,
- hohe Zuverlässigkeit,
- Aufbau mit geringen Abmessungen, geringer Masse und Anpaßbarkeit am Meßort,
- geringe Störbeeinträchtigung durch äußere Störungen,
- hohe Wirtschaftlichkeit,
- keine Beeinträchtigung der Meßgröße (berührungsloses Erfassen),
- großer Bereich der erfaßbaren Meßgröße.

Wirkprinzipien

Bei der Realisierung des Gesamtkomplexes der Hauptanforderung und der Lösung der spezifischen Meßaufgabe benutzt man unterschiedliche Wirkprinzipien und physikalische Effekte, deren Umfang in letzter Zeit beträchtlich erweitert werden konnte. Dabei ließen sich auch die wirksamen Vorgänge verfeinern und ausbauen. Anfangs benutzte man vorwiegend eine Widerstandsänderung eines Leiters in Abhängigkeit von der Temperatur, die kapazitive oder induktive Beeinflussung oder den Piezoeffekt. Eine Erweiterung der Meßaufgaben ließ sich mit dem Halleffekt, dem *Wiegand*-Effekt oder mit optoelektronischen Wirkprinzipien erzielen. Den höchsten Stand verkörpern visuelle oder taktile Sensoren, wie sie bereits in Industrierobotern der 2. Generation und in modernsten Fertigungsanlagen zu finden sind.

Widerstandssensoren

Widerstandssensoren sind relativ weit verbreitete Meßwertaufnehmer (*Wheatstone*-Brücke), die auch im Zeitalter der Mikroelektronik noch Bedeutung haben. Entsprechend der Beziehung für den Widerstand

$$R = \rho \cdot \frac{l}{A}$$

können alle 3 Größen (spezifischer Widerstand ρ , Länge l und Querschnitt A) der rechten Seite von der zu messenden Größe abhängen, wobei der spezifische Widerstand weiterhin von Elementarladung, Trägerbeweglichkeit und -konzentration beeinflusst wird. Damit können meßtechnisch mit dem Widerstandssensor 2 geometrische Größen (Länge, Querschnitt) und 2 Materialparameter (Trägerbeweglichkeit und -konzentration) erfaßt werden, wodurch sich eine Vielzahl von Größen messen läßt wie Temperatur, mechanische Beanspruchung (Dehnungsmeßstreifen), Feuchte, Magnetfeld, Position, Längenänderung u. a.

Sehr verbreitet sind Dehnungsmeßstreifen (DMS), die auf der mechanischen Deformation eines Leiters beruhen. Neben DMS aus Metall verwendet man neuerdings auch DMS aus Silizium (poly- oder einkristallin), das zur Bestimmung kleiner Kräfte und Drücke (0,1 N/0,01 MPa) bevorzugt wird.

Die Temperaturabhängigkeit eines Leiterwiderstands wird in Heiß- und/oder Kaltleitern zur Temperaturerfassung bzw. -messung ausgenutzt.

Neu ist ein Halbleitertemperatursensor, der die Veränderung des Ausbreitungswiderstands (spreading resistance) einer definierten Kontaktzone (Bild 8) ausnutzt. Dabei nimmt die Beweglichkeit freier Ladungsträger im Medium mit steigender Temperatur ab. Der spezifische Widerstand des Sensors wächst. Die Elektrodengeometrie und die Geometrie des elektrischen Strömungsfelds können durch die Fotolithografie genau eingehalten werden. Der Linearitätsfehler ist im Bereich von -40 bis $+130^\circ\text{C}$ kleiner als 0,6 K.

Über eine Widerstandsänderung sind auch Beschleunigungen meßbar. Ein derartiger, mit der IS-Technik herstellbarer Beschleunigungssensor besteht aus einer Glas-Si-Glas-Schichtstruktur, wobei sich eine kleine, einseitig eingespannte Zunge aus Silizium zwischen 2 Glasbedeckungen bewegt. Der Zungenwiderstand ändert seinen Widerstandswert in Abhängigkeit von der Beschleunigung. Die Auswertung nimmt man über eine Widerstandsbrücke mit Temperaturkompensation im Sensor vor. Der erfaßbare Meßbereich beträgt 0,001 bis 50 g.

Ein Widerstandselement, dessen Widerstandswert sich in Abhängigkeit von einer beaufschlagten Feuchtigkeit ändert, ist zum Aufbau eines Feuch-

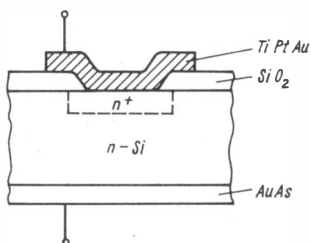


Bild 8
Halbleitertemperatursensor

tigkeitssensors geeignet, der aus Zinkoxid, Chromoxid und Lithiumoxid besteht. Die Bestandteile verbäckt man zu einer Keramik, und sie werden mit Goldelektroden zu einem Widerstandselement, das im Bereich von 30 bis 90% relativer Feuchtigkeit arbeitet.

Modern sind organische Feuchtesensoren (Hygrometersensoren), bei denen angelagerte Wassermoleküle durch Lockerung von Ionen in der Oberfläche eines Polymerisaten (z. B. auf Styrolbasis) den Schichtwiderstand verringern. Entsprechend gewählte Materialien führen zu recht großen Widerstandsänderungen, z. B. von 10 M Ω bei einer relativen Feuchte von 10% auf etwa 1 k Ω bei rund 100% relativer Feuchte.

Auch Magnetfelder lassen sich mit Widerstandssensoren auswerten. Das dafür geeignete Bauelement ist die Feldplatte. In ihr wird die Ablenkung der Strombahnen durch ein senkrecht zum Strom verlaufendes Magnetfeld genutzt. Durch Inhomogenitäten der Leitfähigkeit des Materials entstehen Zickzackstrombahnen, deren seitliche Auslenkung gegenüber der Hauptstromrichtung mit der Größe des Magnetfelds steigt. Damit wächst der Widerstand der Feldplatte mit der Feldstärke. Feldplatten lassen sich aus Indiumantimonid mit kleinen Nickelantimonid-Nadeln aufbauen.

Im magnetischen Sensor wird die Abhängigkeit des elektrischen Widerstands einer dünnen ferromagnetischen Metallschicht (z. B. Permalloy: etwa 80% Ni, 20% Fe) vom Winkel zwischen Stromflußrichtung durch die Schicht und Magnetisierungsrichtung ausgenutzt. Eine zusätzliche Goldstruktur (Barber poles) bewirkt ein lineares Verhalten. Die Vorteile dieses Sensors sind hohe Empfindlichkeit (Messung schwacher Felder) und der weitgehend lineare Zusammenhang zwischen Magnetfeld und Ausgangssignal. Durch die Schichtstruktur bietet sich als Herstellungstechnologie die Dünnschichttechnik an. Als Anwendungen kommen die Messung magnetischer Felder (10 bis 40000 A/m), die kontaktlose Positionsmessung, die Messung von Strömen, die Steuerung von Elektromotoren und die Verkehrskontrolle über die Messung der durch Fahrzeuge verursachten Änderung des Erdmagnetfelds in Betracht.

Reaktanzsensoren

Zu den Reaktanzsensoren zählt man Sensoren, die eine Kapazitätsänderung bzw. eine Induktivitätsänderung (kapazitive oder induktive Sensoren) durch die zu messende Größe ausnutzen. Auch mit ihnen läßt sich eine Vielzahl von Größen erfassen.

In der Beziehung für die Kapazität eines Kondensators

$$C = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \frac{A}{d}$$

sind durch die Meßgröße 2 geometrische Abhängigkeiten (Elektrodenfläche A bzw. ihr Abstand d) und 1 Materialparameter (Dielektrizitätskonstante) beeinflussbar. Neben Druck, Feuchte, Temperatur (Tiefemperaturen) sind

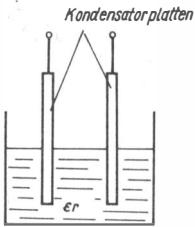


Bild 9 Kapazitiver Feuchtesensor

auch Füllstände oder Durchlaufmessungen in der Fertigung, z. B. die kontinuierliche Messung der Dicke von Plastfolien, möglich.

Neuere *kapazitive* Sensoren werden in Dünnschichttechnik zur Feuchte- und Druckmessung hergestellt. Zur Druckmessung wird z. B. die Verschiebung oder Verformung einer Membranelektrode unter der Druckeinwirkung ermittelt. Bei der Füllstandsmessung verwendet man entweder eine Einzelelektrode gegenüber einer metallischen Behälterwand oder 2 Elektroden, die in die Flüssigkeit tauchen. Je nach Füllstand ändert sich die Dielektrizitätskonstante und damit die Kapazität (Bild 9). Bei den *induktiven* Sensoren übt die Meßgröße wiederum Einfluß auf geometrische Größen oder Materialparameter aus. Hierunter fallen magnetostruktiv wirkende Sensoren, Stellungssensoren durch Verschiebung des Kerns in einer Spule oder einem Differentialtransformator, Kraft- oder Drucksensoren und Näherungssensoren.

Reaktanzsensoren werden oftmals in Oszillatorschaltungen eingesetzt, wobei sich durch die Meßgröße die Kapazität oder die Induktivität eines Resonanzkreises und damit die Frequenz ändern. Die Auswertung kann danach analog oder auch digital vorgenommen werden.

Piezosensoren

Piezosensoren verwenden den direkten Piezoeffekt, worunter man die Erscheinung versteht, daß beim Einwirken von Kräften auf einen Körper geeigneten Materials positive und negative elektrische Ladungen an seinen Oberflächen auftreten, d. h., zwischen den Oberflächen besteht eine elektrische Spannung, die in gewissen Grenzen der mechanischen Beanspruchung proportional ist.

Je nach Lage der Kristallachsen des Piezomaterials in bezug auf die einwirkende Kraft wird zwischen dem *Longitudinal-*(Ableitung der Ladung an den Angriffsflächen der Kraft) und dem *Transversal-Piezoeffekt* (Ableitung der Ladung an den von der Kraft unberührten Flächen) unterschieden. Hohe Druckfestigkeit, Temperaturbeständigkeit, geringer Temperatureinfluß auf die Parameter, hohe Linearität, kleine Hysterese und gute Ladungsausbeute sind angestrebte Eigenschaften bei den Piezosensoren.

Die wichtigsten piezoelektrischen Materialien sind Quarz (SiO_2), Li-

thiumniobat (LiNbO_3) und Lithiumtantalat (LiTaO_3). Weiterhin wurden auch polykristalline Piezokeramiken eingeführt (z. B. BaTiO_3 , Blei-Zirkonat-Titanat), die sich durch Sintern aus Pulvermischungen herstellen lassen. Neu sind Plastfolien (PVF_2) für großflächige Drucksensoren. Auf Grund seiner Eigenschaften bietet sich der Piezosensor als Drucksensor für unterschiedliche Einsatzzwecke an, zu denen auch Schallplattenabtaster, Impulsgeber (Tasten) und Mikrofone gehören. Moderne Piezosensoren enthalten unmittelbar am Sensorelement einen in IS-Technik realisierten Impedanzwandler, um unerwünschte Einflüsse des Meßkabels auszuschalten. Bevorzugte Meßgrößen sind Druck, Kraft und Beschleunigung, die alle im Piezomaterial eine Ladungsänderung erzeugen, die dem Sensor in Form einer Spannungsänderung entnommen wird.

Bei einem neuen Piezodrucksensor verwendet man als Material Silizium. Dieser Drucksensor wird in kreuzförmigem (x-förmigem) Aufbau realisiert. Durch die Längsachse fließt ein konstanter Strom, der im Querarm eine Spannung erzeugt, die sich unter Druckeinfluß verändert.

Hat ein Piezomaterial ein permanentes elektrisches Moment, das von der Temperatur abhängig ist, so liegt ein *pyroelektrischer* Sensor vor, mit dem Temperaturschwankungen erfaßt werden können.

Hall-Effektsensor

Beim Hall-Effektsensor wird der Hall-Effekt benutzt, d. h. die Wechselwirkung eines Stromflusses und eines äußeren Magnetfelds.

Die vom Hall-Effektsensor (Bild 10) gelieferte Spannung ist proportional zur magnetischen Induktion eines äußeren Magnetfelds. Zum Aufbau von Hall-Effektsensoren werden III-V-Halbleiterverbindungen verwendet, z. B. InSb, GaAs, InAs. Neben dem Hall-Effektsensor lassen sich in der Baueinheit auch nachfolgende Funktionen integrieren (Stromquelle für den Sensor und entsprechende Auswerteschaltungen, Verstärker, Trigger).

Hall-Effektsensoren arbeiten oftmals zusammen mit kleinen Magneten, die auf oder an den zu überwachenden mechanischen Teilen befestigt sind. Ein kleiner Magnet auf einem Rotationsteil oder sich bewegendem Teil gestattet zusammen mit dem Halleffektsensor den Aufbau von Drehzahlmessern, Drehzahlregelungen, Steuerschaltungen für kollektorlose Motore, Initiatorschaltungen, Zähl- und Sortiersteuerungen, Funktionsschaltungen in Förderanlagen, Identifikation von Produkten u. a.

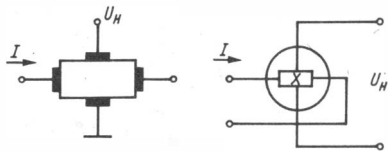


Bild 10
Halleffektsensor

Zur Herstellung eines GaAs-Hall-Sensors verwendet man eine lokale Implantation. Die aktive Fläche ist etwa $0,2 \text{ mm} \times 0,2 \text{ mm}$ groß und befindet sich $0,35 \text{ mm}$ unter der Vorderseite eines Kleinstplastgehäuses. Da ein derartiger Sensor symmetrisch aufgebaut werden kann, sind die Anschlüsse für Hall-Spannung und Steuerspannung vertauschbar. Kennzeichnend für neuere Hall-Sensoren sind hohe Betriebstemperatur (z. B. bis 150°C für den Einsatz in Kraftfahrzeugen) und ein geringer Temperaturkoeffizient (maximal $\pm 0,08\%$ K) des Innenwiderstands.

Der DDR-Hall-Schaltkreis *B 461 G* enthält in einem IS-Aufbau neben dem Hall-Sensor eine Bezugsspannungsquelle, einen Differenzverstärker und einen Trigger sowie einen Transistorausgang mit offenem Kollektor.

Wiegand-Sensor

Noch in der Einführung begriffen ist der *Wiegand-Sensor*, bei dem der *Wiegand-Effekt* angewendet wird. Der *Wiegand-Effekt* tritt in einem speziell vorbehandelten Draht auf und äußert sich in einer Veränderung der Magnetisierungsrichtung des Drahtes unter dem Einfluß eines sich ändernden äußeren Magnetfelds. Die Änderung der Magnetisierungsrichtung im Draht läßt sich durch eine Spule nachweisen. Der *Wiegand-Sensor* ist damit ein magnetischer Sensor, der zur Drehzahl- und Durchflußmessung, als kontaktloser Impulsgeber, als Näherungssensor und in Tastaturen eingesetzt wird. Die relativ hohe Amplitude (5 V) des Ausgangssignals hat Vorteile. Der *Wiegand-Sensor* ist noch relativ neu und sein Anwendungsgebiet noch nicht voll erschlossen.

Optosensoren

Die relativ große Gruppe der Optosensoren (optoelektronische Sensoren, Fotosensoren) umfaßt optoelektronische Strahlungsempfänger (Lichtempfänger, Lichtdetektor), die die auf sie fallende Strahlung vorwiegend im sichtbaren oder IR-Bereich des elektromagnetischen Spektrums aufnehmen und in ein elektrisches Signal umwandeln. Zu ihnen gehören Fotowiderstände, Fotodioden und Fotoelemente, Fototransistoren, Fotofeldeffekttransistoren und Fotothyristoren, die als Einzelsensor oder – im Fall der Fotodioden – auch als Bildsensor durch lineare oder flächenhafte Aneinanderreihung mehrerer Sensoren eingesetzt werden. Einen Sonderfall stellen optoelektronische Sensoren dar, die noch einen Lichtsender beinhalten, dessen Strahlung auf dem Wege zum Sensor beeinflußt und auf diese Weise einer auswertbaren Veränderung unterzogen wird (Lichtschranke/Optokoppler).

Optoelektronische Sensoren sind in einer Vielzahl von Realisierungsvarianten (Tabelle 1) möglich und weisen ein breites Einsatzfeld auf, so daß sie mehr und mehr andere Sensorarten verdrängen. Sie werden mit moder-

Tabelle 1 Komplexität optoelektronischer Sensoren

Sensor	Arbeitsweise	Aufbau
Lichtempfänger Lichtschranke	punktförmige Aufnahme quasi-eindimensional	relativ einfach
Linearsensor		
Flächensensor	eindimensional	kompliziert Reihenanordnung von Lichtempfängern mit Abtastschaltung
	zweidimensional	kompliziert Flächenanordnung von Lichtempfängern mit komplizierter Abtastung

nen Technologien der Halbleiter- und der IS-Technik hergestellt, die dadurch eine Reihe von Sensoren in ihrem Aufbau und Einsatz erst ermöglichen. Sie sind damit eng mit der Entwicklung der IS-Technik verknüpft und oft mit einer unmittelbar folgenden Signalverarbeitung (auf demselben Chip) verbunden. Tabelle 2 stellt die in optoelektronischen Sensoren verwendeten physikalischen Effekte zusammen.

Neu auf dem Gebiet optoelektronischer Sensoren sind flächenhafte Sensoren, deren lichtempfindliche Fläche nicht segmentiert bzw. in Quadranten (segmentiert) eingeteilt ist. Ein großer Bereich von Positionsmessungen

Tabelle 2 Optoelektronische Sensoren

Physikalischer Effekt	Sensor	Wellenlänge in μm	Material
Äußerer Fotoeffekt	Fotozelle	0,2...1,1	Alkali- und III-V-Verbindungen
	Fotovervielfacher	0,3...1,2	
Innerer Fotoeffekt Sperrschichtfotoeffekt	Fotowiderstand	0,4...0,9	II-VI-Verbindungen Si, Ge, Se
	Fotodiode, Fotoelement,	0,4...1,1	
	Fototransistor, Fotothyristor, Foto-FET		
Thermischer Fotoeffekt	Bolometer	0,8...50	II-VI-Verbindungen
	Thermoelement		
	Fotowiderstand		



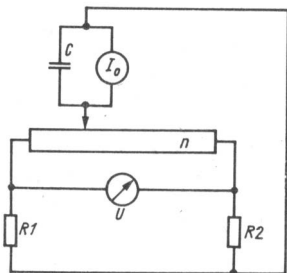
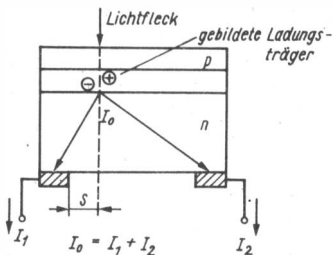


Bild 11
Unsegmentierte Fotodiode mit Meßprinzip

und Überwachungen in der automatisierten Fertigung ist mit der nichtsegmentierten, positionsempfindlichen Si-Fotodiode (Bild 11) möglich, bei der das einfallende Licht einen Fotostrom erzeugt, der über das hochohmige n-Substrat zu den Kontaktflächen abfließt. Die Fotodiode arbeitet nach dem Lateralprinzip, so daß Größe und Form des Lichteinfalls nicht von Bedeutung sind, wohl aber die Auftreffstelle auf der Diode. Die Auswertung wird über die Messung der Differenzspannung in einer Brückenschaltung vorgenommen.

Ein weiterer positionsempfindlicher Sensor mit Quadranteneinteilung wird z. B. bei der Abtastung optischer Speicherplatten (Bildplatte oder Compact Disc) zur Ableitung eines Spurfehler- und Fokussiersignals (Bild 12) eingesetzt.

Optoelektronische Sensoren haben sich bereits in einer Vielzahl von Einsatzfällen mit einem breiten Aufgabenbereich bewährt und auf Grund ihrer Vorteile andere Sensoren verdrängt. Mit ihnen lassen sich Bewegungen,

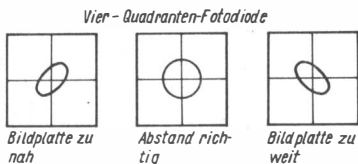


Bild 12
Segmentierte 4-Quadranten-Fotodiode

Wege und Winkelstellungen erfassen, die Drehzahl rotierender Teile und ihre Drehrichtung ermitteln, der Füllstand von Flüssigkeiten und Schüttgütern feststellen, Rauch und Feuer melden, Durchflüsse, Strömungen und Drehmomente messen. Aber auch lichttechnische Größen wie die Leuchtdichte, Wärmeverteilungen und Strahlungen (sichtbarer und IR-Bereich) sind durch optische Sensoren erfassbar. Als Bildsensoren werden sie auch zur Bildaufnahme und Auswertung in der Fertigung eingesetzt. Hier gibt es bereits Linearsensoren (Zeilensensor) mit bis zu 4096 Bildpunkten bei einem Teilungsmaß von $13\ \mu\text{m}$ und Flächensensoren mit bis zu 800×800 Bildpunkten und einem Teilungsmaß von $24\ \mu\text{m} \times 24\ \mu\text{m}$ auf einer Fläche von $42\ \text{mm}^2$. Diese Bildsensoren sind das Ergebnis der modernen Größtintegration. Zusammen mit Strahlteilern und Filtern bzw. Streifenfiltern oder Mosaikfiltern ist auch eine Farbbildaufnahme möglich (Tabelle 3). Optoelektronische Sensoren werden in der Fertigungstechnik eingesetzt zur:

- lageunabhängigen und lageabhängigen Identifikation von Objekten,
- Kontrolle auf Vollständigkeit,
- Kontrolle auf Maßhaltigkeit,
- Kontrolle auf Oberflächenbeschaffenheit und andere Qualitätsparameter,
- Lösung regelungstechnischer Aufgaben beim Ordnen, Positionieren, Sortieren und Fördern.

Tabelle 3 Technisch realisierbare Daten von Bildaufnehmern

	CCD-Zeilen-sensor	CCD-Flächen-sensor
Arbeitstemperaturbereich in °C	-25...+70	-25...+55
Ausgangsspannung in V	1,2	0,4
Ausgangsimpedanz in k Ω	0,5	1
Leistungsaufnahme in mW	100	100
Auslesefrequenz in MHz	1	4
Empfindlichkeit in $\text{Vcm}^2/\mu\text{I}$	3,5	3,5
Sättigungsbelichtung in $\mu\text{l/cm}^2$	0,35	0,12
Maximale Rauschspannung in mV	1	1

Weitere Sensorarten

Weitere Sensorarten, die künftig an Bedeutung gewinnen werden, sind *wel-lenoptische* Sensoren, die Effekte in Lichtleitfasern ausnutzen, und *taktile* Sensoren, die man dem Gefühlssinn des Menschen entlehnt hat und die durch eine Feinfühligkeit neue Lösungen auch in Industrierobotern gestatten. Taktile Sensoren sind mit Dehnungsmeßstreifen, Scherelementen aus Plasten, elektrisch leitfähigen Gummimatten oder Plasten aufgebaut.

Satellitensysteme im Dienste der Luft- und Seefahrt

Ing. Gustav Westphal

Einleitung

Die Luftfahrt gehört zu den Gebieten, in denen die neuesten Erkenntnisse von Wissenschaft und Technik vorrangig genutzt werden. Daß in der Luftfahrt auch die Erkenntnisse der Weltraumfahrt angewendet werden, ist deshalb selbstverständlich. In erster Linie standen aus der Weltraumtechnik die Ergebnisse der Elektronik und der Zuverlässigkeit zur Verfügung und führten zu besseren und leichteren, auch zuverlässigeren Bordausrüstungen. Die gegenwärtig beginnende Phase ist dadurch gekennzeichnet, daß die Luftfahrt nicht nur die Ergebnisse der Weltraumtechnik nutzt, sondern vollständige Satellitensysteme in ihre Funktion einbezieht. Zum gegenwärtigen Zeitpunkt werden die geschaffenen Satellitensysteme nicht nur zum Versuch eingerichtet, sondern erbringen bereits praktisch verwertbare Ergebnisse. Die Nutzung dieser Systeme ist fast ausschließlich bei der Navigation, der Ortung und der Kommunikation zu erwarten. Selbstverständlich werden zu diesen Zwecken geschaffene Satellitensysteme auch von anderen Verkehrsträgern (z. B. Seefahrt) genutzt.

Satellitensystem SARSAT/KOSPAS

Das Satellitensystem SARSAT/KOSPAS befindet sich in der Anfangsphase der Stationierung.

Es ist für die uneingeschränkte internationale zivile Nutzung vorgesehen. An der Vorbereitung, Finanzierung und Realisierung beteiligen sich sozialistische und kapitalistische Staaten. Am System nehmen teil: UdSSR, USA, Kanada, Frankreich, England und Norwegen. Die Mitarbeit Finnlands und Japans wird in der Folgezeit erwartet. Das System hat ausschließlich die Aufgabe, in allen Gebieten der Erdoberfläche einschließlich der Seegebiete havarierte Fahrzeuge aufzufinden und schnelle und zielgerichtete Hilfe zu ermöglichen. Welche Bedeutung die Zeit bis zum Auffinden der Havaristen hat, geht aus folgender Betrachtung hervor, deren Daten aus der langjährigen Erfahrung gewonnen wurden. Wird einem verletzten Havaristen (und Havarien sind in der Luftfahrt fast immer, in der Seefahrt oft mit Verletzungen verknüpft) durch spätes Auffinden medizinische Hilfe erst nach 16 h erwiesen, so sinkt die Überlebenschance gegenüber der un-

verzöglichen Hilfe von 80 auf 10%. Bei Wasserhavarien hat ein ungeschützt im Wasser treibender Schiffbrüchiger in tropischen Gewässern für 6 bis 7 h reale Überlebenschancen; in arktischen oder ihnen im Temperaturbereich nahe kommenden Gewässern lediglich die gleiche Zahl in Minuten. In jedem Fall einer Havarie ist also immer schnelle Hilfe oberstes Gebot! Bei der relativ hohen Zahl von Havarien der verschiedenen Verkehrsträger, bezogen auf den Weltverkehr, ist der hohe Aufwand für das System durchaus gerechtfertigt. Das System SARSAT/KOSPAS besteht aus 3 Segmenten:

- Havarie- (Not-) Funkbaken,
- Satelliten,
- Bodenstationen.

Havarie- (Not-) Funkbaken

Das System SARSAT/KOSPAS arbeitet nach dem Prinzip der Fremdpeilung. Das zu ortende Fahrzeug (nicht immer ein Wrack) muß also aktiv sein. Zu diesem Zweck sind Flugzeuge und Schiffe mit entsprechenden Sendern ausgerüstet. Diese Sender schalten sich bei Havarien automatisch ein, bei Flugzeugnotsendern durch anormale Erschütterungen und bei Schiffen durch Meerwasserberührung. Es gibt auch Anlagen, die erst durch manuelle Betätigung ihren Betrieb aufnehmen. Die Baken beginnen dann mit der Aussendung von amplitudenmodulierten Signalen auf der internationalen Notfrequenz von 121,5 MHz. Auf Schiffen sind auch zusätzlich festeingebaute Notsender möglich, die bis zum Verschwinden des Havaristen arbeiten. Während die Frequenz 121,5 MHz in der Luftfahrt angewendet wird, senden Schiffe auf 156,8 MHz. Auf den Notfrequenzen 500 und 2 182 kHz arbeiten meist Notstationen, die sowohl senden als auch empfangen können.

Vom Grad der Ausstattung (und damit von der Masse und des Volumens) der Notsender sind Inhalt und Zusammensetzung der Notsendung abhängig. Während größere Anlagen (EPIRB = Emergency Position-Indicating Radio Beacon) das Kennzeichen des Fahrzeugs, die Art der Havarie und den letzten gemessenen Standort aussenden, geben einfachste Notbaken (ELBA = Emergency Location Beacons Aircraft) nur ein 121,5-MHz-Signal mit einem Ton in Amplitudenmodulation als Einfachpuls. Für vorwiegend militärische Zwecke wird die Frequenz 243,0 MHz genutzt. Diese Frequenz wird von vielen Baken zusätzlich zu der 121,5-MHz-Frequenz ausgestrahlt, da man davon ausgeht, daß fast immer militärische Schiffe und Flugzeuge die Suche und Bergung von Havaristen unterstützen. Die gegenwärtig im UKW-Frequenzbereich verwendeten Frequenzen von 121,5 und 243,0 MHz waren bei der Einrichtung der Notfrequenzen nicht für die Übermittlung an Satelliten vorgesehen. Als Kompromiß und um die Nutzung des Satellitensystems sofort und ohne hemmende zusätzliche Ausgaben der Flugzeug- und Schiffseigner zu ermöglichen, werden diese Frequenzen vom System SARSAT/KOSPAS empfangen und verarbeitet.

Die eigentliche und auch künftig ausschließliche Notfrequenz für dieses System ist 406,0 MHz. Mit dieser Frequenz wird eine größere Systemgenauigkeit erreicht, die damit eine Ortungsgenauigkeit von $\Delta S = 5$ km haben soll. Das ist von besonderer Bedeutung, wenn das havarierte Fahrzeug den vorgesehenen Kurs verlassen muß, also durch SAR-Fahrzeuge, die dem Kurs folgen, nicht gefunden werden kann. Die Weltfunkverwaltungskonferenz 1979 hat für den Boden- (See-) Satelliten-Notfunkdienst das Frequenzband von 406,0 bis 406,1 MHz bereitgestellt. Als weitere Empfehlungen dieser Konferenz sind die Sendeleistung mit 5 W und als Ausstrahlungsrhythmus 440 ms lange phasenmodulierte Signale im Abstand von 50 s zu nennen. Aus der Art der Kodierung der Signale soll die Identität des Havaristen zu erkennen sein und, wenn möglich, die Art der Notsituation. Bis zur vollständigen Umrüstung der entsprechenden Luft- und Seefahrzeuge wird aber noch einige Zeit vergehen. Bis dahin muß die vorhandene Technik weiter genutzt werden.

Als Beispiel für eine gegenwärtig genutzte und seit etwa 10 Jahren im Einsatz bewährte Bake sollen im folgenden einige Angaben gemacht werden. Die Bake ist für Luft- und Seefahrzeuge geeignet. Sie sendet abwechselnd auf den Frequenzen 121,5 und 243,0 MHz, wobei die Umschaltung durch eine Automatik in der Bake mit einem Tastverhältnis von 1:1 vorgenommen wird. Die Aussendung eines jeden Impulses dauert etwa 1 s. Die Impulse sind amplitudenmoduliert. Die Modulationsfrequenz liegt im Bereich von 1600 bis 300 Hz und wird, durch einen Sägezahngenerator während jeden Impulses in diesem Bereich um 700 Hz schnell absinkend, verändert. Die an die Antenne (Stabantenne mit $l = \lambda/2$ für 243,0 MHz und $l = \lambda/4$ für 121,5 MHz) abgegebene Leistung liegt zwischen 250 und 500 mW. Die Reichweite über See wird mit 110 km angegeben, wobei man für das Suchflugzeug eine Flughöhe von 3000 m annimmt. Für Suchschiffe ist die Reichweite selbstverständlich wesentlich geringer; es wird mit etwas mehr als der quasioptischen Sichtweite gerechnet. Der Zusammenhang zwischen Reichweite und den Antennenhöhen ergibt sich aus der Beziehung:

$$E = 3,84 (\sqrt{h_s} + \sqrt{h_e});$$

E – Reichweite in km, h_s – Höhe der Sendeantenne in m, h_e – Höhe der Empfängerantenne in m.

Die optische Sichtweite auf der Erdoberfläche ohne Hindernisse ist gegeben durch:

$$S = 3,843 \sqrt{h_a};$$

S – Sichtweite in km, h_a – Augenhöhe des Beobachters. Diese Beziehung kommt den realen Bedingungen näher; wobei die UKW-Reichweite um etwa 7 bis 8% real größer ist.

Die Bake ist volltransistorisiert, ohne Hilfsmittel schwimmfähig und befindet sich gemeinsam mit der Batterie in einem zylinderförmigen, wasser- und stoßfesten Plastgehäuse. Die Auslösung der beschriebenen Bake wird

von Hand vorgenommen. Die Aussendung wird für eine Zeit von mindestens 48 h garantiert und dabei die Leistung von 250 mW nicht unterschritten. Mit einer Länge von 686 mm, einem Durchmesser von 85 mm und einer Masse von 3,12 kg ist das Gerät überall in den Fahrzeugen gut unterzubringen und ohne Einschränkungen mitzuführen. Die Betriebstemperatur soll bei Einhaltung der angegebenen technischen Daten den Bereich von 0 bis +55°C nicht verlassen.

Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan einer solchen Bake. Die beiden Notfrequenzen werden von 2 unterschiedlichen Oszillatoren erzeugt, obwohl es sich anbietet, die Frequenz 243,0 MHz durch Verdopplung der Frequenz 121,5 MHz zu gewinnen, wie es in einigen Typen der Fall ist. Hier ist offensichtlich auf höhere und Notgeräten zuzuschreibende Betriebssicherheit entwickelt worden. Dieses Prinzip kann man auch bei anderen Teilen

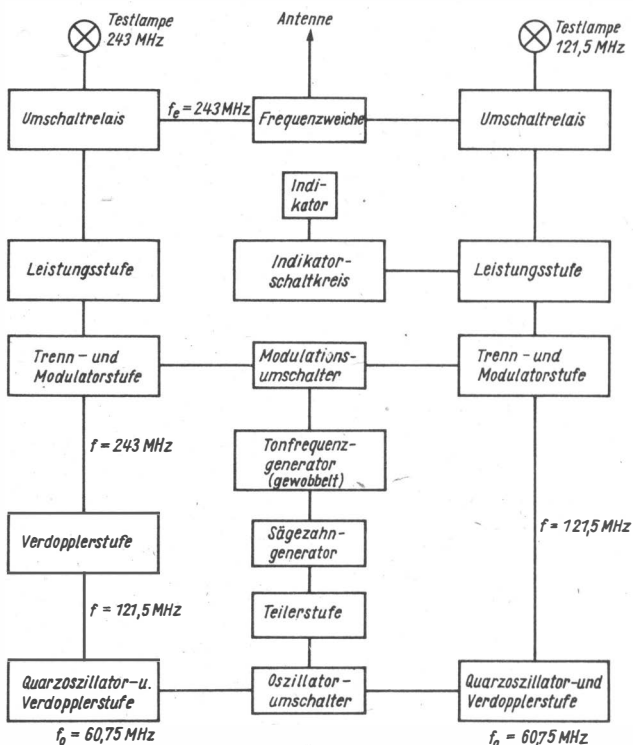


Bild 1 Übersichtsschaltplan einer Notfunkbake SARSAT/KOSPAS

der Schaltung erkennen. Die technischen Daten einer gebräuchlichen Luft- und Seefunkbake sind:

Sendefrequenzen – 121,5 MHz; 243,0 MHz (alternierend)
Betriebsarten – nur senden
Modulationsart – 1 K6 A2A (früher A2 genannt)
Modulationsfrequenz – 1600...300 Hz (in jedem Impuls abnehmend)
Wobbelbereich – ≥ 700 Hz
Wobelfrequenz – 2 bis 3 Hz
Batteriespannung – 13,4 V (Mangan-Alkali-Batterie)
Betriebstemperatur – 0 bis +55°C
Betriebsdauer – 48 h
Masse – 3,12 kg
Länge – 686 mm
Durchmesser – 85 mm
Auslösungsverfahren – manuell

Gegenwärtig gelten in den verschiedenen Staaten unterschiedliche Festlegungen für die Pflichtausrüstung von Flugzeugen und Schiffen. Die Ausrüstung ist also bei weitem noch nicht universell.

Satelliten-Segment

Das Satelliten-Segment, international vereinbart, wurde von seiten der Sowjetunion mit dem Start des *Kosmos 1383* am 30. 6. 1982 begonnen. Das System SARSAT/KOSPAS war eine der Aufgaben dieses Satelliten. Bereits dieser eine Satellit, auf polar gerichteter Bahn, hat in 4 Fällen bei Havarien (davon 3 Flugzeughavarien und 1 Schiffshavarie) geholfen und die Position der Havaristen bestimmt. Dadurch konnten die Hilfsmannschaften schneller am Unfallort sein. Das amerikanische Wetteramt NOAA (National Atmospheric and Ocean Administration) hat im ersten Halbjahr 1983 einen Wettersatelliten gestartet, bei dem sich auch ein SARSAT-Empfänger und ein entsprechender Verarbeitungscomputer an Bord befindet. Es wird damit gerechnet, daß noch 4 weitere SARSAT/KOSPAS-Satelliten gestartet werden, wovon die UdSSR mindestens noch einen übernehmen wird.

Das Ortungsverfahren verfügt über 2 Varianten zur Positionsbestimmung. Entweder messen die Satelliten die Zeitdifferenzen des Empfangs, oder es wird die Dopplerfrequenzänderung und damit der Standort festgestellt. Dabei setzt man voraus, daß sich der Standort des Havaristen nicht (oder doch meist nur unwesentlich) verändert.

Die Meßwerte des oder der Satelliten werden unmittelbar an die Bodenstelle übermittelt. Befindet sich keine Bodenstelle des Systems in «Sichtweite» der Satelliten, wird die Position des Havaristen gespeichert und bei eintretender Funksicht sofort zum Boden übertragen. Bei den gewählten Satellitenbahnen sind nur Verzögerungen von wenigen Minuten zu erwarten, die sich bei dem weiteren Ausbau des Systems noch weiter verringern lassen.

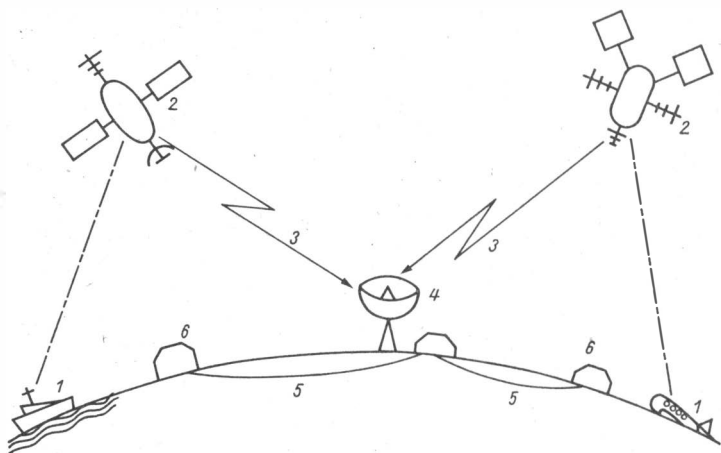


Bild 2 Zusammenwirken der Elemente des Systems SARSAAT/KOSPAS (schematisch); 1 – Havarierte Fahrzeuge, 2 – Satellit, 3 – Signalweg Satellit – Bodenstation, 4 – Bodenstation, 5 – Nachrichtenwege zu den Rettungsstellen, 6 – Rettungsstellen

Das System SARSAAT/KOSPAS ist in der Lage, bis zu 90 Funksignale gleichzeitig zu verarbeiten. Damit ist auch ausgesprochenen Katastrophenlagen Rechnung getragen worden. Eine «Kosten-/Nutzen»-Betrachtung im Vergleich zu anderen Suchmitteln muß auf jeden Fall berücksichtigen, daß die Satelliten ein Vielfaches der Fläche erfassen und immer diesen überstrichenen Abschnitt überwachen. Andere Suchmittel stehen erst nach Anforderung oder beim Auftreten spezieller Gefahrenlagen bereit. Eine Notsignalsendung mit einer Sendeleistung von etwa 200 mW auf 121,5 oder 243,0 MHz kann von Suchflugzeugen in 1000 m Höhe, nur in einer Entfernung bis zu 100 km empfangen werden. Bei Störungen geht diese Entfernung auf 50 km zurück. Ein Satellit in 1200 km Höhe, also nichtstationär, sondern umlaufend, erfaßt kontinuierlich einen Streifen von 5350 km Breite. Werden geostationäre Satelliten verwendet, so kann jeder ein Fünftel der Erdoberfläche erfassen. Bei dieser Art Satelliten muß man allerdings auf das Dopplerprinzip als Meßverfahren verzichten, da die Relativbewegung zwischen Satellit und Notfunkbake gegen 0 geht. In diesem Fall sind also die Meßwerte mehrerer Satelliten für die Ortung erforderlich, die mit zunehmender Zahl der Satelliten des Systems immer zur Verfügung stehen. Der Vorteil des Systems ist also überzeugend.

Ein Kostenvergleich der unterschiedlichen Suchmethoden ist weder vom technischen noch vom humanistischen Aspekt gerechtfertigt, da die kostenwirksamen Anteile des Systems, die SARSAAT/KOSPAS-Plattformen, lediglich eine Zusatzlast von Satellitenträgern darstellen. Die Überlegungen für

die Finanzierung des Vorhabens sind noch nicht abgeschlossen. Probleme können in den kapitalistischen Staaten auftreten. Hier ist daran gedacht, den Nutzern von Notfunkbaken dieses Systems beim Kauf des Geräts einen Aufpreis zur Finanzierung zuzuordnen. Da mit der Nutzung des Systems auch die Sicherheit steigt, erwägen einige Versicherungen zur Anregung des Kaufs (vor allem bei Fahrzeugen, die keine Pflichtausrüstung führen müssen) die Herabsetzung der Versicherungsbeiträge.

Das Boden-Segment

Die unmittelbare Verbindung zum Alarmierungs- und Rettungssystem der jeweiligen Staaten sind die Bodenstationen. Bisher gibt es Bodenstationen des Systems in folgenden Ländern:

UdSSR	3 Stationen,
USA	3 Stationen,
Kanada	1 Station,
Frankreich	1 Station,
Norwegen	1 Station.

Diese Bodenstationen sind über geeignete Mittel mit den Einsatz- und Rettungszentren der jeweiligen Staaten verbunden, sie können unmittelbare Informationen über Havarien geben und damit Hilfeleistungen auslösen.

Die Verteilung der Bodenstationen zeigt aber auch, daß bisher nur auf der nördlichen Halbkugel der Erde Bodenstationen stehen. Die Abfrage der Satelliten ist damit zwar gewährleistet, die Weitergabe der Nachricht auf anderem Wege als direkt vom Satelliten fordert jedoch viel Zeit und zieht die Zweckmäßigkeit sehr in Zweifel. Hinzu kommt die umfangreiche Nutzung bodengebundener Nachrichtennetze, die mit Fehlern behaftet sind und zur Verstümmelung der Nachricht führen können.

Die Satelliten verfügen also über Einrichtungen, die die Notfrequenzen 121,5, 243,0 und 406,0 MHz fortwährend überwachen, Positionsmessungen vornehmen und die Ergebnisse der Bodenstationen kontrollieren. Bild 2 zeigt das geschilderte Zusammenwirken der Segmente des Systems.

Die Wirksamkeit des Systems ist bereits bewiesen. Im Mai 1984 lief die Erprobungsphase des Systems SARSAT/KOSPAS ab, und es ist zu hoffen, daß danach ein auf Dauer funktionsfähiges System geschaffen wird.

Das System NAVSTAR (GPS)

Das System NAVSTAR, auch als GPS (Global Positioning System) bezeichnet, ist ein Navigationssystem, das sich gleichermaßen für Luft-, See- und Landfahrzeuge eignet.

Die Entwicklung dieses Systems geht auf Forderungen und Initiative des

USA-Verteidigungsministeriums zurück, war also ursprünglich ausschließlich für militärische Zwecke gedacht. Obwohl die Entscheidung über die zivile Nutzung noch nicht gefallen ist, kann man damit rechnen, daß das System zumindest teilweise zivilen Nutzern zur Verfügung stehen wird. Das System arbeitet nach dem Grundverfahren der Eigenpeilung, also mit inaktiven Benutzergeräten. Es besteht aus den 3 Grund-Segmenten

- Satelliten-Segment,
- Erdefunkstellen,
- Benutzergeräte.

Satelliten-Segment des Systems NAVSTAR

Das Satelliten-Segment besteht nach der ursprünglichen Systemkonfiguration aus 24 Satelliten, jeweils 8 Satelliten auf 3 unterschiedlichen Bahnen; alle unter der Verantwortung des Verteidigungsministeriums der USA. Nach neueren Vorstellungen unterstehen lediglich 18 von 24 Satelliten einer militärischen Verantwortung. Weitere 6 Satelliten werden durch die FAA (Federal Aviation Administration) unterhalten und auch finanziert.

Die 24 Satelliten werden so auf die 3 Bahnen verteilt, daß annähernd gleiche Abstände zwischen ihnen bestehen. Die Umlaufbahnen sind kreisförmig und haben eine weitgehend gleiche Höhe von 20200 km über der Erdoberfläche. Durch diese Systemgestaltung sind von jedem Punkt der Erdoberfläche gleichzeitig mindestens 8 Satelliten in Funksicht. Jeder Satellit sendet Signale auf 1575,42 MHz (in diesem Signal ist der Groberfassungskode enthalten) und auf 1227,6 MHz. Auf dieser Frequenz wird neben dem Groberfassungskode ein Präzisionskode ausgestrahlt. Die Ausstrahlung der Signale auf 2 Frequenzen setzt die Störanfälligkeit des Systems wesentlich herab und steigert dadurch die Zuverlässigkeit.

Der Groberfassungskode wird alle Millisekunden ausgestrahlt. Die Zeitabhängigkeit dieses Signals gestattet die weitgehende Synchronisation von Benutzergerät und Satelliten-«Uhr». Die Mehrdeutigkeit der ermittelten Navigationsdaten bei diesem Zeittakt von 1 ms beträgt 300 km, was keine Probleme bringt, da solche Entfernungen mit anderen Navigationsmitteln aufgelöst werden können. Wird die Anlage vom Ausgangsort aus ununterbrochen betrieben, sind ohnehin keine Vieldeutigkeiten zu erwarten. Die Aussendungen enthalten auch Informationen und Daten zur Positionskorrektur jedes Satelliten. Mit diesen Daten wäre es bei gleichem Zeitbezugsystem im Benutzergerät wie im Satelliten möglich, die Position des Benutzergeräts mit nur 2 Satelliten in allen 3 Dimensionen (also auch in der Höhe) zu bestimmen. Da dort aber keine Identität besteht, werden 4 Satelliten zur Standortbestimmung herangezogen. Bei der Nutzung des Groberfassungskodes werden Toleranzen von ± 300 m zum wahren Standort nicht überschritten. Wird dagegen der Präzisionskode verwendet, sind Genauigkeiten von ± 30 m und weniger zu erreichen. Die Eigner des Systems sind bestrebt, den zivilen Nutzern nur den Groberfassungskode zugänglich zu

machen, was bereits gegenüber den herkömmlichen Navigationssystemen und ihren durchschnittlichen Genauigkeiten (VOR: 3200 m, LORAN-C: 370 m, OMEGA: 2 bis 7 km, INS: 3 km/h) bei der Standortbestimmung einen erheblichen Fortschritt bringt.

Die Anwendung des Präzisionskodes bleibt dem ursprünglichen Verwendungszweck, dem Einsatz von Waffen und Militärfahrzeugen sowie Luftbild- und Aufklärungsaufgaben, vorbehalten. Wird der Präzisionskode auf irgendeine Weise Unberechtigten bekannt, kann er kurzfristig und häufig geändert werden. Der Groberfassungskode läßt sich mit relativ einfachen Dekodiereinrichtungen lösen, denn er steht häufig genug zur Verfügung. Der Präzisionskode wird nur in größeren Abständen ausgestrahlt. Die Basis des Verfahrens für die Bestimmung der Position der Benutzer ist eine extrem genaue Zeitmessung. Dafür reichen herkömmliche Verfahren nicht aus, und auch eine Fernübertragung von Zeitnormalen ist nicht möglich. In den Satelliten sind je 3 «Atomuhren», also Zeitnormale, die inneratomare Prozesse als Zeitreferenz benutzen, eingebaut. Aus den 3 gemessenen Zeiten wird ein Zeitsignal gebildet, das eine Abweichung von maximal $\pm 1,057 \cdot 10^{-12}$ hat. Das entspricht einer Abweichung von 1 s in 30 000 Jahren! Jeder Satellit hat eine Masse von 455 kg und wird über 2 Zwischenumlaufbahnen (Transferumlaufbahn und Triftumlaufbahn) in die endgültige Umlaufbahn befördert (Bild 3). Dazu wird der Satellit auf die Transferumlaufbahn befördert und zuerst entdrallt. Durch die Zündung von weiteren Triebwerken gelangt der Satellit in die Triftumlaufbahn. Unter Nutzung einer Übergangsbahn wird die endgültige Umlaufbahn erreicht und der Satellit nach Lage und Geschwindigkeit stabilisiert.

Erdefunkstellen des Systems NAVSAT

Die Einhaltung einer extrem genauen Zeit durch die Satelliten wurde bereits begründet und die Maßnahmen dafür dargestellt. Das schließt nicht aus, daß Zeitgabe und Position der Satelliten auf den Bahnen kontrolliert und gegebenenfalls korrigiert werden müssen. Zu diesem Zweck wurden Bodenstationen eingerichtet. Dem Systemeigner entsprechend sind als Standorte für die Bodenstationen ausschließlich USAF-Luftstützpunkte gewählt worden. Die Hauptkontrollzentrale hat ihren Platz in Norddakota (USA) und erfüllt von dort die Führungs- und Kontrollfunktionen für das Gesamtsystem von 24 NAVSTAR-Satelliten. Dazu gehören auch die Bahnverfolgung und die Überwachung. Überwachungsstationen wurden weiter in Guam, Hawaii, Alaska und Vandenberg eingerichtet. In Vandenberg steht für die Erprobungsphase eine Sendestation, die den Satelliten die Zeit- und Standortkorrekturen überträgt.

Benutzergeräte

Für Benutzer des Systems NAVSTAR wurden bereits unterschiedliche Geräte entwickelt. Es handelt sich ausschließlich um Empfangsanlagen, deren Unterschiede in 3 wesentlichen Punkten zu finden sind:

- Konstruktion entsprechend der Art des Nutzers (Land, Luft, See);
- Masse der Ausrüstung entsprechend der Tragfähigkeit des Nutzers (großes technisches Gerät, kleines technisches Gerät oder der Mensch als Träger);
- technische Ausstattung entsprechend den Forderungen der Nutzer.

Ein einfaches tragbares Gerät hat eine Masse von weniger als 15 kg und benötigt aus der Stromversorgung etwa 30 W. Dabei liefert es kontinuierlich den Standort nach geographischer Länge, geographischer Breite und Höhe über NN, Entfernung und Richtung zu einem beliebig gewählten Wegpunkt oder Ziel, momentane Eigengeschwindigkeit und -richtung, militärische Gitterbezugswerte, die Systemzeit und die Schätzwerte für den wahrscheinlichen Fehler des angezeigten Standorts. Die Entwicklung ist noch nicht abgeschlossen, sie läßt wesentliche Verbesserungen erwarten, die sich vorwiegend auf die Reduktion von Masse und Volumen richten werden. Daß die Entwicklung eines technisch so fortschrittlichen Systems militärischen Cha-

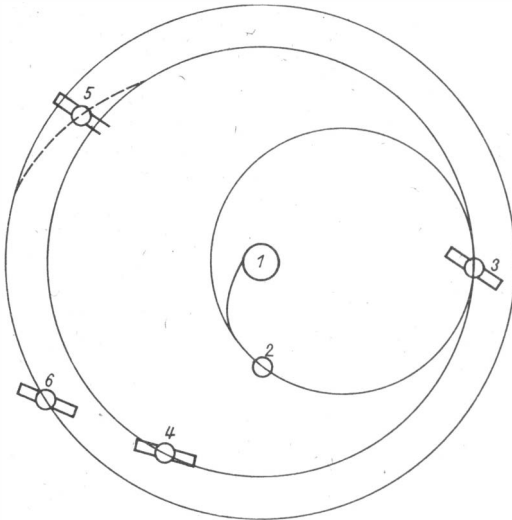


Bild 3 Verfahren zum Transport eines NAVSAT-Satelliten auf die Umlaufbahn; 1 - Erde, 2 - Satellit auf der Transferumlaufbahn, 3 - Satellit beim Übergang in die Triftumlaufbahn, 4 - Satellit in der Triftumlaufbahn, 5 - Satellit auf der Übergangsbahn, 6 - Satellit auf der endgültigen Umlaufbahn

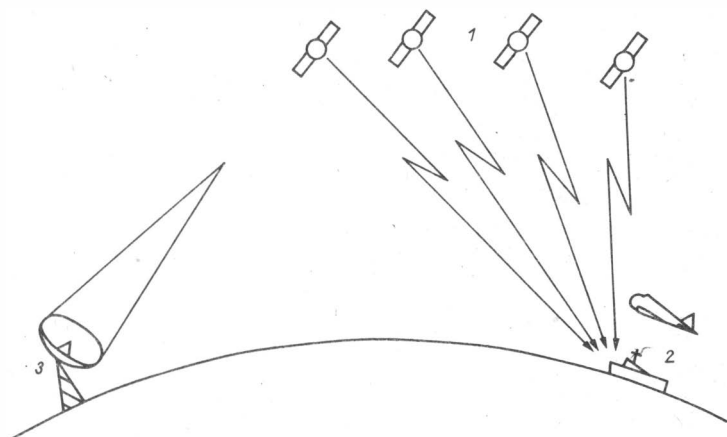


Bild 4 Zusammenwirken der Segmente des Systems NAVSAT; 1 – Satelliten-Segment, 2 – Benutzergeräte, 3 – Erdfunkstellen

rakter hat, entspricht dem gesellschaftlichen System des Ursprungslands. Das Vorhaben, mit den NATO-Mitgliedstaaten (Belgien, Dänemark, BRD, Frankreich, Großbritannien, Italien, Kanada, Niederlande und Norwegen) ein Abkommen über die Nutzung des Systems NAVSTAR zu schließen, bestärkt in der Auffassung, daß eine zivile Nutzung nur mit Problemen möglich sein wird!

Auf Grund der Stellung der NATO und speziell der USA ist das bei allem Geschäftssinn der herrschenden Kreise und der Wettbewerbsfähigkeit des Systems NAVSTAR gegenüber anderen Navigationssystemen in naher Zukunft nicht zu erwarten.

Satelliten der Organisation «INMARSAT»

Am 20. Dezember 1981 wurde der erste Satellit («MARECS») für die Übertragung von Sendungen in beide Richtungen zwischen Küstenstationen und Handelsschiffen auf hoher See gestartet. Er wurde bei 26° West, mitten über dem Atlantik «geparkt». Es ist bekannt, daß Hochseeschiffe mit ausgezeichneten und häufig hochleistungsfähigen Funkanlagen ausgerüstet sind; gleiches trifft für ihre Partner, die Küstenfunkstellen zu. Es ist aber so, daß Schiffe durch ungleichmäßige und regional unterschiedliche Ausbreitungsbedingungen für Funkwellen häufig keine Funkverbindung mit ihren Reedereien oder Auslandsvertretern zustande bekommen. Diese Unterbrechungen können stunden- oder auch (im Extremfall) tagelang dauern. Ein statistischer Wert gibt da eine gewisse Übersicht: Ein durchschnittlich ausgerüstetes Handelsschiff ist während einer Reise im Durchschnitt nur 22%

der Zeit auf hoher See unmittelbar über Funk erreichbar. Daß dadurch die Disponibilität und damit die Effektivität der Schiffe eingeschränkt wird, ist verständlich. Das größere Problem stellt jedoch die Einschränkung für die Sicherheit der Besatzungen und Schiffe dar. Da zeigt sich die später noch auftretende Verbindung zum System SARSAT/KOSPAS. Auf der Basis der Sicherheitsforderungen entstanden auch die Empfehlungen der IMCO nach weltweiten, permanenten, satellitengestützten Seefunkverbindungen. Die INMARSAT (International Maritime Satellite Organisation, 1979 von der UNO geschaffen) hat im Februar 1982 die Aufgaben für den Betrieb des MARISAT-Systems und zukünftiger Satelliten und Satellitensysteme übernommen, die für mobile Fernmeldedienste eingerichtet werden. Für ortsfeste Fernmeldedienste gibt es bereits die Organisation «INTELSAT», die zwar einen zivilen und weitgehend internationalen Charakter hat, aber nur aus kapitalistischen Mitgliedern besteht. Der INMARSAT dagegen gehören sowohl kapitalistische als auch sozialistische Staaten an. So sind z. B. die Sowjetunion, die VR Polen, die VR Bulgarien und die VR China Mitglieder dieser Organisation. Die INMARSAT ist vollständig durch die Mitglieder zu finanzieren. Die wichtigsten Anteilseigner sind (Stand 1982):

Staat	Aktienanteile (in %)
USA	23,375
UdSSR	14,1
Großbritannien	9,9
Norwegen	7,9
Japan	7,0
Italien	3,36

Die übrigen rund 35% verteilen sich mit Anteilen zwischen 0,05 und 2,87% auf weitere 27 Staaten. Diese Zusammensetzung gestattet bereits Rückschlüsse auf Charakter und Ziele der Organisation. Der unterschiedliche Charakter der beiden Organisationen schließt eine Zusammenarbeit zum gegenseitigen Nutzen nicht aus. So werden z. B. Nachrichtenkanäle oder ganze Satelliten gemietet oder Satelliten mit einem gemeinsamen Trägerfahrzeug in den Orbit transportiert. Das Vorhaben von INMARSAT, die lückenlose und ununterbrochene Abdeckung der Funkverbindung auf allen Meeren, bedingt die Stationierung von jeweils 2 oder 3 Satelliten über dem Atlantik, dem Pazifik und dem Indischen Ozean. Die Erfüllung dieser Forderung setzt sowohl die Stationierung eigener Satelliten als auch die Nutzung fremder Kanäle voraus. An eigenen Satelliten sind gegenwärtig 2 vorgesehen. In 3 oder 4 Satelliten INTELSAT 5 sollen maritime Fernmeldesysteme integriert und von INMARSAT genutzt werden. Diese Untersysteme werden gemietet und in das Betriebs- und Überwachungssystem von INMARSAT voll übernommen.

Die Nutzer des Systems sind gegenwärtig fast ausschließlich Schiffe, und ihre Zahl nimmt fortwährend zu. Die ersten Nutzer eines maritimen Satellitensystems (1976) waren 10 amerikanische Handelsschiffe. Am 1. 2. 1982 (Übernahme durch INMARSAT) hatten bereits 1000 Schiffe Satellitenaus-

rüstung (Terminals). Es werden mindestens 7000 größere Schiffe als Nutzer erwartet.

Die Untersuchung zur Nutzung des Systems für die zivile Luftfahrt, die auch nicht immer und an allen Orten der Erde sowie im Luftraum die erforderlichen Nachrichtenverbindungen herstellen kann, wird weitergeführt. Die Nutzung setzt jedoch voraus, daß man für die Luftfahrt kleine, leichte und zuverlässige Terminals zur Verfügung stellt.

Da INMARSAT für alle mobilen Dienste verantwortlich zeichnet, sind für die Zukunft auch solche Möglichkeiten zu berücksichtigen, über Satelliten Meldungen und Weisungen an Fernfahrer zu übermitteln, was z. B. in Schweden vorgesehen ist.

Die Organisation INMARSAT entwickelt sich kontinuierlich weiter, nachdem sich die Philosophie des Systems und die Technik in allen Elementen bewährt haben.

Am 3. 8. 83 bat die Organisation die Industrie um Vorschläge für die 2. Serie der Satelliten, um das Satelliten-Segment des Systems zu erneuern. Es sollen bis zu 9 Satelliten ab 1988 in einer Zeit von 3 Jahren starten. Sie sollen der Ersatz für 2 gegenwärtig betriebene MARECS und 3 Teilsysteme auf INTELSAT 5 sein. Die 2 MARISAT sollen als veraltet bereits Ende 1983 ausgemustert worden sein.

Die Kapazität und die Eigenschaften der neuen Satelliten sollen laut Ausschreibung der INMARSAT durch folgende Angaben gekennzeichnet sein:

- 125 Land-Schiff-Kanäle (beim Übergang auf SSB soll Verdoppelung möglich sein),
- 4 separate Kanäle für Schiff-Land-Verbindungen,
- 1 Frequenzband für Not- und Sicherheitsmeldungen (Übermittlung von EPIRB-Signalen an Küstenstationen),
- Teilung des Versorgungsgebietes Nordatlantik in 2 Teile mit je einem Satelliten.

Es ist noch nicht entschieden, ob die Systemelemente im Raum und am Boden gekauft oder gemietet werden.

Als Trägerfahrzeuge, mit denen die Satelliten ins All transportiert werden sollen, fordert INMARSAT 2 unterschiedliche Systeme, wovon eines staatlichen Charakter haben soll. Das andere kann aus Privatunternehmen kommen. Als Beispiele wurden «Proton» (UdSSR), «Ariane» (Frankreich) und «Space Shuttle» (USA) für die staatlichen Systeme genannt.

Mit diesem Vorhaben wird ein international beachtlich wirksames System in die nächste Phase geführt. Die Führung dieses Vorhabens obliegt dem Rat dieser Organisation. Welche Rolle die Sowjetunion in diesem Rat spielt ist u. a. daran zu erkennen, das *Juri Atserow* (UdSSR) für ein Jahr zum Ratsvorsitzenden gewählt wurde. Auch das unterstreicht den Charakter der Organisation INMARSAT.

Ein weiteres satellitengestütztes Kommunikationssystem unter dem Namen «AUSSAT» wird von australischen Unternehmen installiert. Dieses System hat 2 geostationäre Satelliten, die bei den Positionen 156° Ost und

164° Ost über dem Äquator stationiert werden. Im Frequenzbereich 12 bis 14 oder 4 bis 6 GHz und dem VHF-Bereich arbeiten in jedem Satelliten 2 Transponder. Diese Einrichtungen sollen in Verbindung mit den Bodenanlagen in Australien die Verbindung für die auf den Routen zwischen Australien und Europa verkehrenden Flugzeuge sichern.

Die Vielzahl von Systemen und Satellitentypen veranschaulicht sowohl die Entwicklung auf diesem Gebiet wie auch die Größe der Probleme und ihre Vielfalt. Eine Zusammenarbeit der unterschiedlichen Organisationen ist unbedingt erforderlich. Die IMCO (der UNO unterstellte International Maritime Consultative Organization) bemüht sich schon seit längerem um die Verknüpfung und Integration von Projekten der Kommunikation, Navigation, der Not- und Sicherheitssysteme mit den besten Komponenten der Fernmelde- und Satellitentechnik sowie der erforderlichen Technologie.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Orgeloszillator

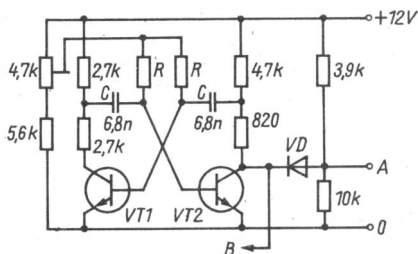
Für einfache elektronische Musikinstrumente kann auch die astabile Multivibrator-schaltung zur Tonerzeugung verwendet werden. Frequenzbestimmend sind die Werte von R und C , der Frequenzabgleich erfolgt mit dem Einstellwiderstand. Das erzeugte Tonsignal kann man an A entnehmen, an B kann ein nachfolgender Frequenzteiler-schaltkreis angeschlossen werden. VT1/VT2 = SC 236, VD = SAY 20. Für eine Orgel sind 12 Oszillatoren für die Grundoktave erforderlich.

cis (554 Hz) ... e (659 Hz) - $R = 240 \text{ k}\Omega$,

f (698 Hz) ... gis (831 Hz) - $R = 180 \text{ k}\Omega$,

a (880 Hz) ... c (1047 Hz) - $R = 150 \text{ k}\Omega$.

K. H. S.



Praktische Erfahrungen zu akustoelektronischen Oberflächenwellenfiltern

Dr.-Ing. Klaus Kabitzsch

Mit dem Fernsehzwischenfrequenzfilter *MSF 38,9* aus dem VEB *Elektronische Bauelemente Teltow* ist seit einiger Zeit der erste Prototyp einer neuen Generation von HF-Filtern im Einsatz. Obwohl diese Bausteine gegenwärtig noch nicht im Einzelhandel angeboten, sondern ausschließlich an die Fernsehgeräteindustrie ausgeliefert werden, wird beim interessierten HF-Amateur das Interesse wachsen, künftig mit ihnen zu experimentieren, zumal sich das Typenangebot in den kommenden Jahren wesentlich erweitert. Auf Grund ihres völlig neuartigen Funktionsprinzips haben sie jedoch einige Eigenschaften, die der Elektroniker bei Schaltungsentwurf, -aufbau und -erprobung kennen muß, um Überraschungen und Mißerfolge zu vermeiden.

Bau und Funktion

Ein akustoelektronisches Oberflächenwellen- (AOW-) Filter besteht aus 2 planaren, kammförmigen Metallelektrodengeometrien, die auf ein Chip aus piezoelektrischem Material aufgedampft und fotolithografisch strukturiert werden (Bild 1). Das durch die am Eingang eingepreßte Wechsellspannung U_e erzeugte Feld unter den Elektroden des Sendewandlers verursacht über den Piezoeffekt periodische mechanische Verformungen des Substrats. Dort, wo sich benachbarte Elektroden gegenseitig überlappen, wird der Bereich unter jeder Elektrode zur Quelle einer mechanischen Oberflächenwelle, die sich im Laufraum an der Chipoberfläche ausbreitet. Jede mechanische Welle ist im Piezomaterial stets mit periodischen elektrischen Feldern verknüpft. Läuft die Welle unter den Elektroden des Empfangswandlers hindurch, so ist an beiden Ausgangsklemmen (an R_L) eine elektrische Spannung nachweisbar. Dieses Bauelement stellt also einen elektrischen Vierpol dar.

Die unter den verschiedenen Elektroden des Sendewandlers angeregten mechanischen Wellen überlagern sich (Interferenz), löschen sich also bei bestimmten Frequenzen gegenseitig aus bzw. verstärken einander bei anderen Frequenzen. Durch gezielten Entwurf der Elektrodengeometrie läßt sich damit ein ausgeprägtes Bandpaßverhalten erreichen. Dieses Prinzip der

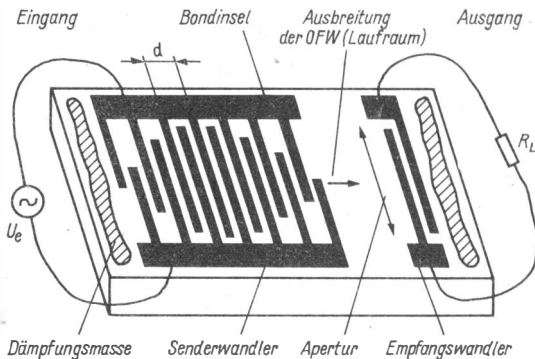


Bild 1 Prinzip des akustoelektronischen Oberflächenwellenfilters

Frequenzselektion wird inzwischen so gut beherrscht, daß auch komplizierte Durchlaßkurven (Tontreppe, Nyquist-Flanke beim Fernseh-ZF-Verstärker) realisiert werden können.

Weitabselektion

Während die Durchlaßkurve selbst vom Bauelementehersteller relativ sicher dimensioniert werden kann, treten bei hohen Ansprüchen an die Weitabselektion aus verschiedenen Gründen Probleme auf. So verschlechtern unerwünschte mechanische Wellentypen erfahrungsgemäß häufig die Sperrdämpfung oberhalb des Durchlaßbereichs. Darüber hinaus treten, bedingt durch das oben beschriebene Interferenzselektionsprinzip, bei bestimmten Vielfachen der Bandmittenfrequenz weitere Durchlaßbänder auf. Bei hohen Ansprüchen muß die Weitabselektion deshalb z. B. durch eine zusätzliche LC-Schaltung verbessert werden [2]. Da die meist notwendigen Schaltungen zur Leistungsanpassung oft ohnehin frequenzselektiv sind, entsteht durch Forderungen an die Weitabselektion nur selten ein schaltungstechnischer Mehraufwand.

Impedanzen und Leistungsanpassung

Oberflächenwellenfilter haben keine rein ohmschen Eingangs- bzw. Ausgangswiderstände. Diese sind im Gegenteil, bedingt durch die Kapazität der Sende- bzw. Empfangswandler, in erster Linie kapazitiv. Nur im Durchlaßbereich, in dem die Filter am Eingang Wirkleistung aufnehmen und zum Ausgang transportieren, tritt ein nennenswerter Realteil auf. Bild 2 zeigt

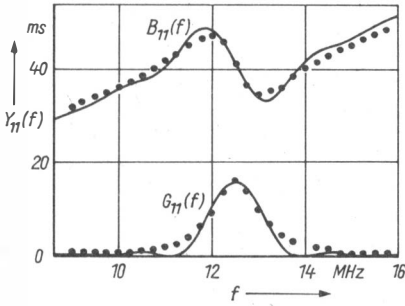


Bild 2
Eingangsleitwert eines Oberflächenwellenfilters (ausgezogene Linie) und seiner Ersatzschaltung nach Bild 3 (Punkte)
 $G_{11}(f)$: Realteil, $B_{11}(f)$: Imaginärteil

den komplexen Eingangsleitwert eines Filterversuchsmusters

$$Y_{11}(f) = G_{11}(f) + jB_{11}(f) \quad (1)$$

(Bandmittenfrequenz 12,5 MHz). Mit gewissen Vernachlässigungen kann der Eingangsleitwert bzw. -widerstand durch Ersatzschaltungen nachgebildet werden (Bild 3). Die Größenordnungen der Widerstände hängen vor allem vom verwendeten Chipmaterial ab. Während im gezeigten Beispiel (Keramik-Chip) in Bandmitte etwa 30Ω gemessen werden, sind für Bauelemente auf einkristalliner Basis (z. B. auch MSF 38.9) Werte im k Ω -Bereich typisch.

Aus den genannten Eigenschaften wird deutlich, daß beim Einsatz von AOW-Filtern in Selektivverstärkerschaltungen stets Maßnahmen zur Leistungsanpassung vorzusehen sind. Soll beispielsweise für Bandmittenfrequenz eine reelle Quelle (Innenwiderstand z. B. 50Ω) an den Realteil des

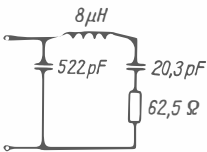
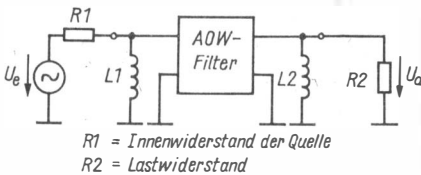


Bild 3
Ersatzschaltung für den Eingangsleitwert eines Oberflächenwellenfilters



Variante	$R1$ Ω	$L1^*$ nH	$R2$ Ω	$L2$ nH
1	200	200	200	80
2	620	200	620	80
3	200	-	200	-
4	620	-	620	-

Bild 4 Verschiedene Anpassungsverhältnisse eines AOW-Filters an ohmsche Quellen und Lasten

Filtereingangswiderstands angepaßt werden, so lassen sich dazu die üblichen passiven LC-Netzwerke einsetzen. Gewisse Erfolge bringt im einfachsten Fall schon die Kompensation der Interdigitalwandlerkapazitäten durch Serien- oder Parallelinduktivitäten (Bild 4 und Bild 5). Ein nächster Schritt wäre dann der Aufbau einer passiven Impedanztransformationsschaltung [3].

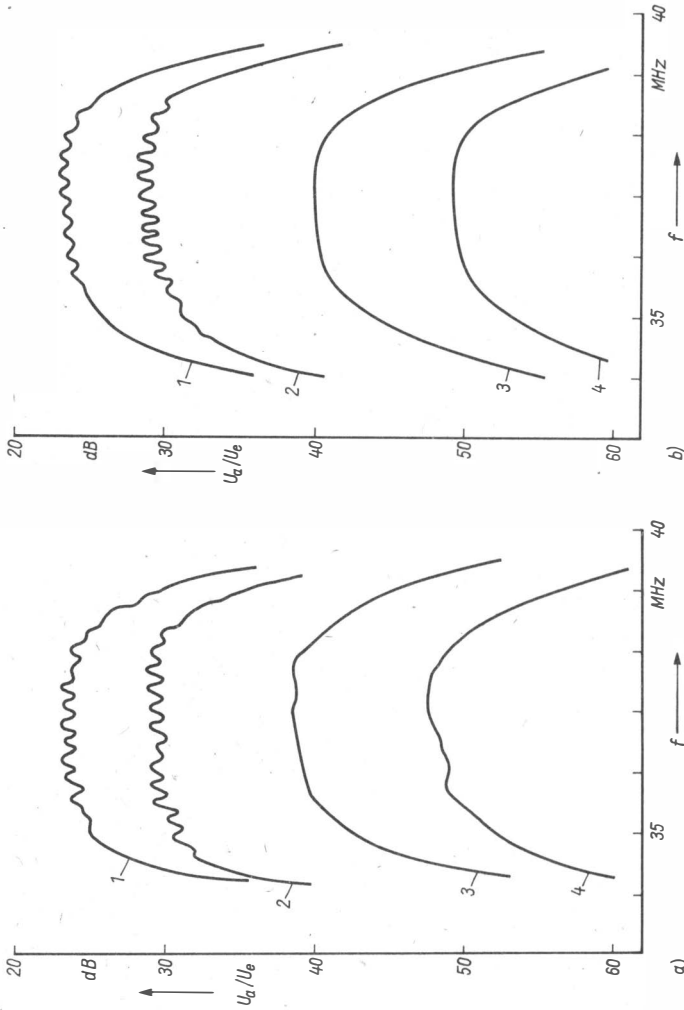


Bild 5 Dämpfungverläufe des AOW-Filters in Abhängigkeit von den Anpassungsverhältnissen in Bild 4

Unterdrückung von Regenerations-Störungen

Den schaltungstechnischen Bemühungen um eine möglichst optimale Leistungsübertragung des AOW-Filters steht eine besondere Eigenschaft dieser Bauelemente entgegen. Wie einführend beschrieben, entsteht gemäß der erwünschten Filterfunktion im Durchlaßbereich eine elektrische Spannung an den Ausgangsklemmen (Empfangswandler) des Bauelements. Da dieser Empfangswandler nun aus einer ähnlichen Elektrodenstruktur besteht wie der Sendewandler, erzeugt er logischerweise seinerseits mechanische Wellen, sobald eine elektrische Spannung an seinen Elektroden auftritt. Diese Wellen setzen ihren Weg im Laufräum nun «rückwärts» in Richtung des Sendewandlers fort, in dem sie durch denselben Mechanismus teilweise erneut «reflektiert» werden (Bild 6). Ein Teil der Wellen wird dann vom Empfangswandler ein zweites Mal, gewissermaßen «verspätet», empfangen und stört nun den Selektionsmechanismus.

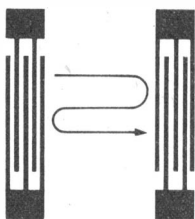


Bild 6
Entstehung des Mehrwegesignals (triple transit) im AOW-Filter

Für den Schaltungspraktiker äußert sich dieser Effekt in einer starken Welligkeit der Durchlaßkurve (Bild 5 und Bild 7c). Bei einer Impulsmessung werden in einem solchen Fall Echosignale nachweisbar sein (Bild 7d). Da die Laufzeit der mechanischen Wellen in typischen AOW-Filtern bei wenigen Mikrosekunden liegt, können durch solche Echos z. B. in TV-ZF-Verstärkern deutliche Geisterbilder hervorgerufen werden. Der Schaltungsentwickler ist daher bestrebt, diese Echos zu unterdrücken. Eine Unterdrückung ist möglich, indem z. B. die Spannung an den Ausgangsklemmen des Filters reduziert wird. Dazu müßten in der Schaltung relativ niedrige Quell- und Lastwiderstände für das Filter vorgesehen werden, was letztendlich auf einen «Kurzschlußbetrieb» des Bauelements hinausläuft. Das stellt aber eine starke Fehlanpassung dar und steht im Widerspruch zu den Bemühungen um optimale Leistungsübertragung. Beim Entwurf der Anpaßschaltung müssen daher stets gewisse Kompromisse zwischen einer geringen Durchlaßdämpfung der Selektionsschaltung einerseits und ihrer Echofreiheit andererseits gefunden werden. Im Fall eines TV-ZF-Filters führt das zu Durchlaßdämpfungen von immerhin mehr als 20 dB!

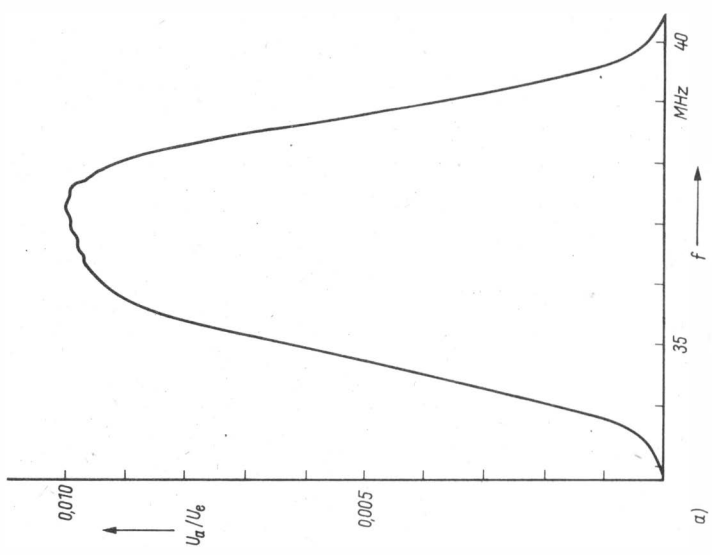
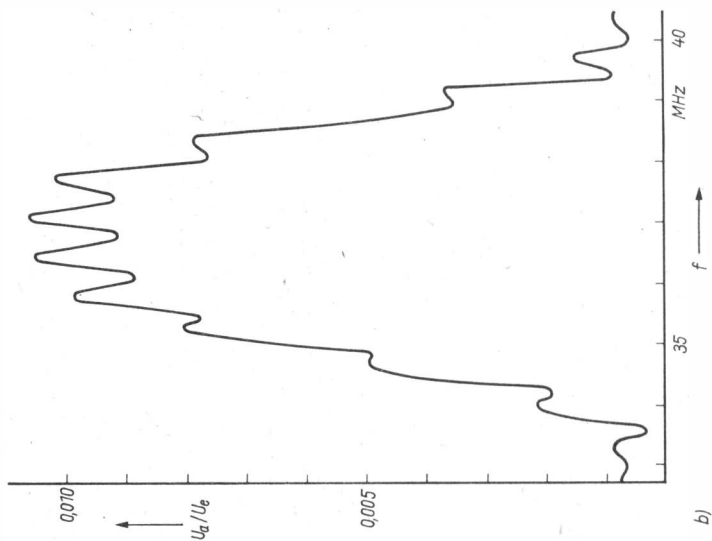


Bild 7a, b

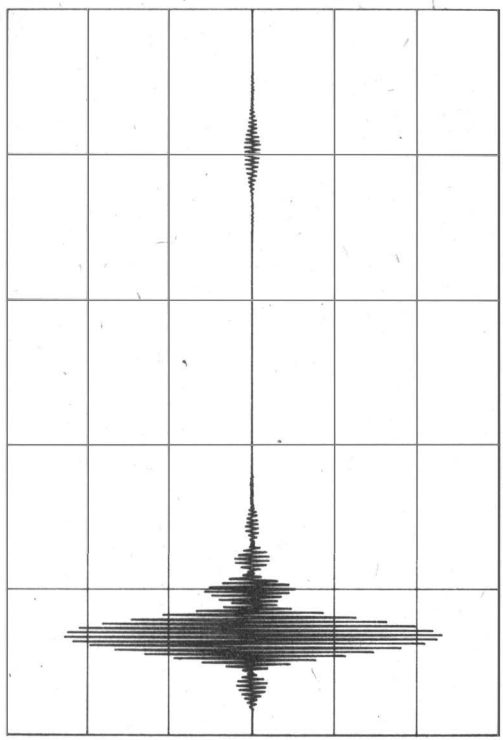
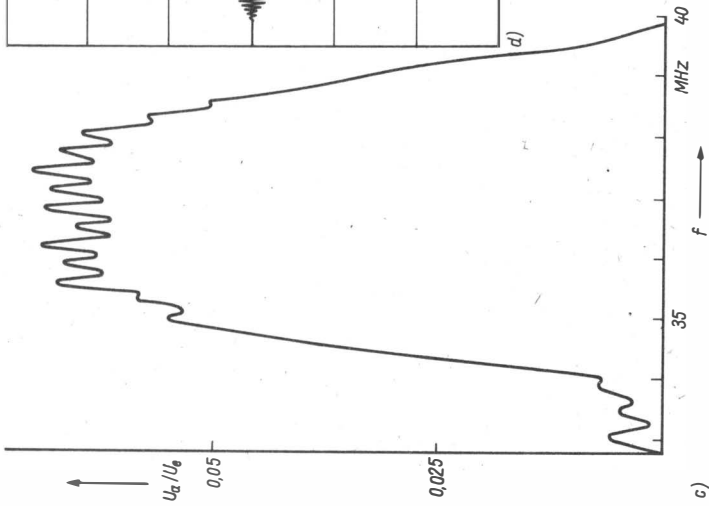


Bild 7

Störeffekte an AOW-Selektionsschaltungen; a) saubere Durchtaßkurve, b) kapazitive Überkopplung, c) Mehrwegsignale, d) Impulsmessung der Mehrwegsignalstörung nach Bild 7c

Unterdrückung kapazitiver Überkopplungen

Da aus den eben genannten Gründen die Durchlaßdämpfung einer AOW-Selektionsschaltung höher ist, als es der Praktiker von anderen Filtertypen her gewohnt war, muß er dem Einfluß der kapazitiven Überkopplung vom Eingang auf den Ausgang höhere Beachtung schenken als bisher üblich. Sind die exakten Verhältnisse auch komplizierter [4], so läßt sich der Störeinfluß oft gemäß Bild 8 abschätzen. Während die mechanischen Wellen des gefilterten «Nutzsignals» erst nach einer Laufzeit von einigen Mikrosekunden am Empfangswandler ankommen, liegen die kapazitiv übergekoppelten Störsignale unverzögert am Ausgang an. Da sie nicht dem Selektionsmechanismus unterliegen, verschlechtern sie die Sperrdämpfung des Filters außerhalb des Durchlaßbereichs (Bild 7b). Im Durchlaßbereich selbst erkennt sie der Praktiker wieder an der durch sie hervorgerufenen Welligkeit der Durchlaßkurve. Den letzten Beweis bringt wiederum eine Impulsmessung (Bild 11), bei der der übergekoppelte Störimpuls daran erkennbar ist, daß er unverzögert auf dem Oszillografen erscheint.

Zur Bekämpfung dieser Störung haben sich 2 Methoden bewährt. Erstens kann eine sorgfältige Abschirmung bei Bauelement und Schaltung deutliche Verbesserungen erbringen. Manche Bauelementhersteller bringen dazu auf dem Chip sogar regelrechte Abschirmelektroden an (Bild 9). Im Fall des *MSF 38,9* ist eine symmetrische Beschaltung des Filterausgangs durch den Verstärkerschaltkreis realisiert. Die Kompensation der Störsi-

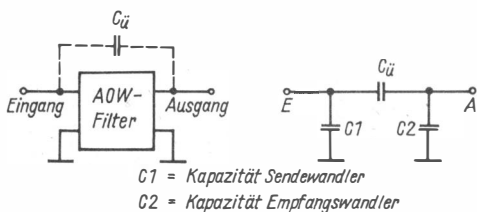


Bild 8
Störung durch kapazitive Überkopplung vom Eingang auf den Ausgang des AOW-Filters

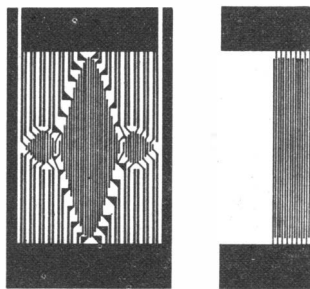


Bild 9
Layout eines AOW-Labormusterchips mit Abschirmelektrode

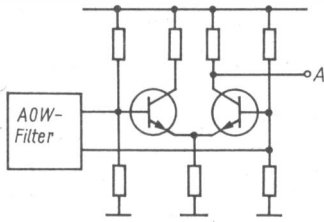


Bild 10
Unterdrückung kapazitiver Überkopplungen
durch symmetrische Beschaltung des Filterausgangs

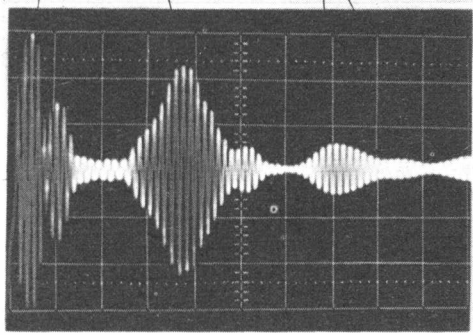
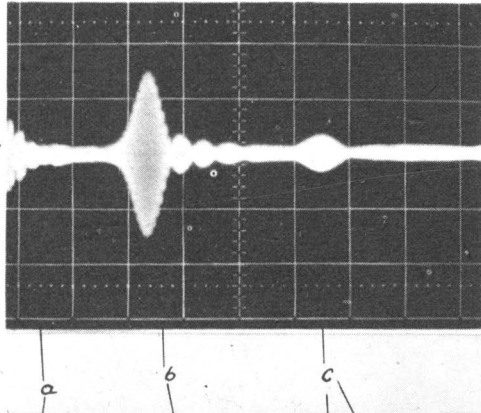


Bild 11
Nachweis starker Störungen an AOW-Selektions-
schaltungen mit Hilfe der
Impulsmessung; a) kapazi-
tive Überkopplung,
b) Nutzsignal, c) Mehr-
wege-Echosignale

gnale kann man sich prinzipiell an Hand der Gleichtaktunterdrückung eines Differenzverstärkers veranschaulichen (Bild 10). Damit sich die auf beide Filterausgangsklemmen übergekoppelten Störsignale als Gleichtaktsignale kompensieren, müssen sie vollkommen identisch sein, wofür gegebenenfalls eine Symmetrierung mit einer zusätzlich angebrachten Kapazi-

tät erforderlich werden kann [3], [4]. An Stelle des Differenzverstärkers läßt sich die symmetrische Beschaltung auch mit einem HF-Ringkernübertrager realisieren. Wenn diese Variante für industrielle Anwendungen auch aus Kostengründen meist entfällt, so lieferten Experimente im Labor durchaus gute Ergebnisse.

Meßtechnik

Die übliche Meßtechnik im Frequenzbereich (Meßsender – Meßempfänger) reicht im allgemeinen aus. Da AOW-Filter Laufzeitbauelemente sind, empfehlen sich zusätzlich Impulsmessungen. Am Eingang der Selektionsschaltung werden dazu kurze Rechteckimpulse eingespeist und das Ausgangssignal der Schaltung mit dem Oszillografen aufgezeichnet (Bild 11). Die Bandbreite der Impulse reicht aus, wenn die Impulsbreite T_p in Relation zur Bandmittenfrequenz f_{BM} die Bedingung

$$T_p \ll \frac{2}{f_{BM}} \quad (2)$$

erfüllt. Für ein 10-MHz-Filter wären also Impulsbreiten unterhalb $0,1 \mu s$ erforderlich. Steht als Meßsignal ein getasteter Sinusimpuls zur Verfügung, so sind im Durchlaßbereich des Filters meist günstigere Amplitudendichten zu erreichen [5]. Im Zusammenhang mit Messungen an AOW-Filtern stellt sich oft die Frage nach ihrer Spannungsverträglichkeit. Sie wird dadurch begrenzt, daß der Abstand zwischen gegenpoligen Wandlerelektroden (Bild 1) nur wenige Mikrometer beträgt und somit schnell die Durchschlagsfeldstärke erreicht ist. Die bisherigen praktischen Erfahrungen zeigen aber, daß die Filter Spannungen von einigen Volt ohne Schaden überstehen.

Literatur

- [1] Ch. Hälsig, Akustisches Oberflächenwellenfilter MSF 38,9 für die Fernsehempfangstechnik. radio-fernsehen-elektronik 31 (1982) Heft 12, Seite 767 bis 770.
- [2] Stromlaufplan und Serviceanleitung «Colorlux 4010» (PAL-SECAM) VEB Fernsehgerätekwerk «Friedrich Engels» Staßfurt.
- [3] G. Kurz, Akustisches Oberflächenwellenfilter im Selektivverstärker. radio-fernsehen-elektronik 31 (1982) Heft 10, Seite 649 bis 651.
- [4] K. Kabitzsch/R. Thomä, Einfluß parasitärer Schaltelemente in akustischen Oberflächenwellenbauelementen. radio-fernsehen-elektronik 31 (1982) Heft 10, Seite 652 bis 655.
- [5] K. Kabitzsch/R. Thomä, Meß- und Diagnoseverfahren für integrierte Wandler-systeme der akusto-elektronischen Oberflächenwellen-Technologie. messen-steuern-regeln 26 (1983) Heft 5, Seite 242 bis 245.
- [6] H. Bergmann, Akustische Oberflächenwellen – eine Übersicht. FUNKAMATEUR, Heft 6/1975, Seite 274/275.



Primär- und Sekundärzellen gehören zusammen mit den Brennstoffzellen zu den elektrochemischen Stromquellen, deren Weiterentwicklung neben den allgemeinen Forschungs- und Entwicklungszielen, besser, billiger und Neues zu produzieren, durch neue Anwendungsaufgaben, wachsendes Umweltbewußtsein, ökonomischen Materialeinsatz und rationellen Energieeinsatz stimuliert und bestimmt wird. Dabei konzentrieren sich die Zielstellungen auf die Verbesserung bekannter Zellsysteme, die in ihrem Grundaufbau bekannt sind, und auf die Entwicklung neuer Zellsysteme.

Primär-, Sekundär- und Brennstoffzellen (Tabelle 1) werden auch unter dem Oberbegriff galvanische Zellen zusammengefaßt, deren gemeinsames Merkmal die direkte Umwandlung von chemischer in elektrische Energie ist. Unterschiede ergeben sich in der Art und Vorratshaltung der an der Energieumwandlung beteiligten Reaktionspartner (Reaktanten) und durch die Reaktionsführung. Primärzellen (Primärelemente) können gleich nach ihrer Herstellung elektrische Energie liefern, stehen nur zur einmaligen Entladung zur Verfügung und lassen sich im allgemeinen nicht regenerieren. Sekundärzellen (Sekundärelemente, Akkumulatoren) sind elektrische Energiespeicher und erst nach einem Aufladen benutzbar. Eine Regenerierung (erneutes Wiederaufladen) ist möglich. Bei beiden Zellenarten stehen die Reaktionspartner in begrenzter Menge zur Verfügung.

Bei Brennstoffzellen werden die Reaktionspartner kontinuierlich und getrennt voneinander der Zelle zugeführt, so daß eine Dauerentladung (Dauerbetrieb) ermöglicht wird. Eine Regenerierung im Sinne wie bei den Sekundärzellen entfällt.

Grundprinzip und Kenngrößen

Die Erzeugung elektrischer aus chemischer Energie ist an eine Ladungstrennung gebunden, d. h., die zugrunde liegende chemische Reaktion läßt sich in eine anodische und in eine katodische Elektrodenreaktion zerlegen. Deshalb besteht eine galvanische Zelle aus 2 elektronenleitenden Phasen (Elektroden), die über 1 oder mehrere Elektrolytphasen (Ionenleitung) ver-

Tabelle 1 Übersicht über galvanische Zellen

Arten	Primärzellen	Sekundärzellen	Brennstoffzellen
Reaktionskomponenten	begrenzte Menge	begrenzte Menge	getrennt und kontinuierlich zuführbar
Entladung	einmalig	mehrmalig	dauernd
Regenerierung	nein	ja	nicht erforderlich
Einteilung	<ul style="list-style-type: none"> ● mit neutralem und schwach saurem Elektrolyten - <i>Leclanché</i>-Zelle (Zink-Braunstein) - Zink-Luftsaurestoff-Zelle ● mit alkalischem Elektrolyten - alkalische Zink-Braunstein-Zelle - Zink-Quecksilberoxid-Zelle - Zink-Silberoxid-Zelle - Zink-Luftsaurestoff-Zelle 	<ul style="list-style-type: none"> ● Klassische Akkumulatoren - Bleiakkumulator - Nickel-Kadmium-Akkumulator - Nickel-Eisen-Akkumulator - Silber-Kadmium-Akkumulator - Silber-Zink-Akkumulator ● neuere Akkumulatoren mit wäßrigem Elektrolyten - Nickel-Zink-Akkumulatoren - Nickel-Wasserstoff-Akkumulator - Silber-Wasserstoff-Akkumulator - Luftsaurestoff-Metall- (Zn, Fe, Cd) Akkumulator ● Halogen- (Cl⁻, Br⁻) -Metall- (Zn⁺) Akkumulator ● Lithium-Akkumulator ● Hochtemperatur-Akkumulatoren - Natrium-Schwefel-Akkumulator - Lithium-Chalkogen- (S⁻, Se⁻, Te⁻) Akku - Lithium-Sulfid-Akkumulatoren - Lithium-Chlor-Akkumulator 	<ul style="list-style-type: none"> ● Niedrigtemperatur-Zellen ● Mitteltemperatur-Zellen ● Hochtemperatur-Zellen ● mit gasförmigen und flüssigen Reaktanten

bunden sind. Der Ladungstransport wird bei geschlossenem äußerem Stromkreis im Innern der galvanischen Zelle durch Ionenleiter (Elektrolyt) und Elektronenleiter im Außenkreis übernommen und ist die Entladung, bei der der im äußeren Kreis befindliche Verbraucher elektrische Leistung aufnimmt. Grundlage für die Stromlieferung galvanischer Zellen bilden «freiwillig» ablaufende Redoxreaktionen, die stets mit einem Ladungsübergang verbunden sind.

Die elektronenleitenden Phasen werden durch Elektroden gebildet, wobei eine Elektrode ein System von 2 oder mehreren hintereinandergeschalteten leitenden Phasen darstellt. Eine Endphase bildet den Elektronenleiter zum Anschluß des äußeren Stromkreises, die andere einen Ionenleiter. Um eine möglichst große Oberfläche zu erhalten, die an der Reaktion beteiligt ist, wird die Elektrode als Partikelelektrode realisiert, wobei die Partikel

- in einer Flüssigkeit suspendiert (Fließbettelektrode, Suspensionselektrode),
 - mit Stützmaterial formfest gehalten oder leicht gepreßt (gestützte Elektrode, Festbettelektrode) oder
 - fest miteinander verbunden (poröse Festelektrode)
- werden.

Im Inneren der galvanischen Zelle übernehmen die Ionen eines Elektrolyten den Ladungstransport. Dabei wird allgemein ein einheitlicher Elektrolyt angestrebt. Sind im Elektrolytraum einer Elektrode Bestandteile vorhanden, die die elektrochemische Reaktion an der anderen Elektrode stören, trennt man den Elektrolyten im Anodenraum (Anolyt) vom Elektrolyten im Katodenraum (Katolyt) durch einen Separator, der als Diaphragma, Ionenaustauschermembran oder Festionenleiter realisiert werden kann.

Im Prinzipschema einer galvanischen Zelle nach Bild 1 laufen die Oxidations- bzw. Reduktionsvorgänge bei voneinander getrennten Reaktionspartnern A und B ab. Der Reaktionspartner B wird oxidiert und gibt ein Elektron ab, während der Reaktionspartner A ein Elektron erhält (Reduktion).

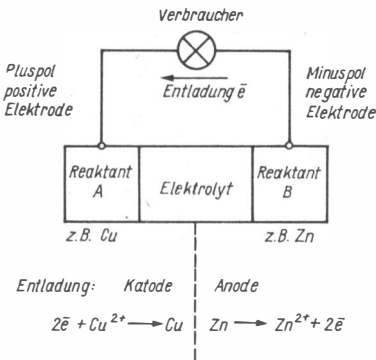


Bild 1
Prinzip einer galvanischen Zelle

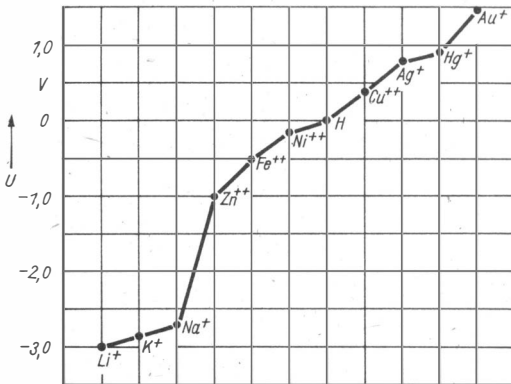


Bild 2 Elektrochemische Spannungsreihe (Auszug)

Die Katode ist stets die Elektrode, an der die Reduktion abläuft. Beim Entladen ist das der positive Pol (Pluspol). Die Anode bildet stets die Elektrode, an der die Oxidation stattfindet. Beim Entladen ist es der negative Pol (Minuspol).

Um den Anforderungen des praktischen Einsatzes besser zu entsprechen, werden folgende Verbesserungen angestrebt:

- Hohe Zellenspannung und niedriger Innenwiderstand.

Deshalb werden häufig 2 Elektroden mit auseinanderliegenden Potentialen (elektrochemische Spannungsreihe – Bild 2) verwendet, z. B. Lithium und Fluor. Gut leitende Elektrolyte, geringe Abstände zwischen den Elektroden sowie dünne und poröse Separatoren sind für einen niedrigen Innenwiderstand maßgebend.

- Hohe Ladungsdichte bzw. spezifische Ladung.

Dazu ist es erforderlich, aktive anodische und katodische Materialien mit hoher theoretischer Ladungsdichte zu verwenden und das Volumen von Elektrolyten, Separatoren und anderen Zusätzen gering zu halten.

- Hohe Energiedichte bzw. spezifische Energie. Zur Erzielung einer hohen Energiedichte bzw. einer hohen spezifischen Energie arbeitet man mit einer hohen Zellenspannung und Ladungsdichte. Günstig wirken sich große Berührungsflächen zwischen Elektrodenmaterial und Elektrolyten aus.

Weiter Anforderungen sind:

- hohe Lebensdauer;
- hohe Korrosionsbeständigkeit der Elektroden und anderer Bauteile;
- niedrige spezifische Kosten (automatisierbare Fertigung), billige und ausreichend verfügbare Materialien);
- hohe Spannungskonstanz während der Entladung;
- Überlast- und Überladeverträglichkeit;
- Betriebssicherheit;

Lecksicherheit;

- Betrieb auch bei niedrigen Temperaturen;
- hohe Sicherheit (Brand- und Explosionsgefahr) u. a.

Es ist zu beachten, daß sich nicht alle Anforderungen in optimaler Weise durch eine Zellenart realisieren lassen, sondern daß hier oder dort Abstriche des einen Kennwerts zugunsten eines anderen gemacht werden müssen.

Bauformen und Gestaltung

Galvanische Zellen liefern eine für den Einsatz oftmals zu niedrige Spannung, so daß mehrere Zellen in Reihe geschaltet und zu «Batterien» zusammengefaßt werden. Auch eine einzelne Zelle kann in ihrer Handelsform komplett mit Anschlußklemmen als Batterie bezeichnet werden.

Bekannte Bauformen sind

- Flachzelle (quaderförmig),
- Rundzelle (Zylinder: Höhe > Durchmesser),
- Rechteckzelle (quaderförmig, Höhe = längste Seite) und
- Knopfzelle (kleiner flacher Zylinder: Höhe < Durchmesser).

Rundzellen (Bild 3) sind am meisten verbreitet und werden als Einzelzelle oder zusammengestellt in Batterien (Flachbatterie) für vielfältige Zwecke eingesetzt. Die Abmessungen der verschiedenen Bauformen sind in

Tabelle 2 Primärzellen und -batterien nach TGL 7487

Benennung	Kurzzeichen	Ausführung	Typische Verwendung	Aufbau
Zelle	R 6	-	Transistorgeräte	Rundzelle (<i>Leclanché</i>)
	R 14	-		
	R 20	B	Leuchten	
	R 20	A	Transistorgeräte	
	R 20	C	Blitzlichtgeräte	
	S 4	-	Fernmelde- einrichtungen	
	S 8	-		Rechteckzelle (<i>Leclanché</i>)
Batterie	2R 10*	-	Leuchten	Batterie aus 2 in Serie geschalteten Rundzellen R 10 (<i>Leclanché</i>)
	3R 12*	B		Batterie aus 3 in Serie geschalteten Rundzellen R 12 (<i>Leclanché</i>)
	3R 12*	A	Transistorgeräte	
	6A S 6	-	Weidezäune	Batterie aus 6 in Serie geschalteten Rechteckzellen S 6 (Luftsauerstoff)

* Diese Batterien dürfen nicht mehr für Neuentwicklungen verwendet werden.

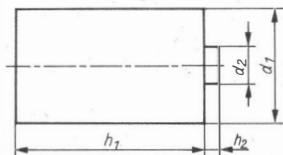


Bild 3
Rundzellen (TGL 7487)

in mm	R_6	R_{14}	R_{20}	$2R_{10}$
d_1	$14,5_{-1}$	26_{-1}	34_{-2}	$21,5_{-1}$
d_2	$4^{+1,5}$	$6^{+1,5}$	$8^{+1,5}$	$6^{+1,5}$
h_1	$50,5_{-1,5}$	$50_{-2,5}$	$61,5_{-3}$	74_{-2}
h_2	$2^{+0,5}$	$2,5 \pm 0,5$	$2,5 \pm 0,5$	$2,5 \pm 0,5$

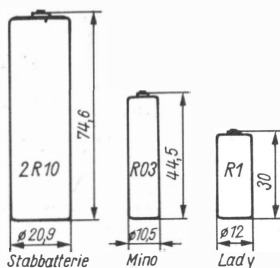
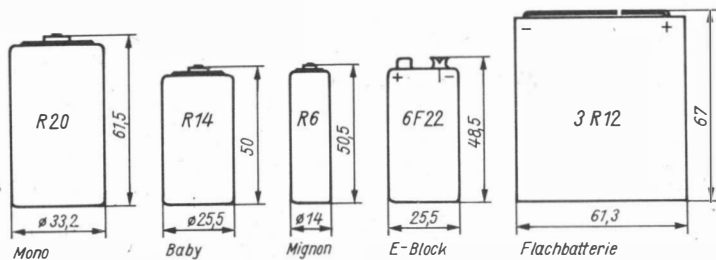


Bild 4
Abmessungen verschiedener Bauformen für Zellen und Batterien

Standards [3], [4] und [5] festlegt (Bild 4/Tabelle 2 und Tabelle 3). Knopfzellen (Tabelle 4) sind äußerst klein und haben sich als Stromlieferanten in Quarzuhren und anderen Kleinstverbrauchern bewährt. Die festgelegten Abmessungen gelten gleichermaßen für Primär- und Sekundärzellen, wobei Sekundärzellen auch in anderen, hier nicht genannten größeren Bauformen gefertigt werden.

Primärzellen

Tabelle 5 vermittelt einen Überblick über Primärzellen, die in ihrem Aufbau (Tabelle 6), in ihren Eigenschaften und Anwendungen kurz vorgestellt

Tabelle 3. Abmessungen und Benennungen von Primärzellen

Handelsname (Umgangssprache)	Nennspannung in V	IEC-Bezeichnung	maximal zugelassene Abmessungen nach IEC in mm			TGL	DIN	ASA (USA) -Size	ISS Japan	Varta- Typ	NiCd-Akkumulatortyp IEC
			D	L	B						
Lady	1,5	R 1	12	-	-	30	40860	N	UM 5	151 D	KR 12/30
Micro	1,5	R 03	10,5	-	-	40,5	40861	AAA	UM 4	180 RS	KR 10/44
Mignon	1,5	R 6	14,5	-	-	50,5	40863	AA	UM 3	501 R,5	KR 15/51
Baby	1,5	R 14	26	-	-	50	7487	C	UM 2	RSH 1,8	KR 27/50
Mono	1,5	R 20	34	-	-	61,5	7487	D	UM 1	RSH 4	KR 35/62
Normalbatterie	4,5	3R12*	-	62	22	67	7487	-	-	-	-
Energieblock	9,0	6F22*	-	26,5	17,5	48,5	40871	-	-	Tr 7/8	-

* Diese Batterie darf nicht mehr für Neuentwicklungen verwendet werden.

Tabelle 4 Knopfzellen

IEC- Bezeichnung	Abmessungen in mm	Bemerkungen
SR 41/MR 41	Ø 7,9 × 3,6	Miniatur- bzw.
SR 42/MR 42	Ø 11,6 × 3,6	Knopfzellen
SR 43/MR 43	Ø 11,6 × 4,2	(SR ... ≙ Silberoxid-
SR 44/MR 44	Ø 11,6 × 5,4	Zellen,
SR 45/MR 45	Ø 9,6 × 4,2	MR ... ≙ Quecksilber-
SR 46/MR 46	Ø 9,6 × 5,4	oxid-Zellen)
SR 47/MR 47	Ø 11,6 × 5,6	
SR 48/MR 48	Ø 7,9 × 5,4	

Tabelle 5 Übersicht über Primärzellen

Primärzelle	Bauform	Kapazität in Ah	Spezifische Energie in Wh/kgp	Energiedichte Wh/dm ³	Spannungsbereich in V	Betriebs-temperaturbereich in °C	Anwendungsbeispiele
<i>Leclanché-Zelle</i>	K R F	0,06 bis 300	50 bis 80	120 bis 190	1,5	- 10 bis + 50	Taschenlampen, Rechner, Uhren, Spielzeug, tragbare Rundfunkempfänger, Recorder
Alkalische Zink-Braunstein-Zelle	K R F	0,06 bis 10	70 bis 100	200 bis 300	1,5	- 10 bis + 50	w. o. und Filmkameras, Blitzlichtgeräte, Funk-sprechgeräte
Zink-Quecksilber-oxid-Zelle	K	0,04 bis 0,350	90 bis 120	400 bis 520	1,35	- 10 bis + 65	Hörgeräte, Meßgeräte, Fotoapparate, Uhren
Zink-Silberoxid-Zelle	K	0,015 bis 0,250	70 bis 100	350 bis 430	1,55	- 10 bis + 65	Hörgeräte, Uhren, Fotoapparate, Rechner
AgO							
AgO	K	0,04 bis 0,250	130 bis 170	550 bis 650	1,55	- 10 bis + 65	
Zink-Luftsauerstoff-Zelle (sauer)	F	bis 90	130 bis 170	200 bis 300	1,45	- 10 bis + 50	Leuchten, Kleinanlagen
Zink-Luftsauerstoff-Zelle (alk.)	R F	90 bis 180	300 bis 380	650 bis 800	1,45	- 10 bis + 50	Leuchten, Großuhren, Bo- jen, Hörgeräte
Lithium-Zellen-Systeme	K R F	0,180 bis 0,300 0,03 bis 30	150 bis 500	400 bis 800	1,5 bis 3,6	- 55 bis + 70	Uhren, Meßgeräte, Rechner, Funksprechgeräte
Li/MnO ₂	R K	0,03 bis 1,0		400 bis 600	3,0	- 20 bis + 60	
Li/Bi ₂ O ₃	K	0,04 bis 0,120		450 bis 600	1,6		

Primärzelle	Bauform	Kapazität in Ah	Spezifische Energie in Wh/kgp	Energiedichte Wh/dm ³	Spannungsbereich in V	Betriebstemperaturbereich in °C	Anwendungsbeispiele
Li/CuO		290	630	2,8			
Li/V ₂ O ₅		220	570	2,6			
Li/SiO ₂		270	400	2,8		- 50 bis + 75	
Li/MoO ₃		210	740				
Jod-Silber-Zelle	R	18	85	3			

K Knopfzelle, R Rundzelle, F Flachzelle Tabelle 6 Aufbau von Primärzellen*							
<i>Leclanché-</i>							
Zelle	Alkalische Zink-Braunstein-Zelle	Zink-Luft-sauerstoff-Zelle	Alkalische Zink-Luft-sauerstoff-Zelle	Zink-Quecksilberoxid-Zelle	Zink-Silberoxid-Zelle	Lithium-Jod-Zelle	Lithium-Zelle
Positive Elektrode	MnO ₂	Aktivkohle + Luft-sauerstoff-Zink	Aktivkohle + Luft-sauerstoff-Zink	HgO + Graphit	AgO Ag ₂ O	Jodide	CuO V ₂ O ₅ MnO ₂ u. a.
Negative Elektrode	Zinkpulver KOH + ZnO	Zinkpulver KOH + ZnO	Zinkpulver KOH + ZnO	Zinkpulver KOH + ZnO	Zinkpulver KOH + ZnO	Lithium	Lithium
Elektrolyt	wäßrige Ammoniumchloridlösung	Ammoniumchlorid	Ammoniumchlorid	KOH + ZnO	KOH + ZnO	Lithiumjodid	Polypropylenkarbonat + Leitzusätze
							CuCl oder AgCl
							Polyjodide Silber + Graphit
							Fest-elektrolyt + H ₂ O für Aktivierung
							R ₆ Ag ₂ für Aktivierung

* Bezeichnung bei der Entladung

werden. Dabei gelten folgende allgemeine Hinweise beim Einsatz von Primärzellen:

- nur die für den Geräteeinsatz angegebenen Zellen verwenden;
- stets alle Zellen gleichzeitig gegen Zellen gleichen Typs und Herstellungszeitraums austauschen;
- Kontaktpflege mit berücksichtigen;
- Parallelschalten von Zellen vermeiden;
- Zellen bei längerer Betriebspause des Geräts aus dem Gerät entfernen.

Das Regenerieren, d. h. Wiederaufladen von Primärzellen wird von dem Zellenhersteller abgelehnt, da sie im Gegensatz zu den Sekundärzellen auf Grund ihres Wirkprinzips, ihres Aufbaus und ihrer Gestaltung nur für eine einmalige Stromlieferung gedacht und geeignet sind. Die Rückführung der Entladeprodukte im Innern der Primärzellen in den Ausgangszustand durch eine Ladung, d. h. die Umkehrung der chemischen Reaktion, ist selbst bei hierfür günstigen Primärzellensystemen (z. B. Zink-Silberoxid-Zelle) nicht in vollem Umfang gegeben, so daß eingeschätzt werden kann, daß die zu erwartenden «Erfolge» bei einer Ladung im Vergleich mit den Risiken (Veränderung der Klemmspannung, Auftreiben oder Zerstörung der Zelle, Austreten giftiger Substanzen) eine Ladung nicht rechtfertigen.

Leclanché-Zelle (Zink-Braunstein-Zelle)

Die älteste, industriell in großen Stückzahlen hergestellte Primärzelle ist die *Leclanché-Zelle*, die auf das Jahr 1865 zurückgeht. Ihre Anode (negativer Zellenanschluß) besteht aus Zink (Becher), die Katode aus Mangandioxid als Oxidationsmittel (Braunstein), das zusammen mit Kohlepulver zur Erhöhung der Leitfähigkeit in einem Beutel um einen Kohlestab eingepreßt wird (Bild 5). Als Elektrolyt wirkt Ammoniumchlorid (Salmiak) mit einem

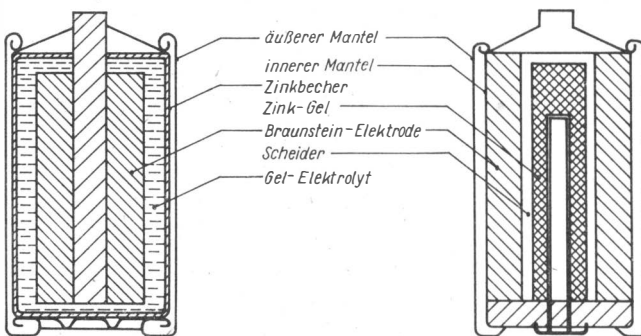


Bild 5 *Leclanché-Zelle (links) und alkalische Zink-Braunstein-Zelle (rechts)*

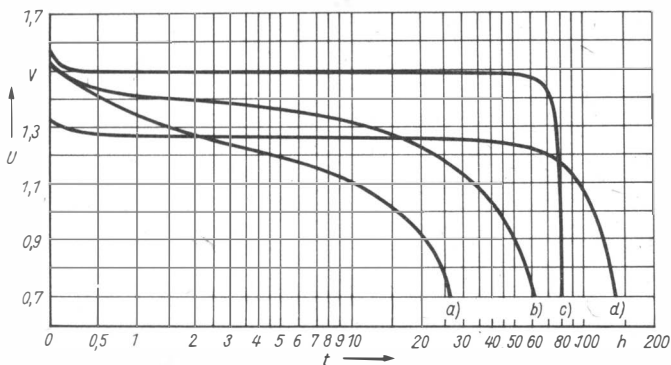


Bild 6 Entlade-Charakteristik von Primärzellen bei vergleichbarer Belastung; a – Leclanché-Zelle, b – alkalische Zink-Braunstein-Zelle, c – Zink-Silberoxid-Zelle, d – Zink-Quecksilberoxid-Zelle

Zusatz von Zinkchlorid. Der Elektrolyt ist mit Weizenmehl andickt, so daß die Zelle auch bei undichtem Verschluß nicht ausläuft (Trockenelement). Diese relativ preiswerte Primärzelle hat den Nachteil, daß ihre Spannung während des Entladens abfällt (Bild 6), sich aber während der Entladepausen wieder erholt. Deshalb ist ein intermittierender Betrieb bei kleiner Stromentnahme günstiger. Die verwendeten Braunsteinarten weisen eine differenzierte chemische Aktivität auf. Unter bestimmten Bedingungen sind *Leclanché*-Zellen auch regenerierbar, lassen sich aber wesentlich komplizierter regenerieren, als ein Akkumulator sich aufladen läßt, da die Zelle dafür nicht vorgesehen ist. Der Elektrolyt ist relativ aggressiv. Durch systematische Verbesserung der Werkstoffe und moderne konstruktive Auslegung lassen sich hohe Energiedichte und gute Lagerfähigkeit erzielen.

Alkalische Zink-Braunstein-Zelle

Eine Weiterentwicklung der *Leclanché*-Zelle ist die alkalische Zink-Braunstein-Zelle (Bild 5). Auch bei ihr besteht die Anode aus Zink und die Kathode aus Mangandioxid. Als Elektrolyt wird Kaliumhydroxid verwendet. Die Anode aus gepreßtem Zinkpulver befindet sich in der Mitte, der Braunstein als Ring außen herum. Ein isolierter und dicht schließender Stahlblechmantel bildet das Gehäuse.

Die Energiedichte dieser Zelle ist 2- bis 3mal höher als die der *Leclanché*-Zelle. Auch der Innenwiderstand konnte verringert werden. Die Spannung sinkt bei zulässiger Belastung weniger ab. Weiterhin ist diese Zelle länger lagerfähig und auch bei niedrigen Temperaturen verwendbar. Durch ihren Aufbau bedingt, ist jedoch die Herstellung komplizierter und teurer. Man

setzt sie dort ein, wo eine Dauerbelastung mit höherem Strom gefordert wird. Sie wird als Rund- und als Knopfzelle gefertigt.

Zink-Luftsauerstoff-Zelle

Bei der Zink-Luftsauerstoff-Zelle besteht die Anode aus Zink und der Elektrolyt aus Ammoniumchlorid. An Aktivkohle adsorbierter Sauerstoff wirkt als aktives Katodenmaterial. Die Aktivkohle ist mit Graphit, NH_4Cl und dem Elektrolyten um einen zentralen Kohlestift als Anschlußelement leicht verpreßt. Im konstruktiven Aufbau ähnelt die Zelle der *Leclanché*-Zelle. Von außen kann der Luftsauerstoff durch ein Belüftungsröhrchen in die Bechercelle eindringen und im Katodenraum Wassermoleküle bilden. Somit ist die Zelle betriebsfähig, wenn durch Abziehen einer Schutzfolie der Sauerstoffzutritt ermöglicht wird. Durch die «offene» Betriebsweise neigt sie zum Austrocknen. Dagegen können hygroskopische Salze im Elektrolyten helfen. Die Zelle ist günstig für einen Dauerbetrieb mit niedriger Belastung. Sie wird als Rund- und als Knopfzelle gefertigt.

An Stelle von Zink lassen sich auch andere Metalle verwenden, z. B. Lithium, Natrium, Magnesium und Aluminium. Derartige Varianten wurden bereits erprobt (Mg-Luftsauerstoff-Zelle in Seenotbatterien) oder werden noch erforscht. Dabei werden auch alkalische Elektrolyte ($\text{KOH} + \text{ZnO}$) eingesetzt, die eine hohe Energiedichte aufweisen (Tabelle 5).

Zink-Quecksilberoxid-Zelle

Die Zink-Quecksilberoxid-Zelle zeichnet sich durch eine hohe Energiedichte, gute Lagerfähigkeit und gute Entladecharakteristik aus. Die Katode besteht aus dem mit Kohlepulver verpreßten Quecksilberoxid, das bei der Entladung in Quecksilber reduziert wird. Als Anodenmaterial wirkt Zink, als Elektrolyt Kaliumhydroxid mit einem Anteil ZnO (Bild 7). Die Zelle wird in Stahlmantelausführung in verschiedenen Bauformen (meist Flach- und Knopfzelle) mit einer zuverlässigen Abdichtung gefertigt.

Zink-Silberoxid-Zelle

Die Zink-Silberoxid-Zelle ist ähnlich wie die Zink-Quecksilberoxid-Zelle aufgebaut. Ihre Katode besteht allerdings aus Ag_2O (1,55 V Leerlaufspannung) oder AgO (1,8 V Leerlaufspannung). Als Elektrolyt kann neben Kaliumhydroxid auch Natriumhydroxid verwendet werden. Diese Zelle wird vorzugsweise in Knopfform hergestellt und dort eingesetzt, wo höchste Anforderungen gestellt werden. Durch das eingesetzte Silber ist sie sehr teuer.

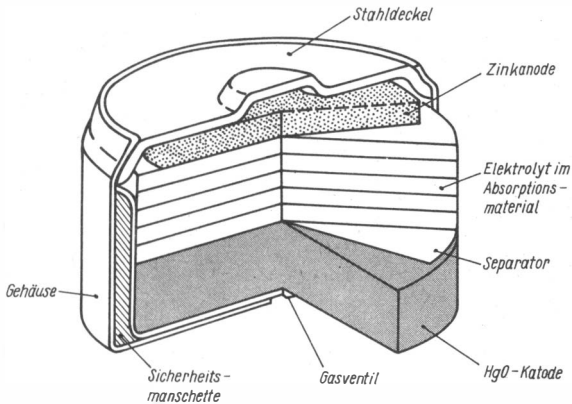


Bild 7 Zink-Quecksilberoxid-Zelle

Lithium-Zelle

Auf der Suche nach Primärzellen mit hoher Energiedichte haben sich Anodenmaterialien als günstig erwiesen, die ein möglichst hohes negatives Redoxpotential (elektrochemische Spannungsreihe) aufweisen. Darunter fallen prinzipiell die Alkali- und Erdalkalimetalle, die jedoch mit üblichen Elektrolyten spontan chemisch reagieren. Aus diesem Grund müssen nichtwäßrige aprotische organische Elektrolyte eingesetzt werden, die aus einem Lösungsmittel und einem Leitsalz bestehen. Als aussichtsreiches Lösungsmittel hat sich dabei Propylenkarbonat erwiesen. Leitzusätze sind z. B. Halogenide, die sich gut im Lösungsmittel lösen und eine hohe Ionenleitfähigkeit ergeben.

Als Anodenmaterial hat sich Lithium durchsetzen können, das ein extrem negatives Potential (-3 V), ein niedriges spezifisches Gewicht und eine gute Einbaumöglichkeit der beim Entladen gebildeten Li-Ionen in das Katodenmaterial ohne Ausbildung passivierender Salzsichten aufweist. Die Katode enthält eine Aktivkomponente (Oxidationsmittel) und einen Stromableiter (Stromkollektor). Als Aktivkomponenten kommen dabei eine Reihe von Schwermetalloxide, -halogenide, -sulfide, -borosulfide, Fluoride, Silbersalze, Schwefel, Jod u. a. in Betracht, wobei sich Fluoride als besonders günstig erwiesen haben.

Die Katode ist aus der gut leitenden Komponente (Graphit oder Metallpulver), einem Bindemittel und der Aktivkomponente aufgebaut, wobei die Bestandteile in ein Metallnetz verpreßt oder eingewalzt werden. Um die Katode herum kann noch ein Separator (Polypropylen) eingesetzt werden.

Lithium-Zellen stellt man in unterschiedlichen Bauformen her. Ihre Vor-

teile sind hohe Energiedichte, geringe Selbstentladung, gute Spannungs-konstanz beim Entladen, breiter Temperaturbereich und hohe Lagerfähig-keit. Nachteilig erweisen sich der Einsatz teurer Materialien, eine gewisse Gefährdung bei unsachgemäßer Behandlung und der hohen Ionenwider-stand.

Zur Zeit sind Lithium-Zellen mit unterschiedlichen aktiven Katodenma-terialien in Gebrauch und in der Entwicklung (Tabelle 7), von denen das System Li/MnO₂ die größte Verbreitung gefunden hat. Es wird in den unter-schiedlichsten Konsumgütern wie Rechnern, Uhren, Kameras, Hörhilfen und Rundfunkempfängern verwendet. Die bevorzugte Bauform dabei ist die Knopfzelle, deren Grundform Bild 8 zeigt. Die benutzten Abmessungen sind in Tabelle 8 zusammengestellt.

Neu sind auch sogenannte Papierbatterien, d. h. schichtweise dünne blattförmige Batterien, die in einer 2. Generation als Lithium-Zellen aufge-baut sind. Die negative Elektrode wird aus Lithium, die positive aus einem Kohlenstoff-Monofluorid-Film gebildet. Dazwischen liegt der mit einem or-

Tabelle 7 Übersicht über Lithiumzellen

Art	Haupt-anwendung	Ver-breitung	Zellen-system	Hersteller
Nicht-wäßrige 3-V-Zellen	Konsum-güter	Weitver-breitet	Li/MnO ₂	Sanyo, Varta, GE, Duracell, Berec, SAFT, UCC, Renata, Toshiba, Hitachi, Matsushita
			Li/(CF) _n	Matsushita, ESD
	Spezialan-wendung, Konsum-güter	z. T. an-geboten	Li/SO ₂	Duracell, Power Conversion
			Li/SOCl ₂	GTE, Tadiran, SAFT, Honeywell
Wäßrige 1,5-V-Zellen	Herz-schritt-macher	z. T. an-geboten	Li/Ag ₂ CrO ₄	SAFT
			Li/V ₂ O ₅	Honeywell
			LiCuO	SAFT, Sanyo, Matsushita
			Li/FeS ₂	UCC, Sanyo, Berec
Fest-körper-zellen	Herz-schritt-macher	angeboten	Li/J ₂ Li/PbJ ₂	Catalyst Research, Wilson Greatbach Duracell

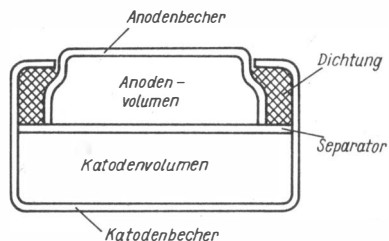


Bild 8
Knopfzelle (Prinzip)

Tabelle 8 Abmessungen von Primärknopfzellen (IEC-Bezeichnung)

Höhe in mm	Zellenvolumen in cm ³ bei Durchmesser				
	6,8 mm	7,9 mm	9,5 mm	11,6 mm	20 mm
5,4	0,20	0,26 (R 48)	0,38	0,57 (R 44)	
4,2	0,15	0,21	0,30	0,44 (R 43)	
3,6	0,13	0,18 (R 41)	0,26 (R 45)	0,38 (R 42)	
3,1	0,11	0,15	0,22	0,33 (R 54)	0,94
2,6	0,09	0,13 (R 59)	0,18 (R 57)	0,27 (R 56)	0,79
2,1	0,08	0,10 (R 58)	0,15	0,22 (R 55)	0,63
1,6	0,06	0,08	0,11	0,17	0,50

ganischen Lösungsmittel getränkte Separator. Die Papierbatterien haben eine Nennspannung von 3 V und lassen sich in unterschiedlichen Flachformen herstellen. Die Abmessungen einer großen Ausführung betragen z. B. 70 mm × 94 mm × 1,8 mm.

Li/MnO₂-Zellen (Bild 9) führt man auch als flache 1schichtige oder mehrschichtige Zellen aus. Letztere werden mit einem «H» gekennzeichnet und sind für hohe Belastungen gedacht. Rundzellen-Lithium-Zellen können auch aus einem spiralförmigen Aufbau als Rolle bestehen. Die Entladecharakteristik einer Li/MnO₂-Knopfzelle zeigt Bild 10. In Bild 11 sind die Energiedichten verschiedener Primärzellen zusammengestellt.

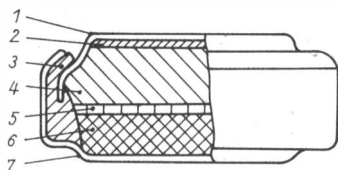


Bild 9
Li/MnO₂-Knopfzelle; 1 - Anode, 2 - Kollektor, 3 - Dichtung, 4 - Lithiumelektrode, 5 - Separator + Elektrolyt, 6 - MnO₂, 7 - Katode

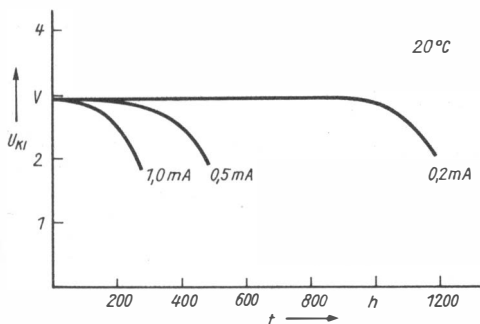


Bild 10
Entladecharakteristik der Li/MnO₂-Knopfzelle

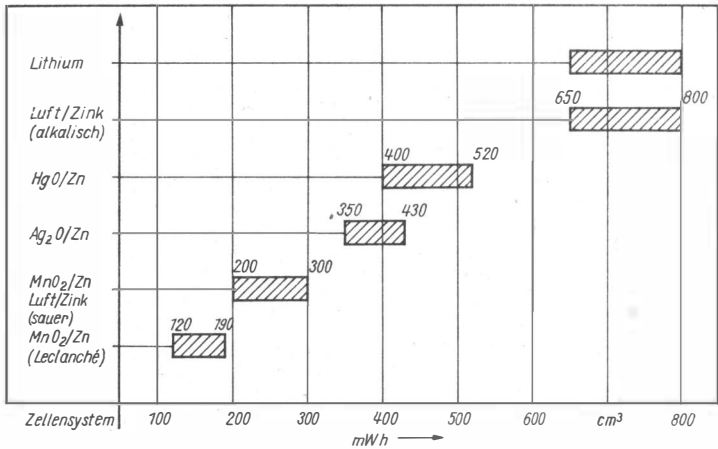


Bild 11 Energiedichte verschiedener Primärzellen

Festkörperelektrolyt-Zellen

Diese Gruppe der Primärzellen enthält einen Festelektrolyten, der bereits bei Zimmertemperatur ionenleitend ist. Dazu gehören Silber- und Lithiumsalze. Als Anodenmaterial eignet sich Silber und Graphitpulver und als Kathodenmaterial Polyjodid. Die Vorteile dieser Zellenart sind ein großer Arbeitstemperaturbereich (-55 bis +75°C) und eine hohe Lebensdauer (10 Jahre). Allerdings ist sie nur gering belastbar.

Aktivierbare Primärzellen

Die aktivierbare Primärzelle muß vor Inbetriebnahme aktiviert werden, das geschieht durch Zuführen des Elektrolyten oder von Wasser, Aufschmelzen eines Elektrolytsalzes oder Entfernen von Trennwänden. Bei der Mg/CuCl- bzw. der Mg/AgCl-Zelle ist die Magnesiumanode von der CuCl- bzw. AgCl-Katode durch einen Zellulose- oder Plastfaserseparator getrennt. Diese Zellen werden durch Eintauchen in Seewasser aktiviert. Die Mg-Anode ist durch eine Zn-Anode ersetzbar. Auch Zink-Silberoxid- oder Metall- (Zn-, Mg-, Al-) Luftsauerstoff-Zellen können als aktivierbare Zellen aufgebaut werden.

Sekundärzellen

Sekundärzellen (Tabelle 9) zeichnen sich durch die Regenerierbarkeit der Reaktionspartner, d. h. durch Wiederaufladbarkeit und erneute Entladbarkeit aus. Bei ihnen werden ein hoher Energiewirkungsgrad (kleine Differenz zwischen Lade- und Entladespannung, keine Nebenreaktion bei der Ladung), eine hohe Lebensdauer (große Anzahl der Lade-Entlade-Zyklen), eine geringe Selbstentladung, eine schnelle Aufladbarkeit, eine gute Überladeverträglichkeit sowie einfache Bedienung, Wartung und niedrige Kosten verlangt. Weiterhin soll für beide Elektrodenreaktionen (Anode, Kathode) derselbe Elektrolyt verwendbar und Ausgangs- und Endprodukte der Reaktion im Elektrolyten sollen schwer löslich sein. Auf Grund dieser Bedingungen haben sich der Blei-, der Nickel-Kadmium-, der Nickel-Eisen- und der Silber-Zink-Akkumulator (Akku) behaupten können.

Bei den Sekundärzellen wechselt jeweils die Elektrode, an der die Oxidation bzw. Reduktion stattfindet, mit dem Wechsel von Laden und Entladen, d. h., die beim Entladen als Anode bezeichnete negative Elektrode der Zelle (Minuspol) wird beim Laden zur Kathode. Deshalb spricht man besser von positiver oder negativer Elektrode.

Tabelle 9 Übersicht über Sekundärzellen (Akkumulatoren)

Sekundärzelle	Leerlaufspannung in V	Nutzbare spezifische Energie in Wh/kp	Energiedichte in Wh/dm ³	Lade-Entlade- Zyklen
Blei	2,2	25 bis 40	60 bis 80	400 bis 1500
Nickel-Kadmium	1,3	30 bis 45	50	2000 bis 3000
Nickel-Eisen	1,4	33	50 bis 100	1 000 bis 3000
Silber-Zink	1,8	60 bis 120	100 bis 250	100 bis 300
Silber-Kadmium	1,35	40 bis 80	90 bis 180	600
Nickel-Zink	1,7	40 bis 80	50 bis 100	<2000
Nickel-Wasserstoff	1,36 1,55	100 50 bis 65		1200 bis 2000
Luftsauerstoff-Zink	1,65	100 bis 200	140	30 bis 50
Luftsauerstoff-Eisen	1,3	115	150	200 bis 300
Zink-Chlor	2,1	200	200	

Bleiakkumulator

Der Bleiakkumulator hat durch seine relativ einfache und zuverlässige Betriebsweise, hohe Lebensdauer, relativ hohe Energieausbeute und relativ niedrigen Materialpreis eine große Verbreitung gefunden und wird als Starterbatterie für Kraftfahrzeuge, für Traktionszwecke (Elektrofahrzeuge), in Notstromanlagen und in Kleinstausführung auch für Konsumgüter einge-

setzt. Ziele der Weiterentwicklung sind vor allem weitere Verbesserungen der bisherigen Eigenschaften.

Bei den Starterbatterien werden Polypropylengehäuse angewendet. Die Zellen sind auf kürzestem Weg durch die Trennwände hindurch verbunden. Weitere Zielstellungen betreffen den Masseträger, der die Aktivmassen der positiven und negativen Elektroden aufnimmt. Verbesserungen lassen sich mit Antimon und mit einem verbleiten Cu-, Al- oder Ti-Gerüst erzielen. Spezialausführungen gestatten den Einsatz als wartungsarme bzw. -freie Batterien, die halb oder ganz geschlossen sind.

Ortsfeste Bleiakkumulatoren für große Kapazitäten arbeiten mit positiven Groboberflächenplatten. In Fahrzeugbatterien dominieren positive Panzerplatten mit einer Lebensdauer von 1500 Zyklen. Ein Zusatz von Selen zur Gitterlegierung verringert die Selbstentladung.

Nickel-Kadmium- und Nickel-Eisen-Akkumulator

Diese Akkumulatoren arbeiten mit einem alkalischen Elektrolyten (Kaliumhydroxid) und werden bei extremer elektrischer Belastung als robuste Stromlieferanten mit langer Lebensdauer eingesetzt. Offene und wartungsfreie Ni-Cd-Akkumulatoren benutzt man als Starter-, Notstrom- oder Lichtbatterien. Bei den gasdichten Ni-Cd-Akkumulatoren konnte die Kapazität merklich erhöht werden. Der an der positiven Elektrode entstehende Sauerstoff gelangt zur negativen Elektrode und wird dort bei der Oxidation des Nickels wieder aufgenommen. Gasdichte Ni-Cd-Akkumulatoren stehen in kleiner Ausführung vor allem in tragbaren Geräten in Konkurrenz zu Primärzellen und sind in diesem Fall bei häufiger Gerätebenutzung und größerer Stromentnahme rentabel. Der Ni-Cd-Akkumulator wird auch als Knopfzelle (Bild 12) mit einer Kapazität von 0,05 bis 1 Ah und als Rundzelle mit 0,1 bis 10 Ah gefertigt. Sie haben eine konstante Klemmenspannung von 1,2 V.

Der Nickel-Eisen-Akkumulator ist leistungsmäßig dem Ni-Cd-Akkumulator unterlegen, so daß er – abgesehen vom geringen Materialpreis – kaum Vorteile bietet und wenig eingesetzt wird.

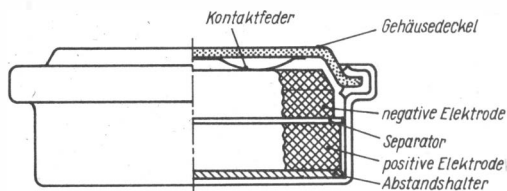


Bild 12 NiCd-Knopfzelle

Silber-Zink-Akkumulator

Der Silber-Zink-Akkumulator ist prinzipiell wie die Silber-Zink-Primärzelle aufgebaut: Anode aus Zinkpulver, Katode aus Ag_2O oder AgO und Kalilauge als Elektrolyt. Allerdings ist ein Separator notwendig, um einen Kurzschluß durch die Dentriten zu vermeiden, die sich bei der Ladung an der Anode bei der Abscheidung von metallischem Zink bilden. Vorteilhaft ist die hohe Leistungsdichte, der aber als Nachteil eine geringe Lebensdauer gegenübersteht. Einen ähnlichen Aufbau hat auch der Silber-Kadmium-Akkumulator, der aber wegen der teuren Ausgangsmaterialien Spezialanwendungen vorbehalten bleibt.

Weitere Sekundärzellen

Neben der Verbesserung bekannter Akkumulatoren konzentriert sich die Weiterentwicklung auf dem Gebiet der Sekundärzellen darauf, neue Systeme zu schaffen. Diese befinden sich noch im Versuchsstadium bzw. sind nur Spezialanwendungen – so auch der Raumfahrt – vorbehalten.

Beim Nickel-Zink-Akkumulator wird eine neue Kombination bekannter Einzelelektroden verwendet. Dieser Akkumulator weist eine hohe spezifische Leistung auf und kann auch kurzzeitig hohe Stromdichten liefern. Allerdings ist die Lebensdauer zu gering.

Abweichend von den bisher bekannten Akkumulatoren kann man auch gasförmige Reaktanten einsetzen und gelangt so zum Nickel-Wasserstoff- und Silber-Wasserstoff-Akkumulator. Eine Elektrode wird hierbei als Wasserstoffelektrode realisiert, wobei der Wasserstoff im Akkumulator gespeichert werden muß. Die Kombination einer Metallelektrode (Zn , Fe , Cd) mit einer Sauerstoffelektrode, die den Sauerstoff bei der Entladung aus der Luft entnimmt und beim Laden wieder abgibt, führt zum Luftsauerstoff-Zink-, Luftsauerstoff-Eisen- und Luftsauerstoff-Kadmium-Akkumulator. Als Elektrolyt wirkt Kalilauge, die durch einen Feuchtigkeitswechsel der umgebenden Luft (halboffener Betrieb) verändert wird. Trotz hoher spezifischer Energie haben diese Akkumulatoren wegen des hohen Aufwands und der geringen Lebensdauer wenig Einsatzchancen.

Weitere neue Möglichkeiten ergeben sich mit Halogen-Metall- und Lithium-Akkumulatoren.

Sekundärzellen mit erhöhter Betriebstemperatur

Hohe spezifische Leistungen von Sekundärzellen, wie sie bei Einsatz in Traktionsmitteln und zum Spitzenlastausgleich notwendig sind, erfordern eine größere Geschwindigkeit des Massetransports in den Zellen, was mit einer erhöhten Betriebstemperatur und z. T. flüssigen Reaktanten verbunden ist. Als Elektrolyte eignen sich dafür Salzschnmelzen und Festelektrolyte.

Zu dieser Gruppe von Sekundärzellen gehört der Natrium-Schwefel-Akkumulator, bei dem beide Reaktanten flüssig sind und der Elektrolyt (β -Aluminiumoxid) fest ist. Die Betriebstemperatur liegt bei 350°C. Die negative Elektrode besteht aus flüssigem Natrium, die positive aus geschmolzenem Polysulfid.

Eine weitere Gruppe von Hochtemperatur-Akkumulatoren bilden die Lithium-Chalkogen- (S-, Se-, Te-)Akkumulatoren, wobei die jeweils minimale Betriebstemperatur durch die höchste Schmelztemperatur der beteiligten Reaktanten gebildet wird (maximal 475°C). Die Li/S-Zelle hat dabei die größte Bedeutung. Ihre negative Elektrode besteht aus Lithium, die positive aus Schwefel. Andere Hochtemperatur-Akkumulatoren bestehen aus Li/LiCl-, Li/KCl-, Li/FeS₂-, Al/LiCl-, Al/KCl- und Al/FeS₂-Zellen.

Brennstoffzellen

Mit zu den galvanischen Zellen gehört auch die Brennstoffzelle, bei der die Reaktanten kontinuierlich den Elektroden zugeführt und die Reaktionsprodukte wieder entfernt werden müssen. Deshalb sind auch zum Betreiben einer Brennstoffzelle mehrere Hilfs- und Steuereinrichtungen notwendig, die die Nutzung komplizieren und den Einsatz bisher auf Spezialfälle beschränken. Die Reaktanten sind flüssig oder gasförmig (z. B. Wasserstoff und Sauerstoff), und die Beschleunigung der Reaktion erfordert oftmals Katalysatoren. Eine besondere Art der Brennstoffzelle ist die Biozelle, bei der Sauerstoff und Glukose aus dem Blut als Reaktanten wirken.

Literatur

- [1] K. Wiesener/I. Garche/W. Schneider, Elektrochemische Stromquellen. Berlin 1981.
- [2] H. Völz, Elektronik-Grundlagen, Prinzipien, Zusammenhänge. Berlin 1979.
- [3] TGL 25330 Galvanische Elemente – Begriffe.
- [4] TGL 7487 Primärzellen und -batterien.
- [5] TGL 25331 Sekundärzellen und -batterien.
- [6] H.-W. Uhlig/H. Palis, Regenerierung von Primärzellen. radio-fernsehen-elektronik 29 (1980) 9, Seite 555 bis 558.
- [7] H. Bergmann, Übersicht über galvanische Zellen – Teil 1 und 2. Der Elektro-Praktiker 36 (1982) 7, Seite 225 bis 229, 8, Seite 265 bis 266.
- [8] H.-W. Uhlig, Elektrochemische Energiequellen für die Mikroelektronik. Elektrik 36 (1982) 3, Seite 123 bis 125, 4, Seite 188 bis 189.

Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich

Ing. Klaus K. Streng

Wie schon Tradition, soll auch in diesem Jahr ein Überblick gegeben werden über die Entwicklung neuer IS (Integrierte Schaltkreise) in den Staaten des Rates für Gegenseitige Wirtschaftshilfe (RGW).

Beginnen wir mit der Sowjetunion. Von ihrem Außenhandelsunternehmen *Elektronorgtechnika (Elorg)* liegen zahlreiche Neuheiten vor, die z. T. in Fachkreisen der UdSSR seit Jahren bekannt sind. Einen ausgezeichneten Überblick gab ein Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1983 [1]. Es ist überflüssig, die dort aufgezählten IS der Reihen *KP 580*, *K 586*, *KP 588*, *K 1800* und *K 1802* noch einmal zu nennen, zumal sich die Beschreibung dieser meist hochintegrierten Schaltkreise (zum großen Teil Mikroprozessoren) nur schwer im Rahmen dieses Berichts unterbringen läßt. Außerdem ist das Interesse für den Elektronikamateur meist gering, sie sind in erster Linie für die Industrie bestimmt.

Aber nicht nur Mikroprozessoren waren in Leipzig ausgestellt. Etwas «abseits» von den bekannteren digitalen IS (TTL- und CMOS-Schaltkreise) stehen die ECL-Schaltkreise. Wie ihr Name sagt, handelt es sich um emittergekoppelte IS. Bei flüchtigem Blick auf den Stromlaufplan ihres «Innenlebens» könnte man sie mit den bekannteren TTL-Kreisen verwechseln. Aber das stimmt nicht! ECL haben ganz bestimmte Eigenschaften, die sie von den TTL unterscheiden: Sie sind «schneller», d. h., sie verarbeiten wesentlich höhere Frequenzen bzw. haben kürzere Schaltzeiten. Gleichzeitig sind ihre Eingänge niederohmiger, so daß sie unempfindlicher, wenn auch leistungsintensiver reagieren als CMOS-Schaltkreise. In der UdSSR gibt es seit langem die ECL-Serien *K 100* und *K 500* [2], [3], [4], [5], die ständig ergänzt werden. Die ECL-Serien *K 100* und *K 500* haben jeweils gleiche Daten, ihr Unterschied besteht lediglich im Gehäuse: *K 100* hat ein 16poliges Flat-pack-Gehäuse, *K 500* ist im DIL-16-Gehäuse untergebracht. In Bild 1 ist die Innenschaltung eines ECL-Gatters (EXOR-EXNOR) dargestellt. Man muß genau hinsehen, um den Unterschied zu einem TTL-Gatter zu erkennen: Typisch sind die Kopplung an den Transistoremittern und das Fehlen von Multiemittertransistoren, ein typisches Merkmal der TTL-Technik.

Zwischen diesen IS und der Serie *MC 10000* von *Motorola* (USA) besteht Kompatibilität. Tabelle 1 (s. Anhang) stellt die wichtigsten IS der 500er-Reihe zusammen (ohne Speicherschaltkreise).

Aus der erst teilweise in der DDR bekannten Serie K 198 gibt es unter anderem den linearen Verstärker 198 YT 1 (Versionen A und B). Die leider nur spärlich bekannten Daten lauten: $U_B = \pm 6,3 \text{ V} + 10\%$; $I_B = 5 \text{ mA}$; $V_u = 26 \text{ bis } 37 \text{ dB}$; $U_{\text{outmax}} = 2,5 \text{ V}$ (Spitze-Spitze-Wert). Bild 2 gibt einen Überblick über die Innenschaltung und die Standardbeschaltung des Ver-

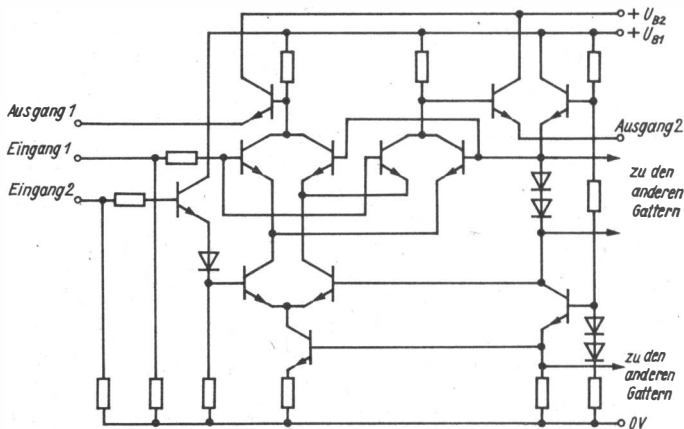


Bild 1 Teil-Innenschaltung eines ECL-IS (EXOR-EXNOR-Gatter)

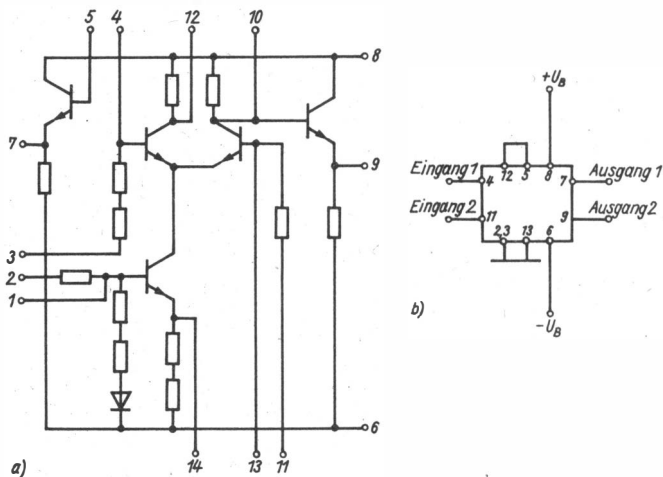


Bild 2 a) Innenschaltung des K 198 4T1, b) Applikationsschaltung des K 198 4T1

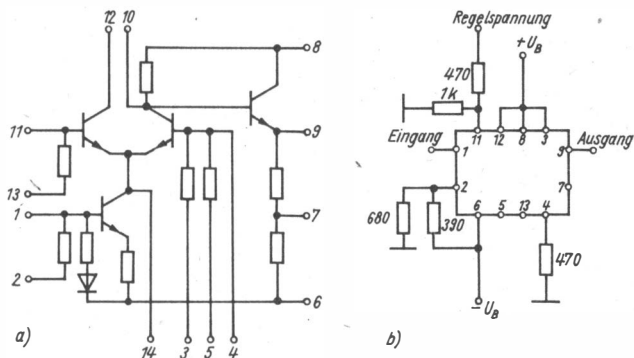


Bild 3 a) Innenschaltung des K 198 4H1, b) Applikationsschaltung des K 198 4H1

stärkers. Außerdem ist zu nennen der Linear-Endverstärker *K 198 YH 1* in den Versionen *A* und *B*: $U_B = 6,3 \text{ V} + 10\%$; $I_B = 7 \text{ mA}$; $V_u = 6$ bzw. 12 dB . «Innenleben» und Standardbeschreibung siehe Bild 3 [6]. 1982 erschien in Moskau ein hervorragendes Transistordatenbuch von *Gorjunow* [7], das seit 1983 (leider nur in wenigen Exemplaren) DDR-Fachleuten bekannt ist. Es enthält unter anderem auch Daten und Anschlußbelegung des Transistorarrays *K 1 HT 251*, der bei Elektronikamateuren seit Jahren ein alter Bekannter ist – leider meist ohne Kenntnis der Daten. Der *K 1 HT 251* enthält 4 voneinander unabhängige npn-Transistoren in einem Flat-pack-14-Gehäuse. Es sind: $U_{CB \text{ max}} = +45 \text{ V}$; $U_{CE \text{ max}} = +60 \text{ V}$; $I_{C \text{ max}} = +400 \text{ mA}$; $U_{EB \text{ max}} = +4 \text{ V}$; $P_{V \text{ max}}$ des gesamten IS 400 mW . Die Pinbelegung:

1 frei	14 C1
2 B1	13 E1
3 E2	12 B2
4 C2	11 C3
5 B3	10 E3
6 E4	9 B4
7 C4	8 frei

Ein anderes Transistorarray im Flat-pack-Gehäuse ist ebenfalls dort beschrieben: *K 1 HT 661 A*. Die angeführten Daten sind leider knapp: $U_{CE \text{ max}} = +5 \text{ V}$; $I_C = +25 \text{ mA}$. Die Pinbelegung des Fp-14-Gehäuses entspricht der des *K 1 HT 251*. Die LS- und die S-Reihe der TTL-Schaltkreise werden ständig erweitert. Tabelle 2 und Tabelle 3 (s. Anhang) bringen eine Zusammenstellung der IS dieser Reihen, die z. Z. (Herbst 1983) im RGW bereits vorhanden sind [8].

In Zusammenhang mit der wirklich imponierenden Vielfalt der sowjetischen IS liegt eine Frage nahe, mit der sehr viele Elektronikamateure in der

DDR konfrontiert werden: Nicht über alle IS aus der UdSSR sind die Daten in der DDR bekannt! Dazu ist folgendes zu bemerken: Längst nicht alle in der Sowjetunion entwickelten und produzierten IS werden in die DDR exportiert. Das *Applikationszentrum Elektronik* Berlin (früher VEB *Elektronikhandel* Berlin) berät unsere Industrie über Daten und Einsatzgebiete sowjetischer Bauelemente (einschließlich IS). Die Kollegen dort sind nicht verpflichtet, die Daten von IS zu kennen, die gar nicht an uns geliefert werden! Darum also die gutgemeinte Warnung: Vorsicht beim Kauf von unbekanntem IS!

Unsere eigene Halbleiterindustrie (alle Betriebe des VEB *Kombinat Mikroelektronik*) wartete auch in den Jahren 1982/83 mit Neuentwicklungen auf [9]. Der *B 556 D* ist ein Doppelzeitgeberschaltkreis. Er entspricht in seiner Funktion 2 IS vom Typ 555, ist pinkompatibel mit dem *LM 556* und wurde bisher nur als $\mu A 556 PC$ im RGW-Bereich gefertigt (S. *Elektronisches Jahrbuch* 1983, S. 127).

Die «LS»-Familie der TTL-Serie (vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt/Oder mit *DL ...* bezeichnet) wurde erweitert. Tabelle 2 (s. Anhang) gibt einen Überblick über diese in die Zukunft weisenden IS, die z. Z. in der DDR und im gesamten sozialistischen Wirtschaftsbereich gefertigt werden. Neu sind ebenfalls der CMOS-Rechnerschaltkreis mit integrierter Uhrenfunktion *U 825 G* (internationaler Vergleichstyp: *T 3566*) und der CMOS-Rechnerschaltkreis *U 826 G* (Vergleichstyp: *T 3636*). Die CMOS-Schaltkreise der *U 4000*-Reihe (s. *Elektronisches Jahrbuch* 1983, S. 29) wurden zum größten Teil in *V-4000*-Reihe umbenannt. Das sind allerdings keine Neuentwicklungen, wenn auch die Fertigungsstätte bei einigen CMOS verlagert wurde (*Zentrum für Forschung und Technologie Mikroelektronik* an Stelle von VEB *Funkwerk* Erfurt). Neu ist hingegen, daß im Halbleiterkatalog unter der Überschrift *Neu- und Weiterentwicklungen* neue IS und Halbleiterbauelemente angekündigt werden, die zwar z. Z. noch nicht gefertigt werden, aber für die nächste Zeit vorgesehen sind. Diese Vorankündigung wurde seit Jahren immer wieder gefordert, obwohl ihr Wert gelegentlich umstritten ist. Sie gibt dem interessierten Fachmann zwar eine wertvolle Orientierungshilfe, darf aber nicht dazu führen, daß die Halbleiterindustrie und der einschlägige Handel mit Anfragen oder Bestellungen hinsichtlich von Produkten beschäftigt werden, die sich noch nicht realisieren lassen. Deshalb wird auch im Rahmen dieser Übersicht weitgehend auf die Nennung künftiger Bauelemente verzichtet.

Von den TESLA-Neuheiten eine Auswahl. Die Spannungskomparatoren *MAB 311/MAC 111* sind pinkompatibel mit den Typen *LM 311 H/LM 111 H* von *National Semiconductor* (USA). Bild 4 zeigt ihre Innenschaltung. Sie haben ein 8poliges Rundgehäuse [10]. Neu sind auch die BIMOS-Operationsverstärker *MAB 355/MAC 155* ($\approx LF 355/LF 155$ von NS) *MAB 356/MAC 156* ($\approx LF 356/LF 156$ von NS) und *MAB 357/MAC 157* ($\approx LF 357/LF 157$ von NS) [11]. Auch sie haben ein 8poliges Rundgehäuse, ihre Innenschaltung ist in Bild 5 zu sehen. Mit diesen BIMOS-Operationsverstärkern stehen weitere moderne Operationsverstärker zur Verfügung.

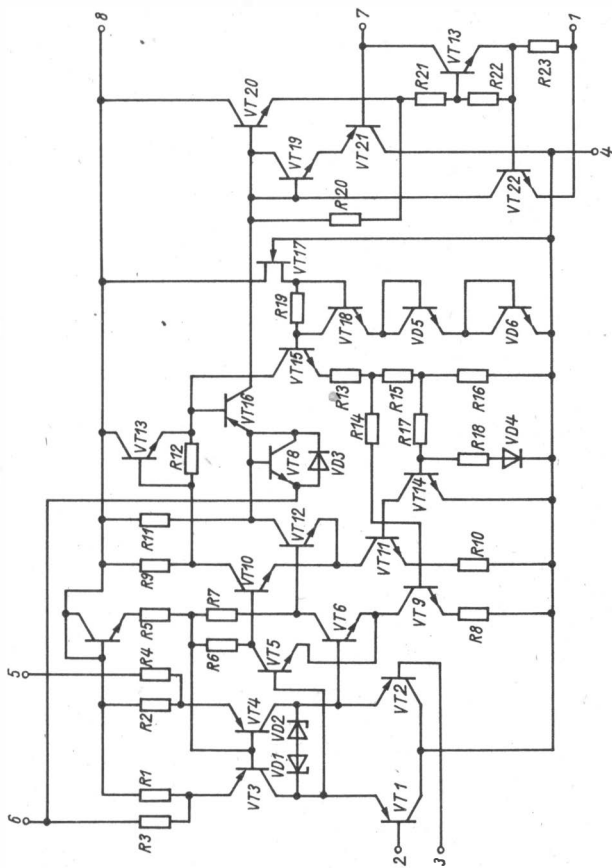


Bild 4 Innenschaltung des Spannungskomparators MAC 111/MAB 311

Neu ist auch der Hallgenerator *MAF 100*, dessen Schaltung Bild 6 zeigt [12]. Bei Anlegen einer Speisespannung von maximal 5,5 V an Pin 3 gegen Masse (Pin 1) wird beim Einführen eines magnetischen Materials zwischen die Elektroden eine dem magnetischen Feld proportionale Spannung erzeugt zwischen Pin 2 und Pin 4. Die Empfindlichkeit des *MAF 100* ist an einem Außenwiderstand von $20 \text{ k}\Omega = 1,4 \text{ mV}/10^{-2} \text{ T}$.

Eine Reihe von Referenzspannungsreglern sind *MAB 01*, *MAB 01 D* und *MAC 01*, speziell für 8...12-Bit-A/D-Wandler. In Bild 7 ist die Innenschaltung zu sehen. Die wichtigsten Daten: $U_{\text{in}} = 12 \text{ bis } 30 \text{ V}$ (*MAB 01 D*) bzw. $12 \text{ bis } 40 \text{ V}$ (*MAB 01* und *MAC 01*); $P_{\text{vmax}} = 500 \text{ mW}$; $U_{\text{out}} = 10 \text{ V}$ mit der Tole-

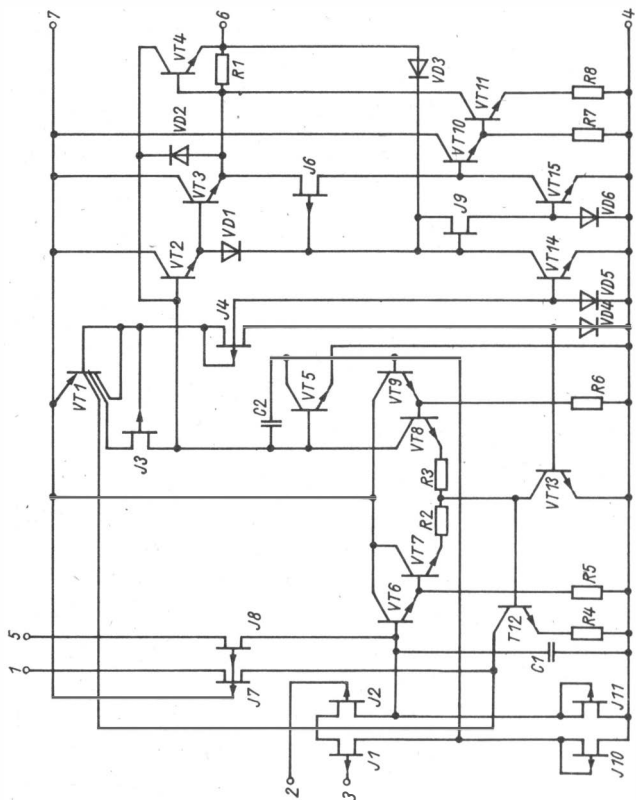


Bild 5 Innenschaltung des JFET-Operationsverstärkers MAC 155...MAB 357

ranz $\pm 1,5\%$ (MAB 01 D) bzw. $\pm 0,5\%$ (MAB 01 und MAC 01); Ruhestrom $I_Q = 1,0 \text{ mA}$ bei $I_{out} = 0$; Rauschspannung im Bereich 0,1 bis 10 Hz $20 \mu\text{V}$ (MAB 01 und MAC 01) bzw. $25 \mu\text{V}$ (MAB 01 D) [13]. Noch eine kurze Erklärung der Beschaltung der in Bild 7 gezeigten Referenzspannungsquelle. Zwischen den Pins 2 (+ U_{in}) und 4 (0 V) wird eine Spannung von 12 bis 30 bzw. 12 bis 40 V gelegt. Die auf 10 V stabilisierte Ausgangsspannung U_{out} wird an Pin 6 abgenommen. An Pin 5 (von TESLA mit «TRIM» bezeichnet) kann diese Spannung auf genau 10 V eingestellt werden. Dazu wird ein 10-k Ω -Potentiometer an 6 und 4 angeschlossen, der Schleifer liegt an Pin 5. Zu beachten ist, daß die stabilisierte Spannung U_{out} nicht mit mehr als 8 bis

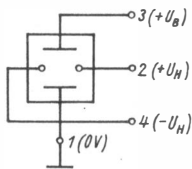


Bild 6 Schaltung des Hallgenerators MAF 100

10 mA belastet werden soll. Sie ist dann auf maximal 0,17% konstant bei Temperaturänderungen von 0 bis 70°C (MAB 01) bzw. auf 0,45% zwischen -55 bis +125°C (MAC 01). Last- und Eingangsspannungsschwankungen wirken sich nur auf höchstens 0,012%/V bzw. %/mA (0,015) aus. Man sieht, daß sich der relativ große Aufwand dieses IS (s. Bild 7) rentiert, bei dem es auf sehr genaue Spannungen ankommt. Digital-Analog- bzw. Analog-Digital-Wandler sind nur ein Beispiel dafür, wenn auch ein typisches. TESLA fertigt weiter die schnellen Komparatoren MAC 160/MAB 360 (\approx LM 360 H/ LM 160 H von NS) und die 8-Kanal-Analog-Multiplexer MAB 08 A, MAB 08 E, MAB 08 F und MAB 08 G, ähnlich dem LF 13508 von NS. Auch

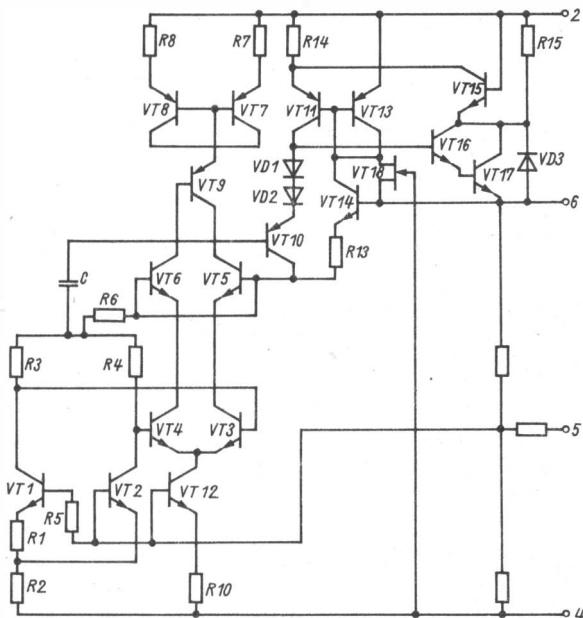


Bild 7 Innenschaltung des Referenzspannungs-IS MAC 160/MAB 360

sie sind «BIFET» [14]. Die «sample-and-hold»-Verstärker *MAC 198/MAB 398* (\approx *LF 398/LF 198* von NS) sind ebenfalls in BIFET-Technologie ausgeführt und ermöglichen höchste Genauigkeit der Ausgangsspannung (0,002%) bei großer Bandbreite (1 MHz) und hohem Eingangswiderstand ($10^{10} \Omega$). Der Übersichtsschaltplan der Innenschaltung wird in Bild 8a gezeigt. Eine kurze Erklärung dieses IS: Der «sample-and-hold»-Verstärker ist ein Spannungsfolger, d. h., seine Spannungsverstärkung beträgt 0 dB ($\cong 1$), allerdings mit großer Genauigkeit ($0,002\% \cong 2 \cdot 10^{-5}$). Dazu wird der Verstärker periodisch zwischen den Zuständen «hold» und «sample» umgestaltet (abgetastet) und die Ausgangs- mit der Eingangsspannung verglichen. Die genaue Funktionsweise der «sample-and-hold»-Schaltung kann der Interessierte unter anderem in *Herpy, M., Analoge integrierte Schaltungen*, Akadémiai kiado Budapest 1979, S. 301 bis 304, nachlesen. Eine typische Schaltung: An Pin 3 wird die «normale» Eingangsspannung gelegt, Pin 8 erhält eine Impulsspannung von typisch +5 V, Pin 7 wird an 0 V gelegt. Von Pin 6 gegen 0 V liegt ein Kondensator C_H (typischer Wert: 10 nF), der die Zeitkonstante bestimmt, mit der die Abtastung vorgenommen wird. Bild 8b zeigt diese Werte und die typische Anwenderschaltung [13].

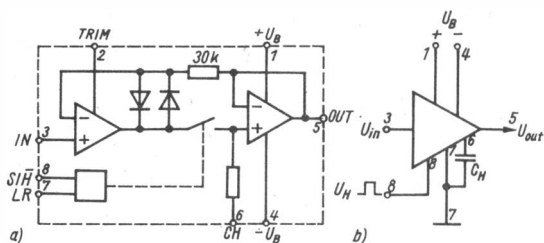


Bild 8 a) Prinzipschaltung des «sample-and-hold»-IS *MAC 198/MAB 398*, b) Typische Anwenderschaltung des *MAC 198/MAB 398*

Die 6-Kanal-Analog-Multiplexer *MAB 16 A, MAB 16 E, MAB 16 F* und *MAB 16 G*, die 4-Kanal-Differential-Analog-Multiplexer *MAB 24 A, MAC 24 E, MAC 24 F, MAC 24 G* – ähnlich dem *LF 13 509* von NS – sowie die 8-Kanal-Differential-Analog-Multiplexer *MAC 28 A, MAC 28 E, MAC 28 F* (natürlich gleichfalls in BIFET-Technologie) gehören zu den weiteren TESLA-Neuheiten [14]. Unmöglich, wirklich alle neuen IS von TESLA aufzuführen! Zu ihnen gehören weitere 8- und 12-Bit-D/A-Wandler (ähnlich den *DAC 08 ...* von NS und *AD 565...AD 566* von *Analog Devices*), Approximationsregister für 8 und 16 Bit (ähnlich den *AM 2502* und *AM 2504* von *Advanced Microdevices*) [15] oder der bipolare 1024-Bit-RAM des Typs *82 S11* in *Schottky*-Technik (entsprechend dem *N 82 S11* von *Signetics* [16]. Es gibt Referenzspannungsquellen-IS; unterschiedliche Multipro-

zessorbausteine und schließlich neue Schaltkreise der *ALS*-Serie, einer der neuesten Varianten der *TTL-IS*. Sie sind in Tabelle 2 (s. Anhang) aufgeführt.

Doch all das sind nur die neuen digitalen *IS*. Analoge *IS* von *TESLA* liegen gleichfalls vor, und auch hier sind einige neu: *MCA 770 A*, ein *ZF*-Verstärker mit *FM*-Demodulator und *NF*-Vorverstärker, der speziell für Schmalband-*FM* bestimmt ist. Er ist pinkompatibel mit dem *TCA 770 A (Valvo)*. Auf Einzelheiten kann hier verzichtet werden, da der Äquivalenztyp in der *DDR*-Fachliteratur beschrieben wurde [17].

MDA 2054, pinkompatibel mit dem *TDA 2054* von *SGS-Ates*, ist ein Vorverstärker mit *ALR* für Kassettenrecordergeräte. Bild 9 zeigt seine Innenschaltung.

MDA 4281 V, pinkompatibel mit dem *TDA 4281 T* von *Siemens*, ist ein Quasiparallelton-*IS* mit *FM-ZF* mit symmetrischem Eingang. *MDA 4290 V*, ein *IS* zur Einstellung von Lautstärke, Höhen und Tiefen mittels Gleichspannung. Sein Äquivalenztyp *TDA 4290* von *AEF-Telefunken* wurde in [17] beschrieben.

Schließlich ist der *MDA 7770* zu erwähnen (pinäquivalent dem *TDA 7770* von *SGS-Ates*), ein *IS* für Kassettenrecorder mit vielen Funktionen wie Motorregelung, *HF*-Vormagnetisierungsgenerator, Automaten usw.

Zu allen diesen Neuheiten liefert *TESLA* eine ausgezeichnete Dokumentation, die von Daten, Pinbelegung, Innenschaltung oft bis zu Applikationsbeispielen oder zur Nennung von pinkompatiblen Typen reicht [18].

Wir kommen nun zu *Unitra-Cemi* (*VR* Polen). Eine dem neuesten Stand entsprechende Vorzugsliste (1982/84) [19] gibt Auskunft über die *IS*-Produkte unseres Nachbarlands, nennt die Paralleltypen, das Gehäuse, die Funktion, den Stand bzw. Termin der Fertigung, aber leider nur wenige Daten. Besonders zu erwähnen sind die *LS*- und *S*-Typen der *TTL*-Reihe (Tabelle 2 und Tabelle 3 im Anhang) sowie einige lineare *IS* wie der *FM-ZF*-Verstärker *UL 1245 N* (entsprechend dem *TBA 120 T* von *Siemens*), der *UL 1262 N* (das Gegenstück für transistorisierte Zeilenendstufen entsprechend dem *TBA 950* von *Intermetall*), der *UL 1266* (ein Vertikal-Ablenk-*IS*, entsprechend dem *TDA 1170 S* von *SGS-Ates*), der *UL 1351 N* (ein *NF*-Leistungsverstärker entsprechend dem *TBA 800* von *Valvo*), der *UL 1481 T* (ein *NF*-Leistungsverstärker entsprechend dem *TBA 810 AS* von *SGS-Ates*), der *UL 1482 K* (ein *NF*-Leistungsverstärker entsprechend dem *TBA 820* von *SGS-Ates*) und weitere *NF*-Leistungsverstärker. Ferner seien genannt: Der *UL 1621 N*, pinäquivalent dem *PLL*-Stereodecoder *TCA 4500 A* von *Motorola* und einige Operationsverstärker, Spannungsstabilisatoren, *LED*-Ansteuerungen usw.

Bei *Tungsram* (*Budapest*, *UVR*) gab es eine Umorganisation, das Unternehmen gehört jetzt zu *MEV (Mikroelektronikai vallalat)*, wo auch sämtliche Bauelemente (aktive und passive) zusammengefaßt sind [20]. Zu den Neuheiten bei den *IS* gehören eine große Anzahl von *CMOS*-Schaltkreisen der *4000er*-Serie einschließlich einigen *MSI* der *4500er*-Serie. Die *TTL-IS* werden ständig ergänzt durch *LS*-Schaltkreise (s. Tabelle 2 und Tabelle 3 im

Anhang). Auch einige Speicher in *Schottky*-Technologie der 82er Reihe gehören hierher. Sie entsprechen alle dem internationalen Stand, und man darf getrost die Daten der Pinäquivalenztypen aus dem NSW für sie einsetzen.

Faßt man die Eindrücke zusammen, die beim Sammeln und Sichten der «IS-Neuheiten» in diesem Jahre entstehen, so ergibt sich die Schlußfolgerung, daß die neuen IS alle dem internationalen Stand der Technik angepaßt sind (wichtig bei Exporten oder bei der Reparatur von importierten Geräten) und die Zusammenarbeit im Rahmen des RGW sich ständig fortsetzt und vertieft. Besonders bei digitalen IS ist die Zusammenarbeit der unterschiedlichen Halbleiterhersteller deutlich sichtbar. Man kann auch in diesem Berichtsjahr mit dem Erreichten auf dem «IS-Sektor» zufrieden sein.

Literatur

- [1] ..., Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1983. Teil: Halbleiter und Mikroelektronik. radio-fernsehen-elektronik, Berlin 32 (1983), 6, Seite 344 bis 350.
- [2] ..., Katalogheft sowjetischer Halbleiter-Bauelemente. Teil: ECL-Serien 100 und 500. radio-fernsehen-elektronik, Berlin 25 (1976), 19/20, Seite 648 bis 651.
- [3] W. Löffler, Neue elektronische Bauelemente aus der UdSSR. Vortrag, gehalten auf dem 10. Halbleiterbauelemente-Symposium 1983 in Frankfurt/Oder; Referate. Band 2, Seite 259 bis 272.
- [4] Т. Шмакова/Г. Столбова/Р. Логунова, Микросхемы серии К 100. Радио 52 (1978 2, Seite 57 und 58, und 3, Seite 61 und 62).
- [5] ..., Integrated Microcircuits. part 1: Integrated Digital Microcircuits. Elorg, Moskva.
- [6] ..., Integrated Microcircuits. part 2: Integrated Analog Microcircuits. Elorg, Moskva.
- [7] Н. Н. Горюнов, Полупроводниковые приборы: Транзисторы. Энергоиздат, Moskva 1982.
- [8] K. K. Streng, Daten Integrierter Digitaler Schaltkreise (I). Berlin (erscheint 1985).
- [9] ..., RFT-Halbleiterbauelemente. VEB Kombinat Mikroelektronik, Berlin 1983.
- [10] ..., Přesné napěťové komparátory MAC 111, MAB 311 (předbezné údaje). Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1982.
- [11] ..., Operační zesilovače se vstupními tranzistory jfet MAC 155, MAB 355, MAC 156, MAB 356, MAC 157, MAB 357 (předbezné údaje). Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1982.
- [12] ..., MAF 100 hallův generátor (předbezné údaje). Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1983.
- [13] ..., Novinky 1984, bipolární integrované obvody. Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm.
- [14] ..., konstruční katalog, analogové multiplexery BIFET. Tesla elektronické součástky konzern, Rožnov pod Radhoštěm 1983.
- [15] ..., Lineární a logické integrované obvody, novinky 1984. Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm.
- [16] ..., Bipolární pamet RAM 1024 bitu MH82S11. Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1982.

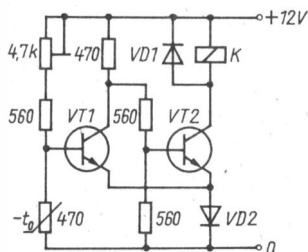
- [17] K. K. Streng, Daten linearer integrierter Schaltkreise (I). Berlin 1984.
 [18] V. Stfiž, Sprovnávací tabulka polovodičových součástek Tesla a polovodičových součástek ze zemi RVHP, analogové integrované obvody. Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1983.
 [19] ..., Lista preferencyjna 1982/84. Unitra Cemi, Warszawa 1982.
 [20] ..., Electronical Components, Mikroelektronikai vallalat Enterprise for Micro-Electronics, Budapest 1983.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Temperaturregler 20 bis 70 °C

Der Stromlaufplan zeigt einen Zweipunkttemperaturregler. Als Temperaturfühler ist ein Heißleiter (Thermistor) in einer Spannungsteilerschaltung angeordnet. VT1 und VT2 bilden einen *Schmitt*-Trigger. Unterhalb der eingestellten Temperatur ist das Relais stromlos. Bei Erreichen der Solltemperatur schaltet der *Schmitt*-Trigger schlagartig um, und das Relais zieht an. Beim Abfallen der Temperatur kippt die Schaltung dann wieder in die Ausgangslage zurück. Als Bauelemente geeignet sind: VT1/VT2 = SF126 o. ä., VD1/VD2 = SAY 16 o. ä., das Relais K ist ein 12-V-Typ.

K. H. S.



Der Optokoppler und seine Einsatzmöglichkeiten

Ing. Winfried Müller

Der Optokoppler ist ein optoelektronisches Bauelement, in dem einseitig zugeführte elektrische Signale zunächst in optische Strahlung umgewandelt werden. Diese werden dann auf der Ausgangsseite des Optokopplers durch einen Strahlungsempfänger wieder in elektrische Signale zurückversetzt. Durch den vorübergehenden Transport eines Signals mit dem Medium Strahlung lassen sich bestimmte Schaltungsgruppen galvanisch bzw. potentialfrei voneinander trennen. Generell ist dieser Vorgang auch mit Übertragern (Transformatoren) möglich. In zurückliegender Zeit wurden für diese schaltungstechnischen Aufgaben sehr häufig Übertrager eingesetzt, jedoch eine Vielzahl der heute zu bewältigenden Schaltungsprobleme sind mit den den Übertragern anhaftenden Eigenschaften nicht zu realisieren. Darüber hinaus ist ein Übertrager, verglichen mit einem Optokoppler der Halbleitertechnik, ein relativ voluminöses, aber auch aufwendiges und demnach auch teures Bauelement.

Das Prinzip des Optokopplers ist nicht neu. Bevor Lichtemitter- und Infrarot- (IR) Dioden zur Verfügung standen, Fotodioden oder Fototransistoren ebenfalls noch unbekannt waren, wurden funktionell ähnliche Optokoppler mit in jener Zeit verfügbaren Bauelementen wie Glühlampe, Fotowiderstand oder Fotozelle aufgebaut. Solche Optokoppler konnten nur in begrenztem Maß dort eingesetzt werden, wo das relativ träge Reaktionsverhalten dieser frühen Optokoppler keine Rolle spielte. Die damaligen Optokoppler waren meist keine kompakten Bauelemente, sondern wurden als Einzelbauelemente zum Bestandteil des Schaltungsaufbaus.

Die Kenntnisse der Halbleiterphysik, in Verbindung mit den technologischen Möglichkeiten der Mikroelektronik, führten zur Entwicklung von Infrarotdioden, Fotodioden und Fototransistoren u. a. m., die zunächst als Einzelbauelemente zu einem optoelektronischen Koppler zusammengefaßt wurden. Eingefügt sei der Hinweis, daß man diese hybride Bauform trotz ihrer ungünstigen Parameter auch heute noch herstellt, da durch den relativ großen Abstand der Bauelemente zueinander eine hohe Spannungsfestigkeit/Isolationsspannung erreicht wird. Als Senderbauelement hat sich die Infrarotdiode allgemein durchgesetzt. Ihr Emissionsmaximum liegt in der Nähe der maximalen spektralen Empfindlichkeit der Empfängerbauelemente, die Silizium als Chipmaterial verwenden. Fototransistoren, Fotodio-

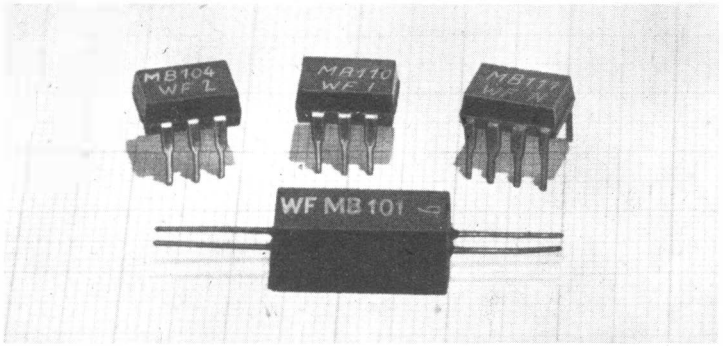


Bild 1 Bauformen von geschlossenen Optokopplern (VEB Werk für Fernseh elektronik)

den und Fotothyristoren sind, nach ihrer Bedeutung aufgezählt, die wichtigsten Empfängerbauelemente. Mit einem Fototransistor in einem Optokoppler können die meisten Anwenderforderungen erfüllt werden. Außerdem gibt er durch die dem Fototransistor innewohnende Verstärkereigenschaft ein relativ großes Ausgangssignal ab.

Unter dem Begriff *Optokoppler* wird immer der *geschlossene Optokoppler* verstanden. Sender- und Empfängerbauelement befinden sich in einem für optische Strahlung dichtem Gehäuse, die Strahlungsbrücke zwischen dem Sender- und Empfängerbauelement läßt sich weder durch äußere Bestrahlung noch durch mechanische Einwirkung beeinflussen. Als Beispiel für einen Optokoppler, der mit diskreten Bauelementen aufgebaut wird, ist der Typ *MB 101* zu nennen (Bild 1). Die Mehrzahl moderner Optokoppler wird im DIL-Gehäuse mit 6 oder 8 Anschlußfahnen angeboten (Bild 2). Sender und Empfänger sind als Chips auf einem Trägerstreifen befestigt, wobei der

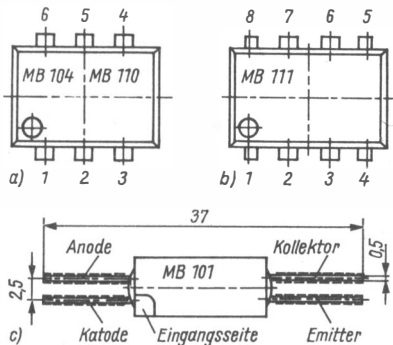


Bild 2 Anschlußbelegungen von Optokopplern (s. auch Tabelle 1)

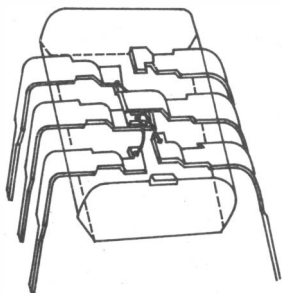


Bild 3
Aufbauprinzip eines Optokopplers im DIL-Gehäuse

Abstand zueinander nur Bruchteile eines Millimeters beträgt (Bild 3). Zwischen beiden Chips ist eine transparente, die Strahlung leitende Kunstharzfällung eingebracht. Sie hat elektrisch isolierende Eigenschaften und verhindert beim Umspritzen des Trägerstreifens mit Gehäusematerial, daß dieser Zwischenraum mit Gehäusematerial ausgefüllt wird.

Neben dem mit einem Fototransistor ausgestatteten Typ *MB 104* stehen dem Anwender der Typ *MB 110* mit Fotodiodenempfänger und der Typ *MB 111*, ebenfalls mit Fotodiodenempfänger, dem ein integrierter Trigger mit TTL-Ausgang nachgeschaltet ist, zur Verfügung. Der Einsatz von Fotodioden als Empfänger gestattet das Übertragen hoher Frequenzen bis zu etwa 10 MHz. Derartige Optokoppler wendet man in der Datenfernübertragung an. Optokoppler mit einem Fototransistor als Empfänger können nur Signalfrequenzen, in Abhängigkeit von der Schaltungsauslegung, im Bereich von 50 bis etwa 500 kHz übertragen.

Offene Optokoppler werden auch als *Strahlschranken* bezeichnet. Sender- und Empfängerbauelemente sind in einem Abstand zueinander angeordnet, der es erlaubt, Gegenstände oder Personen die Strahlschranke passieren zu lassen. Die Strahlung wird durch die sich in die Strahlschranke hineinbewegenden Gegenstände unterbrochen. Die miniaturisierte Ausführungsform der interessierenden offenen Optokoppler wird als Gabel- und als Reflexkoppler (Bild 9) angeboten. Der Gabelkoppler *MB 123* ist mit den diskreten Bauelementen *VQ 110* und *SP 201* aufgebaut. Die Schrankenbreite beträgt 3,2 mm. In dieser Gabelöffnung können bequem Blenden oder rotierende Lochstreifen bewegt werden. Den Gabelkoppler setzt man vorwiegend als kompaktes Bauelement in Maschinenüberwachungs- und Steuerungseinrichtungen ein.

Im Reflexkoppler *MB 125* sind Sender- und Empfängerchip nebeneinander angeordnet. Die emittierte Strahlung des Senders gelangt zum Empfängerbauelement über den Umweg eines die Strahlung reflektierenden Mediums. Der *MB 125* ist als Schaltelement zur Bandendabschaltung in Magnetbandgeräten gedacht. Andere Einsatzgebiete kann die Drehzahlüberwachung oder die Bewegungsrichtungserkennung sein. Durch die Miniaturbauform ist der Reflexkoppler besonders für den Einsatz in der Medi-

zinelektronik, z. B. als Sensor zur Erfassung der Pulsfrequenz, interessant. Wird der Reflexkoppler zu diesem Zweck an einer geeigneten Hautoberfläche aufgelegt, so sind die Durchblutungsschübe wahrnehmbar, da sich in Abhängigkeit von der Herzfrequenz die Reflexionseigenschaften des Blutes verändern.

Wichtige Begriffe

Gleichstromübertragungsverhältnis

Mit der Angabe des *Gleichstromübertragungsverhältnisses* oder auch dem Kopplfaktor oder CTR (current transfer ratio) wird das Verhältnis von Ausgangsstrom zum Eingangsstrom gekennzeichnet. Diese das Bauelement charakterisierende Größe wird auch zu dessen Klassifizierung herangezogen. Die Klassifizierung ist notwendig, da sich eine Reihe von Fertigungseinflüssen auf das Gleichstromübertragungsverhältnis auswirken. Ein Vergleich des Gleichstromübertragungsverhältnisses des *MB 101* (1 bis 4%) mit dem des *MB 104* (40 bis 280%) zeigt erhebliche Unterschiede. Sie erklären sich durch die unterschiedlich großen geometrischen Abstände zwischen Strahlungsquelle und Fotoempfänger.

Spannungsfestigkeit/Isolationsspannung

Die *Spannungsfestigkeit* wird meist durch eine Gleichspannung angegeben, die je nach Typ im Bereich von 1 bis 5 kV liegen kann. Die Spannungsangabe bezieht sich auf den Potentialunterschied zwischen einem Eingangs- und einem Ausgangsanschluß des Optokopplers.

Grenzfrequenz

Die maximal von einem Optokoppler übertragbare *Signalfrequenz* ist zunächst von den Schaltzeiten des Sender-, insbesondere aber von denen des Empfängerbauelements abhängig. Außerdem hat die äußere Schaltungsdimensionierung auf die Übertragungseigenschaften Einfluß.

Anwendungen

Der Einsatz von (geschlossenen) Optokopplern ist dort erwünscht, wo bestimmte Schaltungskomplexe oder Gerätesysteme einer Anlage, galvanisch voneinander getrennt, miteinander korrespondieren müssen. Die Notwendigkeit hierzu kann unterschiedliche Gründe haben.

Für Steuerungs- und Regelungszwecke sind auf dem Leitungsweg über

größere Entfernungen digitale Informationen störfrei auszutauschen. Der direkte Verbund von entfernt stehenden Gerätesystemen stößt durch die an den Gerätestandorten unterschiedlich vorhandenen Erdpotentiale auf Schwierigkeiten. Zwischen den Anschlußstellen können Potentialunterschiede von einigen Volt auftreten, die die TTL-Eingänge eines Rechners zwangsläufig blockieren.

Tabelle Anschlußbelegung der WF-Optokoppler

MB 104	MB 110	MB 111	
1	IRED-Anode		
2	IRED-Katode		
3	nicht belegt		
4	Emitter	Anode	nicht belegt
5	Kollektor	Katode	IS-Ausgang Y
6	Basis	nicht belegt	IS-Masse
7	-	-	IS-Betriebsspannung
8	-	-	IS-innere Verbindung

Ähnliche Probleme in Verbindung mit Forderungen des Berührungs- und des Explosionsschutzes ergeben sich z. B. in der Medizinelektronik. Wichtig ist auch die Trennung von Ansterelektronik und dem anzustuernden Lastkreis, um Rückwirkungen auf die Ansterelektronik auszuschließen. Auch für diese Anwendungen wird durch den Einsatz von Optokopplern der geforderte Berührungsschutz erfüllt.

Elektronisches Relais (Bild 4)

Das elektronische Lastrelais kann mit einer Gleichspannung im Bereich von etwa 3 bis 32 V geschaltet werden. Die Möglichkeit, das Relais in einem so breiten Steuerspannungsbereich schalten zu können, ist auf die im IR-Diodenzweig eingefügte Konstantspannungsquelle zurückzuführen. Die Funktion einer Konstantstromquelle erfüllt der Feldeffekttransistor V1. Bei gesperrtem Transistor V3 (Fototransistor in U1 ist bestrahlt) fließt in den Thyristor V4 Gatestrom. Über den dadurch leitenden Thyristor und 2 in Durchlaßrichtung liegenden Dioden aus der Gleichrichterbrücke V5 bis V8 erhält die Steuerelektrode des Triac V9 Zündstrom. Die Schaltung ist so konzipiert, daß der Triac nur in der Nähe des Nulldurchgangs der Wechselspannung, nämlich bis zu einem Momentanwert von etwa 30 V zündet. Darüber hinaus entsteht am Abgriff des Basisspannungsteilers eine Spannung von $\geq 0,6$ V, bei der der Transistor V3 leitend wird, womit die Gatelektrode von V4 Massepotential erhält. Der Triac läßt sich von diesem Momentanwert der anliegenden Halbwelle ab nicht mehr ansteuern.

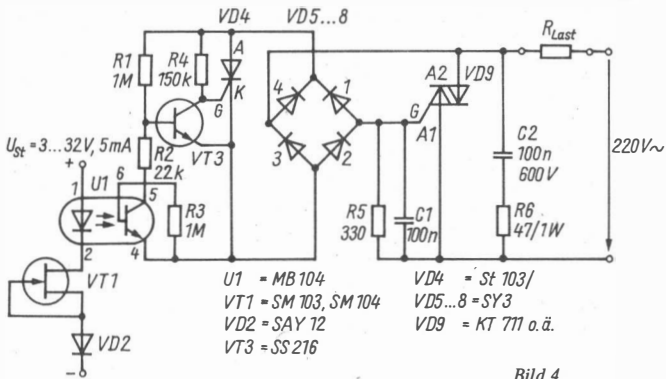


Bild 4
 Universelles elektronisches
 Relais mit Triac, für
 Ansteuerspannungen im
 Bereich von 3 bis 32 V

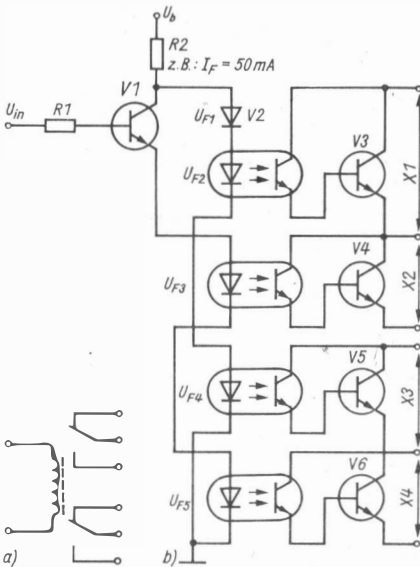


Bild 5
 a - elektromechanisches Relais
 mit 2 Umschaltkontaktgruppen;
 b - elektronisches Relais mit
 gleicher Funktion wie bei a

Elektronisches Relais mit Umschaltkontakten (Bild 5)

Das Bild 5a zeigt die Schaltung eines elektromechanischen Standardrelais mit 2 Umschaltkontakten. Die gleiche Schaltfunktion gewährleistet die in Bild 5b wiedergegebene Schaltung mit 4 Optokopplern und 1 Transistor.

Die Optokopplergruppen U2 und U4 sind bei durchgesteuertem Transistor V1 aktiviert. Am Steuereingang U_{in} des elektronischen Relais liegt zu diesem Zweck eine positive Spannung bzw. H-Pegel. Zum gleichen Zeitpunkt (oder unter der erwähnten Ansteuerbedingung) fließt durch die IR-Dioden der Optokoppler U1 und U3 kein Strom. Die Summe der Durchlaßspannungen der IR-Dioden und der in diesem Zweig liegenden Diode V2 ist größer als die Summe der Spannungsabfälle über den Transistor V1 sowie die Optokoppler U2 und U4. Sind am Eingang $U_{in} = 0$ V bzw. L-Potential angelegt, dann erhalten die im Transistorzweig liegenden Optokoppler keinen Strom, während im anderen Zweig Strom fließen kann. Die Ausgänge der Optokoppler enthalten Fototransistoren, die mit einem separaten Transistor zu einer *Darlington*-Stufe geschaltet sind. Die paarweise miteinander verknüpften *Darlington*-Stufen bilden die elektronischen «Umschaltkontakte». Die wechselweise Ansteuerung eines *Darlington*-Paares erreicht man durch die Einschaltung der IR-Dioden in den beiden Stromzweigen. Der «Kontakt»belastungsstrom wird vom Transistortyp in der *Darlington*-Ausgangsstufe bestimmt. Den Widerstand R2 berechnet man mit Gl. (1):

$$R2 = \frac{U_b - U_{F1} - U_{F2} - U_{F4}}{I_F}, \quad (1)$$

$$R2 = \frac{U_b - 0,7 \text{ V} - 1,3 \text{ V} - 1,3 \text{ V}}{50 \text{ mA}} = 20 (U_b - 3,3 \text{ V});$$

R2 in Ω

R1 ergibt sich aus Gl. (2). 5% vom Wert des IR-Diodenstroms werden als benötigter Basistrom zur Berechnung angesetzt:

$$R1 = \frac{U_{in} - U_{CE} - U_{F3} - U_{F5}}{50 \cdot 0,05}, \quad (2)$$

$$R1 = \frac{U_{in} - 0,7 \text{ V} - 1,3 \text{ V} - 1,3 \text{ V}}{50 \text{ mA} \cdot 0,05} = 400 (U_{in} - 3,3 \text{ V});$$

R1 in Ω .

Leistungsschaltstufe mit Diac/Triac (Bild 6)

Die in C1 gespeicherte Energie entlädt sich über die Gate-H1-Elektrodenstrecke des Triac V7, wenn die Ladespannung in C1 die Durchbruchspannung des Diacs V6 (30 bis 35 V) erreicht hat. C1 wird über R2 in jeder Halbwelle erneut aufgeladen. Der Triac ist bei bestrahltem Fototransistor in U1 durchgesteuert. In diesem Betriebsfall wirkt die Gleichrichterbrücke auf C1 als hochohmiger Nebenschluß, der den Aufladevorgang nicht behindert. Bei nichtbestrahltem Fototransistor erhält die Basis des Transistors V1 positives Potential. Der dadurch leitende Transistor V1 überbrückt die Gleichrichteranordnung V2 bis V5. Der mit dem Transistor im Stromfluß liegende

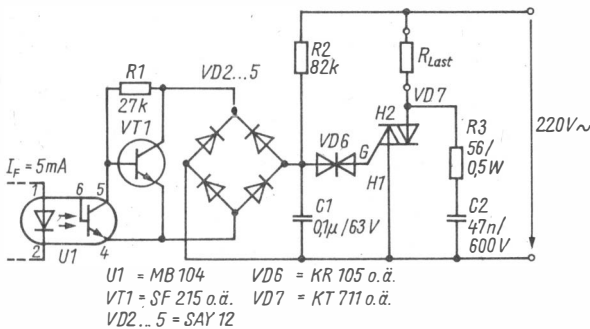


Bild 6 Leistungsschaltstufe mit Triac und Diac

Brückenweig schließt C1 kurz und verbindet den Diac mit Masse. Der Triac V7 ist damit nicht ansteuerbar.

Drehrichtungs- und Ein/Aus-Steuerung für einen Kleinmotor (Bild 7)

Die Optokoppler U1 und U2 haben die Aufgabe, den Steuerkreis von der Lastelektronik galvanisch getrennt zu halten, um Rückwirkungen in die Steuerlogik zu unterbinden. Die Stromversorgung nimmt man über 2 NF-Leistungsverstärker A1 und A2 vom Typ A 2030 vor. Je nachdem, welche Ausgangspotentiale an den Verstärkern vorherrschen, läuft der Motor vor-

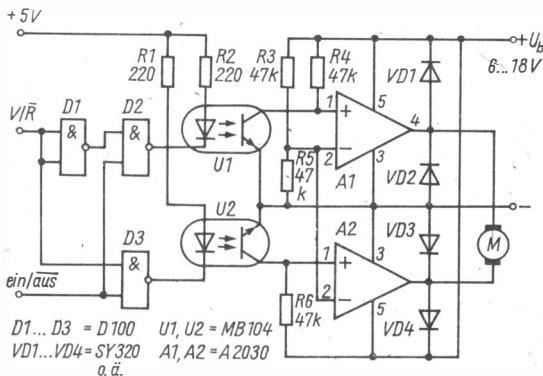


Bild 7 Drehrichtungssteuerung und Ein/Aus-Schalter für Gleichstromkleinmotor

oder rückwärts, oder er wird stillgesetzt. Die Ausgangspotentiale der Verstärker und ihr Zusammenwirken auf die Verhaltensweise des Motors sind von den zwischen den negierenden und den nichtnegierenden Eingängen wirksam werdenden Potentialverhältnissen abhängig. Haben die Ausgänge von A1 und A2 gleiches Potential, so ist die Potentialdifferenz demnach 0, es kann durch die Motorwicklung kein Strom fließen. Das ist der Fall, wenn am Gatter D3 L-Pegel anliegt. Der Drehrichtungswechsel wird mit H- bzw. L-Pegel am Eingang von D1 veranlaßt.

Zählrichtungslogik für CMOS-IS V 4029 (Bild 8)

Die Schaltung läßt sich für die Steuerung mehrstelliger Vorwärts-/Rückwärtszähler, z. B. zum Auszählen von Filmbildern beim Cuttervorgang oder in einem elektronischen Abstimmsystem für Rundfunkempfänger, anwenden. Für die optoelektronischen Bauelemente setzt man entsprechend dem

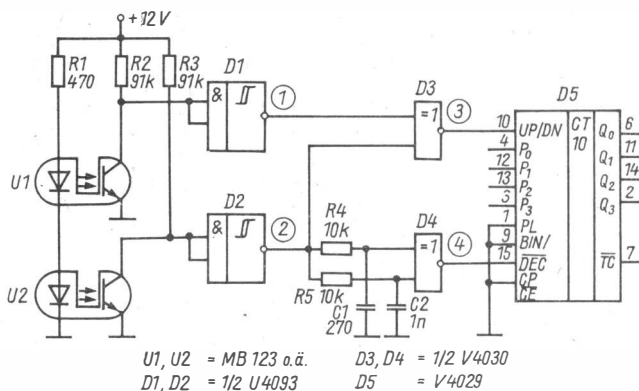


Bild 8
 Zählrichtungslogik für IS
 V 4029

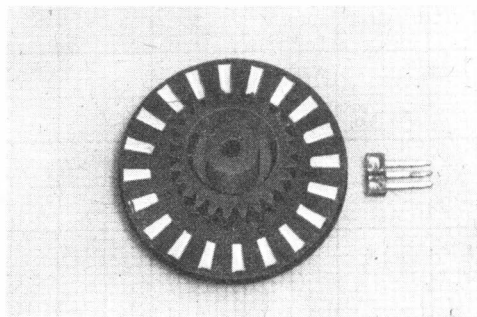


Bild 9
 Reflexkoppler MB 125,
 links daneben Strichcode-
 scheibe

vorliegenden Anwendungsfall Gabel- oder Reflexkoppler ein. Das Signal wird beim Gabelkoppler durch hindurchbewegtes Material ausgelöst, das Bohrungen oder Aussparungen enthält. Reflexkoppler werden durch sich vorbeibewegende, mit Strichmarkierungen versehene Materialien (Bild 9) aktiviert. Die Optokoppler muß man in der Weise zueinander versetzt anordnen, daß sie wechselweise und nicht zur gleichen Zeit aktiviert werden. Die Zählrichtung muß zeitlich bereits vor dem Eintreffen des Zählimpulses festgelegt sein. Den zeitlichen Verzug bewirken die unterschiedlichen Zeitkonstanten der RC -Glieder $R4/C1$ und $R5/C2$. Bild 10 zeigt für beide Drehrichtungen die entstandenen Impulsdigramme.

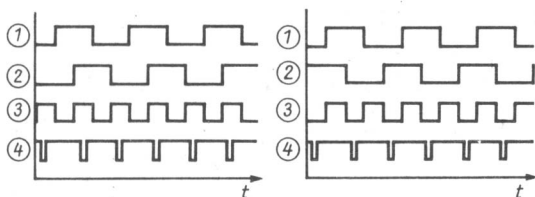


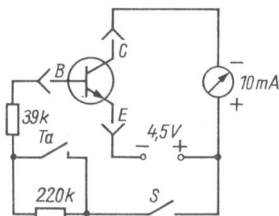
Bild 10 Impulsdigramm für Vorwärts-/Rückwärtsbetrieb

ELEKTRONIK-SPLITTER

Transistorprüfer

Zur Messung der Stromverstärkung eines Transistors genügt eine einfache Schaltung. Der gezeigte Stromlaufplan einer Transistorprüfschaltung stammt aus dem Begleitheft des *HFO-Bastlerbeutels Nr. 14*, der metallverkappte Siliziumtransistoren enthält. Der Stromlaufplan gilt für npn-Transistoren (Silizium), für pnp-Transistoren (Silizium) sind Meßwerk und Batterie umzupolen. Bei offenem Schalter S wird der Reststrom des Transistors gemessen, der kaum einen Zeigerausschlag hervorrufen darf. Siliziumtransistoren haben einen sehr geringen Reststrom im nA -Bereich. Bei geschlossenem Schalter S entspricht $B = 500$ dem Vollausschlag des Meßwerkzeigers. Wird zusätzlich die Taste Ta gedrückt, ist der Zeigervollausschlag $B = 100$. Als Meßwerk kann auch ein Vielfachmesser mit geeignetem Meßbereich verwendet werden.

K. H. S.



Wissenswertes über PTC-Thermistoren (Kaltleiter)

Dipl.-Ing. Frank Roscher



Widerstände, deren Wert sich mit der Temperatur stark ändert, werden Thermistoren genannt. Hierbei gibt es 2 Grundtypen mit völlig unterschiedlichen Eigenschaften: NTC- und PTC-Thermistoren.

Der vorliegende Beitrag befaßt sich mit den PTC-Thermistoren. Es wurde das Wesentliche für die Amateurpraxis zusammengestellt.

PTC ist eine Abkürzung

PTC ist die Abkürzung des englischen Ausdrucks «Positive Temperature Coefficient», d. h., es handelt sich um einen (Halbleiter-) Widerstand mit positivem Temperaturkoeffizienten des Widerstandswerts. Ein *PTC-Thermistor*, den man auch als *PTC-Widerstand* oder *Kaltleiter* bezeichnet, leitet im kalten Zustand demgemäß besonders gut. Anders gesagt: Der Widerstandswert nimmt mit steigender Temperatur zu. Somit zeigt dieser Halbleiterwiderstand das umgekehrte Verhalten eines Heißleiters.

Die Beeinflussbarkeit des Widerstandswerts durch die Temperatur wird im Schaltsymbol entsprechend angegeben. Bild 1 veranschaulicht 3 unterschiedliche Symbole. Links ist das für die DDR standardisierte Schaltzeichen dargestellt, daneben 2 Symbole, die in der internationalen Fachliteratur anzutreffen sind.

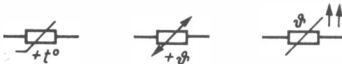


Bild 1
Schaltzeichen für PTC-Thermistoren

Wichtige Kenngrößen

Zur Erläuterung der Kennwerte und einiger anderer Eigenschaften benutzt man die Widerstands-Temperatur-Kennlinie entsprechend Bild 2. Mit charakteristischen Kennlinienpunkten werden die Kaltleiter gekennzeichnet. Beim Studium der internationalen Fachliteratur stößt man hier und da auf etwas andere Auslegungen. Auch die Temperatur muß nach SI-Festlegun-

gen mit T angegeben werden, dennoch ist das ν durchaus noch üblich. Im Zusammenhang mit Kaltleitern werden nachstehend aufgeführte Begriffe verwendet.

Anfangstemperatur T_A

Das ist der Temperaturwert, bei dem der α_R -Wert beginnt, positiv zu werden.

Anfangswiderstand R_A

Widerstandswert bei Anfangstemperatur. Bei diesem Wert beginnt der Widerstand mit steigender Temperatur zuzunehmen. Wie aus Bild 2 ersichtlich, kann man ihn auch als *Minimalwiderstand* bezeichnen.

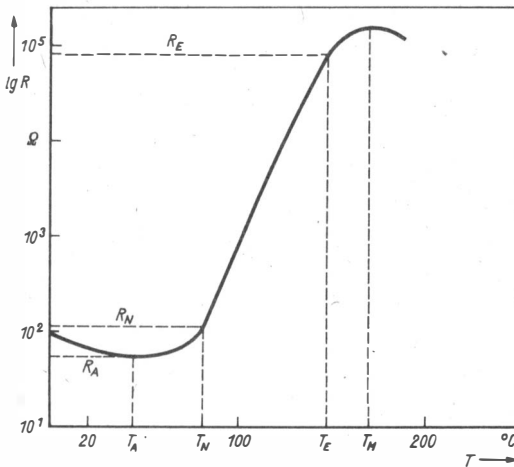


Bild 2 Widerstandsverlauf eines Kaltleiters in Abhängigkeit von der Temperatur

Nenntemperatur T_N

Das ist die Temperatur, bei der der Widerstandswert des Kaltleiters auf das Doppelte seines Anfangswerts angestiegen ist. Hier beginnt der steile Widerstandsanstieg. Demgemäß wird sie auch als *Umschlag-, Ansprech- oder Sprungtemperatur* bezeichnet.

Nennwiderstand R_N

Widerstandswert bei Nenntemperatur.

Endtemperatur T_E

Temperaturwert, bei dem der steile Widerstandsanstieg endet.

Endwiderstand R_E

Es ist der höchste ausnutzbare Widerstand bei der dazu gehörenden Endtemperatur T_E . Er wird auch *Warmwiderstand* genannt.

Kaltwiderstand R_{20}

Widerstandswert des Kaltleiters bei 20°C. International wird in Datenlisten vielfach auch R_{25} angeführt. Neben Kaltwiderstand ist auch die Bezeichnung *Nennwiderstand* vorzufinden.

Maximaltemperatur T_M

Es handelt sich um einen Grenzwert, der die höchstzulässige Temperaturbelastung eines Kaltleiters kennzeichnet.

Maximale Gleichspannung U_{max}

Das ist die höchstzulässige Betriebsgleichspannung bei 20°C Umgebungstemperatur.

Schaltgrenztemperatur T_G

Temperaturwert, bei dem der Widerstandswert eines Kaltleiterfühlers gleich oder größer als 900 Ω ist.

Untere Schaltgrenztemperatur T_{UG}

Das ist die Temperatur, bei der der Widerstandswert eines Kaltleiterfühlers kleiner als oder gleich 300 Ω ist.

Temperaturbeiwert α_R

Temperaturbeiwert α_R im steilsten Bereich der R - T -Kennlinie. Die Größe des Temperaturbeiwerts hängt sowohl vom verwendeten Werkstoff als auch von der Temperatur des Kaltleiters ab. Von 20°C bis zur Anfangstemperatur T_A ist der Temperaturbeiwert negativ. Ab T_A hat er einen positiven Wert, der im Bereich zwischen den Temperaturen T_N und T_E am größten ist. Er wird aus der R - T -Kennlinie grafisch ermittelt, indem am geradlinigen Kennlinienteil 2 Temperaturwerte T_1 (niedrigere) und T_2 (höhere) festgelegt werden. Dann gilt:

$$\alpha_R = \frac{\ln R_2 - \ln R_1}{T_2 - T_1}.$$

Kennlinie – ein kurzer Überblick

Eine wichtige Kennlinie, der Widerstandsverlauf in Abhängigkeit von der Temperatur, wurde in Bild 2 bereits vorgestellt. Daraus ist zu erkennen:

Wird, bei 20°C beginnend, die Temperatur erhöht, sinkt der Widerstandswert des Kaltleiters zunächst ein wenig ab. Die Widerstandszunahme beginnt bei der Anfangstemperatur T_A . Der weitere Widerstandsverlauf ist bis zur Nenntemperatur T_N noch stark nichtlinear. Erst ab T_N bis zur Endtemperatur T_E ist die Widerstandscharakteristik annähernd linear. Das kennzeichnet den eigentlichen Arbeitsbereich eines Kaltleiters. Innerhalb dieses Kennlinienabschnitts steigt der Widerstandswert je 10 K erheblich an. Nachteilig ist aber, daß diese hohen Werte nur in einem relativ engen Temperaturbereich verfügbar sind. Somit zeichnet sich der Kaltleiter im Vergleich zum Heißleiter durch einen großen α_R -Wert aus (hohe Temperaturempfindlichkeit im vorgenannten Bereich).

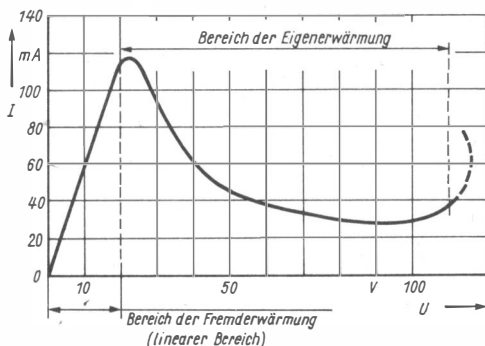


Bild 3
Typische Strom-Spannungs-Kennlinie des Kaltleiters

Eine zweite wichtige Kennlinie ist die stationäre Strom-Spannungs-Charakteristik, wie sie Bild 3 zeigt. Bei geringen Spannungen am Kaltleiter – man rechnet allgemein unter 2 V – steigt der Strom fast verhältnismäßig an, und er verhält sich somit nahezu wie ein ohmscher Widerstand. Dieses Kennlinienstück wird demgemäß als *linearer Bereich* bzw. als *Bereich der Fremderwärmung* bezeichnet. Daher muß man diese Kennlinie bei sehr langsamer Spannungserhöhung und kleinem Meßstrom aufnehmen, um eine Eigenerwärmung des Bauelements zu vermeiden. Bei einem bestimmten Grenzwert des Stroms bewirkt eine weitere Spannungserhöhung eine Stromabnahme. Man spricht vom *Bereich der Eigenerwärmung*, denn nun fließt ein Strom, der den Kaltleiter merklich erwärmt.

Außerdem ist der Widerstandswert des Kaltleiters nicht nur temperatur-, sondern bei höheren Spannungen auch spannungsabhängig. Zu beachten ist der «Varistoreffekt», unter dem man die Abhängigkeit des Widerstands

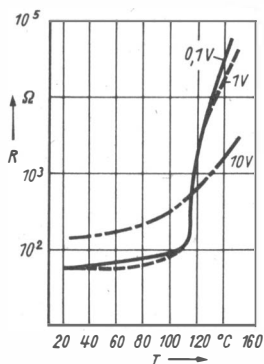


Bild 4
Einfluß der Meßspannung auf die R-T-Kennlinie

von Feldstärken versteht; es bilden sich Sperrschichten. Diese sind besonders im hochohmigen Zustand ausgeprägt.

Bei sehr hohen Spannungen werden auch die α_R -Werte negativ. Das kann zum Durchschlag und somit zur Zerstörung des Bauelements führen. Man beachte daher die Kenngröße *höchstzulässige Betriebsgleichspannung*. Sie wird vom Hersteller in den Datenlisten angegeben.

Abschließend zu einer dritten Kennlinie. Die Widerstandskennlinien gelten für Meßspannungen $U \leq 1,5 \text{ V}$ sowie geringe Meßströme, um Einflüsse von Eigenerwärmung und Varistoreffekt gering zu halten. Man kann in etwa davon ausgehen, daß die Eigenerwärmung dann vernachlässigbar ist, wenn die Spannung am Kaltleiter 2 V nicht überschreitet. Bild 4 veranschaulicht den Einfluß der Meßspannung auf die R - T -Kennlinie. Eine Spannung von beispielsweise 10 V führt zur merklichen Kennlinienverflachung.

Schließlich sei noch erwähnt, daß Kaltleiter auf Grund der Sperrschichten im Material kapazitives Verhalten zeigen. Das bedeutet, daß der Kaltleiterwiderstand mit steigender Frequenz abnimmt. Bild 5 zeigt beispielsweise die Abhängigkeit des Kaltleiterwiderstands von der Temperatur bei 4 unterschiedlichen Frequenzen als Parameter.

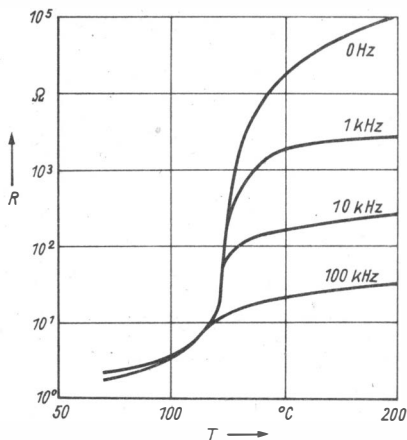


Bild 5
Kaltleiterwiderstand in Abhängigkeit von der Temperatur und der Frequenz als Parameter

Typenangebot der DDR-Elektronikindustrie

Kaltleiter werden vor allem aus Bariumtitanatpulver mit Zusätzen von Metalloxid gesintert. Es entstehen halbleitende Bauelemente, wobei meist die Scheibenform bevorzugt wird. Je nach Art und Menge bestimmter Zusätze zum Bariumtitanat ist der Hersteller in der Lage, Kaltleiter mit unterschied-

lichen Nennwiderstandswerten, Nenntemperaturen und Steilheiten der Widerstandskurven zu produzieren.

Das Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf (KWH) fertigt Kaltleiter in Scheiben- und Fühlerform. Die Bauelemente werden nach folgendem Kurzzeichenschlüssel gekennzeichnet:

Beispiele

TP 60/50-4

T – Thermistor
 P – positiver TK
 60 – Kaltwiderstand in Ω
 50 – Nenntemperatur in $^{\circ}\text{C}$
 4 – Scheibendurchmesser in mm

TPM 170

T – Thermistor
 P – positiver TK
 M – in Fühlerform
 170 – obere Schaltgrenztemperatur in $^{\circ}\text{C}$

Bild 6 enthält die unterschiedlichen Bauformen. Die wesentlichen Kennwerte sind in Tabelle 1 und Tabelle 2 zusammengefaßt. Weitere elektrische Informationsdaten findet der Leser in Tabelle 3.

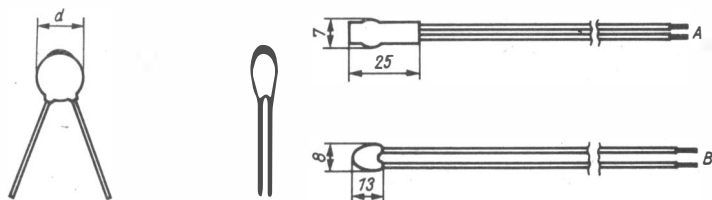


Bild 6 Bauformen der vom Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf gefertigten PTC-Thermistoren

Tabelle 1 Scheibenförmige Kaltleiter, Typenreihe TP

Typ	R_{20} in Ω	T_N in $^{\circ}\text{C}$	T_M in $^{\circ}\text{C}$	U_{\max} in V	Kenn- farbe	Kenn- linien-Nr.
TP 30/50-10	30	50	130	50	Gelb	1
TP 30/90-10		90	150		Orange	2
TP 30/120-10		120	190		Rot	3
TP 40/50-7	40	50	130	40	Gelb	1
TP 40/70-7		70	150		Braun	2
TP 40/90-7		90	170		Orange	3
TP 40/120-7		120	190		Rot	4
TP 60/50-4	60	50	130	30	Gelb	1
TP 60/70-4		70	150		Braun	2
TP 60/90-4		90	170		Orange	3
TP 60/120-4		120	190		Rot	4

Tabelle 2 Kaltleiter in Fühlerform, Typenreihe TPM

Typ	Schaltgrenztemperatur in °C		Kenn- farben	Bau- form	Kenn- linien-Nr.
	untere	obere			
TPM 90	80	90	Grün Grün	A	1
TPM 100	90	100	Rot Rot		2
TPM 110	105	110	Braun Braun		3
TPM 115	110	115	Gelb Gelb		4
TPM 120	115	120	Grau Grau		5
TPM 130	120	130	Blau Blau		6
TPM 140	130	140	Weiß Rot		7
TPM 150	140	150	Weiß Blau		8
TPM 170	160	170	WeißGrün	B	9

Tabelle 3 Elektrische Informationsdaten der Kaltleiter-Typenreihen TP bzw. TPM

Kenngröße	TP	TPM
Nennwiderstand R_{20} in Ω	s. Tabelle 1	60
Zulässige Abweichung vom Nennwiderstand in %	± 50	± 50
Durchschlagsspannung in kV	-	= 2,32

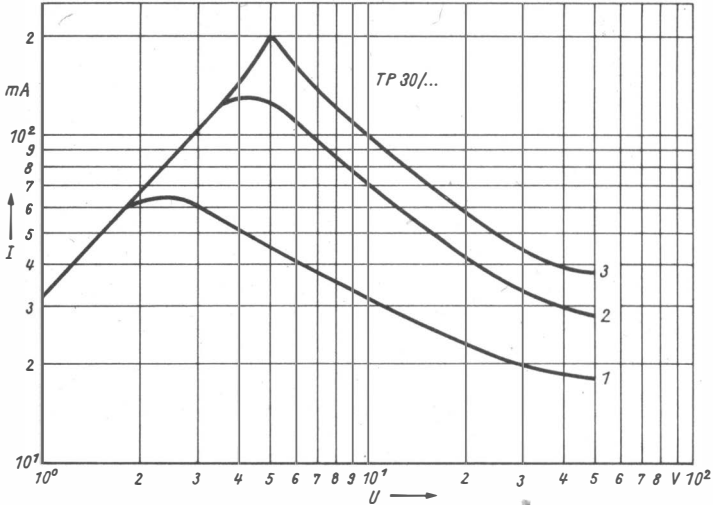


Bild 7 I-U-Kennlinien der Typen TP 30/...

Da für Kaltleiter bzw. deren Kennlinien keine praktischen mathematischen Beziehungen vorliegen, entwirft man Schaltungen vorwiegend mit der grafischen Kennlinienauswertung. Um dem Rechnung zu tragen, werden in Bild 7 bis Bild 13 Kennlinien der vom Kombinat VEB *Keramische Werke Hermsdorf* (KWH) gefertigten Kaltleiter angegeben.

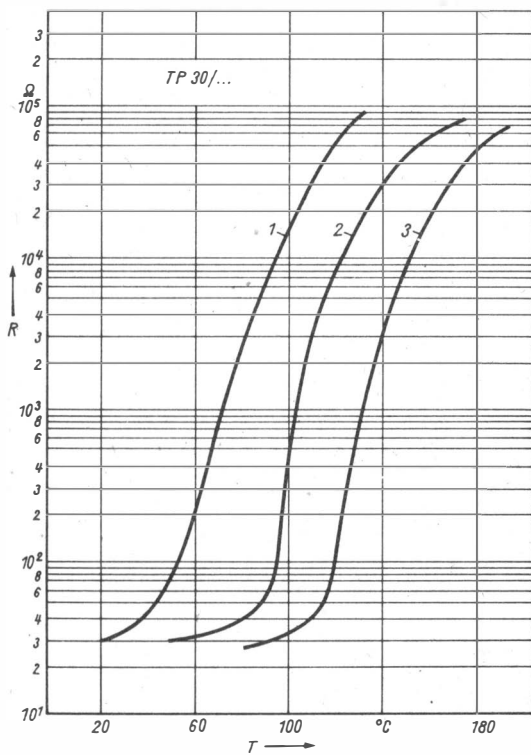


Bild 8 R - T -Kennlinien der Typen TP 30/...

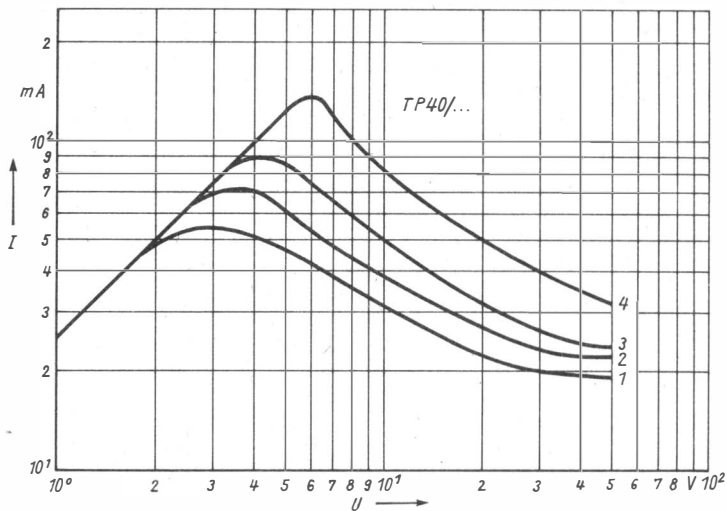


Bild 9 I-U-Kennlinien der Typen TP 40/...

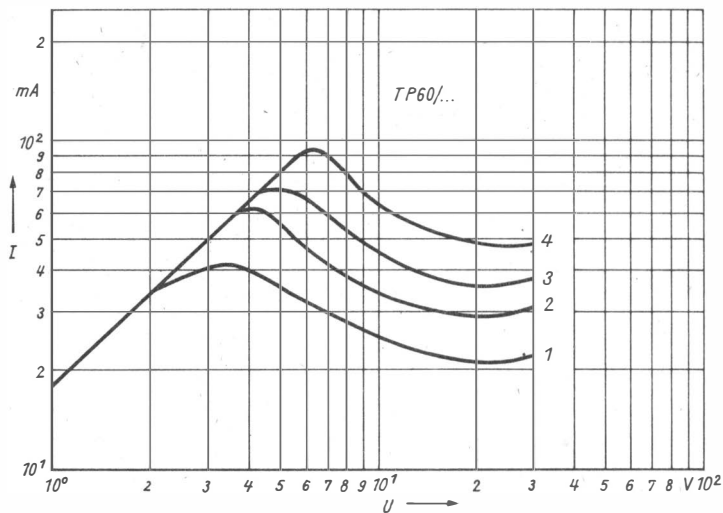


Bild 11 I-U-Kennlinien der Typen TP 60/...

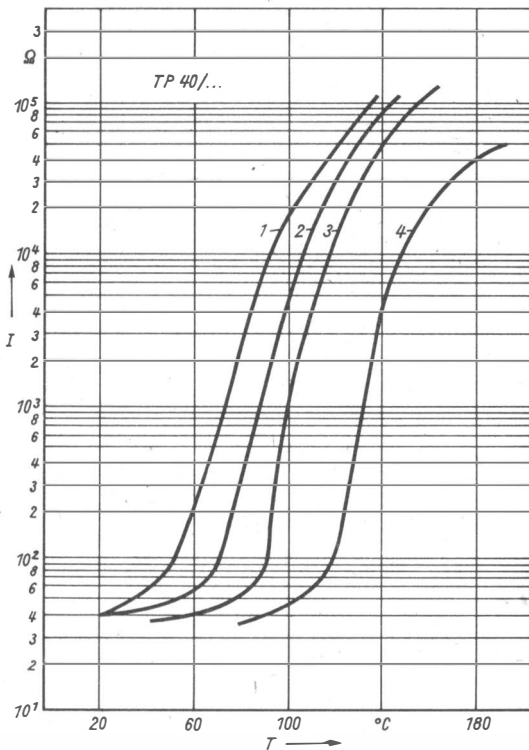


Bild 10 R-T-Kennlinien der Typen TP 40/...

Einige Anwendungshinweise

PTC-Thermistoren sind noch nicht so weit verbreitet wie NTC-Thermistoren. Es darf aber damit gerechnet werden, daß in den kommenden Jahren auch Kaltleiter mehr als gegenwärtig an Bedeutung gewinnen. Deshalb sollen nachfolgend einige wenige Einsatzmöglichkeiten vom Prinzip her vorgestellt werden. Kaltleiter kann man in den beiden Zustandsbereichen Eigen- und Fremderwärmung betreiben. Bei Betrieb im Bereich der Fremderwärmung wird die Temperatur des Kaltleiters durch seine Umgebungstemperatur bestimmt. Dazu muß man an das Bauelement eine kleine Spannung anlegen, damit sich seine Temperatur nicht ändert. Der Widerstandswert bleibt in etwa konstant. Eine solche Betriebsart ist z. B. der thermische Wicklungsschutz von Motorwicklungen. In diesem Fall wirkt der Kaltleiter als Temperaturfühler. Bei unzulässig starker Erhöhung der Temperatur im

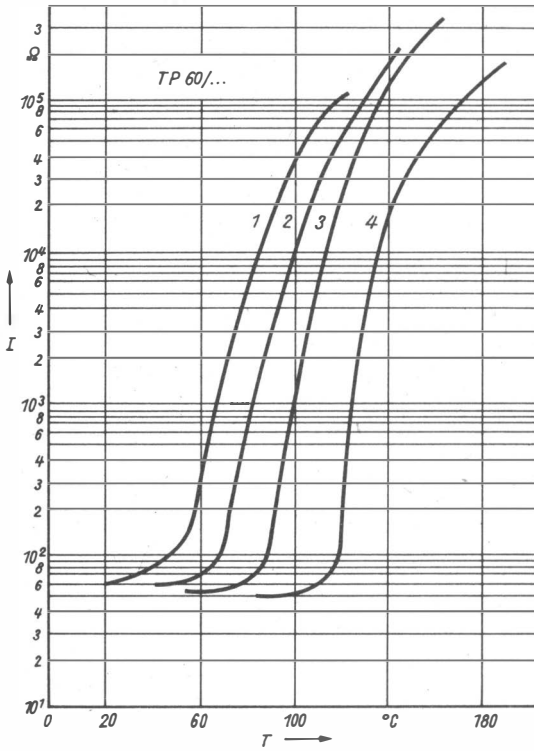


Bild 12 R-T-Kennlinien der Typen TP 60/...

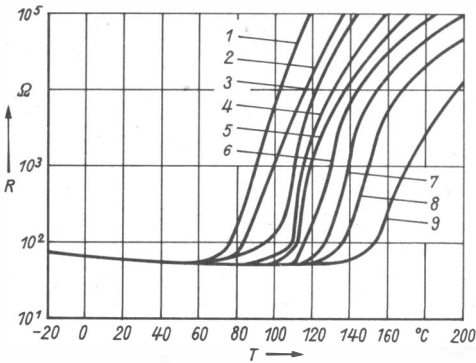


Bild 13
R-T-Kennlinien der Ty-
penreihe TPM

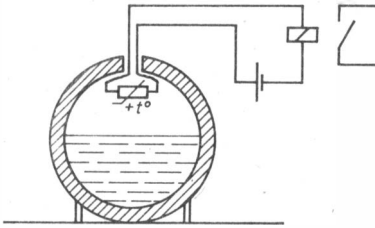


Bild 14
Kaltleiter als Füllstandsmelder

Motorrinnen können entsprechende Sicherheitsschaltungen ausgelöst werden.

Andersartige Anwendungsmöglichkeiten ergibt der Betrieb im Bereich der Eigenwärmung. Hierbei wird die Kaltleitertemperatur durch die angelegte Spannung sowie die Kühlung bestimmt. Diese Form wird beispielsweise industriell in Flüssigkeitsfüllstandsmeldern u. ä. ausgenutzt. Bild 14 zeigt das Prinzip.

In einem Behälter ordnet man den (Kaltleiter-) Fühler dort an, wo die maximale Füllstandsmenge erreicht sein soll. Dabei wird an den Kaltleiter eine hohe Spannung ($> 10 \text{ V}$) angelegt, wodurch ein Strom fließt, der ihn merklich erwärmt. Steigt die Flüssigkeit so weit an, daß der Kaltleiter darin eingetaucht wird, so kühlt sie ihn stark. Demzufolge nimmt sein Widerstandswert erheblich ab. Der maximale Füllstand kann durch einen Grenzwertmelder signalisiert werden. Ebenso denkbar wäre eine Anordnung, die den Zufluß entsprechend abschiebert.

Bild 15 gibt ein Beispiel für eine Blinkschaltung, bei der die Spieldauer (d. h. der Kehrwert der Blinkfrequenz einer der beiden Lampen) von der Umgebungstemperatur und der jeweiligen Speisespannung abhängt. Bild 16 veranschaulicht das Prinzip einer Temperaturüberwachungseinrichtung. In diesem Fall wirkt der Kaltleiter wiederum als Temperaturfühler. Beim

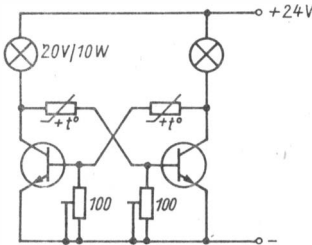


Bild 15
Kaltleiter zum Rückkoppeln im Multivibrator

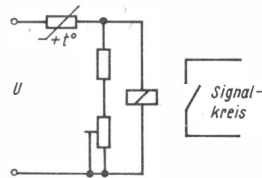


Bild 16
Prinzip einer Temperaturüberwachungseinrichtung

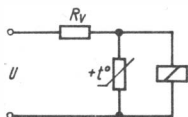


Bild 17
Relaisanzugsverzögerung mit Kaltleiter

Überschreiten einer festgelegten Grenztemperatur wird ein Schaltvorgang ausgelöst (z. B. Alarmsignal). Im «Normalzustand» ist das Relais angezogen. Bei der Erhöhung der Umgebungstemperatur bis zum Grenzwert wird der Kaltleiter entsprechend erwärmt. Das Relais fällt ab, wenn der mit dem Einsteller fixierte Ansprechpunkt überschritten wird. Ein Ruhekontakt im Signalkreis löst beispielsweise einen Alarm aus. Im Signalkreis kann man sowohl das Arbeitsstrom- als auch das Ruhestromprinzip ausnutzen. Bei dieser Anordnung ist zu beachten, daß keine unzulässige Eigenerwärmung des Kaltleiters hervorgerufen wird (Bemessungsfrage). Bild 17 zeigt schließlich noch eine Relaisanzugsverzögerung mit einem Kaltleiter. Nach der Zuschaltung der Speisespannung fließt der Strom zunächst über den parallel zur Relaiswicklung liegenden Kaltleiter. Dieser relativ hohe Strom erwärmt den Kaltleiter – er wird hochohmig. Der Strom fließt dann zunehmend über die Relaiswicklung. Das Relais zieht an, wenn der Wert des Ansprechstroms erreicht wird.

Diese wenigen Anwendungsbeispiele sollen genügen. Weitere Anwendungen findet der Leser in [2]. Dort werden auch einige Bemessungshinweise gegeben.

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wurde das Bauelement *PTC-Thermistor (Kaltleiter)* behandelt. Dargestellt wurde alles das, was dem Anwender Nutzen bringen kann. Dem Auskunftsuchenden werden die Hilfen geboten, die er beim Umgang mit Kaltleitern weitestgehend benötigt. Aus diesem Grund sind Kenndaten und Kennlinien der Hauptinhalt. Die Vorstellung von Schaltbeispielen war nicht Sinn und Zweck des Beitrags. Diesbezüglich muß der interessierte Leser auf weiterführende Literatur verwiesen werden, z. B. [1].

Literatur

- [1] F. Bergtold, Photo-, Kalt- und Heißleiter sowie VDR. München 1968.
- [2] G. Graichen, Theorie, Kennwerte und Anwendung keramischer Kaltleiter. radiofernsehen-elektronik 29 (1980), Heft 5, Seite 311 bis 314.
- [3] Keramische Halbleiterwiderstände. Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf 1978.

80-m-Band-Empfänger – Tips für den Anfänger

Günter Siegel – Y2-16156/M39

Der beginnende Funkamateurliebt einen Kurzwellenempfänger für den Empfang der Amateurbänder, damit er als Hörer am internationalen Amateurfunk teilnehmen kann. Zwar gibt es inzwischen den Amateurrempfänger-Bausatz *AFE 12*, der aber einigen finanziellen Aufwand erfordert und im Aufbau nicht ohne Probleme ist. Im «Elektronischen Jahrbuch 1981» wurde von *K. Kliewe, Y23UA*, ein mit integrierten Schaltkreisen bestückter Kurzwellenempfänger für das 80-m-Band beschrieben, der von vielen Anfängern nachgebaut wurde [1]. Dieser Beitrag ist für den Anfänger als Ergänzung zum erfolgreichen Nachbau gedacht.

Ein Jugendlicher im Nachrichtensport will sich nicht nur mit den erworbenen Kenntnissen aus der Ausbildung zufriedengeben. Er möchte durch aktive Teilnahme als Hörer (SWL) zu jeder Zeit QRV sein, dadurch seine Kenntnisse zu solidem Wissen im Bereich der Funktechnik ausbauen, um später in der NVA als Nachrichtenspezialist erfolgreich tätig sein zu können. Wie gesammelte Erfahrungen in Ausbildungsgruppen beim funktechnischen Gerätebau zeigen, stellen sich beim Nachbau des 80-m-Band-Empfängers einige Probleme ein, die durch die nachfolgenden Bemerkungen gelöst werden können. Die in [1] vorgestellte Empfängerkonzeption eröffnet durch den IS-Einsatz eine relativ einfache, zeitgerechte Änderung der bisher üblichen Schaltungstechnik. Nachbauobjekte weisen bei Einsatz der IS-Technik eine höhere Erfolgsquote auf. Das trifft allerdings nur zu, wenn konkrete Angaben für alle Bauteile vorliegen. Erforderliche Meßgeräte wie Vielfachmesser, Universalgenerator und Oszillograf sind laut Grundausstattungsplan in jeder polytechnischen Oberschule vorhanden. Nach Abstimmung mit dem Physiklehrer oder dem Leiter des fakultativen Unterrichts nach Rahmenprogramm kann die Benutzung den interessierten Jugendlichen ermöglicht werden.

Funktionsprinzip des KW-Einfachsupsers

Auf das Prinzip eines Einfachsupsers wird nur kurz eingegangen, da dieses Stoffgebiet Bestandteil des Ausbildungsprogramms der Wehrsportdisziplin Amateurfunk ist. Der Empfänger (Bild 1) erfaßt den Frequenzbereich 3,5

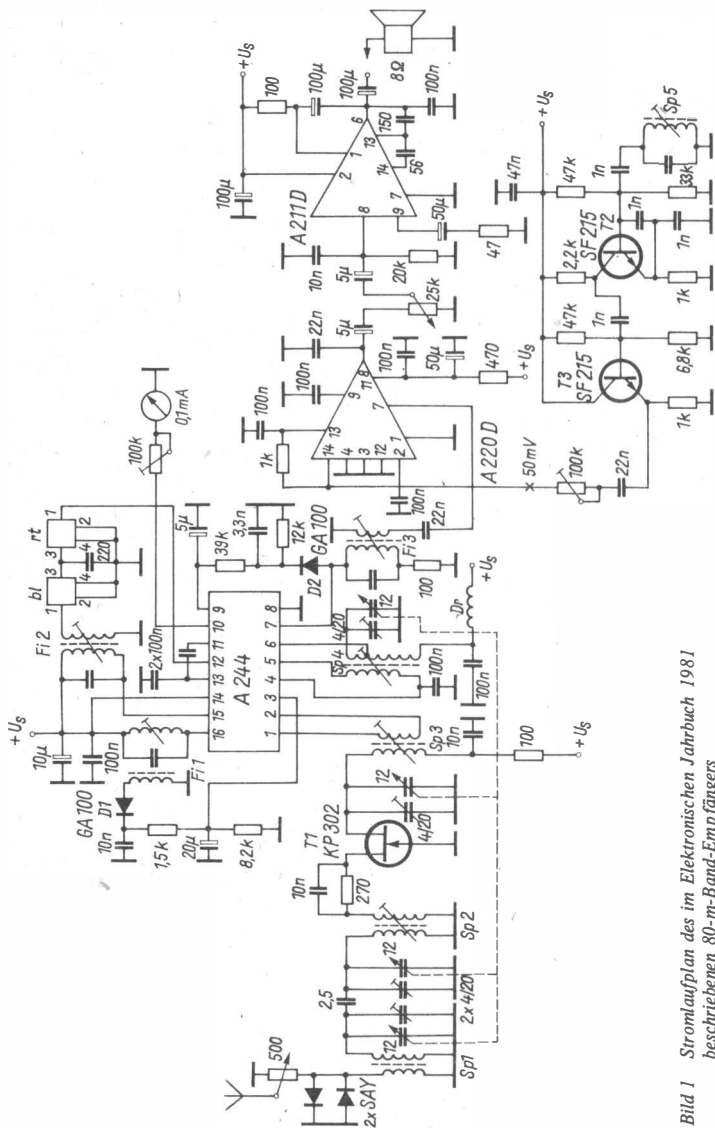


Bild 1 Stromlaufplan des im Elektronischen Jahrbuch 1981 beschriebenen 80-M-Band-Empfängers

bis 3,8 MHz. Der Oszillatorkreis mit Sp 4 schwingt dabei von 3,955 bis 4,255 MHz. Das Antennensignal gelangt über das Potentiometer 500 Ω oder 1 k Ω an den Empfängereingang. Mit dem Potentiometer kann das Eingangssignal abgeschwächt werden, um Störungen im Nutzsignal zu verringern. Sp1 und Sp2 in Verbindung mit 2 Sektionen des Drehkondensators ergeben ein 2kreisiges Bandfilter mit für ein solches Gerät ausreichenden elektrischen Daten. Der Kondensator 2,5 pF wird aus verdrehtem Schweißdraht selbst hergestellt. 2 Schweißdrähte, etwa 15 mm lang, werden ungefähr 5mal verdreht und anschließend eingelötet. Die Stufe mit dem FET KP303 D oder E verstärkt das Eingangssignal und entlastet den HF-Eingang des A(R) 244 D. SP4 und eine Sektion des Drehkondensators bilden den Oszillatorschwingkreis.

Die Zwischenfrequenz erhält man aus der Beziehung

$$f_{\text{Oszillator}} - f_{\text{Eingang}} = \text{Zwischenfrequenz,}$$

$$3,955 \text{ MHz} - 3,500 \text{ MHz} = 455 \text{ kHz.}$$

Mit Fi1 in Verbindung mit D1, 10 nF, 1,5 k Ω , 20 μ F und 8,2 k Ω wird die HF-Regelspannung für den A(R) 244 D gewonnen. Fi2 und die Piezofilter blau und rot bestimmen die ZF-Bandbreite. Am ZF-Filter Fi3 wird die ZF ausgekoppelt und dem A(R) 220 D zugeführt. Der Transistor T2 erzeugt eine Frequenz von $f = 455 \text{ kHz}$ (BFO), die über T3, 22 nF und den Einstellregler ebenfalls in den A(R) 220 D eingekoppelt wird. Diese Hilfsfrequenz ermöglicht mit dem A(R) 220 D die Demodulation des SSB-Signals bzw. eines A1A-Signals. Am Pin 8 steht das NF-Signal zur Verfügung. Dieses Signal steuert den A(R) 211 D, den NF-Verstärker des Kurzwellenempfängers.

Die Leiterplatte

Über die Anfertigung der Leiterplatte sollte man mit einem erfahrenen OM sprechen. Sie sollte in jedem Fall auf fotochemischem Weg hergestellt werden. Angebote zur Herstellung sind aus dem Anzeigenteil der Zeitschrift FUNKAMATEUR zu ersehen. Der höhere finanzielle Aufwand macht sich durch die exakte Ausführung der Leiterplatte bezahlt. Besonders bei hoher Anschlußdichte (IS) ist beim ungeübten Selbstanfertigen mit Mißerfolgen zu rechnen. Spätere Bohrungen für die Bauelemente sollten 1 bis 1,5 mm Durchmesser haben. Bei der Leiterplattenvorlage sind noch mit einem schwarzen Filzstift vor dem Kopieren Pin 8 des A(R) 220 D und Pluspol des Elektrolytkondensators 5 μ F mit dem heißen Ende des Kondensators 22 nF zu verbinden. Um Unklarheiten zu beseitigen, sei gesagt, daß mehr Entkopplungswiderstände (100 Ω) zum Pluspol der Betriebsspannung, als im Schaltplan angegeben, eingesetzt wurden. Die zu verwendende fotografische Vorlage ist im Maßstab 1:1 in [1] auf dem Buchinnendeckel abgedruckt. Die noch nicht verzeichneten Bohrungen für die im weiteren Text angegebenen Filter können noch bequem nachträglich auf die fertige Leiterplatte gekörnt werden (s. Bild 9).

Lötarbeiten

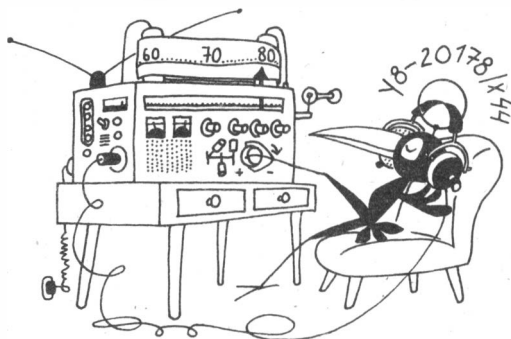
Die Leiterplatte sollte vor dem Bestücken mit in Spiritus aufgelöstem Kolophonium eingestrichen werden. Bauelementeanschlüsse vor dem Einlöten in der benötigten Länge schneiden, biegen und anschließend verzinnen. Wenn es die finanzielle Situation gestattet, sollten für die IS Fassungen eingesetzt werden. Der FET *KP 303* ist als letztes Bauelement einzulöten, aber LötKolben vorher aus dem Netz ziehen! Die Leiterplatte sollte baugruppenweise bestückt und in Betrieb genommen werden. Mögliche Reihenfolge:

- Netzteil,
- NF-Verstärker,
- BFO,
- Schaltungsteil *A 220 D*,
- Schaltungsteil *A 244 D* und restliche Filter.

Diese Arbeitsweise erleichtert das Erkennen von möglichen Fehlern in den einzelnen Baugruppen.

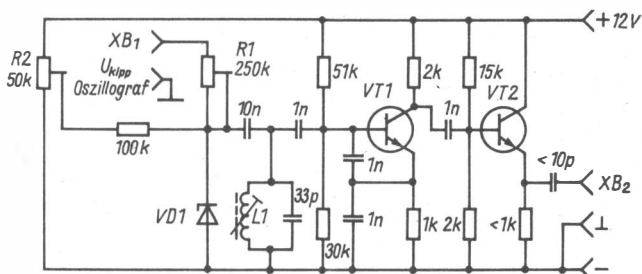
ZF-Filter

Die Selektivität des ZF-Verstärkers bestimmt in entscheidender Weise die Qualität des Empfängers. Es zahlt sich aus, dabei zu experimentieren. Wie Versuche zeigten, läßt sich ein ZF-Filter zusammenstellen, das eine gemessene ZF-Bandbreite von <3 kHz bei 3 dB, $<4,5$ kHz bei 6 dB, allerdings mit relativ geringer Weitabselektion aufweist. Hier leistet ein kleiner, schnell in fliegender Verdrahtung aufgebauter Wobbler (Bild 2), in Verbindung mit einem Oszillografen, sehr gute Dienste beim Zusammenstellen



der Piezofilter und «Kompensationskondensatoren». Bild 2 zeigt den Stromlaufplan des Wobblers, Bild 3 die Versuchsanordnung zur Aufnahme der Filterkurve.

Nach dem Aufbau des Wobblers untersucht man diesen nochmals auf Verdrahtungsfehler. Der Abgleich geschieht nach Bild 3 wie folgt. Der Einstellregler 50 kΩ steht in Mittelstellung. Abgleichkern der Spule L1 langsam eindrehen und Einstellregler R1 dabei verstellen. Erscheint die Durchlaßkurve, werden L1, R1 und R2 so eingestellt, daß sich bei geringer Änderung von R1 und R2 die Durchlaßkurve in ihrer Gestalt nicht mehr ändert. So arbeitet man im linearen Teil der Kapazitätsänderung der Z-Diode VD1. Die



VT1 = Basteltyp Si-HF im Metallgehäuse

VT2 = Basteltyp Si-HF im Metallgehäuse 600 mW

VD1 = Bastel-Z-Diode 6,8... 8 V

L1 = MW-Spule, Oszillator- oder Vorkreistyp (roter Spulenkern) nach Entfernen der Wicklungen 250 Windungen, 0,15-mm-CuL, aufbringen

Bild 2 Stromlaufplan des einfachen Wobbelgenerators

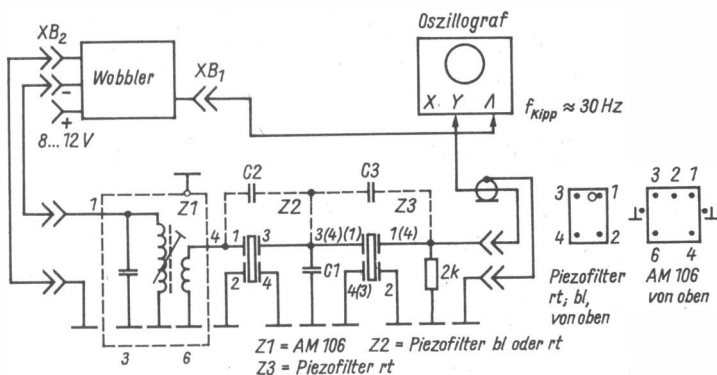


Bild 3 Versuchsanordnung zur Aufnahme der Filterkurve

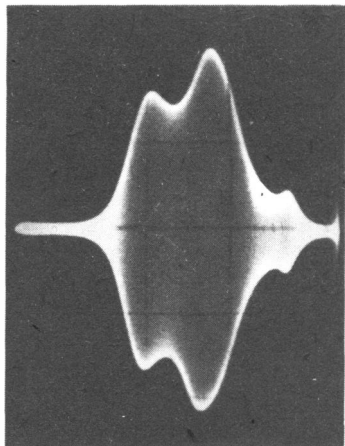


Bild 4
Filterkurve ohne Korrektur des Durchlaßbereichs

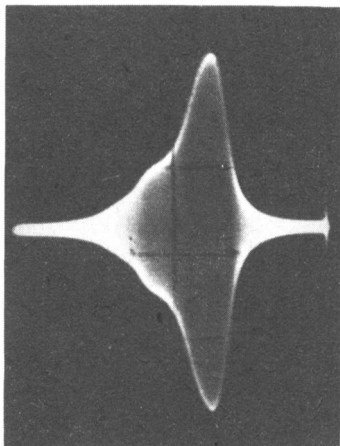


Bild 5
Filterkurve nach Korrektur des Durchlaßbereichs

Abbildung auf dem Schirm des Oszillografen entspricht den tatsächlichen Verhältnissen. Geringes Verstellen des Spulenkerns (Eindreihen) drängt nur noch die Durchlaßkurve zusammen. So erkennt man Nebenmaxima besser.

Obwohl eine solche einfache Experimentalanordnung keine konkrete quantitative Aussage zuläßt, kann man durch Vergleich auf dem Bildraster des Oszillografen die sich ergebende Filterkurve gut verfolgen und beurteilen. Man stellt eine schmale, mit bestmöglichen Flanken und geringen Nebenmaxima behaftete Durchlaßkurve ein.

Um dieses Ziel zu erreichen, kombiniert man jeweils die Anschlüsse der Piezofilter und versucht mit Rohr- bzw. Styroflexkondensatoren in der Größenordnung von 80 bis 330 pF für C_1 und von 0 bis 80 pF für C_2 und C_3 die Durchlaßkurve geeignet zu verändern. Bild 4 zeigt die Durchlaßkurve vor der Korrektur, Bild 5 nach der Korrektur. Werden noch schmalere Durchlaßkurven gewünscht, ist das durchaus möglich. Hier muß man dann allerdings Piezofilter gleicher Farbe verwenden!

Achtung! Die Anschlüsse der Piezofilter nur sehr kurz beim Lötten berühren (mit Zange Wärme abführen), sonst kann es zu starken Änderungen der elektrischen Daten der Filter kommen (Rekombinationsvorgänge), oder das Filter setzt vollständig aus. Bild 6 zeigt die Versuchsschaltung in fliegender Verdrahtung.

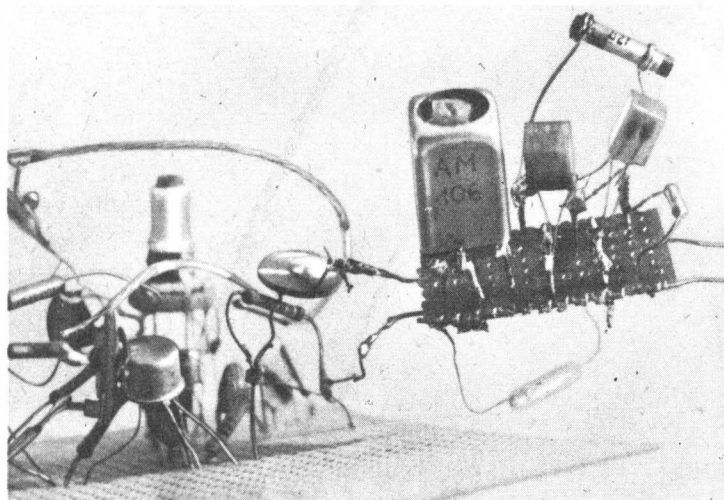


Bild 6 ZF-Filter in fliegender Verdrahtung auf dem Wobbelmeßplatz

Spulen und Filter, Drossel

Die Wickelangaben von K. Kliewe führen zu mehrlagigen Spulen für SP1 bis SP4. Damit erreicht man nicht sicher die angegebene Induktivität. In der Tabelle sind die korrigierten Wickelraten des 80-m-Band-Empfängers angegeben. Die verwendeten Spulenkörper stammen aus der Spulenreihe *StB/SRB*, siehe Bild 7. Die Abgleichkerne haben eine gelbe Kunststoff-Kernbremse (FM-Filterkerne). Nach dem Entfernen der Wicklungen und der Kondensatoren nimmt man den Aufbau der Spulen gemäß Bild 8 vor.

Die beschriebenen Spulen und Filter sind auf der Leiterplatte nach dem vorgegebenen Bestückungsschema (Bild 9) zu verlöten. An mit X gekennzeichneten

Tabelle Korrigierte Spulendaten für 80-m-Band-Empfänger [1]

Spule	Kreiswindungen (1)	Koppelwindungen (2)	Drahtdurchmesser	Kreis-C in pF
Sp1	70	5	0,1-mm-CuL	39
Sp2	70	30	0,1-mm-CuL	39
Sp3	70	10	0,1-mm-CuL	39
Sp4	45 + 15	20	0,1-mm-CuL	56

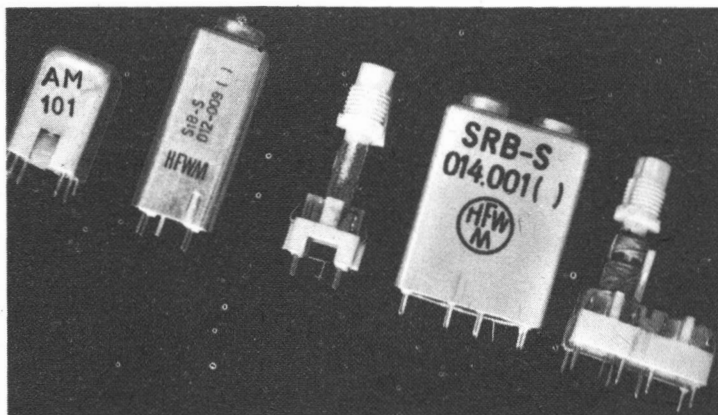


Bild 7 Ansicht der AM-Kleinfiter und Filterkörper der Spulenreihe StB/SRB

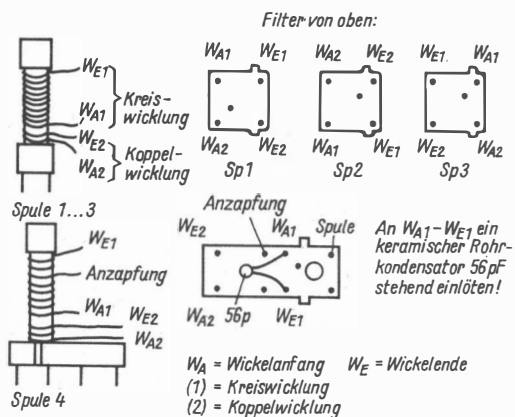


Bild 8 Bewicklungsvorschrift für Spulen Sp1 bis Sp4. Die Windungen sind straff und dicht nebeneinander im Uhrzeigersinn aufzubringen. Es darf zu keiner Schlaufenbildung oder zum Kreuzen von Windungen kommen

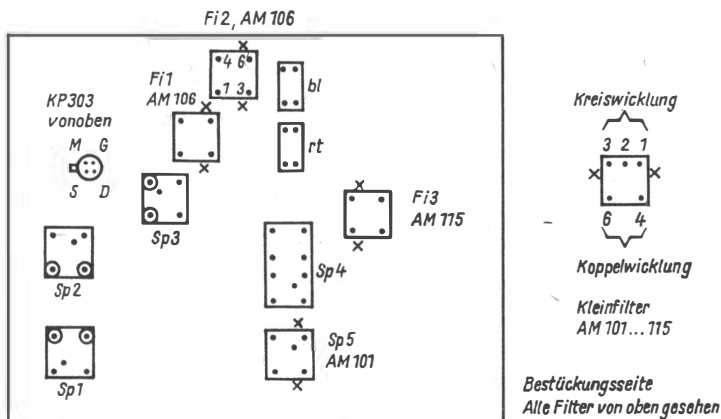


Bild 9 Zusätzliche Angaben zur Bestückung der Leiterplatte in [1] mit Spulen und Filtern

gezeichneten Stellen sind Bohrungen mit einem Durchmesser von 2 mm für die Erdungsfahnen der Filterkappen anzubringen. An den mit 0 gekennzeichneten Stellen ist unter der Leiterplatte ein keramischer Rohrkondensator von 39 pF einzulöten.

Den Stift 2 bei den AM-Filtern kneift man mit einem Seitenschneider am Spulenkörper ab oder zieht ihn erwärmt aus dem Spulenkörper heraus. Beim Filter Fi2 ist vor dem Einlöten die Abschirmkappe abzuziehen und, um 90° (gegen den Uhrzeiger) verdreht, wieder aufzusetzen. Außerdem ist es sinnvoll, nach dem Einlöten dieses Filters die Anschlußdrähte der Wicklung 1 und 3 abzulöten und auszutauschen; das gleiche führt man mit den Anschlußdrähten 4 und 6 durch (geeignete Kopplung). Als Filter Fi2 muß man unbedingt einen Typ AM 106 verwenden, da entgegen den Angaben in [1] ein Übersetzungsverhältnis 1:2 erforderlich ist; sonst wird die notwendige Dämpfung des ZF-Filters von -18 dB nicht erreicht.

Für die Drossel wird eine KW-Spule (mit schwarzem Spulenkern) verwendet. Wicklungen entfernen und 125 Wdg., 0,15-mm-CuL, aufbringen. Außer bis auf 2 Anschlußstifte sind alle anderen zu erwärmen und anschließend zu entfernen. Danach paßt die Drossel in das Raster der Leiterplatte.

Hinweise zum BFO

Das Oszillatorsignal von T2 ist am Lötunkt 2,2 k Ω /1 nF/Kollektor von T2 auf saubere Sinusform mit dem Oszillografen zu überprüfen. Arbeitet diese Stufe einwandfrei, tastet man anschließend den Emitter von T3 an. Im wei-

teren ist, wie nachfolgend beschrieben, zu verfahren. Vorwiegend muß man die Spannungsteiler korrigieren.

Beim kapazitiven Spannungsteiler ist der nach Masse liegende Kondensator zu verkleinern (etwa bis auf 620 pF), und der zwischen Basis und Emitter liegende Kondensator muß vergrößert werden (bis auf etwa 22 nF, wenn erforderlich).

Den Ohmschen Spannungsteiler muß man von 47 k Ω vergrößern bis auf maximal 68 k Ω und von 33 k Ω bis auf minimal 22 k Ω verkleinern.

Die Auskoppelstufe T3 wird von 47 und 6,8 k Ω auf jeweils 15 k Ω geändert. T2 und T3 können Miniplast-HF-Basteltypen sein.

Wegen der erforderlichen Frequenzkonstanz müssen die im frequenzbestimmenden Zweig liegenden Kondensatoren Styroflextypen sein. Die extrem saubere Arbeitsweise des BFO ist deshalb notwendig, da sonst unerwünschte Mischprodukte (und dadurch Pfeifstellen) entstehen können. Der Auskoppelwiderstand sollte zuerst ein 100-k Ω -Einstellregler sein. Wird das Ausgangssignal nicht gemessen, verkleinert man langsam den Widerstandswert und stellt ihn auf ein sauberes SSB-Signal ein. Der Koppelkondensator 4,7 nF, der auf der Leiterplattenvorlage vorhanden ist, kann durch eine Drahtbrücke eingespart werden!

Um stets ein sauberes SSB- bzw. A1A-Signal zu empfangen, ist es sehr vorteilhaft, wenn der BFO frequenzvariabel gestaltet wird. Dazu ist in freier Verdrahtung auf der Bestückungsseite, parallel zum Schwingkreis (Sp 5), die in Bild 10 gezeigte Schaltung einzubauen.

Baugruppentests

NF-Verstärker

Am 25-k Ω -Potentiometer NF-Signal aus dem Universalgenerator anlegen und abhören bzw. mit Oszillograf kontrollieren. Einfacher, längerer Schraubendreher an Pin 8 halten; das bewirkt einen starken 50-Hz-Brummtönen im Lautsprecher bzw. Kopfhörer.

ZF-Übertrager (BFO)

Schon beschrieben, siehe oben.

Trakt A(R)220D und Trakt A(R)244D

Je Trakt Stromaufnahme prüfen. $I = 14$ bis 20 mA bei 12 V. Die Wicklungen der Spule 4 müssen exakt nach Vorgabe angefertigt sein, sonst schwingt der Oszillator nicht an.

FET-Stufe mit KP303

Stromaufnahme prüfen, je nach Verstärkung des Transistors liegt diese zwischen 3 und 10 mA.

Empfängerabgleich

ZF-Filter

Da das ZF-Filter, bestehend aus Filter Fi2 und den Piezofiltern, schon durch das Wobbeln abgeglichen wurde, ist beim Einlöten der Bauteile besonders vorsichtig zu verfahren. Es ist später nur noch ein Feinabgleich notwendig.

Oszillator

Die Drehkondensatorachse im Uhrzeigersinn bis Anschlag drehen. Ein Signal mit $f = 3,8$ MHz auf die Antenne koppeln. Das Signal erhält man entweder von einem Dipmeter, oder man nutzt das ausgestrahlte A1A-Signal eines Amateursenders. Mit dem Trimmer der Spule SP4 ist auf maximalen S-Meter-Ausschlag bzw. mit dem Vielfachmesser an Pin 10 im 2,5-V-Gleichspannungsbereich abzugleichen.

Die Drehkondensatorachse gegen den Uhrzeigersinn bis Anschlag drehen. Ein Signal mit $f = 3,5$ MHz einkoppeln. Jetzt aber mit dem Kern der Spule Sp4 auf Maximum abgleichen. Diese Vorgänge wechselseitig mehrmals vornehmen, bis Korrekturen geringste Kompromisse darstellen.

Sollte weder ein Dipmeter noch ein ausgestrahltes Sendersignal zur Verfügung stehen, kann man die Bandgrenzen auch nach den abgehörten Bandsignalen orten und in etwa festlegen.

Eingangsbandfilter

Abgleich der Spulen Sp1 bis Sp3 auf maximalen S-Meter-Ausschlag (oder Vielfachmesser wie oben einschalten). Antennensignal $f = 3,8$ MHz, Trimmer in der Reihenfolge Spule 3, Spule 2 und Spule 1 abgleichen. Antennensignal $f = 3,5$ MHz. Spulenkern in der gleichen Reihenfolge abgleichen. Wiederum wechselseitig, wie oben beschrieben, verfahren.

HF Regelung

Abgleich nur möglich, wenn ein starkes HF-Eingangssignal vorliegt. Vielfachmesser an Pin 3, im kleinsten Gleichspannungsmeßbereich auf maximalen Zeigerausschlag durch Verdrehen des Kerns von Filter Fi1 abgleichen.

Feinabgleich ZF-Filter

Spulenkern von Filter Fi2 auf maximalen Ausschlag des S-Meters nachziehen. Es dürfte sich nur noch um geringste Verdrehung des Kerns handeln. Beim Filter Fi3 Kern auf maximalen Zeigerausschlag des S-Meters abgleichen.

BFO

Beim Durchdrehen des Kerns der Spule Sp5 ist ein Rauschmaximum im Kopfhörer festzustellen. Das läßt auf ZF-Filtermittelfrequenz schließen. Dabei sollte das 5-k Ω -Potentiometer (Bild 10) auf Mittelstellung stehen.

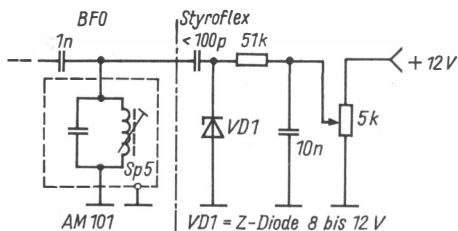


Bild 10
Schaltungszusatz, um den
in [1] verwendeten BFO in
seiner Frequenz geringfügig
verstimmen zu können

Nun läßt sich bequem der ZF-Bereich überstreichen. Man legt mit dem Potentiometer die BFO-Frequenz an eine Filterflanke. Dabei beginnt gerade das Rauschen des ZF-Verstärkers lauter zu werden. Man muß darauf achten, daß man sich die bandrichtige Flanke sucht. Diese hat man gefunden, wenn das gleiche NF-Signal lauter hörbar wird.

Damit ist der Abgleich des Empfängers beendet.

Das Netzteil

Es wird ein hochstabilisiertes Netzteil nach [2] mit geringer Welligkeit empfohlen. Eine Ausgangsspannung von 12 V ist zweckmäßig. Batteriebetrieb ist unökonomisch.

Hinweise zum mechanischen Aufbau

Zwischen 2 Aluminiumplatten (2 mm stark) von 210 mm \times 120 mm kann man 4 Quadratstähle (150 mm lang) mit 10 mm² einschrauben. Die Quadratstähle sind an der Stirnseite zu bohren, und ein Gewinde ist einzuschneiden. In einer gewählten Höhe von 25 mm vom späteren unteren Gehäuse- rand entfernt, sind 2 Quadratstähle und genau an den oberen Kanten der Aluminiumplatten die beiden oberen Quadratstähle festzuschrauben. Auf die unteren Quadratstähle wird die Leiterplatte aufgeschraubt. Auf diese Weise entsteht eine stabile Trägergruppe. Die oberen Quadratstähle bilden die Halterung für ein aufzuschraubendes U-Blech als Gehäusedeckel.

Die Drehkondensatorachse ragt durch eine anzubringende Bohrung durch die Frontplatte. Hinter der Frontplatte klebt man auf die Drehkondensatorachse eine Pappscheibe auf, die durch ein angebrachtes Fenster in der Frontplatte sichtbar wird. Somit lassen sich die Frequenzen ablesen. Die Trägergruppe wird von unten mit einer Aluminiumplatte, die man mit Distanzhülsen auf die in 25 mm Abstand stehenden Quadratstähle aufschraubt, abgeschlossen. Auf diese Platte kann man Gummifüße aufschrauben; dadurch erhält man ein rutschfestes, stabiles Empfängergehäuse.

Ausbaumöglichkeiten

Vor dem Eingang des *A(R) 211 D* läßt sich, um das gewünschte NF-Signal besser aus den NF-Störsignalen auszusielen, vorteilhaft ein NF-Filter einbauen. Ein umschaltbares Filter, wie in [3] beschrieben, erhöht wesentlich die Qualität der NF-Signale für SSB- und CW-Sendungen.

Erfahrungsbericht

Dieser Empfänger ist in Arbeitsgemeinschaftsgruppen, die nach Rahmenprogrammen arbeiten, nachbausicher herzustellen. Für DX-Empfang läßt er sich auf Grund eines hohen Grundrauschens sowie nicht ausreichender Empfindlichkeit und Selektivität kaum verwenden. Als SWL-Empfänger für erste «Gehversuche» im Amateurfunkbetriebsdienst ist er sehr gut geeignet. Probleme bei der Bauelementebeschauffung traten nicht auf. Unter normalen Bedingungen (mit Außenantenne) ist Europaempfang einwandfrei möglich.

Literatur

- [1] K. Kliewe, 80-m-Band-Empfänger mit Schaltkreis A 244 D. Elektronisches Jahrbuch 1981, Berlin 1980, Seite 200 ff.
- [2] J. Grässer, Prüfung und Anwendung von Operationsverstärkern des Typs R 109. FUNKAMATEUR, Heft 6/1979, Seite 280.
- [3] K.-H. Schubert, Elektronisches Jahrbuch 1979, Berlin 1978, Seite 198.

Großsignalfeste Breitbandverstärker für UKW-Anwendungen

Dipl.-Ing. Frank Gärtner – Y27QL

Die Schaltungstechnik moderner nachrichtentechnischer Geräte ist zunehmend durch den Einsatz breitbandiger Verstärker gekennzeichnet. Das wurde durch den Einsatz moderner Halbleiterbauelemente möglich. Nachdem sich diese Technik in Kurzwellengeräten allgemein durchgesetzt hat, findet sie seit einigen Jahren auch in relativ schmalbandigen UKW- und UHF-Amateurfunkgeräten vielfältige Anwendungen. Als Beispiel sei der im FUNKAMATEUR, Heft 4 bis 8/1983, vorgestellte Transceiver von Y25TL genannt, in dem unter anderem die in [1] und [2] beschriebenen Baugruppen bzw. Schaltungsdetails verwendet werden. Im nachfolgenden Beitrag werden dazu einige Ergänzungen gemacht, wobei besonders auf die verwendeten Breitbandübertrager und das Empfängereingangsteil eingegangen wird. Große Bedeutung haben großsignalfeste Breitbandverstärker auch für Fernseh- und UKW-Rundfunk als Antennenverstärker. Dieser hat sich beim Verfasser in einer 1stufigen Version vor einem *REMA-Andante* seit Jahren bestens bewährt. Er verbessert dort beträchtlich die Empfindlichkeit trotz eigener Amateurfunkstelle.

Zur Realisierung großsignalfester Verstärker werden häufig Feldeffekttransistoren eingesetzt. Sie sind rauscharm (Rauschanpassung notwendig) und haben eine gute Linearität. Die Ein- und Ausgangsimpedanzen sind relativ groß, die Steilheit (Verstärkung) mittelmäßig. Dual-Gate-MOSFET lassen sich dazu auf Kosten der Linearität sehr einfach und wirkungsvoll regeln. Eine Anwendung im Breitbandverstärker kommt kaum in Betracht. Der erreichbare Intercept-Point (IP), ein Maß für die Großsignalfestigkeit, liegt bei guten und sorgfältig eingestellten Dual-Gate-MOSFET bei +4 dBm. Das Rauschmaß üblicher Si-Dual-Gate-MOSFET liegt zwischen 0,7 dB (*BF 981* typ. bei 100 MHz) und ≤ 6 dB (*KP 350 B; W* bei 100 MHz). Mit Hochstrom-Sperrschicht-FET in Gate-Schaltung lassen sich bessere IP-Werte erzielen. Ein bekannter Typ ist der *P 8002* ($\approx P 8000$). Damit lassen sich nach [4] Eingangs-IP-Werte von 27 (23) dBm bei mittleren Drainströmen von etwa 25 bis 30 mA und 15 V Betriebsspannung erreichen, allerdings auf Kosten der Leistungsverstärkung. Diese beträgt bei der erforderlichen niederohmigen Belastung von 250 Ω (1 k Ω) nur 7 (12) dB (Messungen bei 9 MHz).

Das Rauschmaß ist dabei mit $F \approx 3$ dB (typ.) bei 100 MHz nicht ganz be-

friedigend. Der Eingangswiderstand beträgt in Gateschaltung etwa $50\ \Omega$ (bis etwa 80 MHz), die relativ niedrige Ausgangsimpedanz kann leicht mit Breitbandübertragern auf z. B. $50\ \Omega$ gebracht werden. Der Einsatz in Breitbandverstärkern für KW und UKW ist also möglich.

Wesentlich vorteilhafter ist jedoch der Einsatz von bipolaren Transistoren mit hoher Grenzfrequenz ($f_T \approx 5\ \text{GHz}$) und die Anwendung einer speziellen, die Rauschzahl nicht verschlechternden Gegenkopplung. Der in [1] vorgestellte 2stufige Breitbandverstärker mit *BFT 66* und *BFR 34A* erreicht einen IP von 14 dBm bei $F = 1,3\ \text{dB}$ (145 MHz) bzw. $F = 2\ \text{dB}$ (435 MHz). Die Verstärkung beträgt 18,5 dB bei 145 MHz und 19,5 dB bei 435 MHz. Die Bandbreite reicht von 70 bis 570 MHz. Zu beachten ist jedoch die durch die Gegenkopplung bedingte geringe Rückflußdämpfung von 22 dB (der Verstärker besteht aus 2 Stufen mit $R = 1$, $m = 3$, $n = 5$).

Versuche des Verfassers mit handelsüblichen Transistoren aus der Sowjetunion *KT 372* brachten ebenfalls brauchbare Ergebnisse. Für diese Transistoren werden die vom Hersteller genannten Daten in Tabelle 1 angegeben. Im VHF-Bereich konnte mit *KT 372 A* das Rauschmaß $F \approx 4\ \text{dB}$ bei $U_{CE} = 5\ \text{V}$ und $I_C = 2\ \text{mA}$ gemessen werden. Bei $I_C = 5\ \text{mA}$ steigt F um etwa 0,3 dB und die Verstärkung um etwa 1 dB an. Höhere Kollektorströme bringen keine Verbesserungen. Bei einem 2stufigen Verstärker sollte die 1. Stufe (*KT 372 A*) auf $U_{CE} = 5\ \text{V}$, $I_C = 2\ \text{mA}$ und die 2. Stufe auf $U_{CE} = 5\ \text{V}$, $I_C = 5\ \text{mA}$ eingestellt werden. Der *KT 372 B* rauscht meist stärker (gemessen: $F \approx 5,5\ \text{dB}$ bei 145 MHz, $I_C = 2\ \text{mA}$).

Tabelle 1 Daten des Transistors *KT 372*

	KT 372 A	KT 372 B	KT 372 W
$U_{CE\text{max}}$ /V	15	15	15
$I_{C\text{max}}$ /mA	10	10	10
$P_{C\text{max}}$ /mW	50	50	50
f_T ($U_{CE} = 5\ \text{V}$, $I_C = 5\ \text{mA}$)	$\geq 2,4\ \text{GHz}$	$\geq 3\ \text{GHz}$	$\geq 2,4\ \text{GHz}$
F ($U_{CE} = 5\ \text{V}$, $I_C = 2\ \text{mA}$)	$\leq 3,5\ \text{dB}$	$\leq 5,5\ \text{dB}$	$\leq 5,5\ \text{dB}$
$f = 1\ \text{GHz}$, (Rauschanpassung)	(typ. 2,5 dB)		
Kennzeichnung	2 grüne Punkte	2 schwarze Punkte	2 gelbe Punkte

Die besten Ergebnisse wurden mit der Originalbestückung *BFT 66* und *BFR 34A* erzielt. Die 1. Stufe mit *BFT 66* wird dabei auf $U_{CE} = 6\ \text{V}$, $I_C = 5\ \text{mA}$ und die 2. Stufe mit *BFR 34A* auf $U_{CE} = 6\ \text{V}$, $I_C = 13\ \text{mA}$ eingestellt. Der Verfasser konnte damit bei 145 MHz $F = 2\ \text{dB}$ messen, allerdings beim Abschluß mit $60\ \Omega$ statt mit den in [1] angegebenen $50\text{-}\Omega$ -Abschlüssen. Bild 1 zeigt die Schaltung eines 1stufigen Breitbandverstärkers nach [1]. Der Transistor arbeitet in Basisschaltung mit gleichstrommäßig an Masse liegendem Emitter. Der Arbeitspunkt muß deshalb über R_2 durch

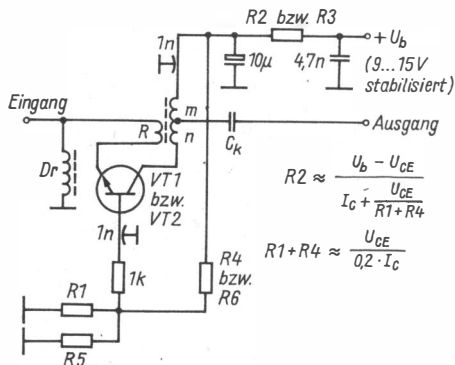


Bild 1
1stufiger Breitbandverstärker

eine Gleichstromgegenkopplung stabilisiert werden. Als Einstellregler sollte aus Stabilitätsgründen ein Keramiktyp verwendet werden, oder er wird durch ausgemessene Festwiderstände ersetzt. Die sehr hohe Grenzfrequenz des Transistors erfordert kürzeste Leitungsführung (< 3 mm) bzw. das Vermeiden von Anschlußdrähten. Alle Abblockkondensatoren 1 nF sind als Klatschkondensatoren auszuführen, d. h., man muß sie direkt auf die Leiterplatte löten. Dazu wird der Lack von normalen Scheibenkondensatoren 1 nF von 8 mm Durchmesser mit Nitroverdünnung entfernt. Die Anschlußdrähte werden abgelötet, und die Scheibe wird beidseitig verzinnt. Die Lötarbeiten sind bei herabgesetzter Kolbentemperatur durchzuführen (LötKolben mit etwa $\frac{2}{3}$ der Nennspannung betreiben). Die Scheiben werden entweder auf einen in die Leiterplatte eingedrückten Hohlkern, Durchmesser 3 mm, oder auf ein die Scheibe etwas überragendes Stück Kupferfolie gelötet, das man dann bequem auf die Leiterplatte löten kann. Der Basisanschluß ist direkt auf die Keramikscheibe zu löten (Transistorgehäuse an Scheibe anliegend). Die Anschlüsse des Übertragers sollen möglichst unter 3 mm Länge bleiben und dürfen nicht vertauscht werden. Beim Vertauschen der Anschlüsse schwingt der Verstärker als *Meißner-Oszillator*! Die Transistoren *KT372* haben sich als besonders lötempfindlich erwiesen. Besonders der breite Emitteranschluß (eine Emitterfahne bleibt frei und wird hochgebogen) sollte beim kurzzeitigen Löten mit einer Zange o. ä. gekühlt werden. Für die Dimensionierung der Übertrager können nach [1] folgende Beziehungen verwendet werden:

$$G_p = m^2,$$

$$n = m^2 - 1 - m \quad \text{für } Z_e = Z_a \text{ und } R = 1,$$

$$R_L = (n + m) Z_a;$$

G_p – Leistungsverstärkung, Z_e – Eingangswiderstand des Verstärkers, Z_a – Ausgangswiderstand des Verstärkers, R_L – Lastwiderstand des Transistors, m , n und R – Windungszahlen des Übertragers.

Bedeutung für Kurzwellen und VHF hat nur der Fall $R = 1$. Für $m = 3$ und $n = 5$ ist die Leistungsverstärkung 9 ($G_p = 9,5$ dB), für $m = 4$ und $n = 11$ ergeben sich 12 dB. Bewährt hat sich jedoch auch die etwas abweichende Dimensionierung mit $m = 5$, $n = 7$ mit $G_p = 10 \dots 11,5$ dB nach [2], wobei leider zum Anpassungsfaktor keine Meßergebnisse vorliegen. Günstig für die Herstellung von Breitbandübertragern sind Ferritringkerne und -doppellochkerne. Letztere eignen sich besonders gut, da die Wicklung weitgehend vom Ferritmaterial umschlossen ist (feste Kopplung, geringe Streuinduktivität). Wicklungen mit definierten Wellenwiderständen sind bei den kleinen Doppellochkernen nicht üblich. Doppellochkerne und Ringkerne werden in der DDR vom VEB Kombinat *Keramische Werke Hermsdorf* produziert. Doppellochkerne sind in 2 Größen erhältlich, wobei hier nur der kleinere Typ von Interesse ist (Bild 2a, Tabelle 2). Kleine Ringkerne werden nach TGL 24 724 in folgenden Abmessungen hergestellt:

$2,5 \times 1,5 \times 0,75$ (Außendurchmesser \times Innendurchmesser \times Höhe)
 $4,0 \times 2,4 \times 1,2$
 $5,0 \times 3,5 \times 2,0$
 $6,3 \times 3,8 \times 1,9$
 $10,0 \times 6,0 \times 3,0$

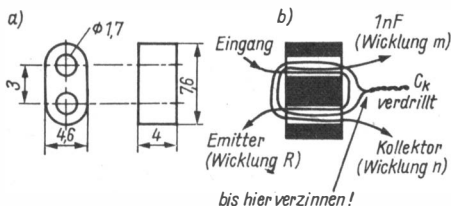


Bild 2
 Doppellochkerne des VEB
 Kombinat *Keramische
 Werke Hermsdorf* (a) und
 Wickelschema der Über-
 trager (b)

Tabelle 2 Doppellochkerne des VEB Kombi-
 nat *Keramische Werke Hermsdorf*

Typ-Nr.	Werkstoff
5171.3-1112.22	Manifer 163
5171.3-1112.65	Manifer 330
5171.3-1112.66	Manifer 360
5171.3-1112.67	Manifer 340

Die Kanten sind gerundet. Es sind lackierte und unlackierte Ausführungen erhältlich. Als Werkstoffe kommen in Frage: *Manifer 195, Manifer 183, Manifer 163, Manifer 143, Manifer 343, Manifer 330, Manifer 321, Manifer 320, Manifer 360*. Es ist jedoch nicht jeder Werkstoff in jeder Abmessung lieferbar. Der einzusetzende Werkstoff richtet sich nach dem gewünschten Frequenzumfang, hauptsächlich nach der unteren Betriebsfrequenz. Für

Doppellochkerne mag folgende Richtlinie die Auswahl erleichtern:

- für vorwiegende KW-Anwendung (1,5 bis 100 MHz): *Manifer 163* ($u_i = 1000$);
- für etwa 3,5 bis 100 MHz: *Manifer 360* ($u_i = 300$);
- zwischen 10 und 100 MHz: *Manifer 340* ($u_i = 100$);
- für 30 bis 100 MHz und darüber: *Manifer 330* ($u_i = 35$);
- bei 145 MHz und darüber wäre *Manifer 320* günstig, ist aber nicht im Vorzugsprogramm des Herstellers enthalten.

Die angegebenen Frequenzbereiche beziehen sich auf den schwach gegengekoppelten Breitbandverstärker mit $R = 1$, $m = 4$ und $n = 11$. Bei Verwendung einer stärkeren Gegenkopplung, z. B. $R = 1$, $m = 5$ und $n = 7$ oder gar $R = 1$, $m = 3$, $n = 5$, sinkt zwar die Stufenverstärkung, die Bandbreite kann aber beträchtlich erweitert werden, und das Intermodulationsverhalten wird besser. Soll nur ein relativ schmaler Frequenzbereich übertragen werden, z. B. das Rundfunkband II von 87,5 bis 104 MHz, ist es ratsam, den Werkstoff mit der geringsten Permeabilität u_i auszuwählen, wobei sich die untere Grenzfrequenz noch sicher erreichen lassen muß. Man müßte also *Manifer 330* einsetzen. Diese Werkstoffwahl führt zu etwas höheren Verstärkungen (0,5 bis 1 dB) gegenüber z. B. *Manifer 163*. Größere Permeabilitäten bedeuten also größere Verluste bei hohen Frequenzen. Diesen Effekt kann man zur Bekämpfung parasitärer UHF-Schwingneigungen nutzen.

Um Beschädigungen an der Lackisolation der Drähte (lötfähiger PUR-Lackdraht) zu vermeiden, sind die Kanten vor dem Bewickeln sauber zu entgraten. Ein Lackieren der Kerne ist ratsam (*Manifer*-Werkstoffe sind elektrisch leitfähig!).

Bild 2b zeigt das Wickelschema der Übertrager. Zuerst wird die Wicklung R (1 Windung) aufgebracht, anschließend die Wicklung m und zuletzt n . Mit dem angegebenen Layout (Bild 3) kann man einen 2stufigen Verstärker mit allen genannten Transistoren aufbauen. Die Basisspannungsteiler sind als Festwiderstände vorgesehen. Bestückt wird auf der Leiterseite. Einige Widerstände können auf der Rückseite (*Ceva*-Seite, Bild 5) untergebracht werden.

Bei Verwendung eines *BFT 66* ist dieser durch eine Bohrung zu stecken. Die Nase am TO-72-Gehäuse und der Gehäusebund gegenüber der Nase sind mit der Massefläche der Leiterplatte kurzzeitig zu verlöten. Als 1- μ H-Drosseln fanden gekürzte Masseisen-Zylinderkerne, Durchmesser 3 mm, 12 mm lang, Mz 9 oder Mz 36 (aus alten TV-Filtern), Verwendung, die mit 13 Wdg., 0,3-mm-CuL, bewickelt wurden.

Vor dem Abgleich der Arbeitspunkte sind wenigstens kurze Koaxkabelstücke an Ein- und Ausgang anzulöten, um parasitäre UHF-Schwingungen zu vermeiden. In der Ausführung $R = 1$, $m = 5$, $n = 7$ kann bei Verwendung des dämpfungsarmen *Manifer 330* unter Umständen dennoch UHF-Schwingneigung auftreten. Diese läßt sich durch *Manifer 340* vermeiden. Besser ist ein 1-pF-Scheibenkondensator von der benutzten Emitterfahne gegen Masse; eine Beeinträchtigung der Verstärkung konnte nicht beobachtet werden.

Tabelle 3 Meßwerte – Verstärkung in dB
 (Meßgenauigkeit besser als 0,5 dB, Abschluß des Verstärkers mit 60 Ω am Ein- und Ausgang)

Frequenz/MHz	0,7	1	3	5	7	10	15	20	30	50	87	100	145	190	220	240
Variante 1a	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	11	-	8,2	-
Variante 1b	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	11,7	-	-	-
Variante 1c	-	-	-	-	-	-	-	-	-	9,2	12	12,2	12	10,7	10,2	-
Variante 2	-	-	-	-	-	9,7	-	11	11	11	11,5	11,5	10	9,2	6,2	-
Variante 3	-	10	11	11	11	11	-	11	11	10,7	-	11	9,7	-	-	-
Variante 4	-	-	-	-	-	4	6	7,2	8,2	8,2	-	9	9	-	-	9,2
Variante 5	-	-	-	-	-	8	9,7	-	10	10	-	10,2	10,5	11	11,2	11,5
Variante 6	9,2	10	9,7	9,7	9,7	9,7	-	-	9,7	-	-	10	9,7	9,5	9,2	9,2
Variante 7	-	-	-	-	-	-	-	-	9,2	-	-	10	10,2	10,5	11	11
Variante 8	-	-	-	-	-	4	8,7	9,5	10,2	-	11	11	9,7	-	6	-
Variante 9a	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	9	-	-	-
Variante 9b	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	10	-	7,2	-
Variante 9c	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	10,5	-	-	-
Variante 9d	-	-	-	-	-	-	-	-	-	9	-	11,2	11	9	8,2	-

Legende zu Tabelle 3

Meßwerte 1stufiger Verstärker

Variante 1 (schwache Gegenkopplung):

BFR 34 A, Doppellochkern B 62152-A8-X17 (Siemens); $U_{CE} = 5 \text{ V}$; $R = 1$; $m = 4$; $n = 11 \text{ Wdg}$; Drahtdurchmesser R : 0,13 mm; Drahtdurchmesser m , n : 0,10 mm; Drossel 1 μH ; Koppel-C 100 pF; $I_c = 1,2 \text{ mA}$ (a)/2 mA (b)/5 mA (c)

Variante 2:

wie Variante 1, aber Doppellochkern von KWH, Manifer 330; Drahtdurchmesser 0,17 mm; $I_c = 5 \text{ mA}$

Variante 3:

wie Variante 2, aber Manifer 163; Drossel 22 μH ; Koppel-C 4,7 nF

Variante 4 (starke Gegenkopplung):

BFR 34 A; Doppellochkern von KWH; Manifer 330; $R = 1$; $m = 3$; $n = 5$; $U_{CE} = 5 \text{ V}$; $I_c = 5 \text{ mA}$; Drossel 22 μH ; Koppel-C 4,7 nF, Manifer 330 ist also auch bei starker Gegenkopplung für K W ungeeignet!

Variante 5 (mittlere Gegenkopplung):

wie Variante 4, aber $R = 1$; $m = 5$; $n = 7$; Drossel 1 μH ; Koppel-C 100 pF

Variante 6:

wie Variante 5, aber Manifer 163, Drossel 22 μH , Koppel-C 4,7 nF

Variante 7:

wie Variante 5, aber KT 372 A oder B

Variante 8:

wie Variante 2, aber KT 372 W (Exemplar ist etwas schlechter als der Typ KT 372 B)

Variante 9:

wie Variante 1, aber KT 372 W, $I_c = 1,2 \text{ mA}$ (a)/2 mA (b)/3 mA (c)/5 mA (d)

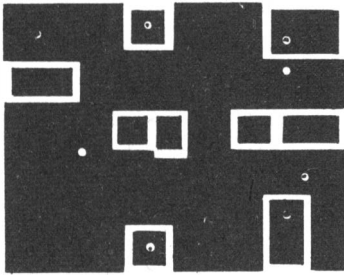


Bild 3
Leiterplatte für 2stufigen Verstärker

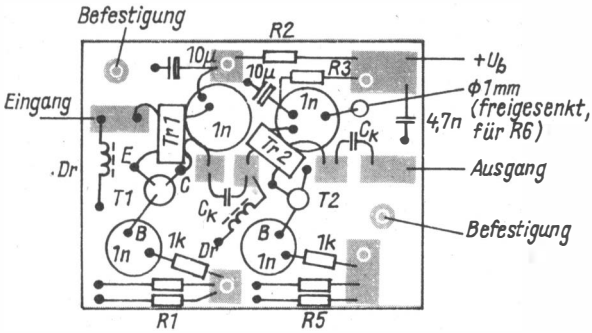


Bild 4 Bestückungsplan zur Leiterplatte für 2stufigen Verstärker (Unterseite)

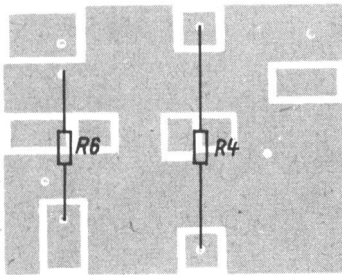


Bild 5
Bestückungsplan der Cevausit-Seite

Sollen Frequenzen im KW-Bereich übertragen werden, sind die Drosseln auf etwa $22 \mu\text{H}$ und die Koppelkondensatoren von 50 bis 100 pF auf 2,2 bis $4,7 \text{ nF}$ zu vergrößern.

Von Interesse wären noch Untersuchungen bei höheren Frequenzen (70 cm) sowie die Messung der Eingangsanpassung. Außerdem müßten noch andere Transistoren, wie *KT371* und *KT391*, erprobt werden. Vielleicht kann jemand, der dazu die Möglichkeiten hat, an dieser Stelle anknüpfen.

Literatur

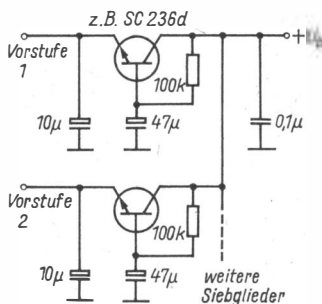
- [1] M. Martin, Neuartiger Vorverstärker für 145-MHz- und 432-MHz-Empfänger. UKW-Berichte, Heft 4/1977, Seite 194 bis 200.
- [2] D. Ebert/E. Barthels, Untersuchungen an einem 144-MHz-Eingangsteil. FUNK-AMATEUR 30 (1981), Heft 4, Seite 188 bis 191.
- [3] E. Hocke, Der 144/432-MHz-Transceiver «H 220». FUNKAMATEUR 32 (1983), Heft 4ff.
- [4] F. Krug, Vielseitig einsetzbares ZF-Teil für 2-m-Empfänger und Nachsetzer. UKW-Berichte, Heft 4/1981, Seite 239 bis 251.
- [5] E. Becker/P. Beyer, Weichmagnetische Ferritbauelemente und ihre Anwendung. Amateurreihe electronica, Band 124 und Band 125, Berlin 1974.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Entkopplungssiebglieder

Bei mehrstufigen NF-Schaltungen spielt auch für die Stromversorgung die Entkopplung eine große Rolle, damit über die Stromversorgung keine unliebsamen Rückwirkungen auftreten. Meist verwendet man RC-Glieder zur Entkopplung. Man kommt mit niedrigen Kapazitätswerten aus, wenn man das Siebglied mit einem Transistor bestückt. Die Siebwirkung des Kondensators wird etwa entsprechend der Stromverstärkung des verwendeten Transistors vervielfacht. Als Transistor eignet sich jeder Siliziumkleinleistungstyp, z. B. *SC236* o. ä.

K. H. S.



Beim Aufbau eines stabilen VFO muß man besonders auf gute mechanische Stabilität achten, der mechanisch stabilste Aufbau ist gerade gut genug. Es sollten nur hochwertige neue Bauelemente verwendet werden. Besonderes Augenmerk ist dem Drehkondensator und der Schwingkreisspule zu schenken.

Als Drehkondensatoren haben sich Split-Stator-Drehkondensatoren mit isoliertem Rotor sehr gut bewährt, bei anderen Ausführungen ist auf niedrige Übergangswiderstände zwischen dem Rotor und Masse zu achten. Neue UKW-Drehkondensatoren, z. B. der Typ 1002, sind gut geeignet. Nach längerer Betriebszeit läßt infolge sich erhöhender Übergangswiderstände am Rotoranschluß die Wiederkehrgenauigkeit zu wünschen übrig. Der mechanische Antrieb zum Rotor sollte besser über ein Isolierzwischenstück vorgenommen werden.

Die Schwingkreisspule muß mechanisch sehr stabil ausgeführt sein und eine hohe Güte aufweisen. Sehr gute Stabilität und Güte werden mit Keramikspulenkörpern mit aufgebrannter Silberwicklung erreicht. Steht eine solche Spule nicht zur Verfügung, sollte man die Spule auf einen mit Rillen versehenen Keramikkörper bringen. Verwendet wird versilberter Kupferdraht von etwa 1 mm Durchmesser, den man so straff wie möglich aufwickelt, wobei die Enden mit besonderer Sorgfalt festzulegen sind. Der Feinabgleich auf die Sollinduktivität ist durch Anzapfungen an der Spule und nicht durch Abgleichkerne durchzuführen.

Alle für die Schwingungserzeugung erforderlichen Kondensatoren sollten Tk-gerichtete Ausführungen mit dem erforderlichen Tk (Temperaturkoeffizienten) bzw. *Styroflex*-Kondensatoren sein. Von den zur Verfügung stehenden Bauelementen sind die mit den kleinsten mechanischen Abmessungen auszuwählen, damit sie sich so rasch wie möglich erwärmen bzw. abkühlen. Der Trimmer zum Ziehen des Oszillators auf die Sollfrequenz sollte eine hochwertige Ausführung mit Spindelabstimmung sein (z. B. der Typ 8203).

Für den Oszillator werden nur rauscharme Transistoren eingesetzt. Metallverkapteten Typen ist wegen des geringeren Rauschens und einer besseren thermischen Stabilität gegenüber plastverkapteten Transistoren der Vorzug zu geben. Ob ein bipolarer oder ein FET-Transistor benutzt wird, hängt

von der verwendeten Schaltung ab. FET-Transistoren weisen geringeres Rauschen auf, sind jedoch in ihren Werten spannungsempfindlicher als bipolare Transistoren. Rauscharme bipolare Silizium-HF-Transistoren mit einer Grenzfrequenz $f_T > 10 \cdot f_0$, die mit geringem Kollektorstrom betrieben werden, liefern eine gute Langzeitstabilität und reproduzierbares Temperaturverhalten.

Die nachfolgende Bufferstufe, die die übrige Schaltung vom Oszillator trennt, ist so lose wie möglich anzukoppeln. Eine Kapazitätsdiode für eine Empfängerfeinverstimmung (RIT) koppelt man ebenfalls sehr lose an, die Frequenzvariation ist mit einem möglichst großen Spannungshub auszuführen. Für Oszillatorschaltungen mit hohen Anforderungen an das Seitenbandrauschen sollte die Rauschspannung beachtet werden, die Z-Dioden und integrierte Spannungsregler liefern. Speziell die Betriebsspannung für die RIT muß frei von Schwankungen in Form von Rauschen oder Brummen sein.

Der mechanische Aufbau ist so stabil wie möglich auszuführen. Gefräste Gehäuse mit mindestens 5 mm Wandstärke oder aus einzelnen Platten hergestellte Gehäuse bringen neben guter mechanischer Stabilität auch einen guten thermischen Schutz der Schaltung gegen kurzzeitige Temperaturschwankungen (kalter Thermostat). Die Bauelemente für den Oszillator sollten nicht auf einer Leiterplatte montiert werden, da Epoxydharzleiterplatten keinen reproduzierbaren Temperaturkoeffizienten haben. Eine Montage auf einer Keramikleiste oder einem Keramiklötstern, wie er in der Röhrentechnik üblich war, garantiert eine gute thermische Wiederkehrgenauigkeit.

Müssen Bauteile mechanisch festgelegt werden, so sollte das mit *Cenusil* oder einem ähnlichen, nichtaushärtenden Kleber geschehen, keinesfalls sollte man Epoxydharz o. ä. verwenden. Diese Klebstoffe kehren bei Temperaturänderungen nicht in ihre Ausgangslage zurück und rufen Frequenzsprünge bzw. nichtreproduzierbare Frequenzänderungen hervor.

Die Temperaturkompensation führt man so genau wie erforderlich in Bandmitte durch, eine Genauigkeit von $2 \cdot 10^{-7}/^\circ\text{C}$ ist für fast alle Fälle ausreichend. Wer die Temperaturkompensation umgehen möchte, kann den VFO in einem Thermostaten bei 45 bis 50 °C betreiben.

Unter Beachtung der vorher gegebenen Hinweise wurde ein VFO für den Frequenzbereich 18,3 bis 20,3 MHz entworfen. Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des *Clapp*-Oszillators mit Bufferstufe. Der Schwingkreis, bestehend aus L , C_{TK} , C_T und C_D , ist lose über $C1$ an $VT1$ angekoppelt. $VT1$ ist eine metallverkappte Ausführung des *KT 326*, andere metallverkappte Silizium-HF-Transistoren mit $f_T > 250$ MHz sind ebenfalls geeignet. Der Arbeitspunkt von $VT1$ liegt bei $U_{CE} = 4,4$ V mit einem Kollektorstrom von 0,7 mA fest. Durch den relativ hohen Emitterwiderstand ($R3$) arbeitet $VT1$ sehr stabil. An den durch $C4$ erweiterten kapazitiven Spannungsteiler ($C2/C3$) für die Rückkopplung im Oszillator ist mit niedriger Impedanz die Bufferstufe angekoppelt.

Infolge der sehr großen, parallel zur Emitter-Basis-Strecke geschalteten

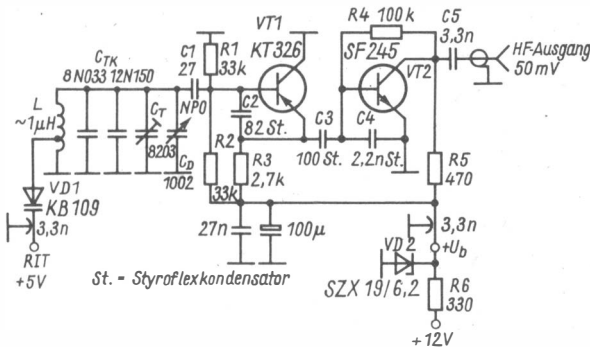


Bild 1 Schaltung eines stabilen VFO für den Frequenzbereich 18,3 bis 20,3 MHz

Kapazität werden Lastschwankungen vom Ausgang der Bufferstufe nur mit dem Teilungsfaktor $C_{Ru} - VT2/C4 + C_{BE} - VT2$ an den Oszillator zurückgeführt. Für VT2 ist jeder rauscharme HF-Transistor mit $f_T > 5 \cdot f_o$ und geringer Rückwirkungskapazität (C_{Ru}) geeignet. Die Oszillatordfrequenz wird aperiodisch über C5 ausgekoppelt. Weitere Verstärkerstufen, die das Oszillatordsignal auf einen für die Mischstufe erforderlichen Pegel anheben, sollte man zur Vermeidung thermischer Probleme außerhalb des VFO-Gehäuses unterbringen. Ebenso sind die Z-Diode (VD2) und der Vorwiderstand (R6) außerhalb des Gehäuses angeordnet.

Aus Bild 2 ist der mechanische Aufbau ersichtlich. Das Gehäuse besteht aus gefrästen Aluminiumplatten von 6 mm Stärke. Diese müssen gut aneinanderpassen, damit kein Luftstrom auf unkontrolliertem Weg in das Gehäuseinnere eindringen kann, wodurch eine Temperaturkompensation erschwert oder unmöglich wird. Die Größe des Gehäuses richtet sich nach den vorhandenen Bauteilen. Um ein schnelles Temperaturgleichgewicht zu erzielen, sollte mechanisch kleinen Bauteilen der Vorzug gegeben werden.

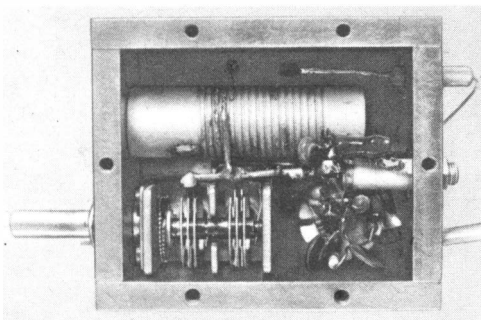


Bild 2
Aufbauvorschlag für einen stabilen VFO

Die Oszillatorschaltung verdrahtet man auf einem Keramiklötstern (entsprechend Bild 2 rechts unten), wobei auf kürzeste Leitungsführung zur Vermeidung einer akustischen Empfindlichkeit (mechanisches Schwingen der Bauelemente) geachtet werden muß. Alle erforderlichen Verbindungen sind so kurz wie möglich mit 1,5 bis 2,0 mm starkem CuAg-Draht auszuführen.

Die zur Temperaturkompensation verwendeten Kondensatoren sind so kurz wie möglich direkt in die Schaltung einzulöten. Weitere Einzelheiten kann der Leser aus Bild 2 ersehen. Die im Schaltbild angegebenen Tk-Werte der Kondensatoren sind nur als Richtwert zu betrachten. Eine optimale Kompensation ist nur in der endgültig aufgebauten Schaltung möglich, da sie sehr stark vom mechanischen Aufbau abhängt. Der für die Messung bei der Temperaturkompensation verwendete Zähler sollte in seiner Genauigkeit mindestens eine Größenordnung besser sein als die zu messende Schaltung, er darf während der gesamten Meßzeit nicht abgeschaltet werden.

Zur Messung des Temperaturgangs wird der Oszillator in eine Umgebung mit konstanter Temperatur gebracht. Bewährt hat sich nachfolgend beschriebene Methode. An den VFO wird mit Wärmeleitpaste (*Cenupaste*) ein Thermometer befestigt und alles in ein Heizkissen eingewickelt. Bei Schalterstellung 3 stellen sich etwa 40 bis 45 °C ein.

Nachdem sich die Temperatur am Thermometer stabilisiert hat, kann man nach etwa 30 min die neue Frequenz ablesen. Anschließend wird der VFO in normale Umgebung an eine zugluftfreie Stelle oder, besser, in den Kühlschrank gebracht. Nachdem sich wieder thermisches Gleichgewicht eingestellt hat, kann eine neue Frequenzmessung vorgenommen werden. Beim Austausch eines Kondensators gegen einen solchen mit einem anderen Tk-Wert sollte man bis zur nächsten Messung mindestens 1 h warten, damit alle Bauteile wieder die gleiche Temperatur annehmen können.

Bei allen Temperaturgangmessungen sollte eine stabile Spannungsquelle verwendet werden, um Fehlmessungen zu vermeiden. Für den Feinabgleich des Temperaturkoeffizienten ist es günstig, nur kleine Kapazitätswerte zu verändern und nur Tk-Werte im Bereich von P100 bis N150 einzusetzen. Dieser Feinabgleich erfordert einen relativ hohen Zeitaufwand und ist mit genügender Ruhe durchzuführen. An dem vorgestellten VFO wurden folgende Werte gemessen:

Frequenzbereich	– 18,3...20,3 MHz,
Temperaturgang	– $\sim 5 \cdot 10^{-7}/^{\circ}\text{C}$,
Frequenzänderung bei Betriebsspannungs- änderung	– $1 \cdot 10^{-5}/100 \text{ mV } \Delta U_b$, bei $U_b = 6,2 \text{ V}$,
Frequenzänderung bei Laständerung	– $1 \cdot 10^{-6}$ zwischen Leerlauf und $R_L = 25 \Omega$.

Zur Arbeitsweise des Reflektometers

Dr. Walter Rohländer – Y220H

Es gibt heute keine Amateurfunkstelle mehr, an der nicht die Güte der Anpassung des Senders an das Antennensystem meßtechnisch kontrolliert wird. Dabei spielt bei der Vielfalt der Meßmöglichkeiten das Reflektometer bei der Ermittlung des Stehwellenverhältnisses, z. B. am Eingang einer Speiseleitung, die bedeutendste Rolle. Gewisse Bauformen erlauben über größere Frequenzbereiche eine konstante Kalibrierung in Watt. Das erhöht den Gebrauchswert des Reflektometers weiter.

In zahlreichen Veröffentlichungen, z. B. in allen Auflagen des *Antennenbuches* von K. Rothammel, im Buch *Kurzwellensender* von D. Lechner/P. Finck, wiederholt im FUNKAMATEUR sowie in der Vielfalt internationaler Fach- und Amateurfunkliteratur, kann man über Theorie und Praxis des Reflektometers ausführlich nachlesen. Doch muß immer wieder festgestellt werden, wie wenig der praxisbezogene Funkamateurler die Funktionsweise des Reflektometers kennt, daraus resultierend die Meßwerkanzeige nur oberflächlich interpretiert und sich dann «wundert». Es wird daher der Versuch unternommen, die Arbeitsweise des Reflektometers mit möglichst wenig Mathematik anschaulich darzustellen und einige mögliche Fehlinterpretationen der Anzeige zu erläutern. Schrittweise über die Klärung einiger Begriffe wird auf den Stehwellenmesser und das Reflektometer hingeführt. Überflüssige Erläuterungen entfallen.

Speiseleitung

Mit der Speiseleitung (auch Feederleitung genannt) wird die Energie zwischen Sender und einer frei aufgehängten Antenne bzw. umgekehrt zwischen Antenne und Empfänger transportiert. Diese Übertragung soll möglichst verlustarm und nichtstrahlend sein. Im Kurzwellenamateurfunkdienst werden fast ausschließlich 2-Draht-Leitungen mit Luftisolation (in Abstand gesetzte Isolierspreizer sichern den konstanten Leiterabstand, als «Hühnerleiter» bekannt) oder Plastesteg zwischen den Leitern (UKW- und Fernsehkabel) sowie Koaxialkabel (abgeschirmter konzentrischer Leiter mit als Dielektrikum wirkender Isolation, Energietransport ausschließlich im Innern des Kabels) eingesetzt, siehe Bild 1. Der konstante Leiterabstand ist

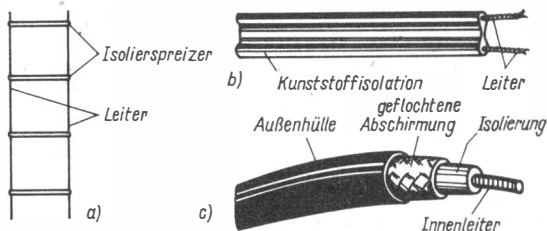


Bild 1 Speiseleitungen; a – 2-Draht-Leitung, luftisoliert («Hühnerleitern»), b – 2-Draht-Leitung, Plasteisolation, Flachkabel für UKW, c – Koaxialkabel

entsprechend der Wellenlänge klein, so daß auch die 2-Draht-Speiseleitung nicht strahlt, sofern nicht Gleichtaktwellen bzw. Mantelwellen (z. B. aus dem HF-Feld der Antenne) auftreten.

Wellenwiderstand

Jeder Einzelleiter einer Speiseleitung weist eine über die Länge gleichverteilte Induktivität auf. Beide Leiter koppeln über die Länge gleichverteilt kapazitiv (Bild 2). Daher hat jede beliebige Speiseleitungslänge das gleiche L/C -Verhältnis. Die Wurzel aus diesem Wert entspricht dem Wellenwiderstand Z_0 der Feederleitung. Dieser Wert ist eine charakteristische Größe.

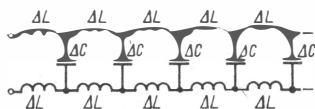


Bild 2 Ersatzstromlaufplan einer Speiseleitung mit gleichverteilter Induktivität und kapazitiver Leiterkopplung über die Länge

Jede Speiseleitung beliebiger Länge hat, von möglichen Verlusten abgesehen, wenn man sie am Ausgang mit einem ohmschen Widerstand $R = Z_0$ abschließt, folgende Eigenschaften:

- Es kann maximal und mit den geringsten Verlusten HF-Energie übertragen werden.
- Strom und Spannung sind über die Länge konstant, und es gilt $U/I = Z_0$, äquivalent dem Ohmschen Gesetz.

Verkürzungsfaktor

Die Energieausbreitungsgeschwindigkeit auf einer Speiseleitung wird durch das Medium bestimmt, das den Leiter umgibt. In Luft entspricht sie der Vakuumlichtgeschwindigkeit. In einer mit Dielektrikum umgebenen Speise-

leitung ist sie um den Wert $1/\sqrt{\epsilon_r}$ geringer. $V = 1/\sqrt{\epsilon_r}$ stellt den sogenannten Verkürzungsfaktor einer Federleitung dar. Das heißt, eine elektrisch 1λ lange Speiseleitung hat die mechanische Länge $V \cdot \lambda$. ϵ_r ist eine dimensionslose, relative Dielektrizitätskonstante, eine Stoffkonstante. Koaxialkabel mit Polyäthylenisolation ($\epsilon_r = 2,3$) hat daher ein $V = 1/\sqrt{2,3} = 0,66$; auf einer luftisolierten (ϵ_r etwa 1) sogenannten Hühnerleiter, beträgt $V = 0,99$, also nahezu 1.

Fortschreitende und stehende Wellen

Man kann die Spannungs- und Stromverteilung entlang einer Speiseleitung messen, besonders auf einer 2-Draht-Leitung. Ist die Federleitung mit ihrem Wellenwiderstand Z_0 abgeschlossen, so werden Strom und Spannung entlang der gesamten Länge konstant bleiben. Die Energie auf dieser Leitung wird mit nur einer einzigen fortschreitenden Welle übertragen. Gelingt es, 2 fortschreitende Wellen gleicher Herkunft (Quelle) gegeneinander laufen zu lassen, so interferieren diese miteinander, es entstehen sogenannte stehende Wellen mit örtlich festen Strom- und Spannungsknoten bzw.

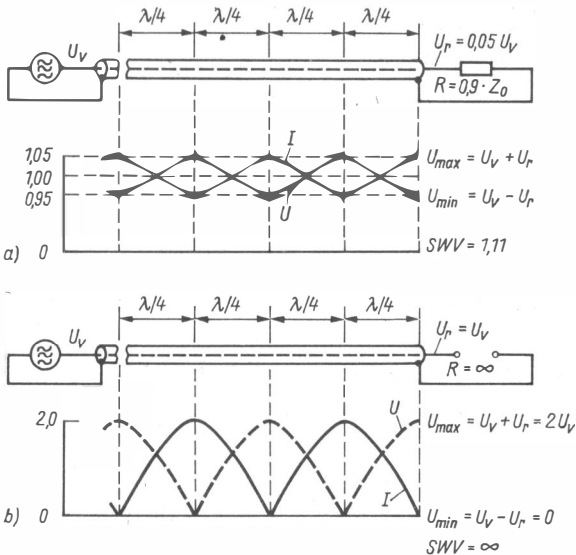


Bild 3 Stehende Wellen auf einer Speiseleitung; a - bei fast vollständiger Anpassung $R = 0,9 \cdot Z_0$, b - bei vollständiger Fehlanpassung $R = \infty$, offene Leitung. Bild 3 ist typisch für den Übergang vom sinusförmigen Verlauf der stehenden Welle (3a) zur Form des gleichgerichteten Sinus (3b) bei totaler Fehlanpassung

-bächen. Findet man auf einer Speiseleitung eine periodische Spannungs- bzw. Stromverteilung, so muß diese durch Reflexion an einem Abschlußwiderstand der Speiseleitung $R \neq Z_0$ (R ungleich Z_0) entstanden sein. Der vorwärtslaufenden fortschreitenden Welle muß eine rückwärtslaufende fortschreitende Welle entgegenlaufen. Dann, und nur dann, entsteht eine stehende Welle, siehe Bild 3.

Stehwellenverhältnis SWV

Das Verhältnis U_{\max}/U_{\min} bzw. I_{\max}/I_{\min} , gemessen entlang einer Speiseleitung, nennt man das *Stehwellenverhältnis* SWV (im englischen Sprachgebrauch SWR oder VSWR). Es liegt stets zwischen 1 und ∞ .

Ein gemessener Wert 1 besagt lediglich: Es gibt nur eine zum Verbraucher hinlaufende fortschreitende Welle mit optimalem Energietransport (gilt nur für verlustlose Speiseleitungen). Ein gemessener Wert ∞ besagt: Die hin- und rücklaufenden fortschreitenden Wellen haben einen gleichen Energieinhalt, d. h., ein Verbraucher existiert nicht, der Quelle wird keine Energie abgenommen (totale Fehlanpassung).

Richtkoppler

Führt man einen Meßleiter parallel zu einem der Leiter einer hochfrequenzführenden Speiseleitung, so wird durch induktive Kopplung eine stromproportionale Spannung induziert und durch kapazitive Kopplung eine der HF-Spannung proportionale Spannung eingekoppelt. Der Induktionsstrom fließt in Gegenrichtung zum Ladungsträgerstrom im Leiter der Speiseleitung. Wird der Meßleiter 1seitig mit seinem Wellenwiderstand abgeschlossen, so kann auf der anderen Seite die aus beiden Signalen resultierende Spannung hochohmig gemessen werden. Mit dieser Anordnung (Bild 4) gelingt es, die Qualität einer fortschreitenden Welle zu messen und diese von einer 2. in Gegenrichtung laufenden fortschreitenden Welle zu trennen (Richtkopplereigenschaft).

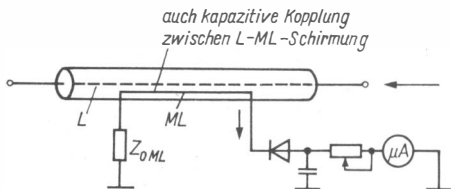


Bild 4 Prinzip des Richtkopplers. Der Meßleiter ML ist parallel zum Leiter des Koaxialkabels zwischen Schirmung und Leiter eingeschleift. Z_{0ML} ist der Meßleiterabschluß mit seinem Wellenwiderstand. Die Pfeile geben die momentane Ladungsträgertransportrichtung, in L und ML gegenläufig, an

Durch eine elektrostatische Schirmung zwischen Meßleiter und Leiter der Speiseleitung kann die kapazitive Kopplung beseitigt werden. Dem Meßleiter wird dann durch einen kapazitiven oder ohmschen Spannungsteiler das HF-spannungsproportionale Signal zugeführt. Die Richtkopplereigenschaften bleiben unverändert bestehen.

Reflektometer

Das Reflektometer besteht im allgemeinen aus 2 jeweils gegeneinander arbeitenden Richtkopplern. In Bild 5 ist das Meßprinzip dargestellt. ML1 und ML2 sind die beiden Richtkopplermeßschleifen. Die Pfeile geben die momentane Flußrichtung der Ladung an, auf dem Leiter L der Speiseleitung nach rechts, auf beiden Richtkopplern nach links, vom kapazitiven Spannungsteiler gleichfalls nach links. Wird über die Schalterstellung V (vorwärts) gemessen, so werden das induktive und das kapazitive Signal additiv (2 Pfeile in gleicher Richtung) und in Stellung (rückwärts) subtraktiv, d. h. als Differenzsignal (2 Pfeile in Gegenrichtung), angezeigt. Vertauscht man jetzt TX und Antenne, so kehren allein die Pfeile auf L, ML1 und ML2 um, entsprechend der Umkehr der induktiven Komponente. Wiederholt man jetzt die Messung, so müssen die Schaltstellungen V und R gleichfalls vertauscht werden.

Den Abgleich eines Reflektometers führt man ähnlich durch. Die Speiseleitung wird mit einem induktionsfreien Widerstand $R = Z_0$ abgeschlossen und in Schalterstellung R mit C_a auf Nullanzeige abgeglichen. Vertauscht man TX und R sowie die Schalterstellungen V und R, so muß gleichfalls wieder Nullanzeige vorliegen. Ergibt sich keine Nullanzeige, dann sind Fehler im Aufbau des Reflektometers gemacht worden. Aus dem Gesagten sind folgende Erkenntnisse abzuleiten:

- Das Reflektometer wird für eine Speiseleitung mit dem Wellenwiderstand Z_0 abgeglichen und kann nur in einer gleichartigen, ebenfalls mit dem Wellenwiderstand Z_0 , betrieben werden.
- In einer Speiseleitung mit von Z_0 abweichendem Wellenwiderstand wird dieses Reflektometer zu Fehlmessungen führen!

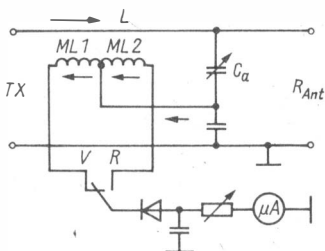


Bild 5
Prinzip des Reflektometers (Beschreibung im Text). Die Meßleiter ML1 und ML2 können Sekundärwicklung eines elektrostatisch geschirmten Übertragers sein (s. auch Bild 6)

Messung des Stehwellenverhältnisses SWV

Die Literatur bietet folgende einfache Beziehungen für das Stehwellenverhältnis an:

$$\text{SWV} = U_{\max}/U_{\min} = I_{\max}/I_{\min}, \quad (1)$$

$$\text{SWV} = (U_v + U_r)/(U_v - U_r), \quad (2)$$

$$\text{SWV} = R/Z_0 \text{ bzw. } Z_0/R, \text{ gültig nur der Wert über 1,} \quad (3)$$

$$\text{SWV} = (A + B)/(A - B) \text{ mit} \quad (4)$$

$$A = \sqrt{(R + Z_0)^2 + X^2} \quad \text{und} \quad B = \sqrt{(R - Z_0)^2 + X^2}.$$

U_{\max} , U_{\min} , I_{\max} , I_{\min} sind Meßwerte entlang einer Speiseleitung. U_v und U_r sind Spannungswerte des Reflektometers in Schalterstellung V bzw. R. In Gl. (3) ist R der ohmsche Abschlußwiderstand einer Speiseleitung mit dem Wellenwiderstand Z_0 . In Gl. (4) sind R und X Wirk- bzw. Blindwiderstand des Belastungswiderstands der Speiseleitung mit Wellenwiderstand Z_0 (alle 3 Werte in Ω). X ist frequenzabhängig! Gl. (2) ist besonders geeignet, das Stehwellenverhältnis aus der Meßwertanzeige zu berechnen, um die Skale umzuzeichnen, nachdem in Schalterstellung V Vollausschlag eingestellt wurde und dann in Stellung R der Wert SWV bestimmt werden soll. Gl. (3) und Gl. (4) weisen auf echte Eichmöglichkeiten hin, wenn man bei bekanntem Z_0 unterschiedliche, induktionsfreie Abschlußwiderstände R verwendet oder bei einer angepaßten Leitung $R = Z_0$ dem Abschlußwiderstand bekannte Blindwiderstände (Induktivitäten oder Kapazitäten) parallel schaltet, deren Blindwiderstand sich in Ω bei bekannter Meßfrequenz eindeutig berechnen läßt.

Reflektometer als Leistungsmesser

Jedes Reflektometer, das in einer angepaßten Speiseleitung mit $R = Z_0$ liegt, läßt sich in W eichen. Dazu muß die Meßwerkempfindlichkeit fest eingestellt sein. Aus der HF-Spannung, gemessen an R , ergibt sich die Leistung $P = U^2/R = U^2/Z_0$ in W für die Skalenkalibrierung. Die Schalterstellungen R und V sollten zum gleichen Meßergebnis führen, wenn TX und R vertauscht werden. Die Eichung ist bei einigen Reflektometertypen frequenzabhängig, bei anderen frequenzunabhängig. Als Hinweis mag genügen, daß Geräte mit kapazitiven oder ohmschen Spannungsteilern für das hochfrequenzspannungsproportionale Signal in Grenzen frequenzunabhängig, z. B. zwischen 1,8 und 30 MHz, sind. Sie können daher nach einmaliger Kalibrierung auf dem einen KW-Band auch auf den anderen KW-Bändern ohne Nacheichung eingesetzt werden.

Besitzt man eine in W geeichte Skale, so läßt sich das Stehwellenverhältnis aus der Beziehung Gl. (5),

$$\text{SWV} = (\sqrt{P_v} + \sqrt{P_r})/(\sqrt{P_v} - \sqrt{P_r}), \quad (5)$$

mit P in W und den Indizes v für vorwärts und r für rückwärts berechnen. Wichtig ist zu wissen:

Die auf der Speiseleitung an der Reflektometermeßstelle übertragene Leistung $P_{\bar{v}} = P_v - P_r$ in W ist stets die Differenz aus in V^{\perp} und R -Stellung gemessenen Leistungen.

Interpretation der Anzeige eines Reflektometers

Reflektometer haben Meßfehler auf Grund der Diodencharakteristik bei kleinen Richtsignalen. Für den Funkamateurl ist jedoch viel mehr von Bedeutung, das erhaltene Ergebnis SWV , P_v oder P_r richtig zu interpretieren, bewußt einschätzen zu können. Dafür sei an Hand von Beispielen Hilfestellung gegeben, die jedoch nicht erschöpfend sein kann.

Beispiel A

Das Reflektometer sei auf 50Ω Wellenwiderstand abgeglichen. Es befinde sich in einer kurzen $50\text{-}\Omega$ -Koaxialleitung zwischen Sender und Anpaßgerät. Diesem folge eine lange Koaxialkabelspeiseleitung bis zu einem hoch hängenden 80-m -Halbwellendipol. Bei $3,5 \text{ MHz}$ wurde optimal abgestimmt, ein SWV von $1,1$ gemessen. Es wurde von $3,5 \text{ MHz}$ an in Richtung $3,6 \text{ MHz}$ durchgedreht, ohne daß sich dieser Wert änderte. Erst oberhalb $3,6 \text{ MHz}$ stieg die Anzeige langsam an. Wohlgermerkt, am Stehwellenmesser und Anpaßgerät wurden die Einstellungen unverändert belassen!

Dieses im Zusammenhang zu beurteilende Ergebnis ist nicht erfreulich. Darüber täuscht auch ein SWV von $1,1$ nicht hinweg. Es deutet alles darauf hin, daß die Speiseleitung hohe Verluste aufweist und die Antenne sehr schlecht an die Speiseleitung angepaßt ist. Eine luftisolierte Speiseleitung zwischen Antenne und Anpaßgerät hat das Problem sofort gelöst. Stark verlustbehaftete Speiseleitungen, verbunden mit einer schlecht angepaßten Antenne, täuschen oft eine große Breitbandigkeit der Antenne bei niedrigen Stehwellenverhältnissen vor (s. *K. Rothammel, Antennenbuch*, u. a.).

Beispiel B

Anordnung und Reflektometer wie in Beispiel A. Die Antenne war eine $G5RV$ mit einem Stück 2-Draht -Leitung und dann Koaxialkabel nach Bauanleitung (s. *K. Rothammel, Antennenbuch*). Auf 14 MHz zeigte sich, daß bei Abstimmung in Reflexionsstellung R der Reflektometerausschlag größer war als in Vorwärtsrichtung V . Eine Verlängerung des Koaxialkabels um 2 m beseitigte das Problem. Es wurde bei Abstimmung ein Stehwellenverhältnis von $1,5$ erreicht, und mindestens alle 50 kHz mußte nachgestimmt werden.

Welches waren die Ursachen? Die Speiseleitung war örtlich bedingt schräg vom Speisepunkt der $G5RV$ fortgeführt worden, so daß Mantelwellen (Gleichtaktwellen) induziert wurden. Bei der Meßfrequenz besaß die Speiseleitung eine Länge, die Resonanz für 14 MHz ergab, und ein Spannungsbauch lag in der Nähe des Reflektometers. Die Verlängerung der

Speiseleitung um nur 2 m brachte diese außer Resonanz für die Mantelwellen, so daß das Reflektometer wieder normal arbeiten konnte.

Beispiel C

In der gleichen Anordnung wie unter A wurde ein 80-m-Halbwelldipol auf ein Stehwellenminimum von 1,05 bei 3,55 MHz gebracht. Als Speiseleitung wurde eine luftisolierte «Hühnerleiter» verwendet. Das Reflektometer war bei 14 MHz an einer Kunstantenne sorgfältig abgeglichen worden. Ein anderes Reflektometer, an derselben Kunstantenne ebenfalls bei 14 MHz sorgfältig abgeglichen, wurde nun an Stelle des ersten Geräts eingeschleift. Das Stehwellenverhältnis bei 3,55 MHz war jetzt 2,2, und erst bei 3,6 MHz konnte wieder ein solches von 1,05 erreicht werden. Aus diesem Meßergebnis kann man 2 Schlüsse ziehen:

- Eins der beiden Geräte bringt zusätzlich einen Blindwiderstand in das System.
- Eins der beiden Reflektometer ist durch schlechtere Schirmung empfindlicher gegen niemals auszuschließende Mantelwellen auf der Speiseleitung.

Beispiel D

Mit einem älteren Telegrafiesender, der mit Frequenzverdopplung bis zum Treiber arbeitete, konnte auf 14 MHz mit Reflektometer und Anpaßgerät eine Quadantenne auf ein Stehwellenverhältnis von 1,05 abgeglichen werden. Eines Tages war kein Abgleich besser als 1,3 mehr möglich. Als Ursache wurde nach langem Suchen gefunden, daß der Treiberkreis noch auf 7 MHz stand, d. h., daß in der PA die Frequenz verdoppelt wurde. Nach Korrektur ließ sich wieder das alte Stehwellenverhältnis erreichen.

Als Ursache konnte ermittelt werden, daß der sogenannte Subharmonischenanteil 7 MHz im 14-MHz-Signal vom *Collins*-Filter (π -Filter) in der PA vollständig durchgelassen wurde, für dieses Signal bot die Antenne fast vollständige Fehlanpassung. Auf diese Weise entstand das gemessene schlechtere Stehwellenverhältnis.

Man könnte noch beliebig weitere Beispiele anfügen. Aber diese 4 dürften bereits ausreichend aussagen, daß Messungen mit einem Reflektometer oder SWV-Meßgerät stets sehr sorgfältig interpretiert werden müssen. Dazu bedarf es einiger Erfahrung.

Schlußfolgerungen

Trotz einiger Vorbehalte ist der Stehwellenmesser oder ein Reflektometer ein ausgezeichneter Indikator für die Leistungsübertragung und -anpassung in dem Punkt der Speiseleitung, an dem die Messung ständig oder zeitweise vorgenommen wird. Um exakt interpretierbare Ergebnisse zu erzielen, sollte man ein wenig die Arbeitsweise dieser Geräte kennen, aber mindestens folgende Punkte beachten:

- Ist sichergestellt, daß der Abgleich des Reflektometers für den Wellenwi-

derstand Z_0 der Speiseleitung vorgenommen wurde und daß es in einer Leitung mit gleichem Wellenwiderstand arbeitet?

- Ist sichergestellt, daß beim Vertauschen von Ein- und Ausgang des Geräts und Wechsel der Schalterstellungen R und V das gleiche Meßergebnis erhalten wird?
- Ist sichergestellt, daß eine Verlängerung der Speiseleitung um etwa $\lambda/8$ die gleichen Meßwerte bringt?

Bei Sicherstellung dieser 3 Punkte kann man dem Meßergebnis vertrauen, muß es jedoch richtig interpretieren (s. Beispiele A und D), d. h., dieses im Zusammenhang mit dem ganzen System, z. B. TX, Reflektometer, Anpaßgerät, Speiseleitung und Antenne, sehen. Dann, und nur dann, bringen die Messungen so manches an den Tag.

Schaltung eines hochwertigen HF-Reflektowattmeters

Ein ausgereiftes Reflektometer vom frequenzunabhängigen Typ für alle WARC-KW-Bänder und Vollausschlagbereiche 0,5; 5; 50; 500 W wurde seit Jahren unverändert in allen Auflagen des RSGB-Radio-Communication-Handbook veröffentlicht. Eine geringfügig veränderte Schaltung, die mit einem Meßwerk auskommt, ist in Bild 6 angegeben.

Die Richtkoppler sind elektrostatisch gegenüber der 1-Draht-Primärwicklung und damit kapazitiv entkoppelt. Das geschieht, indem man die Primärwicklung, ein Stück Koaxialkabel, durch einen Ferritringwandler schiebt

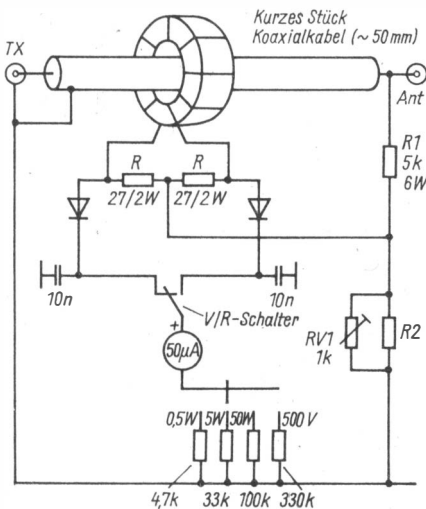


Bild 6
HF-Reflektowattmeter für den Bereich 1 bis 30 MHz und 0,5 bis 500 W (Beschreibung im Text). Die Instrumentenvorwiderstände sind dem Meßwerk anzupassen, daher nur Richtwerte. Das Gerät wird in eine Metallbox eingebaut. Selbst das Meßwerk ist gegen das Boxinnere abzuschirmen. In diesem Fall ist noch zwischen V/R-Schalter und Meßwerk eine HF-Drossel-Durchführungs-C-Kombination (1 mH, 10 nF) zu schalten

und die Schirmung ausschließlich 1beinig im Innern der Metallbox des Geräts erdet. Ein- und Ausgang sollen eng beieinanderliegen. Die Sekundärwicklung, 12 Wdg., 0,6-mm-CuL-Draht, ist auf dem Ringumfang gleichmäßig zu verteilen. Das Ferritmaterial sollte im interessierenden Frequenzbereich eine hohe Permeabilität aufweisen. Die Widerstände $R (\pm 5\%)$, R_1 und R_2 sind induktionsarme Borkohlewiderstände entsprechender Belastbarkeit. Dabei kann R_1 durch mehrere parallelgeschaltete Widerstände geringerer Belastbarkeit ersetzt werden. R_2 ist so zu wählen, daß die Kombination R_2 mit RV_1 220 Ω bzw. 150 Ω für 50- Ω - bzw. 75- Ω -Reflektometer erreicht.

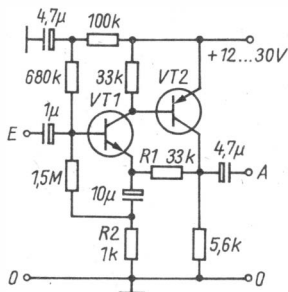
Das Gerät wird an der richtigen Kunstantenne in Reflexionsstellung mit RV_1 auf Instrumentennull abgeglichen. Dieses Potentiometer ist ein induktionsarmer Einsteller. Als Dioden werden Ge-Punktkontakttypen mit einer Sperrspannung von über 50 V verwendet. Sie sollten eine möglichst übereinstimmende Kennlinie in Flußrichtung aufweisen. Die Gerätekalibrierung ist mit einem Sender, einem Lastwiderstand (Kunstantenne) entsprechender Belastbarkeit und einem HF-Voltmeter zur Messung der HF-Spannung an der Kunstantenne vorzunehmen. Dabei steht der Schalter in Vorwärtsrichtung V. Zur Nachkontrolle werden Reflektometerein- und -ausgang vertauscht und jetzt in Schalterstellung R gemessen. Die Ergebnisse sollten bei beiden Meßreihen übereinstimmen. Die Abgleich- und Kalibrierarbeiten werden nach Möglichkeit bei 14 oder 21 MHz vorgenommen.

ELEKTRONIK-SPLITTER

NF-Verstärkerstufe 30 dB

In der NF-Verstärkertechnik benötigt man mitunter Verstärkerschaltungen, die sich unterschiedlichen Einsatzfällen anpassen lassen. Der Stromlaufplan zeigt eine 2stufige Vorverstärkerschaltung, die eine Verstärkung von 30 dB hat. Durch die Wahl des Widerstandswerts von R_1 und R_2 kann die Verstärkung variiert werden. Der erzielbare Spannungsverstärkungsfaktor V ergibt sich aus der Beziehung $V \approx (R_1 + R_2)/R_2$. Mit den angegebenen Werten ist $V = 34$ fach. Der Eingangswiderstand beträgt etwa 500 k Ω , der Ausgangswiderstand ist etwa 250 Ω . Die Betriebsspannung kann im Bereich 12 bis 30 V liegen. Als Transistoren eignen sich für $VT_1 = SC 239$, für $VT_2 = SC 309$.

K. H. S.



Baugruppen für das 1,3-GHz-Amateurfunkband

Die Anordnung Nr. 2 über den Amateurfunkdienst – Amateurfunkordnung – vom 27. April 1983 gestattet den Funkamateuren der DDR nun auch die Benutzung des Amateurfunkbands von 1,24 bis 1,3 GHz (1 240 bis 1 300 MHz). Damit ist die technologische Lücke geschlossen, die zwischen dem 430-MHz- und dem 5,6-GHz-Bereich noch bestanden hat. Funkamateure, die die höheren GHz-Amateurfunkbereiche aktivieren wollen, können somit die ersten Erfahrungen im Bau und in der Betriebstechnik bei 1,3 GHz sammeln, um dann den Schritt zu höheren Frequenzen zu wagen.

Im Hinblick auf die Eigenbaupraxis ist der Frequenzbereich bei 1,3 GHz sehr interessant. Die Schwingkreise haben hauptsächlich konzentrische Formen. Es dominieren die koaxialen Kreise, die bevorzugt bei der Kammerbauweise angewendet werden. Aber auch die geätzten Leitungskreise bei der Leiterplattentechnik haben große Bedeutung, so daß Geräte in flacher Bauweise möglich sind. Etwas schwieriger ist die Auswahl der aktiven Bauelemente, z. B. der Transistoren. Aber auch in diesem Fall lassen sich Kompromisse finden, wie noch gezeigt wird. Als Meßmittel muß mindestens ein Absorptionsfrequenzmesser, wie er in [1] beschrieben wurde, vorhanden sein.

Das 1,3-GHz-Amateurfunkband wird künftig große Bedeutung beim Satellitenfunk und bei der ATV-Arbeit erlangen. Denken wir nur daran, daß AMSAT-OSCAR 10 bereits über einen Transponder von 23 nach 70 cm verfügt. Weiterhin gibt es ATV-Relaisfrequenzen nach einer Empfehlung der IARU-Region 1, die 23 cm nach 70 cm umsetzen. Damit kann z. B. ein Stadtgebiet mit ATV-Signalen versorgt werden. Diese Überlegungen veranlaßten den Autor, auch eigene Versuche auf diesem Band durchzuführen. Im Ergebnis dieser Tätigkeit entstanden ein 23-cm-Konverter sowie ein Sendeumsetzer von 144 MHz nach 1,3 GHz.

Oszillator-Frequenzaufbereitung für 1 152 MHz

Wie schon gesagt, ist die Auswahl der Transistoren über 400 MHz sehr problematisch. Daher wurde für die ersten Versuche der Oszillatorfrequenzauf-

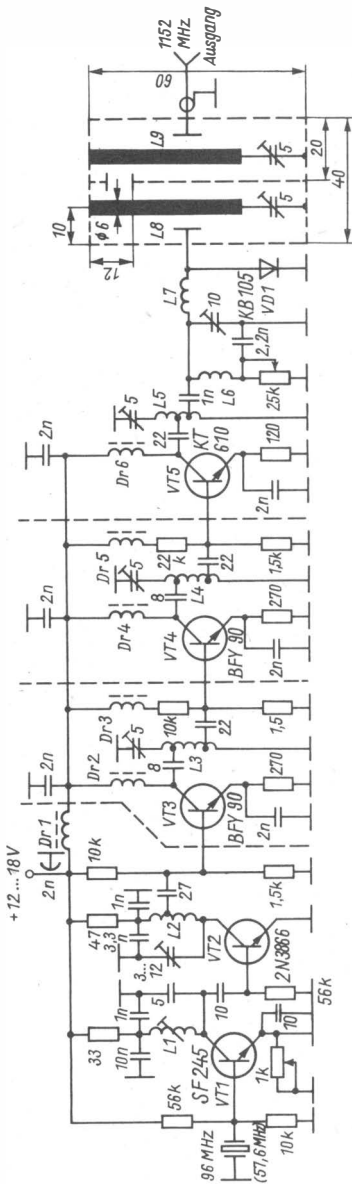


Bild 1

Stromlaufplan einer Oszillatorfrequenzaufbereitung mit Diodenvielfacher. Es wurde eine Lötinsertechnologie verwendet. Das Ausgangsbandfilter L8/L9 ist auf die Leiterplatte aufgebaut. Alles zusammen befindet sich in einem Blechgehäuse. Die Trennwände sind nach Fertigstellung der Baugruppe einzuzölten

Spulendaten für den Frequenzvielfacher nach Bild 1

- L1 - 12 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt
- L2 - 3 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt
- L3/L4/L5 - Anzapfung bei einer $\frac{1}{2}$ Wdg. vom kalten Ende
- L6 - 6 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt
- L7 - Anzapfungen bei 3 und 6 Wdg. vom kalten Ende
- L8/L9 - 3 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt
- Leitungsreise, 1-mm-CuAg, 12 mm lang
- Leitungsreise auf 6-mm-MsAg, 32 mm lang

Man kann auch 2-mm-CuAg verwenden, nur ist die Güte schlechter und der Wellenwiderstand der Kreise höher. Die Ein- und die Auskopplung müssen verändert und eine induktive Kopplung zwischen den beiden Kreisen hergestellt werden.

bereitung eine Schaltung mit Diodenvervielfacher untersucht und auch aufgebaut. Mit dieser Schaltung wurden sehr gute Ergebnisse erzielt. Leider reicht der Signalpegel nur dazu aus, einen Empfangsmischer richtig zu betreiben. In Bild 1 ist der Stromlaufplan für diesen Oszillator wiedergegeben.

Frequenzbestimmendes Bauelement ist ein 96-MHz-Quarz (57,6 MHz), der in der 1. Stufe mit VT1 und der Induktivität L1 auf seiner Sollfrequenz zum Schwingen gebracht wird. Im schwingenden Zustand fließt für VT1 bei 12 V Betriebsspannung etwa 4 mA Kollektorstrom. In der 2. Stufe wird das Signal verdreifacht. Der Kollektorkreis wird auf 288 MHz abgeglichen. Setzt man einen 57,6-MHz-Quarz ein, muß in dieser Stufe verfünffacht werden. Der Wirkungsgrad ist dann etwas geringer. Für VT2 muß ein UHF-Transistor mit hoher Verstärkung eingesetzt werden. Ausgezeichnete Ergebnisse zeigte der 2N3866. Bei diesem Transistortyp fließen bei Aussteuerung bis 15 mA Kollektorstrom.

Das mit dem Schwingkreis ausgesiebte 288-MHz-Signal wird in den folgenden 3 Stufen mit den Transistoren BFY 90 (VT3), BFY 90 (VT4) und KT 610 (VT5) geradeaus weiterverstärkt und mit der Diode VD1 vervierfacht. Mit dem Bandfilter L8/L9, das in Koaxialtechnik aufgebaut ist, filtert man die 1152 MHz aus. Diese Anordnung hat einen relativ schlechten Wirkungsgrad, so daß an der Auskopplung des Bandfilters nur etwa 1,5 mW auf der Endfrequenz zur Verfügung stehen. Der Wirkungsgrad hängt im weitesten Sinne von der verwendeten Varaktordiode ab. In diesem Fall hat sich eine KB 105 bewährt.

Die Kreise mit den Induktivitäten L2, L3, L4 und L5 sind alle auf 288 MHz abgeglichen. Dadurch erhält man eine gute Selektivität und Bandbreite des Verstärkers. Die Anpassung der Stufe mit VT5 an den Vervierfacher mit VD1 und das Bandfilter geschieht durch L7 und den 10-pF-Trimmer. L6 bildet für die verdreifachte Frequenz von 288 MHz (864 MHz) einen Saugkreis (Idler). Mit dem Einstellregler von 25 kΩ wird der richtige Arbeitspunkt für die Vervierfacherdiode VD1 eingestellt. Man muß auf größte Ausgangsspannung an der Auskopplung des Bandfilters mit dem 25-kΩ-Einstellregler abgleichen. Über den Einstellregler müssen bei Ansteuerung etwa -8 V anliegen.

Die Oszillatorfrequenzaufbereitung ist in Kammerbauweise ausgeführt. Das Bandfilter mit L8 und L9 ist in Koaxialtechnik in einer gesonderten Kammer eingebaut. Das Kammergehäuse kann aus doppelkaschiertem Halbzeug oder aus Weißblech zusammengelötet werden. Für dieses Gehäuse sind keine festen Abmessungen vorgegeben. Die Abmessungen des Bandfilters sind aus dem Stromlaufplan (Bild 1) ersichtlich. Beim Autor hat sich ein Gehäuse mit den Abmessungen 170 mm × 50 mm × 30 mm bewährt.

Der Abgleich dieser Baugruppe beginnt nach Abgleich des Quarzoszillators mit der Abstimmung der Kreise L2 bis L5 auf 288 MHz. Etwas kritischer ist der Abgleich der Vervierfacherstufe mit dem Bandfilter L8/L9. In die erste Kammer ist der Absorptionsfrequenzmesser leicht einzukoppeln.

Man stellt nun mit dem Trimmer 10 pF und dem 25-k Ω -Einstellregler den größten Ausschlag am Indikator ein. Hat man einen leichten Ausschlag erreicht, ist der Trimmer (Abgleichschrauben s. Aufbauvariante 2) des ersten Koaxialkreises (L_8) zu verstellen und in Stellung des maximalen Ausschlags des HF-Indikators stehenzulassen. Nun wird der Absorptionsfrequenzmesser an die Auskopplung des Bandfilters (L_9) angeschlossen und der Trimmer von L_9 ebenfalls auf maximalen Ausschlag des HF-Indikators eingestellt. Diesen Vorgang muß man mehrmals wiederholen, bis etwa $U_{\text{HFeff}} = 0,35 \text{ V}$ an 50Ω am Ausgang der Frequenzaufbereitung stehen.

Leider ist die Ausgangsleistung dieser Oszillatorfrequenzaufbereitung für die Ansteuerung eines Sendeumsetzers zu gering. Aus diesem Grunde wird eine weitere Baugruppe erforderlich, die eine Oszillatorleistung bis 0,5 W abgeben kann und mit der sich ein Leistungsaufwärtsmischer betreiben läßt. Diese Baugruppe ist außerdem auf Leiterplatten aus *Cevaunit* aufgebaut und in einem Gehäuse aus Weißblech untergebracht. Sie besteht aus 2 Teilen, der Oszillatorbaugruppe bis 384 MHz und dem Leistungsverdreifacher auf 1 152 MHz mit einem Transistor *KT 610*. Die Leiterplattenentwürfe gehen auf [2] zurück.

Frequenzaufbereitung für 384 MHz

Ausgangspunkt der Frequenzaufbereitung (Bild 2) ist auch in diesem Fall ein 96-MHz-Quarz. Er wird in der Stufe mit VT1 auf seiner Sollfrequenz erregt. In der 2. Stufe mit VT2 wird verdoppelt. Hier hat sich, wie in den beiden folgenden Stufen, der *BFY 90* bewährt. Die 3. Stufe verdoppelt das Signal von 192 auf 384 MHz. An der Basis von VT4 stehen etwa 10 mW, die in der Geradeausstufe auf 50 mW verstärkt werden. Die folgende Stufe VT5 erhöht den Pegel weiter auf 160 mW. Diese Leistung erreicht man nur durch den Einsatz eines *2 N 3866*.

Mit dieser Energie wird der *KT 610* angesteuert, der dann am Ausgang des π -Filters etwa 1 W an 50Ω bei 384 MHz zur Verfügung stellt. Diese Baugruppe zieht bei 13,5 V etwa 250 mA. Der Abgleich der Kreise L_4 , L_5 und L_6 ist einfach. Es wird nur auf maximale HF bei 384 MHz abgeglichen. Kritischer ist die richtige Einstellung der Ausgangsleitwerttransformation mit $L_7/C_7/C_8$, dem anschließenden Hochpaß mit $C_9/L_8/C_{10}$ und dem Tiefpaß mit $C_{11}/L_9/L_{12}$. Diese Kreise müßten normalerweise gewobelt werden. Man kann sich aber auch behelfen, indem man selektiv bei 384 MHz auf größte HF-Amplitude abstimmt und dabei auch selektiv die Frequenzen bei 192 MHz (Hochpaß) und 576 MHz (Tiefpaß) auf Minimum abgleicht. Ein wechselseitiger Abgleich ist angebracht und erhöht die Selektion bei 384 MHz.

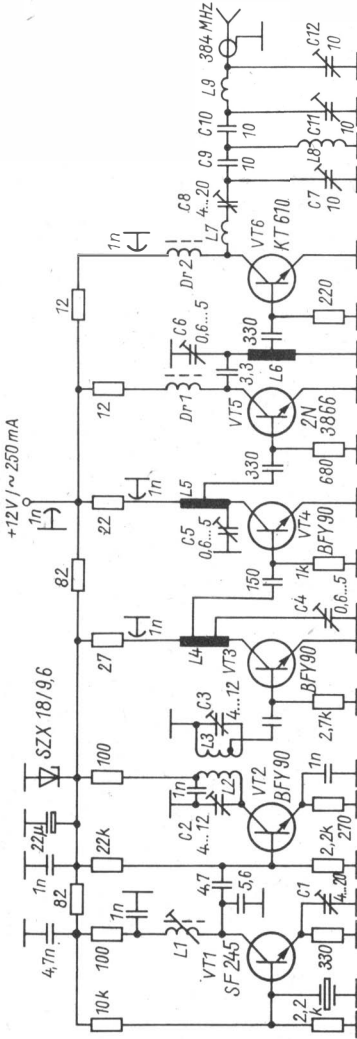


Bild 2
Stromlaufplan einer Oszillatorfrequenzaufbereitung für 384 MHz.
Die Verdreifachung geschieht mit einem Transistor

Spulendaten für die Oszillatorfrequenzaufbereitung nach Bild 2 (Bild 5)

- | | |
|----------|---|
| L1 | - 12 Wdg, 1-mm-CuAg, auf Spulenkörper 5 mm Durchmesser mit Manifernern (UFS 601) |
| L2/L3 | - 5 Wdg, 1-mm-CuAg auf Spulenkörper 5 mm Durchmesser mit Manifernern (UFS 601) |
| L4/L5/L6 | - Leitungskreis, 1,5-mm-CuAg, Länge siehe Bestückungsplan. Die Höhe über der Leiterplatte beträgt 10 mm |
| L7 | - 2 Wdg, 0,8-mm-CuAg, Abmessungen siehe Bestückungsplan, auf 5-mm-Dorn gewickelt |
| L8 | - 3 Wdg, 0,8-mm-CuAg, auf 5-mm-Dorn gewickelt |
| L9 | - 2 Wdg, 0,8-mm-CuAg, Abmessungen siehe Bestückungsplan, auf 5-mm-Dorn gewickelt |
| Dr1 | - UKW-Drossel 10 µH |
| Dr2 | - 8 Wdg, 0,5-mm-CuL, auf 5-mm-Dorn gewickelt |

Transistorverdreifacher von 384 nach 1152 MHz

Diese Baugruppe arbeitet mit dem Transistor *KT913* (Bild 3). Es ist leider ein 28-V-Transistor, der bei 12 V Betriebsspannung einen schlechten Wirkungsgrad hat. Leistungstransistorverdreifacher arbeiten in C-Betrieb, wobei der Stromflußwinkel die Größe der Ausgangsamplitude bestimmt. Die Kennlinie des Transistors wird nur durch die Spitzen des Eingangssignals angesteuert, so daß am Ausgang der Stufe oberwellenreiche Stromimpulse entstehen. Die Impulse mit der richtigen Frequenz werden durch *L2* ausgesiebt und durch das nachfolgende 2kreisige Bandfilter weiter gefiltert. Es entsteht auf diese Weise ein spektralreines Ausgangssignal bei 1152 MHz.

Die Wahl des Stromflußwinkels und damit das Einstellen des Wirkungsgrads des Verdreifachers ermöglicht der Regler *R1* zwischen Basis und Masse von *VT1* (Bild 3). Durch Versuche ermittelt man den größten Wirkungsgrad. Dabei wird das HF-Maximum am Ausgang des Bandfilters durch Verstellen des Reglers eingestellt. Der Widerstand *R2* in der Gleichspannungszuführung ist zur Dämpfung parasitärer Schwingungen unbedingt notwendig und darf $5\ \Omega$ nicht unterschreiten. Die Anpassung des Transistor-Ausgangsleitwerts an das 1152-MHz-Bandfilter nimmt man über den Serienkreis *L2* und den variablen Koppelkondensator C_k vor, der auf Grund seines großen kapazitiven Blindwiderstands bei niedrigen Frequenzen zusammen mit dem Bandfiltereingangskreis einen sehr guten Hochpaß darstellt. Der Verdreifacherwirkungsgrad dieser Baustufe wird noch durch

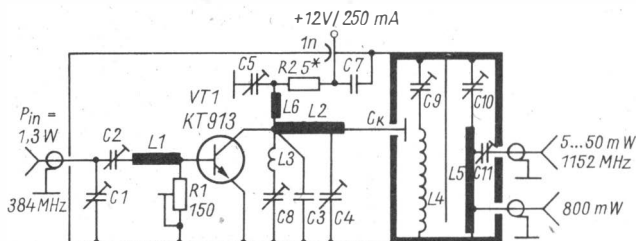


Bild 3 Stromlaufplan der Transistorverdreifacherstufe von 384 nach 1152 MHz

Spulendaten für den Transistorverdreifacher nach Bild 3 (Bild 8)

L1 und *L2* sind auf der Leiterplatte geätzt

L3 – 1,5 Wdg., 1,2-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn eng gewickelt

L4/L5 – siehe Bild 14 (Bild 8)

L6 – 1 Wdg., 1,2-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt

Bei den Abstimmkondensatoren für *L4* und *L5* handelt es sich um M6-Schrauben (s. Bild 14).

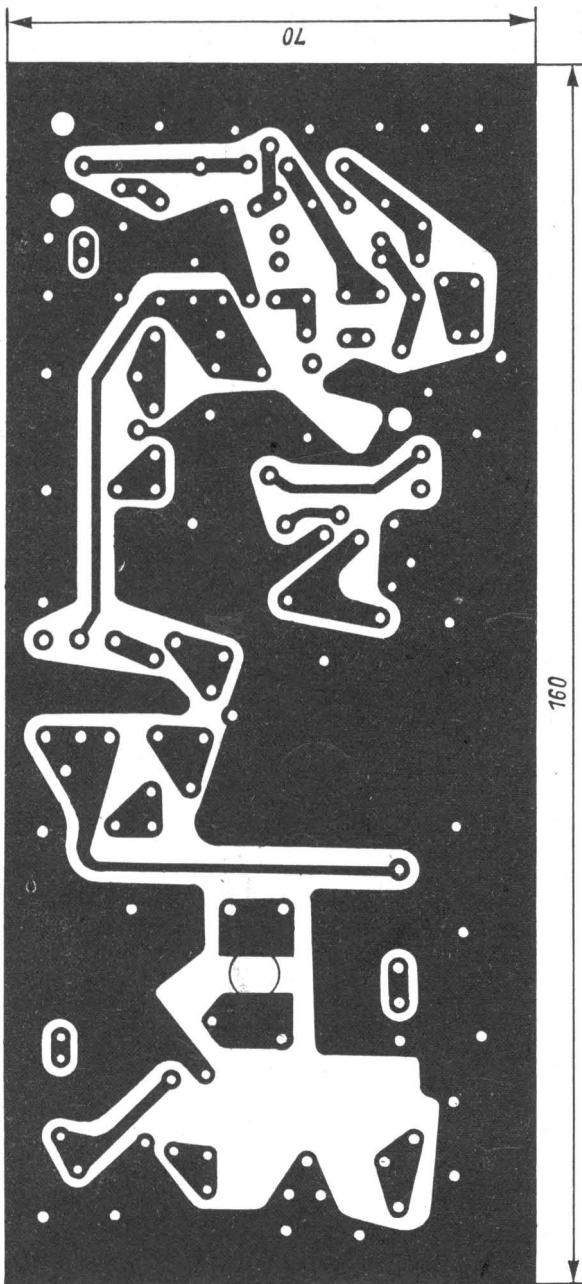


Bild 4 Leitungsführung der Leiterplatte für die Oszillatoraufbereitung für 384 MHz. Es handelt sich um eine beidseitig beschichtete Cevausit-Leiterplatte. Der Entwurf geht auf [3] zurück

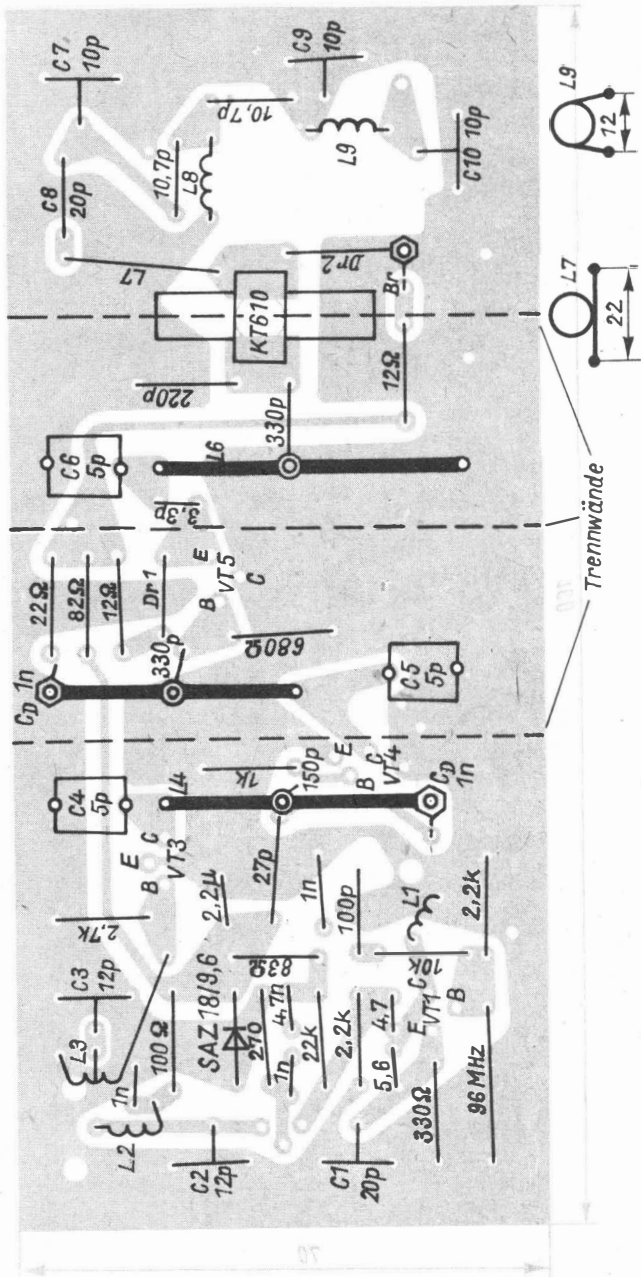


Bild 5 Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 5

den Idler-Kreis L3/C8, den man auf 768 MHz abgleicht, erhöht. Bei mit 50Ω abgeschlossenem Bandfilter wird auf HF-Maximum abgeglichen. Auch in diesem Fall wendet man den HF-Indikator an. Am Abschlußwiderstand stehen etwa 800 mW für den Leistungsmischer und 5 bis 50 mW für den Empfängermischer zur Verfügung.

Bild 4 bis Bild 9 zeigen die Leiterplatten und Aufbausketzen für die in Bild 2 und Bild 3 vorgestellten Baugruppen.

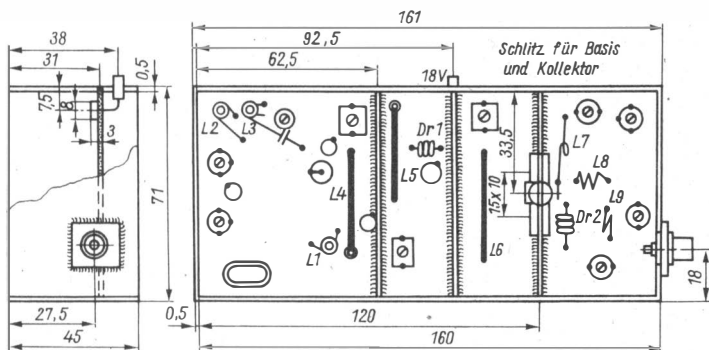


Bild 6 Vorschlag für den mechanischen Aufbau der Oszillatoraufbereitung für 384 MHz

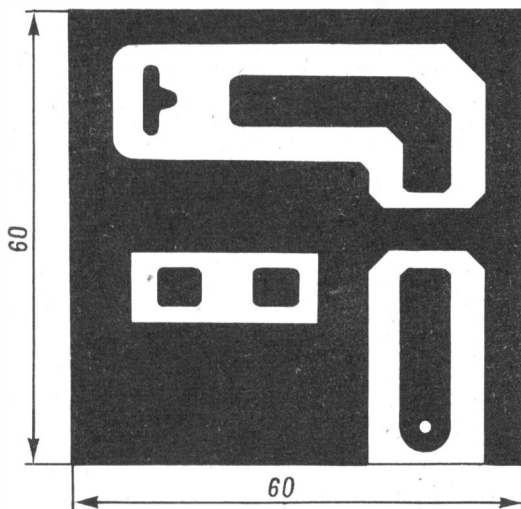


Bild 7
Leitungsführung für den Transistorverdreifacher nach Bild 3. Der Leiterplattenentwurf geht auf [3] zurück. Es wurde doppelkaschirtes Cevausit-Material verwendet

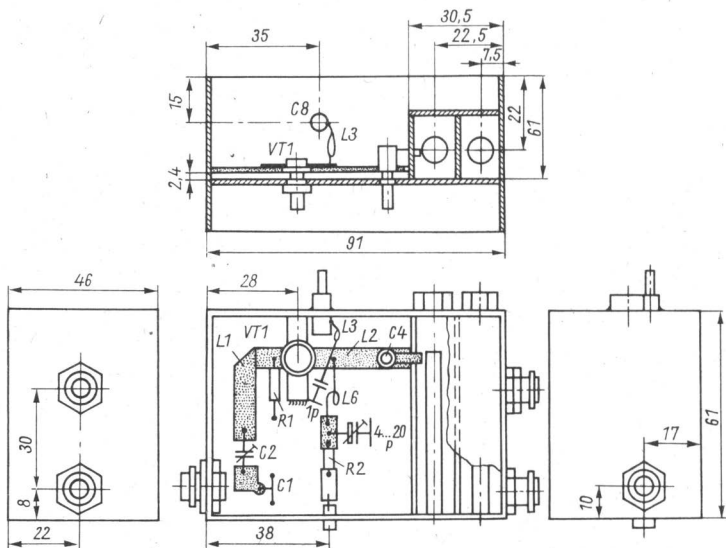


Bild 8 Mechanischer Aufbau der Verdreifacherstufe mit Bestückungsplan

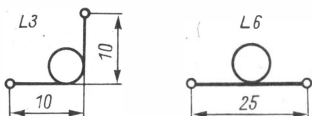


Bild 9
Abmessungen der Spulen L3 und L6 für
den Transistorverdreifacher (s. Spulendaten)

Sendermischer mit der SAZ 61

Für Leistungsaufwärtsmischer gilt der aus der Großsignaltheorie hergeleitete Zusammenhang von HF-Wirkungsgrad und dem Verhältnis obere Frequenzlage zu Varaktorgrenzfrequenz. Bild 10 gibt diesen Zusammenhang anschaulich wieder. Der vorgestellte Aufwärtsmischer arbeitet mit jeder Varaktordiode, deren Gütegrenzfrequenz um 100 GHz liegt. Daher kann die SAZ 61 als Speichervaraktordiode mit sehr gutem Erfolg eingesetzt werden. Da sie mit Ladungsspeicherung bei Aussteuerung in das Flußgebiet arbeitet, ist der HF-Wirkungsgrad etwa 70%.

Bild 11 zeigt den Stromlaufplan. Durch das Bandfilter L6/L7 erzielt man am Ausgang eine Oszillatorfrequenzunterdrückung von etwa 25 dB und eine Dämpfung des Mischprodukts mit der 2. ZF-Harmonischen von etwa 50 dB. Da das 1,3-GHz-Band harmonisch zum 144-MHz-Band liegt, treten

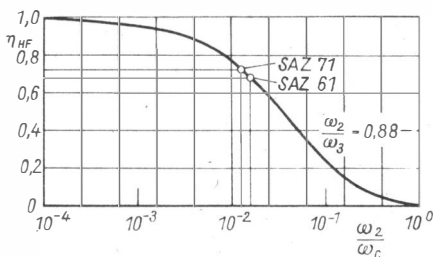


Bild 10
HF-Wirkungsgrad einer SAZ-61-Speicherdiode als Funktion des Verhältnisses Betriebsfrequenz zu Grenzfrequenz. Dabei bedeuten: $\eta_{HF} = P_3/P_2$, ω_2 – Oszillatorfrequenz (1 152 MHz), ω_3 – Betriebsfrequenz (1 296 MHz), ω_c – Gütegrenzfrequenz der Diode. P_3 – Ausgangsleistung bei 1 296 MHz, P_2 – Oszillatorleistung

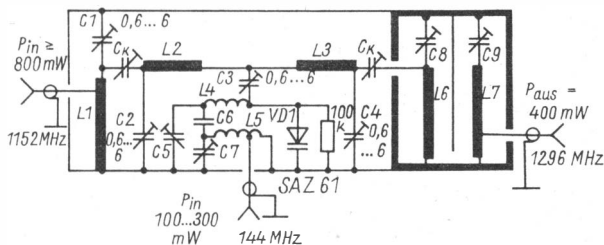


Bild 11 Stromlaufplan für den Diodenaufwärtsmischer mit der Varaktor-SAZ 61

Spulendaten für den Mischer nach Bild 11

$L1, L2, L3$ sind auf der Leiterplatte geätzt

$L4/L5$ – 5 Wdg., 1,2-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt; Länge = 8 mm, $L5$ hat Anzapfung bei 1,5 Wdg. vom kalten Ende

$L6/L7$ – siehe Bild 13 und Bild 14

noch die 9. ZF-Harmonische (144 MHz) und ihr Intermodulationsprodukt ($2 \times 1,3 \text{ GHz} - 9 \times 144 \text{ MHz}$) auf, die sich im Durchlaßbereich des Bandfilters befinden. Ein Umstand, der bei einer ZF von 144 MHz auch für die anderen Mischer gilt. Durch Wahl der richtigen Signalpegel für den Leistungsmischer lassen sich diese unerwünschten Mischprodukte aber um 40 bis 50 dB unterdrücken.

Über das 2-Kreis-Filter $L1/L2$, das gleichzeitig den Generatorwiderstand an die Impedanz der Speicherdiode anpaßt, gelangt die Frequenz 1 152 MHz zur SAZ 61. Ebenso wird der Ausgangslastwiderstand über ein 2kreisiges Filter $L3/L6$ für die Ausgangsfrequenzen 1296 MHz an die Diode angepaßt. Der Kondensator $C3$ in Reihe mit der Diode hält die ZF von den Hochfrequenzkreisen fern. Das ZF-Signal von 144 MHz wird der

Diode über eine Transformationsschaltung, bestehend aus $L5/C5/C6/C7/L4$, zugeführt. Der Widerstand parallel zur Diode stellt den richtigen Arbeitspunkt der *SAZ 61* ein. In diesem Fall müssen bei Ansteuerung durch die Oszillatorfrequenz etwa 6 V anliegen. Als Richtwert für den Widerstand kann man 100 k Ω ansetzen.

Beim Abgleich des Mischerbausteins ist folgendermaßen vorzugehen: Die fertig montierte Baugruppe steuert man mit dem 1152-MHz- und einem 144-MHz-Signal an. Die Leistung bei 144 MHz sollte anfangs 30 mW nicht überschreiten. Am Ausgang mißt man möglichst selektiv (mit Empfänger) das 1296-MHz-Signal. Der Absorptionsfrequenzmesser ist auch verwendbar. Zuerst stellt man den 144-MHz-Eingang auf geringstes Stehwellenverhältnis ein und optimiert danach das Bandfilter, bis das gemischte Signal nachzuweisen ist. Anschließend werden alle Kreise abwechselnd auf Maximum gestellt. Dazu müssen auch die Koppelbleche und C3 variiert werden. Der Serienkreis $C5/L4$ beeinflusst die Unterdrückung der 9. Harmonischen von 144 MHz. Dabei muß C5 etwa die gleiche Stellung wie C7 haben. Der Einfluß des Kreises liegt bei etwa 10 dB Absenkung für die 9. Harmonische.

Nach diesem Vorabgleich wird der Umsetzer mit dem 144-MHz-Signal so weit angesteuert, bis die Ausgangsleistung nicht mehr ansteigt (Sättigung der *SAZ 61*). Die Leistung bei 144 MHz liegt dann zwischen 0,2 und

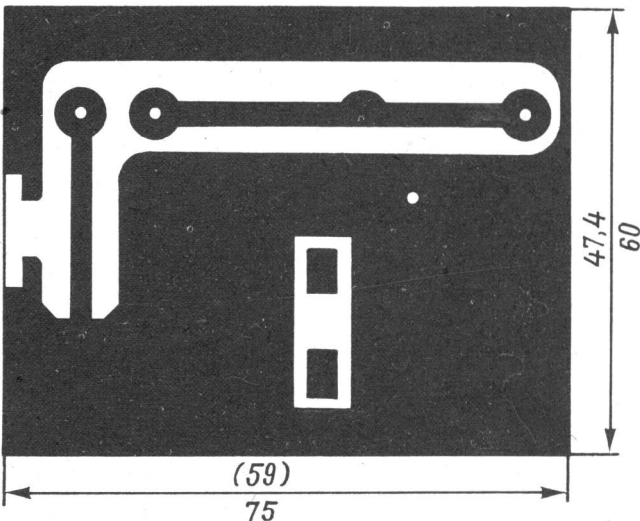


Bild 12 Leitungsführung der Leiterplatte für den Diodenmischer. In [3] wurde als Leiterplattenmaterial PTFE (Teflon) eingesetzt. Wird Cevaunit verwendet, muß die Leiterplatte in den Abmessungen der Klammerwerte angefertigt werden

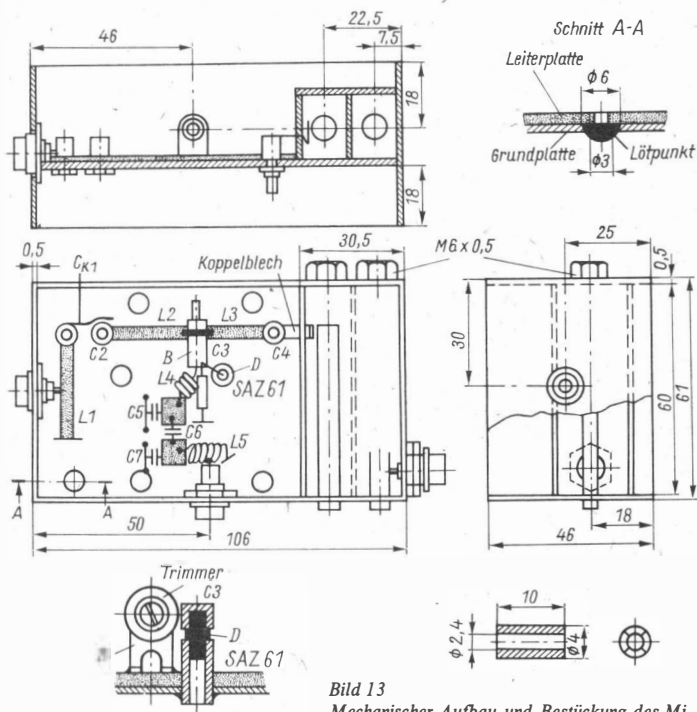


Bild 13
 Mechanischer Aufbau und Bestückung des Mischers. Setzt man Cevaunit-Material für die Leiterplatte ein, sind die Abmessungen entsprechend zu verändern. Das Bandfilter bleibt in seinen Abmessungen bestehen

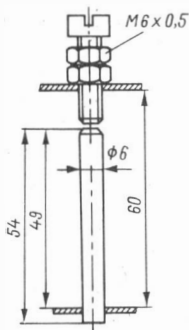


Bild 14
 Maßskizze für die Innenleiter der Bandfilter

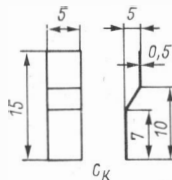


Bild 15
 Maßskizze für den Koppelkondensator C_{K1}

0,3 W, und die Ausgangsleistung bei 1296 MHz muß 0,4 bis 0,5 W haben. Nach diesen Arbeiten kann der Deckel auf die Baugruppe gelötet werden. Bild 12 bis Bild 15 geben Hinweise für die Leiterplatte und den Aufbau des Diodenaufwärtsmischers.

Konverter für 1296 MHz

Mit diesem Konverter, dessen Stromlaufplan in Bild 16 wiedergegeben ist, können erste Empfangsversuche unternommen werden. Seine Rauschzahl liegt etwa bei 10 dB, er ist also nicht sehr empfindlich. Dieser Nachteil kann durch Vorschalten eines Vorverstärkers ausgeglichen werden.

Die Eingangsstufe ist in Basisschaltung ausgelegt und mit dem Transistor *BFY 90* bestückt. Es ließe sich auch der *KT372 A* einbauen. Leider sind durch die doppelte Herausführung des Emitteranschlusses die Einbaube-

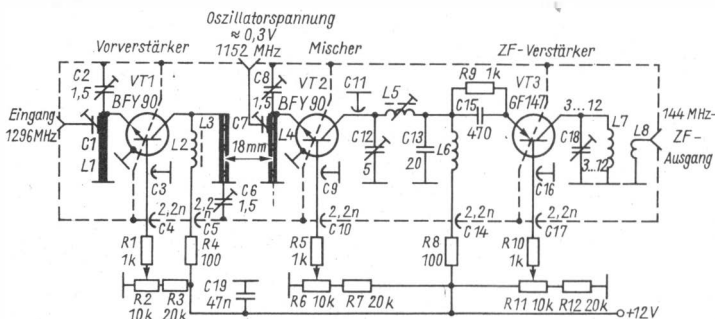


Bild 16 Stromlaufplan des einfachen Empfangskonverters mit *BFY 90*

Daten der Spulen und Kondensatoren sowie Sonderbauelemente für den Konverter nach Bild 16

- C1 und C7 – Blechfahne drehbar auf Innenleiter der BNC-Buchse. Schwenkbar gegen eine Blechfahne (8 mm × 8 mm), die am Bandleiter angelötet ist
- C3 und C9 – 15 pF Subminiaturscheibenkondensator (3 mm × 3 mm), Anschlußdrähte 2 mm lang, direkt zwischen Basiszuleitung am Transistorboden und Transistorkappenflansch gelötet
- C11 – 15 pF Scheibenkondensator (6 mm Durchmesser); Vergußmasse (Farbe) entfernen, Zuleitungen ablöten; Pille direkt auf Trennwand gelötet. Kollektordraht 3 mm lang auf anderen Belag gelötet
- L1/L3/L4 – Streifenleitung aus Cu-Folie (0,5 mm) 8 mm breit, wirksame Länge 20 mm, 6 mm über dem Chassis geführt

M-Erdhalterung: Messingklötzchen mit Bohrung entsprechend dem *BFY 90* auf das Chassis geschraubt; Transistorkopf in die Bohrung gedrückt. Siehe dazu auch Bild 17a und b.

dingungen für die Kammerbauweise sehr ungünstig. Sehr gute Ergebnisse müßte der *KT391A* bringen, der als Vorstufentransistor bei 1 GHz eine Rauschzahl von 3 dB hat. Obwohl der Emitter auch doppelt herausgeführt ist, kann er eingebaut werden, weil er sich auf Grund seiner hohen Transitfrequenz von 6 GHz in Emitterschaltung betreiben läßt. Die notwendige Selektion bewirken die Streifenleitungskreise *L1* und *L3*, die mit Spindeltrimmer auf 1296 MHz abgeglichen werden. Der Abgleich ist relativ schwer. Man muß ein Dipmeter einsetzen oder zumindest ein 70-cm-Signal zur Verfügung haben, das man mit einer Diode verdreifacht und damit den Empfänger abgleicht.

Die Mischstufe ist über ein Bandfilter an die Vorstufe angekoppelt. Der Transistor *VT2 (BFY 90)* ist ebenfalls in Basisschaltung eingebaut. Die Oszillatorfrequenz von 1152 MHz wird kapazitiv (*C7*) auf den Leistungskreis gekoppelt. Die Oszillatoramplitude muß 300 mV betragen. Mit dieser Spannung ergibt sich die größte Mischsteilheit des *BFY 90*. Das ZF-Signal von 144 MHz wird über den Tiefpaß *C5/L5/C13* ausgekoppelt und der nachfolgenden ZF-Verstärkerstufe zugeführt. In dieser Stufe ist ein *GF147* eingesetzt, der die erforderliche Nachverstärkung bewirkt. Die Kreise *L5/C12/C13*, *L7/C18* müssen auf 144 MHz abgestimmt werden. *L2* und *L6* sind Drosseln, die die Hochfrequenz in der Kollektor- und Emitterspannungszuführung abblocken. Mit den Reglern *R2*, *R6* und *R11* stellt man die Vorspannung der Transistoren ein. *VT1* und *VT3* werden damit auf größte Verstärkung und der Mischtransistor *VT2* auf beste Mischsteilheit abgeglichen.

Der mechanische Aufbau des Mischerkreises *L4* und *C7* ist aus Bild 17 zu ersehen. Der Eingangskreis *L1/C1* ist ähnlich aufgebaut. Bei der Vorstufe fehlt jedoch der Scheibenkondensator *C11*. *C3* bzw. *C9* müssen unmittelbar an der Basis und der Gegenbelag direkt am Transistorgehäuse festgelötet werden. Das gilt genauso für *C11*, der unmittelbar neben dem Transistor auf die Trennwand gelötet wird. Der Kollektoranschluß muß sehr kurz gehalten werden. Eine weitere Maßnahme, um Schwingneigung von

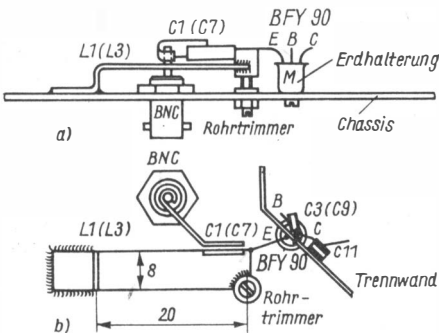


Bild 17
Skizze des Aufbaus der Leitungskreise für den Konverter nach Bild 16

VT1 und VT2 zu verhindern, besteht darin, den Transistor in eine Metallhülse einzupassen, die auf das Metallchassis geschraubt wird und auf diese Weise das Transistorgehäuse direkt erdet. Es ist auch möglich, die beiden Transistoren über Scheibenkondensatoren von 680 pF zu erden. Die Kondensatorpille lötet man auf das Chassis und den Transistor mit seinem Gehäuseoberteil auf den Gegenbelag. Das muß mit einem leistungsstarken LötKolben geschehen, der das vorverzinnte Transistorgehäuse umgehend erhitzt. Der Transistor muß dann schnell auf den Kondensator gedrückt werden. In diesem Fall muß jeder nach seinen Möglichkeiten entscheiden, welche Methode der Transistorerdung er vornimmt. Die Widerstände, außer R9, befinden sich alle außerhalb des Gehäuses und sind zwischen den Durchführungskondensatoren angeordnet.

Die Gehäuseabmessungen betragen 130 mm × 60 mm × 25 mm (LBH). Die Stromaufnahme des Konverters beträgt bei $U_B = 12$ V etwa 10 mA. Dieser Konverter ist ein Projekt, mit dem man experimentieren kann. Durch eine andere Transistorkonfiguration lassen sich weit bessere Rauschzahlen als 10 dB erreichen.

Konverter für gehobene Ansprüche

Dieser Konverter dürfte Erwartungen hinsichtlich besserer Empfindlichkeit und Stabilität erfüllen. Es werden keine besonderen Spezialteile benötigt. Als vorteilhaft hat sich für den Bau der Leitungskreise Kupferfolie erwiesen. Man kann sie leicht löten und auch verbiegen. Damit läßt sich jede beliebige Kopplung einstellen. Zur Abstimmung der Streifenleitungen sollten ausschließlich Rohrtrimmer eingesetzt werden. Der Konverter ist in Kammerbauweise aufgebaut. Die Gehäuseabmessungen betragen 150 mm × 70 mm × 30 mm.

In der Vorstufe für 1296 MHz wurde ein *BFR 34 A* verwendet. Nach Herstellerangaben ist die typische Rauschzahl für diesen Transistor bei 1296 MHz 2,2 dB. Der erreichte Wert liegt etwa bei 3 dB, also ein Wert, der vor Jahren auch bei 2 m eine erstrebenswerte Empfindlichkeit war. Die Antennenkopplung sollte erfahrungsgemäß einstellbar sein, um die immer vorhandenen Blindanteile der Kabel- und Antennenimpedanz wegstimmen zu können.

Über den kapazitiv verkürzten Halbwelleneingangskreis, der etwa 35 mm lang ist, wird die Antenne an den Transistor VT1 angekoppelt. Die Drossel Dr1 und der Scheibenkondensator C3 bilden einen Hochpaß, der tiefere Frequenzen dämpft. Der Kollektor des Transistors wird durch einen Koppelkreis L2 an den $\lambda/4$ -Kreis L3 des Bandfilters L3/L6 für 1296 MHz angeschlossen. Man hat auf diese Weise die Möglichkeit, durch Verbiegen und Lageveränderung des Koppelkreises einen impedanzrichtigen Abschluß für den Transistor herzustellen. Verstärkung und Rauschen des Transistors werden dadurch optimiert.

Die Mischstufe, ebenfalls mit einem *BFR 34 A*, ist über das Bandfilter an

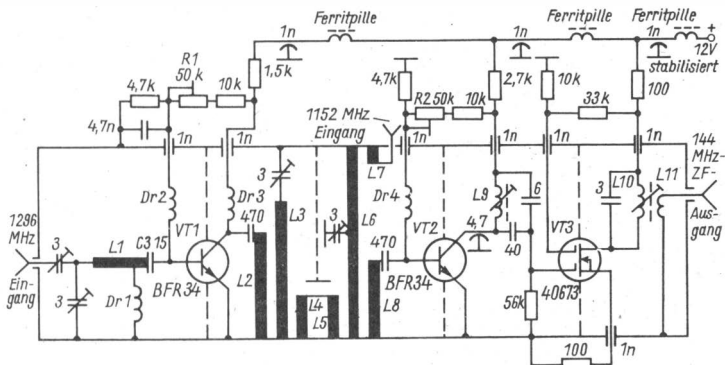


Bild 18 Stromlaufplan des Konverters für gehobene Ansprüche nach [10]

Spulendaten für den Konverter mit BFR 34 nach Bild 18

- L1 - Streifenleitung aus Cu-Folie (0,5 mm), Länge 35 mm; Breite 5 bis 8 mm
- L2 - Streifenleitung aus Cu-Folie (0,5 mm), Länge 30 mm; Breite 5 bis 8 mm
- L3 - Streifenleitung aus Cu-Folie (0,5 mm), Länge 35 mm; Breite 5 bis 8 mm
- L4/L5 - Streifenleitung aus Cu-Folie (0,5 mm), Länge 20 mm; Breite 5 bis 8 mm
- L6 - Streifenleitung aus Cu-Folie (0,5 mm), Länge 70 mm; Breite 5 bis 8 mm
- L7 - Streifenleitung aus Cu-Folie (0,5 mm), Länge 8 mm; Breite 5 bis 8 mm
- L8 - Streifenleitung aus Cu-Folie (0,5 mm), Länge 15 mm; Breite 5 bis 8 mm
- L9/L10 - 5 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt, neben L10 im Abstand von 10 mm (Mitte/Mitte) anbringen

Die Induktivitäten L9, L10 werden durch Auseinanderziehen oder Zusammendrücken abgeglichen. Für die Induktivitäten L1 bis L8 kann auch 2-mm-CuAg-Draht verwendet werden.

die Vorstufe angekoppelt. Das Bandfilter hat 2 Funktionen zu erfüllen. Zum einen bewirkt es die erforderliche Selektion bei 1296 MHz und zum anderen, daß das Eingangssignal nicht über den Oszillator abfließt. Aus diesem Grund ist für L6 ein Halbwellenkreis eingebaut, bei dem an 2 unterschiedlichen Stellen durch induktive Kopplung das Eingangssignal sowie das Oszillatorsignal zugeführt werden. Für das Oszillatorsignal gilt, daß es möglichst schwach eingekoppelt wird, um ein Abfließen des Nutzsignals in den Oszillator zu verhindern. Daher ist L7 nur 8 mm lang und nur 5 mm über dem Chassisgrund zu befestigen. Die Länge des Koaxkabels zwischen der Mischstufe und der Oszillatorfrequenzaufbereitung muß $\lambda/2$ oder ein ganzzahliges Vielfaches von $\lambda/2$ bei der Injektfrequenz von 1152 MHz sein (Verkürzungsfaktor nicht vergessen!).

Nur unter dieser Voraussetzung müssen die Kreise bei der Oszillatorfrequenzaufbereitung und der Mischstufe (L'), nicht an die Kabelimpedanz angepaßt werden. Am Kollektor von VT2 ist der ZF-Kreis L9 eingebaut, er

wird auf 144 MHz abgeglichen. Als ZF-Verstärker benutzte der Autor einen Dualgate-MOSFET des Typs 40673. Er hat sich in dieser Stufe bewährt, da er sich durch eine hohe Verstärkung bei geringem Rauschen auszeichnet und die Mischstufe rückwirkungsfrei vom Nachsetzer entkoppelt. Die Gleichstromarbeitspunkte von VT1 und VT2 werden auch in diesem Fall über Einstellregler abgeglichen. Man geht in gleicher Weise vor, wie schon beim anderen Konverter beschrieben.

Aufbau

Es werden bewußt keine Abmessungen für die einzelnen Kammern gegeben. Für die Konstruktion ist nur wichtig, daß alle Ein- und Ausgangsbuchsen für HF an den Schmalseiten angebracht sind. Alle Durchführungskondensatoren und Trimmer sind auf der großen Grundfläche montiert. Dadurch kann man den Abgleich nur von einer Seite vornehmen. Die gesamte Gleichstrombeschaltung ist auf der Oberseite der Grundfläche angeordnet, wobei die Durchführungskondensatoren und die Abblockkondensatoren als Lötstützpunkte benutzt werden. Jede Trennwand wird einzeln nach dem Aufbau der Stufe eingelötet. Man sollte davor die Stufe ausprobieren und gegebenenfalls verbessern. Unter dieser Voraussetzung kann die komplette Schaltung ohne eine genaue Vorausplanung experimentell aufgebaut werden.

Die Transistoren werden an passender Stelle in Ausschnitte der Trennwände gesetzt. Die zu erdenden Anschlüsse kann man dann sehr kurz an Masse führen. Auch die über eine Kapazität zu erdenden Elektroden erfordern keine störenden Zuleitungen, weil die Chipkondensatoren direkt zwischen Anschluß und Chassisblech gelötet werden. Die Streifenleitungen bestehen aus Kupferfolie. Sie sind mit ihren Breitseiten parallel zu den Trennwänden einzulöten. Die Mittellinie der Kreise liegt in der halben Kammerhöhe des Konverters.

Die beiden vorgestellten Konverter arbeiten zuverlässig, auch der Leistungsmischer hat sich bewährt. Wie Versuche gezeigt haben, kann mit dieser geringen Leistung noch kein QSO über größere Entfernungen gefahren werden. Hinzu kommt noch, daß zwischen Antenne und Konverter etwa 30 m Koaxkabel des Typs 60-10-3 geschaltet sind. Das sind bei dieser Kabellänge etwa 10 dB Verlust, ein undiskutabler Wert. Hier helfen nur ein Antennenvorverstärker sowie eine Endstufe direkt an der Antenne. Am besten, man setzt den kompletten Sende-/Empfangsmischer in unmittelbare Nähe der Antenne. Als Antenne verwendet der Autor eine 20-Elemente-Yagi, die etwa 1 100 mm lang ist und 16 dB Gewinn hat.

Literatur

- [1] H.-U. Fortier, Anfängerschaltungen für das 70-cm-Band. Elektronisches Jahrbuch 1984, Seite 183, Berlin 1983.

- [2] B. Lübbe, Empfangskonverter für das 24-cm-Band mit Schottky-Dioden-Mischer. UKW-Berichte 15 (1975), Heft 4, Seite 206.
- [3] H. Fleckner, SHF-Varaktor-Aufwärtsmischer mit gutem Wirkungsgrad und geringen IM-Verzerrungen. UKW-Berichte 17 (1977), Heft 2, Seite 66.
- [4] J. Dahms, Dreistufiger Antennenverstärker für das 23-cm-Band. UKW-Berichte 17 (1977), Heft 2, Seite 89.
- [5] J. Hoever, Vorverstärker für das 23-cm-Band mit dem Transistor AF 267. UKW-Berichte 11 (1971), Heft 2, Seite 82.
- [6] J. Dahms, Frequenzaufbereitung für 200 mW bei 1152 MHz. UKW-Berichte 17 (1977), Heft 3, Seite 149.
- [7] U. Beckmann, Linearer Sende-Umsetzer 28 MHz/1296 MHz mit Gegentaktmischer. UKW-Berichte 17 (1977), Heft 3, Seite 154.
- [8] U. Beckmann, 1268-MHz-Frequenzaufbereitung für DF8QR 001. UKW-Berichte 18 (1978), Heft 3, Seite 141.
- [9] M. Senestro, Transverter per i 23 cm. radio revista 34 (1981), Heft 12, Seite 1324.
- [10] P. Brumm, 23-cm-double-converter. DUBUS 1979, Heft 4, Seite 245.
- [11] Aktive elektronische Bauelemente (SAZ 61). VEB Kombinat Mikroelektronik, Erfurt 1978, Seite 243.
- [12] npn-Transistor für rauscharme HF-Verstärkeranwendung (BFR 34). DUBUS 1976, Heft 2, Seite 104.
- [13] J. Grimm, Zweistufige, rauscharme Vorverstärker für die Bänder von 24 cm bis 12 cm. UKW-Berichte 19 (1979), Heft 3, Seite 130.
- [14] Leistungsendstufe für das 23-cm-Band mit der Röhre 2 C 39 (HT 323). UKW-Berichte 16 (1976), Heft 1, Seite 10.
- [15] R. Lenz, Langyagi-Antenne für das 24-cm-Band mit 12 dB Gewinn. UKW-Berichte 14 (1974), Heft 3, Seite 130.
- [16] B. Lübbe, Kleine Yagi-Antenne für das 23-cm-Band mit Streifenleitungs-Balun. UKW-Berichte 14 (1974), Heft 3, Seite 148.

Die Bezeichnungen 23-cm- oder 24-cm-Band ergeben sich dadurch, ob man die Bandanfangsfrequenz oder die Bandendfrequenz zur Ausbreitungsgeschwindigkeit ins Verhältnis setzt.

Breitbandverstärker mit einstellbarer Bandbreite

Siegmar Henschel Y22QN

Die guten HF-Eigenschaften der UHF-Transistoren *KT 372* gestatten den einfachen Aufbau eines Breitbandverstärkers für die Amateurbänder und die Fernsehkanäle von Band I bis Band V. Bei einer Verstärkung von etwa 15 dB läßt er sich auch als Vorverstärker für Zähler usw. einsetzen. Die Eingangs- und die Ausgangsimpedanz betragen etwa 70Ω . Erprobt wurden die Transistoren *KT 372 B* in einem 2stufigen RC-gekoppelten Verstärker nach Bild 1, der in Emitterschaltung aufgebaut ist. Der in Bild 2 angegebene Frequenzgang des Verstärkers wird weitgehend durch die eingesetzten Parallel- und Seriengegenkopplungen bestimmt.

Die Arbeitspunkte sind für VT1 mit dem Basisspannungsteiler $R1/R2$ und $R6$ auf etwa 5 mA Kollektorstrom und mit $R8/R9$ für VT2 auf 7 mA Kollektorstrom eingestellt. Um eine kleine Emittierzuleitungsinduktivität zu erreichen, sind die Emittewiderstände $R3$ und $R4$ bzw. $R10$ und $R11$ an je eine Emitterschlußfahne so kurz wie möglich geführt. Um den Frequenzgang an der oberen Frequenzgrenze zu verbessern, kann man zur Kompensation der Emittierzuleitungsinduktivität am Emittter noch eine kleine Kompensationskapazität C_{k1} bzw. C_{k2} (0 bis 30 pF) einfügen. Durch Ändern der Kompensationsspule ($L1$ bzw. $L3$) im Gegenkopplungszweig

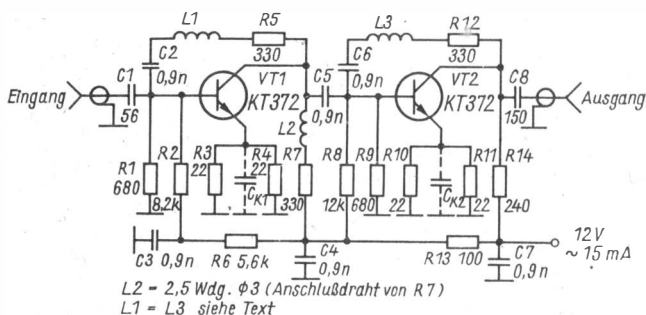


Bild 1 Schaltung eines Breitbandverstärkers für den Frequenzbereich von 50 bis 800 MHz

läßt sich die Verstärkung bzw. Bandbreite variieren, wie entsprechend Bild 2 an 2 Beispielen gezeigt. In der Schaltung nach Bild 2a ($V \sim 22$ dB bei 145 MHz) betrug die Rauschzahl bei 145 MHz etwa 4,5 dB.

Beim Aufbau muß man auf kleine parasitäre Kapazitäten und Induktivitäten achten. Bild 3 zeigt einen Laboraufbau mit einem *KT 610 A* in der Endstufe für Ausgangsspannungen bis 500 mV. Durch die geringere Grenzfrequenz f_T von VT2 liegt die obere Frequenzgrenze bei etwa 650 MHz, die Verstärkung ist etwa 14 dB. Ein nachgeschalteter 2fach-Verteiler gestattet bei 10 dB Gesamtverstärkung den Anschluß von 2 Fernsehteilnehmern an eine Antennenanlage.

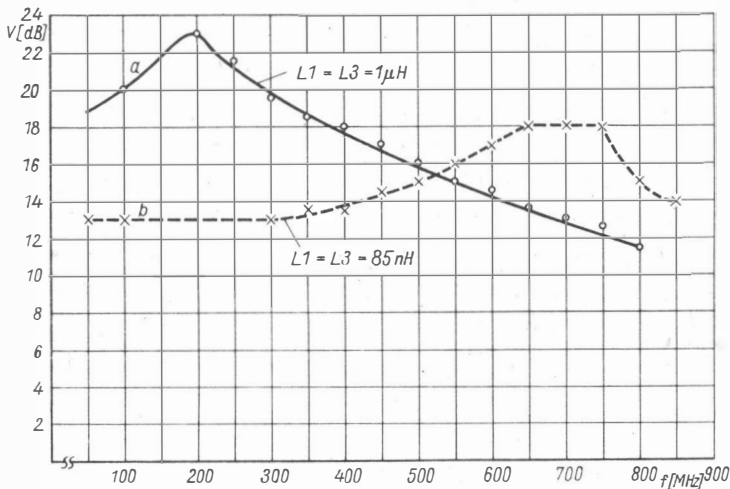


Bild 2 Frequenzgang des Verstärkers nach Bild 1 mit unterschiedlichen Kompensationsspulen; a - $L1 = L3 = 1 \mu H$. b - $L1 = L3 = 85 nH$

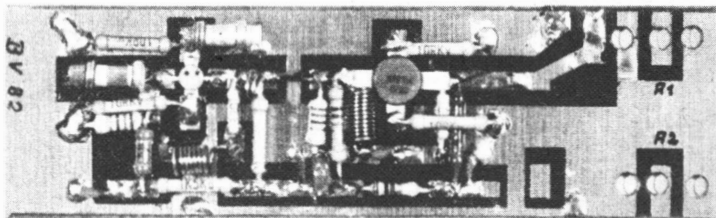
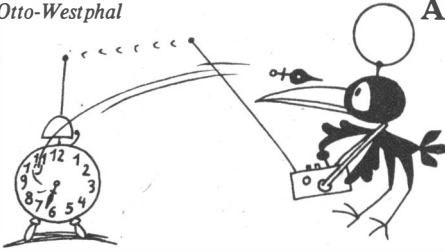


Bild 3 Laboraufbau eines Breitbandverstärkers für 500 mV Ausgangsspannung mit einem *KT 610 A* in der Endstufe

Funkgesteuerte Analoguhr

Franz-Otto-Westphal



Die hier beschriebene erweiterte Wohnraumuhr funktioniert seit 1981 zuverlässig und erfordert nur einen mittleren technischen und finanziellen Aufwand für die Zusatzelektronik. Es werden nur Bauelemente der DDR-Produktion verwendet. Folgende Bedingungen sind einzuhalten: stationärer Betrieb, Netzspeisung, Betrieb im Wohngebiet (fern von überdurchschnittlich starken Industriefeldern) und Betrieb bei normalen Wohnraumtemperaturen. Die erforderliche Uhr ist eine Elektrikwanduhr mit Schwingankerplatte, die elektronisch nachgerüstet wird und einen Zentralsekundenzeiger aus Metall hat.

Das Ergebnis ist eine Wohnraumgebrauchsuhr mit folgenden Eigenschaften: wartungsloser Betrieb für lange Zeit mit einer Langzeitkonstanz, die von keiner Quarzwohnraumuhr erreicht wird. Die Musterschaltung liefert eine maximale Gangabweichung von etwa 1 s von der Normalzeit und ein akustisches, mit der Normalzeit synchrones Zeitzeichen zu jeder vollen Minute (bei Bedarf). Ferner kann die Uhr bis zu 24 h (ggf. länger), z. B. wegen Netzausfalls oder Senderausfalls, unkontrolliert weiterlaufen, wobei sie während dieser Zeit nur so genau geht wie eine einfache elektromechanische Uhr. Bei Wiederkehr der Netzspannung oder des Sendesignals synchronisiert sich die Uhr selbständig auf die Normalzeit. Störungen durch elektrische Haushaltgeräte oder Gewitter werden so eliminiert, daß sie die Ganggenauigkeit nicht beeinflussen.

Wegen der geringen Störanfälligkeit und großen Schwundfreiheit zu jeder Tages- und Jahreszeit wird ein Zeitzeichensender im Längstwellenbereich als Zeitnormal genutzt, der auf der Frequenz 77,5 kHz arbeitet, vergleiche [1]. Aus Bild 1 geht hervor, daß zu Beginn einer jeden Sekunde der Träger für 100 bzw. 200 ms vermindert wird. Die Abfolge dieser unter-

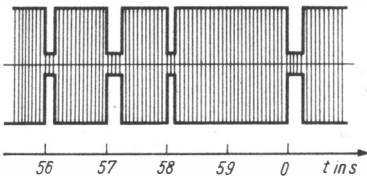


Bild 1
Darstellung der Modulation des Zeitzeichensenders

schiedlich langen Reduktionen entspricht einem Informationskode, der hier nicht ausgenutzt wird. Wichtig ist nur, daß in der 59. Sekunde einer jeden Minute diese Trägerabsenkung fehlt!

Funktionsprinzip

Das Signal des Zeitzeichensenders wird empfangen und selektiv verarbeitet (s. Bild 2). Nach der Impulsformung steht zu jeder vollen Minute (in der 59. Sekunde) der Minutenimpuls zur Verfügung, der auf die Zeitvergleichsstufe wirkt (E1). Der Zentralsekundenzeiger berührt bei seinem Durchgang durch die Nullmarke kurzzeitig einen Minutenkontakt. Der dabei entstehende Impuls gelangt über die Entprellschaltung an das UND-Glied (B). Gleichzeitig bereitet das Berühren des Minutenkontakts einen Rücksetzimpuls vor, der aber erst nach 30 s benötigt wird.

Falls die Uhr gegenüber der Normalzeit vorgeht, berührt der Sekundenzeiger den Minutenkontakt zeitlich vor dem Eintreffen des Minutenimpulses (der vom Zeitzeichensender abgestrahlt wird). Solange der Minutenimpuls nicht eintrifft, liegt am Eingang A des UND-Glieds H-Potential. Demnach gelangt beim Berühren des Minutenkontakts durch den Sekundenzeiger auch an den Eingang B des UND-Glieds H-Potential. Vom Ausgang des UND-Glieds erhält die Stoppeinrichtung einen Impuls, und die Uhr wird für kurze Zeit (z. B. 0,5 s) gestoppt. Damit geht die Uhr gegenüber der Normalzeit etwas nach. Das Uhrwerk wurde an der Gangkorrekturregel-einrichtung so einreguliert, daß die Uhr etwas zu schnell läuft. Sie geht etwa in 1 h 1 s vor. Die Uhr läuft somit die längste Zeit frei und wird nur in größeren Zeitabständen durch die Elektronik kurzzeitig gestoppt.

Eilt nach dem Stoppvorgang die Uhr hinter der Normalzeit her, dann kann sie nicht gestoppt werden, weil der Minutenimpuls zeitlich vor dem Nulldurchgang des Sekundenzeigers die Vergleichsstufe erreicht und den Speicher umschaltet. Damit gelangt L-Potential auf den Eingang des UND-Glieds, und der Stoppbefehl bleibt aus.

Es sei daran erinnert, daß zur vollen Minute der Speicher umgeschaltet wurde und in diesem Zustand die Uhr nicht gestoppt werden kann. Deshalb

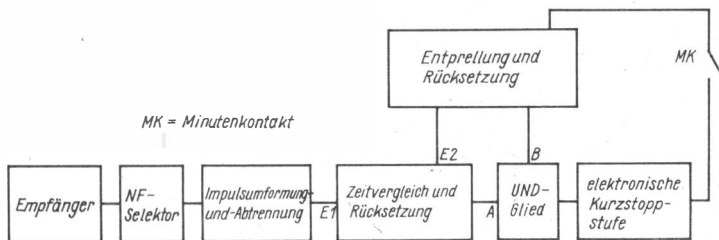


Bild 2 Blockdarstellung der Elektronik der funkgesteuerten Analoguhr

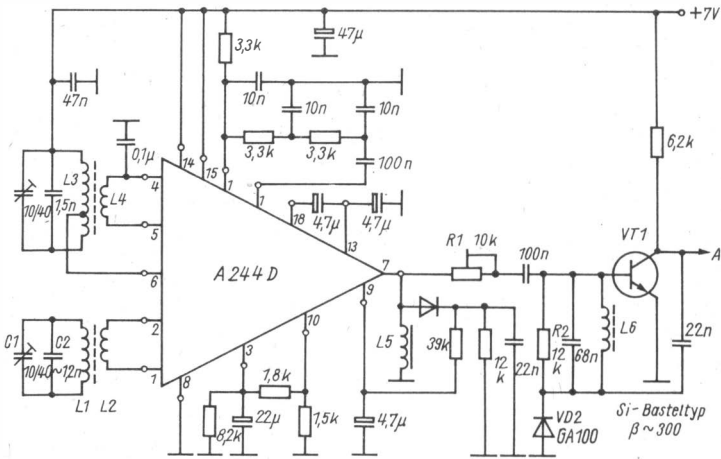


Bild 3 Stromlaufplan für Empfangsschaltung und NF-Selektion

wird ein Impuls benötigt, der den Speicher noch vor dem Eintreffen des nächsten Minutenimpulses in die «aktive» Lage zurücksetzt. Das bewirkt der Rücksetzimpuls, der durch den Minutenkontakt vorbereitet wird und theoretisch um 58 s verzögert werden kann. Diese lange Verzögerungszeit bewährt sich nicht, was später noch begründet werden soll.

Empfangen wird der Sender mit einem 200 mm langen, 10 mm starken Ferritstab, der mit einer etwa 1 mm starken Isolierschicht umgeben ist, um die Güte zu erhöhen. Insgesamt werden für L1 3×75 Wdg. HF-Litze in 3 nebeneinanderliegenden, mehrlagigen Wicklungen von je 15 mm Breite aufgebracht. Der Abstand zwischen den Wicklungen beträgt etwa 7,5 mm. L2 erhält 75 Wdg. Kupferlackdraht. Das Spulensystem wird auf dem Ferritstab außerhalb der geometrischen Mitte befestigt. Mit C2 (etwa 1,2 nF) erhält man Resonanz.

Es wird das Direktmischprinzip angewendet (Bild 3). L3 ist Teil des Oszillatorschwingkreises, der in der Nähe der Empfangsfrequenz schwingen muß. Die Oszillatordspule besteht aus einem Ferritschalenkern. Die Windungszahlen richten sich nach dem vorhandenen Schalenkern. Hinweise für die Auswahl des Kerns und die Berechnung der Windungszahlen sind in [2] enthalten. Die Anzapfung für L3 beträgt das 0,3fache der Gesamtwindungszahl – gezählt vom «heißen» Ende. L4 erhält die 0,12fache Zahl der Windungen von L3.

Über die Funktion der integrierten Empfängerschaltung A244D gibt [3] Auskunft. Am Anschluß 7 wird die ZF (die hier als NF auftritt) abgenommen. L5 ist eine NF-Drossel mit möglichst großer Induktivität und einem

ohmschen Widerstand von etwa 100Ω . In diesem Fall wurde die Primärwicklung eines kleinen NF-Übertragers verwendet. VD1 richtet einen Teil der NF-Ausgangsspannung gleich und erzeugt die Regelspannung für die Empfängerschaltung.

In der nachfolgenden Schumacher-Schaltstufe, wie sie aus der Fernsteuertechnik bekannt ist, vergleiche [4], werden Selektion, Verstärkung und Wandlung des Signals vorgenommen. L6 (Schalenkern) bildet mit dem Parallelkondensator einen Schwingkreis auf der Nutz-NF (die im Mustergerät etwa 590 Hz beträgt). Durch die Gleichrichterwirkung von VD2 wirkt VT1 gleichzeitig als Gleichstromverstärker. Deshalb lassen sich an seinem Kol-

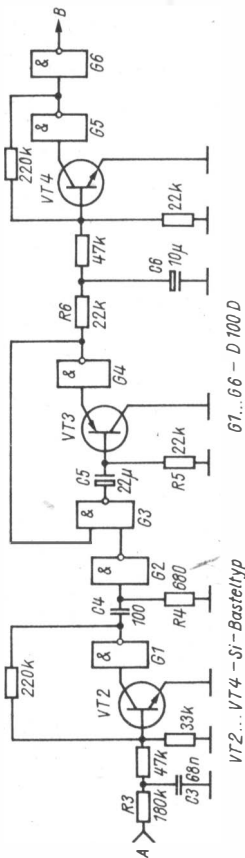


Bild 4 Stromlaufplan für Impulsformung und Impulsabtrennung

lektor die Tastsignale des Zeitzeichensenders entnehmen, die aber noch mit dem NF-Signal überlagert sind.

Durch R3/C3 (Bild 4) wird das Signal so weit von der NF befreit, daß der folgende Trigger [5] mit VT2 und Gatter 1 nicht mehr auf die einzelnen NF-Schwingungen, sondern nur noch auf die Gleichspannungsanteile reagiert. Damit steht am Ausgang des Gatters 1 das hinreichend regenerierte Tastsignal des Senders TTL-gerecht zur Verfügung (s. Bild 6).

Das durch C4/R4 differenzierte Signal wird durch Gatter 2 negiert. Jede Trägerabsenkung erscheint hier als kurzer negativer Rechteckimpuls, der das Monoflop (Gatter 3, VT3, Gatter 4) auslöst, vergleiche [6]. Die Zeitkonstante des Monoflop, die durch C5/R5 bestimmt wird, ist nur etwas kleiner als 1 s, z. B. 0,8 s. Somit entstehen am Ausgang des Gatters 4 schmale positive Rechteckimpulse. Wenn in der 59. Sekunde einer jeden Minute der negative Rechteckimpuls fehlt, verharrt das Monoflop längere Zeit in seinem stabilen Zustand, und es entsteht ein breiter Rechteckimpuls. Nur dieser breite Rechteckimpuls ist imstande, den Kondensator des Integrationsglieds R6/C6 so weit aufzuladen, daß der anschließende Trigger (VT4, Gatter 5) durchschaltet. Hier wird der Minutenimpuls abgetrennt bzw. erzeugt, der negiert am Gatter-6-Ausgang zwischen der 59. und 60. Sekunde zur Verfügung steht.

Gatter 7 und Gatter 8 (Bild 5) bilden einen bistabilen Multivibrator [7]

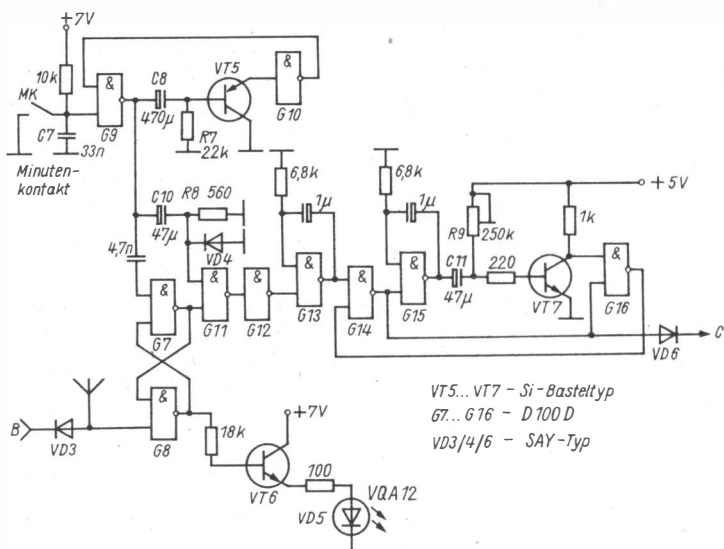


Bild 5 Stromlaufplan für Zeitvergleich, Speicher und Kurzstoppstufe

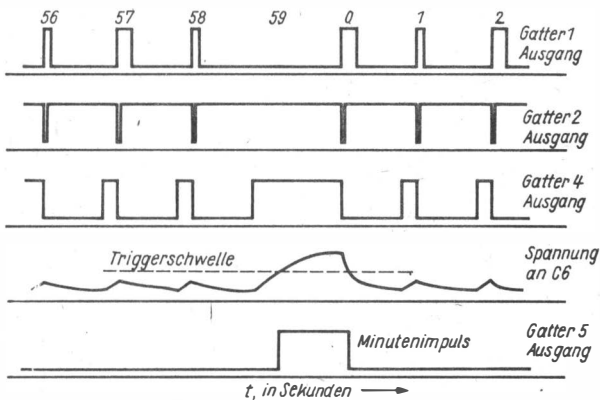


Bild 6 Impulsverlauf an verschiedenen Stufen

für den Zeitvergleich und die Speicherung. Jeder Minutenimpuls erzeugt am Gatter-7-Ausgang L-Potential. Das NAND-Gatter 11 ist damit «blockiert» und reagiert nicht auf den Impuls, der vom Sekundenzeiger über das Monoflop (Gatter 9, VT5, Gatter 10) und über C10 an den 2. Eingang gelangt. Die Stoppstufe ist als störtester Zeitschalter aufgebaut und enthält Gatter 13 bis Gatter 16 und VT7, vergleiche [8]. Es besteht die Aufgabe, das elektromechanische Uhrwerk für kurze Zeit anzuhalten. Nach dem Abschalten des Antriebs schwingt das Werk noch längere Zeit nach (7 s beim Musterexemplar). Deshalb muß der Antrieb z. B. 8 s abgeschaltet werden, um eine Haltezeit von 1 s zu erreichen. Ein einfaches Monoflop hat sich als Zeitschalter nicht bewährt, weil es auf Störimpulse elektrischer Haushaltgeräte reagiert. Die in diesem Fall verwendete Schaltung reagiert nur auf positive Impulse am Gatter-13-Eingang, die länger als 10 ms sind. Damit der Impuls aus den Gattern 11 und 12 diese Zeit überschreitet, mußte C10 so groß bemessen werden (Zeitkonstante $C10/R8$).

Es bewährt sich auch nicht, zum Stoppen der Uhr die separate, für den Antrieb des Schwingankersystems verantwortliche Stromquelle zeitweise abzuschalten. Beim Wiedereinschalten kann sich der Schneckengang verklemmen, die Uhr läuft dann nicht an. Deshalb wird zum Abstoppen über VD6 der Basis des Antriebstransistors ein Strom aufgezwungen, der den Kollektorstrom in die Sättigung treibt. Durch das damit entstehende Magnetfeld in der Treibspule (Bild 7) wird die Schwingankerplatte in eine Lage gezogen, aus der sie ungehindert wieder anschwingt. Auf die LED VD5 sollte nicht verzichtet werden, weil sie Indikator für die wichtigsten Funktionen der Uhr ist und Störungen signalisiert.

Das akustische Minutenzeichen (Bild 8) wird durch einen Ohrhörer angenehm leise abgestrahlt, nachdem es in einem astabilen Multivibrator (Gat-

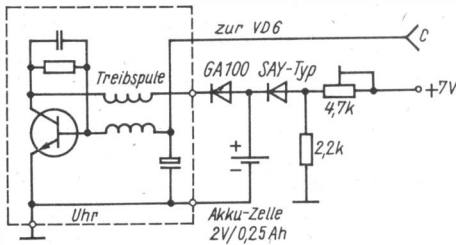


Bild 7
Antriebsschaltung der Uhr
und Erhaltungsladeschaltung

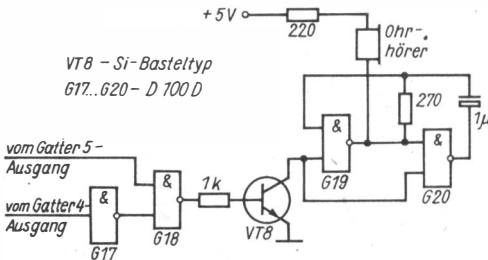


Bild 8
Stromlaufplan zur Erzeugung
des akustischen
Zeitzeichens

ter 19, Gatter 20) erzeugt wurde. Gatter 17 und Gatter 18 bewirken, daß es mit Beginn der Sekunde 0 ertönt. Der Ohrhörer hat einen ohmschen Widerstand von etwa 280 Ω .

Die Stromversorgung wird aus dem Netz über Klingeltransformator mit elektronischer Stabilisierung vorgenommen. Energiequelle für das Uhrwerk ist ein Kleinakkumulator 2 V/0,25 Ah, der über eine Erhaltungsladeschaltung geladen wird. Er funktioniert seit 2 Jahren. Das Potentiometer für den Erhaltungsladestrom (Bild 7) wird so eingestellt, daß sich nach Wochen eine Klemmenspannung von 2,2 V ergibt.

Aufbau, Abgleich und Inbetriebnahme

Empfänger

Zwischen Masse und Anschluß 7 des A 244 D schaltet man einen hochohmigen Kopfhörer. L3 oder auch die Parallelkapazität wird so verändert, daß man das Signal hört. Zwischen Masse und Anschluß 10 wird die Regelspannung mit einem Vielfachmesser gemessen. Den Ferritstab schwenkt man räumlich, bis maximale Regelspannung angezeigt wird. Mit C1 erhöht man das Maximum weiter. Wenn es aus räumlichen Gründen nicht möglich ist, die Uhr in günstiger Richtung zum Sender anzubringen, dann kann die Ferritantenne, einige Meter abgesetzt, über 2adriges, geschirmtes Kabel angeschlossen und optimal ausgerichtet werden.

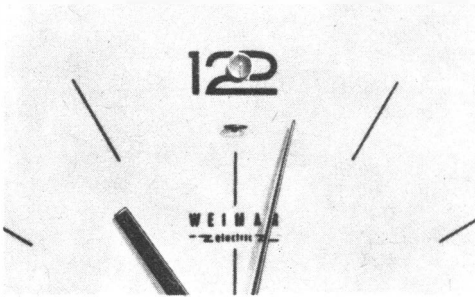
Beim Durchstimmen des Oszillatorkreises ($L3$) hört man neben dem Zeitzeichensender einen anderen Sender als Dauerton. $L3$ bzw. die Parallelkapazität wird so verändert, daß dieser Ton verschwindet (Schwebungsnul). Auf diese Weise ergibt sich zwangsläufig die NF, auf die auch der Selektionskreis mit $L6$ abgeglichen werden muß.

Mit $R1$ wird die selektive Schaltstufe nur so weit angesteuert, wie notwendig! Bei zu großer Ansteuerung entsteht am Kollektor ein Dauerton. $VT1$ hat einen Stromverstärkungsfaktor von mehr als 300. $R2$ (Wert ausprobieren) verbreitert die Resonanzkurve des Schwingkreises als Maßnahme gegen Frequenzschwankungen bei Änderung der Raumtemperatur. Folgendes gilt für alle Stufen: Bei allen Transistoren handelt es sich um Bastlertypen, die z. T. auf hohen Stromverstärkungsfaktor hin ausgesucht sind. Alle Kapazitäts- und Widerstandswerte stellen Richtwerte dar. Alle nicht näher bezeichneten Dioden sind *SAY*-Typen. $VT3$ und $VT5$ sind pnp-Silizium-Transistoren. Es wurden 5 IS *D 100 D* eingesetzt.

Impulsformung

$R3$ ist so abzugleichen, daß die NF unterdrückt wird und der Trigger sauber schaltet. Für $C5$, $C6$ und $C11$ sind möglichst Tantal-Elektrolytkondensatoren zu verwenden. $R5$, $R6$ und $R9$ können zunächst als Einstellregler eingesetzt werden. Nach einigen Wochen, wenn die Elektrolytkondensatoren genügend formiert sind, kann man die genauen Werte durch engtolerierete Festwiderstände, eventuell Metallschichtwiderstände, ersetzen. $R7$ ist so einzustellen, daß der Rücksetzimpuls etwa 30 s nach dem Nulldurchgang des Sekundenzeigers das Flip-Flop zurückschaltet. Der Wert ist nicht kritisch, hat aber einige Bedeutung für die Funktionssicherheit der Uhr. Begründung: Wenn die Uhr wegen Senderausfalls oder Netzausfalls längere Zeit unkontrolliert läuft, dann gewinnt sie gegenüber der Normalzeit wachsenden Vorsprung. Nach 20 h geht sie z. B. 20 s vor. Falls nun das Sendesignal wieder einfällt und der Minutenimpuls zeitlich vor dem Rücksetzimpuls eintrifft, dann wird das Flip-Flop (Gatter 7/Gatter 8) in die Stellung *Stoppbereitschaft* geschaltet. Beim Nulldurchgang des Sekundenzeigers wird die Uhr gestoppt. Nach einigen Minuten hat sich die Uhr dann schrittweise wieder synchronisiert.

Anders ist es, wenn die Uhr so lange unkontrolliert läuft, daß der Minutenimpuls nach dem Rücksetzimpuls eintrifft. Die Stoppbereitschaft würde durch den verspäteten Minutenimpuls «gelöscht» werden. Die Uhr könnte nicht mehr *gestoppt* werden und würde so lange voreilen, bis sie genau 1 min vorgeht. Im Interesse eines großen «Fangbereichs» erscheint es zunächst sinnvoll, die Zeit vom Nulldurchgang des Sekundenzeigers bis zum Eintreffen des Rücksetzimpulses sehr weit auszudehnen. Das ist aber nicht zu empfehlen! Aus Gründen, die später genannt werden, kann es möglicherweise einmal dazu kommen, daß die Uhr mehr als gewöhnlich hinter der Normalzeit «nachhinkt». Der Fall tritt äußerst selten ein. Unter diesen Bedingungen könnte der Rücksetzimpuls nach dem Minutenimpuls eintref-



*Bild 9
Blick auf die Uhr mit
Leuchtdiode VD5 auf der
Zahl 12, darunter der Mi-
nutenkontakt und der Se-
kundenzeiger aus Metall*

fen. Das würde zum Stoppen der schon nachgehenden Uhr führen und wäre völlig unerwünscht. Deshalb wurde die Musterschaltung durch die Werte von R7 und C8 auf etwa 30 s Verzögerung festgelegt.

Störeinflüsse und Gegenmaßnahmen

Bei normaler Funktion beobachtet man folgenden Ablauf. Der Sekundenzeiger hat die Nullmarke und den Minutenkontakt passiert. VD5 leuchtet. Ungefähr 30 s später erlischt VD5. Kurz bevor der Sekundenzeiger die Nullmarke erreicht, leuchtet die VD5 wieder auf. Einen Augenblick später ertönt das Zeitzeichen. Die Genauigkeit dieses Zeitzeichens wird vom augenblicklichen Gangfehler der Uhr nicht beeinträchtigt.

Netzausfall

VD5 leuchtet nicht mehr. Es kann auch kein Strom mehr durch VD6 fließen, die Uhr läuft frei weiter.

Senderausfall

VD5 zeigt Dauerlicht. Die negativen Rechteckimpulse am Gatter-2-Ausgang fehlen. Der Monoflop-Ausgang (Gatter 4) führt H-Potential, demzufolge auch der Triggerausgang Gatter 5. Das Flip-Flop ist umgeschaltet, die Uhr läuft frei weiter.

Ausfall der Sendermodulation

Verhältnisse wie im vorangestellten Fall.

Störungen durch Schaltfunken der Haushaltgeräte, Gewitter und Störsignale auf der Nutzfrequenz

Diese Störungen können bewirken, daß das Flip-Flop (Gatter 7 und Gatter 8) ungewollt umschaltet und die Uhr damit gestoppt wird. Die «Antenne» am Gatter 8 besteht aus etwa 0,5 m Schaltaht und empfängt diese Störungen. VD3 entkoppelt diese Hilfsantenne vom Gatter 6. Die erste negative Halbwelle eines HF-Störimpulses schaltet das Flip-Flop um, so daß die Uhr nicht gestoppt werden kann. Auch Gewitterimpulse werden somit unwirksam. Die VD5 signalisiert diese Ereignisse stets durch sofortiges Aufleuchten.

Störimpulse können auch dazu führen, daß die Austastlücke des Sendersignals überdeckt oder der Minutenimpuls «zerhackt» wird, so daß er nicht hinter dem Integrierglied (C6, R6) erscheint. Die Überdeckung der Lücke ist harmlos, weil damit ein Pseudominutenimpuls erscheint, der das Stoppen der Uhr verhindert. Das «Zerhacken» des Minutenimpulses würde zum unbeabsichtigten Stoppen führen. Die Störenergie des Blitzes und anderer Impulse ist aber auf ein sehr breites Frequenzspektrum verteilt. Wenn der selektive Empfänger einen Minutenimpuls als «zerhackt» weiterleitet, dann ist die Energie des Störimpulses sehr hoch, in der Regel so hoch, daß die Hilfsantenne das Flip-Flop umschaltet.

Funkstörungen auf der Nutzfrequenz und deren Auswirkungen wurden noch nicht beobachtet. Problematisch wäre es, wenn die Uhr im Feld ständiger bzw. häufiger starker Störungen betrieben werden sollte. Die Hilfsantenne würde das Flip-Flop häufig umschalten, und die Uhr könnte nicht gestoppt werden. Es müssen in jeder Stunde wenigstens einige ungestörte Zeigerumläufe gewährleistet sein. Im Wohnbereich treten diese extremen Bedingungen im allgemeinen nicht auf.

Erfahrungen

Der Minutenkontakt kann durch Oxydation eine Schwachstelle werden. Bestes Kontaktmaterial ist in diesem Fall zu empfehlen. Eine andere Lösung, z. B. Lichtschranke, könnte man erwägen, dadurch erhöht sich aber der sehr geringe Energieverbrauch. Insgesamt steht eine Gebrauchsuhr zur Verfügung, um die man sich nicht mehr kümmern muß und die zu jeder vollen Minute ein recht genaues Zeitzeichen liefert, wonach man zu jeder beliebigen Minute Quarzuhren kontrollieren oder korrigieren kann.

Literatur

- [1] K. Rothammel, Taschenbuch der Amateurfunkpraxis. 1. Auflage, Seite 49, Berlin 1978.
- [2] K.-H. Schubert, Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1978, Seite 113 bis 134, Berlin 1978.

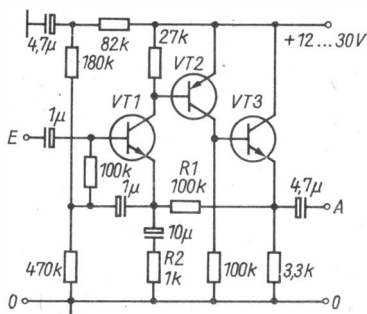
- [3] H. Jüngling, Eigenschaften und Einsatzmöglichkeiten der AM-Empfängerschaltung A 244 D. radio-fernsehen-elektronik 27 (1978), Heft 4, Seite 212 bis 216.
- [4] G. Miel, Elektronische Modellfernsteuerung. 2. Auflage, Seite 31, Berlin 1976.
- [5] H. Jakubaschk, Das große Schaltkreisbastelbuch. 1. Auflage, Seite 138/139.
- [6] Siehe [5], Seite 140/141.
- [7] Siehe [5], Seite 149ff.
- [8] Siehe [5], Seite 166/167.

ELEKTRONIK-SPLITTER

NF-Verstärkerstufe 40 dB

Der Stromlaufplan zeigt eine dreistufige NF-Verstärkerschaltung mit einer Spannungsverstärkung von 40 dB. Durch die Wahl des Widerstandswerts von R_1 und R_2 kann der Verstärkungsfaktor beeinflusst werden. Mit den angegebenen Werten ist V etwa 100fach. Die Beziehung lautet: $V \approx (R_1 + R_2)/R_2$. Der Eingangswiderstand ist hochohmig, etwa $2\text{ M}\Omega$, der Ausgangswiderstand sehr niederohmig, etwa $16\ \Omega$. Damit eignet sich diese Schaltung auch als Kopfhörerverstärker für niederohmige Kopfhörer, z. B. als Kontrollverstärker in einem NF-Mischpult. Die Transistoren sind: VT1 – SC 239, VT2 = SC 309, VT3 = SF 126.

K. H. S.



Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

80-m-Direktmischempfänger

Die Produktdetektorschaltung von *W. T. Poljakow (RA 3AA)* arbeitet mit 2 antiparallelschalteten Dioden. In den Bänden 1983 und 1984 des *Elektronischen Jahrbuchs* wurde sie vorgestellt. Verwendet wird diese PD-Schaltung vor allem im Direktmischempfänger, mit dem SSB- und CW-Signale direkt in den NF-Bereich umgesetzt werden. Zu beachten ist aber, daß die erforderliche Oszillatorfrequenz nur der halben Eingangsfrequenz zu entsprechen hat. Bild 1 zeigt den Stromlaufplan für die Eingangsstufen eines Direktmischempfängers zum Empfang des 80-m-Bands.

Die Empfangsantenne wird kapazitiv an den Eingangsschwingkreis angekoppelt. Die 2-Dioden-Schaltung liegt an einer Anzapfung der Schwingkreispule *L1*. An der anderen Seite der Diodenschaltung wird kapazitiv die Oszillatorfrequenz zugeführt. Die beiden Kondensatoren 47 nF und die Spule *L3* bilden ein Tiefpaßfilter für die aus der Umsetzung gewonnenen Niederfrequenzsignale. Diese werden durch die NF-Verstärkerstufe *VT2* verstärkt und stehen am Lautstärkereglern *R* zur Verfügung.

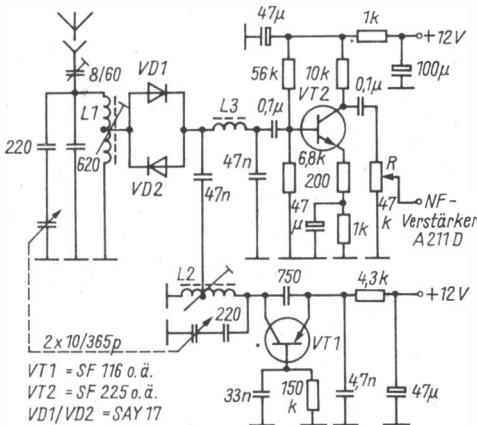


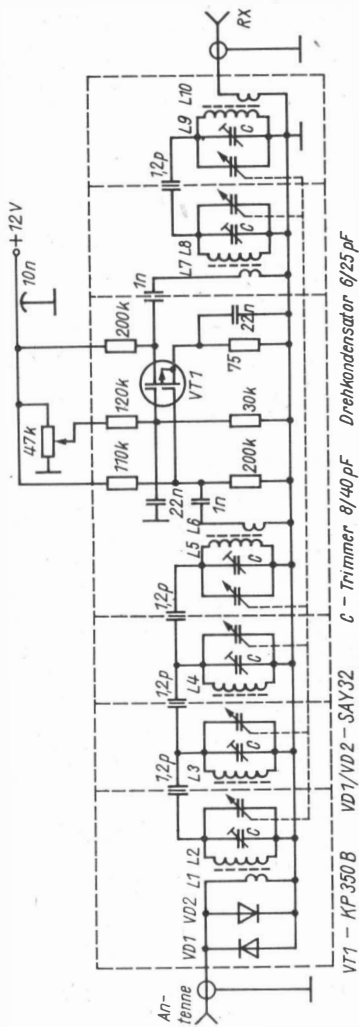
Bild 1
Stromlaufplan eines
80-m-Direktmischempfän-
gers mit 2-Dioden-Pro-
duktdetektor [1]

Die Oszillatorstufe VT1 arbeitet mit einem pnp-Transistor, so daß der Kollektorschwingkreis direkt an Masse liegen kann. Überstreicht der Eingangsschwingkreis den Frequenzbereich 3 500 bis 3 800 kHz, so muß der Oszillator im Bereich 1750 bis 1900 kHz abstimmbar sein. Von einer Anzapfung der Oszillatorschwingkreisspule wird ein Teil der Oszillatorspannung kapazitiv an die Mischstufe gekoppelt. Die Oszillatorspannung soll so groß sein, daß die Dioden VD1/VD2 gerade leitend werden, dann erzielt man die größte NF-Amplitude und die günstigste AM-Unterdrückung. Deshalb sollte man bei der Inbetriebnahme des Direktmischempfängers den günstigsten Anzapfungspunkt bei L2 ermitteln (± 1 bis 2 Wdg. vom angegebenen Wert).

Die HF-Empfindlichkeit des Direktmischempfängers ist abhängig vom Verstärkungsfaktor des NF-Verstärkers. Dem Lautstärkereger R müssen wenigstens 2 NF-Stufen folgen. Geeignet ist auch ein NF-Verstärker mit dem Schaltkreis A 211 D. Als Spulenkörper für L1/L2 eignen sich solche mit einem Durchmesser von etwa 6 bis 7 mm und einem Abgleichkern. Für L1 sind etwa 14 Wdg., für L2 etwa 32 Wdg., 0,2-mm-CuL, aufzubringen. Die Anzapfung für L1 liegt bei etwa 4 Wdg., für L2 bei etwa 8 Wdg., vom masseseitigen Ende aus gerechnet. L3 muß eine Induktivität von etwa 100 mH haben. Geeignet sind Ferritschalenkerne 22 mm \times 13 mm. Bei einem A_L -Wert von 250 nH muß man etwa 630 Wdg., 0,1-mm-CuL, aufbringen. Bei einem Wert $A_L = 630$ nH sind es etwa 400 Wdg.

Preselektor für 40-m-Band

Die Empfangsverhältnisse im 40-m-Band (7,0 bis 7,1 MHz) sind schwierig, da dieses Amateurfunkband sehr schmal ist und zahlreiche starke Sender in diesem Band tätig sind. UB5JFO hat deshalb für seinen KW-Empfänger als Preselektor eine HF-Verstärkerstufe für den Empfang des 40-m-Bands entwickelt, die mit 6 Schwingkreisen arbeitet, die kapazitiv gekoppelt und abstimmbar sind. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan. Zur Verstärkung (etwa 20 dB) wird ein Dualgate-MOSFET (VT1) verwendet. Die Ankopplung der Schwingkreise an die Schaltung erfolgt über die Koppelspulen L1/L6/L7/L10. Aufgebaut wird die gesamte Schaltung in 7 Kammern, die direkt neben dem Drehkondensator angeordnet werden. Da ein solcher 6fach-Drehkondensator selten zur Verfügung stehen wird, kann man 2 3fach-UKW-Drehkondensatoren mechanisch koppeln, eventuell ist auch eine 6fach-Abstimmung mit Kapazitätsdioden denkbar. Der Autor verwendete für die Spulen Ferritringe (K12 \times 6 \times 3) mit jeweils 35 Wdg., 0,25-mm-CuL, für die Schwingkreisspule, und mit jeweils 3 Wdg., 0,5-mm-CuL, für die Koppelspule. Verwendet man andere Spulenbauformen, ergeben sich andere Windungszahlen. Mit dem Potentiometer 47 Ω kann die Verstärkung des Preselektors variiert werden.



VT1 - KP 350 B VD1/VD2 - SAY32 C - Trimmer 8/40 pF Drehkondensator 6/25 pF

Bild 2 Stromlaufplan eines Preselktors für das 40-m-Amateurfunkband [2]

Antennenverstärker für 2 m bzw. 70 cm

Der in Bild 3 vorgestellte Antennenverstärker hat bei 2 m eine Verstärkung von etwa 20 dB und ein Rauschen $<1,1$ dB. Bei 70 cm beträgt die Verstärkung etwa 18 dB und das Rauschen $<1,4$ dB. Die Schaltung besteht aus dem HF-Verstärker VT1 und einer HF-gesteuerten Umschaltung (HF-Vox) der Kontakte K1.1/K1.2. Damit wird bei Sendebetrieb der Antennenverstärker umgangen. Hauptaufgabe des Antennenverstärkers ist es, die Verluste durch Kabeldämpfung und Stoßstellen auszugleichen. Der Ausgangspegel wird nicht am Gate eingestellt, weil sich durch die Arbeitspunktverschiebung die Arbeitsweise verschlechtert. Daher ist zur Einstellung am Ausgang ein Trimpotentiometer 100Ω vorgesehen. Die Ferritperle FP ist nur bei 2 m erforderlich.

Die Spulen werden straff auf einen 8-mm-Dorn (z. B. Spiralbohrer) gewickelt. 2 m: $L1 = 5$ Wdg., 1,2-mm-CuAg, auf 20 mm auseinandergezogen; $L2 = 5$ Wdg., 1,2-mm-CuAg, auf 15 mm auseinandergezogen. Für 70 cm haben $L1$ und $L2 = 1$ Wdg., 1,8-mm-CuAg, die Enden sind abgewinkelt auf 20 bzw. 15 mm Breite. Die Betriebsspannung wird über VT2 zugeführt.

Die HF-Vox arbeitet folgendermaßen: Bei Anlegen der Betriebsspannung werden T2/T3 leitend, so daß das Relais K1 anzieht. Dadurch wird der Antennenverstärker zwischen Antenne und Transceiver geschaltet. Bei Sendebetrieb gelangt eine HF-Spannung über 2,7 pF an die Dioden VD1/VD2. Die entstehende Gleichspannung schaltet VT4 durch, so daß VT2/VT3 gesperrt werden. Das Relais K1 wird stromlos, so daß sich der Antennenverstärker umgehen läßt. Empfehlenswert ist es, am Antenneneingang (Punkt X) 2 antiparallelgeschaltete Dioden (SAY 32) als Spannungsschutz vorzusehen. Das RC-Glied an der Basis von VT4 ist die für SSB-Betrieb er-

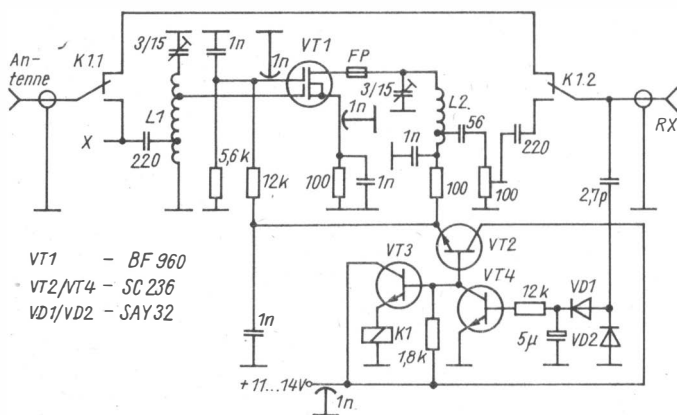


Bild 3 Antennenverstärker für das 2-m- bzw. 70-cm-Band [3]

forderliche Umschaltverzögerung mit der entsprechenden Zeitkonstante.

Die Anzapfungen der Spulen liegen bei 2 m bei etwa 1 Wdg. vom kalten (L1/L2) bzw. heißen Ende (L1), bei 70 cm bei etwa 0,5 Wdg. für den Antennenanschluß, sonst am heißen Ende.

Quarzfrequenz für mechanisches Filter

Für die SSB-Erzeugung mit mechanischem Filter (z. B. 500 kHz) benötigt man eine quarzgenaue Trägerfrequenz von z. B. 503,7 kHz. Oft wird ein solcher Quarz nicht zur Verfügung stehen. Bild 4 zeigt einen Mischoszillator, mit dem man diese Trägerfrequenz erzeugen kann. Dazu werden 2 geeignete Quarzfrequenzen an einen Diodenmischer (Ringmodulator) geführt, so daß man als Differenzfrequenz die benötigte Trägerfrequenz erhält.

VT1 und VT2 sind die beiden Quarzoszillatoren (EQ1 = 15,3 MHz; EQ2 = 14,8 MHz). Die Differenzfrequenz kann durch die Trimmerkondensatoren in Serie zu den Quarzen sehr genau eingestellt werden. Über die Transistorstufe VT3 wird diese Frequenz (etwa 1 V) ausgekoppelt und steht als Trägerfrequenz zur Verfügung. Der Diodenmischer besteht aus 2 symmetrischen HF-Übertragern T1 und T2. Verwendet werden kleine Ferritringe oder UKW-Doppelochkerne. L1 und L4 haben je 7 Wdg., L2/L3 und L5/L6 bestehen aus je 2 × 15 Wdg., bifilar aufgewickelt. Der Draht ist

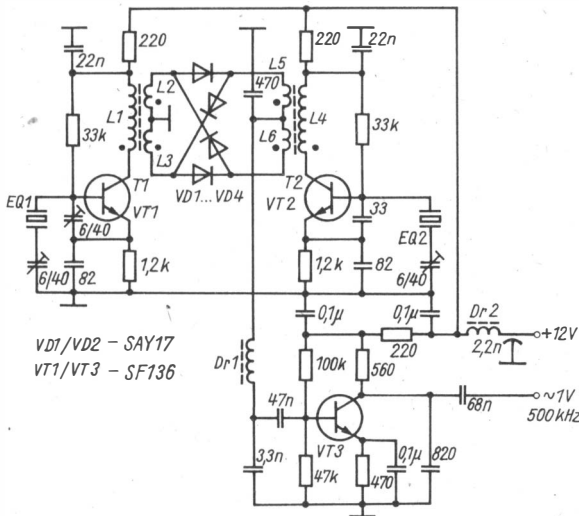


Bild 4 Mischoszillator zur Erzeugung einer SSB-Trägerfrequenz [4]

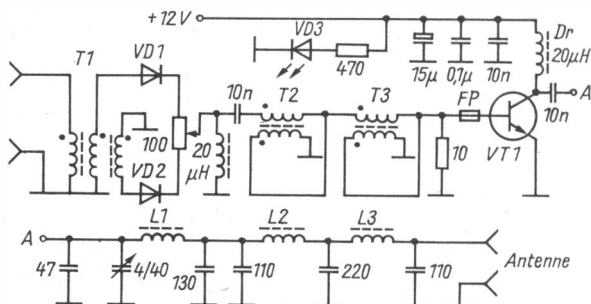


Bild 5 Frequenzverdoppler 14/28 MHz für QRP-Sender [5]

0,15-mm-CuL. Die Drossel Dr1 hat 50 Wdg., 0,1-mm-CuL, für Dr2 sind 10 Wdg., 0,2-mm-CuL, auf gleichen HF-Kernen aufzubringen. In gleicher Weise kann die Schaltung in Bild 4 auch zur Erzeugung der BFO-Frequenz (z. B. 501 kHz) für einen SSB-Empfänger verwendet werden, der mit einem derartigen mechanischen Filter ausgerüstet ist.

Frequenzverdoppler 14/28 MHz

Wer einen 20-m-QRP-Sender hat, kann mit der in Bild 5 gezeigten Frequenzverdopplerschaltung auch ein 10-m-Sendersignal erzeugen. Angewendet wird die Frequenzverdopplung mit Diodenschaltung. Die Unsymmetrie des HF-Übertragers T1 kann mit dem Trimmerwiderstand 100 Ω ausgeglichen werden. Die Anpassung an den Transistoreingang wird durch 2 HF-Übertrager T2/T3 (4:1) vorgenommen, also insgesamt 16:1. FP ist eine Ferritperle über dem Basisanschluß. Der PA-Kreis ist ein π -Filter mit nachfolgendem Tiefpaßfilter. Damit werden weitere Oberwellen sicher unterdrückt.

Für die Spulen und HF-Übertrager werden kleine Ferritringe verwendet, die HF-Übertrager sind auch mit Doppellochkernen ausführbar. T1: 3×8 Wdg., 0,6-mm-CuL, trifilar aufgebracht; T2 = T3: 2×8 Wdg., 0,8-mm-CuL, bifilar aufgebracht. $L1 = 0,324 \mu\text{H}$; $L2 = L3 = 0,27 \mu\text{H}$. Die HF-Drosseln haben eine Induktivität von 20 μH . Als Dioden VD1/VD2 ist der Typ SAY 12 verwendbar, mit der Leuchtdiode VD3 (VQA 13) wird die Betriebsbereitschaft angezeigt. Der Transistor VT1 ist ein 2N 3866, an 50 Ω wird eine HF-Leistung von etwa 1 W erreicht.

QRP-Sender für CW-Betrieb

Der Amateurfunkverkehr mit kleinen Senderleistungen (QRP-Betrieb) interessiert viele Funkamateure, er erleichtert auch dem Anfänger den Ein-

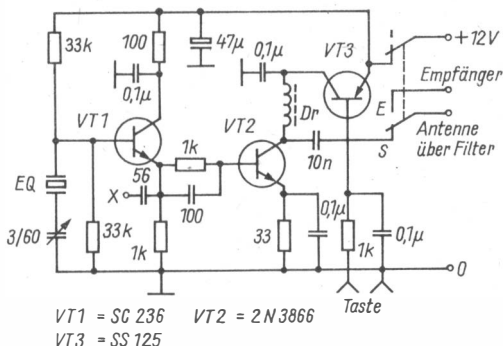


Bild 6
QRP-Sender für CW-Betrieb [6]

stieg in die Amateurfunkpraxis. Auch weltweit gewinnt der QRP-Betrieb zunehmende Bedeutung unter den Funkamateuren, die sich noch etwas Romantik in einer hochtechnisierten Welt bewahrt haben. International verwendete QRP-Frequenzen sind 3560, 7030, 14060 und 21060 kHz, auf denen man quartzesteuert arbeiten kann.

Bild 6 zeigt einen quartzesteuerten CW-Sender, der aus Quarzoszillator (VT1) und PA-Stufe (VT2) besteht. Der Drehkondensator in Reihe zum Quarz EQ erlaubt eine geringe Frequenzänderung. Am Emitter von VT1 (Punkt X) kann die Sendefrequenz als Oszillatorfrequenz für einen Direktmischempfänger ausgekoppelt werden. Als PA-Kreis wird ein Tiefpaßfilter (Bild 7) verwendet. Die PA-Stufe erhält ihren Kollektorstrom über eine Schaltstufe (VT3), die durch die Morsetaste ein- und ausgeschaltet wird. Mit der Wahl des Emitterwiderstands von VT2 kann die erzielbare HF-Leistung (etwa 2 W) variiert werden. Die Drossel Dr hat 10 bis 15 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf einem Ferritzylinderkern. Die Spulen des Filters sind Toroidspulen auf kleinen Ringkernen. (Filterwerte s. Tabelle).

Tabelle Bauelementewerte für das Filter (Bild 7)

Band in MHz	C1/C2/C3 in pF	L1/L2 in Wdg.	Draht in mm
3,5	750	21	0,4
7,0	470	14	0,4
14,0	210	12	0,4
21,0	105	9	0,4

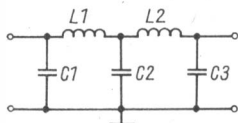


Bild 7
Tiefpaßfilter für den QRP-Sender [6]

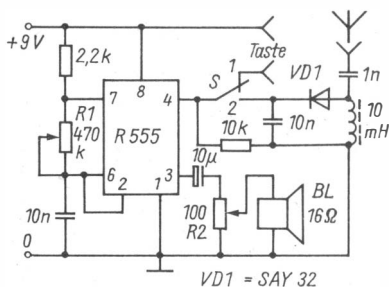


Bild 8
Morse- und Mithörgenerator mit Timer-IS 555 [7]

Morse- und Mithörgenerator

Der Zeitgeberschaltkreis *B 555 D* (international Timer 555) ist ein sehr vielseitig einsetzbarer Schaltkreis, auch in der Praxis des Funkamateurs. In Bild 8 ist der Schaltkreis als Tongenerator beschaltet, wobei sich mit *R1* die Tonfrequenz verändern läßt. Am Ausgang (Pin 3) kann, in der Lautstärke veränderbar (*R2*), der erzeugte Ton über den Lautsprecher *BL* abgehört werden. Das ist aber nur möglich, wenn an Pin 4 H-Pegel anliegt. Steht der Schalter *S* in Stellung «1», so kann über die Morsetaste H-Pegel angelegt werden. Die Schaltung funktioniert also als Morseübungsgenerator. In dieser Schaltung läßt sie sich aber auch als akustischer Durchgangsprüfer einsetzen, wenn man anstelle der Morsetaste 2 Prüfschnüre anschließt.

In der Schalterstellung «2» kann man diese Schaltung auch als CW-Mithörgenerator an der eigenen Amateurfunkstelle verwenden. Das von der Antenne (einfache Stabantenne) aufgenommene Signal des eigenen CW-Senders wird gleichgerichtet, und die entstehende Gleichspannung wirkt als H-Pegel am Pin 4. Anstelle des Schaltkreises *B 555 D* läßt sich auch der Amateurtyp *R 555* einsetzen.

Quarzprüfer

Zur Prüfung der Schwingfähigkeit von Quarzen (Schwing- oder Steuerquarze) genügen einfache Schaltungen. Prinzip ist es, den Schwingquarz in einer aperiodischen Quarzoszillatorschaltung zu betreiben und die entstehende Schwingungsamplitude zu messen oder anzuzeigen. In Bild 9 bzw. Bild 10 wird die *Colpitt*-Schaltung verwendet, gekennzeichnet durch den kapazitiven Spannungsteiler parallel zum Quarz *EQ*. Mit dieser Schaltung lassen sich Schwingquarze im Bereich von 0,1 bis 100 MHz aperiodisch erregen. An der Emittierelektrode von *VT1* wird die Oszillatorschwingung kapazitiv ausgekoppelt. In der Schaltung nach Bild 9 folgt dem Auskoppelkondensator eine Anzeigeschaltung mit Meßwerk. Mit dem Potentiometer kann die Anzeigeempfindlichkeit des Meßwerks verändert werden. Am

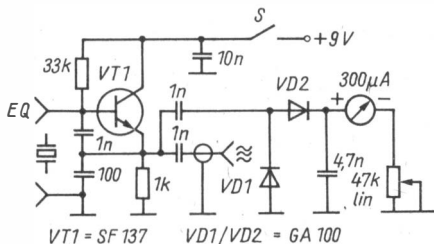


Bild 9
Quarzprüfer mit Meßwerk-
anzeige [8]

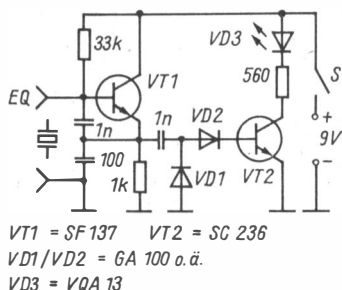


Bild 10
Quarzprüfer mit Leuchtdiodenanzeige [8]

2. Auskoppelkondensator läßt sich zur Frequenzmessung ein Zählfrequenzmesser, ein Dipmeter oder ein anderes Frequenzmeßgerät anschließen. Der Gleichrichterschaltung in Bild 10 folgt eine 2. Transistorstufe VT2 mit einer Leuchtdiode VD3 im Kollektorkreis. Entsprechend der auftretenden Schwingspannung ist das Maß der Helligkeit der Leuchtdiode, so daß Vergleichsmessungen bei der Prüfung von Schwingquarzen möglich sind.

Literatur

- [1] A. Janeczek, Empfänger mit direkter Frequenzumwandlung. Radioelektronik, Heft 5/1983, Seite 21, 24 und 25.
- [2] S. Bunin, QUA: Ideen, Experimente, Beschreibung. RADIO, Heft 4/1983, Seite 14.
- [3] J. Zahn, Antennenverstärker für das 2-m- und 70-cm-Band. cq-DL, Heft 12/1981, Seite 588 bis 590.
- [4] OK2SPS, Abgleichbarer Mischoszillator für mechanische Filter. Radioamatersky Zpravodaj, Heft 6/1983, Seite 6 bis 8.
- [5] A. Bassó, Amateurschaltungen. Radiotechnika, Heft 8/1983, Seite 21 bis 23 (Reprint aus QST, Heft 4/1981).
- [6] R. G. Dobbs, QRP-Informationen. Radio Communication, Heft 10/1983, Seite 904.
- [7] A. Bassó, Amateurschaltungen. Radiotechnika, Heft 3/1983, Seite 27 bis 28 (Reprint aus Practical Wireless, Heft 1/1982).
- [8] J. Hájek, Quarzprüfer. Sdelovaci Technika, Heft 8/1981, Seite 309 bis 310.

Universell verwendbarer Kurzwellenkonverter

Dr. Walter Rohländer – Y220H

Für den Funkamateurler ist es aus unterschiedlichen Gründen immer wieder erforderlich, ein bestimmtes Frequenzband in ein anderes umzusetzen, um z. B. als Anfänger mit einem Rundfunkempfänger bereits am Amateurfunkdienst teilzunehmen. Kurzwellenamateure können schnell mit der normalen Ausrüstung für die klassischen KW-Bänder auch empfangsmäßig die 4 neuen KW-Bänder mit Konverter abhören. Und bei Meßaufgaben lassen sich mit dem Konverter und einem NF-Oszillografen auch noch Signale oberhalb 3 MHz untersuchen. Das Motiv zum Einsatz eines Konverters und die Anforderungen an diesen werden damit unterschiedlich sein. Nicht alle wurden genannt. Nach Meinung des Autors gehört an jede Amateurfunkstelle ein Universalkonverter für die unterschiedlichsten Einsatzfälle!

Funktionsweise des Konverters

Man bezeichnet im deutschen Sprachgebrauch den Konverter auch als Frequenzumsetzer. Es gibt Aufwärts- und Abwärtskonverter, je nachdem, ob die Ausgangsfrequenz höher oder tiefer als die Eingangsfrequenz liegt. Bild 1 erläutert das Prinzip. Die Eingangsfrequenz f_e wird in einer Mischstufe MIX bei Anliegen des Oszillatorsignals f_0 in das Ausgangssignal f_m (Mischprodukt) umgesetzt. Es gilt dabei $f_m = f_e \pm f_0$ (nur Werte ≥ 0), d. h., es entsteht ein Summen- und ein Differenzsignal aus f_e und f_0 . Seitenbänder des Eingangssignals bleiben im Summensignal in der richtigen Seitenbandlage. Diese ändert sich jedoch bei Nutzung des Differenzsignals. Deswegen sollte man sich bewußt sein! Im übrigen kann f_m auch gleich 0 werden. Das entspricht dem Prinzip des klassischen Audionempfängers und dem

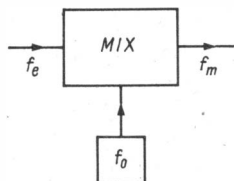


Bild 1
Wirkprinzip eines Konverters (s. Text)

des Direktmischempfängers. Hier ist $f_e = f_0$. Auf die Möglichkeiten der Oberwellen- bzw. der Rückmischung u. a. sei nicht eingegangen. Der Leser findet das ausreichend in der einschlägigen Amateurliteratur (z. B. [1]) formuliert.

Der Universalkonverter für Kurzwelle

Bild 2 enthält die Prinzipdarstellung aller für einen Universalkonverter in seiner Optimalvariante erforderlichen Baugruppen, wenn er als eine vielseitige, selbständige Geräteeinheit betrieben werden soll. Damit ist gesagt, daß nach Ermessen des Anwenders auch Schaltungsvereinfachungen für nur einen bestimmten Einsatzfall möglich sind.

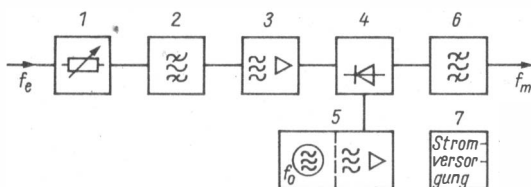


Bild 2 Baugruppen eines Universalkonverters (s. Text)

Diese Baugruppen sind:

- 1 – Abschwächer,
- 2 – Preselektor,
- 3 – HF-Breitbandverstärker,
- 4 – Mischstufe,
- 5 – Mischeroszillator mit Pufferstufen,
- 6 – Postselektor,
- 7 – Stromversorgung.

Der Universalkonverter verlangt einige Investitionen und sorgfältige Ausführung. Die Aufgaben der Baugruppen sind folgende: Mit dem *Abschwächer* läßt sich erforderlichenfalls der Eingangssignalpegel soweit herabsetzen, daß Nachfolgestufen nicht übersteuert werden. Da Selektion im Konverter vorgesehen ist, wird das nur in seltenen Fällen notwendig sein.

Der *Preselektor* vermeidet weitgehend die Mehrdeutigkeit des Konverters. Es gibt fast stets 2 Eingangssignale f_{e1} und f_{e2} , die mit dem Oszillatorsignal f_0 die gleiche Differenzfrequenz f_m ergeben. Ist f_m ausreichend groß, so kann durch Vor- bzw. Preselektion fast immer das nicht gewünschte Eingangssignal unterdrückt werden. Man nennt f_{e2} die Spiegelfrequenz zu f_{e1} und umgekehrt. Der Preselektor erhöht also die Spiegelfrequenzsicherheit und erengt das Eingangsfrequenzspektrum ein, um eine Störung durch starke, sogenannte Außerbandsignale zu vermindern.

Im Universalkonverter ist eine passive Mischstufe vorgesehen. Damit ver-

bunden entstehen im Konverterkanal Verluste bis zu -10 dB. Deshalb ist als Baugruppe 3 eine übersteuerungsarme *HF-Breitbandverstärker-Stufe* für den Bereich 1 bis 30 MHz vorhanden. Auf diese Weise kann abgesehen werden, daß das Rauschen des Konvertereingangs das Gesamttrauschen des Komplexes Konverter-Nachsetzer bestimmt. Auf der anderen Seite bewirkt diese Baugruppe noch eine gewisse Trennung zwischen dem Oszillatorsignal und dem Konvertereingang. Sie ist unbedingt erforderlich, wenn der Konverter zur Direktmischung eingesetzt wird.

Herz des Konverters ist die *Mischstufe*. Jede Diskussion über eine Optimalmischstufe sei an dieser Stelle vermieden. Ohne ein Oszillatorsignal soll Baugruppe 4 den Ein- und Ausgang voneinander trennen. Oberwellen- und Rückmischung sollen in einer Mischstufe minimal sein. Es können in dieser Stufe passive und aktive Bauelemente verwendet werden. Die Mischstufe hat allein die Aufgabe, das Eingangssignal f_c bei anliegendem Oszillatorsignal f_0 in das gewünschte Mischprodukt f_m umzusetzen. Aus diesem Grund enthält die Baugruppe nichtlineare Bauelemente oder HF-Schalter. Die Mischstufe weist stets 3 Tore für die Frequenzen f_c , f_0 und f_m auf. Diese 3 Tore sind an ihre jeweiligen Signale optimal anzupassen, müssen für die Signale aber jeweils optimal untereinander isoliert sein.

Ohne die Baugruppe 5, *Mischeroszillator mit Pufferstufen*, gibt es keinen Konverter. Das Oszillatorsignal soll frequenzstabil und frequenzrein sein und nur geringe Rauschseitenbänder aufweisen. Auf der anderen Seite ist im Universalkonverter ein großer Frequenzbereich durchzustimmen. Das gelingt nur durch Bereichsaufteilung. Jegliche Rückwirkungen auf ein Oszillatorsignal beseitigen 1 bis 2 aperiodische Trennstufen und eine weitere Leistungsstufe zur Bereitstellung einer Signalleistung von 10 bis 20 mW an 50Ω für die Mischstufe.

Den Ausgang des Konverters bestimmt die Baugruppe 6, der *Postselektor*. Er bereitet das Ausgangssignal f_m frequenzselektiv auf. Mit diesem wird gegebenenfalls der Ausgang an den Mischer angepaßt. Den Ausgang soll möglichst nur das gewünschte Mischprodukt f_m verlassen.

Für alle Baustufen benötigt der Konverter eine selbständige *Stromversorgung*. Diese allein macht ihn zu einem vielfältig einsetzbaren Gerät.

Realisierung des Universalkonverters für Kurzwellen

Die Auswahl einer geeigneten Schaltungsvariante soll dem Leser überlassen bleiben. Ein fertiges Kochbuchrezept erscheint nicht sinnvoll. Es gibt die unterschiedlichsten Zielvorstellungen zum Einsatzbereich, zur Investitionshöhe und zum Zeitvolumen. Modulbauweise läßt ihn leicht komplettieren. Die Baugruppen werden einzeln vorgestellt, gegebenenfalls auch in Varianten unterschiedlicher Leistungsfähigkeit, auch einfachen Ansprüchen genügend. Die Ein- und Ausgänge der einzelnen Baugruppen sind gegenseitig angepaßt, so daß bei beliebiger Zusammenstellung kaum Schwierigkeiten auftreten können. Der SWL soll seine Variante genauso zusammenstellen können wie der versierte Funkamateurl.

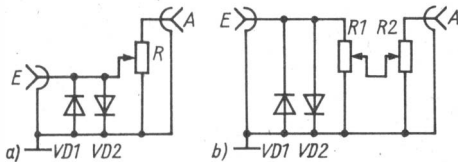


Bild 3
 Baugruppe 1: Abschwächer – VD1, VD2
 schnelle Si-Schaltdioden
 1 N 914, SAY 12 o. ä. R,
 R1, R2 typisch 100 Ω bis
 10 k Ω , Schichtpotentiometer,
 für 3b Tandemtyp

Baugruppe 1: Abschwächer (Bild 3)

Dieser Abschwächer verarbeitet Signale, deren Feldstärken im gesamten HF-Spektrum je nach Antennenlänge, Tageszeit und Ausbreitungsbedingungen einen Pegelbereich von unter 1 μ V bis etwa 500 mV und mehr umfassen. Die schnellen Si-Schaltdioden verhüten Defekte im Konverter, die im unmittelbaren Nahfeld von Sendern auftreten können. Ist letzteres nicht zu erwarten, so sollten diese Dioden entfernt werden. Dieses trifft zumeist beim SWL zu, nicht aber beim Funksendeamateur. Als Potentiometer sind induktionsarme Schichttypen von 100 Ω bis 10 k Ω typisch. In der Schaltung nach Bild 3b ändert sich der Ausgangswiderstand weniger als in der einfachen Schaltung nach Bild 3a. Das ist bei der Auslegung der Nachfolgestufe zu berücksichtigen. PIN-Dioden-Abschwächer sind wenig gebräuchlich.

Baugruppe 2: Preselektor (Bild 4)

Im Preselektor kann der Aufwand sehr unterschiedlich sein. Der einfache, angezapfte Schwingkreis (Bild 4a) trägt bereits viel zur Selektion bei. Das gilt auch für das π -Filter (Bild 4b), das jedoch meist im Aufwärtskonverter eingesetzt wird. In hochwertigen Geräten, wenn nur Bandbetrieb erwünscht ist, werden auch Bandfilter (Bild 4c) eingesetzt, wie z. B. in [2] ausgeführt.

Die Auslegung dieser Baugruppe kann an Hand der einschlägigen Amateurliteratur selbständig durchgeführt werden. Der Eingangswiderstand richtet sich nach den verwendeten Abschwächerpotentiometern, auch nach der verwendeten Antenne und der Ausgang nach der gewählten Folgebau-

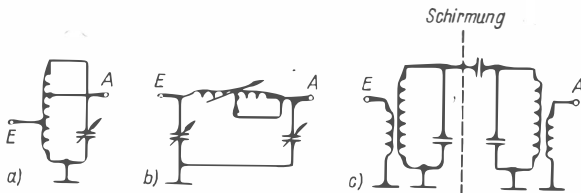


Bild 4 Baugruppe 2: Preselektor – a) angezapfter Schwingkreis, b) Tiefpaß oder π -Filter, c) Bandfilter

gruppe. Der Einsatz hochwertiger Spulen ist zu empfehlen. Zur Umschaltung kommen keramische Drehschalter, Tastenaggregate oder vorhandene Spulenrevolver in Frage. Der erfahrene Amateur kann eine PIN-Diodenumschaltung wie in [2] einsetzen. Für das π -Filter kann man an Stelle einer guten Rollinduktivität auch eine Luftspule mit Anzapfungen und keramischem Drehumschalter verwenden.

Baugruppe 3: HF-Breitbandverstärker (Bild 5)

Bis 10 MHz muß vor einer Mischstufe im allgemeinen keine Verstärkerstufe vorgesehen werden, auch nicht vor einem passiven Mischer, es sei denn, eine Trennstufe ist unbedingt erforderlich. 3 Breitbandverstärker sind in Bild 5 dargestellt. Die Verstärkerstufe nach Bild 5a wurde entsprechend [2] aufgebaut. Sie ist für den Kurzwellenbereich von 1 bis 30 MHz ausgelegt und bringt über diesen Bereich eine fast konstante Stufenverstärkung von 10, vollständig ausreichend für den Konverter. Durch Hochstrombetrieb ist

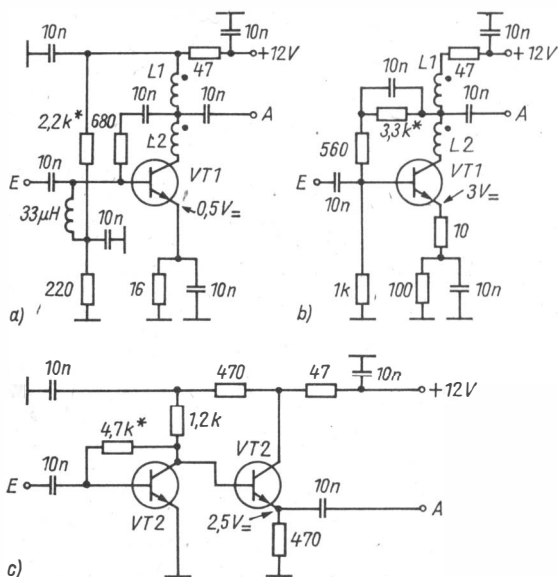


Bild 5 Baugruppe 3: HF-Breitbandverstärker (s. Text) – Mit Stern bezeichnete Widerstände zur Arbeitspunkteinstellung gegebenenfalls verändern. VT1, 2 N 5109, SF 128, BSY 34, SSSY 20, BFX 33 o. ä. $f_T = 300$ MHz VT2, BFY 90, BF 245, SF 126, KT 312 B o. ä. L1, L2, 2 mal 8 Wdg., CuL, bifilar auf Doppelloch kern aus Mf 240, Windungssinn beachten

sie übersteuerungsfest und niederohmig, Ein- und Ausgang haben etwa 50Ω . Gleichwertig ist auch die Verstärkervariante nach Bild 5b entsprechend [3]. Je nach Grenzfrequenz der ausgewählten Transistoren lassen sich beide Verstärkervarianten ohne Schaltungsänderung noch im 2-m-Band einsetzen! Diese Stufen zeichnen hohe Kollektorströme aus. Gegebenenfalls muß man den Transistoren Kühlsterne aufschieben.

Geringeren Ansprüchen genügt bereits eine aperiodische HF-Breitbandverstärkerstufe nach Bild 5c. Der Strombedarf liegt bei 10 mA. Die Stufenverstärkung liegt auch bei 30 MHz noch über 10 ohne jegliche Frequenzkorrektur. Die Übersteuerungsempfindlichkeit genügt jedoch keinen hohen Anforderungen. Sie ist aber bei vorhandenem Abschwächer für die meisten Anwendungsfälle vollständig ausreichend. Der Ein- und Ausgangswiderstand liegt bei einigen hundert Ohm.

Baugruppe 4: Mischstufe (Bild 6)

Aus der Fülle an aktiven und passiven Mischstufen sei nur auf 2 passive Mischer zurückgegriffen, auf einen Doppelbalancemischer (Bild 6a) mit ohmschem Abschluß aller Tore nach [4] und einen einfachen HF-Schalter (Bild 6b). Höchsten Ansprüchen genügt der Doppelbalancemischer. Der vollsymmetrische Aufbau und die ohmsche Belastung aller Eingänge ergibt eine gute Isolation zwischen allen 3 Toren, geringste Oberwellen- und Rückmischung sowie eine extrem geringe Empfindlichkeit gegenüber starken Störsignalen (AM, SSB, CW usw.) am Eingang. Die Dioden sind im Schaltbetrieb kräftig zu betreiben. Dazu ist eine Oszillatorleistung an 50Ω von 10 bis 20 mW erforderlich. Als Dioden werden schnelle Si-Schaltdioden wie *1N 914*, *SAY 12*, *SAY 17* u.ä. oder besser *Schottky*-Dioden wie

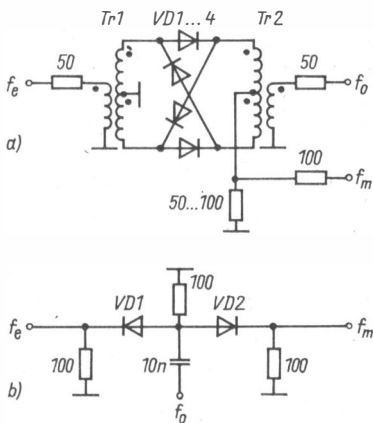


Bild 6

Baugruppe 4: Mischstufe – a) Doppelbalancemischer, b) HF-Schalter als Mischer. VD1 bis VD4 *1N 914*, *SAY 12*, *KD 514 A*, *HP-2800* o. ä. Tr1, Tr2 3 mal 5 bis 7 Wdg., CuL, trifilar auf Doppellochkern aus Mf 240, Windungssinn beachten

KD 51 4 A u. ä. verwendet. Die Diodenquartette sind auszumessen, mindestens eine Übereinstimmung des Flußrichtungsspannungsabfalls jeweils bei 1 und 10 mA Richtstrom. Als Übertrager sind Doppellochkerne oder Ringkerne aus Ferrit (*Manifer*) geeignet, selbst noch solche, deren Grenzfrequenz mit 1 MHz angegeben wird. Die Windungen führt man trifilar unter Verwendung von dünnem Kupferlackdraht aus. Dabei verfährt man richtig, wenn die 3 Drähte zuvor verdreht, besser geflochten werden. Beim Aufbau ist auf sorgfältige Symmetrie zu achten.

Bild 6b zeigt einen einfachen Mischer mit HF-Schalter für geringere Ansprüche. Auch in diesem Fall müssen die Dioden *SAY 12* o. ä. kräftig durchgeschaltet werden (Oszillatorsignal 10 bis 20 mV an 100 Ω). Ohne ein Oszillatorsignal sind Eingangs- und Ausgangstor gut voneinander isoliert. Der Nachteil besteht u. a. darin, daß an diesen beiden Toren das Oszillatorsignal fast voll erscheint, so daß Pre- und Postselektion unbedingt erforderlich sind. Auch Baugruppe 3 ist unerläßlich, einmal als Trennstufe zur Antenne, zum anderen sind höhere Mischverluste zu decken als beim Doppelbalancemischer. Auch dieser Mischer ist großsignalfest und unkritisch im Aufbau. Es müssen auch nur 2 Dioden mit übereinstimmender Kennlinie im Flußbereich ausgesucht werden.

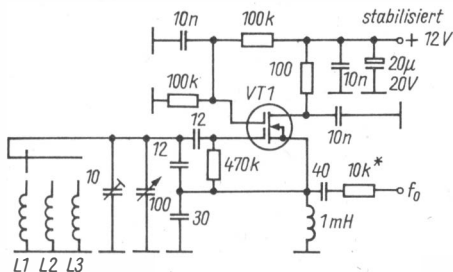
Baugruppe 5: Mischeroszillator mit Pufferstufen (Bild 7)

Für die Qualität eines Konverters mitbestimmend ist das Oszillatorsignal. Es soll frequenzstabil und frequenzrein sein und nur geringe Seitenbandrauschanteile aufweisen. Letztere Forderung erfüllt ein SFET als aktives Bauelement im Oszillator (Bild 7a). Für geringere Ansprüche kann auch ein Bipolartransistor eingesetzt werden (Bild 7b). Beide Oszillatoren überstreichen in 3 Bereichen umschaltbar 3 bis 30 MHz, was für alle Anwendungsfälle auf Kurzwelle doch völlig ausreicht. Der Aufbau ist mechanisch stabil, gut geschirmt, möglichst mit Luftspulen (mindestens ohne Abgleichkern!), in einem kalten Thermostaten vorzunehmen. Die Stromversorgung soll stabil sein und eine extrem geringe Brummspannung aufweisen. Weitere Hinweise findet der Leser in der Amateurliteratur, z. B. in [5].

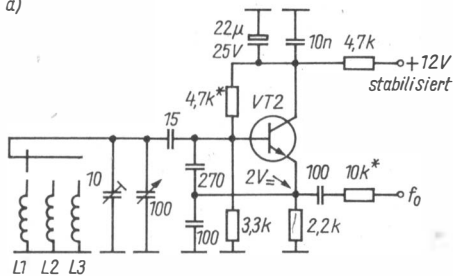
Zu dieser Baugruppe gehören untrennbar mindestens 2 Pufferstufen bis zum Mischer, um allen Ansprüchen, wie z. B. der Rückwirkungsfreiheit und der notwendigen Oszillatorleistung zu genügen. Bild 7c zeigt eine praktische Schaltung.

Baugruppe 6: Postselektor (Bild 8)

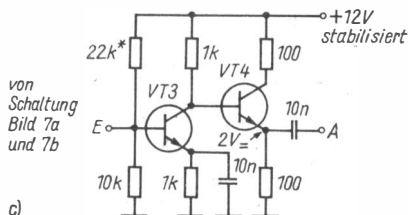
Beide Mischer sind im Ausgang niederohmig. Dennoch erscheint es immer günstig, eine Postselektion zwischen Mischer und Konverterausgang zu haben. Für den Konverter als Direktmischer reicht ein π -Glieder nach Bild 8a,



a)



b)



c)

von
Schaltung
Bild 7a
und 7b

Bild 7

Baugruppe 5: Mischeroszillator mit Pufferstufen – a) Oszillator mit Dualgate-MOS-FET 40673, KP 350 o. ä., b) Oszillator mit bipolarem Transistor SF 126 o. ä., c) aperiodische Pufferstufen mit SF 128, BFX 33 o. ä. Widerstände mit Stern stellen Arbeitspunkte ein. Zwischen Oszillator und Pufferstufe ist dieser so groß zu wählen (gegebenenfalls 100-k Ω -Schichtpotentiometer), daß die Pufferstufe Bild 7c) etwa 2 V HF ergibt. Die L-Werte L1 ... betragen für
3 Bereiche
3 – 6,9 – 14,6 – 30 MHz etwa 22,5/4;3/0,96 μ H
4 Bereiche
3 – 4,8 – 8,4 – 15,6 – 30 MHz, etwa 22,5/8,8/2,9/0,83 μ H

dem am Ausgang direkt ein rauscharmer NF-Verstärker nachgeschaltet werden kann. Für Mischprodukte zwischen 1 und 3 MHz ist ein angezapfter Schwingkreis mit 50- Ω -Eingang und -Ausgang nach Bild 8b günstig. Ist f_m größer als 3 MHz, so reicht ein einfacher LC-Tiefpaß nach Bild 8c zur Selektion und Anpassung des Konverterausgangs aus. In den Ausgang eines Mischers nach Bild 6b wäre zusätzlich in die Leitung ein Sperrkreis für die Oszillatorfrequenz f_0 einzuschalten (Bild 8d).

Die Postselektion muß gemäß den Wünschen des Anwenders ausgelegt werden. Gegebenenfalls sind umfassende Schaltmanipulatoren (Drehschalter, Tastenschalter, Spulenrevolver u. a.) erforderlich. Die Auslegung ist schöpferisch unter Berücksichtigung der Hinweise (50 bis 100 Ω Mischer-Ausgang, Sperrkreis für einfachen Mischer, 50 Ω Konverterausgang) an Hand der Amateurliteratur selbständig möglich.

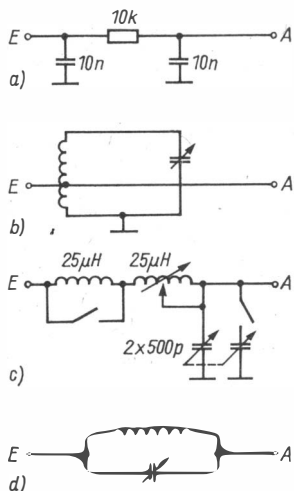


Bild 8
 Baugruppe 6: Postselektor – a) RC-Tiefpaß für Direktmischung, b) angezapfter Schwingkreis bis 3 MHz, c) LC-Tiefpaß bis 30 MHz, d) Sperrkreis für f_0

Baugruppe 7: Stromversorgung

Die Stromversorgung sollte integraler Bestandteil des Konverters sein. Sie muß hohen Ansprüchen bezüglich der Stabilisierung und der Brummspannung genügen; letztere mindestens 10^{-4} der Versorgungsspannung unter Last aller Verbraucher des Konverters. Viele praktische Schaltungen wurden dazu veröffentlicht.

Aufbauhinweise

Der versierte HF-Praktiker wird keine Probleme haben. Alle Baugruppen sind für sich abzuschirmen. Die Netzzuleitung ist zu verdrosseln. Zwischen Erdpunkteingang und -ausgang ist ein breites Kupferband erforderlich. Jede Baugruppe hat nur einen Erdpunkt auf diesem. Der Oszillator muß feinfühlig abstimbar sein. Der Antrieb ist spielfrei möglichst mehr als 8:1 zu untersetzen. Ein- und Ausgang des Konverters sollten HF-Koaxialbuchsen sein. Platz für eine weitere (s. unten) sollte vorgesehen werden. Der Anfänger lasse sich von einem erfahrenen HF-Praktiker oder an einer GST-Klubstation beraten.

Vorschläge zur Schaltungsauswahl

Bis 14 MHz sind die Baugruppen 2, 4, 5, 6, 7 für einen guten Konverter ausreichend, wenn ein Doppelbalancemischer verwendet wird. Bis 30 MHz setze man die Baugruppen 1 bis 7 komplett ein. Ein einfacher Konverter für 3 bis 30 MHz ist nach den Stromlaufplänen Bild 4b, Bild 5c, Bild 6b, Bild 7b, c und Bild 8c leicht aufzubauen.

Abschließende Hinweise

Der aufmerksame Leser wird festgestellt haben, daß die Schaltung des Universalkonverters auf den Frequenzbereich $1 \text{ MHz} \leq f_e \leq 30 \text{ MHz}$ und $f_m \leq 30 \text{ MHz}$ hindeuten. Der Kurzwellenuniversalkonverter ist dafür bestimmt, selbständig vor einem Nachsetzer betrieben zu werden. Dieser kann z. B. ein Oszillograf sein, ein Rundfunkempfänger mit eingebautem BFO, ein guter Amateureinband-RX, der damit sofort zum Allwellenempfänger wird, aber auch ein empfindlicher, rauscharmer NF-Verstärker zur direkten Realisierung eines Direktmischempfängers zwischen 3 und 30 MHz.

Über einen direkten Ausgang läßt sich Baugruppe 5 durch einen Schalter getrennt vom Mischer (Baugruppe 4) als Meßgenerator zwischen 3 und 30 MHz (0,7 bis 1 V an 50Ω) oder bereits als Steueroszillator für die unterschiedlichsten Bauvorhaben einsetzen. Dieser Zusatzausgang erleichtert auf jeden Fall die sorgfältige Kalibrierung mit einem Zähler o. ä. Für den Funkamateur und Ausbilder, der diesen Konverter zur Stationsnachrüstung verwendet, oder zum Empfang der Ausbildungsdienste, ist ein 100-kHz-Eichpunktgeber im Konverter zusätzlich sinnvoll:

Wird nur ein festes Mischprodukt $f_m = \text{konst.}$ verwendet, so kann die Skaleneichung des Mischeroszillators direkt für das Eingangssignal f_e vorgenommen werden.

Es lohnt sich, einen Universalkonverter für Kurzwelle auf Grund seiner Vielseitigkeit zu realisieren.

Literatur

- [1] D. Lechner, Kurzwellenempfänger. Berlin 1975.
- [2] E. Barthels, Ein HF-Baustein für KW-Transceiver in 50- Ω -Technik. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur 1981, Seite 147 bis 153, Berlin 1980.
- [3] The Radio Amateur's Handbook 1981, Seite 8 bis 16, ARRL, Newington, 1980.
- [4] R. Openlander, Direct-Conversion Receiving Notes. QST 62 (1978) Heft 1, Seite 33.
- [5] K.-H. Schubert, Amateurfunk. 5. Auflage, Berlin 1978.

Festfrequenzkonverter für UHF-Fernsehempfang

Dietmar Kauka

Beim Aufbau einer Gemeinschaftsantennenanlage wurde festgestellt, daß durch den nahen Sender des 2. DDR-Fernsehprogramms Vorgeister auftreten. Da die handelsüblichen UHF-Konverter keine genügende Großsignalfestigkeit aufwiesen bzw. nicht die notwendige Frequenzstabilität für den Farbfernsehempfang hatten, wurde ein UHF-Konverter mit Doppel-Gate-MOSFET aufgebaut. Es wurde ein Aufbau in Stripline-Technik vorgenommen, da mit dieser schon gute Erfahrungen gemacht wurden, auch ist der mechanische Aufwand bedeutend geringer. Der beschriebene UHF-Konverter hat eine gute Kreuzmodulationsfestigkeit.

Der Festfrequenzkonverter wird auf einer 2seitig kaschierten *Cevau-sit*-Leiterplatte mit den Abmessungen 155 mm × 50 mm aufgebaut. Die untere Kupferseite bleibt die durchgängige Massefläche. Auf der oberen Fläche sind die UHF-Schwingkreise eingätzt sowie Lötinseln für die übrige Verdrahtung. Die Empfangsfrequenz gelangt über eine Koppelschleife auf den abstimmbaren Eingangsschwingkreis $L1/C1$. Von dort wird sie dem Gate 1 des HF-Verstärkertransistors VT1 (*BF 900*) zugeführt. Nach der Verstärkung gelangt das Empfangssignal über das Zwischenkreisbandfilter $L2/L4$ an das Gate 1 des Mischtransistors *3N202*. In dieser Stufe werden die Empfangsfrequenz und die Oszillatorfrequenz gemischt, und an der Drainelektrode wird mit einem Schwingkreis die gewünschte Differenzfrequenz ausgesiebt. Über eine Koppelwicklung $L9$ wird diese Ausgangsfrequenz dem Fernsehgerät bzw. zur weiteren Verarbeitung dem Gemeinschaftsantennenverstärker zugeführt. Die Transistoren VT3 bis VT5 erzeugen die Oszillatorfrequenz. Die Quarzfrequenz ist davon abhängig, welche UHF-Eingangsfrequenz in welchen UHF-Kanal umgesetzt werden soll. Der Oberton-Quarz EQ2 schwingt in einer Butler-Schaltung in Serienresonanz. Der Kollektorschwingkreis von VT5 ist auf den gewünschten Oberton abgestimmt. Der Kollektorschwingkreis des Transistors VT4 ist auf die 3fache Obertonfrequenz abgeglichen. Dadurch wurde eine Vervielfacherstufe eingespart. Dieses Signal wird der Verdopplerstufe VT3 zugeführt. Diese erzeugt die endgültige Oszillatorfrequenz des UHF-Konverters. Die auf diese Weise erzeugte Oszillatorfrequenz wird dem Gate 2 des Mischtransistors VT2 über das UHF-Bandfilter $L5/L7$ zugeführt, um die Gefahr des Nebenwellenempfangs zu verringern.

Bild 1 Stromlaufplan des UHF-Festfrequenzkonverters

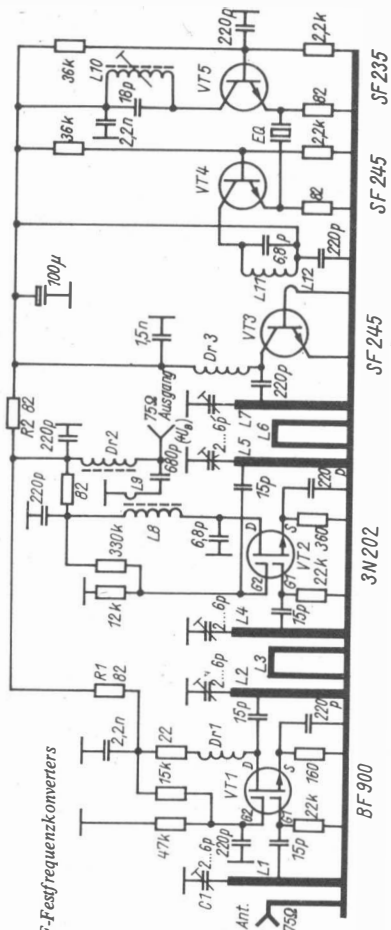
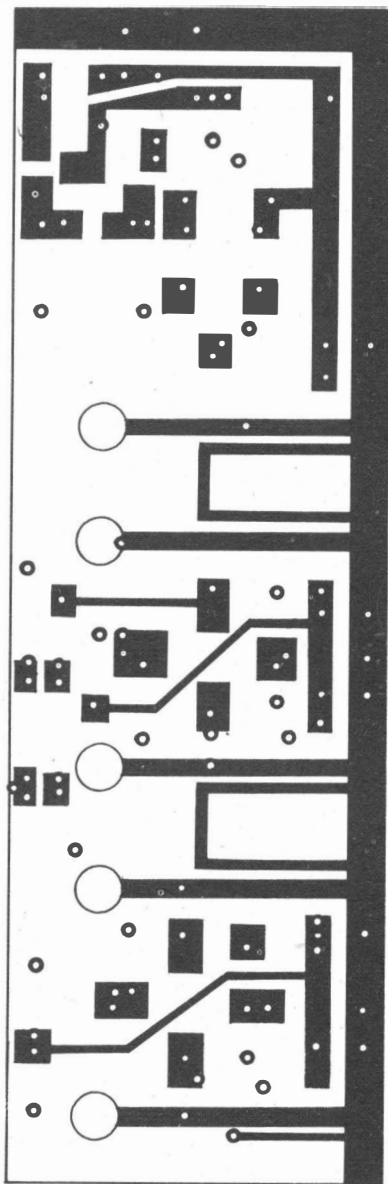


Bild 2
Layout der Bestückungs-
seite der Leiterplatte
(155 mm × 50 mm)



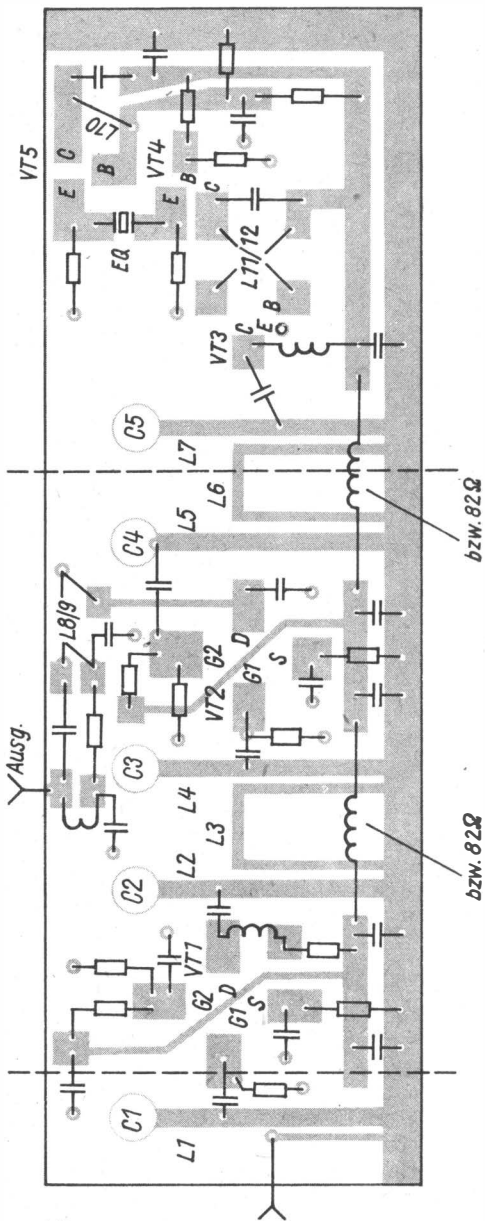


Bild 3 Bestückungsplan der Leiterplatte. Alle an Masse liegenden Bauelementeanschlüsse werden durch eine 1-mm-Bohrung geführt und mit der unteren Massefläche verlötet. Beim Masserand der Bestückungsseite wird auf beiden Seiten der Leiterplatte gelötet!

Exakte Messungen konnten nicht durchgeführt werden, aber bei Vergleichsmessungen mit einem durchstimmbaren industriellen Konverter ließ sich feststellen, daß bei Ankopplung der Antenne direkt an das Gate 1 des Mischtransistors dieser Festfrequenzkonverter in bezug auf Verstärkung und Rauscharmut dem industriellen Konverter bereits überlegen war. Durch die 3 abgestimmten Schwingkreise auf der Empfangsfrequenz ist die Selektivität und durch den Einsatz von Doppel-Gate-MOSFET die Kreuzmodulationsfestigkeit besser als beim Einsatz herkömmlicher Konverter.

Um die Oberwellen des Quarzoszillators nicht in den Empfangsteil gelangen zu lassen, wird zwischen $L5$ und $L7$ ein Abschirmblech eingefügt. Ein Abschirmblech ist auch zwischen $L1$ und $L2$ notwendig, da sonst zeitweilig Selbsterregung der HF-Stufe eintritt.

Die Leiterplatte wird in ein 45 mm hohes, allseitig geschlossenes Metallgehäuse eingebaut. Für den Ein- und Ausgang werden 75- Ω -Koaxbuchsen verwendet. Die Betriebsspannung führt man über das Verbindungskabel zum Fernsehempfänger, da der Konverter in Antennenhöhe installiert wird.

Tabelle Spulendaten

$L1$	- Leiterzug 30 mm lang (2 mm breit), Anzapfung bei 20 mm
$L2$	- Leiterzug 30 mm lang (2 mm breit), Anzapfung bei 22 mm
$L3$	- Koppelspule, Leiterzug 20 mm + 10 mm + 20 mm (1,5 mm breit)
$L4$	- Leiterzug 30 mm lang (2 mm breit), Anzapfung bei 14 mm
$L5$	- Leiterzug 30 mm lang (2 mm breit)
$L6$	- Koppelspule, Leiterzug 20 mm + 8 mm + 20 mm (1,2 mm breit)
$L7$	- Leiterzug 30 mm lang (2 mm breit), Anzapfung bei 15 mm
$L8$	- 16 Wdg., 0,2-mm-CuL, auf FS-ZF-Filterkörper mit HF-Kern
$L9$	- 3 Wdg., 0,5-mm-CuL, über kaltes Ende von $L8$
$L10$	- 10 Wdg., 0,2-mm-CuL, auf FS-ZF-Filterkörper mit HF-Kern
$L11$	- 3 Wdg., 0,7-mm-CuAg, auf 6-mm-Körper mit HF-Kern
$L12$	- 1 Wdg., 0,5-mm-CuL, über kaltes Ende von $L11$
$Dr1$	- 12 Wdg., 0,3-mm-CuL, Durchmesser 4 mm
$Dr2$	- Ferrit-Entstördrossel 10 μ H
$Dr3$	- 15 Wdg., 0,3-mm-CuL, Durchmesser 4 mm

Literatur

- [1] D. Bölte, UKW-Empfänger (70-cm-Konverter nach SM7BZ). Handbuch Amateurfunk, Seite 275/276, Berlin 1978.
- [2] F. Engelbert/H.-J. Zobirei, UHF-Konverter in Streifenleitertechnik. radio-fernsehen-elektronik 21 (1972), Heft 20, Seite 658 bis 660 und Seite 670.
- [3] H.-U. Fortier, Doppel-MOSFET-Konverter mit dem KP350A. Elektronisches Jahrbuch 1978, Seite 184 bis 193, Berlin 1977.
- [4] A. Geyer, Streifenleitungstechnik - Variante zur Verwirklichung von Amateurprojekten im UHF-Bereich. FUNKAMATEUR, Heft 8/1982, Seite 395 bis 399.
- [5] K.-H. Schubert, Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk» (Einfacher Konverter für 2 m). Elektronisches Jahrbuch 1978, Seite 196/197, Berlin 1977.

Selektiver UKW-Vorverstärker in geschirmter Technik

Peter Lange

Der Autor stand vor der Aufgabe, die im Raum Dresden ungünstigen UKW-Fernempfangsbedingungen durch geeignete Verstärker- und Selektionskombinationen zu verbessern. Die mehrjährigen Versuche führten zu selektiven Antennenverstärkern, wovon 2 Varianten beschrieben werden. Im Vordergrund stand dabei vor allem, die durch die starken Ortssender verursachten Kreuzmodulationen zu kompensieren, die Kabeldämpfung zu egalisieren und damit die Empfindlichkeit wieder zu verbessern.

Gute Empfangsergebnisse lassen sich in Schaltungskonzepten mit modernen Dual-Gate-Feldeffekttransistoren erzielen. Nachfolgend werden 2 Verstärker vorgestellt, wobei die Abstimmung einmal mit Kapazitätsdioden, zum anderen mit Drehkondensatoren vorgenommen wird. Beide Schaltungen arbeiten mit 3fach-Abstimmung. Bild 1 zeigt die Schaltung des mit Kapazitätsdioden abgestimmten, in geschirmter Technik aufgebauten Verstärkers. Das Eingangssignal gelangt über den ersten abgestimmten Kreis (60/75 Ω) an das Gate 1 des MOSFET-HF-Transistors BF 981. Dort

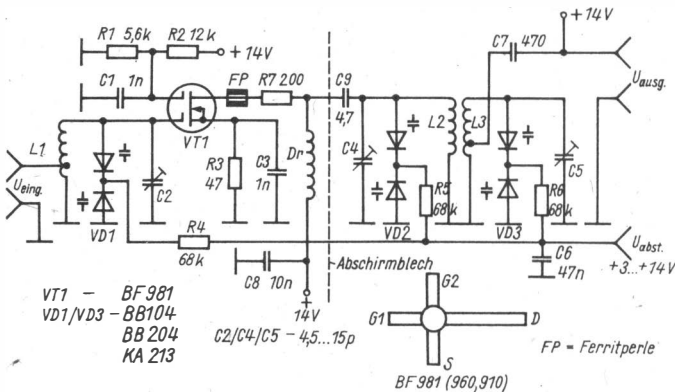


Bild 1 Stromlaufplan des selektiven UKW-Antennenverstärkers mit Kapazitätsdiodenabstimmung

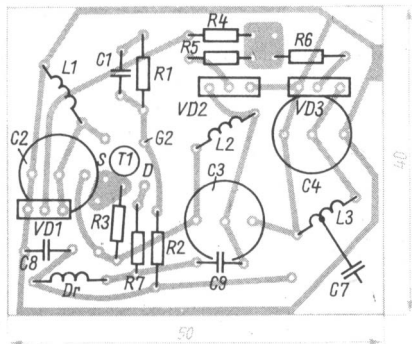
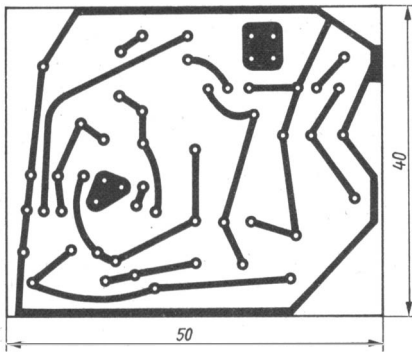


Bild 2
Leiterplattenzeichnung (a) und
Bestückungsplan (b) der Schal-
tung Bild 1 – wegen der Über-
sicht sind nicht alle Bauele-
mente eingezeichnet (s. Bild 3)

wird es verstärkt und über einen 2kreisigen HF-Übertrager unsymmetrisch ausgekoppelt. Der Arbeitspunkt von Gate 2 des Transistors ist mit +4 V so gewählt, daß ein Drainstrom von +10 mA fließt. Hierbei ergeben sich für Verstärkung und minimales Rauschen optimale Werte.

Bild 3 zeigt eine Abbildung dieses Verstärkers in geschirmter Technik. Sämtliche Spulen haben $3\frac{1}{2}$ Wdg. (Ferritkern) bzw. $4\frac{1}{2}$ Wdg. (Alukern) und sind mit versilbertem Cu-Draht, 1 mm Durchmesser, auf Spulenkörper von 5 mm Durchmesser gewickelt. Die Anzapfung von L1 und L3 beträgt $\frac{3}{4}$ Wdg. vom kalten Ende. Die verwendeten Spulenkörper wurden auf eine Länge von 11 mm gekürzt. Sollte trotz Ferritperle ein Schwingen auftreten, so ist L1 mit $\frac{1}{2}$ Wdg. vom heißen Ende anzupfaffen und auf diese Weise die Verbindung zum Gate 1 des Transistors herzustellen.

Aus Bild 2 ist die Bestückung der Leiterplatte aus kupferkaschiertem Material (Cevausic) mit den Bauelementen zu erkennen, die in einer in geschirmter Technik käuflich erworbenen Gleichstromweiche 3057 untergebracht ist. Der Ausbau der alten und der Einbau der neuen Leiterplatte bereiten keine Schwierigkeiten. Die Versorgungsspannung wird einem

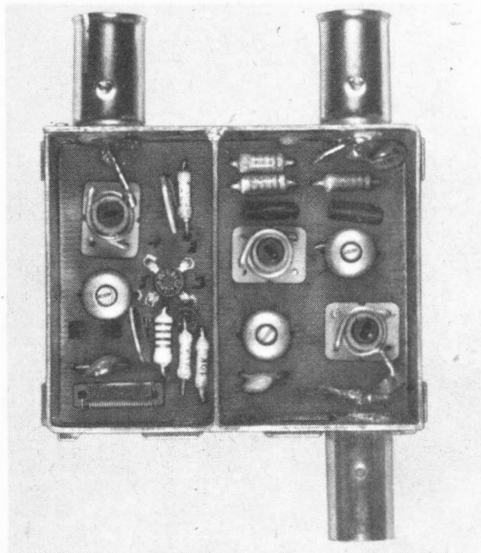


Bild 3
Ansicht des UKW-Antennenverstärkers mit Kapazitätsdiodenabstimmung

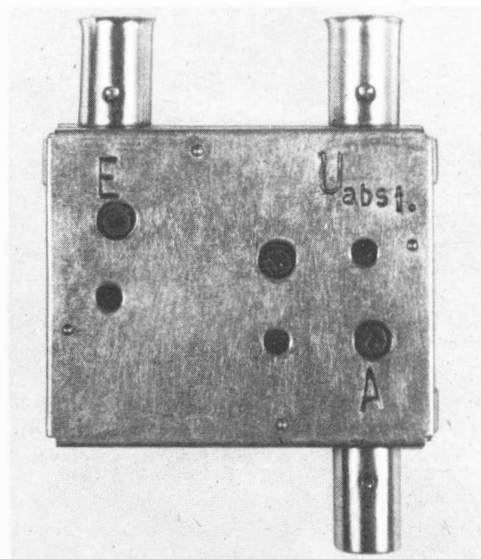


Bild 4
Ansicht des UKW-Antennenverstärkers

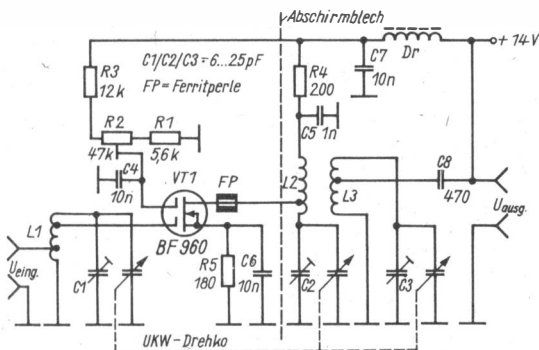


Bild 5 Stromlaufplan des selektiven UKW-Antennenverstärkers mit Drehkondensatorabstimmung

Spulentabelle

Bild 1:

L1...L3 - $3\frac{1}{2}$ Wdg. (Ferritkern) bzw. $4\frac{1}{2}$ Wdg. (Alukern); Draht: 1-mm-CuAg; 5-mm-Spulenkörper aus UKW-Tuner, Höhe auf 11 mm verkürzt
Anzapfungen L1 und L3: $\frac{3}{4}$ Wdg. vom kalten Ende

Bild 5:

L1...L3 - $4\frac{1}{2}$ Wdg. (Alukern); Draht: 1-mm-CuAg; 5-mm-Spulenkörper aus UKW-Tuner

Anzapfungen L1 - $\frac{3}{4}$ Wdg. vom kalten Ende und $\frac{1}{2}$ Wdg. vom heißen Ende; L2 - $\frac{1}{4}$ Wdg. vom heißen Ende; L3 - $\frac{3}{4}$ Wdg. vom kalten Ende

Dr - Ferritkerndrossel 10...20 μ H

Netzteil 3211.02 vom Universalverstärkersystem in geschirmter Technik (+14 V) entnommen. Die Abstimmspannung wurde aus 4 Flachbatterien (+18 V) gewonnen. Als Abstimpotentiometer kam ein Regelwiderstand 500 k Ω (neg. logarithmisch) zum Einsatz, so daß eine relativ genaue Abstimmung auf den gewünschten Sender über den gesamten UKW-Bereich möglich wurde (etwa +3 bis +14 V).

Da die im Stromlaufplan Bild 1 dargestellten Kapazitätsdioden nicht so leicht zu beschaffen sind, wird eine zweite Variante mit Drehkondensatorabstimmung vorgestellt (Bild 5). Hier fand ein Feldeffekttransistor vom Typ BF 960 Verwendung. Die Transistoren BF 960 und BF 981 wurden über den *Elektronik-Versand* Wermsdorf, Kreis Oschatz, bezogen, wo sie einige Zeit im Angebot waren. Sollte an Stelle der genannten Typen für VT1 der Transistor BF 910 von Texas Instruments zur Verfügung stehen, so ist ein Sourcewiderstand von 56 Ω zu wählen (Drainstrom 10 mA bei $U_{DS} = 12$ V). Bild 7 zeigt diesen Verstärker.

Beim angegebenen Transistor für VT1 ergeben sich bei einem Drain-

strom von 7,5 mA die besten Bedingungen. Am Gate 2 des Transistors liegen auch hier wieder 4 V, $U_{DS} = 12$ V. Dieser Verstärker arbeitet bis zu einer Betriebsspannung von 6 V stabil. Man erreicht ausreichend hohe Verstärkung sowie gute HF-Selektion. Der Verstärker wurde mit einer Koaxausgangsbuchse (abgesägter Koaxstecker) versehen, damit er ohne Adapter

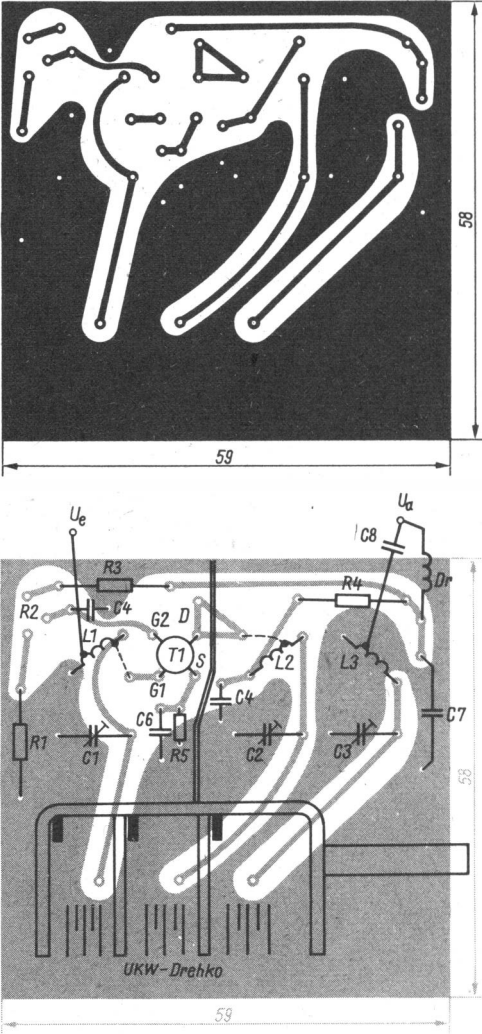
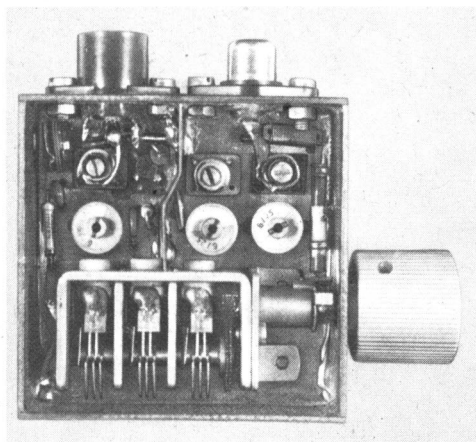


Bild 6 .
Leiterplattenzeichnung (a)
und Bestückungsplan (b)
der Schaltung Bild 5



*Bild 7
Ansicht des UKW-Antennenverstärkers mit Drehkondensatorabstimmung*

oder Kabel direkt an das Netzteil 3212.01 angeschlossen werden kann. Mit R2 wird der optimale Arbeitspunkt eingestellt. In Bild 6 sind die Leiterplatte und ihre Bestückung wiedergegeben. Das Gehäuse, 25 mm hoch, wurde aus kupferkaschiertem Material (*Cevausic*) zusammengelötet.

Die an unterschiedlichen Stellen im empfangsmäßig ungünstigen Raum Dresden eingesetzten UKW-Antennenverstärker rechtfertigen den betriebenen Aufwand und stellen nach Auffassung des Autors eine Alternative dar, entfernte UKW-Sender bei Vorhandensein starker Ortssender in brauchbarer Qualität zu empfangen. Der selektive UKW-Antennenverstärker mit Kapazitätsdiodenabstimmung wurde im Kabelabstand von 4 m zur Antenne unterm Dach angebracht, um das Signal/Rausch-Verhältnis zu verbessern. Die Abstimmspannung führte der Autor über Fernsehkabel und Gleichstromweichen, die Betriebsspannung über das UKW-Antennenkabel (beide Koaxkabel) zum Antennenverstärker. An dieser Stelle noch ein Hinweis: Von einer direkten Kopplung auch bei gleichem Kapazitätsdiodentyp wird wegen zu großer thermischer Unterschiede und damit nicht mehr erreichbarem Gleichlauf zwischen Empfänger und Verstärker abgeraten. Der mit Drehkondensator abgestimmte Vorverstärker ist für den Einsatz direkt am Empfänger vorgesehen und bietet sich bei relativ kurzem Kabelweg an.

Steht für den Abgleich kein Wobbler zur Verfügung, so ist der Abgleich mit einem Radio vorzunehmen, wobei nur mäßig stark zu empfangende, aber vom Pegel konstante UKW-Sender möglichst bei 3 unterschiedlichen Frequenzen mit allen Kreisen auf Maximum abzustimmen sind. Die Abstimmspannung des mit Kapazitätsdioden abgestimmten UKW-Antennenverstärkers ist auf etwa +3 V (87 MHz) und +14 V (100 MHz) einzustellen.

Beim Umgang mit MOSFET ist auf die notwendigen Vorsichtsmaßnahmen wegen der durch Aufladung möglichen Zerstörung zu achten!

Hochleistungs-NF-Verstärker in Brückenschaltung

Udo Kleinert

Beim Aufbau von größeren Beschallungsanlagen besteht oft das Problem, eine hohe Leistung (> 80 bis 100 VA) an relativ große Lautsprecherimpedanzen abzugeben. Die in [1], [2] beschriebenen Schaltungen sind für Leistungen von 100 VA an 4 bzw. 3Ω ausgelegt. An 8Ω können nur noch $60/50$ VA entnommen werden. Es bestand die Aufgabe, einen NF-Verstärker zu konzipieren und aufzubauen, der die geforderte NF-Leistung auch an größere Lastwiderstände abgeben kann. Die Möglichkeit einer Leistungserhöhung durch Vergrößern der Betriebsspannung konnte aus Beschaffungs- bzw. Platzgründen (Treiber- und Endstufentransistoren, Ladelektrolytkondensatoren u. a.) nicht genutzt werden. Statt dessen wurde das Brückenschaltungsprinzip [2], [3] gewählt, wobei zwar die doppelte Menge an Bauelementen erforderlich ist, dafür können aber preiswerte und leicht erhältliche Transistortypen verwendet werden.

Schaltungsprinzip

Im Bild 1 ist das Prinzipschema einer NF-Endstufe in Brückenschaltung zu sehen. Mit einer am Eingang liegenden Phasenumkehrstufe werden die beiden gegenphasigen Signale zur Ansteuerung der Endstufen gewonnen. Da der Lastwiderstand R_L gegen den Ausgang des zweiten Verstärkers arbeitet, fällt über ihm die doppelte NF-Spannung ab. Das entspricht gegenüber der herkömmlichen Schaltung bei gleichen R_L der 4fachen Ausgangsleistung! Daraus ist ersichtlich, daß die beiden Endstufen nicht bis zu ihren elektrischen und thermischen Grenzwerten angesteuert werden müssen, um eine

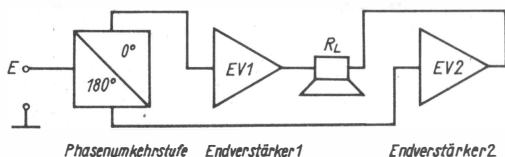


Bild 1 Prinzipschema einer Brückenschaltung mit eisenlosen NF-Endverstärkern

hohe NF-Leistung zu erzielen. Der schaltungstechnische Aufwand konnte deshalb zu obengenannten Forderungen verringert werden. Man muß aber beachten, daß sich der Kollektorspitzenstrom der Endstufentransistoren in der Brückenschaltung verdoppelt. Bei maximalem Betrieb der vorgestellten Schaltung (200 VA an 4 Ω) beträgt er 10 A! Der Transistortyp *KU 607* läßt sich in diesem Fall schon nicht mehr verwenden.

Phasenumkehrstufe

Bild 2 zeigt 2 zur Auswahl stehende Schaltungen. Der Stromlaufplan Bild 2a eignet sich, wenn eine niederohmige NF-Eingangsspannung > 1 V zur Verfügung steht. Am Kollektor kann das gegenüber dem Emitter um 180° gedrehte Signal entnommen werden. Mit der in Bild 2b vorgeschalteten Bootstrap-Stufe wird neben der Erhöhung des Eingangswiderstands noch eine Verstärkung von etwa 10 dB erreicht.

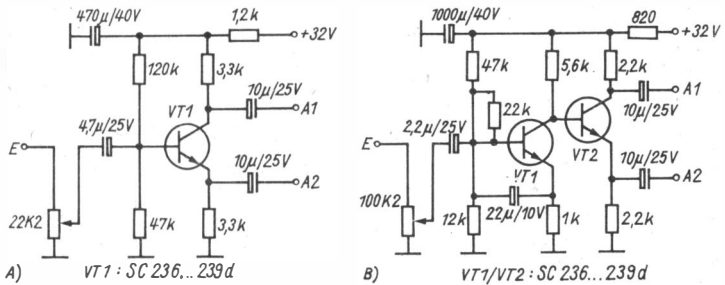


Bild 2 Schaltungsvorschläge für die erforderliche Phasenumkehrstufe

Endstufe

Bild 3 zeigt den Stromlaufplan einer Endstufe. $VT1/VT2$ bilden den Eingangsdifferenzverstärker mit gemeinsamem Emitterwiderstand $R4$. Gegengekoppelt wird vom Ausgang des Verstärkers über $R6/R7$ auf die Basis von $VT2$. Mit $R7$ kann die Verstärkung eingestellt werden. Vom Kollektor $VT1$ gelangt das Signal auf die Vortreibertransistorstufe $VT3$. Seine Betriebsspannung wird über $C5$ mit der Ausgangsspannung aufgestockt. Dadurch wird eine große Aussteuerbarkeit des Transistors erreicht.

Mit der einstellbaren Spannung über $VT4$ wird der Ruhestrom (etwa 40 mA) eingestellt. $D1$ verhindert das «Absaugen» der Ladespannung von $C1$ bei großen Aussteuerungsspitzen, HF-Selbsterregung wird mit dem *Boucherot*-Glied $R20/C7$ sowie den Kondensatoren $C2/C4/C6$ unterdrückt. $VT5/VT6$ erhalten je 2 übereinandergesteckte Kühlsterne bzw. ein Kühl-

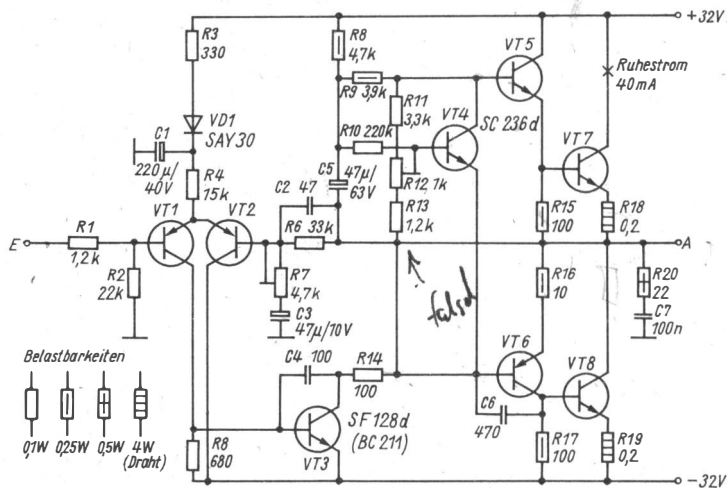


Bild 3 Stromlaufplan einer Endstufe (VT1/2, VT5 bis VT8 s. Tabelle 1)

Tabelle 1 Transistorauslastungen für die Endstufe nach Bild 3

VT 1/VT 2	VT 5	VT 6	VT 7/VT 8
im Mustergerät verwendet:			
KT 3107	BC 211	BC 313	KU 607*
BC 177	BD 337	BD 338	BDP 620
SC 307d	SD 337	SD 338	2N 3055
KT 208 K	SF128*	SF 118*	2 N 4348
KF 517	KFY 34/KFY 46	KFY 16/KFY 18	KD 503

* nicht bei Lastwiderständen kleiner als 6 Ω verwendbar

blech in der Größe von 6 cm² (2-mm-Alu). Die Kühlkörper für VT7/VT8 sollten überdimensioniert werden, die Verlustleistung bei Vollaussteuerung (200 VA an 4 Ω) beträgt etwa 45 W je Transistor. R18/R19 wurden im Mustergerät unmittelbar an die Emittoren der Endstufentransistoren gelötet. Die Paarigkeit der Transistoren nach Tabelle 1 sollte im Bereich 0,5 bis 2 liegen.

Netzteil

Für den Netztransformator eignen sich Eisenkerne mit Typenleistungen über 300 VA. Soll der Verstärker für Stereobetrieb mit gemeinsamer Stromversorgung ausgelegt werden, muß man einen entsprechend leistungsstärkeren Typ verwenden. Die Sicherung F ist auf 3,2 A zu vergrößern, und je Ausgangsspannung sind je $5 \times 4700 \mu\text{F}/40 \text{ V}$ vorzusehen.

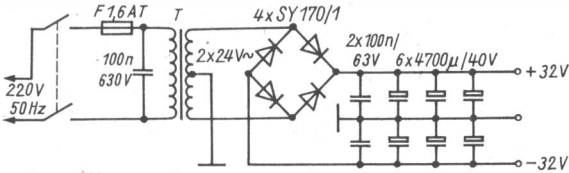
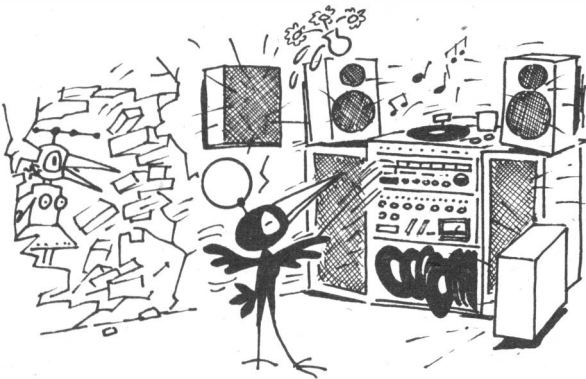


Bild 4 Stromlaufplan der Stromversorgung

Inbetriebnahme

Nachdem man die Ausgangsspannungen des Netzteils kontrolliert hat, kann die Verbindung mit der Schaltung hergestellt werden. Die Basisanschlüsse VT6/VT7 sind noch nicht anzuschließen. Am Ausgang jeder Endstufe darf keine Gleichspannung meßbar sein. Gegebenenfalls ist R2 zu verändern. Beim Autor arbeiteten die 4 aufgebauten Endstufen sofort und ohne Korrektur. Die Spannung am Emitter von VT5 muß sich mit R12 geringfügig verändern lassen, sie wird auf den geringsten Wert gestellt. Nach Anlöten der Endtransistoren und dem Einstellen des Ruhestroms mit R12 legt man an den Eingang der Phasenumkehrstufe ein 1-kHz-Signal von 1 V (Schaltung Bild 2a) bzw. 300 mV (Schaltung Bild 2b). Mit R7 wird an jeder NF-Endstufe eine NF-Ausgangsspannung von 15 V eingestellt.



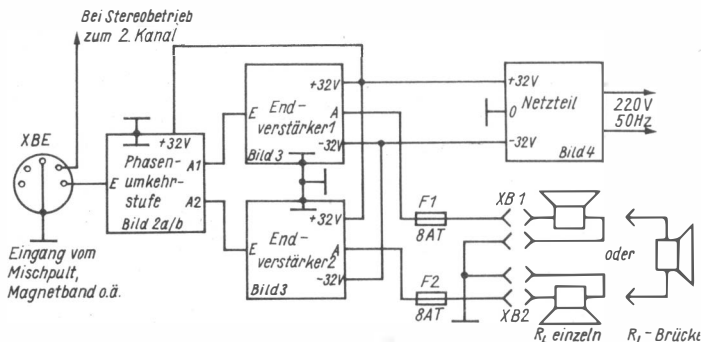


Bild 5 Übersichtsschaltplan des aufgebauten NF-Leistungsverstärkers, der in Brückenschaltung betrieben werden kann

Bild 5 zeigt den Übersichtsschaltplan. Jede Endstufe erhält eine separate Ausgangsbuchse. Dadurch können die Verstärker auch einzeln genutzt werden (Achtung – phasengedreht!). Über einen Adapter wird der Lastwiderstand in die Brücke geschaltet. Die beim Mustergerät erreichten NF-Ausgangsleistungen beider Anwendungsfälle sind in Tabelle 2 zusammengestellt. Die Kurzschlußsicherungen F1/F2 muß man je nach Einsatzfall variieren. Bei Brückenbetrieb an 8 Ω sind z. B. nur noch 5 A vorzusehen.

Der vom Autor aufgebaute Verstärker brachte gegenüber dem vorher genutzten Gerät (100 VA an 4 Ω) entscheidende Vorteile. Da der Abschlußwiderstand 8 Ω nicht unterschritten wurde, traten kaum thermische Probleme auf. Es ist jederzeit eine ausreichende Reserve an Leistung vorhanden. Bei eventuellem Ausfall einer einzelnen Endstufe kann durch einfaches Umstecken der Veranstaltungsaufbau mit «halber Kraft» fortgesetzt werden.

Tabelle 2
Mit dem Mustergerät erreichte Ausgangsleistungen ($k < 1\%$)

R_L	R_L – einzeln	R_L – Brücke	Kollektorspitzenstrom
4 Ω	60 VA	200 VA	10 A
6 Ω	45 VA	150 VA	7,1 A
8 Ω	35 VA	120 VA	5,5 A
10 Ω	28 VA	105 VA	4,6 A

Literatur

- [1] F. Hullmann, Kurzschlußfester 100-W-Hi-Fi-Leistungsverstärker. FUNKAMATEUR 31 (1982), Heft 9, Seite 441 bis 443.
- [2] E. Czirr, Kurzschlußsicherer 100-W-Hi-Fi-Leistungsverstärker. radio-fernsehelektronik 26 (1977), Heft 18, Seite 590 bis 593.
- [3] D. Borgelt/A. Kieckbusch, 200-W-NF-Verstärker in Brückenschaltung. radio-fernsehelektronik 26 (1977), Heft 18, Seite 593 bis 594.

Steuerelektronik für einen Lichtschlauch

Dietmar Kinalzyk

Das nachfolgend beschriebene elektronische Steuergerät für einen Lichtschlauch wird vorwiegend in Diskotheken eingesetzt. Die Schaltung ist für 11 Funktionen ausgelegt, wobei 2 ihren Ablauf automatisch wechseln.

Schaltungsbeschreibung (Bild 1)

Das Kernstück des Steuergeräts bildet der IS2 (*D 195 D*). Dieser IS ist ein 4-Bit-Schieberegister für Vor- bzw. Rücklauf. IS1 und IS6 werden als Taktgeneratoren genutzt. IS5 bildet 2 Flip-Flops, die für besondere Effekte benötigt werden. IS3 arbeitet als Hilfsschaltkreis des Schieberegisters. IS4 wird als Negator genutzt. Den Ansprüchen genügen in dieser Schaltung auch IS-Bastlertypen.

Arbeitsweise des IS2

Am Anschluß MC (Mode Control) liegt bei Stellung «1» des Schalters S6 L-Pegel an (Bild 1). Dadurch wird der *D 195 D* seriell vorwärts bzw. nach rechts schieben. An den Ausgängen Q_A bis Q_D ist H-Pegel zu erwarten. Durch das NAND von IS3 (in der Schaltung oberes Gatter) liegt an ES L-Pegel an. Beim Eintreffen des ersten Taktimpulses, den IS1 liefert, wird dieses «L» nach Q_A übernommen. Dadurch ist die Bedingung am Gatter $HHH = L$ nicht mehr gegeben, und an ES liegt «H» an. Dieses «H» wird mit dem nächsten Takt nach Q_A übernommen und das «L» von Q_A nach Q_B geschoben. Da an einem Eingang der NAND «L» von Q_B liegt, ist an ES wieder «H» zu erwarten. Beim nächsten Takt wird dieses «H» nach Q_A übernommen, wobei das «L» nach Q_C geht. Für den 4. Takt gilt analog das gleiche, an Q_D liegt dann L-Pegel. Durch den einheitlichen H-Pegel an den Eingängen des NAND liegt jetzt wieder «L» an ES. Mit dem Eintreffen des nächsten Taktimpulses wiederholt sich der Vorgang.

Der *D 195 D* schiebt parallel. Durch die Verbindungen $Q_D - C$, $Q_C - B$ und $Q_B - A$ wird auch das Linksschieben ermöglicht. Beim Linksschieben liegt an MC «H» (S6 in Stellung «2»). Beide Funktionsweisen beeinflussen

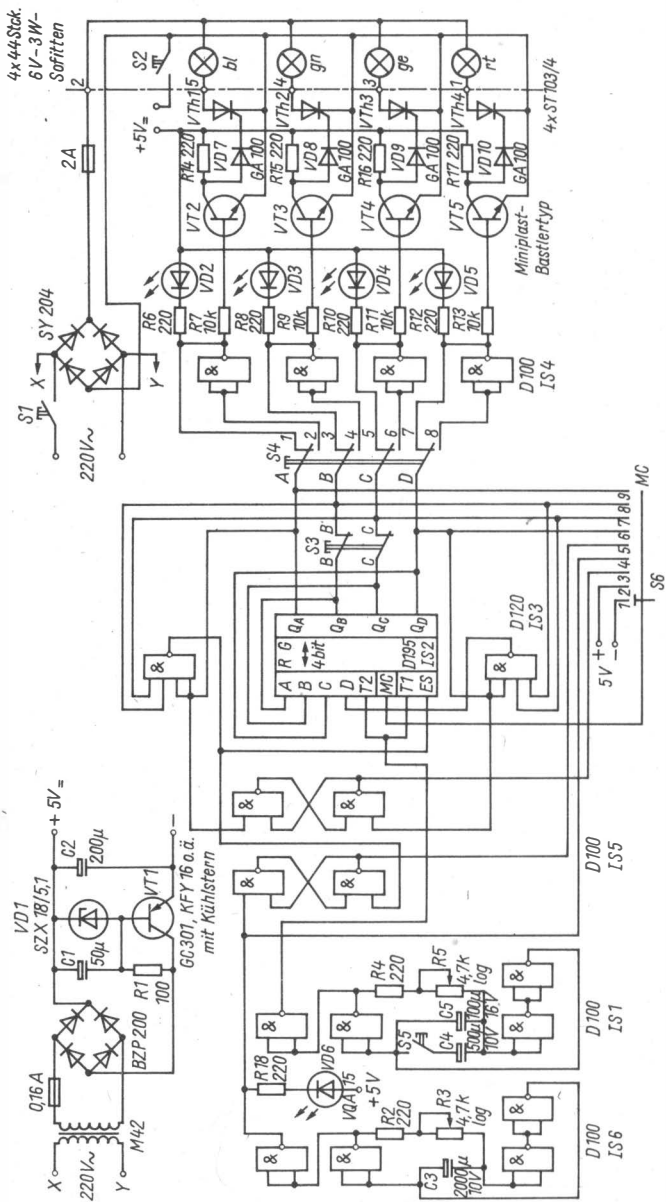
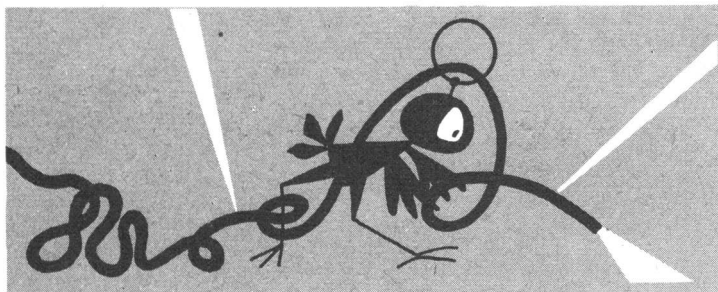


Bild 1 Stromlaufplan der Steuerelektronik für einen Lichtschlauch



sich nicht. Die nichtbenötigten Eingänge werden durch den Pegelwechsel an MC verriegelt. Das wären bei «H» an MC die Eingänge T1 und ES, bei «L» an MC die Eingänge T2 und D. Das Linksschieben erfolgt mit «H» prinzipiell umgekehrt (in der Schaltung unteres Gatter von IS3).

Der Taktimpulsgenerator (IS1) liefert Impulse je nach Stellung des Schiebereglers R5 im Abstand von 0,1 bis 1,5 s. Mit Schließen des Schalters S5 kann man die Impulse auf etwa 3 s Abstand verzögern. R5 und S5 bestimmen also die Geschwindigkeit des durchlaufenden Lichtpunkts.

Verstärkung des «laufenden Pegels»

Der laufende «L-Pegel» von Q_A nach Q_D bzw. umgekehrt wird über den Schalter S4 (in Ruhestellung) an 4 Transistoren geführt, die ihn verstärken. Über die Schutzdioden GA100 werden die Thyristoren angesteuert, so daß das Signal negiert wird und ein heller Punkt die Sofitten durchläuft. Ist S4 gedrückt (Arbeitsstellung), so werden die vom D195D kommenden Pegel durch IS4 negiert, so daß ein dunkler Punkt durchläuft.

Die LED VD2/VD5 zeigen als Kontrolle die jeweils wahren Pegel an, die identisch mit denen im Lichtschlauch sind. Da es im Handel keine blauen LED gibt, wurde für D2 eine rote LED eingesetzt.

Weitere Effekte

In Stellung «3» des Schalters S6 liegt MC am Ausgang eines Flip-Flop von IS5. Dieses Flip-Flop wechselt nach jedem beendeten Durchlauf seinen ausgangsseitigen Pegel, d. h., wenn «L» an Q_A oder Q_D angelangt ist, schaltet das Flip-Flop, so daß MC den umgekehrten Pegel erhält. Somit schiebt der D195D in die jeweils andere Richtung. Der helle bzw. dunkle Punkt pendelt zwischen A und D.

In Stellung «4» des Schalters S6 liegt MC am 2. Taktgenerator mit IS6. Dieser Taktgenerator wechselt je nach Stellung des Schiebereglers R3 den

«L-H»-Pegel im Abstand von 0,5 bis 7 s. Somit läuft der dunkle bzw. helle Punkt 0,5 bis 7 s nach links und danach für diese Zeit nach rechts usw.

Wird der Schalter S6 auf «5» gerückt, so ist MC mit dem 2. Taktgenerator und dem 2. Flip-Flop von IS5 verknüpft. Der entstehende Effekt ist, daß nach der Schaltzeit des 2. Taktgenerators die Funktion Links- bzw. Rechtslauf auf wechselseitiges Aufblinken der roten und gelben Lampen und umgekehrt wechselt. In den Stellungen «6» bis «9» des Schalters S6 blinken die Lampen in der Taktzeit des 1. Generators wechselseitig auf. Dabei sind diesen Schalterstellungen folgende Lampenfarben zugeordnet:

«6»	rt - bl;	«8»	gn - ge;
«7»	ge - rt;	«9»	bl - gn.

Die letzte Funktion wird mit dem Drücken des Schalters S3 realisiert. Unabhängig von der Stellung von S6 leuchten wechselweise die roten mit den grünen und die gelben mit den blauen Sofitten gleichzeitig auf.

Netzteil und separate Thyristorsteuerung

Die Thyristoren erhalten ihre Betriebsspannung von der *Graetz*-Brücke mit den Dioden SY204. Damit ist der Vollwellenbetrieb der Sofitten gegeben. Das Netzteil für die Kleinspannung der Schaltkreise ist durch die Z-Diode in Verbindung mit dem Transistor VT1 realisiert. Es entspricht somit den Anforderungen in bezug auf Stabilität der Spannung für die Schaltkreise. Als Transformator genügt der Typ M42. Die Sekundärseite sollte eine Wechselspannung von 6,5 bis 7,5 V aufweisen. Die Steuerschaltung benötigt einen Strom von etwa 150 bis 200 mA.

Mit dem Schließen des Schalters S2 fließt durch die Thyristoren der Steuerstrom, d. h., daß die Sofitten im Schlauch ihre Spannung zugeführt bekommen. Das hat einen praktischen Nutzen! Als Diskosprecher möchte man die Aufmerksamkeit des Publikums am Veranstaltungsbeginn möglichst auf sich lenken. Um das zu erleichtern, stellt man sich mit der Kontrolle der Leuchtdioden ein besonders wirkungsvolles Programm ein. Dann drückt man kurz vor der Ansage S2 und zieht somit die Aufmerksamkeit auf die Diskothek.

Hinweise zum mechanischen Aufbau

In Bild 2 und Bild 3 ist die Leiter- bzw. die Bestückungsseite der Leiterplatte dargestellt. Der Aufbau ist unkompliziert. Jedoch dürfen die Brücken nicht vergessen werden. Das Einlöten von 14poligen Schaltkreisfassungen ist möglich. Die Dioden der *Graetz*-Brücke SY204 und die Thyristoren müssen gekühlt werden. Es ist eine Kühlfläche von 15 cm² je Diode und 10 cm² je Thyristor aus 2 mm starkem Aluminiumblech vorzusehen.

Verwendet man für R3 und R5 moderne Langbahnschieberegler (möglichst log), die sich in einer Diskothek besser bedienen lassen, so kann man

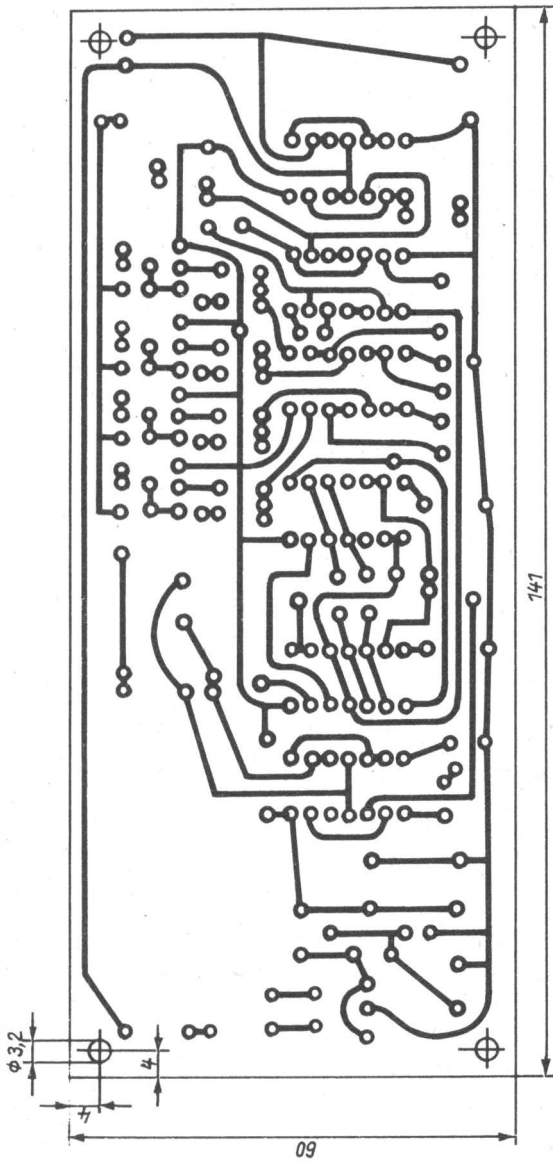


Bild 2 Leiterplatte für die Steuerelektronik

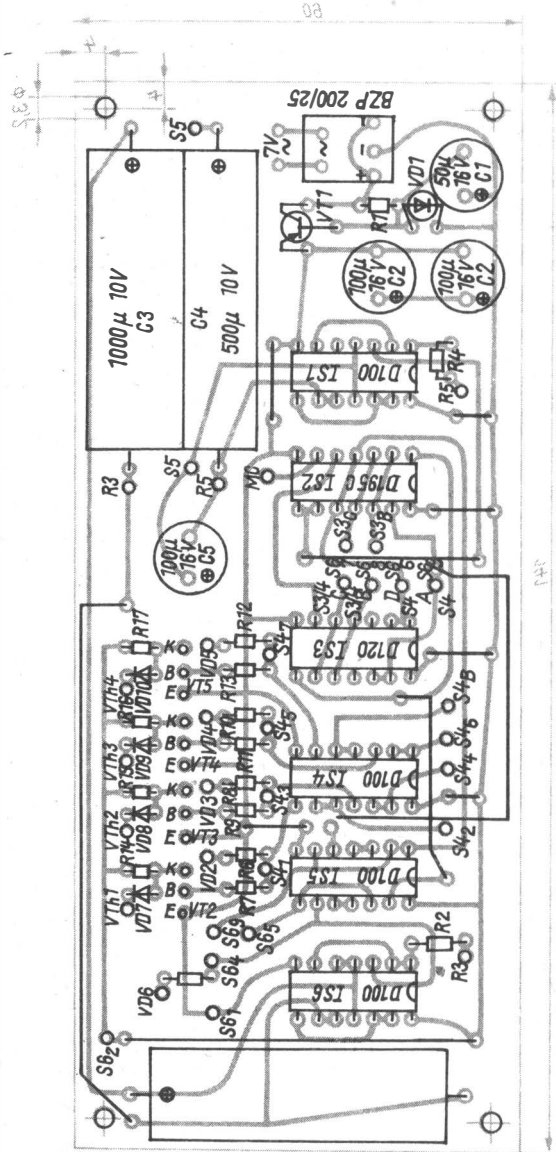


Bild 3 Bestückungsplan für die Leiterplatte der Steuerelektronik

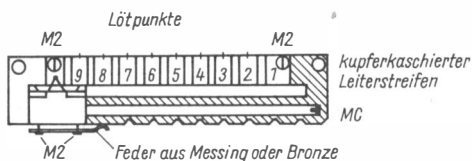


Bild 4
Aufbauskitze für den
Schalter S6 der Steuer-
elektronik

ihrer Form auch den Schalter S6 anpassen. Aus einem Langbahnschieberegler läßt sich mit etwas Geschick ein 10stufiger Schalter fertigen (Bild 4). Die Widerstandsbahn wurde durch eine geschlitzte, kupferkaschierte Leiterbahn ersetzt. Die seitlichen Einkerbungen in Verbindung mit der Feder aus Bronze oder Messing bewirken eine gute Rastung des Schleifers. Der Schleiferanschluß liegt an MC.

Erläuterungen zum Lichtschlauch

Der Lichtschlauch enthält insgesamt 176 Sofitten 6 V/3 W. Diese sind farblich zu je 44 Stück in Reihe geschaltet und versetzt so angeordnet, daß bei der Ansteuerung laufende Farbpunkte entstehen. Man kann auch andere Sofitten oder Glühlampen verwenden, muß aber beachten, daß die Leistungsaufnahme von 400 W nicht überschritten wird.

Jede Sofitte erhält bei 220 V Netzspannung nur eine Spannung von etwa 5 V. Das kommt einer Erhöhung der Lebensdauer zugute. Außerdem ist der Einschaltspitzenstrom (Lampenkaltstrom) nicht so hoch, so daß die Sofitten nicht vorgeheizt werden müssen. Die Lichtausbeute reicht dennoch völlig aus.

Die Sofitten erhalten ihre Farbe durch Glühlampentauchlack. Als Schlauch ist der für Melkanlagen empfehlenswert. Ist dieser nicht erhältlich, so kann man auch dicken klaren Schlauch, den man in Zierfischhandlungen erhält, verwenden. Diesen muß man allerdings schlitzen, weil sonst die Sofittenkette mit den Verbindungsleitungen nicht eingezogen werden kann.

Betriebserfahrungen

Da der Autor eine Diskothek betreibt, wurde der Lichtschlauch bei ihm oft angewendet. Seit über einem Jahr arbeitet die Anlage fehlerlos. Eine besondere Funkentstörung ist nicht erforderlich, da auftretende Störungen so gering ausfallen, daß man sie vernachlässigen kann.

Literatur

- [1] K. Schlenzig, Spiele mit Schall. Original-Bauplan Nr. 38, Berlin 1978.
- [2] D. Bittner, Lauflicht für Diskotheken und Tanzkapellen. FUNKAMATEUR, Heft 4/1983, Seite 173/174.

Stereobasisbreitenregler mit Schaltkreis A 274 D

Erhard Lotta

Mit einem Basisbreitenregler läßt sich die Basisbreite von Stereoanlagen elektronisch beeinflussen. Das wird immer dann erforderlich sein, wenn man die Lautsprecher einer Stereoanlage aus räumlichen Gründen nicht optimal im Sinne der Stereophonie aufstellen kann. Basisbreitenreglerschaltungen wurden schon in der Literatur veröffentlicht, z. B. [1], [2]. Das Prinzip der Basisverbreiterung besteht darin, daß das Seitensignal des rechten Kanals gegenphasig mehr oder weniger stark dem linken Kanal zugemischt wird und umgekehrt. Dadurch wirkt von der einen Seite ein Überdruck und von der anderen Seite ein Unterdruck desselben Signals auf den Hörer ein. Dieser Effekt vermittelt ihm das Empfinden, die Schallquelle befände sich außerhalb der Boxen.

Die elektronische Spreizung der Basisbreite ist leider nicht beliebig möglich, da sich mit zunehmender Spreizung gleichzeitig das Mittensignal verringert. Auf die theoretischen Grundlagen der elektronischen Basisbreitenveränderung soll nicht näher eingegangen werden. Sie wurden bereits ausführlich in [1] behandelt.

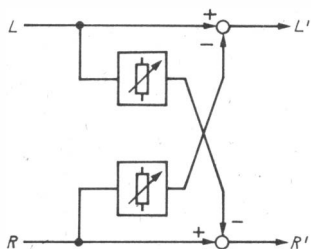


Bild 1
Prinzip der künstlichen Basisverbreiterung

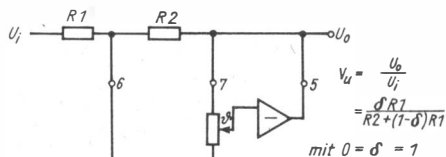


Bild 2
Beschaltung des A 274 D
als Verstärker (nur ein
Baustein dargestellt)

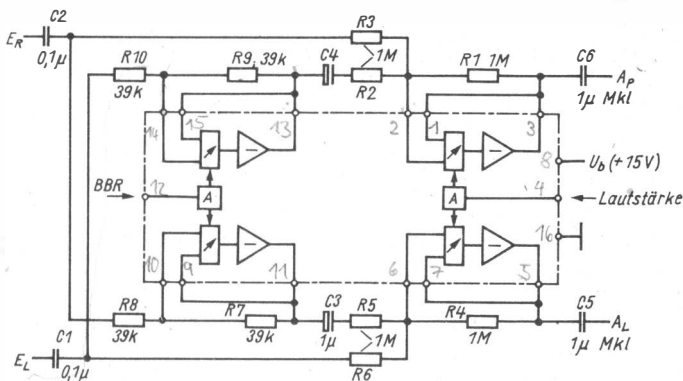


Bild 3 Beschaltung des A 274 D als Basisbreitenregler

Der Einsatz moderner Bauelemente ermöglicht es, einen Basisbreitenregler zu realisieren, der in Konzeption und Aufbau relativ einfach ist, zugleich aber in den technischen Parametern und im Komfort besticht. Der A 274 D, ein Schaltkreis zur Realisierung gleichspannungsgesteuerter Stereo-Höhen- und Tiefen-Regelung, bietet sich für diesen speziellen Einsatz an. Nach [3] läßt sich der Schaltkreis so beschalten, daß 4 invertierende Verstärker entstehen (s. Bild 2) und sich das Prinzip nach Bild 1 realisieren läßt. Bild 3 zeigt die komplette Schaltung. Über Pin 12 läßt sich die Basisbreite (normal bis überbreit) mit der Gleichspannung (1,5 bis 9 V) einstellen. Pin 4 wurde vom Autor auf +9 V gelegt, könnte aber auch zur Lautstärkeregelung herangezogen werden (evtl. auch als Stellglied für Stummschaltung). Durch die Gleichspannungssteuerung wäre eine Fernbedienung der Basisbreite vom Platz des Zuhörers aus möglich.

Die integrierte Schaltung des A 274 D ist für Eingangsspannungen bis zu 1 V ausgelegt. Die Verstärkung der Basisbreitenreglerschaltung wurde für $V = 1$ bei $R_E \approx 1 \text{ M}\Omega$ konzipiert, läßt sich aber entsprechend Bild 2 leicht

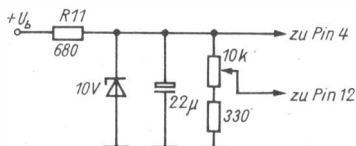


Bild 4
Steuerspannungsversorgung

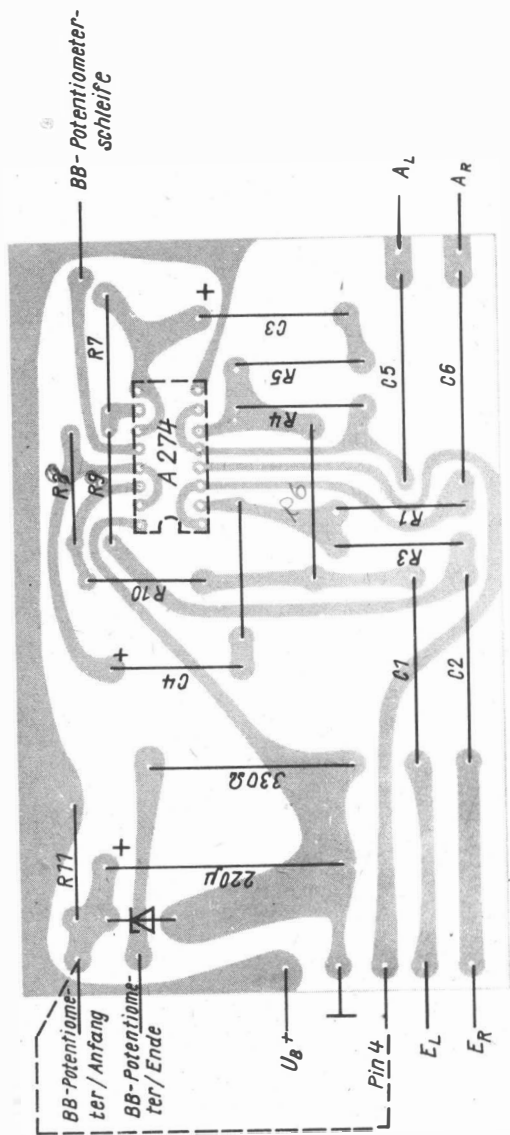


Bild 6 Bestückungsplan des Basisbreitenreglers

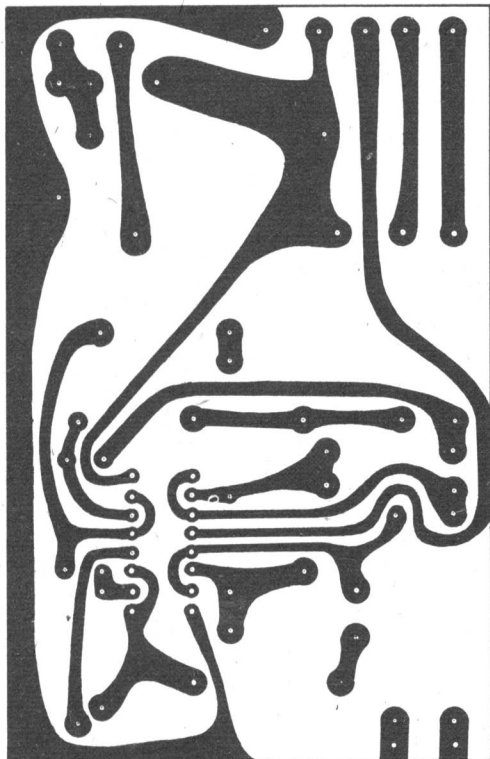


Bild 5 Leiterbild für Basisbreitenregler (M 1:1)

verändern. Die mit dieser Schaltung erreichbare Übersprechdämpfung und der Klirrfaktor sind vom Schaltkreis abhängig:

Klirrfaktor $k = 0,4\%$,

Übersprechdämpfung $a_{\text{Ü}} = 58 \text{ dB}$.

Beim Autor wird diese Schaltung im Stereomagnetbandgerät *M 2405 S* seit längerer Zeit mit Erfolg eingesetzt.

Literatur

- [1] G. Greiner, Basisbreitenregler und Übersprechkompensator mit einem OV je Kanal. *FUNKAMATEUR* 27 (1978), Heft 14, Seite 174 bis 178.
- [2] B. Krauspe, Pseudoquadroverstärker $3 \times 30 \text{ W}$. *FUNKAMATEUR* 29 (1980), Heft 2, Seite 69 bis 72.
- [3] P. Edelmann, Integrierte Lautstärke- und Klangregler A 273 D und A 274 D. *radio-fernsehen-elektronik* 28 (1979), Heft 12, Seite 751 bis 757.

Aufbau einer Schulkonothek

Udo Kleinert

Im folgenden Beitrag soll eine Diskoanlage beschrieben werden, die für den Aufbau in einer Elektronikerarbeitsgemeinschaft bzw. auch für wenig erfahrene Elektronikamateure geeignet ist. Die Schaltungen wurden auf minimalen Bauelementaufwand bemessen und sind ohne Einstellarbeiten betriebsbereit. Beim Aufbau des Mischpults wird von den zum Diskobetrieb benötigten Geräten ausgegangen. Um ein ununterbrochenes Musikprogramm darbieten zu können, müssen mindestens 2 «Musikquellen» vorhanden sein. Es spielt dabei vorerst keine Rolle, ob dies Kassetten-, Spulenbandgeräte oder Plattenspieler sind. Für Ansagen werden 1 oder 2 Mikrofone angeschlossen. Als nützliches Hilfsmittel erweist sich ein Kopfhörerverstärker, der wahlweise auf die Magnetbandeingänge geschaltet werden kann. Damit ist es möglich, das gerade nicht benutzte Gerät zur Musikvorauswahl zu nutzen und die Kassetten (Bänder) auf Titelanfang zu spulen.

Im beschriebenen Mischpult (Bild 1) sind 2 Mikrofoneingänge sowie 3 universelle Eingänge für «Musik» vorgesehen. Alle Kanäle können im Klang untereinander angepaßt werden. Zur Vereinfachung ist es möglich,

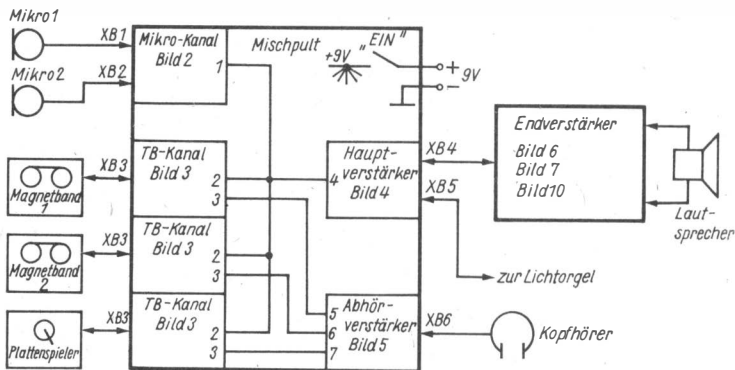


Bild 1 Übersichtsdarstellung der im Beitrag beschriebenen Diskoanlage

den Abhörverstärker sowie einen TB-Kanal wegzulassen. Weitere Kanäle können je nach Bedarf hinzugeschaltet werden. Anschließend werden 3 Endverstärker vorgestellt. Die Gesamtkonzeption der Anlage ist für Monobetrieb ausgelegt, die Schaltungsbeschreibung enthält Hinweise für eine Stereoerweiterung.

Mikrofonkanal (Bild 2)

An XB1 bzw. XB2 können Mikrofone mit nieder- bzw. mittelohmiger Impedanz (100 Ω bis 5 k Ω) angeschlossen werden. Falls nur 1 Mikrofon zum Einsatz kommen soll, entfallen XB2/R3/R4. Mit R1/R3 wird eine Vorpe-

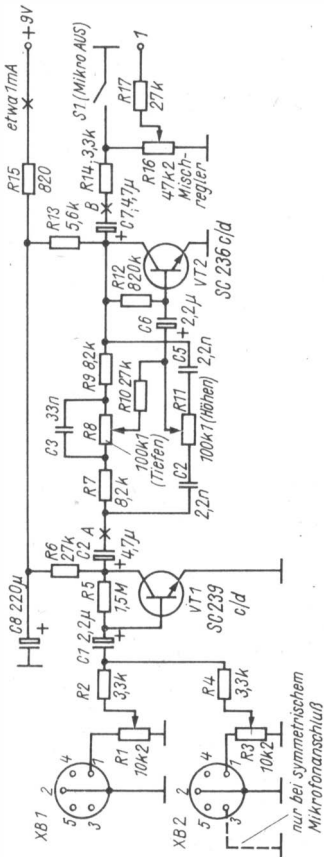


Bild 2 Stromlaufplan für einen Mikrofonkanal; bei Anschluß von symmetrischen Mikrofonen gehört Stift 3 der Eingangsbuchsen an Masse

gelpassung eingestellt und eine Übersteuerung des Kanals vermieden. VT1 arbeitet in Emitterschaltung und verstärkt das Mikrofonsignal auf den Pegel der Magnetbandgeräte. Danach folgt eine aktive Klangregelstufe mit VT2, auf die durch Verbindung der Schaltungspunkte A und B auch verzichtet werden kann. Die zwischen den Punkten liegenden Bauelemente können entfallen. Mit R15 wird die gewünschte Lautstärke einmalig eingestellt. Mit S1 schaltet man das Mikrofon während des Musikprogramms aus. Soll das Mischpult für Stereobetrieb aufgebaut werden, wird am Schleifer von R15 ein zweiter Widerstand 27 k Ω zum anderen Kanal geführt. Das Mikrofon ist dann in Mono über beide Kanäle zu hören.

Magnetbandkanal (Bild 3)

VT3 arbeitet in Kollektorschaltung als Impedanzwandler. Der damit erreichte hochohmige Eingangswiderstand (etwa 1 M Ω) ermöglicht den Anschluß eines Kristalltonabnehmers an XB3. Gleichzeitig wird an die folgende Klangregelstufe angepaßt, die nicht ohne vorgeschaltete Transistorstufe (s. VT1/VT3) betrieben werden kann. Wird auf die Klangregelung verzichtet und ein Bandgerät angeschlossen, kann man XB3 direkt mit R28 verbinden (Verbindung der Punkte C und E). Soll in diesem Fall ein Plattenspieler mit Kristallsystem zum Einsatz kommen, verbindet man die Punkte D und E.

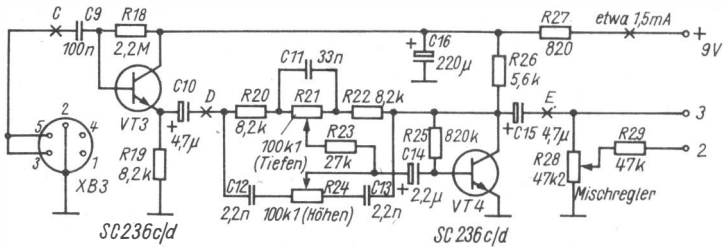


Bild 3 Stromlaufplan eines TB-Kanals für den universellen Anschluß von Bandgeräten und von Plattenspielern

Hauptverstärker (Bild 4)

Am Eingang des Hauptverstärkers werden die Kanäle gemischt. VT5 gleicht die Dämpfung der passiven Mischstufe mehr als aus. Es schließt sich eine Klangregelstufe an, mit der das Ausgangssignal beeinflusst werden kann. Dadurch erübrigt sich eine solche Stufe im Endverstärker. An XB4 bzw. XB5 wird der Endverstärker sowie (falls vorhanden) die Lichtorgel angeschlossen.

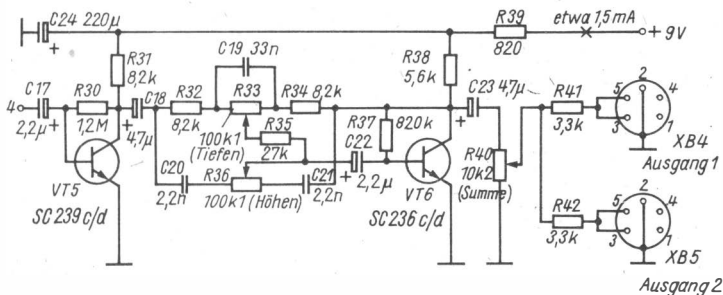


Bild 4 Stromlaufplan des Hauptverstärkers im Mischpult; C18 wird mit R40 verbunden, falls im Endverstärker eine Klangregelung vorhanden ist

Abhörverstärker (Bild 5)

Mit S2 wird der abzuhörende Kanal eingestellt. Es lassen sich z. B. Drehschalter oder Tastensätze, die für jeden Magnetbandkanal einen Schaltkontakt haben, verwenden. An XB6 können Kopfhörer mit Impedanzen größer als 300 Ω angeschlossen werden.

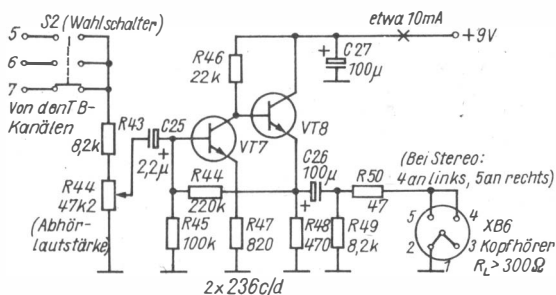


Bild 5 Stromlaufplan des Abhörverstärkers

Stereoerweiterung

Sämtliche Kanäle, außer dem Mikrofonkanal, werden doppelt aufgebaut. Für die Klang- bzw. Mischregler sind möglichst Tandemausführungen zu verwenden. Der linke Kanal wird mit Stift 3, der rechte jeweils mit Stift 5 der Ein- und Ausgangsbuchsen verbunden. Die bei Mono übliche Verbindung dieser Anschlüsse muß getrennt werden.

Aufbau

Um eine ausreichende Abschirmung zu erreichen, wird das komplette Mischpult in einem geschlossenen Metallgehäuse aufgebaut. Als Mischregler sind Flachbahnregler vorteilhaft, alle anderen Bedienelemente können Drehpotentiometer sein. Um für eventuelle spätere Erweiterungen Platz zu lassen, baut man die Schaltung auf einer Universal-Lochrasterplatte auf. Für sämtliche Transistoren können auch ausgewählte Si-npn-Bastlertypen (z. B. *Beutel 6*) verwendet werden. VT1 und VT5 müssen auf Rauscharm, alle anderen Transistoren nur auf Stromverstärkungen zwischen 150 und 250 ausgesucht werden. Wenn ein Vielfachmesser vorhanden ist, sollte in der fertigen Schaltung zur Arbeitspunktkontrolle je Transistor eine Kollektor-Emitter-Spannung von etwa 3,5 bis 5,5 V meßbar sein. Gegebenenfalls ist der Kollektor-Basis-Widerstand zu ändern. Die geringe Stromaufnahme des Mischpults rechtfertigt Batteriebetrieb, z. B. Reihenschaltung von 2 Flachbatterien je 4,5 V.

Achtung, im voll geöffneten Zustand der Klang- und Mischregler können, je nach angeschlossenen Gerät, Verzerrungen durch Übersteuerung des Hauptverstärkers auftreten! Die Regelmöglichkeiten sind deshalb vor Benutzung zu testen und gegebenenfalls zu markieren. Zum Einstellen des Klangbilds bei der Veranstellung empfiehlt es sich, die Regler in den Eingangskanälen vorerst auf Mitte (linear) zu stellen. Danach nimmt man die Einstellung mit den Reglern im Hauptverstärker vor. Mit den Kanalreglern werden nun nur noch die Aufnahmen untereinander ausgeglichen.

Endverstärker mit $2 \times A 210 K$ (Bild 6)

Die vom *A 210 K* erreichte maximale Ausgangsleistung von 6 VA an 4Ω ist oftmals auch für eine kleinere Schulklotheke nicht ausreichend. Da sich als Lautsprecher die Typen *L3401* (12,5 VA/6 Ω) bzw. *L3402* (15 VA/8 Ω) anbieten, sollten mindestens 10 VA an 6 Ω abgegeben werden. Eine Möglichkeit, den *A 210 K* auch für höhere Leistungen zu verwenden, besteht in einer Brückenschaltung. Dabei werden 2 gegenphasig angesteuerte Schaltkreise verwendet. Der Lautsprecher wird zwischen die beiden Ausgänge geschaltet. Durch die Verdopplung der Ausgangsspannung läßt sich damit am selben Lastwiderstand etwa die 4fache Leistung erzielen. Um den *A 210 K* nicht zu überlasten (Ausgangsspitzenstrom 2,2 A), muß R_L mindestens 6,5 Ω betragen! Mit *R64* in der Schaltung nach Bild 6 werden geringere Lautsprecherimpedanzen auf den Mindestwert erhöht. Die erreichbaren Ausgangsleistungen sind in Tabelle 1 aufgeführt.

Optimal wäre damit der Einsatz des Lautsprechers *L3401*. Beide Schaltkreise werden in der Brückenschaltung gleich beschaltet. Da das Ausgangsruhepotential der Schaltkreise kaum größere Unterschiede aufweist, kann der Auskoppelelektrolytkondensator entfallen. VT9 stellt die beiden phasengedrehten Signale bereit, für ihn können beliebige Si-npn-Miniplast-

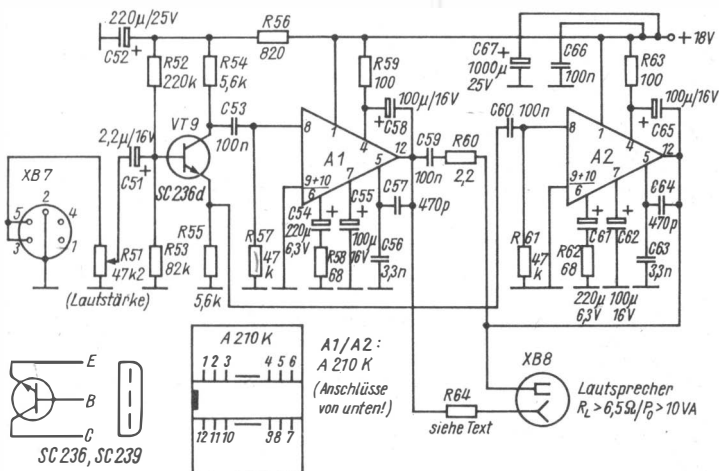


Bild 6 Stromlaufplan eines NF-Endverstärkers in Brückenschaltung, bestückt mit 2 IS vom Typ A 210 K

Tabelle 1 Ausgangsleistungen zu Bild 6

R_L (Lspr.)	P_O an R_L	R_{64}
4 Ω	9 VA	2,5 Ω (5 W)
6 Ω	13 VA	0,5 Ω (2 W)
8 Ω	12 VA	—

transistoren ($\beta > 150$) eingesetzt werden. Das Netzteil wird aus einem Heiztransformator 12,6 V/1,6 A mit nachgeschalteter Graetz-Brücke (z. B. $4 \times SY360/0,5$) und Ladeelektrolytkondensator 4700 $\mu\text{F}/25\text{ V}$ aufgebaut. Beispiele dafür sind unter anderem in [1] enthalten. Für die IS A1/A2 kann man auch den Amateurtyp R 210 E mit aufgeschraubtem Kühlprofil verwenden. Die Betriebsspannung darf dann maximal 15 V betragen, wobei allerdings nicht mehr die volle Ausgangsleistung erreicht wird.

Endverstärker mit A 2030 (Bild 7)

Eine wesentlich einfachere Möglichkeit bietet der seit 1983 erhältliche Leistungs-IS A 2030 H/V. Dieser Schaltkreis ist kurzschlußfest und hat einen internen Übertemperaturschutz. Die Außenbeschaltung beschränkt sich auf ein Minimum. Durch Verwendung einer symmetrischen Betriebsspannung kann der Lautsprecher direkt an den IS-Ausgang angeschlossen werden.

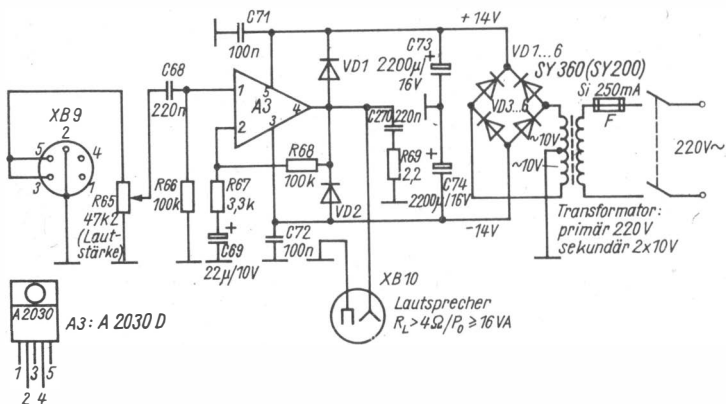


Bild 7 Stromlaufplan eines NF-Endverstärkers mit dem IS A 2030 H/V (16 VA)

Folgende Ausgangsleistungen sind vom Hersteller bei einer Betriebsspannung von $\pm 14\text{ V}$ (maximal $\pm 18\text{ V}$) garantiert:

$$R_L = 4\ \Omega / P_0 \geq 16\text{ VA}; \quad R_L = 6\ \Omega / P_0 \geq 13\text{ VA}; \quad R_L = 8\ \Omega / P_0 \geq 10\text{ VA}.$$

Das Verhältnis $R68/R67$ bestimmt den Verstärkungsfaktor der Schaltung, zur Vollaussteuerung ist eine Eingangsspannung von etwa 300 mV erforderlich.

Die Leiterplatte für die Schaltung nach Bild 7 ist aus Bild 8 und Bild 9 ersichtlich. Der A 2030 H/V wird auf ein Kühlprofil montiert und mit den Anschlußpunkten auf der Leiterplatte verbunden. Achtung, das Kühlprofil ist mit der negativen Betriebsspannung verbunden! Es muß deshalb isoliert von der Gerätemasse montiert werden. Als Kühlkörper eignet sich Kühlprofil «D» entsprechend [2] mit 120 mm Länge.



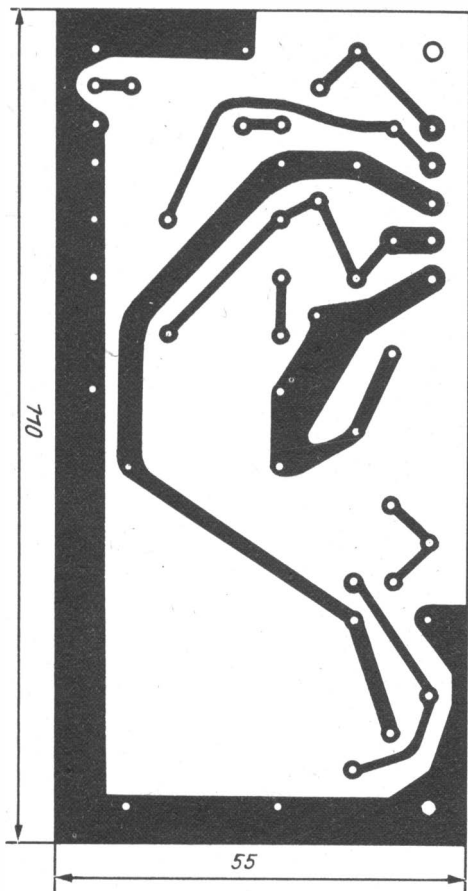
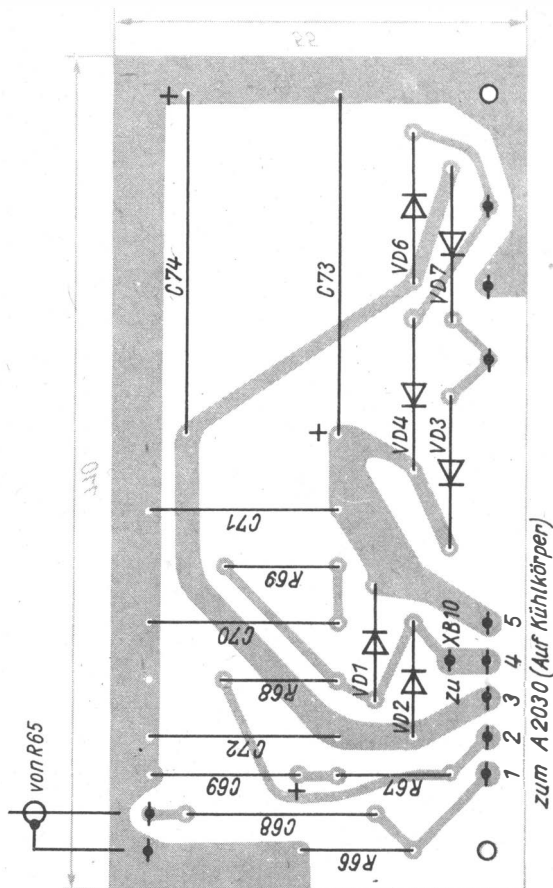


Bild 8 Leiterplatte für den Endverstärker nach Bild 7

Endverstärker großer Leistung (Bild 10)

Abschließend soll noch eine Schaltung beschrieben werden, die bei Anschluß entsprechender Lautsprecherboxen auch für große Veranstaltungen geeignet ist. Der Aufbau sollte jedoch erfahrenen Elektronikamateuren vorbehalten bleiben. Tabelle 2 zeigt die erreichbaren Musikausgangsleistungen in Abhängigkeit vom Lastwiderstand und der Betriebsspannung. Jeder Endtransistor wird mit etwa 40% dieses Wertes belastet. VT16/17 müssen auf entsprechend dimensionierte Kühlkörper montiert werden (s. [2]),



zum A 2030 (Auf Kühlkörper)

Bild 9 Bestückungsplan für die Leiterplatte Bild 8

VT12/14/15 erhalten einen Kühlstern bzw. ein Kühlblech 20 mm × 30 mm (2 mm Alu). Bei Ausgangsleistungen bis etwa 80 VA kann für das Komplementärpärchen VT14/15 auch SF 128/SF 118 bzw. BC 211/BC 313 eingesetzt werden. Endtransistoren sind entsprechend den obengenannten Werten auszuwählen. Als Stromverstärkungs-Paarungsbedingungen gelten $\pm 40\%$. Der Ruhestrom wird in der Kollektorleitung von VT16 auf etwa 50 bis 100 mA eingestellt. Das Netzteil ist ähnlich Bild 7 aufgebaut. Die Nennleistung des Transformators muß mindestens 180% der Gesamtausgangsleistung betragen. Für eine Betriebsspannung ± 40 V beträgt die Transforma-

VT 10/11: SC 307 d
 VT 12 : SF 128 c/d
 VT 13 : SG 236 d/e
 VT 14 : SD 339
 VT 15 : SD 340
 VT 16/17: 2N3055,
 (KD 503, BDP620)

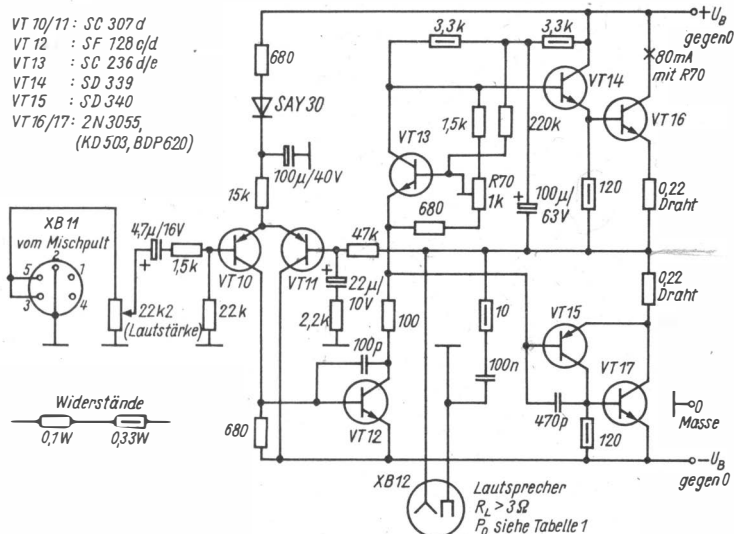


Bild 10 Stromlaufplan für einen NF-Endverstärker großer Leistung (145 VA an 4 Ω)

Tabelle 2

Erreichbare Musikausgangsleistung der Schaltung nach Bild 10 in Abhängigkeit vom Lastwiderstand und der Betriebsspannung ($k < 10\%$)

U_B	4 Ω	8 Ω
±25 V	55 VA	32 VA
±30 V	80 VA	45 VA
±35 V	100 VA	60 VA
±40 V	145 VA	85 VA

torsekundärspannung 2×28 V, für ± 25 V ist sie 2×18 V – Mittelanzapfung jeweils auf Masse. Die Gleichrichter-Graetz-Brücke besteht aus 3-A-Typen, beide Ladeelektrolytkondensatoren sollten mindestens $10000 \mu\text{F}/40$ V haben. Netzteil-Beschreibungen für Leistungsendstufen findet der Leser unter anderem in [3], [4], [8].

Schlußbemerkungen

Als praktisch hat sich in der Diskothek ein Geräteaufbau erwiesen, bei dem alle Bedienelemente im Mischpult vorhanden sind und die Endstufe nicht auf dem Arbeitstisch stehen muß. Beide werden dann mit einem entsprechend langen Diodenkabel verbunden. Da die Mischpultausgänge nieder-

ohmig sind, ist diese Kabellänge unkritisch. Die Endstufen können, ebenso wie das Mischpult, für Stereobetrieb aufgebaut werden. Dabei ist die größere Belastung des Netzteils zu beachten, die Ladeelektrolytkondensatoren sollten die doppelte Kapazität aufweisen. Bei der Entscheidung, ob die Anlage für Mono- oder Stereobetrieb aufgebaut wird, sollte man bedenken, daß Stereobetrieb den doppelten Aufwand an Bauelementen bedeutet. Dazu kommt aber, daß eine Stereoübertragung nur dort Sinn hat, wo auch die akustischen Möglichkeiten gegeben sind, dem Zuhörer beide Kanäle in gleichem Abstand und in gleicher Lautstärke darzubieten. In einer Diskothek wird das aber höchst selten der Fall sein.

Wenn alle Schaltungsmöglichkeiten des Mischpults genutzt werden und dazu die Endstufe nach Bild 10 aufgebaut wird, entsteht eine Anlage, die auch hohen Ansprüchen genügt und dem «harten» Diskobetrieb gewachsen ist. Andererseits ist die «Minimalvariante» an Bauelementeaufwand kaum noch zu unterbieten.

Zur Disko passende Lichteffectgeräte sind z. B. in [5], [6] beschrieben, Hinweise zur Gestaltung von Lautsprecherboxen findet der Leser in [7].

Literatur

- [1] D. Müller, Elektronikschaltungen – nicht nur für den Anfänger. Elektronisches Jahrbuch 1978, Berlin 1977, Seite 261 bis 276.
- [2] H. Hantzsch, Wärmeableitung bei Halbleitern. Amateurreihe elektronica, Band 161, Berlin 1978, Seite 39ff.
- [3] F. Füllmann, Kurzschlußfester 100-W-Hi-Fi-Leistungsverstärker. FUNKAMATEUR, Heft 9/1982, Seite 441.
- [4] R. Gürth, Ein transistorisierter 100-W-Verstärker. FUNKAMATEUR, Heft 10/1975, Seite 482.
- [5] H. Großstück, 3-Kanal-Lichtorgel für kleine Räume. Elektronisches Jahrbuch 1977, Berlin 1976, Seite 193 bis 197.
- [6] W. Beutler, Lichtorgel mit Triac. Elektronisches Jahrbuch 1979, Berlin 1978, Seite 229 bis 234.
- [7] G. Engel, Musikelektronik. Berlin 1982, Seite 222 ff.
- [8] U. Kleinert, Hochleistungs-NF-Verstärker in Brückenschaltung. Elektronisches Jahrbuch 1985, Berlin 1984, Seite 219.

Die aktive Antenne

Eine verkürzte Antenne nimmt eine sehr geringe HF-Energie auf. Durch die Verluste im Antennenkabel vermindert sich diese HF-Energie, so daß am Empfängereingang nur ein Bruchteil davon ankommt. Diese Verhältnisse werden günstiger, wenn man die kurze Antenne mit einem HF-Breitbandverstärker kombiniert. Eine solche Kombination bezeichnet man als *aktive Antenne*. Derartige aktive Antennen gibt es z. B. für den Einbau in Kraftfahrzeuge.

Bild 1 zeigt eine zum Aufbau einer aktiven Antenne geeignete HF-Breitbandverstärkerschaltung. Sie besteht aus einer direkt gekoppelten Transistor-Komplementärordnung in *Darlington*-Schaltung mit starker Gegenkopplung. Die verwendete Stabantenne hat eine Länge von etwa 65 cm. Wird die aktive Antenne als Hochantenne montiert, so ist auf jeden Fall der Blitzschutz BS vorzusehen. Das Empfangssignal wird niederohmig angekopelt. Die HF-Drosseln *Dr* verhindern ein Abfließen der HF über den Elektrolytkondensator 10 μ F bzw. die Stromversorgung. Für *Dr* wird eine Schalenkernspule (etwa 18 mm \times 11 mm) mit 200 Wdg., 0,15-mm-CuL verwendet. Die Stromversorgung für den HF-Breitbandverstärker wird über das Antennenkabel geführt.

Bild 2 zeigt eine weitere HF-Breitbandverstärkerschaltung für eine aktive Antenne, bei der im Gegensatz zu Schaltung nach Bild 1 der Minuspol der Stromversorgung an Masse liegt. Beide aktiven Antennen sind etwa im Frequenzbereich von 100 kHz bis 20 MHz verwendbar.

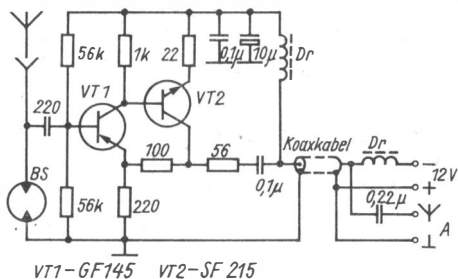


Bild 1
Breitbandverstärkerschaltung für eine aktive Antenne [1], Pluspol der Stromversorgung liegt an Masse

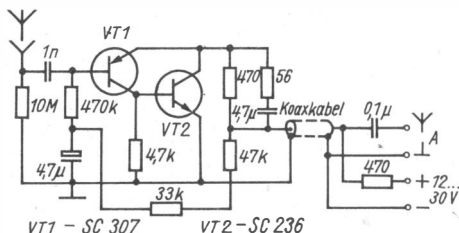


Bild 2
Breitbandverstärkerschaltung für eine aktive Antenne [1], Minuspol der Stromversorgung liegt an Masse

Fernsehantennenverstärker

Zur Verbesserung des Fernsehempfangs geeignet ist die Schaltung des in Bild 3 gezeigten aperiodischen Antennenverstärkers. Im Frequenzbereich 150 bis 200 MHz wird eine Verstärkung von etwa 25 dB erreicht. Der Antennenverstärker wird direkt an der Antenne montiert, so daß Kabelverluste ausgeglichen werden. Die Betriebsspannung kann im Bereich 4,5 bis 12 V liegen. Bei einer Versorgungsspannung von 9 V ist die Stromaufnahme etwa 30 mA. Durch eine geeignete Beschaltung kann die Stromversorgung über das Antennenkabel vorgenommen werden.

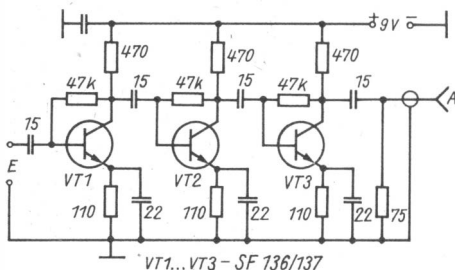


Bild 3
Stromlaufplan für einen aperiodischen Fernsehantennenverstärker [2]

Aktive Antenne mit FET

Durch die Kombination eines Unipolar- und eines Bipolartransistors lassen sich einfache Breitbandverstärker gut realisieren. Bild 4 zeigt ein Beispiel. Der FET arbeitet in Sourceschaltung, der Bipolartransistor in Emitterschaltung. Damit erreicht man einen hochohmigen Eingangswiderstand, einen niederohmigen Ausgangswiderstand, und bei starker Gegenkopplung ist eine entsprechende Spannungsverstärkung vorhanden. Bild 4a zeigt die HF-Breitbandverstärkerschaltung, Bild 4b die Stromversorgung, die über das Antennenkabel geführt wird. Für die Drosseln werden Schalenkerne $18 \text{ mm} \times 11 \text{ mm}$ (A_L -Wert 25 nH/w) verwendet. Für $600 \mu\text{H}$ erfordert das 165 Wdg. , $0,15\text{-mm-CuL}$, für $560 \mu\text{H}$ sind das 150 Wdg. , $0,15\text{-mm-CuL}$. Die aktive Antenne ist im Bereich $0,5$ bis 30 MHz einsetzbar.

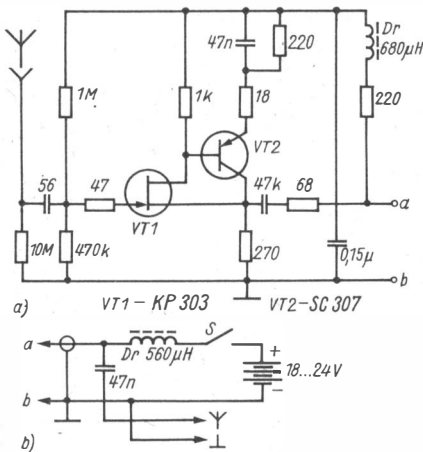


Bild 4
 a – Breitbandverstärkerschaltung für eine aktive Antenne [3], b – Stromversorgung der Schaltung

Impulsgenerator mit B 555 D

Durch den HFO-Bastlerbeutel Nr. 11 steht dem Elektronikamateur der Zeitgeberschaltkreis B 555 D in der Amateurvariante R 555 zur Verfügung. Dieser Schaltkreis kann in der Elektronik-Schaltungspraxis sehr vielseitig verwendet werden. Da er sowohl im monostabilen wie auch im astabilen Betrieb arbeiten kann, wird er u. a. zur Erzeugung einzelner oder periodischer Impulse eingesetzt. Bild 5 zeigt einen Impulsgenerator für den Frequenzbereich 7 Hz bis 16 kHz.

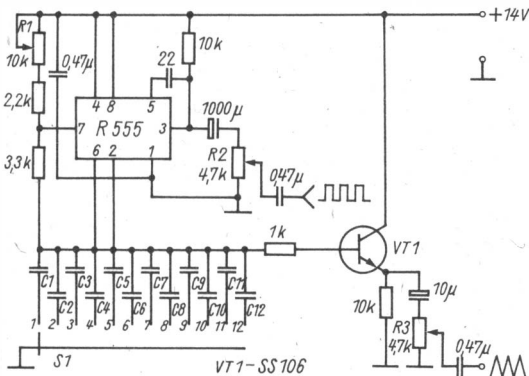


Bild 5 Impulsgenerator mit Zeitgeberschaltkreis B 555 D [4]

Tabelle 1 Werte zu Bild 5

Bereich	Frequenz	C-Wert	Bereich	Frequenz	C-Wert
1	7... 13 Hz	C1 = 10 μ F	7	300...560 Hz	C7 = 0,33 μ F
2	13... 25 Hz	C2 = 6,9 μ F	8	530...900 Hz	C8 = 0,22 μ F
3	20... 40 Hz	C3 = 4,7 μ F	9	0,9 ... 1,7 kHz	C9 = 0,1 μ F
4	40... 90 Hz	C4 = 2,2 μ F	10	1,7 ... 3,0 kHz	C10 = 47 nF
5	90...200 Hz	C5 = 1 μ F	11	3,0 ...11,0 kHz	C11 = 33 nF
6	200...460 Hz	C6 = 0,47 μ F	12	8,0 ...16,0 kHz	C12 = 10 nF

Am Ausgang (Pin 3) der Schaltung stehen die erzeugten Rechteckschwingungen zur Verfügung, mit R2 in der Amplitude regelbar von 0 bis 14 V. Die Transistorstufe VT1 koppelt Sägezahnsschwingungen aus, die in der Amplitude mit R3 von 0 bis 4 V regelbar sind. Die Frequenzregelung nimmt man mit dem Potentiometer R1 vor, über den Schalter S1 werden die Frequenzbereiche umgeschaltet. Die Stromversorgung wird aus einer gleichgerichteten und gesiebten Wechselspannung 12 V vorgenommen, Tabelle 1 enthält die Frequenzbereiche und die Kapazitätswerte der frequenzbestimmenden Kondensatoren. Dafür sollten Polyesterkondensatoren oder Lackkondensatoren verwendet werden.

Metronom mit B 555 D

Vor allem in der Musik wird das Metronom als akustischer Taktgeber verwendet. Früher war das ein mechanisches Uhrwerk mit Pendel, heute werden dafür elektronische Schaltungen eingesetzt. Bild 6 zeigt die Schaltung eines Metronoms, bei der ein Zeitgeberschaltkreis B 555 D als astabiler Multivibrator arbeitet. Die Taktfrequenz ist abhängig von der RC-Beschaltung an den Pin's 2-6-7, am Ausgang (Pin 3) kann zum Abhören ein Lautsprecher BL (16 Ω) angeschlossen werden. Zur Stromversorgung genügen Batterien. Da der Kondensator 1 μ F nur einen geringen Reststrom haben soll, ist ein Polyester- oder Lackkondensator zu verwenden. Als Schaltkreis ist auch der Amateurtyp R 555 einsetzbar.

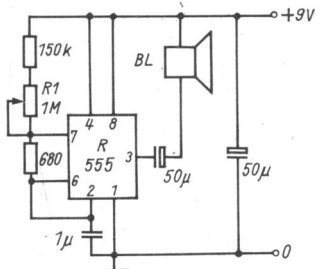


Bild 6
Stromlaufplan für ein elektronisches Metronom mit Zeitgeberschaltkreis B 555 D [5]

Transverter für Leuchtstoffröhre

Wegen der Lichtausbeute sind Leuchtstofflampen günstiger als übliche Glühlampen. Damit Leuchtstofflampen zünden, ist eine höhere Wechselspannung erforderlich. Bei einem transportablen Betrieb mit Batterien ist deshalb durch einen Transverter diese Wechselspannung bereitzustellen. Bild 7 zeigt eine Transverterschaltung zum Batteriebetrieb einer 40-W-Leuchtstofflampe (Stromaufnahme etwa 1,6 A). Die Transverterschaltung besteht aus einem Multivibrator mit VT1/VT2, der Rechteckschwingungen mit einer Frequenz von etwa 25 kHz erzeugt. Mit der Treiberstufe VT3 und dem Übertrager T wird die Sekundär-Wechselspannung etwa 400 V. Leuchtstofflampe HL (40 W) über abgeschirmtes Kabel anschließen.

Die Ansteuerung des Transistors VT3 erfolgt über den Spannungsteiler 68/360 Ω , wobei durch Änderung des Wertes 68 Ω die Ansteuerung optimiert werden kann. Für den Übertrager T wird ein Ferrit-Schalenkern 36 mm \times 22 mm mit einem A_L -Wert von 1000 nH/w verwendet. Für die Windungszahlen gelten folgende Anhaltswerte: $n_1 = 22$ Wdg., 0,8-mm-CuL; $n_2 = 450$ Wdg., 0,18-mm-CuL.

Die Transverterschaltung in Bild 8 hat den Vorteil, daß man als Übertrager T einen handelsüblichen Netztransformator 220 V/12 V - 3 bis 4 A verwenden kann. Zur Erzeugung der Ansteuerfrequenz werden Gatterschaltungen verwendet, diese Frequenz ist etwa 2,5 kHz. Die Transistorkaskadenschaltung wird über die Diode VD2 angesteuert. Die Z-Diode VD1 mit dem Vorwiderstand stellt die Betriebsspannung 5 V für den Schaltkreis bereit. An der Sekundärseite des Übertragers T wird die 20-W-Leuchtstofflampe angeschlossen (mit Starter/Störschutz/Kondensator).

Die in Bild 9 gezeigte Transverterschaltung ist für 40-W-Leuchtstofflampen geeignet. Es ist ein Gegentakttransverter, das Schwingverhalten kann durch den Kondensator C verbessert werden (68 nF). Für den Übertrager T wird ein EI-Kern mit einem Kernquerschnitt von etwa 32 mm \times 32 mm verwendet (EI 66). Die Windungszahlen sind $n_1 = n_2 = 21$ Wdg., 0,8-mm-CuL; $n_3 = 750$ Wdg., 0,4-mm-CuL.

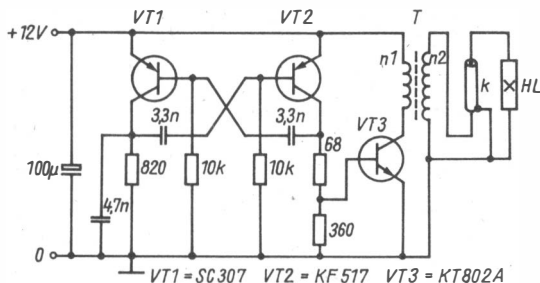


Bild 7 Transverterschaltung für 40-W-Leuchtstofflampe [6]

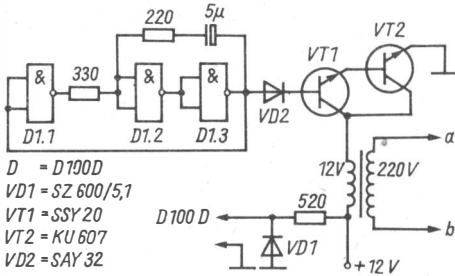


Bild 8
Transverterschaltung für
20-W-Leuchtstofflampe
[7]

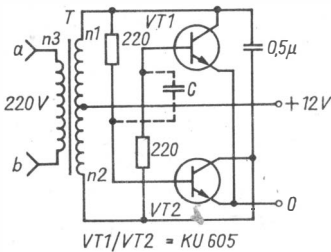


Bild 9
Transverterschaltung für 40-W-Leuchtstoff-
lampe [7]

Einfache Lichtmusikanlage

Durch die Verwendung einheitlicher Schaltungen (Block A bis D) kann die Lichtmusikanlage einfach realisiert werden. Zur Netztrennung wird das NF-Signal über den Übertrager T angekoppelt. Für T eignet sich der Treiberübertrager eines älteren Transistorempfängers. Durch die Verstärkerschaltung (Block A) wird das NF-Signal verstärkt. Mit der RC-Beschaltung an den 3 Potentiometern werden die Frequenzen von etwa 700 Hz, 3,5 kHz und 13,5 kHz frequenzmäßig getrennt. Von den weiteren 3 Verstärkerschaltungen (Block B/C/D) werden diese Tonbereiche verstärkt und die Gateelektrode der Thyristoren direkt angesteuert. Im Anodenkreis der Thyristoren liegen die Farblampen HL1...HL3, wobei die Lampenlast der Strombelastbarkeit der verwendeten Thyristoren entsprechen muß. Die Transistoren werden aus einem geeigneten Netzteil mit einer Spannung von 9 V versorgt. Da die Schaltung nicht netzfrei arbeitet, ist der Aufbau schutzisoliert vorzunehmen und von einem Fachmann überprüfen zu lassen.

Als Transistoren eignen sich NF-Silizium-npn-Transistoren, z. B. SC 236 o. ä. Die Dioden VD1/VD3 sind SAY 32. Als Thyristoren VD4/VD6 eignen sich 400-V-Typen, z. B. ST 103/4, KT 714, KT 206/400, die bis 3 A belastbar sind (Lampenlast je Thyristor etwa 600 VA).

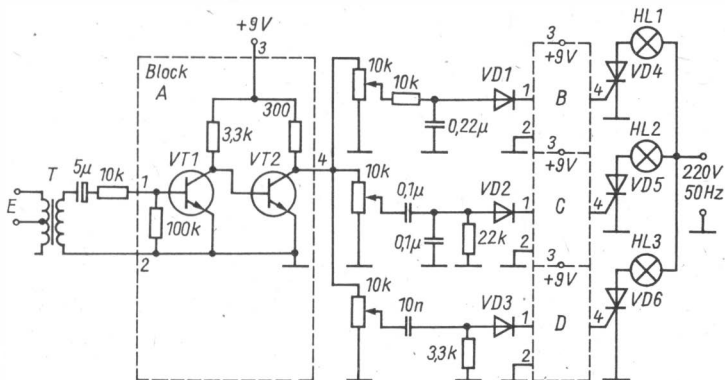


Bild 10 Einfache Lichtmusikanlage [8]

Voltmeter für das Auto

Mit einem im Auto eingebauten Voltmeter kann man sich jederzeit über den Zustand der Batterie informieren. Dabei ist der Meßbereich des Voltmeters in den ersten zwei Dritteln der Skale eigentlich uninteressant, da bei 6-V-Akkumulatoren nur ein Meßbereich von 5 bis 8 V und bei 12-V-Akkumulatoren nur der Meßbereich 10 bis 16 V interessiert. Es gibt Schaltungen, mit denen man bei Meßwerken den Anfangsmeßbereich unterdrücken kann. Bild 11 zeigt ein Beispiel. Die Leuchtdiode VD2 wird als Z-Diode betrieben und hat Einfluß auf den unterdrückten Meßbereich. Der gewünschte Meßbereich wird mit den Einstellwiderständen R1/R2 festgelegt. Die Widerstandswerte für 6-V- bzw. 12-V-Betrieb sind in Tabelle 2 angegeben. Der Widerstandswert R2 hängt ab von der Stromempfindlichkeit des Meßwerks PM.

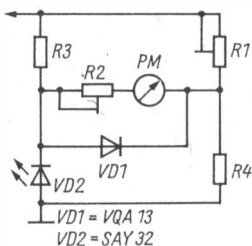


Bild 11

Autovoltmeter mit unterdrücktem Anfangsmeßbereich [9]

Tabelle 2 Werte zu Bild 11

Bauelement	6 V	12 V
R1	3,3 kΩ	5,6 kΩ
R2		siehe Text
R3	390 Ω	1 kΩ
R4	1 kΩ	1 kΩ

Es gelten folgende Werte:

50 μA - 22 $\text{k}\Omega$,	500 μA - 2,2 $\text{k}\Omega$,
100 μA - 10 $\text{k}\Omega$,	1 mA - 1 $\text{k}\Omega$.
200 μA - 5,6 $\text{k}\Omega$,	

Tongenerator 1000 Hz

Für Meßbrücken, Prüfzwecke, Morseübungsgeräte usw. wird oft ein Tongenerator mit einer Frequenz von etwa 1000 Hz erforderlich. Bild 12 zeigt das Beispiel für einen *LC*-Oszillator, der ein Sinussignal von 1000 Hz erzeugt. Vom Schaltungsprinzip her ist es ein *Colpitts*-Oszillator. Die Induktivität der Spule ist $L = 240 \text{ mH}$. Für einen Schalenkern mit $A_L = 400 \text{ nH/w}$ sind dann etwa 775 Wdg., 0,07-mm-CuL, erforderlich. Die niederohmige Auskopplung des Signals wird am Emitter vorgenommen, mit einem Potentiometer läßt sich die sinusförmige Ausgangsspannung einstellbar entnehmen. Bei entsprechender Dimensionierung des Schwingkreises können auch andere NF-Frequenzen erzeugt werden. Abhängig von der Stromverstärkung des Transistors soll zur Rückkopplung das Kapazitätsverhältnis am Schwingkreis im Bereich von 5:1 bis 10:1 liegen.

Um aus dem Sinussignal ein Rechtecksignal zu erzeugen, kann dem Sinusoszillator (Bild 12) ein *Schmitt*-Trigger (Bild 13) nachgeschaltet werden.

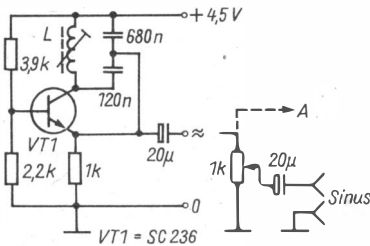


Bild 12
Stromlaufplan für einen Colpitts-Oszillator 1000 Hz [10]

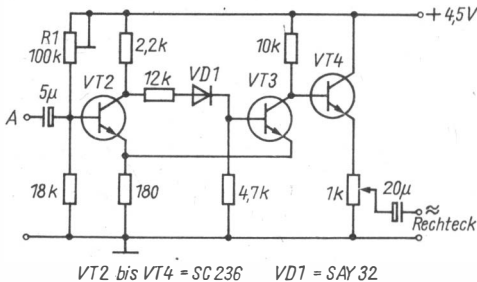


Bild 13
Schmitt-Trigger-Schaltung zur Rechteckformung des Sinussignals

Der Einsteller $R1$ wird so eingestellt, daß das Tastverhältnis der Rechteckschwingungen 1:1 ist. Am Emitter von VT4 läßt sich das Rechtecksignal einstellbar entnehmen. Da ein Rechtecksignal sehr viele Oberwellen enthält, können damit NF-Verstärker und Rundfunkempfänger überprüft werden.

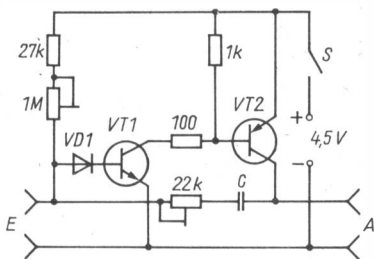
Literatur

- [1] L. Foreman, Aktive Antennen. Radio Bulletin, Heft 8/1983, Seite 303 bis 305.
- [2] J. Kratochvil, Einfacher Antennenverstärker. Sdelovaci technika, Heft 8/1975, Seite 319.
- [3] J. Hajek, Aktive Antennen mit FET. Sdelovaci technika, Heft 6/1981, Seite 207/208.
- [4] Z. Tkaczyk, Der Schaltkreis ULY 7855 N. radioelektronik, Heft 6/1983, Seite 10 bis 13.
- [5] L. Kellner, Sammlung praktischer Schaltungen. Amaterske Radio, Ausgabe 3, Heft 6/1983, Seite 223 bis 231.
- [6] ÖRR, Radiotechnik für Pioniere, Radiotechnika, Heft 8/1983, Seite 42 bis 44.
- [7] M. Arenda/M. Rucka, Moderne Meß- und Prüfmethode. Amaterske Radio, Ausgabe B, Heft 3/1983, Seite 96 bis 98.
- [8] R. Moraschib, Lichtmusikanlage. radio-fernsehen-elektronik, Heft 8/1983, Seite 14.
- [9] F. Grochal, Voltmeter für das Auto. Amaterske Radio, Ausgabe A, Heft 1/1983, Seite 9.
- [10] V. Machovec u. a., Einfache Meßgeräte. Amaterske Radio, Ausgabe B, Heft 5/1983, Seite 177 bis 181.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Blumentopfwärmer

Der Stromlaufplan zeigt einen Multivibrator mit komplementären Transistoren, der als Blumentopfwärmer benutzt werden kann (*HFO-Bastlerbeutel Nr. 14*). An den Anschlüssen A kann man einen Lautsprecher (16 Ω) oder eine Glühlampe (3,8 V – 0,07 A) zur Anzeige (Ton oder Licht) anschließen. Die Anschlüsse E erhalten als Elektroden 2 Graphitstäbe aus einer alten Flachbatterie, sie werden in die Blumentopferde gesteckt. Bei feuchter Erde ist der Widerstand zwischen Basis- und Emitterelektrode klein, VT1 und VT2 sind gesperrt. Bei trockenem Boden ist der Widerstand so groß, daß die Schaltung schwingt, und das am Ausgang A anzeigt. Geeignete Bauelemente sind: VT1 = SF 126, VT2 = SF 116, VD1 = SAY 32. Für Tonfrequenz (Lautsprecher) ist $C = 10$ nF, für Lichtanzeige (Lampe) beträgt $C = 2$ bis 5 μ F.



Diodenmatrix für den elektrotechnischen Modellbau

Ing. Egon Klaffke – Y22FA

Der Arbeitsgemeinschaftsleiter hat unterschiedliche Möglichkeiten, die Wirkungsweise und Anwendung von Halbleiterdioden zu behandeln. Das hängt von der Gestaltung seines Arbeitsplans ab. Dabei sind die Kenntnisvermittlung, die gesellschaftliche Nützlichkeit und die Einordnung in die spätere oder parallellaufende Funkausbildung bestimmende Faktoren.

Die Halbleiterdiode interessiert als Bauelement in 3 Anwendungen:

- HF-Gleichrichtung zur Demodulation in Rundfunkempfängern, eine für Anfänger besonders geeignete einfache Anwendung;
- Wechselstromgleichrichterschaltung für Stromversorgungsgeräte;
- Sperr- und Durchlaßverhalten der Diode bei Steuerschaltungen.

Dabei muß man sich darüber klar sein, daß bei der Behandlung der Diode in der Mittelstufe (Klassen 4 bis 6) nur die Anwendungen interessieren, während in der Oberstufe (Klassen 7 bis 10) bereits auf die Wirkungsweise eingegangen werden kann. Die Gleichrichtung im HF- und NF-Gebiet wird stets ausführlich behandelt, zum Erkennen des Sperr- und Durchlaßverhaltens stehen nur einige Experimente im Plan. Das Ausnutzen gerade dieser Eigenschaften bringt viele Vorteile im elektrotechnischen Modellbau. Die Anwendung einer Diodenmatrix läßt Kabelbäume verschwinden, erspart viel Zeit beim Suchen nach Fehlern und vereinfacht die gesamte Anlage. Notwendig ist es jedoch, daß man sich einmal mit der Ausarbeitung einer Diodenmatrix für den Modellbau beschäftigt. Für den Kenntniserwerb hat das folgende Vorteile:

- Die Anfänger üben sich im Lesen von Schaltplänen.
- Die AG-Teilnehmer lernen, für jedes Modell eine komplexe Schaltung zu entwickeln.
- Die AG-Teilnehmer werden auf eine einfache Art und Weise mit dem Entwerfen und Anfertigen einer Leiterplatte vertraut gemacht.
- Das Konstruieren rückt als effektivste Form der außerunterrichtlichen Tätigkeit mit hohen wirksamen Erziehungsfaktoren in den Mittelpunkt der AG-Tätigkeit.

Ein Rezept dafür gibt es jedoch nicht. An einem einfachen Beispiel werden die einzelnen Arbeitsschritte erläutert.

Anwendung

Die Anwendung einer Diodenmatrix kann sehr unterschiedlichen Anforderungen unterliegen. Solche Anwendungen könnten sein:

– Schaltung für eine Sichttafel.

Mit einem Schalterdruck leuchten unterschiedliche Lampen auf. Bei einem anderen Schalter werden wieder Lampen aufleuchten, darunter einige, die beim ersten Schalterdruck bereits eingeschaltet waren. Hinter solchen Tafeln befinden sich oftmals Kabelbäume, deren Leitungen aneinandergereiht beachtliche Meterzahlen ergeben. Dafür eine Schaltung zu entwickeln und eine Leiterplatte anzufertigen mag zunächst zeitaufwendig erscheinen. Dafür benötigt die Verdrahtung weniger Zeit, und die Anordnung ist wesentlich übersichtlicher.

– Beleuchtungsanlagen für Modelle.

– Inbetriebnahme einzelner Modelle oder Modellgruppen auf größeren Modellanlagen.

– Schaltung von Fahrstraßen auf Modelleisenbahnanlagen und automatischer Zugbetrieb.

Je nach der Anwendung ist daraus eine konkrete Aufgabenstellung zu entwickeln.

Aufgabenstellung

Die Ergebnisse aus der Pionierexpedition *Meine Heimat DDR* sind in einer Sichttafel darzustellen. Dabei sollen immer 2 Ergebnisse durch Aufleuchten von 2 Glühlampen veranschaulicht werden. Es werden 3 Gegenüberstellungen, also 3 Schalter, verlangt.

Realisierung

1. Schritt: Aufstellen der Befehlstabelle

Die 3 Schalter realisieren die Eingänge und werden mit E1, E2 und E3 bezeichnet. Die Glühlampen realisieren die Ausgänge, man bezeichnet sie mit A1, A2 und A3. Eine leuchtende Glühlampe wird mit L, eine nichtleuchtende mit 0 bezeichnet. Ebenso die Eingänge: Schalter geschlossen mit L, Schalter geöffnet mit 0 gekennzeichnet. Auf diese Weise entsteht die Befehlstabelle, siehe Tabelle.

Tabelle Befehlstabelle zur Sichttafel

E1	E2	E3	A1	A2	A3
L	0	0	L	L	0
0	L	0	L	0	L
0	0	L	0	L	L

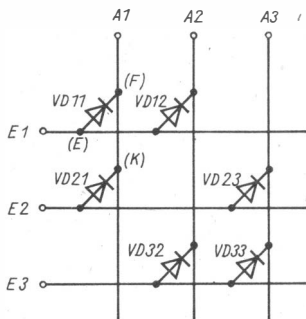


Bild 1
Grunddarstellung zur Entwicklung einer Diodenmatrix

2. Schritt: Entwicklung der Diodenmatrix

Man geht folgendermaßen vor: Die Befehlsleitungen E1 bis E3 werden als waagerechte Linien gezeichnet (Bild 1). Sie werden senkrecht geschnitten von den Stelleleitungen mit den Ausgängen A1 bis A3. Nun verbindet man gemäß Befehlstabelle die Befehlsleitung E1 mit der Stelleleitung jedes vorgesehenen Ausgangs (E1 mit A1 und A2) mit einem Schrägstrich. Mit E2 und E3 wird ebenso verfahren. Sind nun 2 und mehr Schrägstriche untereinander (Spalte) vorhanden, so werden diese durch eine Diode in Durchlaßrichtung ersetzt. Weist eine Spalte nur 1 Schrägstrich auf, so wird dieser als einfache Leitungsverbindung ohne Diode ausgeführt. In diesem Beispiel ist das nicht vorgesehen. Damit ist die Diodenmatrix bereits fertig.

3. Schritt: 1. Trockentest

Nun wird die Diodenmatrix getestet. Dabei stellen, wie in der Elektrotechnik vorgeschrieben, Knoten leitende Verbindungen, sich kreuzende Leitungen keine leitenden Verbindungen dar. Man geht davon aus, daß bei E1 ein Impuls ankommt, der Strom eingeschaltet wird und Plus anliegt. Man teste: E1 +, Stromweg durch VD11 nach A1. Bei E verzweigt sich der Strom, fließt durch VD12 nach A2. Die erste Bedingung der Befehlstabelle ist erfüllt. Was aber passiert am Knoten F? Der Strom verzweigt sich auch hier, kommt nach K und kann nicht weiter, da er auf den Minuspol, also die Sperrichtung von VD21 stößt. Der Befehl E1 wird also exakt realisiert. Die weiteren Befehle teste man selbst.

Diese Methode hat sich in der Arbeitsgemeinschaft bewährt. Man kann auch den Weg beschreiten, daß bei allen Bauelementen und Knoten das anliegende Potential Plus (+) oder Minus (-) eingetragen wird. Das erschwert jedoch den Überblick.

Übrigens funktioniert der Test auch, wenn mehrere Eingänge gleichzeitig belegt werden. Sind E1 und E2 eingeschaltet, dann leuchten A1, A2 und A3, was der Befehlstabelle entspricht, weil:

$$(A1 \wedge A2) \wedge (A1 \wedge A3) = A1 \wedge A2 \wedge A3 \text{ wegen } A1 \wedge A1 = A1.$$

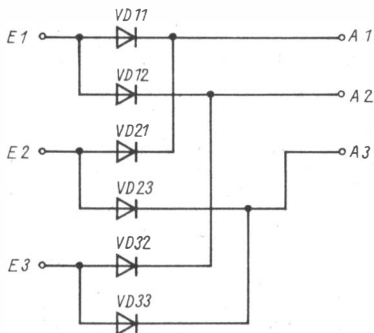


Bild 2
Stromlaufplan der aus Bild 1 abgeleiteten
Diodenmatrix

4. Schritt: Ableitung des Stromlaufplans

Den Stromlaufplan leitet man aus der Diodenmatrix formal ab, indem das Leitungsmuster TGL-gerecht umgezeichnet wird. Aus Bild 1 entsteht dann Bild 2.

5. Schritt: 2. Trockentest

Der Stromlaufplan ist genauso zu testen wie die Diodenmatrix. Fehler schleichen sich meist beim Zusammenschalten der Dioden ein.

6. Schritt: Entwicklung der Leiterplatte für die Diodenmatrix

Der Stromlaufplan wird mit einer beachtenswerten Änderung abgezeichnet. Da auf einer Leiterplatte keine Leitungskreuzungen möglich sind, werden diese «unter» den Dioden hindurchgeführt, Bild 3.

7. Schritt: 3. Trockentest

Hier ist nun zu beachten, daß zwischen je 2 sich waagrecht gegenüberliegenden Punkten eine Diode in Durchlaßrichtung angenommen werden muß.

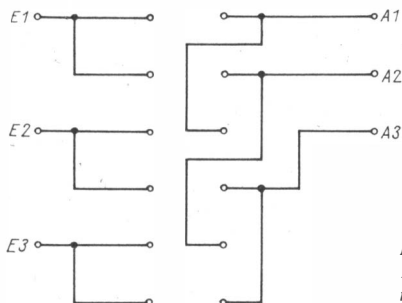


Bild 3
Entwurf des Leitungsmusters der Diodenmatrix nach Bild 2

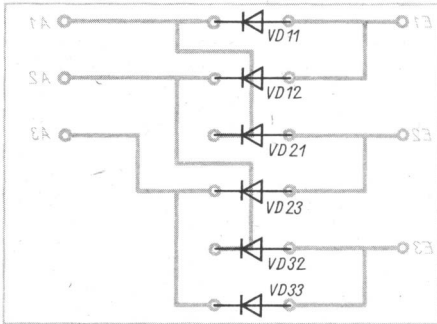
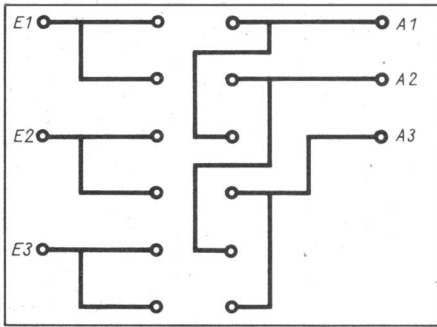


Bild 4
Leiterseite der Leiterplatte (a)
und Bestückungsplan der Leiterplatte der Diodenmatrix (b)

8. Schritt: Anfertigen und Bestücken der Leiterplatte (Bild 4a, b)

9. Schritt: Funktionsprobe

Kenntnisse und Fertigkeiten für den 8. und 9. Schritt werden als bekannt vorausgesetzt.

10. Schritt: Einbau der Diodenmatrix

Bild 5 zeigt den Einbau der Diodenmatrix in den Gesamtstromlaufplan.

Betrachtung

Betrachtet man Bild 5, kommen die Vorzüge der Diodenmatrix eindeutig zum Vorschein. Mögliche gemeinsame Leitungen werden auf der Leiterplatte vereinigt. Die Trennung von Stromkreisen bewirkt die Sperrichtung der Dioden. Verbotene Schaltungen werden somit durch das Sperrverhalten der Dioden ausgeschlossen. Bei der Auswahl der Dioden muß man auf die

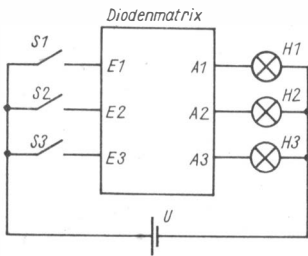


Bild 5
Einsatz der Diodenmatrix zur Lampen-
steuerung auf der Sichttafel

Kennwerte (Spannung/Strom) achten. Darauf wird in diesem Beitrag nicht eingegangen. Es kann als leicht zu lösende Aufgabenstellung angesehen werden. Erinnerung sei an die richtige Polung der Dioden!

In der AG des Autors wurde von den AG-Teilnehmern der 8. Klasse eine Diodenmatrix entwickelt und gebaut, die über 4 Eingänge und 4 Fahrstraßen mit 6 Ausgängen steuert. Sie stellt einen Teil der automatischen Steuerung der Modelleisenbahnanlage der Schule dar [1]. Unter Anwendung der Schaltung nach [2] konnte die Schaltsicherheit erhöht werden. Den AG-Teilnehmern gefiel besonders gut, daß sie durch den Einbau der Diodenmatrix 2 Kabelbäume und 3 Relais entfernen konnten.

In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß man bei 2poligen Verbrauchern je Verbraucher nur 1 Stelleitung benötigt (wie in diesem Beispiel bei Glühlampen). Verwendet man Bauteile mit 3 Anschlüssen, z. B. Weichen und Signale, hat man je Bauteil 2 Stelleitungen zu zeichnen. Eine Stelleitung wird mit Plus (+) für «Geradeaus», eine mit Minus (-) für «Abzweig» versehen. Bei Modellmotoren bilden Vor- und Rücklauf je 1 Stelleitung. Die Mittelanzapfung bei elektromagnetischen Bauteilen sowie die Versorgungsleitung der Modellmotoren bilden die gemeinsame Rückleitung. Jede Stelleitung entspricht dann einem Ausgang. Ein 3poliges Bauteil hat demzufolge E1 und A1 und A2.

Die Entwicklung und Anwendung von Diodenmatrixschaltungen in der Tätigkeit von Arbeitsgemeinschaften und Elektronikamateuren ist nicht abwegig. Je breiter die Elektrotechnik/Elektronik behandelt und angewendet wird, um so mehr Potenzen werden für die eigene schöpferische Tätigkeit freigesetzt. Das gilt auch für die Anwendung und Umsetzung auf nachrichtentechnische Geräte. Außerdem kann es im Hinblick auf die zu erwartende Ausbildung an den Amateurfunkklubstationen nur gut sein, wenn die künftigen Funkempfangsamateure bereits mit solidem Wissen zu uns kommen.

Literatur

- [1] E. Klaffke, AG-Tätigkeit im Ausbildungsjahr 1983/84. FUNKAMATEUR, Heft 10/1983, Seite 511/512.
- [2] H. Gnauck, Modelleisenbahn mit Thyristoren. FUNKAMATEUR, Heft 10/1983, Seite 512.

Elektronischer Würfel mit Ausrolleffekt

Andreas Geigenmüller

In [1] wurde die Variante eines elektronischen Würfels mit Ausrolleffekt und Anzeige durch 7 Leuchtdioden vorgestellt. Für den Nachbau ist es günstiger, die 3 Leuchtdiodengruppen über Treibertransistoren zu betreiben. Da der Würfel meist von Kindern benutzt wird, ist eine Sensoreinschaltta-
ste besser geeignet als der in [1] verwendete Tastschalter. Für den problem-
losen Nachbau wurde für die beschriebene Schaltung eine Leiterplatte ent-
worfen.

Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des elektronischen Würfels mit Ausrolleffekt. Solange mit Fingerdruck die metallischen Sensorflächen SF über-
brückt werden, ist über VT3/VT4 der Transistor VT1 durchgesteuert. Dabei

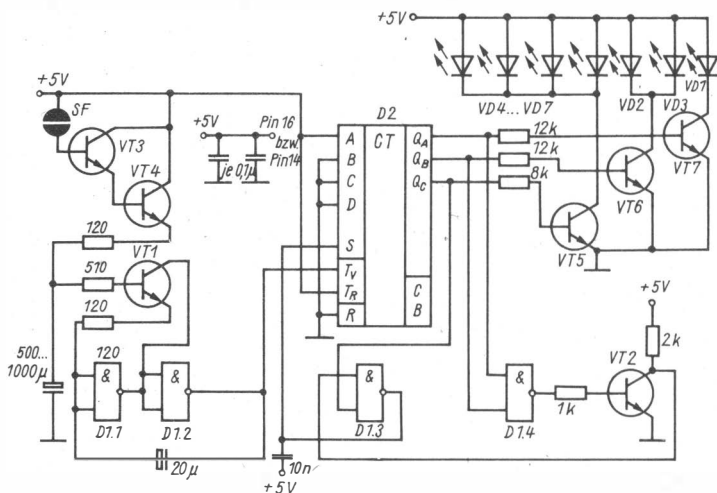


Bild 1 Stromlaufplan des elektronischen Würfels mit Ausrolleffekt

wird der Elektrolytkondensator (500 bis 1000 μF) aufgeladen, und der aus den Gattern D1.1/D1.2 bestehende astabile Multivibrator schwingt mit seiner höchsten Frequenz. Nach Loslassen der Sensorflächen SF entlädt sich der Elektrolytkondensator, so daß sich die Frequenz der Multivibrator-schwingungen verringert. Die Auswertelogik arbeitet mit dem Zählerschaltkreis D 193 D bzw. D 192 D und den Gattern D1.3/D1.4. Die Arbeitsweise kann in [1] nachgelesen werden. Als Folge der vereinfachten Schaltung wird die «3» nicht diagonal wie bei einem Würfel angezeigt, sondern waagrecht durch die Leuchtdioden VD2/VD1/VD3 (Bild 4).

Für die *Darlington*-Schaltung VT3/VT4 sind Miniplasttransistoren mit hoher Stromverstärkung zu verwenden. Um alle LED sicher und gleichmäßig zum Leuchten zu bringen, wurde den Ausgängen Q_A bis Q_C eine LED-Treiberschaltung nachgesetzt, die je Ausgang einen npn-Transistor und einen Basisvorwiderstand erfordert. Den Ohmwert der Basisvorwiderstände ermittelt man einfach mit einem Einstellregler 22 k Ω , indem auf die gewünschte Helligkeit eingestellt wird. Nach Ausmessen des Widerstandswerts ersetzt man den Einstellregler durch einen Festwiderstand mit etwa gleichem Ohmwert. Die Betriebsspannung an den Schaltkreisen wird direkt an den Anschlüssen 16 und 8 bzw. 14 und 7 mit Kondensatoren 33 nF bis 0,1 μF abgeblockt.

Aufbauhinweise

Die gesamte Schaltung wurde bis auf die Anzeigeeinheit auf einer doppelseitig kaschierten Leiterplatte (Bild 2 und Bild 3) untergebracht. Eventuell kann man die wenigen Leiterzüge auf der Bestückungsseite auch durch Drahtbrücken ersetzen, dann genügt einseitig kaschiertes Basismaterial. Die Leiterzüge werden nach dem Ankönnen der Lötäugen (durch die Vorlage) mit *typofix*-Abreibestreifen aufgetragen. Dafür eignen sich nicht nur die *Universal-Electronic*-Abreibebblätter, sondern auch veraltete oder beschädigte Muster anderer *Electronic*-Abreibebblätter. Die Rückseite der Leiterplatte kann erst nach dem Bohren der Lötäugen mit Abreibestreifen versehen werden, damit eine exakte Übereinstimmung der beidseitigen Lötstellen garantiert ist.

Beim Bestücken der Leiterplatte muß man gewissenhaft vorgehen. Ein Fehler, besonders beim Einsetzen der Schaltkreise, ist durch das stellenweise beidseitige Verlöten kaum noch verlustlos zu bereinigen. Die LED werden in ein entsprechendes Anzeigefeld montiert (Bild 4) und frei verdrahtet. Es wäre auch hier der Einsatz einer Leiterplatte möglich. Die Betriebsspannung wird durch einen *Simeto*-Schiebeschalter ein- bzw. ausgeschaltet.

Die Gestaltung des Gehäuses hängt wesentlich von den verfügbaren Materialien ab. Beim Muster (Bild 5 und Bild 6) kamen 2 Plastwandfliesen sowie Teile des Tragebügels eines längst «verblichenen» *Stern*-Radiokoffers zum Einsatz. Zur Sicherung einer langen Verwendbarkeit sollte man 3, bes-

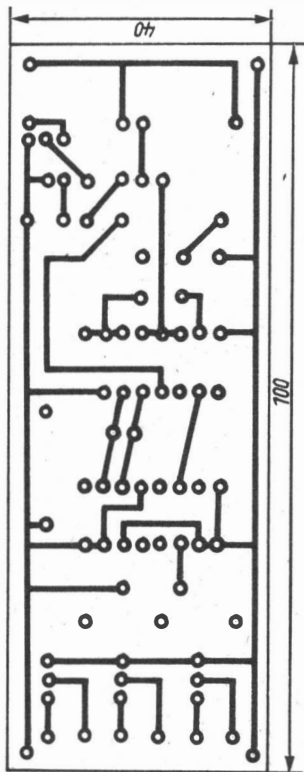


Bild 2 Leiterseite der Leiterplatte zu Bild 1

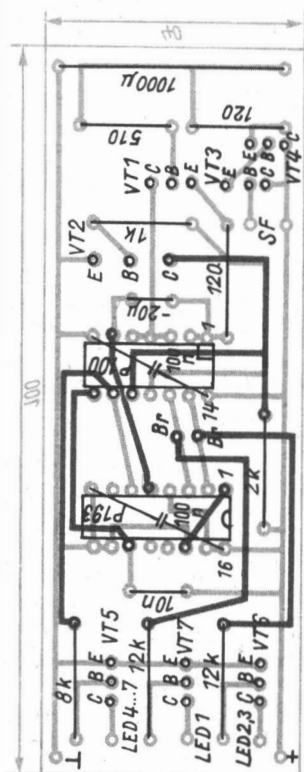


Bild 3 Bestückungsseite der Leiterplatte

ser 4 Babyzellen als Stromquelle verwenden (bei 4 Babyzellen eine Si-Diode in Durchlaßrichtung in Reihe zur Spannungsquelle schalten!). Bei der Gestaltung des Gehäuses sollten nachfolgende, allgemeine Grundsätze beachtet werden:

- Das Gerät muß sehr standfest sein.
- Die Anzeige soll in möglichst großem Winkel ablesbar sein.
- Der Charakter eines Würfels sollte nicht völlig verlorengehen.
- Die Sensorflächen sollten möglichst groß und aus korrosionsbeständigem metallischem Material sein.
- Die Stromversorgung sollte kontaktsicher angebracht sein und leicht zugänglich untergebracht werden.

Für alle Transistoren und Schaltkreise können Basteltypen verwendet werden.

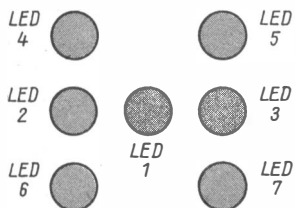


Bild 4
Anordnung der Leuchtdioden auf einer Würfel-
fläche

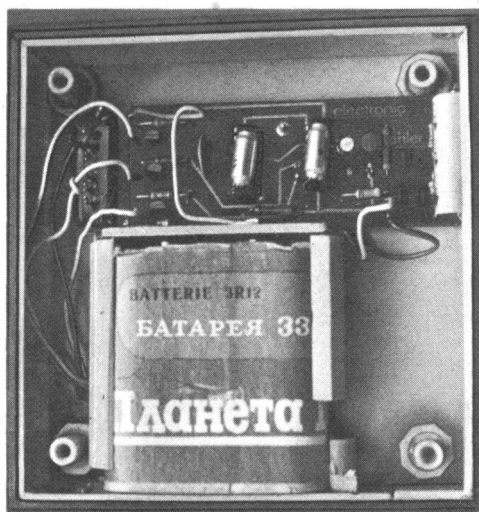


Bild 5
Blick in den Aufbau des
elektronischen Würfels

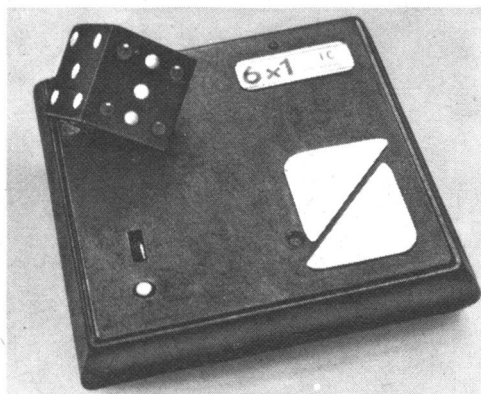


Bild 6
Ansicht des fertiggestell-
ten elektronischen Würfels
mit Ausrolleffekt

VT1/VT2	- SC 206 o. ä., B \geq 200
VT3/VT4	- SC 206 <i>ef</i> o. ä.
VT5...VT7	- SC 206 o. ä., B \geq 100
D1	- D 100 D o. ä.
D2	- D 193 D, D 192 D o. ä. (P-Typen)
LED1...LED7	- VQA 13/23/33 o. ä.

Die Farbpunkte auf den anderen Würfelflächen in Bild 6 sind mit entsprechender Reflexfarbe aufgetupft.

Erfahrungen

Die angefertigten Muster funktionieren bei richtig bestückter Leiterplatte alle auf Anhieb und heute noch zuverlässig. Die Ausnahme bildeten wenige Regentage, als das Gerät wegen der hohen Luftfeuchtigkeit auf dem Campingplatz schlichtweg «durchlief». Deshalb sollte man der isolierten Montage der beiden Sensorflächen SF große Beachtung schenken. Die Muster arbeiteten mit einem Batteriesatz über mehrere Monate bei unterschiedlicher Einschaltdauer.

Experimentierfreudige seien auf die Möglichkeit der Fernbedienung über Kabel und auf parallelgeschaltete Taster am großen Spieltisch hingewiesen. Auch eine Großanzeige über Relais oder Thyristoren, vielleicht im Pionierhaus, Schulklub oder auch im Freien, ist denkbar.

Literatur

- [1] M. Hartmann, Elektronischer Würfel mit Ausrolleffekt. FUNKAMATEUR, Heft 11/1982, Seite 564/565.

Nachfolgend wird ein elektronisches Ladegerät beschrieben, dessen Ladestromstärke und Abschaltspannung sich kontinuierlich einstellen lassen. Die beschriebene Schaltungskonzeption kann man ohne Schwierigkeiten für den konkreten Anwendungsfall dimensionieren. Gegenüber Konstantstromladegeräten mit Transistoren bringt der Einsatz eines Thyristors als Stellglied eine wesentliche Verringerung der Wärmeentwicklung [1]. Im beschriebenen Einsatz arbeitet der Thyristor in einer Phasenanschnittschaltung. Dabei werden die Vorteile des Thyristors besser genutzt als bei Schaltungen, bei denen der Thyristor lediglich einen Vorwiderstand zur Begrenzung des Ladestroms schaltet [2].

Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Ladegeräts. VT3 und VT4 sind Teil einer bewährten Zündschaltung. Durch den Spannungsteiler $R11/R12$ erhält die Basis von VT3 ein definiertes Bezugspotential, $C5$ wird über $R10$ aufgeladen. Wenn die Spannung über $C5$ größer als die Basis-Emitter-Schwellenspannung von VT3 wird, steuert VT3 durch, und sein Kollektorstrom bewirkt das Durchsteuern von VT4. Durch den Stromfluß über VT4 erhält die Basis von VT3 negativeres Potential. Dieser lawinenartige Vorgang bewirkt das Öffnen beider Transistoren. $C5$ kann sich über VT3 und VT4 entladen. Der Thyristor wird gezündet.

Mit $R10$ läßt sich der Zündzeitpunkt in einem großen Bereich einstellen. Durch die zeitliche Verschiebung der Zündimpulse gegenüber der pulsierenden Gleichspannung wird der Thyristor mit einer einstellbaren Verzögerung gezündet. Dadurch läßt sich die an den Anschlußklemmen entnehmbare Leistung und damit die Stromstärke verändern.

$R10$ und die Kollektor-Emitter-Strecke von VT1 bilden einen Spannungsteiler. Erreicht der Spannungsabfall über $R6$, der abhängig vom Ladestrom ist, Werte, die den Transistor VT1 öffnen, dann bewirkt der Kollektorstrom von VT1 eine Verzögerung des Ladevorgangs von $C5$. Der Zündwinkel wird größer, der Zündzeitpunkt verschoben und der am Ausgang entnehmbare Strom geringer. Mit $P2$ wird der Einsatz der Regelschal-

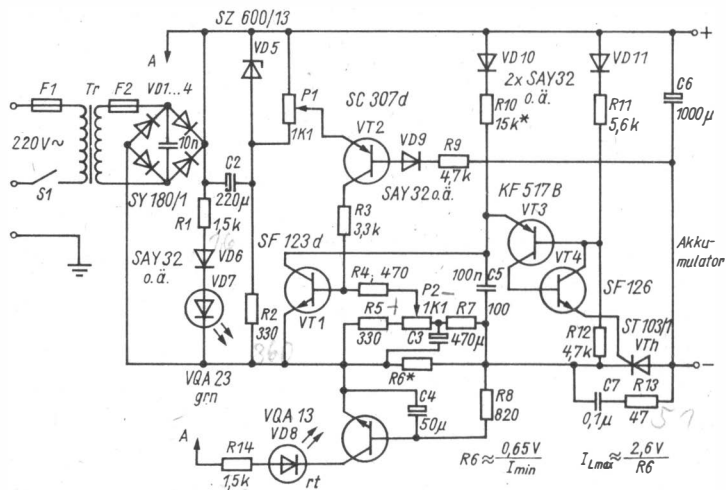


Bild 1 Stromlaufplan des Thyristorladegeräts

nung eingestellt. C3 glättet den Basisstrom von VT1 und verhindert damit Schwingungen des Regelkreises.

Mit VT2 wird die Spannung an den Akkumulatorklemmen ständig überwacht. Wenn sie während des Ladevorgangs einen bestimmten Wert überschreitet, öffnet VT2. VT1 wird voll durchgesteuert und schließt damit C5 kurz. Der Thyristor erhält keine Zündimpulse mehr. Mit P1 läßt sich die Abschaltspannung durch Verschiebung des Emittentialentials von VT2 einstellen. Im Beispiel beträgt dieser Bereich etwa 1,5 bis 14,5 V. VT5 und VD8 zeigen den Ladevorgang an.

Hinweise zum Abgleich

Vor Inbetriebnahme der Schaltung wird der Schleifer von P1 in Richtung Minuspol und der Schleifer von P2 in Richtung Emittter VT1 gestellt. An die Ausgangsklemmen wird der zu ladende Akkumulator angeschlossen. Der jetzt fließende Strom sollte etwa dem maximalen Ladestrom entsprechen. Im anderen Fall wird R10 verkleinert. Durch Verstellen von P2 muß sich der Ladestrom verringern. Bei einem Kurzschluß der Ladeklemmen (Akkumulator vorher abklemmen!) darf sich die Stromstärke um höchstens 10% ändern. Bei aufgebauten Geräten betrug die Änderung zwischen Ladestrom und Kurzschlußstrom etwa 5%.

Mit P1 stellt man die gewünschte Abschaltspannung ein. Die Ladeschlußspannung beträgt bei Bleiakkumulatoren etwa 2,6 bis 2,7 V und bei

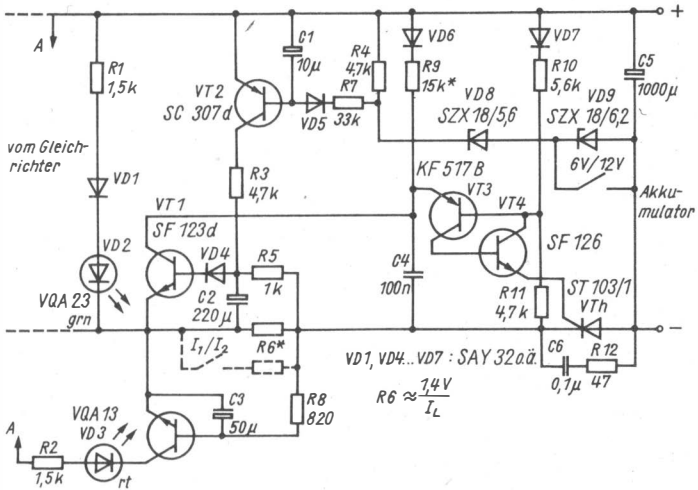


Bild 2 Stromlaufplan der einfachen Variante für 6-V- und 12-V-Ladebetrieb

NK-Akkumulatoren 1,6 bis 1,8 V je Zelle. Um aber stärkere Gasung zu vermeiden, sollte man die Abschaltspannung etwas geringer wählen. Es ist bei der Erprobung günstig, wenn man den Ladezustand gleichzeitig mit einem Aräometer überprüft. P1 und P2 können geeicht werden, wenn man auf ein Meßgerät verzichten will.

Bild 1 zeigt unter anderem einige Dimensionierungsvorschläge für R6. Wenn man R5 verringert, läßt sich der Einstellbereich vergrößern. Allerdings wird dann in R6 eine beträchtliche Leistung in Wärme umgesetzt. Der Einsatz eines Ge-Transistors für VT1 könnte Abhilfe schaffen, da dann die Schwellenspannung nur etwa halb so groß ist.

Einfache Ladegerät-Variante

Für viele Anwendungen dürfte auch die einfache Variante ausreichen, für die Bild 2 den Schaltvorschlag zeigt. Die Abschaltspannung wird mit der Z-Diode festgelegt, die unter Umständen ausgemessen werden muß. Durch stufenweises Parallelschalten von Widerständen zu R6 läßt sich das Gerät auch für mehrere feste Ladestromstärken auslegen.

Den elektrischen Anschluß der aufgebauten Geräte sollte man sicherheitshalber von einem Fachmann überprüfen lassen! Achtung! Elektrische Sicherheitsvorschriften (TGL) und Brandschutz beachten!

Literatur

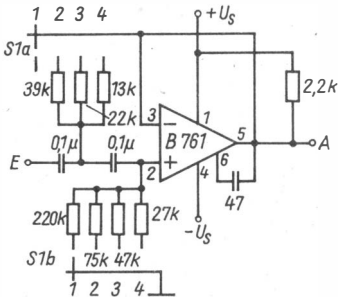
- [1] M. Thieme, Elektronisch gesteuerte Aufladung von Akkumulatoren. FUNKAMATEUR 28 (1979), Heft 9, Seite 443.
 [2] R. Messal, Elektronische Ladegeräte für Akkumulatoren. FUNKAMATEUR 28 (1979), Heft 3, Seite 132.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Umschaltbares Rumpelfilter

An moderne Operationsverstärker des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) gelangt man durch den Kauf des *Bastlerbeutels Nr. 13*. Er enthält 4 Stück B 761/861 und 2 Stück B 611 oder B 621 als einfache Operationsverstärker sowie 2 Stück B 2761 (2fachoperationsverstärker). Auf den Vorsatzseiten dieser Jahrbuchausgabe sind Innesschaltung und Anschlüsse angegeben. Der untenstehende Stromlaufplan aus dem Begleitheft des *HFO-Bastlerbeutels Nr. 13* zeigt ein umschaltbares Rumpelfilter, mit dem in einem NF-Vorverstärker die Störgeräusche bei Schallplatten- oder Magnetbandwiedergabe unterdrückt werden können. Die Schaltung ist ein elektronisches Hochpaßfilter 2. Grads, bei dem Frequenzen unterhalb der angegebenen Grenzfrequenz gesperrt und alle Frequenzen darüber nicht beeinflußt werden. In der Schalterstellung «1» ist das Filter nicht wirksam. Oberhalb der Grenzfrequenz ist der Frequenzgang linear bei einem Verstärkungsfaktor von etwa 1.

K. H. S.



S1	f_0
1	offen
2	30 Hz
3	50 Hz
4	80 Hz

Die Klubstation mit dem echten Lange

Dipl.-Journ. Harry Radke

Konny war schon da. *Konrad Lange*, Y56ZM/Y26NM, der Vorsitzende der GST-Grundorganisation, hatte die Zeit genutzt und alte Fotos sortiert. Der 20. Jahrestag der GST-Grundorganisation Radioklub Pegau stand bevor. Allein dieser heutzutage ungewöhnliche Name einer Grundorganisation Nachrichtensport der GST läßt auf Traditionsbewußtsein schließen. Ebenso, wie das Festhalten an mehrfach Bewährtem, das Erhalten von erreichten Positionen, das Anstreben von weiterem Leistungszuwachs Traditionen sind, die die Pegauer Nachrichtensportler pflegen.

Aus-wirkungsvoller Irrtum

Wenig älter als 28 war der Kunsterzieher *Konrad Lange*, als er Anfang der 60er Jahre bei einem Kollegen zu Besuch war und sein «Grunderlebnis Amateurfunk» hatte. *Konrad* zeigte sich irritiert, daß der Kollege Vergnügen daran hatte, Radio mit so unsauberem Signal zu hören. Woraufhin sich der Besucher eine sachkundige Belehrung gefallen lassen mußte über Sinn und Ziel des Amateurfunks überhaupt und die Empfangsbedingungen auf dem 40-m-Band im speziellen. Der Abend wurde lang, weil der Kunsterzieher *Konrad Lange* immer noch mehr QSL-Karten sehen wollte, an deren



Bild 1

Einst und auch heute noch als Funkmehrkämpfer erfolgreich, gehören sie längst zum Stamm der GST-Grundorganisation Radioklub Pegau: Knut Rothe, Y56WM, Jörg Bräutigam, Y56UM, Andreas Klingner, Y56XM (v. l. n. r.)



Bild 2

Den militärischen Berufsnachwuchs zu sichern war immer eine Aufgabe bei Y56ZM. Axel Taubert (links) hat unterdessen sein Studium an der Offiziershochschule abgeschlossen. In der Mitte Konrad Lange, Y56ZM/Y26NM, rechts Jörg Bräutigam, Y56UM

grafischer Gestaltungsvielfalt er Gefallen fand. Ungewöhnlich daran ist, daß damit für *Konny* der Anstoß gegeben war, selbst Funkamateur zu werden. Heute sagt er: «Ich habe den Amateurfunk richtig lieb gewonnen. Mir ist diese selbstgewählte Aufgabe nie leichtgefallen, ich habe mir viele Voraussetzungen mühsam erarbeiten müssen. Für mich war die Amateurfunkprüfung schwerer als die Fahrprüfung. Deshalb höre ich vielleicht eher mit dem Autofahren auf als mit dem Amateurfunk.»

Der war für *Konny* von Anfang an bis heute eine kollektive Angelegenheit, eine Wehrsportart mit vielen Möglichkeiten für Erziehung, Bildung und Freizeitgestaltung. Deshalb begann er Anfang der 60er Jahre an der POS *Frédéric Joliot-Curie* Pegau, «Junge Funker» auszubilden. «Seinen» Zeichensaal rüstete er mit Hilfe von Genossen der Kampfgruppe der Pegauer Filzfabrik mit Hörerleisten aus, besorgte Tongenerator und Berta-Empfänger. Im Jahre 1963 qualifizierte er sich zum Ausbilder Funk, und die Arbeitsgemeinschaft mauserte sich durch regen Zulauf, interessante Ausbildung, gediegene Ausrüstung und erste Erfolge zur GST-Grundorganisation Radioklub Pegau, die Anfang Oktober 1963 gegründet wurde. Ein recht langer Weg war es für den Nichttechniker *Lange*, bis er seine neue Qualifikation als Klubstationsleiter auch nutzen konnte: Am 1. März 1967 war die Pegauer Amateurfunkklubstation exDM4RM QRV! Noch heute vergißt *Konny* nicht zu sagen, daß zu den «Vätern» der Klubstation auch der GST-Kreisvorstand, Genossen aus der Filzfabrik und *Lutz Bernhard*, exDM4HM, gehörten, die auf vielfältige Weise die Nachrichtensportler unterstützten.

Auf Lange-Sicht

«Wenn ich eine Aufgabe übernommen habe, dann immer mit Haut und Haaren. Ob ich immer alles richtig gemacht habe – eine andere Frage. Ich glaube es war richtig, daß ich als GST-Ausbilder immer darauf gesehen habe, jedem seine Chance zur Entwicklung zu geben.»

Der Pädagoge *Konrad Lange* hat Geduld, und Jahr für Jahr begeisterte und begeistert er Kinder neu für den Nachrichtensport, vermittelt ihnen selbst das A-b-c eines künftigen Funkamateurs. Viele Jahre lang war er der einzige Ausbilder, bis sich seine Geduld, seine pädagogische Weitsicht auszählten. Nicht nur, daß heute die Reihe der Mitbenutzer bis zum Buchstaben P reicht, sondern die Grundorganisation verfügt unterdessen über einen Stamm junger, engagierter, qualifizierter Übungsleiter, Techniker, Funkamateure, Ausbilder, die ihre erste nachrichtensportliche Ausbildung *Konrad Lange* zu verdanken haben, die zumeist als Unteroffiziere auf Zeit bei Nachrichteneinheiten ihren Ehrendienst leisteten, die unterdessen eine solide berufliche Ausbildung hinter sich haben.

Wer in Pegau den Start zum Funkamateur mitmacht, kann den Weg nur gehen, wenn er als Funkmehrkämpfer aktiv ist (oder auch sein Interesse an anderen nachrichtensportlichen Aufgaben beweist). Darauf schwört *Konrad Lange*, weil es sowohl über kurz als auch über lang den Erfolg sichert. Er kann das belegen: So begründeten vor allem vier Kameraden den guten Ruf der Pegauer als Funkmehrkämpfer. Diese vier Knaben von einst – *Andreas Klingner, Y56XM, Jörg Bräutigam, Y56UM, Knut Rothe, Y56WM, Ronny Lau, Y56VM* – sind heute nicht nur gestandene, aktive Funkamateure, gediente Reservisten, sondern sie halten der Grundorganisation wieder die Treue, fühlen sich dort zu Hause, haben dort eine Aufgabe. *Knut* ist als Ausbilder Amateurfunk schon längst der zweite Mann der Grundorganisation.

Andreas bisherige Übungsleitertätigkeit im Funkmehrkampf wurde gekrönt, als *Tino Krahl, Y2-EA-16 141/M*, und *Mirko Freund, Y2-EA-16 143/M*, bei den Pioniermeisterschaften im Nachrichtensport 1983 je eine Bronzemedaille erringen konnten. *Mirko* übrigens hat die Absicht, den Beruf eines Offiziers in einer Nachrichteneinheit zu ergreifen.

Unlängst ist *Konrad* der Gedanke gekommen, die Aufgaben in der Grundorganisation neu zu verteilen und auch in der Kommission Nachrichtensport beim GST-Kreisvorstand Borna selbst ein wenig kürzer zu treten. Er ist sicher, daß er das kann!



Bild 3
Silvia Friedrich, Y56PM (Mitte) war 1982
Vizemeisterin und 1983 DDR-Meisterin im
Funkmehrkampf

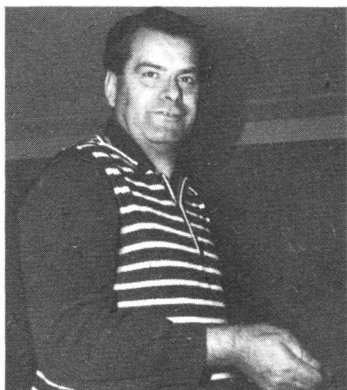


Bild 4
Konrad Lange, Y56ZM, ist hauptberuflich
Kunsterzieher

Zeit-Zeichen

So will *Konrad* mit dem Mehr an Ausbildern durch Arbeitsteilung auch mehr bieten. Er selbst hat im Ausbildungsjahr 1983/84 ein Experiment begonnen: eine Arbeitsgemeinschaft «Junge Funker» mit Schülern der 4. Klassen. In etwa 2 $\frac{1}{2}$ Jahren – mit Lehrgängen in den Winterferien – will er ihnen solche Kenntnisse und Fertigkeiten vermittelt haben, daß sie die Empfangsanwärterprüfung bestehen können.

Erfahrungen mit solch frühem Beginn hat *Konrad Lange*. Wie viele Funkamateure hat er in der Familie sein «Hinterland». Nicht nur, daß Frau *Margot* bei Exkursionen und Feiern hilfreich zur Seite steht. Tochter *Kerstin*, unter den Rufzeichen Y56YM und exDM4YRM bekannt, war die erste Mitbenutzerin, die aus der Station selbst hervorgegangen war. Auch bei *Kerstin Lange* haben sich früher Beginn und Geduld ausgezahlt. Während ihres Studiums in Rostock hat sie regelmäßig als Ausbilderin Funk eine Gruppe «Junger Funker» am Pionierschiff betreut. Zu Vaters besonderer Freude traten bei der 83er Pioniermeisterschaft im Nachrichtensport u. a. *Kerstins* ehemalige Schützlinge auch den Pegauern als ernst zu nehmende Konkurrenten entgegen.

Unterdessen arbeitet und wohnt *Kerstin* im Bezirk Cottbus, aber als Funkamateurin hat sie dort ihr Zuhause noch nicht gefunden. Vater ist optimistisch. Er hält das nur für eine Frage der Zeit. Verbindungen zur Klubstation Y62ZF in Luckau gibt es schon.

Zeit-Zeichen anderer Art will das Kollektiv von Y56ZM in dem 21. Jahr seines Bestehens setzen. Seit die Klubstation vor Jahren ein günstiges Domizil im Schulhort gefunden hat, seit die Stationsausrüstung außer EKN-Empfänger, Einstrahloszillographen und Funkpult 10 auch einen *Tel-tow 215* umfaßt, möchten die Kameraden die W3DZZ durch eine *Quad*

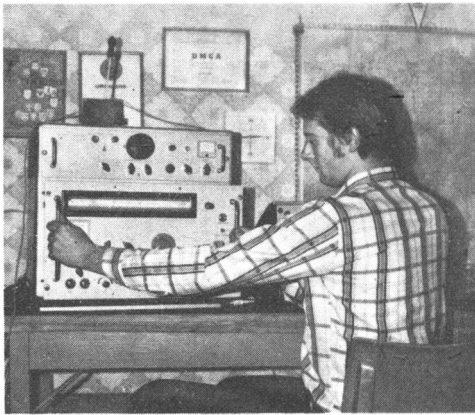
ablösen. Ein ehrgeiziges Unterfangen für eine kleine Nachrichtensportgrundorganisation. Aber *Ronny Lau, Y56VM*, hat goldene Hände, und die der anderen OMs sind auch keine linken.

Bandaktivität und Ausbildung werden darunter nicht leiden. Schließlich sind außer den Funkmehrkampf-Medaillen bei den Pioniermeisterschaften, guten Plazierungen im Kreis, im Bezirk, bei DDR-Meisterschaften auch noch Plätze in der Mannschaft für die Internationalen Komplexwettkämpfe im Funkmehrkampf zu verteidigen. *Thomas Strichirch, Y56QM*, und *Andreas Klingner, Y56XM*, gehörten im Jahre 1983 zur DDR-Vertretung ebenso wie *Silvia Friedrich, Y56PM*, die von Torgau kam und als Nachrichtensportlerin in Pegau groß wurde – übrigens unter der besonderen Fürsorge *Andreas Klingners, Y56XM*. «Die haben nicht nur gemeinsam geschnäbelt, sondern auch gemeinsam gemorst», kommentiert das *Konrad Lange* verschmitzt, nicht ohne anzuschließen, daß für ihn solche Sportfreundschaften zu dem Heimischsein in der GST gehören.

Konrad Lange hat nicht gezählt, wie viele Pegauer bei ihm in die «Nachrichtenschule» gegangen sind. Er rechnet auch nicht auf, daß der Nachrichtensport für viele der Jugendlichen nur eine Sache auf Zeit war, wenngleich er mit ehemaligen Mitgliedern der Grundorganisation bei Bauvorhaben oder Wettkämpfen als bereitwilligen Helfern rechnen kann. Vielmehr zählt



Bild 5
Knut Rothe, Y56WM, hat als Übungsleiter Funkmehrkampf erste Erfolge zu verzeichnen



*Bild 6
Ronny Lau, Y56VM, der
DXer, repariert die Anten-
nenbuchse am EKN*



*Bild 7
Konny, Y56ZM, ist auch
gelegentlich Contester und
bei der Diplomjagd erfolg-
reich*

er die Kameraden, denen die nachrichtensportliche Ausbildung und die Erziehung in der Grundorganisation Anstoß war, einen militärischen Beruf zu ergreifen oder als Unteroffiziere auf Zeit zu dienen. Zwei ehemalige Pegauer Nachrichtensportler der GST dienen jetzt als Offiziere beim NVA-Nachrichtenregiment *Georg Schumann*.

Mit der Auszeichnung der Grundorganisation mit der *Ernst-Schneller-Medaille* in Gold im 30. Jahr des Amateurfunks der GST wurden auch die erzieherischen Leistungen der Pegauer Kameraden gewürdigt.

Zu den sportlichen gehört noch, daß es Ausbildungsprinzip ist, den EAs und SWLs die Schönheiten und die Spannung des Amateurfunks durch ei-



Bild 8
Luftgewehrschießtraining für den Funk-
mehrkampf – hier Thomas Strichirch,
Y56QM, mit Tino Krahl, Y2-EA-16141/M

gene Tätigkeit am Empfänger während Contesten oder am Transceiver unter dem Ausbildungsrufzeichen erlebbar zu machen. Dabei fordern *Konrad Lange* und *Knut Rothe* den Mädchen und Jungen Stehvermögen ab. An den Wertungscontesten nehmen sie teil! Die Vorbereitungen werden gemeinsam getragen, die Taktik wird festgelegt.

QSL-Karten hat jeder ausreichend und schöne. Keine Frage, daß sich der Kunsterzieher *Konrad Lange* ihre Gestaltung nicht nehmen ließ. Schließlich kennt er viele Möglichkeiten und auch ihre Wirkungen, und er hat die fachlichen Voraussetzungen, damit *Y56ZM* würdige Visitenkarten in alle Welt sendet.

Kein rechter Erfolg allerdings war dem Hobbymaler *Konrad Lange* mit seinem ersten und letzten Ölgemälde beschieden. Denn seine eigenhändig gepinselte Strandlandschaft mußte zu Hause raus. So hat die Klubstation neben dem Original *Lange* noch einen echten *Lange*. Und der wurde dem *Teltow* gegenübergehängt, so daß selten jemand in die Versuchung kommt, ihn längere Zeit anzusehen.

MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR

Zur Eröffnung der *XXVI. Zentralen Messe der Meister von morgen* vom 14. bis 25. November 1983 in Leipzig weilte auch Huggy unter den zahlreichen Gästen. Und als er so durch die Hallen flatterte, kam er aus dem Staunen nicht heraus. Die junge Generation hatte innerhalb des *Karl-Marx-Jahres* im *FDJ-Friedensaufgebot* einen gewichtigen Beitrag für ihren sozialistischen Staat geleistet. Auf dieser *XXVI. Zentralen Messe der Meister von morgen* legte sie Rechenschaft ab über ihre Leistungen in Wissenschaft und Technik. An der MMM-Bewegung beteiligten sich 1983 mehr als 836 000 junge Arbeiter und Genossenschaftsbauern, Lehrlinge sowie Studenten, die 156 000 MMM-Aufgaben realisierten. 5 000 Jugendbrigaden mehr als 1982 beteiligten sich an MMM-Aufgaben. Bemerkenswert ist ebenfalls die wachsende Rolle der Jugendforscherkollektive. Auf dieser *Zentralen Messe der Meister von morgen* wurden auch erstmals Ergebnisse des Erfinderwettbewerbs der FDJ gezeigt. Dabei wurde ein volkswirtschaftlicher Gesamtnutzen im 83er MMM-Jahrgang von nahezu 1,2 Milliarden Mark erreicht.

Auf der diesjährigen *Zentralen Messe der Meister von morgen* wurden 2 348 Exponate von 26 800 jungen Neuerern ausgestellt. Aus den Plänen Wissenschaft und Technik wurden 1563 und aus dem Staatsplan 362 Aufgaben realisiert. Davon haben 1941 Lösungen großen Einfluß auf die Erhöhung der Arbeitsproduktivität. Die ausgestellten Arbeiten tragen unter anderem dazu bei, daß 2 128 Arbeitsplätze sowie etwa 2 Millionen Arbeitsstunden, 34 000 t Material bzw. 55 300 MWh eingespart werden und sich der Brennstoffverbrauch um 45 300 t verringert.

Auch die jungen Neuerer, Rationalisatoren und Erfinder der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR haben ihren Anteil zur ökonomischen Stärkung der DDR und zur Erhöhung der Gefechtsbereitschaft geleistet. Die Verschärfung der gegenwärtigen internationalen Situation durch den Imperialismus, insbesondere durch die USA, die Hochrüstung der NATO, die mit der Raketenstationierung in Westeuropa forciert wurde, fordern alle Menschen heraus, diesem Treiben entsprechende Aktivitäten entgegenzusetzen. Der Stellvertreter des Ministers und Chef Technik und Bewaffnung, *Generaloberst Fleißner*, sagte in seinem Referat auf der Neuererkonferenz der NVA anläßlich der *XXVI. Zentralen Messe der Meister von morgen* in Leipzig am 15. 11. 1983: «Es ist eine klare Herausforderung

an die sozialistischen Streitkräfte, an jeden Armeeinghörigen und damit auch an die Neuerer. Wollen wir in dieser Situation unsere militärischen Aufgaben zur Sicherung des Sozialismus und zur Erhaltung des Friedens weiter zuverlässig erfüllen, darf eine militärische Überlegenheit des Gegners nicht zugelassen werden. Das Neuerertum in unseren Streitkräften fällt dabei ganz unmittelbar ins Gewicht. Die Leistungen der Neuerer werden zu einem Faktor der direkten Gegenwirkung gegen den Konfrontationskurs des Imperialismus.» Und die Ergebnisse der MMM-Bewegung im *Karl-Marx-Jahr* weisen aus, daß die Armeeinghörigen, Grenzsoldaten und Zivilangestellten alles tun, damit unser sozialistisches Vaterland zuverlässig geschützt wird. So nehmen zur Zeit 27000 Armeeinghörige, Grenzsoldaten und Zivilbeschäftigte in etwa 10000 Neuerer- und Jugendkollektiven an der Neuererarbeit teil. Nahezu 17000 Neuerungen beeinflussen unmittelbar die Erhöhung der Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft. Zum Beispiel sind 42 % der Neuerungen Aufgaben aus den Plänen der Neuerer, wuchs der Anteil kollektiver Arbeiten, wurde das große geistige und materielle Potential effektiver genutzt, richtet sich der größte Teil der Initiativen auf die Intensivierung der Ausbildung, die Rationalisierung der Wartung und Instandsetzung der Technik und Bewaffnung sowie auf die effektivere Nutzung der materiellen und finanziellen Mittel, und ein großer Teil der Neuerungen nutzt die Mikroelektronik.

Auf der *XXVI. Zentralen Messe der Meister von morgen* waren 90 Exponate der Nationalen Volksarmee, der Grenztruppen der DDR und der Zivilverteidigung ausgestellt. 35 % davon tragen dazu bei, die Ausbildung effektiver zu gestalten, bei 21 % wird die Mikroelektronik angewendet, und 70 % lassen wesentliche Einsparungen erkennen. Die Exponate haben ein hohes wissenschaftlich-technisches Niveau und sind in guter Qualität gefertigt worden.

Die Leistungen der Neuerer, die sich an der Erfinderbewegung beteiligten und die durch den im Ausbildungsjahr 1982/83 ausgerufenen Erfinderwettbewerb noch intensiviert wurden, haben ebenfalls zu den ausgezeichneten Ergebnissen beigetragen. Innerhalb des Erfinderwettbewerbs wurden bisher 37 wissenschaftlich-technische Leistungen zum Patent angemeldet. Ausgehend von den guten Leistungen des MMM-Jahrgangs 1983 gilt es im Ausbildungsjahr 1983/84, d. h. im 35. Jahr unserer Deutschen Demokratischen Republik, bei der Einsparung gesellschaftlichen Aufwands ein Mehr an gesellschaftlichem Nutzen zu bringen. «Als Neuerer unserer Streitkräfte muß man daran denken: Wenn sich heute der gesellschaftlich notwendige materielle Aufwand für die Ablösung einer Waffengeneration durch die nächste vervielfacht, dann läßt sich eine solche Aufgabe ökonomisch nur durch den wissenschaftlich-technischen Fortschritt auf breiter Front meistern», sagt *Generaloberst Fleißner*.

Im Ausbildungsjahr 1983/84 sind folgende Aufgaben in der Neuererbewegung zu lösen:

1. Sicherung eines hohen Niveaus der Führung und Organisation unserer Neuerer- und MMM-Bewegung bei weiterer Ausprägung ihres politischen Grundanliegens.

2. Erhöhung des wissenschaftlich-technischen Niveaus der Neuerertätigkeit und deren Orientierung auf Höchstleistungen, verbunden mit dem zielstrebigem Ausbau der Gemeinschaftsarbeit, wobei Jugendneuerer- und Jugendforscherkollektive besonders zu fördern sind. Ungerechtfertigte Niveauunterschiede sind zu überwinden.
3. Schnelle Realisierung und truppenwirksame Einführung von Neuerungen sowie Durchsetzung einer effektiveren Mehrfachnutzung von bewährten Neuerungen.
4. Stärkere Ausrichtung der Neuerer und Erfinder auf:
 - die Intensivierung der militärischen Ausbildung durch vorrangige Entwicklung von Trainern und Simulatoren;
 - die Gewährleistung der technischen Sicherstellung in hoher Qualität;
 - den effektiveren Einsatz und die Einsparung von Energie, Material, Ersatzteilen sowie Treib- und Schmierstoffen.

«Das wichtigste Anliegen unserer Neuerer ist ihr Beitrag zur zuverlässigen Sicherung des Sozialismus und zur Bewahrung des Friedens. Dafür setzen sie ihre ganzen Kräfte und Erfahrungen ein, das ist ihr Klassenauftrag», 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 14413/6

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

Nationale Volksarmee

1260 Strausberg

Postfach 98421

Alle übrigen Registriernummern

Ausgewählte Exponate

1. Prüfgerät zum Ausmessen von Feldeffekttransistoren und zum Prüfen beheizter Dioden (Bild 1, Reg.-Nr.: 2131/81)

Neuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Helemann, Dieter*

Mit diesem Gerät können Feldeffekttransistoren und beheizte Dioden geprüft werden. Exakte Kenntnis der zu prüfenden Parameter wird nicht vorausgesetzt.

Das Gerät kann zur Vorauswahl von Feldeffekttransistoren an Hand der bestimmaren elektrischen Parameter, zu ihrer Vorauswahl für den paarweisen Einsatz und zur Funktionsprüfung der beheizten Diode 6 D13 D eingesetzt werden.



*Bild 1
Prüfgerät zum Ausmessen
von Feldeffekttransistoren
und zum Prüfen beheizter
Dioden*

2. Kabelprüfpult (Bild 2, Reg.-Nr.: 12/82)

Neuererkollektiv: *Oberstleutnant Melcher, Wolfgang*

Mit dem Pult können technische Kennwerte der in der NVA verwendeten Feldverbindungs- und Feldfernkabel geprüft werden. Der Prüfprozeß wird vollelektronisch gesteuert und dauert je nach Kabeltyp 7 bis 14 s. Damit lassen sich aufwendige Meß- und Prüfarbeiten rationalisieren sowie die Prüfprozesse effektiver gestalten, und subjektive Fehler sind ausgeschlossen.

Mit dieser Vorrichtung wird ein wesentlicher Beitrag für die ständige Einsatzbereitschaft der Feldkabelbestände geleistet.

Herstellungskosten: etwa 4 500,- M

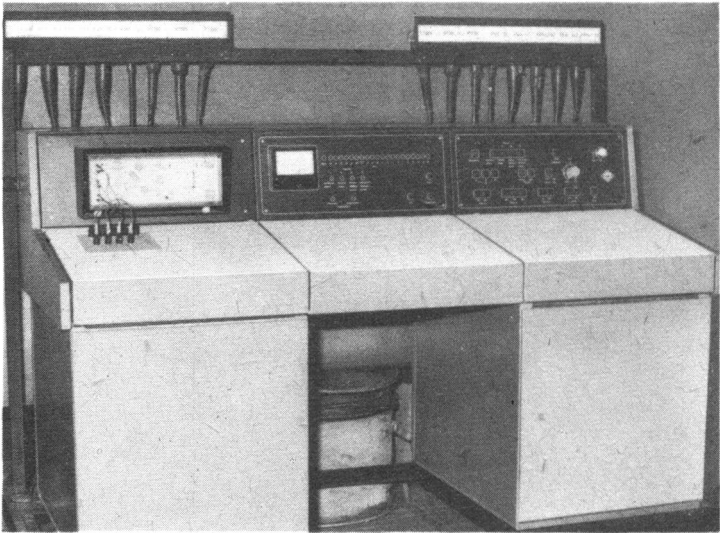


Bild 2 Kabelprüfpult

3. Fehleranalyseprüfgerät für automatische Telefonzentrale (Bild 3, Reg.-Nr.: 74452/82)

Neuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Wolfram, Klaus-Dieter*

Das Gerät schafft die Möglichkeit, in Telefonanlagen die Rufsignalversorgung auf die Einhaltung der technischen Kennwerte zu überprüfen. Festgestellte Fehler werden automatisch gespeichert und signalisiert.

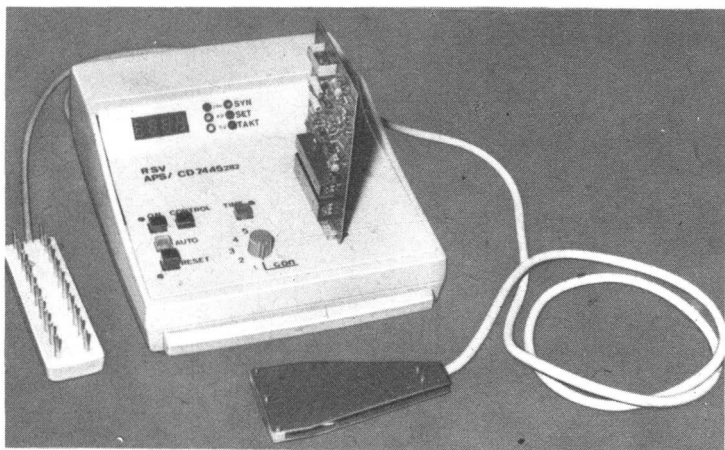
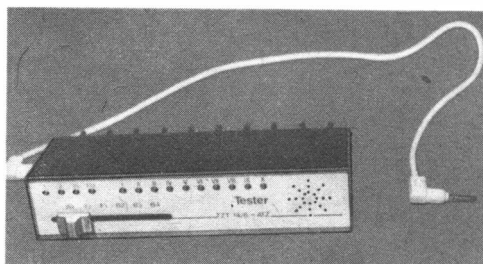


Bild 3 Fehleranalyseprüfgerät für automatische Telefonzentrale

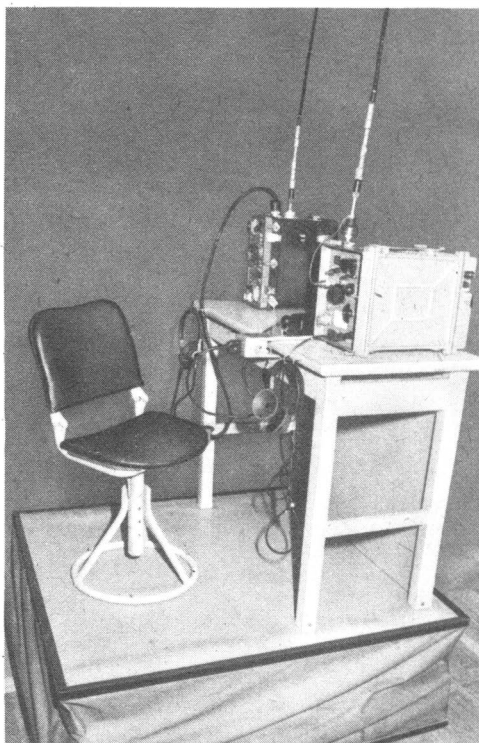
4. Signalkontrolle an Taktschaltungen des Fernsprechnetzes (Bild 4, Reg.-Nr.: 52422/83)

Neuererkollektiv: *Fährlich Jung, Wolfram*

Das Exponat wird eingesetzt für Anpassungstechnik von GWN- an ATZ-Anlagen. Es sichert das Überwachen aller Takte und Zeichen des Umsetzers Typ *SÜUSB 1 2245028-00001*. Alle Gleichstromtakte werden von Leuchtdioden sichtbar gemacht. Die Fehlersuche wird ohne Kopfhörer vorgenommen, ist vereinfacht und weniger zeitaufwendig. Töne werden optisch und akustisch angezeigt.



*Bild 4
Signalkontrolle
an Taktschaltun-
gen des Fern-
sprechnetzes*



*Bild 5
Beweglicher Ar-
beitstisch für die
Ausbildung im
Nachrichtenbe-
triebsdienst*

5. Beweglicher Arbeitstisch für die Ausbildung im Nachrichtenbetriebsdienst (Bild 5, Reg.-Nr.: 75 501/83)
Neuererkollektiv: *Oberstleutnant Fritsch, Wilhelm*
Durch die Anlage wird der Arbeitsplatz in schwingende Bewegung ver-

setzt. Der Funker muß unter annähernd realen Bedingungen, wie sie auf einer mobilen Funkstelle in der Bewegung herrschen, arbeiten. Er trainiert, unter diesen erschwerten Bedingungen Funksprüche aufzunehmen, zu senden und seine Betriebsunterlagen zu führen. Die Konstruktion ist relativ einfach und in Truppenteilen realisierbar.

6. Fernmodulationsgerät für Sender *KNIE* (Bild 6, Reg.-Nr.: 74448/82)

Neuererkollektiv: *Stabsfeldwebel d. R. Menz, Herbert*

Das Gerät stellt die Fernmodulation von stationären Nachrichtensendern in den Betriebsarten A1, A3 und F1 sicher. Es ist auf der Basis mikroelektronischer Bauelemente konstruiert und ersetzt bisher verwendete teure Übertragungstechnik. Das Gerät eignet sich für den mobilen und stationären Einsatz und kann bis zu 60 km von einem Postanschluß entfernt über leichtes Feldkabel betrieben werden.

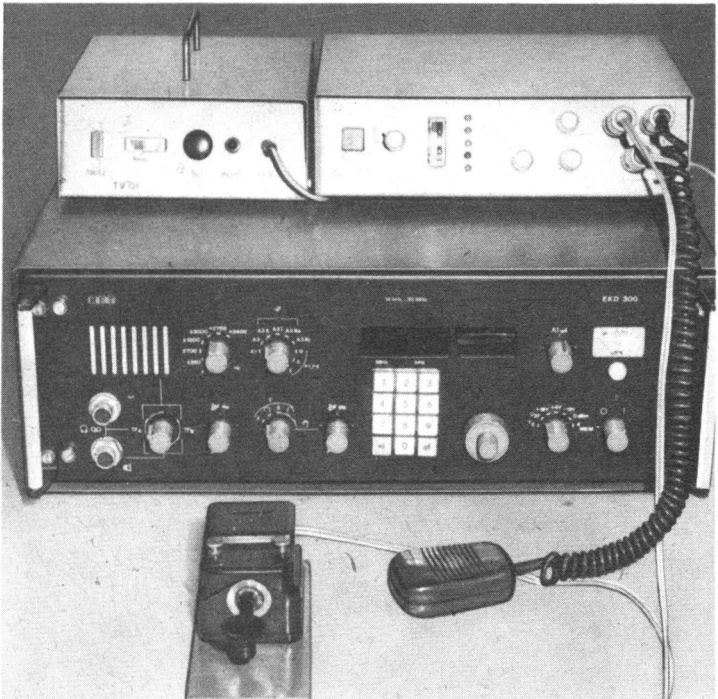


Bild 6 Fernmodulationsgerät für Sender *KNIE*

7. Schaltgerät für Magnetbandgeräte zum automatischen Start und Stopp
(Bild 7, Reg.-Nr.: 37 302/34/82)

Neuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Wichmann, Hans-Jürgen*

Das Gerät gewährleistet die automatische Aufnahme des Funk- und Sprechverkehrs beim Anschluß an die entsprechenden Kanäle. Damit wird ein Leerlauf des Bandes vermieden und die Anzahl der Aufzeichnungen auf einem Band erhöht.

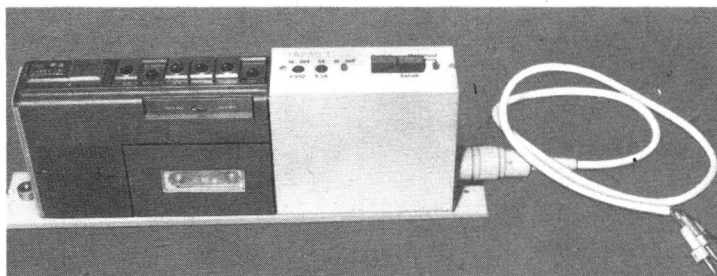
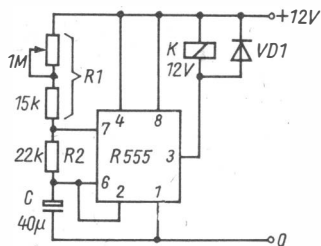


Bild 7 Schaltgerät für Magnetbandgeräte zum automatischen Start und Stopp

ELEKTRONIK-SPLITTER

Intervallschalter mit B 555 D

Der preiswerte *Bastlerbeutel Nr. 11* des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) enthält 6 Stück R 555 D (Amateurtyp des B 555 D). Dieser sehr vielseitig verwendbare Zeitgeberschaltkreis wurde ausführlich im *Elektronischen Jahrbuch 1983* vorgestellt. (Seite 127 bis 141: D. Lechner, *Anwendungen des Zeitschalters B 555 D*). Der untenstehende Stromlaufplan zeigt einen Intervallschalter mit Relais, der mit diesem Schaltkreis arbeitet. Für die Einschaltdauer gilt: $t_e \approx 0,7 \cdot R_2 \cdot C_1$. Die Pausendauer ist $t_p \approx 0,7(R_1 + R_2) \cdot C_1$. Mit den angegebenen Werten liegt der Einstellbereich von etwa 0,7 bis 28 s. Als Relais K eignet sich ein 12-V-Typ. Die Diode VD1 kann der Typ SY 360/0,5 sein.



K. H. S.

«Mal sehen, wer heute das Rennen macht!» Dieser Satz war an jenem Sonnabendmorgen auf dem Übungsplatz des Truppenteils *Rantzsch* wohl am häufigsten zu hören. Die Freunde aus dem Partnertruppenteil würden schon zeigen, was sie können, meinten die einen. «Abwarten!» hielten andere entgegen, denn die eigenen Richtfunktrupps hätten auch etwas anzubieten! Zu letzteren zählte *Hauptmann Jürgen Pape*, Chef einer Richtfunkkompanie, deren Trupps angetreten waren, um sich mit den sowjetischen Nachrichtensoldaten beim Entfalten der Antennenanlage ihrer Richtfunkstellen mittlerer Kanalzahl zu messen.

Solche Leistungsvergleiche seien «eine Art Standortbestimmung» im Ausbildungsstand der Nachrichtensoldaten, erklärte uns Regimentskommandeur *Oberst Roland Rantzsch*. Da gilt, was die XIII. dieser Tage erst erneut unterstrich: Konkret über die zu lösenden Aufgaben zu informieren bis hin zu den Maßstäben und Bestnoten auf die jeweilige Einheit, damit alle Richtfunktrupps das Leistungsniveau der Besten erreichen. Und der Kommandeur der sowjetischen Einheit *Oberstleutnant Nikolai Gontscharow* pflichtete ihm bei, die Herstellung von Nachrichtenverbindungen sei schließlich kollektive Arbeit. Da nütze nichts, wenn ein Trupp seinen Richtfunkmast in einer Zeit weit unter der Norm aufbaut, die Gegenstelle



Bild 1

*Allen Grund zur Freude haben Fähnrich Genadi Beloschapkin und Stabsfeldwebel Bernd Stascheit. Während des Leistungsvergleichs erfüllten ihre Trupps erstmals die Normzeit beim Antennen-
aufbau in nur drei Viertel der Normzeit*

allerdings weitaus mehr Zeit dafür braucht. Denn erst wenn die letzte Richtfunkstelle in der Achse einsatzbereit ist, kann die Verbindung zwischen den Endpunkten aufgenommen werden. Die Leistungsvergleiche zwischen beiden Truppenteilen trügen dazu bei, Unterschiede im Leistungsvermögen der Trupps abzubauen, denn gerade angesichts der Raketenstationierung in Westeuropa seien ununterbrochen arbeitende Nachrichtenverbindungen, die in kürzester Zeit zur Verfügung stehen, ein unabdingbares Erfordernis.

30 Meter Stück für Stück

Motorengebrumm unterbrach unser Gespräch. Jeweils 3 Fahrzeuge, die zu einem Trupp gehören – ein Gerätewagen mit den Richtfunksendern und -empfängern, ein Stromversorgungswagen mit den Aggregaten und ein Antennenwagen mit den Mastteilen – rollten auf die zugewiesenen Aufbauplätze zu. Der Treibsatz eines Handleuchtzeichens zischte in den Vormittagshimmel. Das Signal, 3 Sterne Grün, künden vom Beginn des Wettkampfs. Behende sprangen die Soldaten aus den Fahrzeugen, entluden die Antennenteile. Kisten, Winden und Kabeltrommeln legten sie geordnet neben den Antennenwagen ab. Kurz darauf begannen die Elektroaggregate zu tuckern. Die Trupfführer vermaßen die 4 Windenstandpunkte, die in einigen Minuten die Befestigungen für die Abspannseile des 30 m hohen Gittermastes bilden sollten. Wenig später standen bei fast allen Trupps die Hebevorrichtungen für den Antennenmast. Mastteil für Mastteil wurde eingesetzt und nach oben gehoben, um das nächste darunterzusetzen.



*Bild 2
Kräftig zupacken muß auch der Trupfführer, um mit Soldat Juri Glukow ein Mastteil in die Hebevorrichtung drücken zu können*

In der Zwischenzeit erzählte uns *Oberstleutnant Karl-Heinz Kosziessa*, Leiter der Politabteilung des Truppenteils, Einzelheiten aus der bereits 18jährigen Geschichte der Waffenbrüderschaft zwischen den Angehörigen des Nachrichtenregiments und den Freunden. Anfangs seien die Beziehungen auf gegenseitige Besuche beschränkt gewesen, auf Sportwettkämpfe und allgemeine militärische Leistungsvergleiche. Seit reichlich 5 Jahren jedoch würden die Waffenbrüderschaftsbeziehungen – auf Initiative der beiden Kommandeure – auf die Gefechtsausbildung ausgedehnt. Das sei im Interesse der Entwicklung der Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft. Leistungsvergleiche wie der heutige, finden regelmäßig statt, aber auch in vielen anderen Formen. Ferner die, wie auf der XIII. SED-Delegiertenkonferenz hervorgehoben wurde, zum Mitdenken, zu Selbständigkeit und Initiative herausfordern. Und auch den Genossen anspornen, der noch nicht *Bester* werden kann, sein Bestes zu geben.

So werden z. B. aus beiden Partnertruppenteilen je ein Richtfunktrupp alarmiert. Beide haben zu einem objektnahen Aufbauplatz zu verlegen und eine Richtfunkverbindung zum Partnertrupp aufzubauen. Auf der Grundlage vorbereiteter Unterlagen müssen beide Trupps verschiedene Kanäle einmessen, Manöver mit Frequenzen durchführen und auf auftretende «technische Fehler» reagieren. Und: Während der 2stündigen Überprüfung wird der Betriebsdienst in russischer Sprache geführt. Die Bewertung wird nach einem einheitlichen Katalog durch Kontrolloffiziere beider Seiten vorgenommen und ist Bestandteil des sozialistischen Wettbewerbs.

Unbestrittenen Höhepunkt der gemeinsamen Gefechtsausbildung bilde, so der Oberstleutnant, die alljährlich eine Woche dauernde taktische Ausbildung *Drushba*. Vom Einrichten und Beziehen eines gemeinsamen Feldlagers, über Wachdienst, gemischte Truppbesetzungen in bestimmten Ausbildungsetappen bis hin zur Einrichtung von Richtfunkachsen, die von Trupps beider Einheiten sichergestellt werden, reichten die gemeinsamen Unternehmen.

Ein Ergebnis, das alle Erwartungen übertraf

Die 10 Stahlgittermasten schoben sich inzwischen allmählich in die Höhe, die der Trupp von *Fähnrich Genadi Beloschapkin* und *Stabsfeldwebel Bernd Stascheit* schneller als alle anderen. Fast gleichzeitig wurden dort die letzten der 12 Mastteile in die Hebevorrichtung gehoben. Fertig! Die Schiedsrichter trauten ihren Augen nicht, als die Uhr für den Trupp von *Stabsfeldwebel Bernd Stascheit* stehenblieb: 16 min unter der Norm! Das hatte es im Truppenteil noch nicht gegeben! Jubel bei den Zuschauern auch, als Sekunden später die Zeiger der Stoppuhr für den Trupp von *Genadi Beloschapkin* verharren. Ein nochmaliges Ausrichten der zum Mast führenden Kabel hatte seinem Kollektiv wertvolle Sekunden gekostet. «Beim nächsten Vergleich werden wir uns eben noch mehr anstrengen müssen», kommentierte er nun seinen 2. Platz, sicherlich auch ein bißchen enttäuscht. Immerhin behaupt-



*Bild 3
Millimeterarbeit und Fingerspitzengefühl
des Truppführers Stabsfeldwebel Bernd Staschkeit sind gefragt, wenn der 30 m hohe
Stahlgittermast genau senkrecht ausgerichtet
wird*

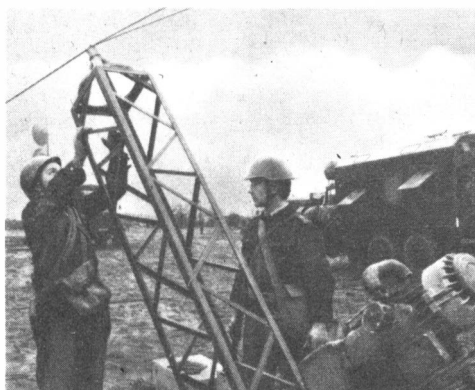
tet sein Trupp im Wettbewerb der Nachrichtentruppen der GSSD einen führenden Platz. Auf unsere Frage an den sowjetischen Kommandeur, ob der Fähnrich ebenfalls zu den Besten zähle, erwiderte der kurz und bündig: «Vor 2 Wochen wurde Beloschapkin als Mitglied der KPdSU aufgenommen». Das sagt alles.

Es sei «kein Wunder, daß der Stabsfeld das Rennen gemacht hat», meinte *Oberfähnrich Steffen Müller*, Parteisekretär der Einheit, denn seit Jahren bereits sei er Truppführer einer Richtfunkstelle. Er habe Erfahrungen wie kein zweiter in der Kompanie, und er mache so manchem, nicht nur fachlich, einiges vor. Vor wenigen Monaten erst sei der Stabsfeldwebel vom Meisterlehrgang mit dem Prädikat *ausgezeichnet* zurückgekehrt. Sein Trupp verteidige zum vierten Mal den Bestentitel und das Prädikat *Station der hohen Zuverlässigkeit*.

Auf unsere Frage, worin die Ursache solch einer Meisterleistung beim Antennenbau liege, antwortete uns *Stabsfeldwebel Staschkeit* wenig später: «Im Training». Und viele Erfahrungen, die sie von den Waffenbrüdern übernommen haben, hätten dazu beigetragen. So hätten sie sich z. B. die Organisation des Mastaufbaues «von den Freunden abgeguckt». Früher hatten nur 2 Richtfunker die 4 Erdbohrer für die Mastabspannungen eingedreht – und bei hartem Boden oft nicht die Zeit geschafft. Andere Soldaten aber, die die Hebevorrichtung montieren, waren nicht so stark belastet. Heute drehen 4 Soldaten je einen Bohrer ein, 3 montieren die Hebevorrichtung und einer lädt die Mastteile aus dem Antennenwagen. Noch größer allerdings sei der Zeitgewinn beim Zusammenbau der *Yagi*-Antenne. Wo anfangs fast 10 min benötigt wurden, stecken – nachdem die Erfahrungen der Freunde studiert worden waren – jetzt 2 Soldaten die Teile in weniger als 2 min zusammen.

Russischzirkel und Eingeständnisse

Seit Jahren sind die Nachrichtensoldaten des Truppenteils *Rantzsch*, wie auch dieser Leistungsvergleich bewies, mit den sowjetischen Waffenbrüdern



*Bild 4
Auch in den gemischten
Trupps klappte der Anten-
nenaufbau reibungslos.
Soldat Sergej Gormyschew
jedenfalls bewies in dem
eingespielten Kollektiv,
daß er sein Fach meister-
haft beherrscht*



*Bild 5
Die Hebevorrichtung mit
den Antennen wird mon-
tiert*

auf gleicher Wellenlänge. Und das nicht nur im spezialfachlichen Sinne des Wortes. Zweifellos haben den Nachrichtensoldaten die engen Partnerschaftsbeziehungen zum *Regiment nebenan* auch viele gute Erfahrungen eingebracht, die sich für die Erhöhung von Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft nutzen ließen. Den Nutzen allein darauf zu beschränken, das wäre – so Regimentskommandeur *Oberst Rantzsch* – eine zu einseitige Betrachtungsweise. Das erläuterte er sogleich. Bei Übungen und bei gemeinsamer spezialfachlicher Ausbildung hätten viele Soldaten z. B. sehr oft gespürt, daß ihre Russischkenntnisse für gemeinsamen Betriebsdienst nicht ausreichen. Abhilfe mußte geschaffen werden – und wurde geschaffen. In jeder Kompanie entstanden Russischzirkel, die von Offizieren geleitet werden (geplant sei sogar, daß an ihnen hin und wieder auch sowjetische Freunde teilnehmen). Solide Kenntnisse in der russischen Sprache, so der Komman-

deur, zahlen sich vor allem bei komplizierten Messungen und bei Entstörungen aus. Die Kanäle können, wenn es keine Verständigungsschwierigkeiten gibt, dem Nutzer schneller zur Verfügung gestellt werden. Und das sei doch schließlich ein vorrangiger Ausspruch, der sich aus den Anforderungen im Gefecht, wie sie die XIII. SED-Delegiertenkonferenz nannte, ergibt.

Traditionen der Partnereinheit

Als wir uns später im Traditionszimmer des Truppenteils umsehen, fällt eine große Tafel auf, die den Kampfweg der sowjetischen Partnereinheit anschaulich zeigt.

Auf Befehl der Verwaltung Nachrichten der Südwestfront wurde im Dezember 1941 in Woronesh das Bataillon aufgestellt. Diese Einheit hatte die Aufgabe, die Nachrichtenverbindungen des Stabes der Front sicherzustellen. Von März bis April 1942 betrieben sie 47 km Nachrichtenverbindungen zwischen den Städten Kupriansk-Swatowo und Isjum, legten Kabel durch den Don und den Oskol, wurden im Mai 1942 der 6. Armee unterstellt, die von den Faschisten eingeschlossen wurde. 60% der Soldaten dieser Armee fanden in den schweren Kämpfen den Tod, auch viele Nachrichtensoldaten. Das Nachrichtenbataillon wurde danach ins Stalingrader Gebiet verlegt, mit der Aufgabe eine Kabelverbindung von der heutigen Heldenstadt nach Moskau zu verlegen.

Marschall Wassili Iwanowitsch Tschuikow schreibt in seinen Memoiren «Die Schlacht des Jahrhunderts» über den Mut der Nachrichtensoldaten bei der Verteidigung Stalingrads. «Der Gegner rannte wütend gegen unsere Stellung an, um zur Wolga durchzubrechen. Tag und Nacht unternahm er starke Luftangriffe und führte massives Artilleriefeuer. Er warf hunderte Panzer ins Gefecht. Die Armeeführung mußte ständig die Gefechtsstände wechseln. Die Drahtverbindungen fielen jede Minute aus, und sie rechtzeitig wiederherzustellen gelang nicht jedes Mal.»

Nach Ansicht *Tschuikows* war es in jenen Tagen nur Dank dem Mut der Nachrichtensoldaten möglich, die Truppenführung zu gewährleisten. Im Oktober 1942 während der erbittertsten Kämpfe, als die Faschisten sowohl mit Fliegerkräften als auch mit sehr starkem Artillerie- und Granatwerferfeuer die Standhaftigkeit der Verteidiger brechen wollten, wurde die Verbindung des Divisionskommandeurs der 308. Schützendivision zu einem Regiment unterbrochen.

Den Befehl, die Störung zu beseitigen erhielt *Sergeant Matjew Putilow*. Bei der Erfüllung der Aufgabe wurde *Putilow* durch einen Geschosßsplitter an der Schulter verwundet, aber er erfüllte den Auftrag weiter. Als er die beschädigte Kabelstelle entdeckt hatte und die abisolierten Drahtenden schon in der Hand hielt, zerschlug eine Wurfgranate seine Hand. Verblutend preßte der mutige Sergeant die Drahtenden mit den Zähnen zusammen. Er fiel, aber die Verbindung wurde wieder hergestellt. Später fanden ihn seine



Bild 6 Aufbau von Richtfunkstellen

Waffengefährten bei der Leitung. Noch heute erinnert eine kleine Grabnische am Fuße der Gedenkstätte *Mamajew-Kurgan* in Wolgograd an *Putilow*.

Der Kampfweg dieser mutigen Nachrichtensoldaten, deren Bataillon 1941 aufgestellt wurde, läßt sich bis Berlin verfolgen, wo die Soldaten auch noch nach dem Großen Vaterländischen Krieg, von 1945 bis 1948 über 7800 km Drahtnachrichtenverbindungen errichtet haben.

Vieles war an jenem Sonnabend noch zu erfahren. Da war die Rede von gemeinsamen Neuererprojekten ebenso wie von der beispielhaften, disziplinierten und selbstlosen Befehlserfüllung, in der die Freunde Maßstäbe setzen. Und da war auch so manches unausgesprochene Eingeständnis herauszuhören, so mancher müsse sich «noch strecken», um im noch engeren politischen und militärischen Zusammenwirken mit den Waffenbrüdern noch größere Eigenleistungen zu erbringen – mit ihnen im wahrsten Sinne des Wortes stets auf gleicher Wellenlänge zu sein.

Neuere und interessante Abkürzungen und Begriffe

In jüngster Zeit sind eine Reihe neuer Begriffe und Abkürzungen in der Fachliteratur aufgetaucht, die auch für den Elektronik- und Funkamateurler von Interesse sein dürften. Der vorliegende Überblick soll das Verständnis für einige Begriffe und Abkürzungen erleichtern, ohne dabei den Anspruch auf Vollständigkeit zu erheben.

ABC	- automatic brightness control; automatische Helligkeitsregelung (bei der Bildwiedergabe)
ABLE	- azimuth, bias, level, equalization; Einmeßautomatik für Kassettenrecorder
Actuator (Aktuator)	- elektromechanisches Betätigungs- oder Antriebselement
ADAPT	- adapter, Adapter
ADJ	- adjustment, Einstellung, Abgleich
ADRES	- automatic dynamic range expander; Rauschminderungsverfahren (Kompanderverfahren)
AFSK	- audio frequency shift keying; Tonfrequenzumtastung
AFT	- automatic fine tuning; Automatische Feinabstimmung
AHD	- audio high density; Bezeichnung für eine kapazitive Digitalplatte (JVC, Japan), die aus der kapazitiven VHD-Bildplatte abgeleitet wurde
ALC	- automatic level control; Automatische (Aufnahme-)Pegelregelung
ALI	- Autofahrer-Lenkungs- und Informationssystem
Aliasing	- auftretende Verzerrungen bei PCM, wenn die Abtastfrequenz nicht doppelt so groß wie die Bandbreite (höchste Frequenz) des abzutastenden Signals. Aliasingfilter - Tiefpaßfilter, das Frequenzen oberhalb der halben Abtastfrequenz stark bedämpft (Antialiasing-Filter)
ANL	- automatic noise limiter; Automatischer Rauschbegrenzer
ALR	- Automatische Lautstärkeregelung
ANRS	- automatic noise reduction system; Automatisches Rauschminderungssystem
ANTIOPE	- acquisition numérique et télévisualisation d'image organisées en pages d'écriture
AOW	- Akustische Oberflächenwelle
APC	- automatic program search; Automatische Programmsuche (bei Kassettenrecordern)
APF	- acoustic pressure feedback; Schalldruckabhängige Verstärkungsregelung mit Gegenkopplung; Automatischer Programmfinder (Tonband)
APD	- Avalanche-Photodiode

- APLD – auto program locate device; Programmstellensuchsystem (Kassettenrecorder)
- APMS – auto program memory system; Programmstellensuchsystem
- APU – auxiliary power unit; Hilfsgenerator
- AR – aspect ratio; Bildseitenverhältnis
- ARI – Autofahrer-Rundfunk-Information
- ARP – adaptiver Rauschprozessor
- ARTS – automatic response tape system; Einmeßautomatik (für Kassettenrecorder)
- ASK – amplitude shift keying; Amplitudenumtastung
- ASS – air suspension system; Schwingspulensystem (für Kompaktboxen)
- ASU – automatische Störunterdrückung
- ATV – amateur television; Amateurfernsehen
- AUX – auxiliary; Reserveeingangsbuchse
- AV – Audiovision, audiovisuell
- AVM – Audiovisuelle Medien
- AVR – automatic volume control; Automatische Lautstärkeregelung
- BBK – Breitbandkommunikation
- BEST – bias, equalization, sensitivity of the tape; Einmeßautomatik (für Kassettenrecorder)
- Betaformat – Videokassettensystem (Sony)
- Bigfon – Breitbandiges integriertes Glasfaser-Fernmeldeortsnetz
- BK – Bereichskennung
- BT – Bildschirmtext
- Btx – Bildschirmtext
- Caddy – Schutzbehälter (Umschlag) für Bildplatten und Digitalschallplatten
- Camrecorder – Kamerarecorder
- Captain – character and pattern telephone access information network system; japanisches Bildschirmtextsystem
- Casseiver – cassette recorder + receiver; Kombinationsgerät aus Rundfunkempfänger und Kassettenrecorder
- CAV – constant angular velocity; Abtastung mit konstanter Winkelgeschwindigkeit, d. h. konstanter Drehzahl bei der optischen Bildplatte oder optischen Digitalschallplatte
- CD – compact disc digital audio; optische Digitalschallplatte (Philips)
- CD-4 – kompatibel discret 4; Quadrofonesystem mit 4 getrennten Kanälen für Schallplatten
- CE – consumer electronics; Konsumgüterelektronik
- CED – capacitive electronic disc; kapazitives Bildplattensystem (RCA) mit Rillenführung
- Chroma Trak – halbkommerzielles Schrägspur-Aufzeichnungsverfahren, bei dem je Halbbild 2 Spuren gleichzeitig (2kanalige Aufzeichnung) geschrieben werden. Eine Spur ist für das Helligkeitsdichte-, die andere für das Farbsignal vorgesehen.
- Cinching – Fensterbildung (Unregelmäßigkeiten) beim Aufwickeln von Magnetbändern an Klebestellen
- CLV – constant linear velocity; Abtastung mit konstanter Lineargeschwindigkeit, d. h. veränderlicher Drehzahl in Abhängigkeit vom Radius, bei der optischen Bildplatte oder optischen Digitalschallplatte
- CMI – common mode interference; Gleichtaktstörung
- COM – communications; Nachrichtentechnik
- CP – circularly polarized; zirkular polarisiert

CPM	- compatible phase multiplex; Vorschlag für ein kompatibles AM-Stereofoniesystem (Harris, USA)
Crestfaktor	- Verhältnis von Spitzen- bzw. Scheitelwert zu Effektivwert bei nichtsinusförmigen Signalen
CVC	- compact video cassette; Kompakt-Video-Kassettensystem für tragbare Videorecorder
CX	- compatible expansion; Rauschminderungsverfahren für Schallplatten
DAD	- digital audio disc; optische Digitalschallplatte (Sony)
DAP	- Deformation aufgerichteter Phasen (Flüssigkristalle)
Datel	- data telecommunication service; Sammelbegriff für alle Datenübermittlungsdienste
DD	- direct drive; Direktantrieb (für Schallplattenabspielgeräte)
Didon	- diffuseur de donnés; Textübertragung über das Fernsehnetz in Frankreich
DK	- Durchsagekennung
DNF	- dynamic noise filter; Dynamisches Rauschfilter
DNL	- dynamic noise limiter; dynamisches Rauschfilter (Philips)
Dolby HX	- Dolby headroom extension; Dolby-Rauschminderung mit verbesserter Aufzeichnung höherfrequenter Tonsignale mit größerem Pegel
DOR	- digital optical recording; optische Digitalspeicherung
DOT	- domain tip propagation; Domänenbewegung (bei Flüssigkristallen)
DSM	- dynamic scattering mode; Dynamische Streuung (bei Flüssigkristallen)
DTF	- dynamic track following; Dynamische Spurführung (bei Video 2000)
EFM	- eight-to-fourteen-modulation; Spezielle Kodierungsmodulation bei der optischen Digitalschallplatte
EL	- Elektrolumineszenz
EMC	- electromagnetic compatibility; Elektromagnetische Kompatibilität (Verträglichkeit)
ENG	- electronic news gathering; Elektronische Bildberichterstattung
ESA	- Elektronische Störaustattung
ETV	- educational television; Bildungsfernsehen
FAZ	- Filmaufzeichnung
FDM	- frequency division multiplex; Frequenzmultiplex
Ferpic	- ferroelectric picture; Ferroelektrische Anzeige
FK	- Flüssigkristall
FSK	- frequency shift keying; Frequenzumtastung
HDDR	- high density digital recording; Digitalspeicherung mit hoher Speicherdichte
HDTV	- high definition television; Fernsehen mit hoher Auflösung (Hochzeilenfernsehen)
High Com	- high fidelity compander; Hi-Fi-Kompander (Rauschminderungsverfahren)
IDN	- Integriertes Datennetz
IM	- Intermodulation
IR	- Infrarot
IREDD	- Infrarötlicht emittierende Diode
KTV	- Kabelfernsehen
LCD	- liquid-crystal display; Flüssigkristall-Anzeige

LD	- Laserdiode
LN	- low noise; rauscharm
LV	- Laservision; Markenname für die optische Bildplatte von Philips
LVR	- longitudinal video recording; Längsspur-Bildspeicherung
LWL	- Lichtwellenleiter
Mavica	- magnetic video camera; Festkörper-Einzelbildkamera mit Aufzeichnung auf einer Magnetplatte
MAZ	- magnetische Bildaufzeichnung
MDR	- magnetic disc recording; Magnetplattenspeicherung (Bild)
MD	- Mini Disc; Mechanische Digitalschallplatte
MFB	- motional feedback; Bewegungsrückkopplung (bei Lautsprechern)
OCR	- optical character recognition; Optische Zeichenerkennung
Onovics	- Schaltbauelemente aus amorphem Halbleitermaterial (d. h. dotiertem Glas)
Paging	- Ausrufen einer Person, neuerdings drahtlos über Paging-Anlagen
PCI	- programme comparison and identification; Programmvergleich und Erkennung (bei Autoradios)
Pits	- Winzige Vertiefungen im Speichermedium bei optischen Bildplatten und optischen Digitalschallplatten (0,4 µm breit, 0,1 µm tief)
Preceiver	- preamplifier + receiver; Rundfunkempfänger ohne NF-Endstufen
PSK	- phase shift keying; Phasenumtastung
PXE	- Piezooxide
QS	- quadrosonic; Matrix-Quadrofoniesystem
Quasi-parallelton	- Verfahren nach dem Intercarrier-Prinzip beim Fernsehen, bei dem der DF-Tonträger vor der Bilddemodulation abgetrennt wird, damit Störungen des bisherigen Intercarrier-Verfahrens vermieden werden
SAW	- surface acoustic wave; Akustische Oberflächenwelle
Selectavision	- Markenname für die kapazitive Bildplatte von RCA
SK	- Senderkennung
SPI	- station and programme identification; Sender- und Programmerrkennung
SQ	- stereo quadrophony; Stereoquadrofonie
SSTV	- slow scan television; Schmalbandfernsehen
Supercom	- Rauschminderungsverfahren (Kompander) für Sprechfunktechnik
Telidon	- Kanadisches Textübertragungssystem
Titan	- teletexte interactif avec terminal à appel de numerotation; Textübertragung über das Fernsprechnet
TID	- transient intermodulation distortion; Übernahmeverzerrungen
U-matic	- Semiprofessionelles Videokassettensystem (mit 3/4-Zoll-Band)
VCR	- video cassette recorder; Videokassettenrecorder
VHD	- very high density; Kapazitive Bildplatte (JVC, Japan) ohne Rillenföhrung
VHS	- video home system; Videokassettenrecordersystem
Video 2000	- Videokassettensystem (Philips/Grundig), das mit einer Wendekassette arbeitet
VTS	- video tuning system; Videoabstimmesystem
VTR	- video tape recorder; Videobandgerät

Tabelle 1 ECL-Schaltkreise der K 500er-Reihe (ohne Speicher)

K 500	≅ Motorola	Funktion
K 500 JIM 101	MC 10101	4faches ODER/NOR-Gatter
K 500 JIM 102	MC 10102	4faches NOR-Gatter mit je 2 Eingängen
K 500 JIM 105	MC 10105	3faches ODER/NOR-Gatter
K 500 JIE 106	MC 10106	3faches NOR-Gatter
K 500 JIP 107	MC 10107	4faches EX-OR/EX-NOR-Gatter
K 500 JIM 109	MC 10109	2faches ODER/NOR-Gatter
K 500 JJI 110	MC 10110	Duales ODER-Gatter mit je 3 Eingängen und Ausgängen
K 500 JIE 111	MC 10111	Duales NOR-Gatter mit je 3 Eingängen und Ausgängen
K 500 JIP 114	MC 10114	3facher Leitungsempfänger
K 500 JIP 115	MC 10115	4facher Leitungsempfänger
K 500 JIP 116	MC 10116	3facher Leitungsempfänger
K 500 JIK 117	MC 10117	Duales ODER/UND-ODER/UND/INVERT-Gatter
K 500 JIC 118	MC 10118	Duales ODER/UND-Gatter mit je 3 Eingängen
K 500 JIC 119	MC 10119	4faches ODER/UND-Gatter mit je 3 Eingängen
K 500 JIK 121	MC 10121	4faches ODER/UND-ODER/UND/INVERT-Gatter
K 500 JIE 123M	MC 10123	3facher Treiber
K 500 ПУ 124	MC 10124	4facher Pegelumsetzer TTL-ECL
K 500 ПУ 125	MC 10125	4facher Pegelumsetzer ECL-TTL
K 500 JIP 128	MC 10128	Treiber
K 500 JIP 129	MC 10129	4facher Empfänger
K 500 TM 130	MC 10130	2faches Latch
K 500 TM 131	MC 10131	2faches D-Master-Slave-Flip-Flop
K 500 TM 133	MC 10133	4faches Latch
K 500 TM 134	MC 10134	2facher Multiplexer mit Latch
K 500 TB 135	MC 10135	3faches Master-Slave-JK-Flip-Flop
K 500 IE 136	MC 10136	Universeller Hexadezimalzähler
K 500 IE 137	MC 10137	Universeller Dezimalzähler
K 500 IP 141	MC 10141	4-Bit-Universalschieberegister
K 500 IE 160	MC 10160	12-Bit-Paritätsprüfer
K 500 ИД 161	MC 10161	Binärer 1-zu-8-Dekoder (Low)
K 500 ИД 162	MC 10162	Binärer 1-zu-8-Dekoder (High)
K 500 ИД 164	MC 10164	Multiplexer 8-zu-1
K 500 ИВ 165	MC 10165	8-Eingang-Prioritätskodierer
K 500 TM 173	MC 10173	4facher Multiplexer mit Latch, je 2 Eingänge
K 500 КП 174M	MC 10174	Dualer 4-zu-1-Multiplexer
K 500 ИП 179	MC 10179	Expander für Parallelübertrag
K 500 ИМ 180	MC 10180	2facher Addierer/Subtrahierer
K 500 ИП 181	MC 10181	4-Bit-Recheneinheit
K 500 JJI 210	MC 10210	Schnelles, duales ODER-Gatter mit je 3 Eingängen
K 500 JIE 211	MC 10211	Schnelles, duales NOR-Gatter mit je 3 Eing.
K 500 JIP 216	MC 10216	Schneller, 3facher Leitungsempfänger
K 500 TM 231	MC 10231	Schnelles, duales Dual-D-MS-Flip-Flop

Tabelle 2 Low-power-Schaltkreise der TTL-Serie (DIL-Gehäuse) in den RGW-Staaten, Stand: Herbst 1983

Grundtyp	UdSSR	DDR	ČSSR	UVR	VRP	Funktion
'LS 00	K 555 JIA 3	DL 000	'ALS 00*	74 LS 00	UCY 74 LS 00	4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen
'LS 02	K 555 JIE 1	DL 002	'ALS 02*	74 LS 02	UCY 74 LS 02	4 NOR-Gatter mit je 2 Eingängen
'LS 03	K 555 JIA 9	DL 003	'ALS 03*	74 LS 03	-	4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen, offener Kollektor
'LS 04	K 555 JIH 1	DL 004	-	74 LS 04	UCY 74 LS 04	6 Inverter
'LS 08	K 555 JII 1	DL 008	'ALS 08*	74 LS 08	UCY 74 LS 08	4 AND-Gatter mit je 2 Eingängen
'LS 10	K 555 JIA 4	DL 010	'ALS 10*	74 LS 10	-	3 NAND-Gatter mit je 3 Eingängen
'LS 11	K 555 JII 3	DL 011	-	-	-	3 AND-Gatter mit je 3 Eingängen
'LS 12	-	-	-	74 LS 12	-	3 NAND-Gatter mit je 3 Eingängen, offener Kollektor
'LS 14	K 555 TJI 2	DL 014	-	74 LS 14	-	6 invertierende Schmitt-Trigger
'LS 20	K 555 JIA 1	DL 020	'ALS 20*	74 LS 20	-	2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen
'LS 21	K 555 JII 6	DL 021	-	-	-	2 AND-Gatter mit je 4 Eingängen
'LS 22	K 555 JIA 7	-	-	-	-	2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen, offener Kollektor
'LS 27	-	-	-	74 LS 27	-	3 NOR-Gatter mit je 3 Eingängen
'LS 30	K 555 JIA 2	DL 030	'ALS 30*	74 LS 30	-	NAND-Gatter mit 8 Eingängen
'LS 32	K 555 JII 1	-	-	74 LS 32	-	4 OR-Gatter mit je 2 Eingängen
'LS 37	-	DL 037	'ALS 37*	-	-	4 NAND-Leistungsgatter mit je 2 Eingängen,
'LS 38	-	DL 038	'ALS 38*	74 LS 38	-	4 NAND-Leistungsgatter mit je 2 Eingängen, offener Kollektor
'LS 40	-	DL 040	'ALS 40*	-	-	2 NAND-Leistungsgatter mit je 4 Eingängen
'LS 42	-	-	-	74 LS 42	-	BCD-zu-Dezimaldekoder
'LS 47	-	-	-	74 LS 47	-	BCD-zu-7-Segment-Dekoder/Anzeigetreiber, offener Kollektor

'LS 51	K 555 ИД 11	-	-	-	2 AND/OR/INVERT-Gatter mit je 2 × 2. bzw. 2 × 3 Eingängen
'LS 74	-	DL 074	-	74 LS 74	2 D-Flip-Flops mit Preset und Clear
'LS 85	-	-	-	74 LS 85	4-Bit-Komparator
'LS 86	K 555 ИД 5	-	-	74 LS 86	4 EXCLUSIVE-OR-Gatter mit je 2 Eingängen
'LS 95	-	-	-	74 LS 95	4-Bit-Schieberegister mit paralleler Eingabe und Ausgabe
'LS 107	K 555 ИД 6	-	-	-	2 J-K-Flip-Flops mit Clear
'LS 112	-	DL 112	-	-	2 J-K-Flip-Flops mit Preset und Clear
'LS 123	-	DL 123	-	74 LS 123	2 retriggerbare Monoflops mit Clear
'LS 132	-	DL 132	-	74 LS 132	4 NAND-Schmitt-Trigger mit je 2 Eingängen
'LS 138	K 555 ИД 7	-	-	74 LS 138	3-Bit-Binärcodekoder/Demultiplexer (3-zu-8)
'LS 139	-	-	-	74 LS 139	Zwei 2-Bit-Binärcodekoder/Demultiplexer (3-zu-8)
'LS 151	-	-	-	74 LS 151	8-zu-1-Datenselektor/Multiplexer
'LS 153	-	-	-	74 LS 153	Zwei 4-zu-1-Datenselektoren/Multiplexer
'LS 155	K 555 ИД 4	-	-	74 LS 155	Zwei 2-Bit-Binärcodekoder/Demultiplexer (2-zu-4)
'LS 157	-	-	-	74 LS 157	Vier 2-zu-1-Datenselektoren/Multiplexer
'LS 162	-	-	-	74 LS 162	Synchroner programmierbarer Dezimalzähler
'LS 163	-	-	-	74 LS 163	Synchroner programmierbarer 4-Bit-Binärzähler
'LS 164	-	-	-	74 LS 164	8-Bit-Schieberegister mit Parallelausgabe und Clear
'LS 174	-	-	-	74 LS 174	6-Bit-D-Register mit Clear
'LS 175	-	-	-	74 LS 175	4-Bit-D-Register mit Clear

Grundtyp	UdSSR	DDR	ČSSR	UVR	VRP	Funktion
'LS 190	-	-	-	74 LS 190	-	Synchroner programmierbarer V/R-Dezimalzähler
'LS 191	-	-	-	74 LS 191	-	Synchroner programmierbarer V/R-4-Bit-Binärzähler
'LS 192	K 555 HE 6	DL 192	-	74 LS 192	-	Synchroner programmierbarer V/R-Dezimalzähler mit Clear
'LS 193	K 555 HE 7	DL 193	-	74 LS 193	-	Synchroner programmierbarer V/R-4-Bit-Binärzähler mit Clear
'LS 194	-	-	-	74 LS 194	-	4-Bit-Universalschieberegister mit Clear
'LS 253	-	-	-	74 LS 252	-	Zwei 4-zu-1-Datenselektoren/Multiplexer mit T-S-Ausgang
'LS 257	K 555 KII 11	-	-	74 LS 257	-	Vier 2-zu-1-Datenselektoren/Multiplexer mit T-S-Ausgängen
'LS 258	K 555 KII 14	-	-	74 LS 258	-	Wie 'LS 257, aber mit invertierenden T-S-Ausgängen
'LS 259	-	-	-	74 LS 259	-	Adressierbares 8-Bit-Latch mit Enable und Clear
'LS 266	-	-	-	74 LS 266	-	4 EXCLUSIVE-NOR-Gatter mit je 2 Eingängen, offene Kollektoren
'LS 295	K 555 IIP 16	-	-	74 LS 295	-	4-Bit-Schieberegister mit paralleler Ein- und Ausgabe, T-S-Ausgängen

* Die 54/74 ALS-Serie wird als neueste Variante der LS-Serie gegenwärtig von TESLA (ČSSR) entwickelt

Tabelle 3 Schottky-Schaltkreise der TTL-Serie (DIL-Gehäuse) in den RGW-Staaten, Stand: Herbst 1983

Grundtyp	UdSSR	ČSSR	VRP	Funktion
'S 00	K 531 JIA 3	'S 00*	UCY 74 S 00	4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen
'S 02	K 531 JIE 1	-	-	4 NOR-Gatter mit je 2 Eingängen
'S 03	K 531 JIA 9	'S 03*	UCY 74 S 03	4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen, offene Kollektoren
'S 04	K 531 JIH 1	'S 04*	-	6 Inverter
'S 05	K 531 JIH 2	-	-	6 Inverter, offene Kollektoren
'S 10	K 531 JIA 4	'S 10	UCY 74 S 10	3 NAND-Gatter mit je 3 Eingängen
'S 11	K 531 JIH 3	-	UCY 74 S 11	3 AND-Gatter mit je 3 Eingängen
'S 15	-	-	UCY 74 S 15	3 AND-Gatter mit je 3 Eingängen, offene Kollektoren
'S 20	K 531 JIA 1	'S 20*	UCY 74 S 20	2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen
'S 22	K 531 JIA 7	-	UCY 74 S 22	2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen, offene Kollektoren
'S 30	K 531 JIA 2	-	-	NAND-Gatter mit 8 Eingängen
'S 37	-	'S 37*	-	4 NAND-Leistungsgatter mit je 2 Eingängen
'S 38	-	'S 38*	-	4 NAND-Leistungsgatter mit je 2 Eingängen, offene Kollektoren
'S 40	K 531 JIA 6	'S 40*	-	2 NAND-Leistungsgatter mit je 4 Eingängen
'S 51	K 531 JIP 11	'S 51*	-	2 AND/OR/INVERT-Gatter mit 4 × 2 Eingängen
'S 64	K 531 JIP 9	'S 64*	-	AND/OR/INVERT-Gatter mit 2 × 2, 1 × 3 und 1 × 4 Eingängen
'S 65	K 531 JIP 10	-	-	Wie 'S 64, aber mit offenem Kollektor
'S 74	-	'S 74*	-	2 D-Flip-Flops mit Clear
'S 85	K 531 CII 1	-	-	4-Bit-Komparator
'S 86	K 531 JII	-	-	4 Exclusive-OR-Gatter mit je 2 Eingängen
'S 112	K 531 TB 9	'S 112*	-	2 J-K-Flip-Flops mit Preset und Clear
'S 113	K 531 TB 10	-	-	2 J-K-Flip-Flops mit Preset
'S 114	K 531 TB 11	-	-	2 J-K-Flip-Flops mit Preset, gemeinsamen Clear und gemeinsamer Clock

Grundtyp	UdSSR	ČSSR	VRP	Funktion
'S124	K 531 IT 1	-	-	2 spannungsgesteuerte Oszillatoren
'S132	-	-	UCY 74 S 132	4 NAND-Schmitt-Trigger mit je 2 Eingängen
'S134	K 531 JA 19	-	-	NAND-Gatter mit 12 Eingängen, T-S-Ausgang
'S138	K 531 ID 7	-	-	3-Bit-Binärdekoder/Demultiplexer (3-zu-8)
'S139	K 531 ID 14	-	-	Zwei 2-Bit-Binärdekoder/Demultiplexer (2-zu-4)
'S140	K 531 JA 16	-	-	2 50-Q-NAND-Leitungstreiber mit je 4 Eingängen
'S151	K 531 KP 7	-	-	8-zu-1-Datenselektoren/Multiplexer
'S153	K 531 KP 2	-	-	Zwei 4-zu-1-Datenselektoren/Multiplexer
'S157	-	-	UCY 74 S 157	Vier 2-zu-1-Datenselektoren/Multiplexer
'S168	K 531 IE 16	-	-	Synchroner programmierbarer V/R-Dezimalzähler
'S169	K 531 IE 17	-	-	Synchroner programmierbarer V/R-4-Bit-Binärzähler
'S174	K 531 TM 9	-	-	6-Bit-D-Register mit Clear
'S175	K 531 TM 8	-	-	4-Bit-Register mit Clear
'S181	K 531 IP 3	-	-	4-Bit-arithmetisch/logische Einheit, Funktionsgenerator
'S182	K 531 IP 4	-	-	Übertragungseinheit für Rechen- und Zählerhaltungen
'S241	K 531 AP 4	-	-	8 Bus-Leitungstreiber, T-S-Ausgang
'S257	K 531 KP 11	-	-	Vier 2-zu-1-Datenselektoren/Multiplexer, T-S-Ausgänge
'S258	K 531 KP 14	-	-	Wie 'S 257, aber mit invertierenden Ausgängen
'S260	K 531 JE 7	-	-	2 NOR-Gatter mit je 5 Eingängen
'S280	K 531 KP 15	-	-	9-Bit-Paritätsgenerator/Paritätsprüfer
'S381	K 531 IK 2	-	-	4-Bit-arithmetisch/logische Einheit, Funktionsgenerator (MiniALU)

* Familien 54/74/84

Anschlußbelegung	B 080	B 081	B 082	B 083	B 084
Offsetablegleichanschlüsse	1/5	1/5	—	3/14 8/5	—
Frequenzkompensation	1/8	—	—	—	—
Negative Betriebsspannung	4	4	4	4	11
Positive Betriebsspannung	7	7	8	13/9*	4
Invertierender Eingang					
1. OPV	2	2	2	1	2
2. OPV	—	—	6	7	6
3. OPV	—	—	—	—	9
4. OPV	—	—	—	—	13
Nichtinvertierender Eingang					
1. OPV	3	3	3	2	3
2. OPV	—	—	5	6	5
3. OPV	—	—	—	—	10
4. OPV	—	—	—	—	12
Ausgang					
1. OPV	6	6	1	12	1
2. OPV	—	—	7	10	7
3. OPV	—	—	—	—	8
4. OPV	—	—	—	—	14

* wählbar (sind intern verbunden)

Anschlußschema

Anschluß	Ziffer	VQE 21	VQE 22
1	nicht belegt		
2	1	Anode d _p	Katode d _p
3	1	Anode B	Katode B
4	1	Katode	Anode
5	2	Katode	Anode
6	2	Anode D	Katode D
7	2	Anode E	Katode E
8	2	Anode G	Katode G
9	2	Anode d _p	Katode d _p
10	2	Anode G	Katode G
11	2	Anode A	Katode A
12	2	Anode F	Katode F
13	2	Anode B	Katode B
14	1	Anode A	Katode A
15	1	Anode d _L	Katode d _L
16	1	Anode C	Katode C
17	1	Anode d _U	Katode d _U
18	nicht belegt		

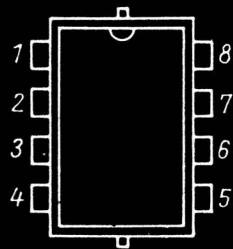
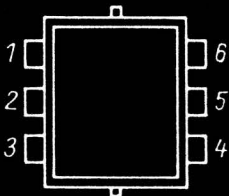
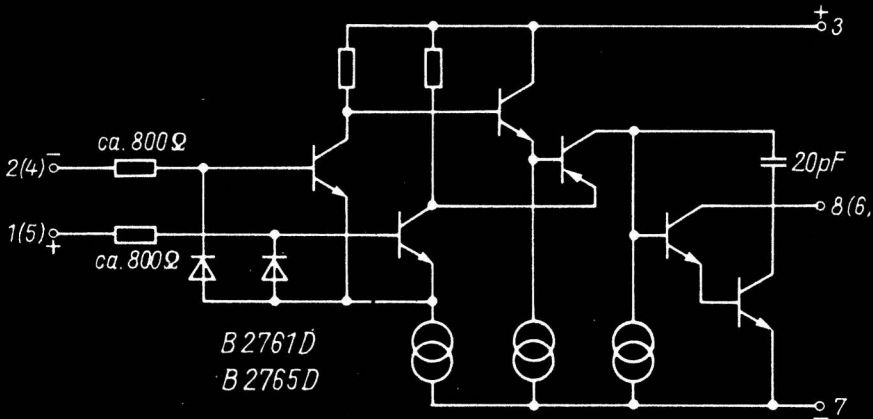
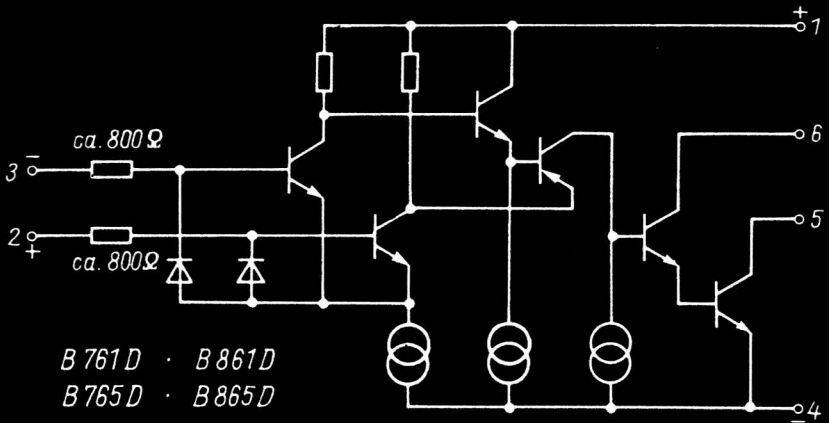
Erläuterungen zum Vor- und Nachsatz

Anschlußschema

Anschluß	Ziffer	VQE 23	VQE 24
1	1	Anode C	Katode C
2	1	Anode E	Katode E
3	1	Anode D	Katode D
4	1	Katode	Anode
5	2	Katode	Anode
6	2	Anode D	Katode D
7	2	Anode E	Katode E
8	2	Anode C	Katode C
9	2	Anode d _p	Katode d _p
10	2	Anode G	Katode G
11	2	Anode A	Katode A
12	2	Anode F	Katode F
13	2	Anode B	Katode B
14	1	Anode B	Katode B
15	1	Anode F	Katode F
16	1	Anode A	Katode A
17	1	Anode G	Katode G
18	1	Anode d _p	Katode d _p

Erläuterungen zum Vor- und Nachsatz

Operationsverstärker



Erklärung siehe Seite 303, 304

Lichtemitteranzeigen

