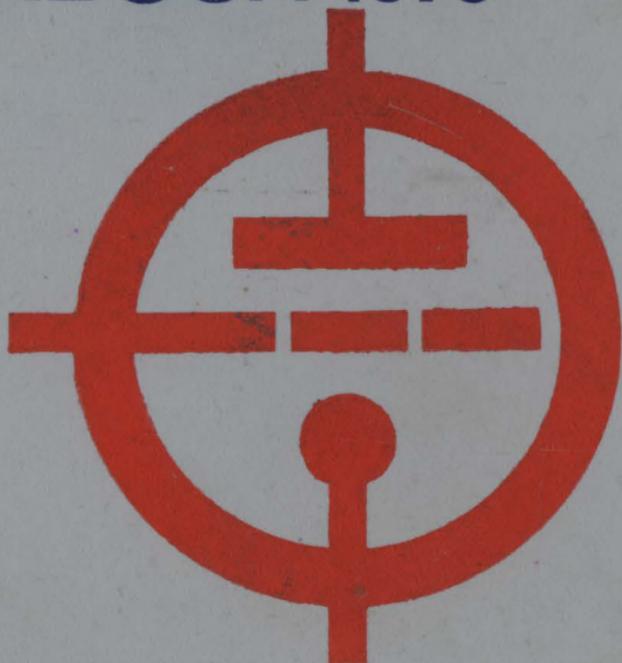
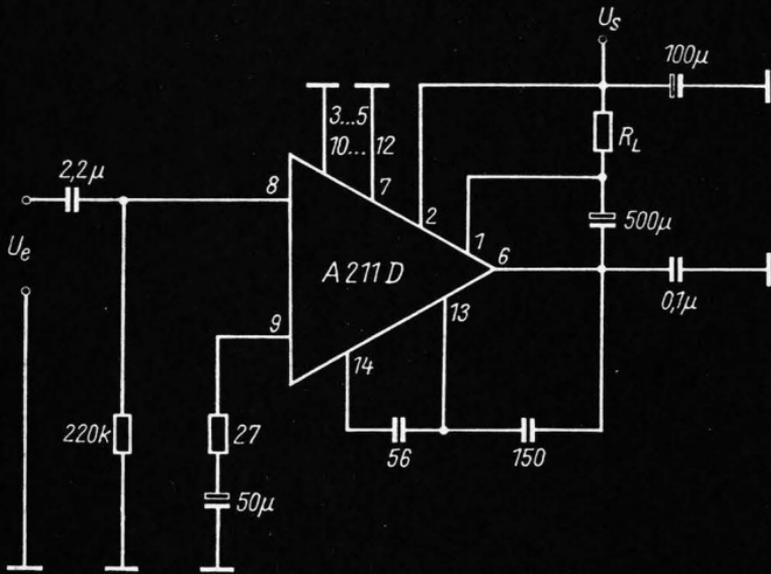




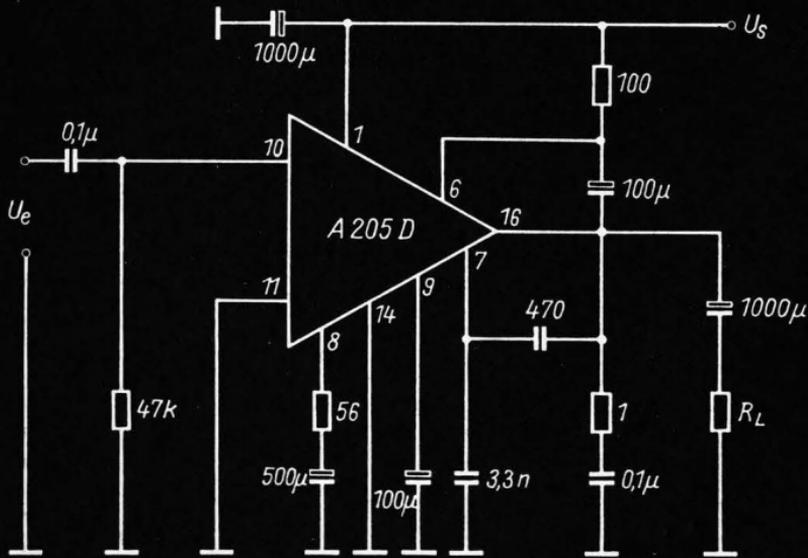
**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1979**



Grundschaltungen in

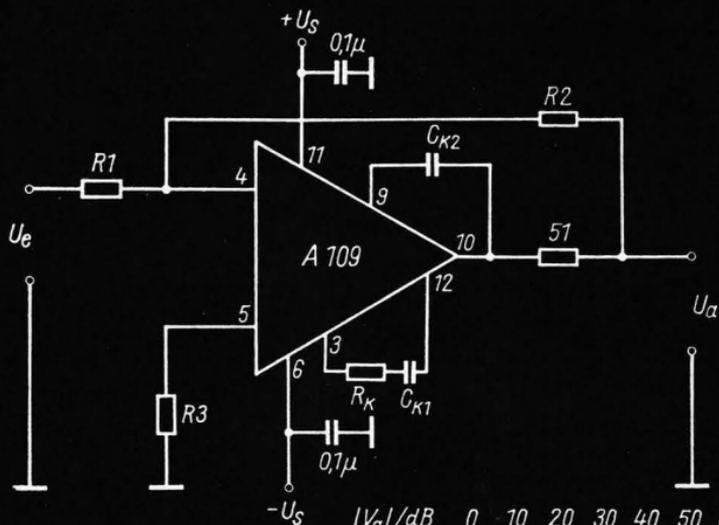
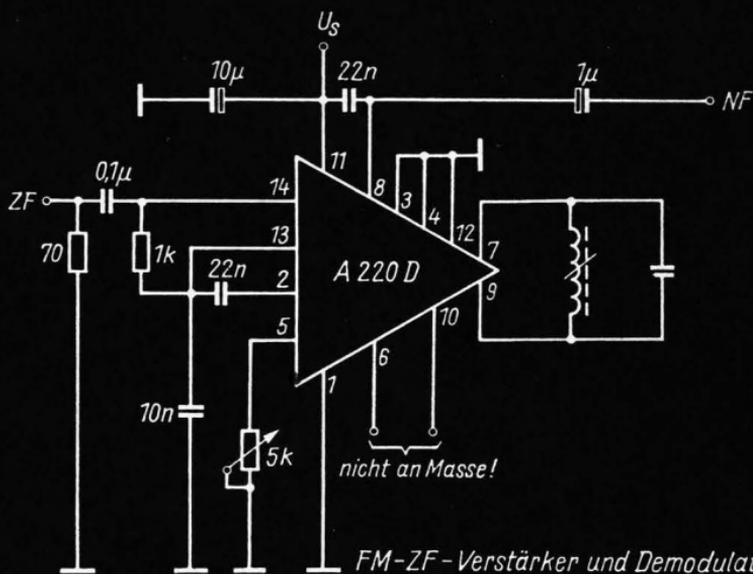


NF-Verstärker 1W



NF-Verstärker 5W

Integrierter Schaltkreise



$ V_G /dB$	0	10	20	30	40	50	6
C_{K1}/pF	4700	2700	470	270	100	27	10
C_{K2}/pF	200	100	20	10	3	3	3
$R_K/k\Omega$	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	1,5	0

Operationsverstärker

**Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1979**

Herausgeber: Ing. Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

**Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1979**



**Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik**

1.-60. Tausend

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1978

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5 · LSV 3535

Lektor: Wolfgang Stammer

Illustrationen: Harri Förster, Hans-Joachim Purwin

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos, Zentralbild, Militärbilddienst

Typografie: Günter Hennersdorf · Hersteller: Hannelore Lorenz

Vorauskorrektor: Gertraut Purfürst · Korrektor: Eva Plake

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb Leipzig – III/18/97

Redaktionsschluß: 15. März 1978

Bestellnummer: 745 960 1

DDR 7,80 M

Inhaltsverzeichnis

30 Jahre Deutsche Demokratische Republik DDR-Elektronik mit hohen Zuwachsraten	11
Marschall der Nachrichtentruppen I. T. Peresypkin erinnert sich ... Sowjetische Nachrichtenverbindungen in den Kämpfen am Kursker Bogen (2)	26
<i>Robert Köhn, Arbeiterveteran</i> Als Funktionär in der revolutionären Arbeiter-Radio-Bewegung	34

Wissenswertes über moderne Technik

<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i> Kopfbezogene Stereophonie – ein neues Hörerlebnis	43
<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Schaltungspraxis moderner Fernsehempfänger	52
<i>Ing. Klaus K. Streng</i> So funktioniert das elektronische Schaltnetzteil	64
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i> Der Mikroprozessor und seine vielseitige Anwendung	72

Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Horst Schmied</i> Analogschaltkreise der Volksrepublik Polen	81
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i> Wissenswertes über Selengleichrichter	98

Moderne Technik für den Funkamateur

<i>Bernhard Linnecke – DM 2 DXD</i>	
Gedanken zum Empfängereingang	116
<i>Ing. Hans-Uwe Fortier – DM 2 COO</i>	
Frequenzaufbereitung für einen 2-m-FM-Transceiver	124
<i>Dipl.-Ing. Bernd Petermann – DM 2 BTO</i>	
CQ-Rufgeber mit variablem Text und automatischer Sende/ Empfangs-Umschaltung	135
<i>Helmut Krüger – DM 2 BPG</i>	
Probleme drehbarer Antennenanlagen	151
<i>Karl Rothammel – DM 2 ABK</i>	
Rund um das Quad	157
<i>Karl Rothammel – DM 2 ABK</i>	
Die Beverage-Antenne	167
<i>Dipl.-Ing. Michael Knietzsch – DM 2 GBO</i>	
Sendeumsetzer für das 70-cm-Band	172
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk»	187

Bauanleitungen für den Elektroniker

<i>Dipl.-Ing. Rainer Uhde</i>	
Elektronische Belichtungsuhr	200
<i>Dipl.-Ing. Andreas Hertzsch – DM 2 CBN</i>	
Einfaches Digitalvoltmeter	207
<i>André-Werner Supp</i>	
Elektronisches Effektinstrument	215
<i>Dipl.-Ing. Wolfgang Beutler – DM 3 WBM</i>	
Lichtorgel mit Triac	229
<i>Rainer Zimmermann</i>	
Elektronischer Würfel	235
<i>Ing. Egon Klaffke – DM 2 BFA</i>	
Elektroniktips aus dem Pionierhaus Prag	241

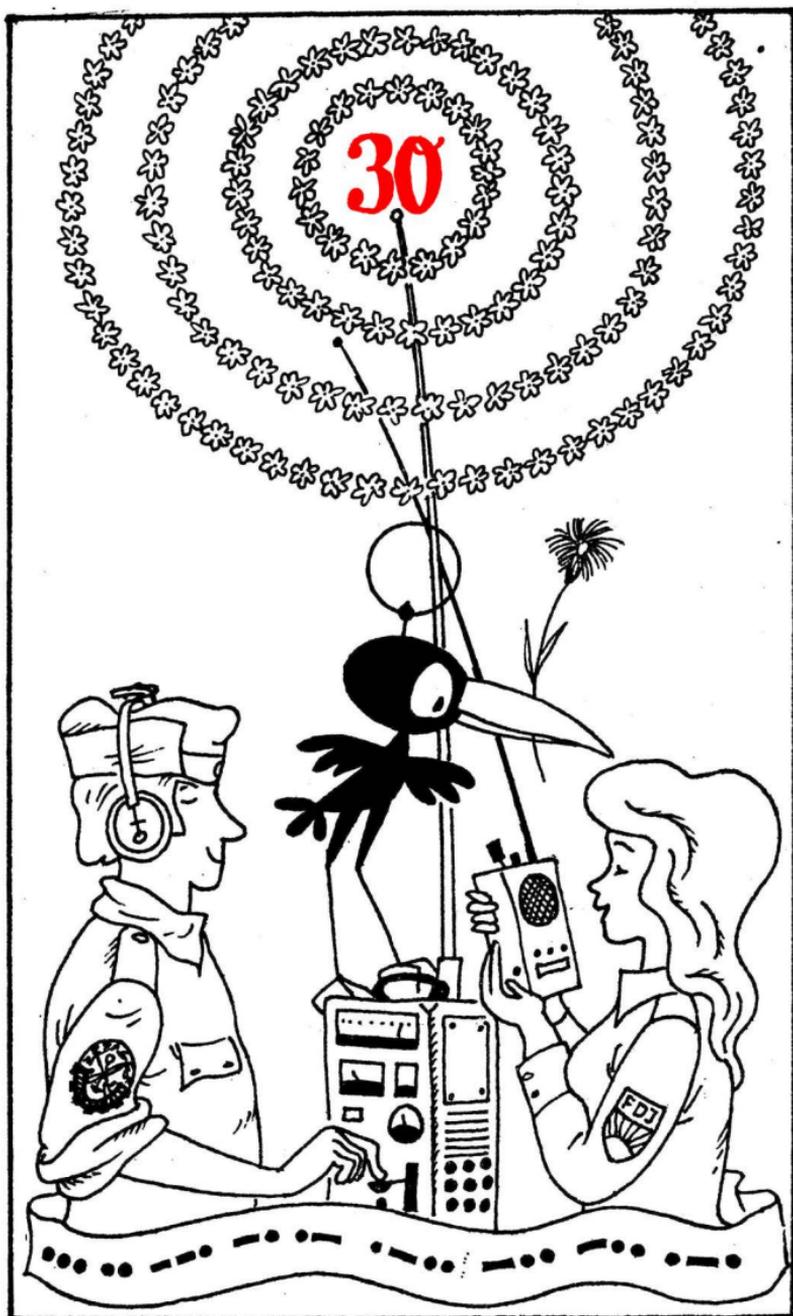
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Schaltungstips für den Elektronikamateur	250
<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Der Siliziumtransistor – vorteilhaftes Bauelement auch für den Bastler	261
<i>Dipl.-Ing. Bernd Altermann</i>	
Zündstellgerät für Kfz-Motor	272

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

<i>Ing. Egon Klaffke – DM 2 BFA</i>	
Aus der Tätigkeit der Arbeitsgemeinschaften	285
<i>Oberstleutnant Dipl.-Ing. Friedrich Schulze</i>	
Die Melodie der Morsezeichen	291
MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee	298
Ernst Theodorowitsch Krenkel – RAEM, Held der Sowjetunion	305

Tabellenanhang

Begriffe zur Mikroprozessortechnik	314
Vergleichsliste für polnische Halbleiter-Bauelemente (CEMI) ..	318
Auflösung des Preisrätsels 1978	320



1979

	Januar	Februar	März
Mo	1 8 15 22 29	5 12 19 26	5 12 19 26
Di	2 9 16 23 30	6 13 20 27	6 13 20 27
Mi	3 10 17 24 31	7 14 21 28	7 14 21 28
Do	4 11 18 25	1 8 15 22	1 8 15 22 29
Fr	5 12 19 26	2 9 16 23	2 9 16 23 30
Sa	6 13 20 27	3 10 17 24	3 10 17 24 31
So	7 14 21 28	4 11 18 25	4 11 18 25
	April	Mai	Juni
Mo	2 9 16 23 30	7 14 21 28	4 11 18 25
Di	3 10 17 24	1 8 15 22 29	5 12 19 26
Mi	4 11 18 25	2 9 16 23 30	6 13 20 27
Do	5 12 19 26	3 10 17 24 31	7 14 21 28
Fr	6 13 20 27	4 11 18 25	1 8 15 22 29
Sa	7 14 21 28	5 12 19 26	2 9 16 23 30
So	1 8 15 22 29	6 13 20 27	3 10 17 24
	Juli	August	September
Mo	2 9 16 23 30	6 13 20 27	3 10 17 24
Di	3 10 17 24 31	7 14 21 28	4 11 18 25
Mi	4 11 18 25	1 8 15 22 29	5 12 19 26
Do	5 12 19 26	2 9 16 23 30	6 13 20 27
Fr	6 13 20 27	3 10 17 24 31	7 14 21 28
Sa	7 14 21 28	4 11 18 25	1 8 15 22 29
So	1 8 15 22 29	5 12 19 26	2 9 16 23 30
	Oktober	November	Dezember
Mo	1 8 15 22 29	5 12 19 26	3 10 17 24 31
Di	2 9 16 23 30	6 13 20 27	4 11 18 25
Mi	3 10 17 24 31	7 14 21 28	5 12 19 26
Do	4 11 18 25	1 8 15 22 29	6 13 20 27
Fr	5 12 19 26	2 9 16 23 30	7 14 21 28
Sa	6 13 20 27	3 10 17 24	1 8 15 22 29
So	7 14 21 28	4 11 18 25	2 9 16 23 30

30 Jahre

Deutsche Demokratische Republik

DDR-Elektronik

mit hohen Zuwachsraten

Unter den Staaten der Welt belegt die Deutsche Demokratische Republik nach der Größe des Territoriums (108 179 Quadratkilometer) den 103. Platz und nach der Bevölkerung (1976 = 16,767 Millionen) den 37. Platz. In der Industrieproduktion gehört sie zu den ersten 10 Staaten der Erde, im Außenhandelsumsatz rangiert sie nach UNO-Statistiken an 14. Stelle.

Dieser hohe ökonomische Stand wurde erreicht auf der Grundlage des sozialistischen Eigentums an den entscheidenden Produktionsmitteln, der darauf basierenden sozialistischen Planwirtschaft, der immer festeren wirtschaftlichen Integration in die Gemeinschaft sozialistischer Länder.

Neben diesen Grundvoraussetzungen einer ständigen ökonomischen Vorwärtsentwicklung wirken eine Reihe von Faktoren positiv auf diese Entwicklung, zu denen unter anderen gehören:

- Die DDR verfügt außer über Braunkohle, Kalisalze und silikatische Rohstoffe kaum über andere Rohstoffe in größeren Mengen. Ihre Hauptstärke beruht daher auf einer hochentwickelten, traditionsreichen und intelligenzintensiven metallverarbeitenden Industrie.
- Von der Bevölkerung im arbeitsfähigen Alter stehen mehr Menschen im Produktionsprozeß als in vielen anderen Ländern; der Anteil der berufstätigen Frauen ist einmalig in der Welt.
- Die Zusammenarbeit mit der Sowjetunion und den anderen Ländern der sozialistischen Staatengemeinschaft sichert nicht nur eine bereits stark spezialisierte Produktion, sondern auch eine stabile Rohstoff- und Energieversorgung. Auf der Grundlage von Abkommen über Arbeitsteilung, Spezialisierung und wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit mit den RGW-Partnern konnte die Arbeitsproduktivität und Effektivität der DDR-Wirtschaft ein hohes Niveau erreichen.
- Die DDR ist ein geschätzter und zuverlässiger Handelspartner von mehr als 100 Staaten in der Welt. Sie hat sich dabei stets für gleich-

berechtigte und beiderseitig vorteilhafte wirtschaftliche und wissenschaftlich-technische Beziehungen zu allen Staaten eingesetzt. Langfristige Verträge auch mit den nichtsozialistischen Ländern fixieren ihren Platz in der internationalen Arbeitsteilung.

Von den 8,018 Millionen Berufstätigen in der DDR (ohne die 464 500 Lehrlinge) waren 1976 3,071 Millionen in der Industrie tätig. Das ist im internationalen Vergleich ein sehr hoher Anteil, der in den kommenden Jahren nicht mehr wesentlich gesteigert werden kann. Von dem für den Fünfjahrplanzeitraum 1976 bis 1980 erwarteten Arbeitskräftezuwachs sind 130 000 für die Industrie vorgesehen, während 110 000 für den Dienstleistungsbereich, das Bildungs- und Sozialwesen eingesetzt werden. Die weitere Steigerung der Arbeitsproduktivität in der Industrie wird es also ermöglichen, neben dem weiteren Ausbau der industriellen Produktion verstärkt Arbeitskräfte in nichtproduzierenden Bereichen einzusetzen.

So wird die Industrie auch in Zukunft mit mehr als 60 % – zusammen mit der Bauwirtschaft zu rund 70 % – am Nettoprodukt der Wirtschaftsbereiche beteiligt sein. Der zu größeren Betrieben und Wirtschaftseinheiten (Kombinaten) drängende Konzentrationsprozeß der Produktion – eine wichtige Quelle und Voraussetzung der Arbeitsproduktivitätssteigerung – hält an.

Die Erhöhung der Arbeitsproduktivität, die in den letzten Jahren zu rund 90 % den Zuwachs der Produktion bewirkte, wird in steigendem Maße durch den wissenschaftlich-technischen Fortschritt realisiert, also durch neue technische sowie technologische Verfahren und Prozesse, computergesteuerte Produktionsvorbereitung, -lenkung und -kontrolle und wissenschaftliche Arbeitsorganisation. Die Maßnahmen zur Rationalisierung – in der DDR spricht man bewußt von sozialistischer Rationalisierung – sind in jedem Fall mit Maßnahmen zur Arbeiterleichterung und -verbesserung für die Werktätigen verbunden.

Welche Veränderungen sich im Zuge der wissenschaftlich-technischen Revolution in der Industriezweigstruktur vollzogen haben, verdeutlicht die Tabelle. Sie informiert zugleich über den Anteil der Industriebereiche an der industriellen Bruttoproduktion und über die gegenwärtige Investitionsintensität dieser Betriebe. Die Tabelle läßt erkennen, daß sich in den letzten Jahren vor allem der Maschinen- und Fahrzeugbau, die Chemie und ganz besonders die Elektrotechnik/Elektronik überdurchschnittlich entwickelt haben. Umfangreiche neue Produktionskapazitäten wurden in Betrieb genommen.

In der Mitte einer Fünfjahrplanperiode verdeutlichte die Leipziger Frühjahrmesse 1978 das kontinuierliche Wachstum und die Stabilität der Volkswirtschaft der DDR, deren Außenhandelsumsatz 1978

Tabelle Struktur der DDR-Industrie

Industriebereich	Betriebe Zahl 1975	Arbeiter und Angestellte 1975 in 1000	Anteil an der industriellen Bruttoproduk- tion 1976 in %	Produktion 1976 (1950 = 100)	Anteil an Industrieinve- stitionen 1976
Energie- und Brennstoffindustrie	45	195	5,1	299	24,0
Chemieindustrie	611	335	15,0	974	16,2
Metallurgie	42	127	7,8	861	6,6
Baumaterialien- industrie	363	94	2,0	842	3,7
Wasserwirtschaft	16	20	0,5	—	5,7
Maschinen- und Fahrzeugbau	2322	872	24,1	1033	16,2
Elektrotechnik/ Elektronik/ Gerätebau	632	429	11,2	1943	5,7
Leichtindustrie (ohne Textilind.)	2685	505	11,3	526	9,1
Textilindustrie	736	244	6,5	470	3,3
Lebensmittel- industrie	965	242	16,5	591	9,5
Industrie insgesamt	8477	3064	100	770	100

auf 111 % gesteigert werden soll. 4 200 Außenhandels- und Industriebetriebe der DDR stellten dem Branchenprofil der Frühjahrsmesse entsprechend ihr Lieferprogramm vor, das 6 500 Neu- und Weiterentwicklungen enthielt. Mit diesem konzentrierten Auftreten der DDR-Industrie bot Leipzig die Möglichkeit, sich umfassend mit dem Exportsortiment der Deutschen Demokratischen Republik bekannt zu machen. Die Leser des Elektronischen Jahrbuches interessieren natürlich Neuheiten der Elektronikindustrie der DDR.

Bauelemente der Elektronik

Die Bauelemente-Industrie der DDR wird durch den VEB Kombinat *Mikroelektronik* Erfurt, das Kombinat VEB *Elektronische Bauelemente* Teltow sowie das Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf repräsentiert. Leitbetriebe des VEB Kombinat *Mikroelektronik* Erfurt sind die Betriebe VEB *Funkwerk* Erfurt, VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) und VEB *Uhrenwerke* Ruhla. Der VEB *Funkwerk*

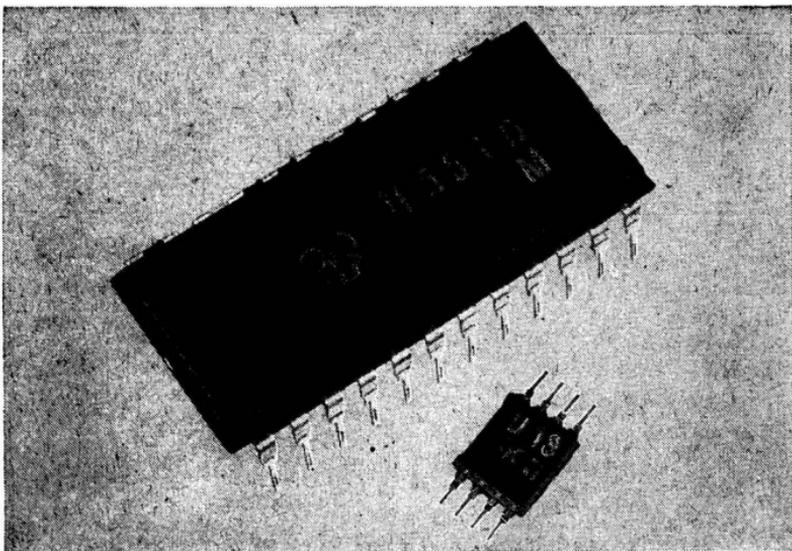


Bild 1 Der Festwertspeicher U 501 D (PROM, 2048 bit) ist elektrisch programmierbar. Wesentlich kleinere Abmessungen hat der Uhrenschaltkreis U 113 D, der für analog anzeigende Armbanduhren eingesetzt wird

Erfurt ist ein international bekannter und geschätzter Produzent moderner Halbleiterbauelemente, wie unipolarer Festkörperschaltkreise mit unterschiedlichem Integrationsgrad, MOS-Transistoren und Si-Dioden. Sein bekanntes Sortiment für die Konsumgüterindustrie und die industrielle Anwendung wird ergänzt durch die Schaltkreise *U 113 F* und *U 551 D*. Der Schaltkreis *U 113 F* ist zur Anwendung in analog anzeigenden Uhren vorgesehen. Er enthält einen Oszillator, einen 16stufigen Teiler sowie zwei Treiberstufen zur Ansteuerung eines Schrittmotors. Der *U 551 D* ist ein statischer, elektrisch programmierbarer Festwertspeicher (PROM) in p-Kanal-Silizium-Gate-Technik mit einer Speicherkapazität von 2048 bit.

Aus dem VEB *Röhrenwerk* Mühlhausen, gemeinsam mit dem VEB *Röhrenwerk* Rudolstadt und VEB *Elektroglas* Ilmenau dem Leitbetrieb VEB *Funkwerk* Erfurt zugeordnet, wird als neuer Schutzrohrkontakt das Dual-in-line-Relais *RDR 105* vorgestellt. Dieses Relais entspricht konstruktiv und elektrisch den Anforderungen der integrierten Schaltungstechnik. Es kann ohne zusätzliche Treiberstufen direkt durch DTL- und TTL-Bausteine angesteuert werden.

Innerhalb des Fertigungsprogrammes des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) nehmen analoge integrierte Schaltkreise den ersten Platz ein. Spezielle Typen der Unterhaltungselektronik bilden nicht

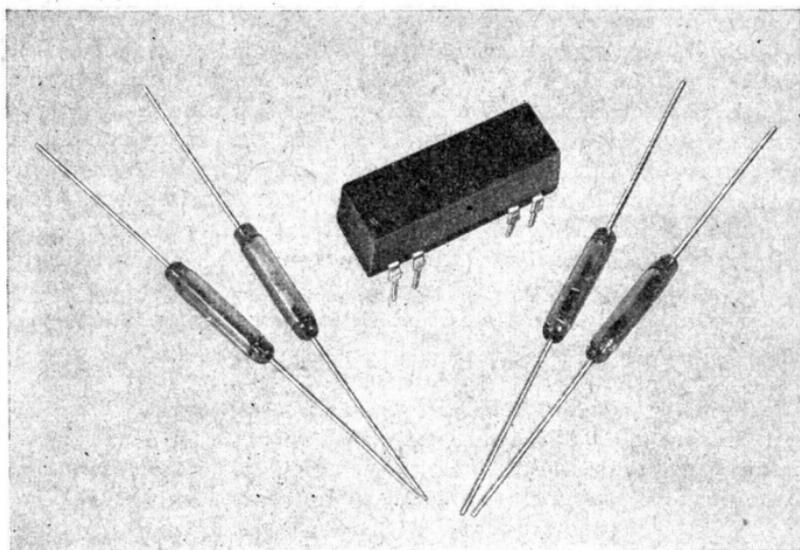


Bild 2 Der Schutzrohrkontakt RDR 105 im Dual-in-line-Gehäuse hat eine Ansprechspannung von ≤ 4 V, eine Schalleistung von 5 W und eine Schaltspannung von 80 V

nur die bauelementseitige Basis für die Fernsehindustrie der DDR, sondern sind auch Bestandteil eines Regierungsabkommens mit der UdSSR. Darüber hinaus werden sie in andere Länder des RGW sowie ins nichtsozialistische Wirtschaftsgebiet exportiert.

Neben analogen Schaltkreisen für die Unterhaltungselektronik und für die industrielle Elektronik umfaßt das Lieferprogramm des Leitbetriebes bipolare digitale TTL-Schaltkreise, TTL-MSI-Schaltkreise im Keramikgehäuse sowie TTL-Schaltkreise mit geringen Verzögerungszeiten im Plastikgehäuse. An Neuentwicklungen wurden gezeigt die Typen *A 210 D* und *A 210 K* (integrierte 5-W-NF-Verstärker mit thermischer Schutzschaltung für den Einsatz in Rundfunk-, Fernseh- und Phonogeräten), *A 290 D* (integrierter PLL-Stereodekoder nach dem Zeitmultiplexverfahren), *B 222 D* (integrierter Doppelgegentaktmischer) und *B 340 D* (4fach-Transistorarray).

Größter Hersteller von Miniplast-Transistoren des Kombinats ist der VEB *Röhrenwerk Anna Seghers* Neuhaus. Er offeriert ein Sortiment Silizium-npn-Planar- sowie Planar-Epitaxier-Transistoren.

Neu ist die Typengruppe *SF 357/SF 358/SF 359* für den Einsatz in Videostufen von SW- und Farbfernsehgeräten.

Das Kombinat VEB *Elektronische Bauelemente* vereinigt die Hersteller passiver Bauelemente der DDR. Sein Fertigungssortiment

reicht von Steckverbindern (flach und rund) über Leiterplatten (Mehrlagen- bis Einfachplatten), Schalter und Tasten, feste und verbundene Widerstände, frequenzselektive Bauelemente bis zu Kondensatoren und Ferritspeicherblöcken. Die Messe-Offerte des Kombinats enthielt interessante Neuentwicklungen. An erster Stelle sei das monolithische Quarzfilter 70,2 MHz für den Einsatz in mobilen UKW-Funksprechgeräten genannt. Mit den neuen Dickschichtschaltkreisen wurde eine Kombination von veränderbaren Widerständen mit linearer, nicht tolerierter Kurve und Festwiderständen geschaffen, die speziell für die Kameraindustrie bestimmt sind.

Ein umfangreiches Leistungsangebot an elektronischen Bauelementen unterbreitete auch das Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf. Eine Neuentwicklung im Sortiment Ferriterzeugnisse sind Lautsprecher-Ringmagnete aus *Maniperm 870*. Lautsprechermagnetsysteme aus dem remanenzbetonten Werkstoff 870 sind Hauptbestandteil hochleistungsfähiger permanentdynamischer Lautsprecher mit großer thermischer und mechanischer Konstanz.



*Bild 3
Quarz-Armbanduhren
werden im VEB Kombi-
nat Mikroelektronik
Erfurt, Betrieb VEB
Uhrenwerke Ruhla,
hergestellt*

Das Fertigungsprogramm an Widerstandsnetzwerken und integrierten Hybridschaltkreisen wurde erneut erweitert. Hingewiesen sei besonders auf integrierte Hybridschaltkreise mit erhöhtem Integrationsgrad für den Einsatz in den unterschiedlichen Gebieten des elektronischen Gerätebaus. Zu diesen Hybridschaltkreisen der 2. Generation zählen insbesondere Ansteuerschaltkreise, Reglerschaltkreise und Schaltkreise für Funksprechgeräte.

Aus der weiteren Offerte sei noch ein scheibenförmiger Heißeiter in Miniaturausführung (Miniheißeiter) hervorgehoben. Dieser neuentwickelte Thermistor ist speziell für die Medizintechnik bestimmt. Er findet als Temperaturmeßwandler in elektronischen Geräten zur Überwachung der Vitalfunktionen schwerkranker Patienten Einsatz.

«Uhren, wie die Zeit sie verlangt» – unter diesem Motto stand die Uhrenaussstellung des neugebildeten VEB Kombinat *Mikroelektronik* Erfurt, in das die uhrenherstellenden Betriebe der DDR in Ruhla, Glashütte und Weimar integriert wurden. Die Zugehörigkeit der Uhrenhersteller der DDR zum Kombinat *Mikroelektronik* deutet auf den sich gegenwärtig national wie international immer mehr verstärkenden Prozeß der Entwicklung der Mikroelektronik und der vielseitigen Nutzung ihrer Ergebnisse in der Volkswirtschaft hin. In der Technologie der Feinwerktechnik übernehmen in steigendem Maß Mikroprozessoren komplizierte Steuerungsaufgaben mit höchster Präzision.

Dem Wunsch der Verbraucher nach hochgenauen Uhren entsprechen die geschmackvoll gestalteten Ruhlaer Quarz-Herrenarmbanduhren mit einer Abweichung von nur ± 2 Minuten im Jahr. Die Modelle sind mit Analog- und Datumanzeige ausgestattet. Dank des geringen Energiebedarfs der Mikroelektronik und des Schrittmotors garantiert diese Uhr – ausgerüstet mit einer Silberoxidzelle von 1,5 V Spannung – eine wartungsfreie Laufzeit von mindestens einem Jahr.

Rundfunk und Fernsehen

Der Akzent bei Farbfernsehgeräten liegt auf der in sich geschlossenen *Chromat-* und *Chromalux-*Reihe, mit 61-cm-Bildschirm, volltransistorisiert, aus dem VEB *Fernsehgerätekwerke* Staßfurt. Die *Chromat-*Typen haben in ihrer Grundkonzeption einen 6teiligen freiwählbaren Programmspeicher, IC- und Steckmodulausstattung sowie 7 Automatikfunktionen. Die Modelle 2060 und 2160 sind für Einsystemempfang ausgerüstet, die Modelle 2062 und 2162 bieten Zweisystemempfang mit Umschaltautomatik. Sie weisen Anschlußmöglichkeiten für audiovisuelle Zusatzanlagen auf. Die *Chromalux-*Typen haben ebenfalls IC-

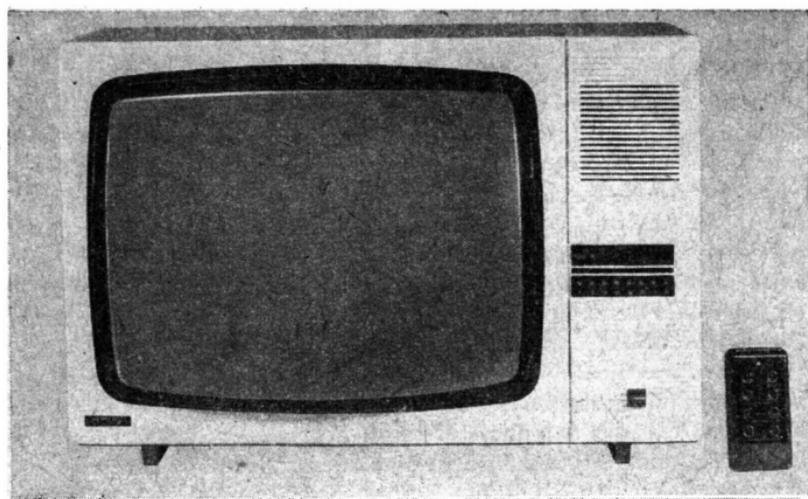


Bild 4 Der Farbfernsehempfänger Chromalux 2063 hat verdeckt ein größeres Bedienfeld, in dem auch ein Kopfhörer- und ein MTG-Anschluß enthalten sind. Dazu noch die Ultraschall-Fernbedienung für die wichtigsten Funktionen

und Steckmodulausstattung, jedoch einen Steiligen frei wählbaren Programmspeicher. Dazu kommen beim Modell 2063 der Zweisystemempfang und die US-Fernbedienung mit Sensortechnik.

Auf dem Schwarz/Weiß-Sektor, zu dem auch die 31-cm-combivision-Portables des VEB Robotron-Elektronik Radeberg gehören, sind die volltransistorisierten 61-cm-Luxomat-Ausführung mit 6teiligem Programmspeicher und die Luxotron-Modelle mit Steiligem Programmspeicher, teilweise in softline-Gehäuse, zu nennen. Erwähnenswert ist außerdem der volltransistorisierte Tischempfänger Debüt VT 132 mit 6teiligem Programmspeicher sowie teilweiser IC- und Steckmodulausrüstung (50-cm-Bildröhre). In softline-Ausführung ist auch das 2-Norm-Gerät Estamat TV 135 gehalten.

Ein Anziehungspunkt sind Reisesuper, Radiorecorder und Kassettenabspielgeräte. Die Reihe der Automatic-, Garant-, Contura-, Elite- und Dynamic-Empfänger aus dem Stammbetrieb des VEB Kombinat Stern-Radio Berlin gipfelt in dessen Stern-Sensomat 3000, einem 5-Wellenbereichs-Gerät mit Sensorausstattung und hohem Leistungskomfort. Bei den Radiorecordern sind Stern-Recorder 4000, Stern-Recorder 1610 sowie als Weiterentwicklungen Radiorecorder 4200 (VEB Stern-Radio Berlin) und Babett (VEB Antennenwerke Bad Blankenburg, Kombinat Stern-Radio Berlin) hervorzuheben. Das Modell 4200 ist eine Variante des R 4000 mit geringfügigen Gebrauchswertverbesserungen. Dem Gerät Babett liegt das vereinheitlichte Lauf-

werk *LW 400* zugrunde. Das Gerät weist u. a. 3-Wellenbereichs-Rundfunkteil mit 1,5 W Musikausgangsleistung, IC, Lumineszenzdiode, auf Handbetrieb umschaltbare Aussteuerungsautomatik und automatische Bandsortenumschaltung auf. Der VEB *Stern-Radio Sonneberg* (Kombinat *Stern-Radio* Berlin) zeigt sein Kompakt-Kassettenabspielgerät *Sonett 77* mit schaltbarer Aussteuerung für Hand- und Automatikbetrieb, schnellem Vor- und Rücklauf sowie 700 mW Musikausgangsleistung.

Das Heimsuper-Angebot in Mono reicht vom Mittelsuper *Lausitz 2011* mit Radioschaltuhr bis zum *Prominent 2000 Automatic* mit 4-Wellenbereichs-Empfang und 4 UKW-Stationstasten. Der VEB *Robotron-Elektronik* Radeberg stellt als Weiterentwicklung den 3-Wellenbereichs-Mittelsuper *Minora 1101* mit 4 W Musikausgangsleistung vor. Das Gerät hat eine tadellose Trennschärfe. Der VEB *Hochfrequenz-Werk* Meuselwitz präsentiert den 4-Wellenbereichs-Mittelsuper *Saturn*, der über 4 W Musikausgangsleistung verfügt. *Saturn* ist im softline-Stil gestaltet und wird in zwei Gehäusevarianten offeriert.

Bei Stereoempfängern und -anlagen reicht das Angebot von der Anlage *Proxima* (2×10 W) und der Anlage *Intana* (2×6 W) – beide vom VEB *Stern-Radio Sonneberg* – bis zu *toccata 940 HiFi* (VEB

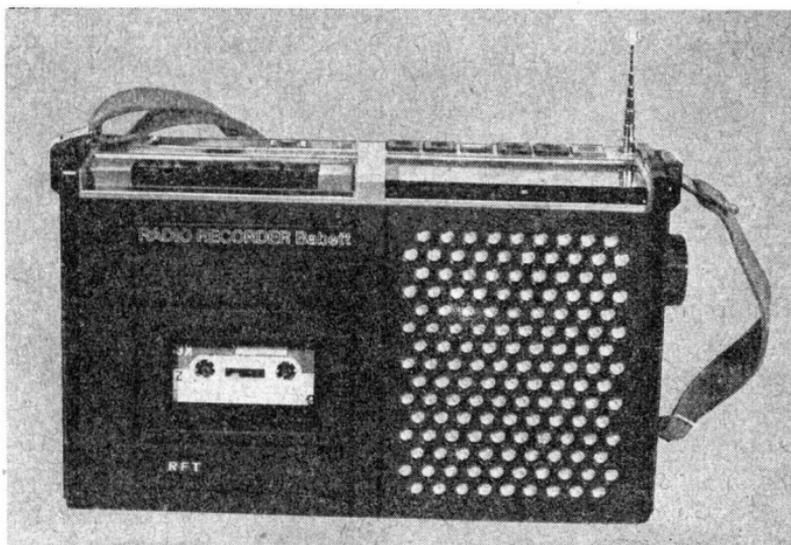


Bild 5 Der Radiorecorder *Babett* eröffnet eine neue Generation von Radio-Kassettenband-Geräten mit wesentlich verbesserten Gebrauchseigenschaften

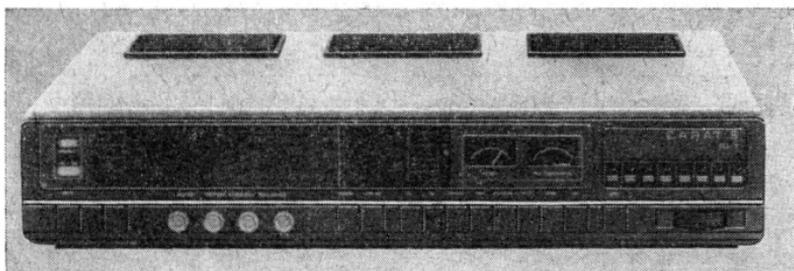


Bild 6 Das HiFi-Steuergerät Carat S zählt zu den Spitzengeräten des VEB Stern-Radio Sonneberg. Im Endverstärker werden kurzschlußfeste und thermisch gesicherte IC eingesetzt (2×25 W Musikleistung)

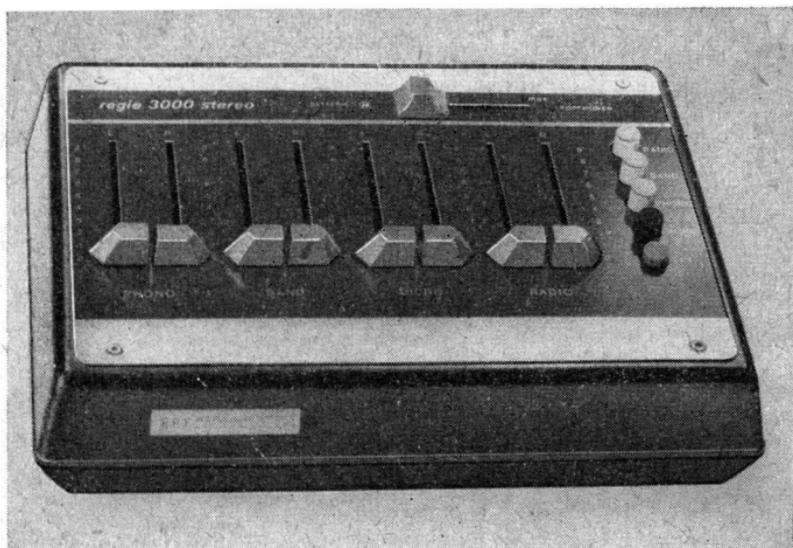


Bild 7 Das neue Heimstudio-Stereo-Mischgerät Regie 3000 ist durch seine Möglichkeiten auch gut für Diskotheken geeignet. Der eingebaute Stereo-Abhörverstärker ermöglicht das Mithören über Kopfhörer

Rundfunktechnik Rema, Stollberg) mit UKW-Sensor-Programmspeicher, schaltbarer Stummabstimmung, Lineartaste u.a. Neu auf diesem Sektor ist das Sonneberger Steuergerät Carat S mit 2×25 W Musikleistung, überdurchschnittlich hoher HF-Selektion und Sensoraggregat einschließlich 8teiligem Programmspeicher und Quadromöglichkeit. Es ist ein Gerät der Spitzenklasse. Vom gleichen Betrieb stammt das Steuergerät Stereo 5080 mit 3-Wellenbereichs-Empfang und $2 \times 4,5$ W Musikausgangsleistung.

Auf dem Phonosektor sind in erster Linie Plattenspieler und Wiedergabeanlagen des VEB *Phonotechnik* Zittau (Kombinat *Stern-Radio* Berlin) hervorzuheben, bei Plattenspielern die HiFi-Modelle *Granat 216 electronic* und *Opal 216*. Interessant sind die Mittelklasse-Anlagen *Türkis 524* (2×6 bzw. $7,5$ W Musikausgangsleistung) sowie *Combo 523* (2×4 W). Vom VEB Kombinat *Meßelektronik Otto Schön*, Dresden, wird die Kompaktanlage *Granat 516 HiFi* gezeigt, der Betriebsteil Plauen des VEB *Rundfunktechnik Rema* stellt eine weitere HiFi-Kompaktanlage vor. Von der PGH *fernseh-radio* Berlin kommen die HiFi-Tuner *50* und *506* und das vielseitige HiFi-Mischpult *HiFi-Studio 506*. Der VEB *Funkwerk* Köpenick zeigte sein universales Mischpult *Regie 3000*.

Nachrichtentechnik

Moderne Nachrichtentechnik für die Bewältigung der ständig wachsenden Nachrichtenverkehrsbedürfnisse in Staat, Wirtschaft und den verschiedenen gesellschaftlichen Bereichen offerierte der Industriezweig RFT Nachrichten- und Meßtechnik. Seine Offerte stand im Zeichen nachrichtentechnischer Einzel-, Teil- und Komplexlösungen für vielfältige Belange der Information und Kommunikation. Mit



Bild 8
Der elektronische Empfangsfernseher *F 1200* arbeitet mit 400, 600 oder 800 Zeichen je Minute. Die Schrift wird durch den verwendeten Nadelrasterdruck in der Matrix 5×7 oder 5×8 dargestellt

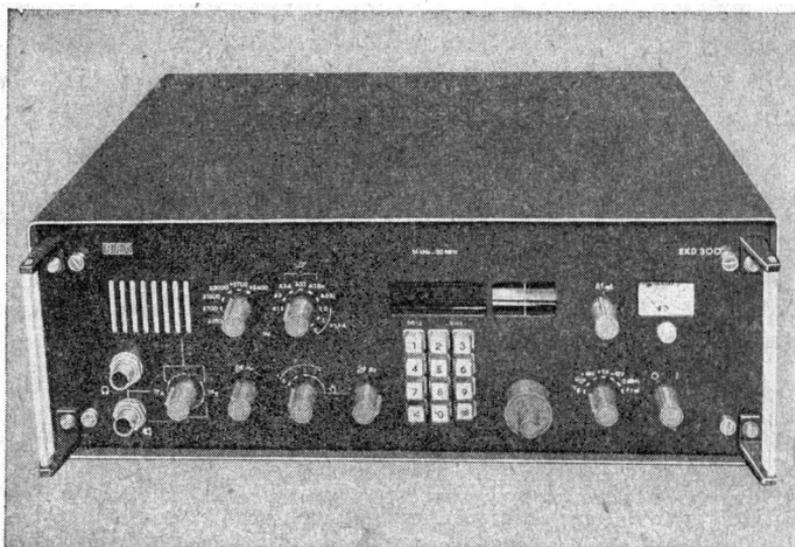


Bild 9 Der neue Nachrichtenempfänger EKD 300 hat den Empfangsbereich 14 kHz bis 30 MHz. Die Frequenzeinstellung erfolgt im 10-Hz-Raster
 - durch eine gezielte Frequenzeinstellung mit dem Ziffern-Tastenfeld bzw.
 - durch eine quasikontinuierliche Frequenzeinstellung mit dem Drehknopf

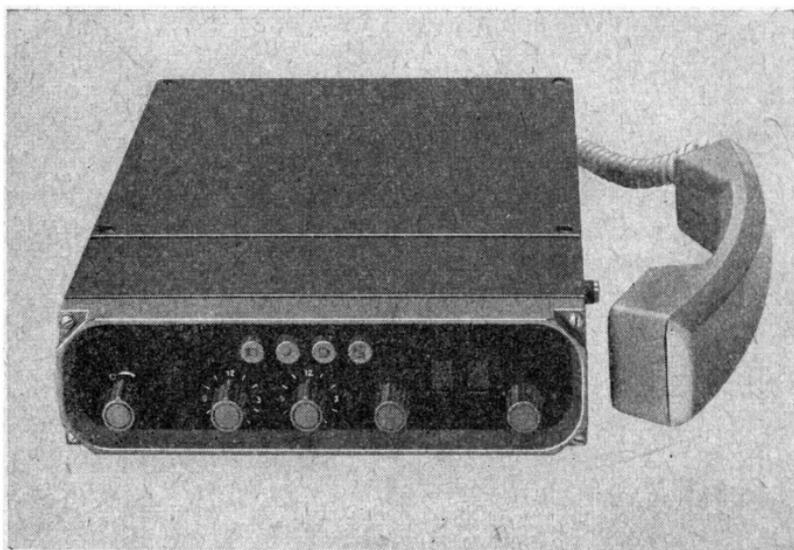


Bild 10 Das Sende-Empfangs-Gerät UFS 721 dient als bewegliche oder stationäre Funkstelle für den zweiseitigen Funkverkehr im 2-m-Band

ihnen lassen sich anstehende Probleme des Aufbaus, der Erweiterung, Modernisierung oder Rekonstruktion von Nachrichtennetzen der unterschiedlichsten Art und Größe technisch zukunftsicher und ökonomisch günstig lösen.

Der Ausstellungskomplex Fernschreibtechnik stellte die verschiedenen Ausführungen der neuen elektronischen Empfangsfernschreiberfamilie *F 1200* heraus. Die Gerätevarianten des *F 1200* können auf Grund ihres geringen Geräuschpegels u.a. durch Anwendung des Spaltenrasterdruckverfahrens und ihrer modernen Formgestaltung bei geringem Gewicht und kleinen Abmessungen direkt auf dem Schreibtisch in Büroräumen aufgestellt werden. Ihre hohe Zuverlässigkeit wird durch den Einsatz moderner elektronischer Bauelemente gewährleistet. Bevorzugte Einsatzgebiete der Empfangsschreiber sind Nachrichten- und Wetterdienste, Redaktionen, Reisebüros und Fluggesellschaften, Eisenbahnwesen, Hafenverwaltungen und Warenlager.

Besonderer Anziehungspunkt war ein Funkerarbeitsplatz, auf dem mit der RFT-Kurzwellen-Sende- und -Empfangstechnik die Funktelefonie, Funktelegrafie und der Funkfernschreibverkehr demonstriert wurde. Zu seiner Ausstattung zählte der Einseitenband-Kurzwellenempfänger *EKD*, das 100-Watt-Sende-Empfangs-Gerät *SEG 100 D*, der Einseitenband-Empfänger *EGD 02*, das Antennenverteilersystem *AVV 01* sowie der Fernwirkgeber *FWG*, über den der Nachrichtensender *KN 1-E* fernbedient wird. Für den Funkfernschreibempfang wurde der elektronische Empfangsfernschreiber *F 1200* eingesetzt.

Das für die Errichtung von UKW-Verkehrsfunknetzen vorgesehene Erzeugnissortiment weist innerhalb des Gerätesystems *U 700* an Neuentwicklungen das Sende-Empfangs-Gerät *USF 721* für den zweiseitigen Funkverkehr im 2-m-Band, die Bedienpulte *UBZ 70* und *UBZ 71* sowie die Zusatzgeräte *UZZ 70* und *UZZ 71* für die Realisierung ortsfester Stationen im 0,7-m-, 2-m- oder 4-m-Band sowie das Bedienteil *UBS C 90* auf. Letzteres ist für den mobilen/tragbaren Einsatz bestimmt, hat offenen Ruf und verfügt über 100 schaltbare Kanäle (simplex) sowie 9 schaltbare Einschaltselektivrufe. Es ist für die Zusammenarbeit mit Sende-Empfangs-Geräten des Systems *U 700* vorgesehen.

Datenverarbeitung

Neben der bewährten Prozeß- und Kleinrechenstechnik gehören neu- und weiterentwickelte Mikrorechnersysteme sowie mikroprozessororientierte Geräte wie Varianten des programmierbaren Kleinrechners *robotron K 1001/1003* und das programmierbare Bildschirmterminal

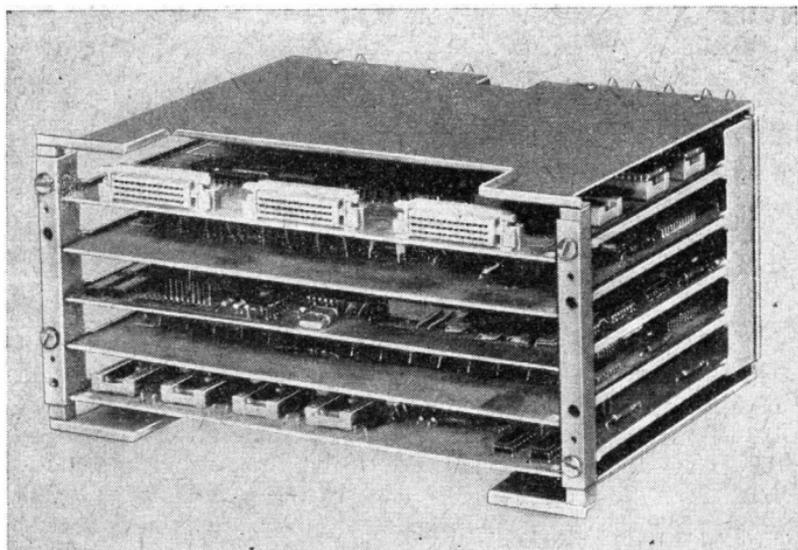


Bild 11 Das Mikrorechnersystem robotron K 1520 ist mit seinen konstruktiv und funktionell abgestimmten Baugruppen sowohl für den Einbau in Geräte als auch für den Aufbau eigenständiger Mikrorechenanlagen geeignet



Bild 12 Der frei programmierbare Kleinrechner robotron K 1002 wird vorwiegend auf wissenschaftlich-technischem Gebiet eingesetzt, wo der hohe Vorbereitungsaufwand bei der Lösung mit einer EDV-Anlage nicht gerechtfertigt ist. Das Modell K 1002 kann mit Magnetkarte arbeiten

robotron PBT 4000 zum Angebot des VEB Kombinat *Robotron*. Das zur Mikrorechnerreihe *robotron K 1500* zählende Mikrorechnersystem *robotron K 1510* besteht aus über 30 Baugruppen, die den Aufbau von Steuerrechnern für die unterschiedlichsten Aufgabengebiete ermöglichen. Dabei ist der Anschluß einer Reihe peripherer Geräte möglich. Der ZVE-Schaltkreis hat eine Verarbeitungsbreite von 8 bit auf der Grundlage p-Kanal-MOS/LSI. Halbleiterspeicher werden mit einer Kapazität von 16 K-Bytes je nach Erfordernis aus PROM- und RAM-Steckeinheiten aufgebaut. Die Mikrorechner werden in unterschiedlicher Ausführung auch als Steuerkern für den programmierbaren Kleinstrechner *K 1001/1002/1003* und für das programmierbare Bildschirmterminal eingesetzt. Die Kleinstrechner dienen vorwiegend zur Lösung wissenschaftlich-technischer Berechnungen und von mehreren aufeinanderfolgenden komplizierten Einzeloperationen. Die Steuerung erfolgt über den Mikrorechner, der ebenso wie der Arbeitsspeicher (RAM) und Mikroprogrammspeicher (ROM) aus MOS/LSI-Schaltkreisen besteht. Die Speicherkapazität beträgt 200, 712 oder 1224 Bytes. Alle mathematischen Grundoperationen sind durch einfachen Tastendruck ausführbar. Bei den drei genannten Modellen handelt es sich um das Grundmodell *robotron K 1001* sowie die Ausführung mit Magnetkarteneinzug *robotron K 1002* und die Ausführung mit Magnetkarteneinzug und Druckausgabe *robotron 1003* als Weiterentwicklungen.

Ing. K.-H. Schubert

**Marschall der Nachrichtentruppen
I. T. Peresykin erinnert sich ...
Sowjetische Nachrichtenverbindungen
in den Kämpfen am Kursker Bogen
(2)**

Die Schlacht am Kursker Bogen begann am 5. Juli 1943. An diesem Tag gingen die faschistischen Truppen gleichzeitig von Norden und von Süden zur Offensive auf Kursk über. Um den Preis gewaltiger Verluste an Menschen und Material gelang es dem Gegner, in der Orlow-Kursker Richtung 10 bis 12 km und in der Belgoroder-Kursker-Richtung bis 35 km tief in die sowjetische Verteidigung einzubrechen. Am 12. Juli trat infolge eines starken Gegenschlages der Truppen der Woronesher Front und des Übergangs der West- und der Brjansker Fronten zum Angriff die Krise ein, die das Scheitern der Operation *Zitadelle* markierte. Am folgenden Tag befahl Hitler, zur Verteidigung überzugehen. In harten Verteidigungsgefechten der Truppen der Zentralfront und der Woronesher Front sowie unter Einbeziehung eines Teils der Kräfte der Steppenfront¹ wurde der Angriff der Faschisten vereitelt, wurden seine Stoßgruppierungen aufgerieben. Damit entstanden günstige Bedingungen für den nachfolgenden Übergang zum Gegenangriff.

Die Verteidigungshandlungen unserer Truppen am Kursker Bogen waren angespannt und manöverreich. Nicht an einer Front wurde bis dahin so manöverreich mit operativen und strategischen Reserven gekämpft. Allein an der Woronesher Front wurden während der 10 Tage dauernden Verteidigungsschlacht 7 Panzer- und mechanisierte Korps, einige zehn Schützendivisionen und 6 Panzerbrigaden umgruppiert. Das war nur mit einer gut organisierten Truppenführung und stabil arbeitenden Nachrichtenverbindungen möglich.

Im Verlauf der Verteidigungsoperation am Kursker Bogen war das Hauptnachrichtsmittel in der Ebene Stab der Front – Stäbe der Einheiten die Drahtnachrichtenverbindung. Ihr stabiler Betrieb erlaubte den Befehlshabern und den Stäben eine ununterbrochene Führung der Truppen. Das weitverzweigte Netz von Drahtnachrichtenverbin-

¹ Im Verlauf der Verteidigungsoperation wurde der Steppenmilitärbezirk in Steppenfront umbenannt.



dungen und die große Anzahl von Hilfsnachrichtenzentralen und Kontrollpunkten ermöglichten es, mit den Fernschreib- und Fernsprechanälen schnell Umgehungsleitungen zu fast jeder unterstellten Einheit herzustellen. All das sicherte letzten Endes ununterbrochen wirkende Nachrichtenverbindungen bei kurzfristigen Lageänderungen, bei Umgruppierungen und der Änderung von Unterstellungsverhältnissen für Truppenteile und Einheiten.

Eine wichtige Rolle spielte die Funkverbindung bei der Sicherstellung der zahlreichen Panzer- und Artillerieeinheiten. Zum Beispiel befanden sich im Bestand der 13. Armee der Zentralfront, gegen die der Hauptstoß der faschistischen Truppen gerichtet war, fünf selbständige Regimenter reaktiver Werfer und eine Division Gardewerfer. Das machte mehr als 60 % aller Divisionen reaktiver Artillerie der Front aus. Das Hauptmittel zur Führung dieser Truppenteile war die Funkverbindung. Die Führung der reaktiven Feldartillerie in dieser Operation der 13. Armee oblag einer speziell geschaffenen operativen Gruppe. Sie hatte stabile Funkverbindung mit allen Gardewerfereinheiten und ebenfalls mit dem Stab der operativen Gruppe, die beim Frontstab geschaffen worden war. Durch die sichere Funkverbindung war es möglich, das Feuer der Gardewerfer im Rahmen der Armee zu konzentrieren und dem Gegner dadurch vernichtende Schläge zuzufügen.

Am 15. Juli gingen die Truppen der Zentralfront zum Gegenangriff über. Zusammen mit den Truppen der Westfront und der Brjansker Front liquidierten sie am 18. August den Orlower Vorsprung und nahmen die Verfolgung des Gegners auf. In der Belgorod-Charkower Richtung gingen die sowjetischen Truppen am 3. August zum Gegenangriff über. In südwestlicher und südlicher Richtung entwickelten die Truppen der Steppenfront und der Woronesher Front den Angriff und befreiten bis zum 23. August eine große Anzahl Städte, darunter Belgorod und Charkow. Der erfolgreiche Gegenangriff der sowjetischen Truppen am Kursker Bogen wurde mit der völligen Zerschlagung der faschistischen Elitetruppen abgeschlossen. Er war der Auftakt für die große Sommeroffensive im Jahr 1943. Die Rote Armee warf die faschistischen Truppen zurück und bewegte sich zielstrebig auf den Dnepr zu. Der Plan Hitlers, für die Niederlage bei Stalingrad Revanche zu nehmen, war ein voller Reinfall.

Zur erfolgreichen Vollendung der Kursker Schlacht trug die gut organisierte Truppenführung bei, die sich durch eine Reihe Besonderheiten auszeichnete. Eine davon war das breit angelegte Netz von Führungspunkten, die in der ganzen operativen Tiefe der Truppen entfaltet waren. Das ermöglichte den Front- und den Armeebefehlshabern, die Truppenführung unabhängig von der sich entwickelnden Frontlage beweglich zu gestalten, forderte aber von den Nachrichtensoldaten eine große und angestrengte Arbeit hinsichtlich der Organisation und der Sicherstellung aller Arten von Nachrichtenverbindungen.

Während der Angriffsoperationen wurde die Truppenführung z.B. in der 13. Armee vom Haupt- und vom Hilfsführungspunkt sichergestellt. Ungeachtet dessen, daß der Führungspunkt während der Operation 7mal verlegt wurde, arbeiteten die Drahtnachrichtenverbindungen stabil. Das wurde dadurch erreicht, daß die Kräfte und Mittel der Nachrichtenzentrale der Armee dreigeteilt waren. Zwei Teile waren auf dem Haupt- und dem Hilfsführungspunkt entfaltet. Der dritte Teil diente zur Sicherstellung der Nachrichtenverbindungen dann, wenn die Führungspunkte verlegt wurden. Die Funkverbindungen arbeiteten während der gesamten Operation ebenfalls ohne große Unterbrechungen.

Ein gutes Beispiel für die Organisation und die Aufrechterhaltung der Drahtnachrichtenverbindungen während des Gegenangriffs der sowjetischen Truppen vor Kursk bot die Arbeit der Nachrichteneinheiten der 5. Gardearmee der Woronesher Front, die als Chef Nachrichten der Generalmajor der Nachrichtentruppen, *I. F. Iwanow*, befehligte.

Dem Chef Nachrichten der Armee waren zu dieser Zeit direkt unterstellt: ein Nachrichtenregiment, ein Leitungsbaubataillon, eine

Fernschreibbaukompanie und drei Feldkabelbaukompanien. Diese Einheiten reichten vollkommen aus, um die Nachrichtenverbindungen im Verlauf der Angriffsoperationen sicherzustellen. Ein gut entwickeltes Netz fester Fernmeldeleitungen im Angriffstreifen der 5. Gardearmee erlaubte dem Chef Nachrichten, in der Ausgangslage vor dem Angriff auf den Einsatz von Stangenleitungen zu verzichten. Er schuf sich damit eine große Reserve an Feldnachrichtengerät, das im Verlauf des Angriffs eingesetzt werden konnte.

Bei den Angriffshandlungen der Truppen der Armee war die Drahtnachrichtenverbindung mit den Korps nach Achsen und Richtungen organisiert. An den Punkten der nachfolgenden Verlegung des Führungspunkts der Armee wurden in der Achse der Nachrichtenverbindungen der Armee Hilfsnachrichtenzentralen eingerichtet. Zu ihnen wurden mit den Mitteln der Chefs von Richtungsverbindungen der Korps Verbindungsleitungen gebaut. Auf diese Weise entstanden die Verbindungen der Korps zu den neuen Führungspunkten. Wenn das Angriffstempo der Truppen 15 km am Tage nicht überschritt, konnten dadurch die Drahtnachrichtenverbindungen sichergestellt werden. Bei Gefechts-handlungen der 5. Gardearmee in der operativen Tiefe der gegnerischen Verteidigung, als das Angriffstempo der Truppen auf 30 bis 35 km je Tag anstieg, wurden die Drahtnachrichtenverbindungen mit den unterstellten Stäben nur nach der Achse der Verbindungen aufrechterhalten. In dieser Armee nutzte man die Funkverbindung umfassend während des Angriffs aus. Dadurch war auch in schwierigen Situationen eine ununterbrochene Truppenführung gewährleistet. In der Schlacht bei Kursk wurde die Funkverbindung in großem Umfang für die Führung in den Panzerarmeen und in den Panzereinheiten und mechanisierten Einheiten eingesetzt. Im Bestand der Zentralfront, der Woronesher Front und der Steppenfront handelten 5000 Panzer und Selbstfahrgeschütze. Diese Massen an Gefechtsfahrzeugen mußten unter schwierigen Bedingungen geführt werden, die durch hohe Beweglichkeit und manöverreiche Handlungen der Truppen gekennzeichnet waren. Ohne eine gut organisierte und exakt funktionierende Funkverbindung war die Führung dieser Einheiten nicht denkbar. In den Panzereinheiten und den mechanisierten Einheiten war die Funkverbindung das hauptsächlichste und manchmal das einzige Mittel für die Führung überhaupt. Funkverbindungen wurden von den Stäben der Panzerarmeen bis zu dem einzelnen Panzer eingesetzt. Aus diesem Grund schenkten die Befehlshaber der Armeen, die Kommandeure der Einheiten und ihre Stäbe den Funkverbindungen große Aufmerksamkeit, verfolgten sie streng die Aufrechterhaltung der Verbindungen und halfen sie ständig ihren Chefs Nachrichten.

Man muß bemerken, daß die Schwierigkeiten, die früher bei der

Aufrechterhaltung einer stabilen Funkverbindung der Befehlshaber von Panzerarmeen mit ihren unterstellten Einheiten in der Bewegung bestanden, zu Beginn der Kursker Schlacht überwunden waren. Bis dahin hatten die Befehlshaber von Panzerarmeen sowie die Kommandeure von Panzerkorps und von mechanisierten Korps in ihren Panzern gewöhnliche Panzerfunkstationen, die Verbindungen über größere Entfernungen nicht zuließen. Während der Kursker Schlacht hatten alle Kommandeure Funkstationen mittlerer Leistung vom Typ *RSB* zur Verfügung, die in den *T-34* und Panzer vom Typ *KW* eingebaut waren. Das erlaubte ihnen, in den Gefechtsordnungen ihrer Truppen mitzufahren und stabile Funkverbindungen mit den vorgesetzten Stäben aufrechtzuerhalten.

Die Führung von Panzertruppen unterschied sich in der Form und in den Methoden wesentlich von der Führung in Schützenverbänden. Die Besonderheiten der Führung in den Panzertruppen ergaben sich aus ihrer hohen Beweglichkeit und dem Charakter der zu erfüllenden Gefechtsaufgaben. Zug-Kommandeure von Panzereinheiten, Kommandeure von Panzerkompanien und von Panzerbataillonen, die Kommandeure von Panzerbrigaden und von Panzerkorps führten ihre Einheiten unmittelbar aus der Gefechtsordnung, in der sie mitfuhren.

Im Verlauf der Verteidigungs- und der Angriffsoperationen von Panzereinheiten am Kursker Bogen sicherte die Funkverbindung eine schnelle Übermittlung von Gefechtsaufgaben an die Unterstellten. Sie diente hauptsächlich dazu, Angaben über die Lage schnell zu sammeln und sie an die höheren Stäbe weiterzuleiten. Die stabil arbeitende Funkverbindung gab den Befehlshabern von Panzerarmeen und den Kommandeuren von Panzereinheiten die Möglichkeit, ununterbrochen auf alle Lageveränderungen zu reagieren und die erfolgreiche Lösung von Gefechtsaufgaben zu erreichen. Über Funk wurden vorher festgelegte Aufgaben präzisiert, wurden neue Aufgaben gestellt, die in Form von kurzen Befehlen und Kommandos durchgegeben wurden. Während der Kursker Schlacht erfuhr die Funkverbindung in den Panzertruppen eine weite Verbreitung und eine allgemeine hohe Anerkennung. Ohne Zweifel ermöglichte sie die Erfolge in der Gefechtstätigkeit der Truppen.

Die gewachsene Rolle von Panzertruppenteilen und mechanisierten Truppenteilen sowie der Artillerie und ihre zahlenmäßige Zunahme im Bestand der Fronten und Armeen verlangte eine noch exaktere Organisation der Führung für sie. Aus diesem Grund wurde beschlossen, die Führung der Stäbe der Befehlshaber von Panzerverbänden und mechanisierten Verbänden sowie der Truppenartillerie mit Nachrichtenkräften und -mitteln zu verstärken. Dazu wurden für die Panzertruppenteile und die mechanisierten Truppenteile der Armee

selbständige Nachrichtenkompanien und für die Artilleriekommandeure Führungsbatterien gebildet.

Die Nachrichtensoldaten der Panzertruppenteile und der mechanisierten Truppenteile und Verbände nutzten die Funkmittel während der Kampfhandlungen am Kursker Bogen umsichtig aus und erfüllten tapfer die Aufgaben der Führung.

Im Raum des Dorfes Wischnewskowo führte eine Panzereinheit einen erbitterten Kampf mit einer Übermacht gegnerischer Panzer. In dem ungleichen Gefecht wurde der Panzer des Kommandeurs der Einheit getroffen. Von der Besatzung blieb nur der Ladeschütze-Funker *Nikolajew* am Leben.

Der Panzer blieb sofort stehen, aber aus der Kanone und aus dem MG wurde weitergeschossen. Das Feuer führte der Funker. Er fand Zeit, über Funk dem Stab die Lage zu melden. Als es den Faschisten gelang, an den Panzer des heldenhaft kämpfenden Funkers heranzukommen, öffnete er die Luke und warf eine Handgranate. Die zur Hilfe herbeigeeilten sowjetischen Soldaten zählten um den Panzer 25 gefallene Feinde. Für die mutige Handlung wurde *Nikolajew* mit dem *Rotbannerorden* ausgezeichnet.

Im Feuer des Gefechts lösten sich drei sowjetische Panzer von den sie begleitenden mot. Schützen. Sie verloren in einer Schlucht die Funkverbindung mit ihrem Kommandeur. In diesem Moment griffen feindliche Panzer an. Das bemerkte der Funkgefreite *Turdejew*, der mit seiner mot. Schützeneinheit ebenfalls in der Schlucht Stellung bezogen hatte. Er stimmte sein Funkgerät schnell auf die Welle des Kommandeurs der Panzereinheit ab und übermittelte ihm, in welche schwere Lage seine Panzer geraten waren. Der Kommandeur leistete ihnen unverzüglich die erforderliche Unterstützung.

Der Funk fand auch umfassende Verwendung für die Verbindungen zwischen den Stäben der Fronten und der Armeen mit den ihnen unterstellten mot. Schützeneinheiten. In der Regel waren diese Funkverbindungen über einige Funknetze und einzelne Funkrichtungen organisiert. Zum Einsatz kamen dabei Funkgeräte mit unterschiedlicher Leistung. Besondere Aufmerksamkeit wurde damals der Organisation der Funkverbindungen zwischen zusammenwirkenden Einheiten und Einheiten verschiedener Waffengattungen geschenkt. Um die Zuverlässigkeit der Funkverbindungen mit beweglichen Gruppen, mit Panzer- und mechanisierten Einheiten zu erhöhen, entsandten die Stäbe der Fronten und der Armeen ihre Verbindungsoffiziere mit Nachrichtenmitteln zu ihnen. Die Verbindungsoffiziere befanden sich in den Gefechtsordnungen dieser Truppenteile und informierten ihre Stäbe systematisch über den Verlauf der Gefechtshandlungen und über die Lage an der Front.

So wurde durch eine ununterbrochene Nachrichtenverbindung die

Führung der sowjetischen Truppen während der Kampfhandlungen am Kursker Bogen sicher gewährleistet. Das war ein Ergebnis der gewaltigen Arbeit der Truppen aller drei Fronten zur Entfaltung eines Nachrichtennetzes in der Vorbereitungsperiode, einer sorgfältig durchdachten Organisation und stabil arbeitenden Nachrichtenverbindung im Verlauf der Operation sowie der Meisterschaft und der selbstlosen Arbeit aller Nachrichtensoldaten. Die Nachrichtensoldaten zeigten wie die Soldaten aller anderen Waffengattungen Meisterschaft, Mut und Heldentum.

In den Gefechten um die Stadt Dmitrowsk-Orlowski zeichnete sich bei der Erfüllung von Aufgaben der Führung der Fernsprecher des 109. Garde-Schützenregiments der 39. Garde-Rotbanner-Schützendivision der Kommunist *W. N. Banzekin* aus. Am 9. August 1943, während eines heißen Gefechts, befand er sich beim Verlegen von Feldkabel plötzlich von Faschisten umzingelt. Der unerschrockene Nachrichtensoldat nahm mutig den ungleichen Kampf mit den Faschisten auf. Mit seiner MPi und im Nahkampf tötete *Banzekin* 9 Faschisten. Er stellt die Nachrichtenverbindung her und kehrte wohlbehalten zu seiner Einheit zurück. Am folgenden Tag ging er ungeachtet des starken Artillerie- und Granatwerferfeuers sowie ununterbrochener Bombenangriffe 12mal die Leitung ab, und jedesmal stellte er die Verbindung zwischen dem Bataillonskommandeur und einer Kompanie wieder her, wenn Beschädigungen vorlagen.

Am 9. September, bei der Forcierung der Desna war *Banzekin* einer der ersten, der das andere Flußufer erreichte. Dort entdeckte er ein Minenfeld und daneben ein gegnerisches MG-Nest. In Eigeninitiative, sein Leben nicht schonend, ohne Hilfsmittel für die Minenaufklärung, entminnte er eine Gasse und nahm dabei 32 Minen auf. Dann näherte er sich dem MG-Nest und vernichtete die Bedienung durch eine Handgranate. Durch seine Heldentaten trug er dazu bei, daß die Gefechtsaufgaben des ersten Bataillons, das über die Desna setzte, erfolgreich erfüllt werden konnten.

Für seine Heldentaten wurde *W. N. Banzekin* durch Erlaß des Präsidiums des Obersten Sowjets der UdSSR als *Held der Sowjetunion* ausgezeichnet.

Es soll auch nicht die Heldentat der Komsomolzen des 93. Gardewerfer-Regiments, *Aleksander Mosshorin*, *Wiktor Romanenko* und *Andrej Egorow*, vergessen werden. In den Kämpfen um Orel, im Juli 1943 korrigierten diese drei das Feuer der Regimentsbatterie. Die Nachrichtenverbindung wurde unterbrochen. Der Nachrichtensoldat *Egorow*, zweifach verwundet, findet die Leitungsunterbrechung. Durch einen faschistischen Scharfschützen erleidet er noch eine dritte Verwundung. Der sterbende Komsomolze nimmt die Kabelenden in den Mund und stellt die Verbindung her. Zur gleichen Zeit werden die

beiden anderen Genossen von den Faschisten umzingelt. Der ungleiche Kampf dauert einige Stunden, und die Nachrichtenverbindung wurde gehalten. Die Helden starben, sie hatten ihre militärische Pflicht bis zum letzten Atemzug erfüllt. Die Komsomolzen *A. Mosshorin* und *W. Romanenko* erhielten für ihre Heldentat den *Lenin-Orden* und *Egorow* den *Orden Roter Stern*.

Die Schlacht bei Kursk endete mit der völligen Vernichtung der faschistischen Truppen im Raum Orel, Belgorod und Charkow. Die Truppen der Westfront, der Brjansker und der Woronesher Front sowie der Steppenfront erfüllten die ihnen von der Führung der sowjetischen Streitkräfte gestellten Aufgaben.

Für den großen Sieg bei Kursk leisteten, wie die Soldaten aller anderen Waffengattungen der Roten Armee, auch die Nachrichtensoldaten ihren Beitrag. Dank ihrer unermüdlichen und angespannten Arbeit zur Sicherstellung einer beständig wirkenden Nachrichtenverbindung war eine ununterbrochene Truppenführung, als wichtige Voraussetzung für den Sieg über den Feind, möglich. Die Fernschreiber, Fernsprecher, die Funker und die Leitungsbautrupps, die Nachrichtensoldaten aller Laufbahnen schrieben eine wichtige Seite in der Chronik des Großen Vaterländischen Krieges.

Die reichen Erfahrungen der Organisation und der Sicherstellung der Nachrichtenverbindungen und die der Arbeit aller Chefs und Nachrichtenkommandeure, die während der Kampfhandlungen am Kursker Bogen gesammelt wurden, gingen in die nachfolgenden Operationen der sowjetischen Streitkräfte ein.

Robert Köhn,
Arbeiterveteran

Als Funktionär in der revolutionären Arbeiter-Radio-Bewegung

Die lebendige Bewahrung der revolutionären wehrhaften und militärischen Traditionen der deutschen und internationalen Arbeiterklasse nimmt in der Arbeit der *Gesellschaft für Sport und Technik* (GST) einen bedeutenden Platz ein. Als fester Bestandteil der politisch-ideologischen Arbeit der GST vermittelt die Traditionsarbeit historische Kenntnisse und Lehren aus dem militärpolitischen und militärischen Kampf der Volksmassen, besonders dem der Arbeiterklasse.

In Zusammenarbeit mit dem Lektorat Rundfunkgeschichte des *Staatlichen Komitees für Rundfunk* beim Ministerrat der DDR werden im *Elektronischen Jahrbuch* in zwangloser Folge Erinnerungen von Funktionären der revolutionären *Arbeiter-Radio-Bewegung* aus den 20er und 30er Jahren veröffentlicht.

Wir beginnen mit den Erinnerungen des Arbeiterveterans *Robert Köhn*, der von 1929 bis 1939 Funktionär der revolutionären *Arbeiter-Radio-Bewegung* war. Genosse *Köhn* war Leiter der Ortsgruppe Brandenburg und des Bezirks Berlin-Brandenburg-Lausitz-Grenzmark, außerdem Mitglied der Reichsleitung des *Freien Radio-Bundes Deutschlands*.

*

Meine erste Bekanntschaft mit dem Rundfunk geht etwa auf das Jahr 1926 zurück. Technisch interessiert basteite ich, angeregt durch einen Bekannten, einen Detektorempfänger zusammen, so daß ich mit einer größeren Antenne den Sender Königs Wusterhausen in Brandenburg empfangen konnte.

Damals wohnte ich hier in der Blumenstraße 4. Der im gleichen Hause befindliche Laden diente der hiesigen Ortsgruppe der KPD als Literaturvertriebsstelle. In diesem Laden wurde ich bald mit den meisten Funktionären der Ortsgruppe bekannt, so auch mit dem Genossen *Wilhelm Bahms*, der für den Zeitungsvertrieb verantwortlich war. Da er wußte, daß ich eifriger Radiohörer war, warb er mich – es muß 1929 gewesen sein – als Leser für die revolutionäre Programmzeitschrift *Arbeiter-Sender*. Er war es auch, der mir vorschlug,

da ich erwerbslos war, die Abonnentenwerbung für die Zeitung zu übernehmen. Ich war stolz, als es mir innerhalb kurzer Zeit mit Unterstützung von Genossen gelang, die Zahl der ständigen Leser und Abonnenten um ein Vielfaches zu erhöhen.

Wie ich dem *Arbeiter-Sender* entnahm, gab es in verschiedenen Orten, insbesondere in Berlin, infolge der von rechten Sozialdemokraten betriebenen Spaltung der bis 1929 einheitlichen Arbeiter-Radio-Organisation bereits Ortsgruppen des *Freien Radio-Bundes*. Durch die Zeitschriften- und Inseratenwerbung stand ich ja in Verbindung mit der Redaktion und wandte mich deshalb nun an sie mit der Frage, ob es nicht möglich wäre, auch hier in Brandenburg eine Ortsgruppe zu gründen. Ich wurde nach Berlin zu einer Aussprache über diese Frage eingeladen. Die Genossen erklärten mir, daß sie erst dann der Gründung einer Ortsgruppe zustimmen könnten, wenn es sich zeigen sollte, daß es nicht möglich ist, die Ortsgruppe Brandenburg des *Arbeiter-Radio-Bundes* wieder für die Unterstützung der alten Forderungen der Arbeiter-Radio-Bewegung – wie z. B. nach dem Mitbestimmungsrecht der Hörer bei der Programmgestaltung, der Sendeerlaubnis für Arbeiter-Amateure usw. – zu gewinnen.

Eine Ortsgruppe des *Arbeiter-Radio-Bundes* bestand hier seit einiger Zeit. Sie war dem von Sozialdemokraten geführten Kultur- und Sportkartell angeschlossen, das sie auch finanziell unterstützte. Die Tätigkeit der Ortsgruppe beschränkte sich in der Hauptsache auf das Basteln von Empfangsgeräten sowie auf die Unterstützung der Veranstaltungen der SPD und des Sportkartells durch eigene Kraftverstärkeranlagen. Ihre technischen Schulungen führte die Ortsgruppe in der *Gambrinus-Quelle*, einem Lokal in der Wilhelmsdorfer Straße, durch. An einigen dieser Schulungsabende nahm ich teil und bemühte mich vergeblich, die Mitglieder für die Unterstützung der Wünsche der Hörer nach einem Programmaustausch mit Radio Moskau zu gewinnen. Auch einen Vorschlag, den Moskauer Sendere einmal gemeinsam abzuhören, lehnte die reformistische Leitung kategorisch ab.

Da meine Bemühungen ohne Erfolg blieben, gründete ich im Einverständnis mit der Reichsleitung im gleichen Jahr die Ortsgruppe Brandenburg des *Freien Radio-Bundes Deutschlands* (FRBD). Die Gründungsversammlung fand in einem Lokal in der damaligen Bauhofstraße statt. An der Gründungsversammlung nahmen 8 oder 9 Leser des *Arbeiter-Senders* teil. Zum Politischen Leiter (Pol.-Leiter) wurde ich, zum Kassierer Genosse *Erich Köhler* gewählt. Als erstes stellten wir uns das Ziel, weitere Mitglieder zu gewinnen, neue Abonnenten und Leser für die Zeitschrift zu werben, erste Kenntnisse über die Struktur des Radios zu vermitteln, insbesondere über den Selbstbau von Vorsatzgeräten für den Moskau-Empfang, und denselben zu propagieren.

Die Kurzwellen-Vorsatzgeräte ermöglichten fast das ganze Jahr hindurch, besonders aber in den Sommermonaten, einen sicheren Empfang von Radio Moskau. Das vollständige Programm der deutschsprachigen Sendungen des Moskauer Rundfunks wurde nur im *Arbeiter-Sender* regelmäßig veröffentlicht, der uns darüber hinaus mit technischen Anleitungen und Ratschlägen half. Vor allem aber enthüllte die Zeitschrift immer wieder den Klassencharakter der Programme des bürgerlichen Rundfunks der Weimarer Republik. Sie rief die Hörer auf, ihre Forderungen nach einer fortschrittlichen Programmgestaltung, nach Aufnahme des Programmaustausches mit dem Moskauer Rundfunk, nach Freigabe des Mikrofons für *Ernst Thälmann* an das Funkhaus Berlin zu richten. Auch von hier aus Brandenburg gingen viele Briefe – und nicht nur von Mitgliedern der Ortsgruppe des FRBD – mit solchen Forderungen nach Berlin. Schwer fiel es unserer Ortsgruppe, das gesteckte Ziel zu verwirklichen, eine Kraftverstärkeranlage zu bauen, da hierzu erhebliche Mittel benötigt wurden. Wir fanden einen Weg, diese Mittel zu beschaffen. Durch einen originellen Vorschlag – ich glaube, unseres Hauptkassierers Genossen *Erich Köhler* – gewannen wir solche Mitglieder aus unseren Reihen, die ein Instrument spielten, zur Mitwirkung in einer Kapelle. Als sich genügend Mitglieder zur Mitarbeit bereit erklärt hatten, trafen wir uns im Hinterhof des Hauses Wilhelmsdorfer Landstraße 19, in dem wir wohnten, und übten viele Wochen, bis wir eine Anzahl Kampflieder wie auch Tanzmusik sicher spielen konnten. Als Kapellmeister wirkte unser Genosse *Erich Köhler*; weitere Mitglieder waren *Fritz Knütter*, *Hans Ehrlich*, *Franz Kuhnert*, *Martin Lippold*, *Paul Posegga*, meine Frau und ich. Zu den Kampfliedern gehörten unter anderen das Lied vom kleinen Trompeter, das Solidaritätslied, das Fliegerlied, das Partisanenlied, das Einheitsfrontlied, Brüder zur Sonne, zur Freiheit, Rote Matrosen, Die Internationale und auch eine von einem Mitglied der Ortsgruppe verfaßte Weise, die nach einer eigenen Melodie gespielt wurde.

Als die *Rote Hilfe* eine Dampferfahrt nach Werder veranstaltete (die Ortsgruppe Brandenburg des FRBD war als Kollektivmitglied der *Roten Hilfe* angeschlossen), war es endlich soweit, daß wir öffentlich auftreten konnten. Schwiegermutter hatte für uns alle einheitliche rote Ukrainer-Hemden genäht, wodurch die Kapelle, die wir *Rote Funken* nannten, auch einen guten äußerlichen Eindruck machte. Der begeisterte Anklang, den unsere Truppe fand, spornte alle Mitglieder an. Es gab bald kein Wochenende und keinen Sonntag, an dem wir nicht auf Veranstaltungen der fortschrittlichen Organisationen in den Dörfern des Unterbezirks oder hier in der Stadt auftraten. Da wir ohne Bezahlung spielten, flossen der Ortsgruppenkasse die erzielten Einnahmen voll zu. So wurde es möglich, zunächst den Teil der In-

strumente, den die Ortsgruppe geliehen hatte, zu kaufen. Denn mit Ausnahme des Kapellenleiters waren alle übrigen Mitglieder arbeitslos. Die Aktivität der *Roten Funken* beschränkte sich jedoch nicht darauf, nur zu spielen und Kampflieder zu popularisieren. Alle unterstützten auch erfolgreich die Agitationsarbeit durch den Verkauf von Zeitungen, Zeitschriften und anderer revolutionärer Literatur. Unter den Broschüren befand sich auch eine mit einer technischen Anleitung zum Bau von Vorsatzgeräten für den Moskau-Empfang mit dem Titel *Wie kann ich Moskau empfangen?*, ferner eine (wie erstere vom Genossen *Paul Jansen* verfaßte) Broschüre *Der Krieg im Äther*, in der nachgewiesen wurde, daß in der Weimarer Republik auch auf dem Gebiet des Rundfunks systematisch aufgerüstet wurde.

Die Einnahmen der Kapelle, des Broschüren- und Zeitschriftenverkaufs sowie der eigenen Veranstaltungen, die in die Ortsgruppenkasse flossen, ermöglichten es uns schließlich, an den Bau einer Verstärkeranlage zu gehen. Ein Mikrofon (es befindet sich jetzt hier im Heimatmuseum) und zwei Großlautsprecher wurden angeschafft. Um nicht immer vom Stromnetz abhängig zu sein, kauften wir noch die leider sehr teuren und sehr schweren Akkumulatoren-Batterien für die Anoden- und Heizspannung. Aus billig in Berlin beschafften alten Transformatoren entsprechender Größe und 4 Röhren *RE 604* mit 2 Vorstufen baute ich dann einen Kraftverstärker zusammen. Seine Leistung reichte aus, um den Saal in der *Jägerhalle*, in dem wir wie auch andere revolutionäre Organisationen fast alle größeren Veranstaltungen durchführten, auszusteuern. Hier gestaltete unsere Ortsgruppe auch einmal einen gut gelungenen öffentlichen Moskau-Empfangsabend. Ein anderes Mal wurde im Rahmen einer Veranstaltung der Ortsgruppe ein Hörspiel mit einem aktuellen Thema aufgeführt.

Durch diese Verstärkeranlage war es uns auch möglich, die Wahlpropaganda der KPD bei der Reichstagswahl 1932 tatkräftig zu unterstützen. Wir montierten die Anlage auf einen großen Plattenwagen, wie ihn die Tischler damals benutzten. Auf der Platte desselben standen die schweren Batterien, während Verstärker, Gleichrichter, Grammophon und Mikrofon zwischen dem mit Losungen bespannten Rahmengestell hingen, das wir auf der Wagenplatte aufgebaut hatten. (Das Gleichrichtergerät befindet sich ebenfalls hier im Museum, der Kraftverstärker wurde leider durch Kriegseinwirkung zerstört.) Die Lautsprecher waren oben befestigt. Mit diesem «Agitations-Handwagen» zogen wir durch die Stadt. Wo Genossen oder Mitglieder der Ortsgruppe wohnten, entnahmen wir den Strom für die Anlage über ein langes Kabel aus deren Wohnungen, so z.B. bei *Richard Schönfeld* in der Franz-Ziegler-Straße, wo auch die Sendungen von Radio Moskau regelmäßig abgehört wurden, oder bei *Max Herm*.

Aus dem bisher Gesagten geht sicher hervor, daß unsere Organisation keineswegs aus Nur-Bastlern bestand, sondern von Beginn an aktiv an der revolutionären Arbeiterbewegung teilnahm. Mit der ideenreichen Propagierung des Moskau-Empfangs entwickelte sie in der Zeit der Weimarer Republik eine über den Rahmen der Organisation hinausgehende Form der politisch-ideologischen Arbeit, die unter den Bedingungen der Illegalität ihre Bewährungsprobe bestand.

Bei alledem darf nicht vergessen werden, daß nur drei bzw. später zwei der musikalischen Mitstreiter der KPD angehörten, die übrigen waren Sympathisierende. Auch in der Ortsgruppe des FRBD gab es nur wenige KPD-Mitglieder, in ihr arbeiteten sogar «Indifferenten». Mitglieder der SPD gehörten in Brandenburg nicht zur Ortsgruppe, während in Berlin auch zahlreiche Sozialdemokraten den verschiedenen Ortsgruppen beigetreten waren.

Ende Oktober 1930 fand in Berlin die 2. Reichskonferenz des *Freien Radio-Bundes* statt. Als Delegierte unserer Ortsgruppe nahmen der Genosse *Willi Reichardt* und ich teil. Auf dieser Konferenz wurde ich als Mitglied in die Reichsleitung gewählt, der ich bis zum faschistischen Verbot angehörte, Vorsitzender wurde *Dr. Johannes Karl König*. In einem Gespräch mit dem Genossen *Erich Heintze* – dem einstigen Begründer und verdienstvollen Vorsitzenden der Arbeiter-Radio-Klubs – erfuhr ich nach der Konferenz, daß meine Bemühungen um die Ortsgruppe Brandenburg des *Arbeiter-Radio-Bundes* von vornherein kaum Aussicht auf Erfolg gehabt hatten. Ihre Delegierten seien es seinerzeit gewesen, die durch eine intensive SPD-Fraktionsarbeit erreicht hätten, daß die Leitung des ARBD in die Hände der Reformisten geriet, die den Radio-Bund spalteten, indem sie die Berliner Organisationen aus demselben ausschlossen. Unter den Ausgeschlossenen befanden sich die eigentlichen Gründer des ARBD, wie mir Genosse *Heintze* nachwies. Auf einer Delegiertenkonferenz des Bezirkes wurde ich zum Politischen Leiter gewählt, übersiedelte 1931 mit meiner Frau nach Berlin und übernahm diese Funktion für den Bezirk Berlin-Brandenburg-Lausitz-Grenzmark. Genosse *Richard Avisius* aus der Reinickendorfer Straße übte die Funktion des Technikers aus und betreute zugleich die der Geschäftsstelle angeschlossene Akku-Ladestation. Die Bezirksgeschäftsstelle befand sich zur Zeit der Übersiedlung in der Schröderstraße 10. Wir zogen jedoch bald in den ehemaligen Augustkeller in der Auguststraße 2 und von dort nach der Wolliner Straße. Ursache dafür war die immer schwerer werdende finanzielle Situation, da die Inseratenwerbung für den *Arbeiter-Sender* nicht die notwendigen Ergebnisse brachte.

In der Reichsleitung übte Genosse *Hans Kahle* – der spätere Chef der Volkspolizei 1946/57 in Mecklenburg –, der 1932/33 zugleich auch

Redakteur und Verlagsleiter des *Arbeiter-Senders* war, die Funktion des Politischen Leiters aus. Technischer Leiter war Genosse *Paul Jansen*.

Schwerpunkt der massenpolitischen Arbeit waren – neben der Popularisierung des Moskauer-Empfangs und der Bildung von Moskauer-Abhörzirkeln – Briefaktionen, in denen die Freigabe des Mikrofons für Vertreter der revolutionären Arbeiterklasse, insbesondere für *Ernst Thälmann*, ein Programmaustausch mit Radio Moskau, die Aufnahme von Sendungen mit fortschrittlichen Schriftstellern in das Sendeprogramm und anderes gefordert wurden. Ich erinnere mich an eine große Massenveranstaltung mit Zehntausenden von Teilnehmern in einem am Wasser gelegenen großen Gartenlokal mit mehreren Bühnen, für die wir auch eine Verstärkeranlage aufgebaut hatten, auf der ich kurz über die Forderungen der Rundfunkhörer sprach. Die Forderungen wurden dann durch eine Delegation zum Funkhaus überbracht. Ein anderes Mal wurde im Saalbau Friedrichshain eine Veranstaltung mit *Ernst Busch* und *Erich Weinert* durch eine Verstärkeranlage der Gruppe Mitte unterstützt. Verschiedene Gruppen führten öffentliche Moskauer-Empfangsabende durch. Ich erinnere mich aus dieser Zeit auch einer nächtlichen Malaktion am Funkhaus Masurenallee, bei der wir die Forderung auf Freigabe des Mikrofons für *Ernst Thälmann* in Riesenbuchstaben an das Funkhaus schrieben. Während Genosse *Jansen* mit seiner «Mimi» die Sicherung auf der Straße übernahm, malten Genosse *Kahle* (seine Frau hielt den Farbeimer) und ich die Losung an das Funkhaus. Um zu verhindern, daß sie sich abwaschen ließ, war die Farbe mit Wasserglas angerührt. Genosse *Hans Kahle* hat dann auch dafür gesorgt, daß am anderen Morgen rechtzeitig ein Pressefotograf zur Stelle war.

Sowohl von der Reichsleitung als auch von unseren Berliner Gruppen wurden verschiedentlich Ausstellungen gestaltet, auf denen den Besuchern die von Mitgliedern des FRBD gebauten Geräte, insbesondere auch Kurzwellen-Vorsatzgeräte, im Betriebszustand vorgeführt wurden. Im Rahmen der Ausstellungen wurden auch einzelne Vorträge gehalten. Sie waren meist gut besucht und trugen dazu bei, unsere Forderungen zu verbreiten.

Der Druck des *Arbeiter-Senders* erfolgte in der Druckerei der *Roten Fahne* im Karl-Liebknecht-Haus. Einige Male konnte ich am Umbruch desselben teilnehmen. Sogenannte Belegexemplare sandte die Redaktion sowohl an die Staatsbibliothek als auch an die Bibliotheken der Universitäten und Großstädte. Auch Radio Moskau erhielt von jeder Nummer des *Arbeiter-Senders* einige Exemplare. Zwischen den Genossen der Redaktion und der Genossin *Ina Marr* von Radio Moskau bestanden freundschaftliche Kontakte. Ich entsinne mich eines Besuches dieser Genossin in der Redaktion unseres *Arbeiter-Senders*, als

sie zu – leider vergeblichen – Verhandlungen über einen Programm-
austausch in Berlin weilte.

Beinahe alle Ortsgruppen des FRBD im Bezirk befanden sich in Berlin. In der Erinnerung habe ich noch, daß dazu die Gruppen Cottbuser Tor, Wedding, Reinickendorf, Mitte, Tegel, Schöneberg, Spandau, Prenzlauer Berg, Steglitz (wenn ich mich nicht irre) und einige weitere gehörten. Wenn mich mein Gedächtnis nicht trügt, zählte auch eine Gruppe in Frankfurt/Oder zu den Ortsgruppen im Bezirk. Wieviele Gruppen im damaligen Deutschland bestanden, ist mir nicht mehr bekannt, jedoch, daß eine Anzahl im Ruhrgebiet vor allem auf dem Sektor des Amateurfunks große Aktivität entwickelten. Mir ist noch gegenwärtig, wie erfreut Genosse *Jansen* einmal war, als eine verabredete Sendung eines solchen «Schwarzsenders» in Berlin gut empfangen wurde. Der *Arbeiter-Sender* vermittelte erforderliche Schaltungen für den Bau einfacher Sendegeräte. In Berlin wie im Ruhrgebiet gab es eine Anzahl Mitglieder unserer Ortsgruppen, die mit Amateurfunkern anderer Länder, besonders mit Amateurfunkern in der UdSSR, QSL-Karten austauschten. Mehrfach wurden solche Empfangsbestätigungen im *Arbeiter-Sender* abgedruckt.

Angesichts der politischen Entwicklung 1932 mußten wir uns auch auf eine eventuelle Illegalität vorbereiten. Ich weiß z.B. noch, daß ich auf Anweisungen des Genossen *Kahle* oder *Jansen* alle Mitgliedsunterlagen über einen Namensvetter *Hans Köhn* in dessen Beisein aus den Unterlagen in der Bezirksgeschäftsstelle entfernte. *Hans Köhn* verfügte, wie angedeutet wurde, über große Kenntnisse in der Sende-
arbeit und sollte eine besondere Tätigkeit übernehmen, die es erforderlich machte, seine Illegalität zu sichern.

Da die Inseratenwerbung nicht mehr die notwendigen Ergebnisse brachte, drängte die schwierige finanzielle Lage der Zeitschrift zu besonderen Maßnahmen. Dazu gehörte, daß ich vor einem Notar offiziell als Finanzier eingetragen wurde und die auf Kosten der Zeitschrift unterhaltene Geschäftsstelle mit ihren hauptamtlichen Kräften aufgegeben wurde. Wir zogen wieder nach Brandenburg zurück.

Entsprechend den Hinweisen der Reichsleitung begannen wir nun auch hier mit vorbereitenden Arbeiten für den Amateurfunk, indem wir einen Morsezirkel bildeten, dem 5 Mitglieder unserer Ortsgruppe angehörten. Aus Berlin hatte ich als Geschenk der Reichsleitung für unsere Ortsgruppe zwei 10-Watt-Röhren mitgebracht, welche im Bedarfsfall auch sehr gut als Senderöhren zu gebrauchen waren (diese Röhren befinden sich wie auch das Mikrophon im hiesigen Museum). Bis zu meiner ersten Verhaftung im März 1933 kam unser Morsezirkel regelmäßig bei mir zusammen.

Ich wurde im damaligen Wohlfahrtsamt in Brandenburg verhaftet, wo ich die Nachrichten von Radio Moskau über die wirklichen faschi-

stischen Brandstifter des Reichstags weitergab. Da jedoch wahrscheinlich die Angaben des Denunzianten nicht ausreichten und der ganze Vorgang den Nazirichtern höchst unsympathisch war, wurde ich im Juni 1933 wieder aus der Untersuchungshaft entlassen.

Während der Emigration erfuhr ich in Prag aus einem Inserat in der AIZ – es mag Anfang 1934 gewesen sein –, daß die Broschüre *Krieg im Äther* in Genf neu erschienen war. Auf mein Schreiben an den Verlag, in dem ich um Auskunft darüber bat, ob Genosse *Jansen* in Genf sei, erhielt ich zu meiner großen Freude Nachricht von ihm selbst und zugleich die Mitteilung, daß er bei seiner bevorstehenden Reise nach Moskau in Prag Station machen werde. In der Wohnung des bekannten tschechischen Rechtsanwaltes Genossen *Sekanina* in der Dlouha Straße traf ich dann mit *Paul Jansen*, der Genossen *Sekanina* offensichtlich schon von früher kannte, zusammen. Von *Paul Jansen* erfuhr ich, daß es auch Genossen *Hans Kahle* gelungen war, den Nazis zu entgehen. Genosse *Richard Avisius* sei, wie er erfahren habe, den Faschisten in die Hände gefallen und in die Albrechtstraße verschleppt worden, wo man ihn ermordet habe.

Im Einverständnis mit den dafür zuständigen Genossen der KPTsch und unserer Emigrationsleitung wurde ich dann beim *Bund der Freunde der Sowjetunion* im Generalsekretariat Prag II, Dlačderna 3, als Administrator für die deutschsprachige Zeitung des Bundes *Sowjetrußland von heute*, später *Die neue Welt*, eingestellt. Mit Ausnahme des Generalsekretärs des Bundes, Genossen Ing. *Jiří Kotatko*, der meinen vollen Namen kannte, war ich den anderen Freunden und Genossen nur als Freund «Robert» bekannt, denn uns Emigranten war ja politische Tätigkeit nicht erlaubt. Hauptkassierer des Bundes war Genosse *Václav David*, Redakteurin Genossin *Mery Kotatkova*.

Diese Arbeit schuf zugleich die Grundlage einer erfolgreichen Tätigkeit für die mir übertragene Aufgabe, die Sendungen des Moskauer Rundfunks und die Bildung von Moskau-Abhörzirkeln zu popularisieren. Die Zusammenarbeit im Sekretariat war eine wirkliche Freude. Der *Bund der Freunde der Sowjetunion* (*Svaz přátel SSSR*) war eine starke Massenorganisation, die sehr vielfältig erfolgreich wirkte. Vereinbarungsgemäß berichtete ich Genossin *Ina Marr* in Moskau im Haus der Gewerkschaften, Soljanka 12, laufend über die Arbeitsergebnisse auf dem Radiosektor, insbesondere über die wachsende Zahl der Moskau-Abhörzirkel in der Tschechoslowakei. Zahlreiche Hörer standen auch in direktem schriftlichem Kontakt mit dem Moskauer Sender und übermittelten ihre Wünsche, wie das ebenso früher von vielen Hörern aus Deutschland getan wurde. Auf besonderen Wunsch erhielten die Hörer auch die Texte der gesendeten Vorträge zugesandt. Als Briefpapier für die Luftpost benutzten die Redaktionen des Senders damals das sehr dünne Zigarettentpapier.

Um den Empfang der Sendungen aus Moskau zu verhindern, setzten die Faschisten, wie dies auch bereits in der Weimarer Republik geschehen war, verstärkt Störsender ein. Doch auch damit konnten sie nicht verhindern, daß weiter einzeln und in kleinen Gruppen die Sendungen aus Moskau abgehört wurden. Wie groß die Anzahl der Moskau-Hörer in der Zeit der Naziherrschaft war, läßt sich nicht sagen, aber sicher ist, daß ihre Anzahl trotz Drohungen, Beschlagnahme von Geräten, Denunziationen, Bespitzelungen und Bestrafungen nicht zurückging, sondern noch anstieg. Nur in einigen Fällen gelang es den Faschisten, vom Abhören solcher Sendungen Kenntnis zu erhalten. Als ein Ergebnis der Bemühungen der Genossen *Kahle* und *Jansen*, die Arbeiter-Radio-Bewegung zu aktivieren, wurde in Straßburg – es muß 1935 gewesen sein – eine Konferenz der Freien Radio-Organisationen mehrerer Länder durchgeführt, auf der ein Internationales Büro als koordinierendes Organ geschaffen wurde. Ich wurde in Abwesenheit als dessen Mitglied gewählt mit der Aufgabe, die Radioarbeit in der Tschechoslowakei und Südosteuropa organisieren zu helfen. Mit Unterstützung der Genossin *Hermine* (*Herma*) *Bienenfeldova*, Redakteurin der tschechischen Frauenzeitung *Maják*, konnte ich mit mehreren Mitgliedern des ZK über Probleme der Arbeit auf dem Gebiet des Rundfunks sprechen, so mit den Genossen *Kopecki* und *Šmeral*. Damit habe ich eventuell indirekt mit dazu beigetragen, daß von der KP-Fraktion im Parlament der Beschluß zum Bau des Senders *Melnik* eingebracht wurde, der mit seinen deutschsprachigen Sendungen der Propaganda des nazistischen Rundfunks entgegenwirken konnte.

Bei einem nochmaligen kurzen Aufenthalt des Genossen *Paul Jansen* auf einer Durchreise in Prag (wir trafen uns wiederum beim Genossen *Dr. Sekanina*) erfuhr ich, daß sich Genosse *Kahle* in Moskau befand. Bald danach gingen die Genossen *Kahle* und *Jansen* nach Spanien und kämpften in den Internationalen Brigaden gegen die Faschisten. In der tschechischen Zeitung des *Bundes der Freunde der Sowjetunion Svět sovjetu* sah ich Genossen *Kahle* als Brigadekommandeur mit Genossen *Jansen* als Politikommissar «*De Pablo*» wieder.

In der ČSR konnten neue Erfolge bei der Bildung von Moskau-Abhörzirkeln erzielt werden, worüber ich der Genossin *Ina Marr* weiterhin regelmäßig berichtete, bis wir Anfang 1939 – wenige Wochen vor der Okkupation der ČSR – mit anderen Emigranten nach Norwegen reisten.

Der eine oder andere unserer Leser wird in der Tagespresse gelesen haben, daß der Rundfunk der DDR seit Oktober 1976 Experimental- sendungen in kopfbezogener Stereophonie abstrahlt, allgemein als Kunstkopf-Stereophonie bezeichnet. Sicher wird es nun viele Leser interessieren, was darunter zu verstehen ist und wie man sich daran beteiligen kann.

Was ist Kunstkopf-Stereophonie?

In Bild 1 sind die gängigen Übertragungsverfahren dargestellt, wobei die Verfahren 1, 2 und 4 auch vom Rundfunk übertragen werden. Verfahren 3 wird durch eine geeignete Schaltungstechnik in dem NF-Stereoverstärker realisiert.

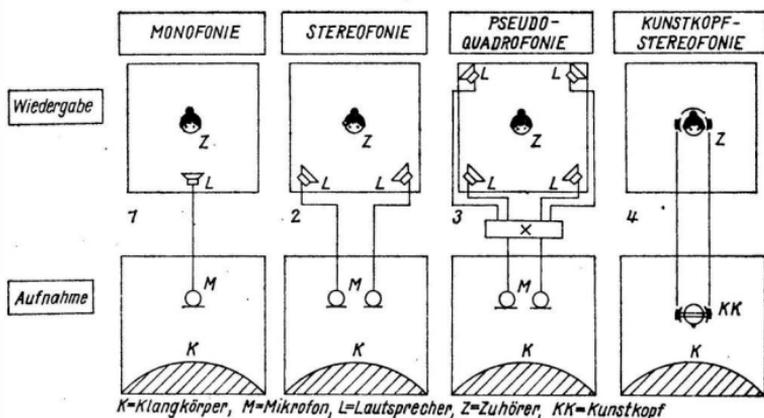


Bild 1 Schematischer Vergleich von Übertragungsverfahren

Die *Monofonie* ist das älteste Übertragungsverfahren, sie benötigt nur einen Übertragungskanal, ausgehend vom Aufnahmemikrofon im Studio bis zum Wiedergabelautsprecher beim Zuhörer. Alle Rundfunkempfänger der unteren Preisklasse und alle Kofferempfänger geben meist monofone Sendungen wieder. Man kann mit dem Gehör keine Schallquellen orten, das ist bei einkanaliger Übertragung nicht möglich.

Die *Stereofonie* benötigt zur Übertragung zwei getrennte Übertragungskanäle, es wird mit zwei Mikrofonen im Studio aufgenommen, und beim Zuhörer erfolgt die Wiedergabe über zwei getrennte Lautsprecher. Folgende Voraussetzungen müssen gegeben sein, um von echter Stereofonie sprechen zu können:

1. Das Stereo-Übertragungsverfahren muß kompatibel sein mit dem Mono-Übertragungsverfahren, denn beide Hörergruppen wollen ja z. B. das Programm des gleichen Rundfunksenders empfangen.
2. In einem Stereoempfangsteil muß ein Stereodekoder vorhanden sein, der aus dem Sendesignal die beiden Kanalinformationen aufbereitet.
3. Durch einen zweikanaligen NF-Stereoverstärker werden die beiden Kanalinformationen verstärkt und über zwei getrennte Lautsprecher wiedergegeben.

Da der Mensch mit seinen beiden Ohren räumlich hören kann, ist er beim Anhören einer Stereowiedergabe in der Lage, den Standort einzelner Musikinstrumente festzustellen. Allerdings muß er einen bestimmten Platz vor den Lautsprechern der Stereoanlage einnehmen.

Bei der *Pseudo-Quadrofonie* (Stereo-Ambiofonie) wird durch eine Kunstschaltung der Raumsignalanteil im Stereosignal als Differenzsignal zwischen dem linken und dem rechten Stereosignal gebildet, verstärkt und über Lautsprecher hinter dem Zuhörer wiedergegeben. Durch diese Zusatzinformation wird der Raumeindruck bei einer Konzertwiedergabe verbessert, so daß man dem Original einen Schritt näher kommt.

Neu ist die *Kunstkopf-Stereofonie*, auch *kopfbezogene Stereofonie* benannt, mit der man der originalgetreuen Wiedergabe noch näher kommt. Sie basiert auf dem Stereo-Übertragungsverfahren, hat aber ein anderes Aufnahmeverfahren und kann nur durch einen Stereokopfhörer wiedergegeben werden. Die Aufnahme erfolgt mit einer Nachbildung des menschlichen Kopfes (Kunstkopf). Sowohl im rechten als auch im linken Gehörgang des Kunstkopfs befindet sich jeweils ein empfindliches Mikrofon. Die beiden Signale werden zweikanalig getrennt verstärkt und gelangen am Ende an die entsprechende Kopfhörerohrmuschel. Bei der Wiedergabe ist man jetzt nicht

mehr an einen bestimmten Platz im Wiedergaberaum gebunden, schließt man die Augen, so denkt man bei einer Konzertübertragung, man säße auch im Konzertsaal. Wobei bei der Aufnahme auch tatsächlich der Kunstkopf im Konzertsaal plaziert wird – mitten in das Orchester gestellt, wäre die Wiedergabe etwas ungewöhnlich. Im Grunde ist die Übertragung kopfbezogener Stereophonie eine Ohr-zu-Ohr-Übertragung. Das kommt besonders beim Hörspiel zur Geltung, wenn die Schauspieler um den Kunstkopf agieren und sogar den Zuhörer in das Spiel einbeziehen.

Wie empfängt man kopfbezogene Stereophonie?

Voraussetzung ist eine Stereoempfangsanlage, bestehend aus Stereoempfangstuner und Stereo-NF-Verstärker, und ein Stereokopfhörer. Die meisten Stereo-NF-Verstärker haben einen Anschluß für Stereokopfhörer, so daß man unbedenklich die Stereokopfhörer anschließen kann. Muß man erst einen passenden Anschluß anbauen, so sollte man Schutzwiderstände vom Lautsprecheranschluß zum Kopfhöreranschluß vorsehen (400 bis 600 Ω , 1/2 W). Sollen mehrere Stereo-

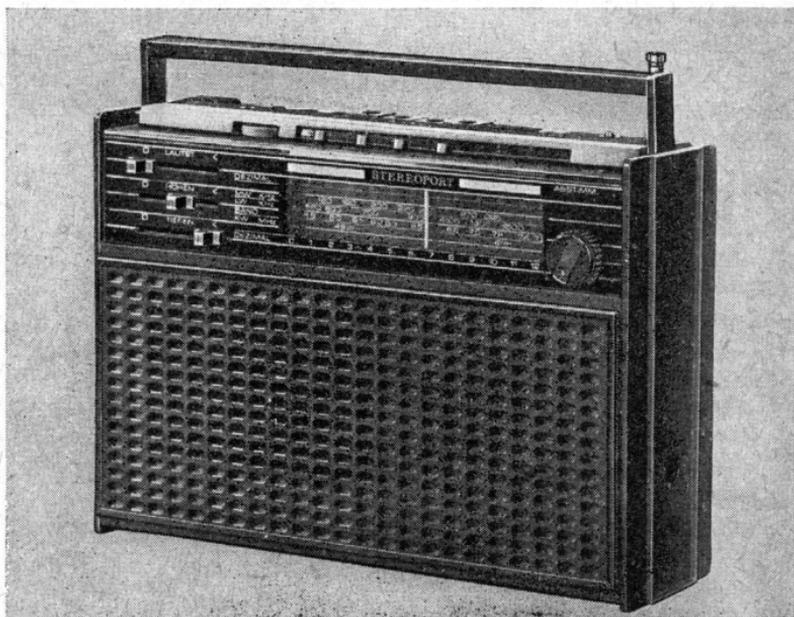
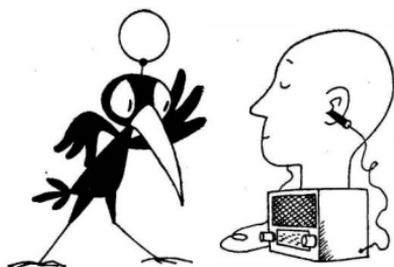


Bild 2 Neu im Angebot des Fachhandels ist der Stereo-Koffersuper Stereoport, Stereosendungen werden mit Stereohörer abgehört (Foto: RFT-Pressedienst)



kopfhörer angeschlossen werden, baut man sich in ein kleines Kästchen die entsprechenden Anschlußbuchsen und schaltet sie parallel.

Ein ideales Gerät, weil tragbar, ist der Stereoreiseempfänger *SRE 100 Stereoport* (Bild 2), mit dem man auch die Sendungen in kopfbezogener Stereofonie abhören kann. Der Koffersuper *Stereoport* (Kombinat VEB Meßgerätewerk Zwönitz) ermöglicht den Empfang stereofoner Rundfunksendungen auf UKW sowie den Empfang von Lang-, Mittel- und Kurzwelle. Das Gerät kann sowohl mit 6 Monozellen *R 20* als auch mit dem integrierten Netzteil am 220-V-Wechselstromnetz betrieben werden. Es verfügt über eine eingebaute Teleskop- und eine Ferritantenne. Mit 6 Batterien hat das Gerät eine Masse von etwa 5,5 kg.

In der Schaltung werden modernste Bauelemente eingesetzt. So kommen 3 integrierte Schaltkreise, 17 Si-Transistoren, 14 Dioden, 2 Z-Dioden, 1 Lumineszenzdiode sowie 2 Piezofilter zum Einsatz. Um die Qualität des Stereoempfangs zu garantieren, sind eine automatische Verstärkungsstabilisierung, eine automatische Mono/Stereo-Umschaltung und ein elektronisch stabilisiertes Netzteil vorgesehen. Die Abstimmung geschieht mit Zweifach-Drehkondensator bei AM und FM. Zum Abhören der Stereosendungen, die durch eine Lumineszenzdiode angezeigt werden, wird ein Stereokopfhörer verwendet. Über den schaltbaren Eingang TA/TB kann *Stereoport* für den Betrieb mit einem Stereo-Magnetbandgerät bzw. -Plattenspieler verwendet werden. In Verbindung mit einer Stereo-NF-Anlage ist die Möglichkeit der Verwendung als HF-Tuner gegeben. Außerdem kann das Gerät durch seinen eingebauten Lautsprecher als Monoreiseempfänger genutzt werden. Für alle Bereiche ist Autoantennenanschluß vorhanden.

Das Gerät hat eine servicefreundliche Konstruktion und ist mit zwei Leiterplatten bestückt, auf denen alle elektrischen Bauelemente untergebracht sind. In der UKW-Ebene sind Merkreiter vorhanden. Der als Drehregler ausgeführte Balanceregler befindet sich ebenfalls in dieser Ebene, die Regler für Höhen, Tiefen und gehörrichtige Lautstärke dagegen sind Schieberegler.

Wann sind Experimentalsendungen?

Der Berliner Rundfunk hat im Oktober 1976 auf der Stereo-Frequenz Berlin II (91,4 MHz) mit der Ausstrahlung von Experimentalsendungen in Kunstkopf-Stereofonie begonnen und führt diese Sendungen fort. In der Programmzeitschrift *FF-Dabei* wird das im Rundfunkprogrammteil angezeigt; Bild 3 zeigt das Emblem dafür. Bild 4 gibt ein Beispiel einer Programmankündigung wieder. Ab Januar 1977 übertragen auch die UKW-Stereo-Sender von Radio DDR II alle vier Wochen mittwochs von 22.00 bis 23.00 Uhr Sendungen in kopfbezogener Stereofonie. Tabelle 1 gibt eine Übersicht dieser Sender und ihrer Frequenzen im UKW-Bereich. Am überzeugendsten wirken auf den Hörer Hörspiele, bei Musiksendungen ist der plastische Eindruck nicht ganz so deutlich.

Oft wird die Frage gestellt, ob man solche Kunstkopf-Stereosendungen auch mit dem Magnetbandgerät aufnehmen kann. Das geht natürlich nur, wenn man ein geeignetes Stereo-Magnetbandgerät zur Verfügung hat. Schallplatten mit Aufnahmen in Kunstkopf-Stereofonie gibt es aber noch nicht.

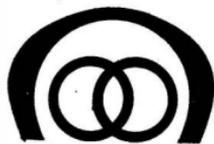


Bild 3 Emblem für Kunstkopf-Stereofonie der Zeitschrift *FF-Dabei*

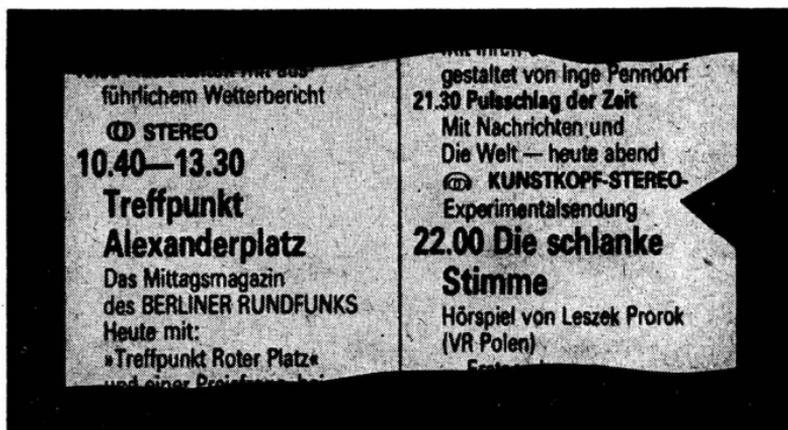


Bild 4 Auf diese Weise werden die Kunstkopf-Stereo-Experimentalsendungen der Rundfunks der DDR in der Programmzeitschrift *FF-Dabei* angekündigt

**Tabelle 1 Stereofrequenzen
der UKW-Sender von Radio DDR II/
Berliner Rundfunk**

Sender	Frequenz
Berlin II	91,04 MHz
Marlow IV	91,05 MHz
Dresden IV	92,25 MHz
Inselsberg IV	92,55 MHz
Schwerin IV	92,75 MHz
Karl-Marx-Stadt IV	92,85 MHz
Leipzig IV	93,85 MHz
Brocken IV	94,60 MHz
Dequede IV	94,90 MHz
Cottbus IV	98,60 MHz
Berlin IV	99,70 MHz

Kopfhörer und Zusatzgeräte

Wie schon mehrfach betont, ist für die Wiedergabe ein Stereokopfhörer erforderlich, da eine kopfbezogene Stereosendung bei Wiedergabe über zwei Lautsprecher weniger überzeugend wirkt als eine echte Stereosendung. Den geschilderten Vorteilen stehen eigentlich nur zwei Nachteile gegenüber. Einmal, daß man über die «Strippe» mit der Stereoempfangsanlage verbunden ist. Außerdem sind die im Handel erhältlichen Stereokopfhörer sogenannte geschlossene Systeme. Das heißt, man nimmt die Umwelt gehörmäßig nicht wahr. Will man an den Hörenden eine Frage richten, so muß man brüllen, oder er muß die Stereohörer absetzen.

Der neue dynamische Kopfhörer *DK 75* (VEB *Funktechnik* Leipzig) ist ein Gerät der gehobenen Mittelklasse. Er arbeitet nach dem Prinzip des dynamischen, geschlossenen Systems (s. Bild 5). Die technischen Parameter sind: Schwingspulenimpedanz bei 1000 Hz etwa 400 Ω . Wandlerempfindlichkeit 120 dB und Klirrfaktor $\leq 1\%$, jeweils gemessen bei 1 mW und 1000 Hz, der Übertragungsbereich gemessen mit Koppler 20 Hz bis 18 kHz, Belastbarkeit 60 mW oder 4 System. Die Masse des Hörers beträgt ohne Zuleitung 260 g. Die Zuleitung ist 3,5 m lang.

Der Hörer wird in zwei Anschlußmöglichkeiten geliefert:

1. mit 2 Spezialbuchsensteckern,
2. mit dem für dynamische Kopfhörer standardisierten Stecker des Typs *DKAV 05*.

Die Spezialbuchsenstecker gestatten den Anschluß des Hörers an Lautsprecherausgänge unter Beachtung der notwendigen Schutzmaßnahmen (gleichspannungsfreies Signal). Hörer mit dem Stecker des

Typs *DKAV, 05* können nur an für Kopfhörer bestimmte Ausgänge angeschlossen werden. Ein breiter, sehr elastischer Kopfbügel, der mit einem schaumstoffgepolsterten Überzug versehen ist, und folieüberzogene Schaumstoff-Formteile, die sich ohrumschließend weich und elastisch anlegen sowie lästiges Drücken der Hörersysteme an den Ohren verhindern, verleihen dem Hörer einen angenehmen Sitz. Die weichen Ohrpolster gewährleisten gutes Abdichten gegenüber Störgeräuschen. Mit den zwei Gleitbügeln kann der Kopfbügel den unterschiedlichen Anforderungen angepaßt werden.

Zur subjektiven Beurteilung des Klangbilds ist folgendes zu sagen: verzerrungsfreie volle Klangwiedergabe bei sehr guter Wandlerempfindlichkeit, sauberes und äußerst transparentes Klangbild. Die gute Ausstattung des Hörers, seine verbesserten technischen Parameter, z. B. Übertragungsbereich, Wandlerempfindlichkeit und geringe Masse, sowie seine moderne Form sind wesentliche Faktoren, die den Gebrauchswert positiv beeinflussen. Im Fachhandel werden außerdem noch die Stereokopfhörer *DK 66* (VEB *Funktechnik* Leipzig) und *SN 50* (Volksrepublik Polen) angeboten. Zur Zeit wird ein sogenannter offener Stereohörer entwickelt, den man etwa ab 1979 im Handel erhalten kann. Beim offenen Stereohörer nimmt man die Raumgeräusche wahr, bleibt also in das Familienleben einbezogen.

Für ältere Stereoanlagen, die keinen Kopfhörerausgang haben, bietet



Bild 5
Neben den guten Übertragungswerten hat der Stereohörer *DK 75* auch angenehmere Trageeigenschaften als ältere Kopfhörertypen (Foto: RFT-Pressedienst)

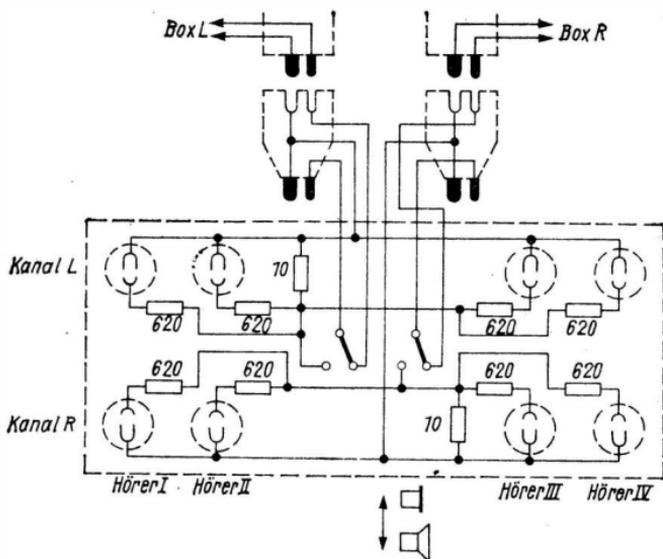


Bild 6 Innenschaltung der Stereo-An-und-Umschaltseinrichtung 71, die bei älteren Stereoempfangsanlagen einen problemlosen Anschluß von vier Stereohörern ermöglicht

der Fachhandel die *Stereo-An-und-Umschaltseinrichtung 71* an (VEB Funktechnik Leipzig), Preis etwa 40,- M. Es lassen sich vier Stereohörer gleichzeitig anschließen, wobei die Impedanzen 100 bis 2000 Ω sein können. Die Verbindungsleitungen sind 3 m lang. Bild 6 zeigt die Innenschaltung des Geräts. Mit der Drucktaste läßt sich wahlweise Kopfhörer- oder Lautsprecherbetrieb einschalten, es müssen also nicht immer die Stecker umgesteckt werden. Der besondere Wert der Geräts besteht darin, daß als Überlastungsschutz für den Stereohörer Schutzwiderstände eingebaut sind.

Eine notwendige Nachbemerkung

Nach dem Anhören kopfbezogener Stereosendungen bin ich überzeugt von dem Qualitätsgewinn, der besonders deutlich bei Wortsendungen eintritt, wenn der Zuhörer in das Geschehen einbezogen wird. Bei der Aufnahme von Konzerten befindet sich der Kunstkopf im Saal, so daß alle Geräusche wie Papierrascheln, Husten usw. deutlich zu hören sind. Auf einer Schallplatte würden mich diese Geräusche stören, wenn immer an der gleichen Stelle das Husten bzw. das Rascheln mit dem Schokoladenpapier beginnt. Allerdings, Möglich-

keiten für die Schallplatte bieten sich bei der LITERA-Produktion an.

Begrenzt sind ebenso noch die Ortungsmöglichkeiten in einem Winkelbereich von 30° vor dem Hörer. Ganz so einfach sind die Vorgänge des Hörens und des gedanklichen Verarbeitens im Kopf beim Menschen eben nicht, wie sich das so ein Kunstkopf vorstellt. An diesen Problemen wird gearbeitet, d.h., das Verfahren des kopfbezogenen Stereohörens ist gut, aber es kann durchaus noch weiterentwickelt werden.

Im kapitalistischen Ausland gibt es eine Kunstkopf-Stereo-Euphorie. Die einen sagen der Kunstkopf-Stereofonie nach, daß sie die Quadro-Technik (4-Kanal-Übertragung) aus dem Feld schlage. Die anderen meinen, daß die 4-Kanal-Technik der Kunstkopf-Stereofonie weit überlegen ist. Wenn man weiß, daß die ersteren die Hersteller von Stereohörarmaturen sind, die anderen die Hersteller von Quadro-Anlagen, so kann man sich ausrechnen, daß bei dieser Auseinandersetzung die wirklichen technischen Möglichkeiten außer acht gelassen werden. Jede dieser Gruppen hat nur daran Interesse, ob sie es ist, der der größte Profitanteil an diesem Geschäft mit dem schlecht informierten Rundfunkhörer gelingt.



Wir klären Begriffe
TONARM

Schaltungspraxis moderner Fernsehempfänger

Ing. Klaus K. Streng

Die Technik des modernen Fernsehempfängers entwickelt sich ständig weiter. Allerdings sind solche Schaltungsänderungen meist für den Besitzer eines Geräts kaum zu bemerken. Der interessierte Techniker jedoch entdeckt alljährlich einige Neuheiten, die den erhöhten Bedienungskomfort, die größere Zuverlässigkeit und die bessere Servicefreundlichkeit betreffen. Brachten die vergangenen Jahre eine zunehmend stärkere Transistorisierung, den Stationstastentuner, die Sensortasten und die Ultraschall-Fernbedienung, so ist 1976/77 das Vordringen der integrierten Schaltkreise (IS) in den Fernsehempfänger das hervortretende Moment.

Sicher, einige IS gab es während der vergangenen Jahre bereits im Fernsehempfänger. Wir berichteten darüber im *Elektronischen Jahrbuch 1977* [1]. Aber es waren «nur» einige bestimmte Stufen bzw. Geräteteile, die mit integrierten Schaltkreisen arbeiteten: der NF-Verstärker, der ZF-Verstärker mit FM-Demodulator, der Spannungsregler für den elektronisch abstimmbaren Tuner – diese findet man auch weiterhin in der Schaltungspraxis.

1976/77 brachte das Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) eine Reihe von Schaltkreisen heraus, mit denen Schwarzweiß- und Farbfernsehempfänger bestückt werden können:

- A 240 D – Bild-ZF-Verstärker mit Videodemodulator,
- A 230 D – RGB-Matrix,
- A 270 D – Verstärker für das Video- bzw. Luminanzsignal,
- A 204 K – Verstärker für den Vertikal-Ablenkteil,
- A 295 D – SECAM-Dekoder [2].

Auf der Leipziger Frühjahrmesse 1977 waren mit Ausnahme des A 295 D die ersten Geräte mit diesen neuen IS zu sehen. Als typisches Gerät soll der Farbfernsehempfänger *Chromat 1060* des VEB *Fernsehgeräteecke* Staßfurt genannt werden, um einige Anwendungsbeispiele zu zeigen.

Bild 1 gibt den Bild-ZF-Verstärker dieses Geräts mit A 240 D

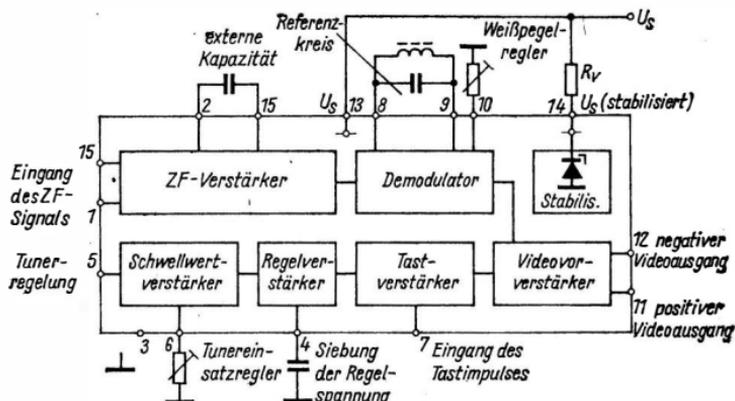


Bild 1 Bild-ZF-Verstärker mit A 240 D im Farbfernsehempfänger Chromat 1060 (VEB Fernsehgerätee Werke Staßfurt)

wieder [3], und Bild 2 gestattet einen Einblick in das komplizierte «Innenleben» dieses Schaltkreises [4]. Zwischen den Anschlüssen 1 und 16 wird die Eingangsspannung angelegt. Der Verstärkerteil ist symmetrisch, d. h., keine der Eingangsklemmen liegt an Masse. Zwei der Eingangsstufen weisen zwischen den Emittern der Transistorelemente Dämpfungsdioden auf. Sie werden von einem Regelverstärkerteil so gesteuert, daß sie die Verstärkung mehr oder weniger dämpfen. Der Regelungsbereich beträgt 50 bis 60 dB.

Die eigentliche Spannungsverstärkung wird nun in 3 Stufen vorgenommen (T3/T4; T7/T8 und T13/T14). Die anderen Verstärkerelemente des Verstärkerteils (T1/T2; T5/T6; T11/T12; T15 bis T18) sind als Emitterfolger geschaltet. Sie trennen die Verstärkerstufen voneinander bzw. unterstützen die Regelung (T9/T10). Am Ausgang des Verstärkerteils (T17/T18) wird das Signal dem Begrenzerverstärker zugeführt. An die Anschlüsse 8 und 9 ist ein auf die Bildträgerfrequenz 38,9 MHz abgestimmter Schwingkreis angeschlossen. An ihm steht ein regeneriertes Trägersignal. Es wird dem Transistorquartett T27 bis T30 als Schaltspannung zugeführt, außerdem das verstärkte ZF-Signal über T21/T22. Beide Signale multiplizieren sich. Das Ergebnis ist eine Demodulation ohne ungewollte Mischprodukte aus Bild- und Ton-ZF bzw. mit dem Farbhilfsträger. Auch der Träger wird weitgehend unterdrückt.

Die gesamte Schaltung des Schalt-Demodulators ist recht aufwendig – mit diskreten Bauelementen wäre der dazu notwendige Aufwand zu kostengünstig. Es ist ein Vorteil der integrierten Schaltung, daß man hier einen solchen Aufwand treiben kann. Der Demodulation des Bildsignals folgt eine Vorverstärkung des Video-

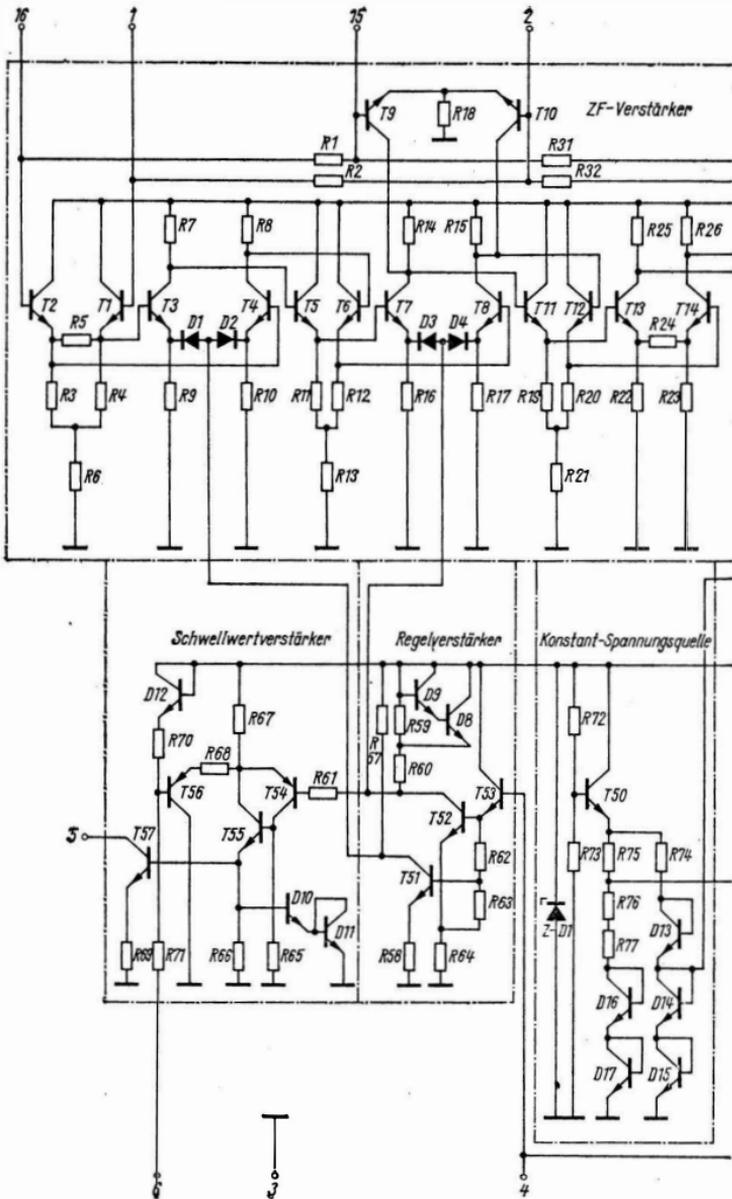
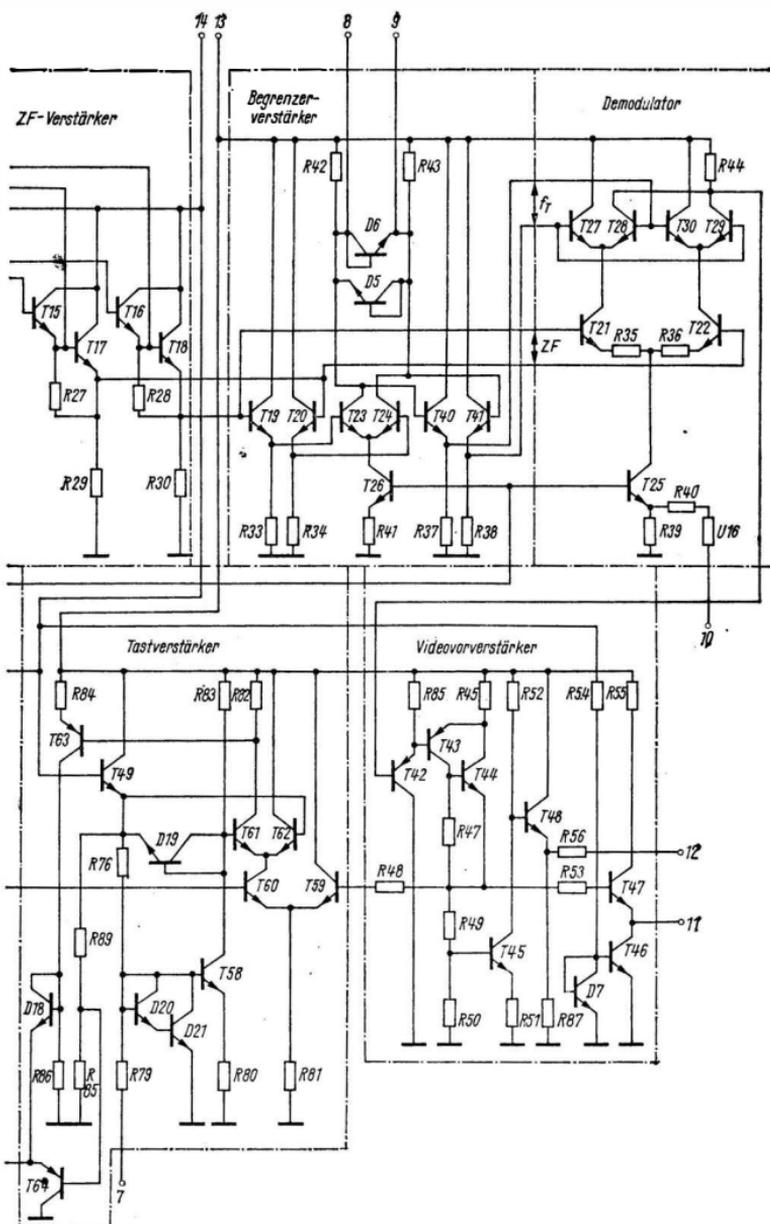


Bild 2 Stromlaufplan des integrierten Schaltkreises A 240 D



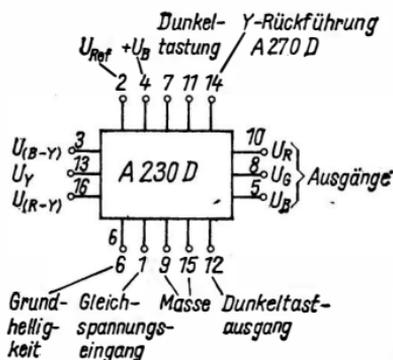


Bild 3
Übersichtsschaltplan des integrierten
Schaltkreises A 230 D

signals (T45 bis T48), das an den Ausgangsklemmen 11 (negative Synchronimpulse) oder 12 (positive Synchronimpulse) erscheint. Am Anschluß 7 des Schaltkreises liegt die getastete Regelspannung $U_{RS} = 1,5$ bis 5 V. Diese Regelspannung wird mit einer internen Spannung verglichen. Entsprechend dem Ergebnis dieses Vergleichs wird über den Regelverstärkerteil im A 240 D am Anschluß 5 eine Regelspannung für die Tuner erzeugt. Gleichzeitig steuert diese Regelspannung über T51 die Dioden-Dämpfungsglieder und damit die Verstärkung des ZF-Verstärkers.

Weiter soll auf die Wirkungsweise dieses komplizierten Schaltkreises nicht eingegangen werden. Man vergegenwärtige sich nur, daß dieser Bauteil in einem winzigen DIL-16-Plastgehäuse (kleiner als 25 mm lang und 8 mm breit) einen vollständigen geregelten Bild-ZF-Verstärker mit über 80 dB Verstärkung bei 7 MHz Bandbreite und einen aufwendigen Multiplikations-Demodulator enthält – ohne zu schwingen. Dieser Hinweis zeigt schon deutlich, was heute mit der Technik der integrierten Schaltkreise möglich ist.

Als weiterer Schaltkreis wurde eingangs der A 230 D genannt [5]. Er ist, im Gegensatz zu dem soeben beschriebenen A 240 D, nur für Farbfernsehempfänger bestimmt. Bild 3 zeigt den Übersichtsschaltplan des A 230 D. An die Klemmen 3 und 16 werden die Farbdifferenzsignale U_{B-Y} und U_{R-Y} geführt, die aus dem SECAM-Dekoder stammen. Außerdem erhält Klemme 13 das Leuchtdichtesignal U_Y . Der IS stellt aus diesen Signalen die 3 Primärfarbsignale U_B , U_R und U_G her, die den RGB-Endstufen zugeführt werden.

Die Dematrizierung, d. h. die Herstellung der 3 Farbartsignale für Rot, Blau und Grün, beruht auf dem mathematischen Zusammenhang der Farbdifferenzsignale U_{R-Y} und U_{B-Y} einerseits und dem Leuchtdichtesignal U_Y andererseits. Es ist

$$0,30 (U_R - U_Y) + 0,59 (U_G - U_Y) + 0,11 (U_B - U_Y) = 0.$$

Daraus folgt für das 3. Farbdifferenzsignal:

$$(U_G - U_Y) = -\frac{0,30}{0,59} (U_R - U_Y) - \frac{0,11}{0,59} (U_B - U_Y).$$

Aus den 3 Farbdifferenzsignalen $(U_R - U_Y)$, $(U_G - U_Y)$ und $(U_B - U_Y)$ kann man durch Addition von U_Y die 3 Primärfarbsignale gewinnen, und ebendas wird durch den Schaltkreis *A 230 D* erreicht.

In Bild 4 ist die Innenschaltung des *A 230 D* zu sehen. Waren in den Farbfernsehempfängern *Color 20/Color 21* noch jeweils 6 Transistoren erforderlich, so geschieht der entsprechende Vorgang im *Chromat 1060* mit einem IS, ebendem *A 230 D*. Auf weitere Einzelheiten wie Referenz Ausgangsspannung, Dunkelastung, Gleichspannungseingang soll nicht eingegangen werden, da sie für das Funktionsprinzip dieses Schaltkreises nicht von Bedeutung sind. Der *A 230 D* ist auch in einem 16poligen Plastikgehäuse untergebracht. Von seinen technischen Daten sei nur die Gesamtverlustleistung herausgegriffen, sie darf 1060 mW bei einer Umgebungstemperatur von 25 °C betragen. Ein weiterer Schaltkreis, der *A 270 D*, ist ebenfalls für Farbfernsehempfänger bestimmt. Wie sein Übersichtsschaltplan (Bild 5) zeigt, enthält dieser Schaltkreis Videoverstärker (Vor- und Endstufe), Helligkeitsklemmschaltung, Schwarzwerttastschaltung, Kontraststrombegrenzung und einen getrennten npn-Transistor [6]. Vom Herstellerwerk wird dieser Schaltkreis als *Leuchtdichtesignalverstärker*, das ist der Videoverstärker im Farbfernsehempfänger, bezeichnet. Bild 6 zeigt die Einordnung des *A 270 D* im Farbfernsehgerät.

An Klemme 3 wird das Eingangssignal, d.h. das demodulierte FBAS-Signal aus dem Videodemodulator, über eine Videotreiberstufe im *Chromat 1060* und eine Verzögerungsleitung zugeführt. Diese Verzögerungsleitung – Verzögerung etwa 0,7 μ s – ist typisch für den Leuchtdichtesignalverstärker. Sie soll die zeitliche Übereinstimmung von Leuchtdichte- und Farbsignal wiederherstellen, die zwar im Sender vorhanden, im Empfänger aber wegen des unterschiedlichen Signalwegs der beiden Signalteile verlorengegangen war [7].

Hier wird das Signal breitbandig verstärkt und der Helligkeitsklemmschaltung innerhalb des Schaltkreises *A 270 D* zugeführt. Ihre Ausgänge (Klemme 12) führen zu einem Potentiometer, mit dem der Arbeitspunkt der Videoendstufe (im Fall des *Chromat 1060*: der RGB-Endstufe) eingestellt werden kann. Gleichzeitig führt man das verstärkte FBAS-Signal auch einem Videovorverstärker (Impedanzwandler) zu. Sein Ausgang liegt an Klemme 1. Von ihr und der Klemme 15 des *A 270 D* wird das verstärkte Y-Signal (Leuchtdichtesignal) der RGB-Matrix zugeführt (im *Chromat 1060* ist das der Schaltkreis *A 230 D*). Der getrennte npn-Transistor – Kollektor an

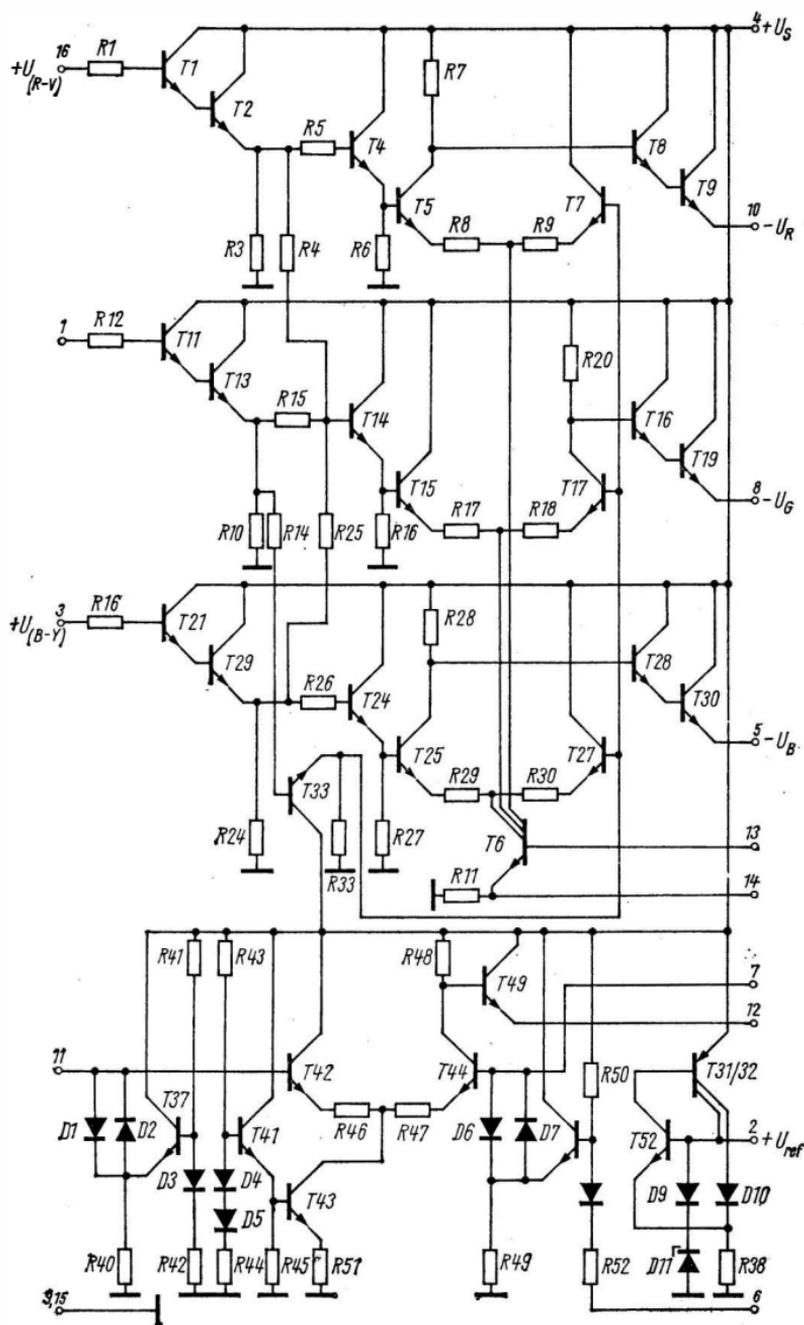


Bild 4 Stromlaufplan des integrierten Schaltkreises A 230 D

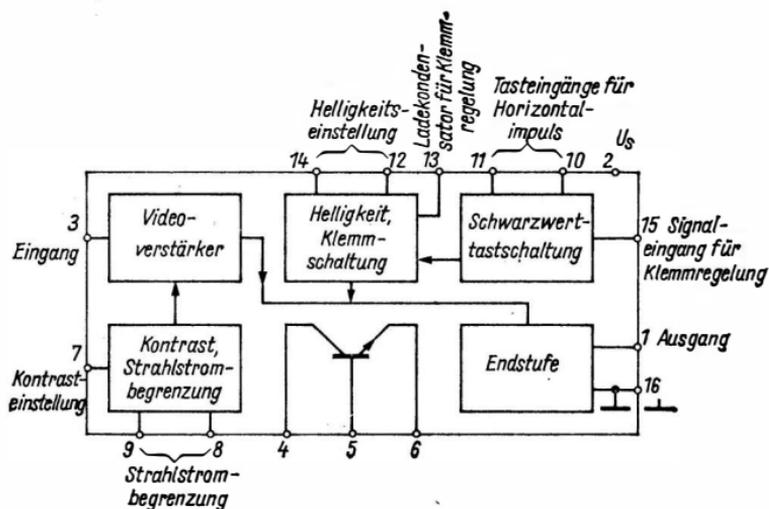


Bild 5 Übersichtsplan des A 270 D

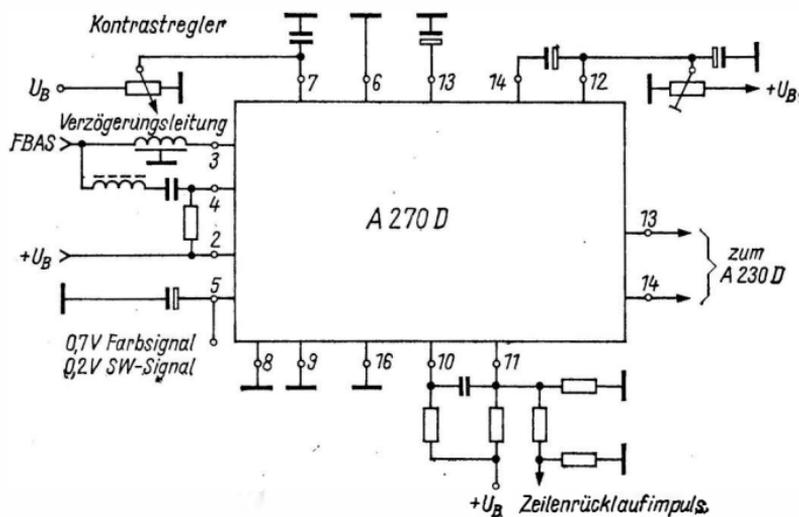


Bild 6 Leuchtdichtesignalverstärker mit A 270 D

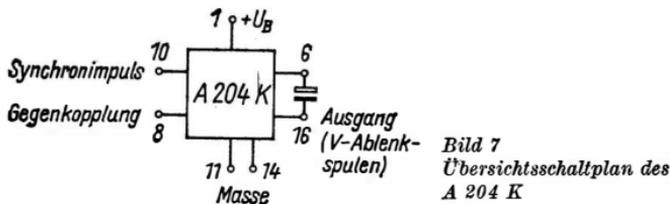


Bild 7
Übersichtsschaltplan des
A 204 K

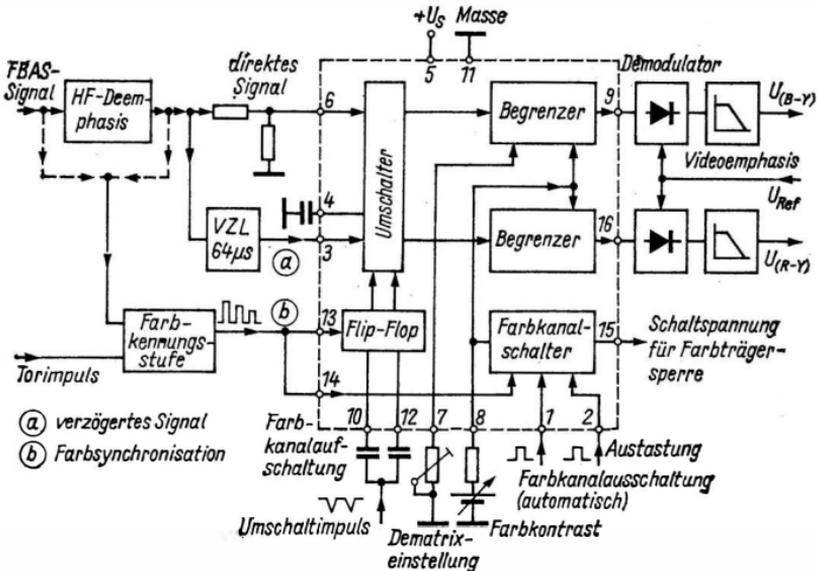


Bild 8 Übersichtsschaltplan eines SECAM-Dekoders mit A 295 D (gestrichelt die Teile, die im A 295 D enthalten sind)

Klemme 4, Basis an Klemme 5, Emitter an Klemme 6 – ist meist als Schaltstufe für die Farbträgersperre («Color killer») eingesetzt; durch Verändern der Gleichspannung an Klemme 7 wird der Kontrast geregelt.

Ein weiterer neuer IS, den man im *Chromat 1060* findet, ist der *A 204 K*. Über diesen Schaltkreis ist bis jetzt (Juli 1977) noch keine nähere Veröffentlichung erschienen. Es handelt sich bei ihm um einen Vertikalablenkverstärker – also ohne Vertikalablenkgenerator. Er erhält an Klemme 10 das vorverzerrte Vertikalablenksignal. Zwischen den Klemmen 8 und 10 beeinflusst ein Regler die vertikale Bildlinearität. Der «fertige» V-Ablenkstrom wird an Klemme 16 abgenommen und den Ablenkspulen zugeführt. Bild 7 gibt einen vereinfachten Einblick in den elektrischen Aufbau des *A 204 K*.

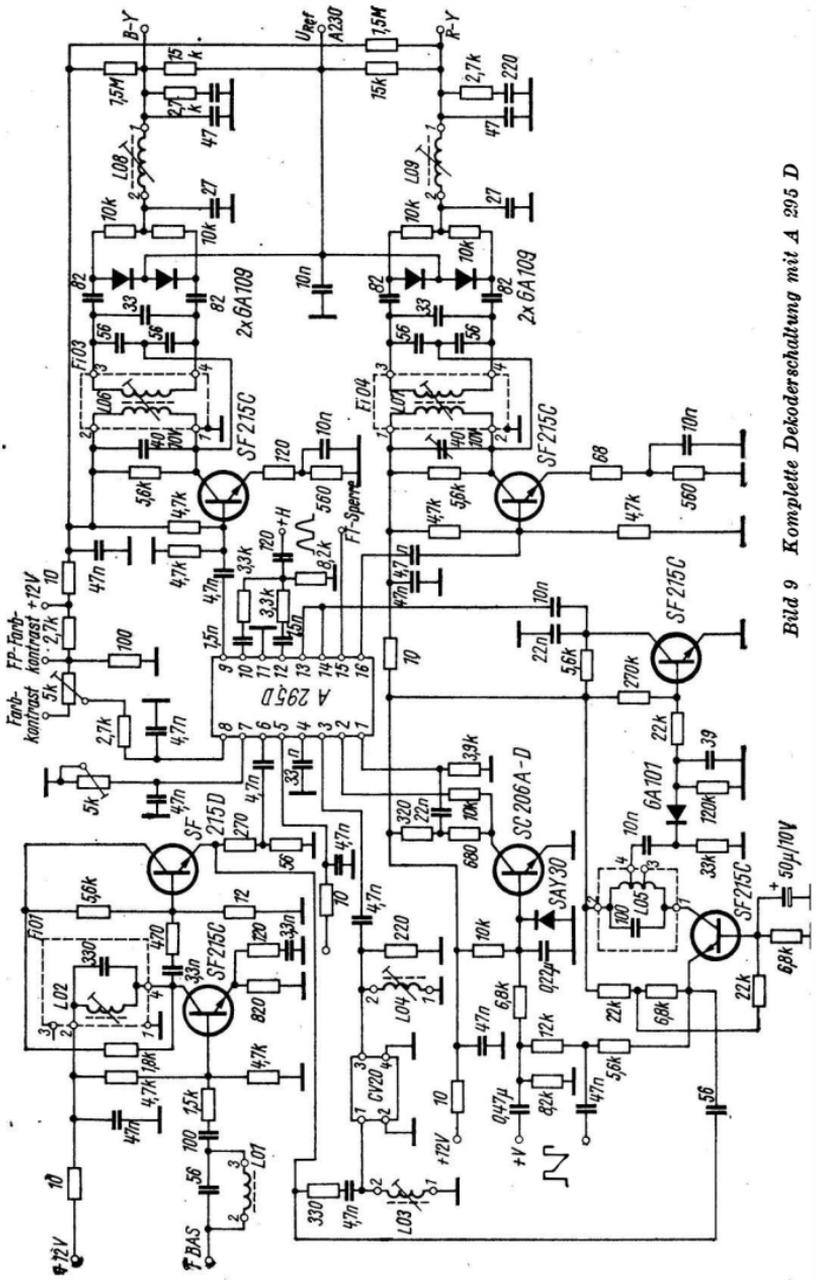


Bild 9 Komplexe Dekoderschaltung mit A 295 D

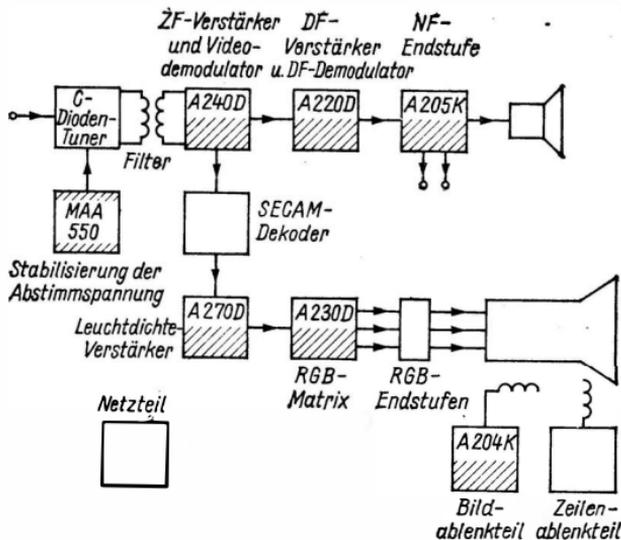


Bild 10 Übersichtsschaltplan des Farbfernsehempfängers Chromat 1060 (vereinfacht), die integrierten Schaltkreise sind durch Schraffur hervorgehoben

Nicht im *Chromat 1060* eingesetzt wird der Schaltkreis *A 295 D*. Er stellt einen kompletten SECAM-Dekoder dar: Farbkanalabschaltung bei SW-Empfang, phasenrichtige Synchronisation des SECAM-Schalters, der im *A 295 D* enthalten ist und Begrenzer für das Farbträgersignal. Die charakteristische Verzögerungsleitung von etwa $64 \mu\text{s}$ Verzögerungsdauer (eine Bildzeile), die ein Merkmal des SECAM-Verfahrens ist, und die FM-Demodulatoren für die geträgerten Farbdifferenzsignale (R-Y) und (B-Y) sind *nicht* im *A 295 D* enthalten, sondern müssen mit diskreten Bauelementen realisiert werden. In Bild 8 [8] wird der Inhalt eines kompletten SECAM-Dekoders gezeigt, gestrichelt sind die Teile umrandet, die im *A 295 D* enthalten sind. Bild 9 zeigt schließlich eine komplette Dekoderschaltung mit dem *A 295 D*.

Bild 10 zeigt die Einordnung der besprochenen IS – und andere, die bereits länger bekannt sind – im Farbfernsehempfänger *Chromat 1060*. Vergessen wir nicht: Das ist nur *ein* Farbfernsehempfänger aus unserer Produktion, zweifellos werden weitere Geräte (SW- und Farbfernsehempfänger) folgen und mit den neuen IS ausgerüstet sein.

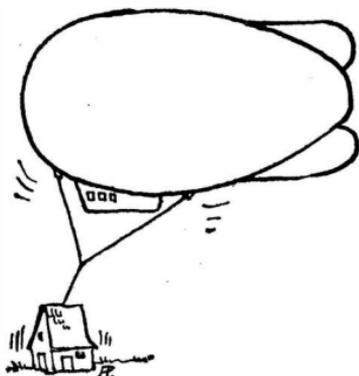
Außer den IS im Farbfernsehempfänger *Chromat 1060* entwickelte das Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) noch den *A 250 D*, eine Horizontalablenkkombination, bestehend aus einem Amplitudensieb mit Störaustattung, einer Bildkipptrennstufe, einer Phasen-

vergleichsschaltung, einem Zeilenfrequenzoszillator und einer Zeilenendstufe, sowie den A 223 D, einen DF-Verstärker und Demodulator, oder die Horizontalkombination (mit Thyristor) A 252 D.

Die Entwicklung IS plus wenige diskrete Bauelemente plus Farb- bildröhre war zwar seit Jahren vorauszusehen – daß sie allerdings so schnell erfolgte, überraschte viele Fachleute. Es zeigt sich einmal mehr, wie sehr unsere Konsumgüterelektronik-Industrie bemüht ist, den technischen Höchststand mitzubestimmen.

Literatur

- [1] *Streng, K. K.*: combi-vision 310 – ein nicht alltäglicher Fernsehempfänger, Elektronisches Jahrbuch 1977, Militärverlag der DDR, Berlin 1976
- [2] *Schlegel, W. E.*: Neue lineare integrierte Schaltungen aus dem Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), radio fernsehen elektronik 25 (1976) 17, Seite 551 bis 556
- [3] *Welzel, H. J./Erler, H.*: Chromat 1060 – das erste Gerät einer neuen Farbfernsehempfänger-Generation, radio fernsehen elektronik 26 (1977) 9, Seite 295 bis 302 und 305 bis 307
- [4] *Gutsche, B.*: Integrierter Bild-ZF-Verstärker mit Demodulator A 240 D, radio fernsehen elektronik 26 (1977) 9, Seite 287 bis 290
- [5] *Gebhard, S.*: Integrierte Schaltung A 230 D – Applikation, radio fernsehen elektronik 26 (1977) 8, Seite 254, 259 und 260
- [6] *Krüger, H.-H.*: A 270 D, A 295 D, A 230 D – Aufbau, Funktionsweise und Anwendung, radio fernsehen elektronik 26 (1977) 8, Seite 248 bis 253
- [7] *Streng, K. K.*: Kleine Einführung in das Farbfernsehen, Band 89 der Broschürenreihe «electronica», Deutscher Militärverlag, Berlin 1969
- [8] *Schmidt, H. J.*: Integrierte Schaltung A 295 D – Applikation, radio fernsehen elektronik 26 (1977) 8, Seite 260 bis 265
- [9] *Streng, K. K.*: Praxis der Farbfernsehempfängertechnik, Band 106 der Broschürenreihe «electronica», Deutscher Militärverlag, Berlin 1972



**Wir klären Begriffe
ZEPPELINANTENNE**

So funktioniert das elektronische Schaltnetzteil

Ing. Klaus K. Streng

In den meisten netzbetriebenen elektronischen Geräten findet man im Stromversorgungsteil einen Transformator. Dieser trennt die Betriebsspannung des Geräts galvanisch vom Netz. Dadurch werden viele Unfälle verhindert: Wäre der Transformator nicht vorhanden, so wäre das «Chassis» bzw. der Minuspol der Betriebsgleichspannung, die Masse, mit einem Pol des Netzes verbunden. Jede Person, die mehr oder weniger gut «geerdet» ist (z.B. durch Berühren der Zentralheizung), erhält dann beim Anfassen des erwähnten Minuspols im Gerät einen schmerzhaften elektrischen «Schlag».

Die Schutzaufgabe des Netztransformators darf als bekannt vorausgesetzt werden. Doch warum hat der Fernsehempfänger keinen Netztransformator? Gelten hier andere Gesichtspunkte? Da ein Pol der Betriebsspannung im Fernsehempfänger mit dem Netz verbunden ist, gelten strenge Sicherheitsvorschriften: Keine Plattenspieler-eingänge, die meist ohne Trennübertrager angeschlossen werden, größte Vorsicht beim Anschluß eines zweiten Lautsprechers! Sogar die Madenschrauben in den Bedienungsknöpfen sind durch einen Tropfen isolierender Vergußmasse gegen eine zufällige Berührung geschützt. Obwohl die meisten Fernsehempfänger nur für den Betrieb am Wechselstromnetz konzipiert sind, haben sie doch einen Allstromnetzteil, das Sorgenkind verantwortungsbewußter Techniker. Im übrigen hat es unterschiedliche Gründe, daß man den Netztransformator im Fernsehgerät nach Möglichkeit vermeidet: Gewicht, magnetisches Streufeld, Kosten.

Im Zeitalter der integrierten Schaltkreise werden die Geräte der Elektronik kleiner und leichter. Aber bei aller «Integrationsfreundlichkeit» wurde der Netztransformator nun ein Hindernis. Entweder man verzichtete auf ihn – dann ließ sich Gewicht sparen. Gleichzeitig – siehe oben – stieg die Unfallgefahr. Oder man nahm ihn in Kauf, dann hieß es, sich auch mit seiner Masse abzufinden. Die Entwicklung neuer Transformatorbleche, neuer Blechformate usw. brachte zwar Verbesserungen, aber keine grundsätzliche Änderung.

Das Prinzip des Schaltnetzteils

Wäre die Frequenz unserer Lichtnetze nicht 50 Hz, sondern hundertmal höher, könnte man viel kleinere und leichtere Netztransformatoren bauen. Die Induktion eines Transformators ist der Frequenz der Klemmenspannung proportional. Für jedes ferromagnetische Material gibt es einen bestimmten Wert für die Induktion (Feldlinien-dichte), der nicht überschritten werden soll. Bei Dynamoblech ist das etwa $1,5 \cdot 10^{-4} \text{ Vs cm}^{-2}$. Eine hundertmal höhere Frequenz erlaubt bei gleicher Induktion etwa hundertmal kleinere Kerne. Dazu kommt noch, daß eine größere Frequenz auch nur kleinere Selbstinduktionen erfordert. Statt 200 H wären jetzt nur noch 2 H erforderlich. Damit hätte die Primärspule weniger Windungen, die Kupferverluste nähmen ab. Aber man kann doch unsere 50-Hz-Netze nicht auf 5 kHz umstellen!

Es gibt einen Ausweg. Die Netzwechselfspannung wird ohne Netztransformator gleichgerichtet, mit der Gleichspannung speist man einen Wechselrichter bzw. Gleichspannungswandler. Dieser kann im Interesse eines guten Wirkungsgrads mit Frequenzen um 16 bis 25 kHz arbeiten. Damit wird sein Übertrager wesentlich kleiner und leichter als der klassische Netztransformator, den er ersetzt.

Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan eines solchen Schaltnetz-teils.

Transistor oder Thyristor?

Für den Aufbau des Gleichspannungswandlers gibt es zwei grundsätzlich unterschiedliche Lösungen: Entweder man «schaltet» die gleichgerichtete Netzwechselfspannung mit einem Thyristor oder mit einem Transistor. Die Schaltungstechnik beider Bauelemente unterscheidet sich. Man kann auch einen Thyristor so rückkoppeln, daß er selbsttätig schaltet (Wechselrichter). Diese Lösung wurde ursprüng-

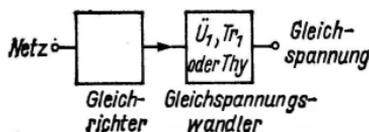


Bild 1
Übersichtsschaltplan eines Schaltnetz-teils

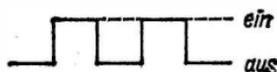


Bild 2
Kurvenform des im Schaltnetzteil geschalteten Gleichstroms

lich benutzt, als es noch keine Hochleistungs-Schalttransistoren großer Leistung gab. Heute ist der Thyristor nur noch in Schaltnetzteilen für sehr große Leistungen (über 2000 W) zu finden. Das führt zu der Frage, welche Forderungen an den Schalttransistor gestellt werden müssen, um ihn im Schaltnetzteil einsetzen zu können. Der Transistor entsprechend Bild 1 kann das schaltende Bauelement des Transverters sein. Er «zerhackt» die an ihm liegende Gleichspannung. Der durch ihn und den Übertrager \bar{U}_1 fließende Strom ist impulsförmig. Es wird sogar eine möglichst gute Annäherung an eine ideale Rechteckimpulsfolge (Bild 2) gewünscht, da dann die Stromänderungsgeschwindigkeit di/dt groß ist. Näheres über den Transverter, seine Wirkungsweise und seine Varianten findet der Leser in [1].

Bezogen auf die Forderungen, die an den Transistor zu stellen sind, ergibt sich: Ein großer Kollektorstrom $I_{C_{\max}}$ bzw. ein großer Kollektorspitzenstrom $I_{CM_{\max}}$ ermöglichen eine große Schaltleistung, d.h. einen leistungsfähigen Netzteil. Eine kurze Schaltzeit ist Voraussetzung für ein trägheitsloses Umschalten vom sperrenden in den leitenden Zustand bzw. umgekehrt. Meist werden die typischen Schaltzeiten für I_C und I_B in den technischen Daten nicht ausdrücklich genannt. Man orientiert sich dann mit der Transitfrequenz f_T , obwohl das nur ein unvollkommener Ersatz ist. Typische Transitfrequenzen von speziell für Schaltnetzteile entwickelten Transistoren nennt [2], sie liegen bei etwa 6 bis 10 MHz.

Da die Kollektor-Emitter-Strecke des Schalttransistors in Reihe mit der Primärseite des Transverterübertragers an der gleichgerichteten 220-V-Netzspannung liegt, muß sie für diese Spannung mal $2\sqrt{2}$ dimensioniert sein. Zuzüglich eines ausreichenden Sicherheitsabstands soll die Impulsspannungsfestigkeit des Transistors etwa 800 bis 1000 V betragen.

Die Wahl des Transvertertyps

Bekanntlich unterscheidet man die Transvertertypen dadurch, daß sie während der Leit- oder der Sperrphase des Transistors Leistung abgeben bzw. in Ein- oder in Gegentakt ausgeführt sind [1]. In einer Untersuchung [3] wird gezeigt, daß für kleine Leistungen und Spannungen (auf der Sekundärseite) Sperrwandler günstiger sind, während bei großen Leistungen und Spannungen der (Durch-)Flußwandler, auch Leitwandler genannt, vorzuziehen ist. Bei sehr großen Leistungen, über etwa 600 bis 800 W, hat auch der Gegentaktwandler seine Berechtigung. Bild 3 zeigt diese Einteilung.

Der Flußwandler [4], [5] gestattet einen sehr einfachen Aufbau des Schaltnetzteils. Sein Ausgang ist prinzipiell niederohmig, d.h.,

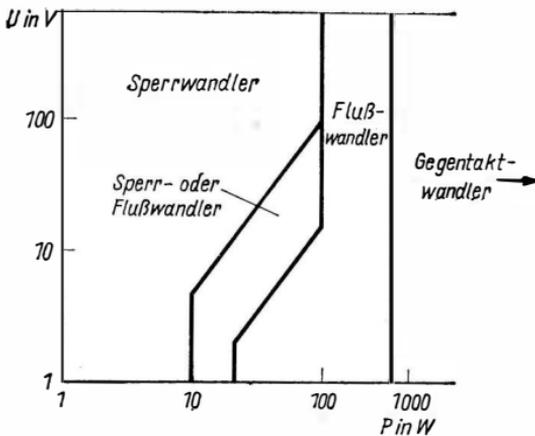


Bild 3
Einteilung der Schalt-
netzteile nach ihrer Lei-
stung in bezug auf ihre
Transvertertypen

seine Ausgangsspannung schwankt nur wenig bei wechselnder Belastung. Der Sperrwandler hat andere Vorzüge. Hervorzuheben ist seine Kurzschlußsicherheit. Hingegen ist ein Leerlauf des Sperrwandlers zu vermeiden, da dann seine Ausgangsspannung «hoch» läuft, d.h. unzulässig große Werte annimmt. Das kann zu einer Beschädigung des Gleichrichters und/oder der Siebkondensatoren führen. Sperrwandler weisen auch eine größere Spitzenspannung am Transistorkollektor auf als Flußwandler. Man muß die Vor- und Nachteile der Transvertertypen sorgfältig von Fall zu Fall abwägen, um den richtigen Typ wählen zu können.

Eine weitere Frage taucht sowohl beim Thyristor- als auch beim Transistor-Regelnetzteil auf: Ist es sinnvoller, den eigentlichen Schaltvorgang von der Erzeugung der Schaltfrequenz zu trennen, oder soll man beide Funktionen in einem Halbleiterbauelement vereinen? Im ersten Fall benötigt man einen getrennten Multivibrator.

Die Regelung

Ein Netzteil, bestehend nur aus Gleichrichter und Transverter (Bild 1), wäre sehr mangelhaft: Es fehlt in ihm eine Vorrichtung, die die Ausgangsspannung gegen Belastungs- oder Eingangsspannungsänderungen konstant hält (Regler) [6], [7]. Im Normalfall fließt bei eingeschaltetem Regelnetzteil Strom durch $R1/R2$ /Sekundärseite $L1$, in die Basis des Transistors T1 und steuert diesen auf. Dadurch fließt Strom durch $L1$, $L2$ und die Kollektor-Emitter-Strecke von T1. Bei Zunahme des Stroms wird T1 gesättigt, die Kollektorspannung steigt an. Der sich ändernde Spannungsabfall über $L1$ induziert einen Strom

durch die Sekundärwicklung von $L1$, was $T1$ sperrt. $D1$ wirkt als Entladungswiderstand, der Spannungsabfall über $L1$ wird 0. Es fließt wieder Strom durch $R1/R2$ /Sekundärseite $L1$ (wie oben).

Der Zyklus beginnt dann von neuem. Seine Frequenz in diesem Beispiel beträgt etwa 6 kHz. Die ungleichen Wechselstromhalbwellen (positiver Strom größer als negativer Strom) durch $C2$ laden diesen auf, es wird bei üblicher Netzspannung eine Gleichspannung von 90 V an diesem Kondensator aufgebaut.

Bei Unterspannung des Netzes oder bei zu großem Ausgangsstrom (Überlastung) gelingt es nicht, diese 90 V zu erreichen oder zu erhalten. Dadurch leiten die Z-Dioden $D3$ und $D4$ nicht, und der Transverter ($T3/T4$) erhält keine ausreichende Steuerspannung. Unter normalen Bedingungen, d.h. bei üblicher Netzspannung, ist die Spannung über $C2$ ausreichend, damit leiten $D3$ und $D4$, wodurch über die Mittenanzapfung von $Tr2$ die Basiselektroden aufgesteuert werden [7] (Bild 4).

Die Wirkungsweise des Gegentakttransverters wird nicht erläutert, sie ist in der Literatur zu finden [1], [8].

Auch auf die Rolle des Komparators soll nicht näher eingegangen werden: Er vergleicht einen Teil der Transverterausgangsspannung mit der Spannung an einer Z-Diode. Bei Abweichung zwischen beiden wird über $T1/T2$ wieder der Transverter beeinflusst und somit der festgestellten Abweichung entgegengewirkt.

Dieses nur angedeutete Prinzip der Regelung findet man in unter-

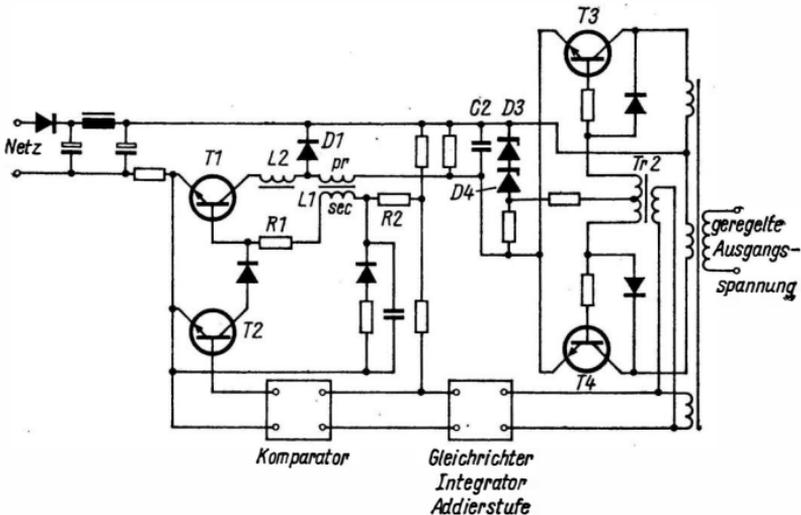


Bild 4 Einfache Regelvorrichtung in einem Schaltnetzteil

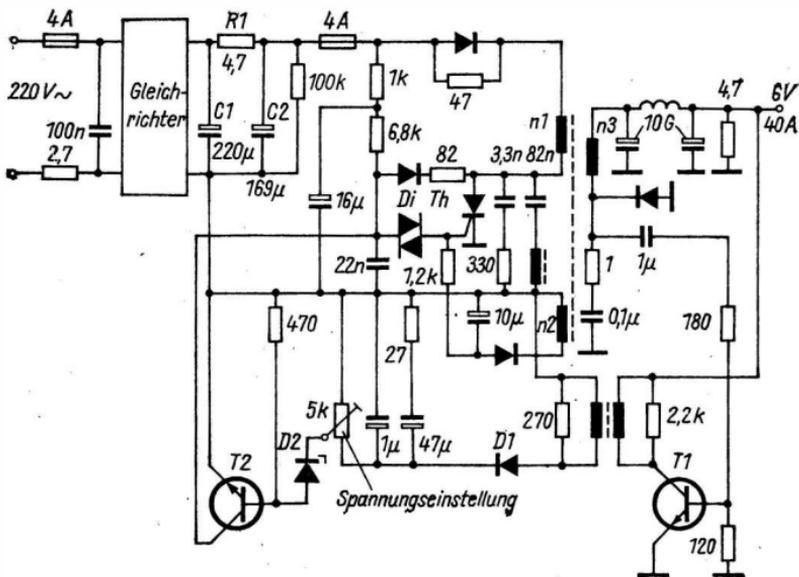


Bild 5 Thyristor-Schaltnetzteil

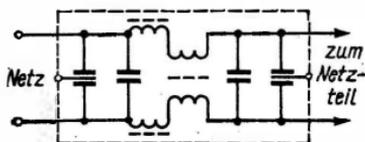


Bild 6 HF-Siebglied zur Unterdrückung der HF-Störungen in der Netzleitung eines Schaltnetzteils

schiedlichen Varianten bei allen transistorbestückten Schaltnetzteilen wieder. Die moderne Elektronik schuf dafür spezielle Schaltkreise, wie die Typen *TDA 1060* oder *TDA 2640 (Valvo)* [9].

Schließlich zeigt Bild 5 noch einen Schaltnetzteil mit Thyristor [10]. Nach Gleichrichtung in einem *Graetz-Selengleichrichter* wird die Gleichspannung mit *R1*, *C1* und *C2* gesiebt und der Reihenschaltung der Wicklung *n1* des Übertragers in Reihe mit der Kathoden-Anoden-Strecke des Thyristors *Th* zugeführt. Dieser ist über die Übertragerwicklung *n2* an seiner Gateelektrode rückgekoppelt und schwingt mit etwa 20 kHz. Der auf diese Weise entstandene Wechselstrom wird im Übertrager herabtransformiert sowie in der Wicklung *n3* ausgekoppelt und gleichgerichtet. Es entsteht eine (Ausgangs-)Gleichspannung von 5 V, die mit 40 A belastet werden darf.

Gleichzeitig bilden diese 5 V auch die Betriebsspannung des Transistors *T1*. Dieser verstärkt die im Übertrager erzeugte Wechselspannung, die gleichgerichtet (*D1*) und mit der konstanten Spannung

einer Z-Diode (D2) verglichen wird. Die Differenzspannung daraus verstärkt man in T2 nochmals und beeinflusst über den Diac Di den Zündzeitpunkt des Thyristors.

Abschirmmaßnahmen

Eine grundsätzliche Eigenschaft aller Schaltnetzteile ist das periodische Schalten («Zerhacken») einer großen Gleichspannung mit einer Frequenz von 5 bis 20 kHz. Da der dadurch entstandene Wechselstrom möglichst rechteckförmig ist, enthält er zahlreiche Oberwellenanteile, die bis in den Kurzwellenbereich reichen. Gegen diese störende HF-Spannung muß man Abschirmmaßnahmen treffen, damit nicht benachbarte Funkgeräte aller Art gestört werden. Dabei ist zu unterscheiden zwischen direkter Abstrahlung durch den Schaltnetzteilübertrager und andere Bauelemente sowie Ausbreitung der HF-Störungen auf angeschlossenen Leitungen. Gegen die direkte Abstrahlung hilft, ähnlich wie bei der Zeilenendstufe im Fernsehempfänger, ein Metallkäfig. Gegen die Ausbreitung auf angeschlossenen Leitungen müssen HF-Siebglieder in diese eingebaut werden. Bild 6 zeigt ein solches Siebglied für die Netzleitung.

Zusammenfassung

Es wurde über eine zur Zeit (1977) noch neue Art von Stromversorgungseinrichtungen in Elektronikgeräten berichtet: die Schaltnetzteile. Ihre wichtigsten Funktionsprinzipien wurden kurz erklärt, auf einige besonders zu beachtende Punkte bei ihrem Entwurf wurde hingewiesen. Auf nähere Einzelheiten konnte nicht eingegangen werden, wie etwa Arten der Regelung, Aufbau der integrierten Schaltkreise für Schaltnetzteile, Schutzbeschaltung der Transistoren, Probleme beim Aufbau der Transverterübertrager. Auch die Notwendigkeit, «schnelle» Dioden im Schaltnetzteil zu verwenden, wurde nicht erläutert. Die künftige Bedeutung der Schaltnetzteile kann zur Zeit nur unvollkommen eingeschätzt werden. Es lohnt bestimmt, die Entwicklungen der Schaltnetzteile aufmerksam zu verfolgen. Eine kleine Auswahl der Veröffentlichungen über diese Thematik findet der Leser am Ende dieses Beitrages.

Literatur

- [1] *Streng, K. K.*: abc der Stromversorgungstechnik, Militärverlag der DDR, Berlin 1972
- [2]: Neues aus dem Halbleiterprogramm, Leipziger Frühjahrsmesse 1977, Valvo GmbH, Hamburg
- [3] ...: Schalt-Netzteile mit Transistoren der Reihe BUX 80, Technische Informationen für die Industrie 76 10 27, Valvo GmbH, Hamburg
- [4] *Heldt, K./Finck, R.*: Schaltnetzgeräte für die Stromversorgung in der Informationselektronik, radio fernsehen elektronik, 26 (1977) 5, Seite 153, 154 und 163
- [5] *Van Velthooven, C./Hetterscheid, W.*: Dimensionierung von Durchfußwandler-Schalt-Netzteilen, Technische Informationen für die Industrie 76 11 05, Valvo GmbH, Hamburg
- [6] *Ripplinger, W.*: Schaltnetzgeräte - eine Stromversorgung mit Zukunft, steuerungstechnik 8 (1975) 5, Seite 47 und 48
- [7] *Rauch, S./Hoogendoorn, B.*: Swithing regulator produces versatility in power supplies, electronics 48 (1975) 20, Seite 109 bis 112
- [8] ...: Laborbuch III, Telefunken AG, Ulm/Donau 1963
- [9] *Houkes, H.*: Steuerschaltung TDA 2640 für Schaltnetzteile, Technische Informationen für die Industrie 76 01 21, Valvo GmbH, Hamburg
- [10]: Halbleiter-Schaltbeispiele 1973/74, Siemens AG, München



Wir klären Begriffe
DREIFACHDROSSEL

Die 6. Tagung des Zentralkomitees der SED erarbeitete für die weitere Entwicklung der Gebiete Elektrotechnik und Elektronik überaus wichtige Zielstellungen und Forderungen. Dabei muß man zwei Grundtendenzen besonders betonen.

1. Die technologische Beherrschung und der umfassende Einsatz der Mikroelektronik bilden den Hauptinhalt unserer weiteren wissenschaftlich-technischen Entwicklung. Damit erreichen wir eine neue Qualität in der Intensivierung der Produktionsprozesse.

2. Die damit verbundene qualitative Veränderung der materiell-technischen Basis der Gesellschaft und der Stellung der Menschen in der Produktion wird im Sozialismus nicht dazu führen, daß Arbeitslosigkeit entsteht. Im Gegenteil, die Vorzüge durch die Anwendung der Mikroelektronik werden wir planmäßig im Interesse unserer Werktätigen nutzen.

Die große Bedeutung der Anwendung der Mikroelektronik liegt vor allem darin, daß sich der gesellschaftlich notwendige Arbeitsaufwand wesentlich verringert, daß sich der Material- und Energieaufwand stark reduziert, die Zuverlässigkeit aber wesentlich ansteigt. Es lassen sich beim Einsatz mikroelektronischer Schaltungen bis zu 70% des Fertigungsaufwands und bis zu 80% der Entwicklungszeit einsparen.

Im *Elektronischen Jahrbuch 1978* wurde ein grundlegender Beitrag zur Mikroprozessortechnik veröffentlicht [1]. Inzwischen ist die Entwicklung auf diesem Gebiet sehr schnell weitergegangen. So stehen Mikroprozessoren mit einer Wortlänge von 16 bit zur Verfügung (*Intel - 8086; Zilog - Z 800; TI - TMS 9900; Fairchild 9440*). Bei den Speicher-Bauelementen nimmt die Packungsdichte ständig zu, so fertigt *National Semiconductor* einen ROM mit einer Kapazität von 131 072 bit (128 k), ein 256-k-ROM ist angekündigt. Verwirklicht ist von mehreren Firmen bereits der 1-Chip-Mikrorechner, d.h., außer dem Mikroprozessor sind auch die Speicher (ROM, RAM), der Takt-

Tabelle 1 Entwicklungsstufen der Mikroelektronik (modifiziert nach FAGGIN)

Jahr	1950	1961	1966	1971	1977
Integrationsstufe	diskrete Bauelemente	geringe Integration (SSI)	mittlere Integration (MSI)	Großintegration (LSI)	Höchstintegration (VLSI)
Bauelement	Transistor Diode	Gatter Flip-Flop	Addierer Zähler	Halbleiterspeicher Mikroprozessor	Mikrorechner
Kartenbaugruppe	Gatter Flip-Flop	Addierer Zähler	Steuerwerk Prozessor	Mikrorechner	Zentral-einheit

Tabelle 2 Voraussichtliche Entwicklung der Mikroprozessoren (modifiziert nach FAGGIN)

Aufbau	1977	1980	1985	1990
Speicher	Speicher bis 16 kbit	Speicher bis 64 kbit	universeller Mikroprozessor mit 256-kbit-Speicher	universeller Block mit Programmierung
Mikroprozessor	Wortlänge 8 bit	16-bit-Mikroprozessor mit integrierter Ein-/Ausgabe	integrierter Ein-/Ausgabe	
Ein-Ausgabe-Baugruppe	separate Einheit			
Programmierung	Programmierung kompliziert	Programmierung vereinfacht	Programmierung mit problemorientierter Sprache	ohne besondere Programmiersprache

generator, die Zusatzlogik und die I/O-Bausteine integriert. Tabelle 1 zeigt die Entwicklungsstufen der Mikroelektronik, während Tabelle 2 die voraussichtlichen Entwicklungsstufen des Mikroprozessors darstellt [2].

Aufbau von Mikrorechnern

Wie bereits in [1] bemerkt, ist eine Anwendung der μ P-Technik erst in der Konfiguration als Mikrorechner gegeben (Bild 1). Neben dem Taktgenerator und der Stromversorgung sind Speicherbausteine erforderlich. Der Datenspeicher besteht aus Schreiblese-Speichern (RAM) auf Halbleiterbasis. Alle variablen Daten werden darin zwischengespeichert. Ebenfalls auf Halbleiterbasis aufgebaut sind die Festwertspeicher (ROM, PROM, EPROM), die das Arbeitsprogramm

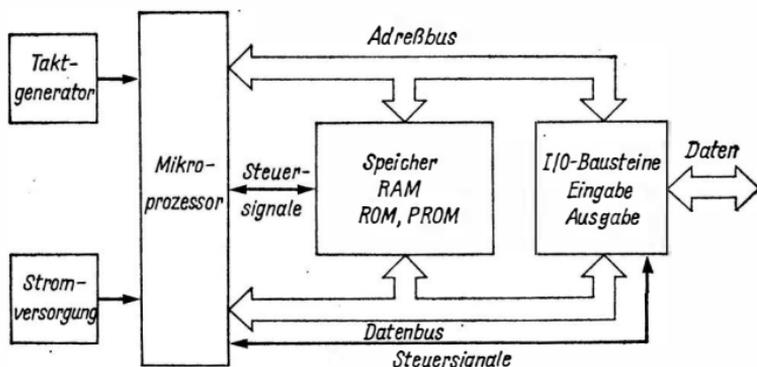


Bild 1 Aufbau eines einfachen Mikrorechner-Systems

des Mikrorechners fest programmiert enthalten. Die I/O-Bausteine stellen die Verbindung zwischen Mikrorechner und Peripherie her. Über sie laufen also die eingegebenen und die ausgegebenen Daten. Zur Peripherie zählen u.a. Daten-Ein/Ausgabe-Geräte, A/D- bzw. D/A-Wandler, externe Speicher, Interfaces sowie externe Stell- und Steuerglieder. Die Anwendungsmöglichkeiten lassen sich erweitern mit einer Zusatzlogik, durch die z. B. der modifizierte Interruptbetrieb oder der DMA-Betrieb (schnelle Datenübertragung zwischen Speicher und Ein/Ausgabe-Geräten, wobei die Zentraleinheit gesperrt ist) gesteuert wird.

Mikrorechner aus der DDR-Produktion

In der DDR werden Mikrorechner vom VEB Kombinat ROBOTRON angeboten, die auf dem Mikroprozessor *U 808 D* aus der DDR-Produktion beruhen. Der Mikrorechner *ZE 1* ist ein frei programmierbarer Rechner für den Einsatz in der mittleren Datentechnik mit EDV-Peripherie. Außerdem kann er für die automatische Steuerung von Geräten und Anlagen bzw. industriellen Prozessen in einer Vielzahl von Anwendungsfällen verwendet werden. Flexibler einsetzen läßt sich das Mikrorechnersystem *K 1510*, das aus einem Sortiment von über 30 Baugruppen in Einbauversion besteht. Der Kleinstrechner *K 1001* ist ein leicht zu bedienendes Tischgerät, das mit einer übersichtlichen Tastatur und durch die gewohnte Anwendung mathematischer Schreibweisen programmiert wird. Dadurch ist die Anwendung einer Programmiersprache nicht erforderlich.

Das frei programmierbare Bildschirmterminal *PBT 4000* erinnert an eine Schreibmaschine mit aufgesetztem Bildschirm. Die alpha-

numerische Bildschirmereinheit hat einen Bildinhalt von 8 Zeilen zu je 32 Zeichen. Der Zeichenvorrat beträgt 64 Zeichen in der Größe 5,5 mm × 7,8 mm. Die Einsatzgebiete sind u.a. die Meßdatensammlung und Steuerwertausgabe in meß- und prüftechnischen Prozessen der Produktion und in Labors, zur Überwachung und Steuerung von Maschinen und Geräten, zur Steuerung von Einzelgeräten des wissenschaftlich-technischen Gerätebaus, zur Überwachung und Bestandsführung in dezentralen Lagern, für Lehr- und Lernsysteme an Universitäten und anderen Bildungseinrichtungen oder für Auskunft- und Buchungssysteme.

Mikrorechner im Rundfunkempfänger

Obwohl das Haupteinsatzgebiet der Mikrorechner die industrielle Elektronik und die Fertigungstechnik sind, gibt es auch viele Bereiche des täglichen Lebens, für die mit dem Mikrorechner neue Lösungswege offenstehen.

Mit einem 1-Chip-Mikrorechner (*MK 3870*, mit 2-kx8-bit-Programmspeicher und 64x8-bit-Datenspeicher) ausgerüstet ist der HiFi-Receiver *MC 3000* von *Loewe Opta GmbH*. Der Mikrorechner führt alle Bedienfunktionen aus, steuert den PLL-Synthesizer und beeinflusst auf digitalem Wege das Klangbild. Für die Wellenbereiche LW-MW-KW-UKW können $4 \times 12 = 48$ Sender gespeichert werden. Die Lautstärke kann für AM und FM getrennt ebenfalls abgespeichert werden. Das externe CMOS-RAM behält alle Werte, da bei ausgeschaltetem Gerät ein NiCd-Akku die Daten schützt.

Die Frontplatte hat 44 Tasten, davon lassen sich die 28 wichtigsten auch über eine Infrarot-Fernbedienung betätigen [3].

Mikrorechner im Farbfernsehgerät

Der Farbfernsehempfänger *PS 19* von *Blaupunkt* weist 19 direkt abrufbare Speicherplätze auf, die sich automatisch programmieren lassen. Neben weiteren Bedienungshilfen können bis zu 20 verschiedene Programmdateien gespeichert werden, um das Gerät zu beliebigen Zeiten ein-, um- oder auszuschalten. Verwendet wird der 8-bit-Mikroprozessor *F 8*. Der elektrisch löschbare, nichtflüchtige EAROM (1400-bit-Speicher in p-Kanal-NMOS) behält die eingegebenen Daten für mindestens 10 Jahre! Daher kann man Wunschprogramme z.B. für ein Jahr voraus einspeichern.

Folgende Funktionen sind u.a. gegeben

- Rauschunterdrückung bei Senderausfall,
- Schlummerfunktion (automatisches Ausschalten des Geräts 5 min nach Abschalten des eingestellten Senders),
- fernbedienbare Kontrastregelung,
- Feinabstimmregelung (individuell für jeden Sender),
- fernbedienbare Klangumschaltung,
- Senderspeicherung über fernbedienbaren Suchlauf,
- fernbedienbare Programmfolgewahl,
- über die Fernbedienung direkt einstellbare quartzgesteuerte 24-Stunden-Uhr,
- über die Fernbedienung direkt einstellbarer Vierjahreskalender,
- 20 Ein-, Um- oder Ausschaltbefehle mit oder ohne Datum,
- Einstellung individueller Normwerte für Lautstärke, Helligkeit, Farbstärke und Kontrast mit der Fernbedienung,
- Mehrfachausnutzung der Anzeige: Uhrzeit, Datum, Kanal, Abstimmspannung, Fernsehbereich.

Alle Vorgänge erfolgen über das Infrarot-Fernbedienungsteil mit den übersichtlich angeordneten 30 Tasten [4].

Mikrorechner in Meßgeräten

Vielseitig ist der Einsatz des Mikrorechners in hochwertigen Meßgeräten, weil Routinemessungen automatisiert und die erhaltenen Meßergebnisse im Gerät verarbeitet werden können. So erreicht *Wave-*

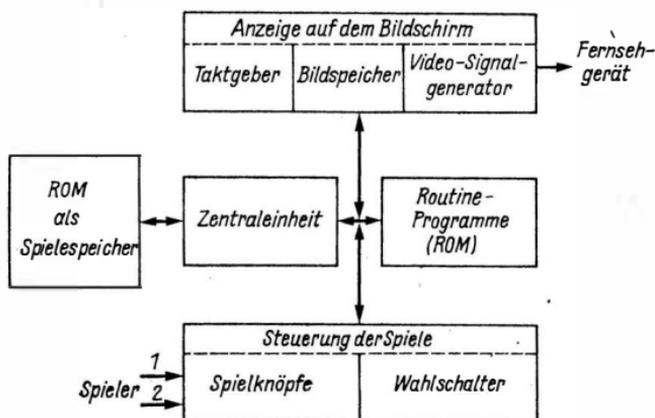


Bild 2 Systemaufbau eines Bildschirmspiels mit Mikrorechner, der Spiele-Programmspeicher ist ein ROM-Halbleiterspeicher, der fest programmiert wird

tek einen hohen Bedienungskomfort durch Einsatz eines Mikrorechners im Funktionsgenerator Typ 172, der dadurch programmierbar mit Synthesizeigenschaften wird. Im Frequenzbereich 0,0001 Hz bis 13 MHz ist eine Einstellung mit einer Genauigkeit von 0,0005 % möglich. Von *Fluke* bietet der Signalgenerator Typ 6010 A die Möglichkeit, durch sein leicht zu bedienendes Tastenfeld 10 Frequenzen zu speichern und wieder abzurufen, was ihn zu einer sehr vielseitigen Signalquelle im Bereich 10 Hz bis 11 MHz macht mit 7stelliger LED-Anzeige.

In der RLC-Meßbrücke von *GenRad*, Typ 1657 *Digibridge*, wird der Mikrorechner zur Vereinfachung der Schaltung bei dem vorgesehenen vollautomatischen Abgleich verwendet.

Intelligente Bildschirmspiele

Bekannt geworden sind auf dem westlichen Fernsehgerätemarkt Bildschirmspiele für Farbfernsehempfänger, die teils eingebaut, zum Nachrüsten oder neuerdings auch über den Video-Anschluß anzuschalten, geliefert werden. Dafür wurden spezielle integrierte Schaltungen entwickelt, die von mehreren Halbleiterproduzenten gefertigt werden. Allerdings sind die meisten Spiele sehr einfach gehalten, so daß auch ihr Spielwert gering ist (Pelota, Squash, Fußball, Tennis). Durch Einsatz von Lichtpistolen kann man weitere Spiele gestalten (Treibjagd, Tontaubenschießen). Bekannt geworden sind auch Brettspiele und Geschicklichkeitsspiele, die auf speziellen IC's integriert wurden.

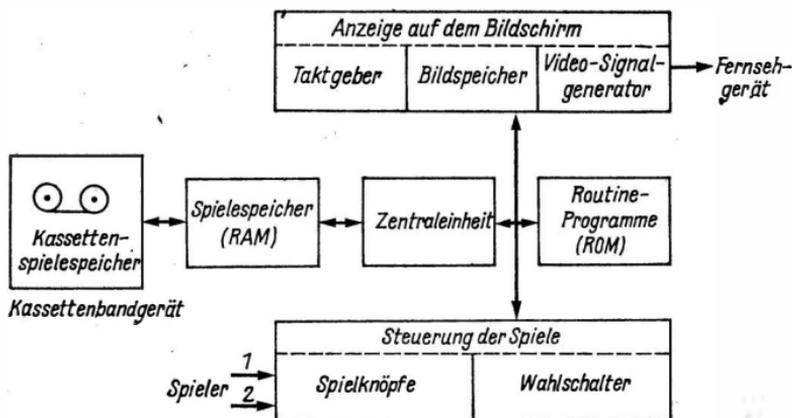


Bild 3 Systemaufbau eines Bildschirmspiels mit Mikrorechner, der Spiele-Programmspeicher ist eine Magnetbandkassette

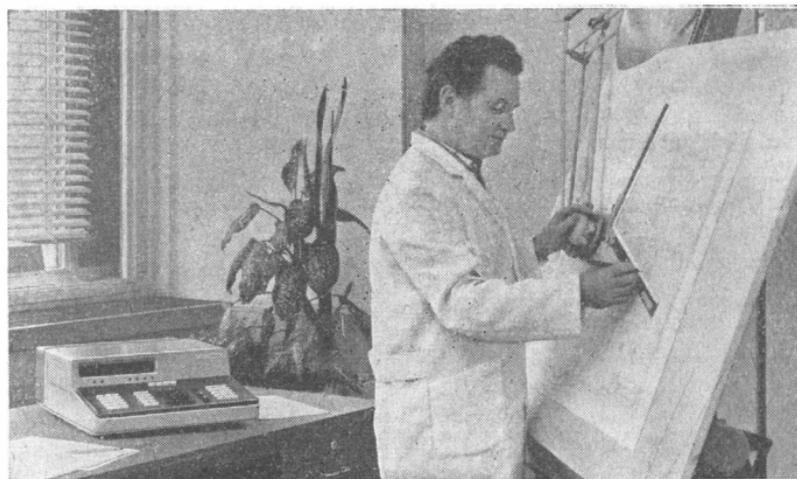


Bild 4 Der programmierbare Kleinstrechner ROBOTRON K 1001 wird vorwiegend auf wissenschaftlich-technischem Gebiet eingesetzt

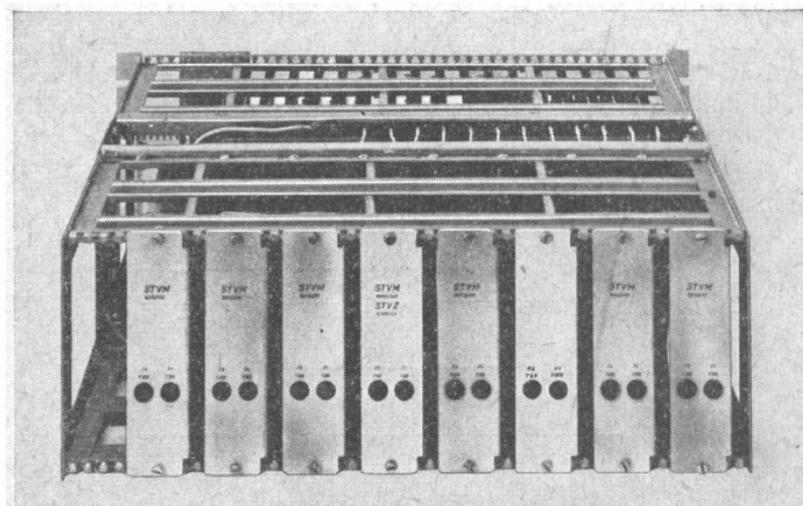
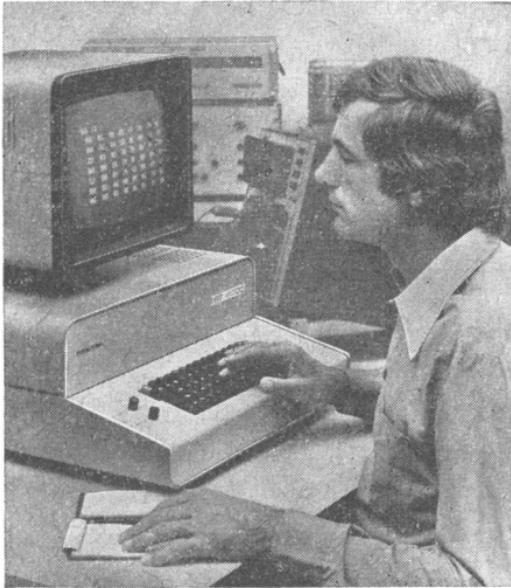


Bild 5 Mit dem Mikrorechnersystem ROBOTRON K 1510 lassen sich Steuerrechner für die unterschiedlichsten Einsatzgebiete kostengünstig realisieren



*Bild 6
Das programmierbare
Bildschirmterminal
PBT 4000 von ROBO-
TRON dient der Kom-
munikation mit den ver-
schiedensten Prozessen
bzw. mit den ROBO-
TRON-Rechnern der
Serie 4000*

Für komplexere und auch «intelligenter» Spiele wird in zunehmendem Maße der Mikrorechner eingesetzt. Durch die Programmierung läßt sich praktisch eine unbegrenzte Anzahl von Spielen unterschiedlicher Art ermöglichen. Dabei zeichnen sich für die erforderliche Programmspeicherung zwei Wege ab:

1. Der Einsatz von Magnetbandkassetten,
2. Der Einsatz von ROM-Speichern.

Verwendet man den festprogrammierten ROM-Speicher, so läßt sich meist nur ein Spiel in ihm speichern. Das verteuert die Spiele, die Fertigung ist zeitaufwendiger (Bild 2). Günstiger lassen sich Magnetbandkassetten verwenden, die sehr einfach vervielfältigt werden können. Dazu ist die Speicherkapazität der Kassette wesentlich größer als beim ROM, so daß auch programmintensive Spiele (Dame, Schach) möglich werden. Allerdings erfordert die Anwendung der Magnetbandkassette für den Mikrorechner einen zusätzlichen RAM-Spielprogrammspeicher entsprechender Kapazität (Bild 3). Aber das sollte kein Nachteil sein, denn damit kann das Fernsehgerät auch anderen audiovisuellen Anwendungen zugänglich gemacht werden (Qualifizierung, Trainer usw.), wenn man entsprechende Magnetbandkassetten entwickelt.

Mikrorechner im Auto

In einem Auto gibt es eine Anzahl Steuer- und Regelprobleme, die einmal kompliziert sind, zum anderen in sehr schnellen Zeiten ablaufen. Günstige Lösungen wären mit einem Mikrorechner möglich. Zwar ließe sich das Fehlverhalten des Menschen in kritischen Situationen nicht ganz beseitigen, aber als Unfallursache könnte es zurückgedrängt werden. Gedacht ist in diesem Fall an das Abstandsradar, an gesteuerte Bremssysteme zur Vermeidung des Schleuderns oder an die automatische Fahrzeugsteuerung auf langen Strecken. Mit einem Mikrorechner lassen sich auch optimal der Zündfunke und der Kraftstoffverbrauch in Abhängigkeit zahlreicher Variabler gestalten, wobei auch die Umweltverschmutzung geringer wird.

Den gesamten Nockenwellenmechanismus eines Viertakt-Ottomotors haben amerikanische Ingenieure durch einen mikrorechnergesteuerten Ventilantrieb ersetzt und damit überraschende Erfolge erzielt. Der von ihnen gebaute Prototyp eines solchen Motors läuft im gesamten Drehzahlbereich mit optimalem Drehmoment. Im Betrieb werden die Positionen des Gaspedals durch eine Wegmeßeinrichtung und die Winkellage der Kurbelwelle durch einen Winkelsensor abgefragt. Die Signale verarbeitet der Mikrorechner nach vorgegebenem Programm.

Die Ausgangssignale steuern das Öffnen und Schließen der Ventile und lassen sich durch das Programm variieren, so daß der Motor in unterschiedlichen Betriebsarten arbeiten kann. Der Mikrorechner soll auch den Motor für die Rückwärtsfahrt umsteuern, womit der Rückwärtsgang im Getriebe wegfällt. Infolge der flexiblen Ventilsteuerung soll der Motor jederzeit leicht anspringen und beim Anhalten nicht im Leerlauf arbeiten. Durch das Programm können alle Ventile gleichzeitig geschlossen werden, wodurch die Gasmischung ohne zu zünden im Zylinder verbleibt. Beim Niederdrücken des Gaspedals springt der Motor von selbst an, da der Mikrorechner dann wieder die Zündimpulse in der richtigen Zündfolge steuert.

Literatur

- [1] *Schubert, K.-H.*: Rund um den Mikroprozessor, Elektronisches Jahrbuch 1978, Seite 93 bis 101, Militärverlag der DDR, Berlin 1977
- [2] *Faggin, F.*: Die Zukunft der Mikroelektronik und Mikrorechner, Weltkongreß der Elektrotechnik, Moskau Juni 1977; Sektion 0, Vortrag 10
- [3] *Hölighaus, H./Kanow, W.*: Mikrocomputer steuert Hi-Fi-Gerät, Funkschau, Heft 23/1977, Seite 1091 bis 1094
- [4] *Baum, W.*: Farbfernsehgerät mit Mikroprozessor-Steuerung, Funkschau, Heft 17/1977, Seite 763 bis 768
- [5] *Führling, H. W.*: Bildschirm-Spiele, Funkschau, Heft 14/1977, Seite 647 bis 651
- [6] *Thevenin, C. G.*: Die kommende intelligente Generation der Bildschirmspiele, Funkschau, Heft 15/1977, Seite 681 bis 682

Analogschaltkreise der Volksrepublik Polen

Horst Schmied

In der Volksrepublik Polen ist die Vereinigung *Unitra CEMI* Alleinersteller von Halbleiterbauelementen. Gefertigt werden neben einem großen Typenspektrum an diskreten Halbleitern 112 Typen digitaler Schaltkreise und 28 Typen Analog-Schaltkreise. Die Verteilung in der Fertigung betrug 1975 98 Millionen Transistoren und Dioden und 9,4 Millionen Schaltkreise. Bis 1980 soll eine Verdreifachung in der Produktion diskreter Halbleiter und eine Vervierfachung in der Schaltkreisproduktion erreicht werden.

Im folgenden wird eine Übersicht über sämtliche in der Volksrepublik Polen gefertigten Analog-Schaltkreise gegeben. Die als Ergänzung zu den in der DDR gefertigten Analog-Schaltkreisen interessanten Typen werden ausführlich vorgestellt und Beispiele für weitere Einsatzmöglichkeiten außerhalb des Hauptanwendungsfalls gegeben.

UL 1000 L

Der *UL 1000 L* ist ein Ringmodulator zum Einsatz als Frequenzumsetzer in der Fernmeldetechnik (Trägerfrequenztechnik). Da die Transistoren T1 bis T4 auf einem Chip integriert sind, ergeben sich

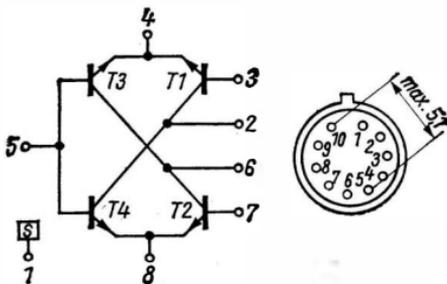


Bild 1
Innenschaltung und Anschluß-
belegung des *UL 1000 L*

nur kleine Abweichungen in den Kennwerten (Bild 1). Die wichtigsten Kennwerte sind:

Kollektor-Emitter-Spannung	$\geq 10 \text{ V}$
Kollektorstrom	$= 10 \text{ mA}$
Stromverstärkung (h_{21E} bei $150 \mu\text{A}$, 5 V)	≥ 20
Unterschied der Basis-Emitter-Spannung ($ U_{BE1} - U_{BE2} $ bzw. $ U_{BE3} - U_{BE4} $ bei $150 \mu\text{A}$, 5 V)	$\leq 5 \text{ mV}$
Unterschied der Stromverstärkung ($ h_{21B1} - h_{21B2} $ bzw. $ h_{21B3} - h_{21B4} $ bei $150 \mu\text{A}$, 5 V)	$\leq 0,008$
Verlustleistung (für gesamte IS bei $\vartheta_a = 100 \text{ }^\circ\text{C}$)	$= 100 \text{ mW}$
Betriebstemperatur	$-25 \text{ bis } +100 \text{ }^\circ\text{C}$

Bild 2 zeigt einen mit dem *UL 1000 L* aufgebauten Ringmischer. Die Intermodulationsprodukte sind durch die kleinen Parameterabweichungen innerhalb der zwei Transistorpaare minimiert. Dadurch wird ein Symmetrieabgleich der Schaltung überflüssig. In Abhängigkeit von der Polarität der Oszillatorspannung sind jeweils T1 und T2 oder T3 und T4 leitend.

Werte der Schaltung

Mischdämpfung = $0,75 \text{ dB}$, Trägerrestleistung = 3 nW .

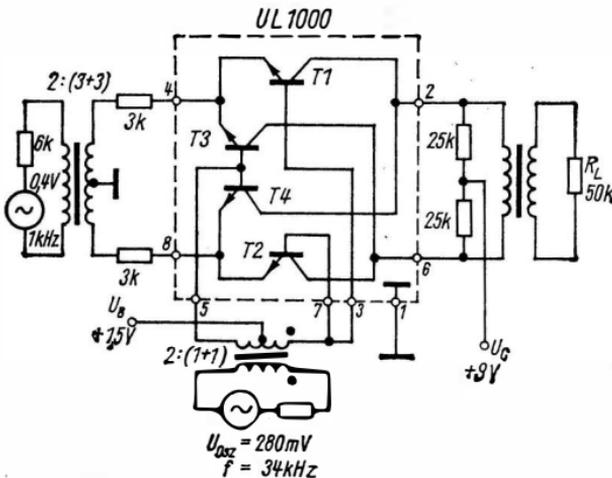


Bild 2 Ringmischer mit *UL 1000 L* [3]

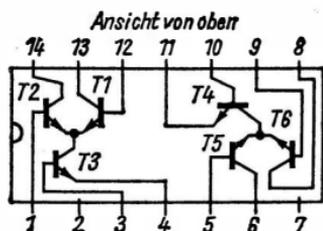


Bild 3
Innenschaltung des UL 1101 N

UL 1101 N

Zwei gleichartige Differenzverstärker mit Konstantstromquelle aus je 3 Transistoren (Bild 3).

Die wichtigsten Werte sind:

	Grenzwert	typischer Wert
Kollektor-Emitter-Spannung (U_{CE0})	15 V	26 V
Kollektorstrom (je Transistor)	50 mA	
Verlustleistung (je Transistor)	300 mW	
(gesamte Schaltung)	600 mW	
Betriebstemperatur	0 bis 55 °C	
Eingangsoffsetspannung (bei 3 V, 2 mA)	5 mV	
Eingangspolarisationsstrom	24 μ A	
Eingangsoffsetstrom	2 μ A	
Gleichtaktunterdrückung		100 dB
Spannungsverstärkung ($U_C = 12$ V, $U_E = 6$ V)		32 dB
Dynamische Transistorparameter ($U_{CE} = 3$ V, $I_C = 1$ mA, $f = 1$ kHz)	h_{11e}	5 k Ω
	h_{12e}	$2 \cdot 10^{-4}$
	h_{21e}	110
	h_{22e}	20 μ s
Transitfrequenz		550 MHz

In der Volksrepublik Polen wurde der mit Einzelhalbleitern bestückte Rundfunkempfänger *Jubilat* (Bereiche U, K, M, L) voll auf IS-Bestückung umgerüstet. Die Bezeichnung des Empfängers ist *Jubilat US-2* [4]. Im UKW-Tuner wird der Schaltkreis *UL 1101 N* eingesetzt. Als UKW-Eingangsstufe arbeiten T3, T2 in Kaskodeschaltung. Die Transistoren T4, T5, T6 wirken als Oszillator und Mischstufe für UKW. Als zweiter Schaltkreis wird der *UL 1111 N* verwendet. Er arbeitet als ZF-Verstärker für alle Bereiche und als selbst-

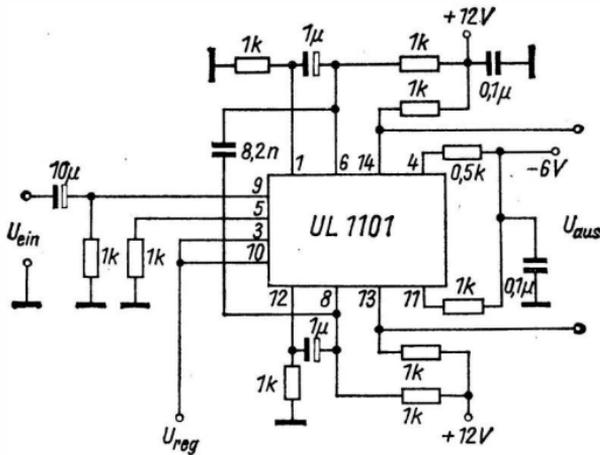


Bild 4 Zweistufiger NF-Verstärker mit UL 1101 [5]

schwingende Mischstufe für die Bereiche (K, M, L) sowie als NF-Vorverstärker (Transistor T5). Als NF-Endstufe wirkt der Schaltkreis UL 1402 L. Der mit Schaltkreisen bestückte Empfänger hat eine bessere Störsignalunterdrückung.

Mit dem UL 1101 läßt sich ein zweistufiger NF-Verstärker aufbauen (Bild 4). Der Eingang ist asymmetrisch, der Ausgang symmetrisch. Durch Änderung der Spannung U_{st} zwischen -2 V und $-5,5\text{ V}$ ergibt sich eine Verstärkungsregelung zwischen den Werten $A_V = +60\text{ dB}$ und -20 dB .

Kennwerte der Schaltung Bild 4:

Eingangsspannung	0 bis 40 mV
Spannungsverstärkung	+60 dB bis -20 dB
Eingangswiderstand	1 kΩ
Ausgangswiderstand	2 kΩ
Bandbreite	50 Hz bis 23 kHz

Man kann auch mit einem UL 1101 zwei voneinander unabhängige einstufige NF-Verstärker aufbauen. Dazu werden in der Schaltung Bild 4 die zwei $1\text{-}\mu\text{F}$ -Koppelkondensatoren weggelassen. Anschluß 9 wird über $10\text{ }\mu\text{F}$ als Eingang des 2. Verstärkers herausgeführt. Zwischen Anschluß 8 und 6 (Ausgang 2) werden $8,2\text{ nF}$ geschaltet. Die Anschlüsse 13 und 14 bilden den Ausgang des 1. Verstärkers. Bandbreite jedes Verstärkers:

100 Hz bis 21 kHz, Verstärkung 30 dB.

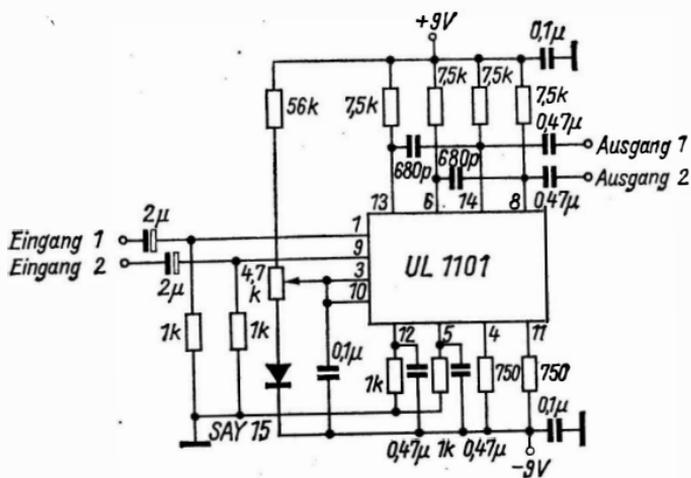


Bild 5 Geregelter zweikanaliger NF-Verstärker [5]

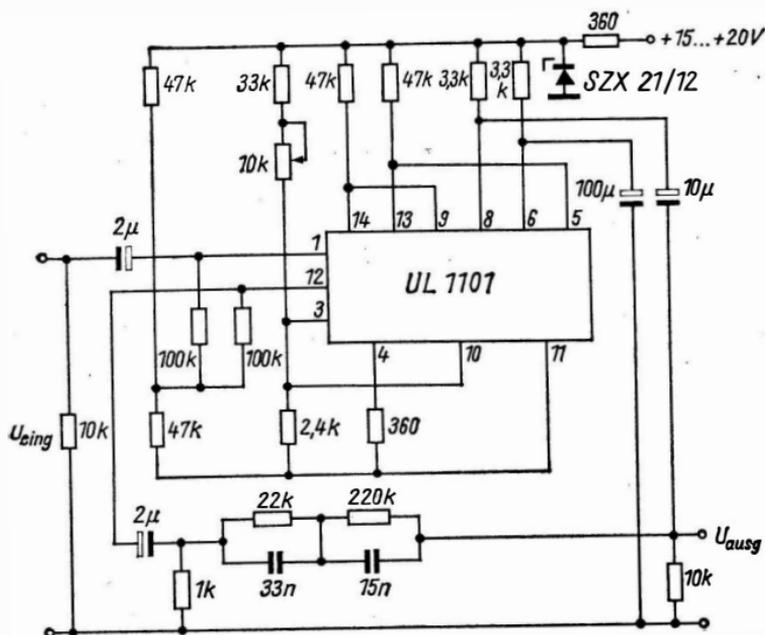


Bild 6a Schaltung zur Frequenzgangkorrektur mit UL 1101 [6]

Bild 5 zeigt einen Verstärkungsregler. Bei Stereoverstärkern wird zur Lautstärkeregelung üblicherweise ein mechanisch gekoppeltes Doppelpotentiometer verwendet. In der gezeigten Schaltung wird mit einem einfachen Potentiometer die Verstärkung in beiden Kanälen gleichzeitig geregelt. Die Regelspannung wirkt auf die Basis von Transistor T3 und T4 (Stromquellen). Die Regelcharakteristik ist in erster Näherung linear (Ausgangsspannung als Funktion der Regelspannung).

Kennwerte der Schaltung Bild 5:

Eingangsspannung	0 bis 70 mV
Spannungsverstärkung ($U_{\text{reg}} = 1,75 \text{ V bis } 0,65 \text{ V}$)	34 dB bis -9 dB
Eingangswiderstand	1 k Ω
Ausgangswiderstand	7,5 k Ω
Bandbreite	30 Hz bis 20 kHz

Die Schaltung eines NF-Vorverstärkers, als Frequenzgangkorrekturglied für magnetische Tonabnehmer geschaltet, zeigt Bild 6. Die Frequenzgangcharakteristik wird durch die Rückführung des Ausgangssignals über die RC-Glieder auf den Anschluß 12 bestimmt.

Kennwerte der Schaltung:

Eingangsspannung	0,4 bis 4 mV
Spannungsverstärkung	300fach
Eingangswiderstand	25 k Ω
Ausgangswiderstand	3 k Ω

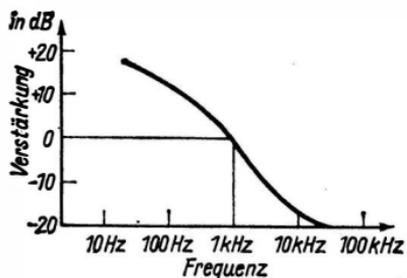


Bild 6b
Frequenzgangverlauf für die
Schaltung Bild 6a

UL 1111 N

Differenzverstärkerpaar und 3 Einzeltransistoren (Bild 7). Der Schaltkreis UL 1111 N ist (wie auch der UL 1101 N) für eine universelle Anwendung geeignet.

Die wichtigsten Kennwerte sind:

	Grenzwert	typischer Wert
Kollektor-Emitter-Spannung	15 V	26 V
Kollektorstrom (je Transistor)	50 mA	
Verlustleistung (je Transistor)	300 mW	
(gesamte Schaltung)	750 mW	
Betriebstemperatur	-25 bis +70 °C	
Stromverstärkung je Transistor (3 V, 1 mA)	40	100
Eingangsoffsetspannung	5 mV	
Transitfrequenz	550 MHz	
Rauschfaktor	3,7 dB	
Emitter-Basis-Kapazität ($U_{EB} = 3 \text{ V}$, 1 MHz)	0,5 pF	
Kollektor-Basis-Kapazität ($U_{CB} = 3 \text{ V}$, 1 MHz)	0,4 pF	
Kapazität Kollektor-Substrat	20 pF	

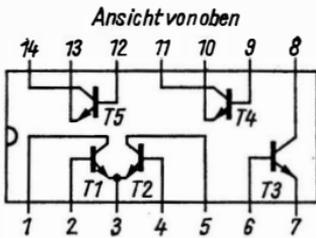


Bild 7
Innenschaltung des UL 1111 N

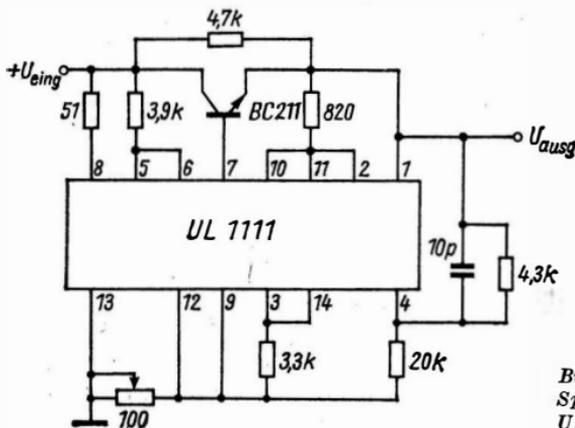


Bild 8
Spannungsstabilisator mit UL 1111 [5]

Bild 8 zeigt einen Spannungsstabilisator mit dem *UL 1111* als Vergleichler und Regelverstärker und dem Transistor *BC 211* als Reihenregler. Die Transistoren des *UL 1111* haben folgende Funktionen: T1 und T2 (Differenzpaar) Verstärker der Regelabweichung, T3 als Emitterfolger zur Steuerung des *BC 211*, T4 (als Diode geschaltet) zur Stabilisierung der Bezugsspannung des Differenzverstärkers, T5 als Strombegrenzer (Wert einstellbar mit Regler $100\ \Omega$).

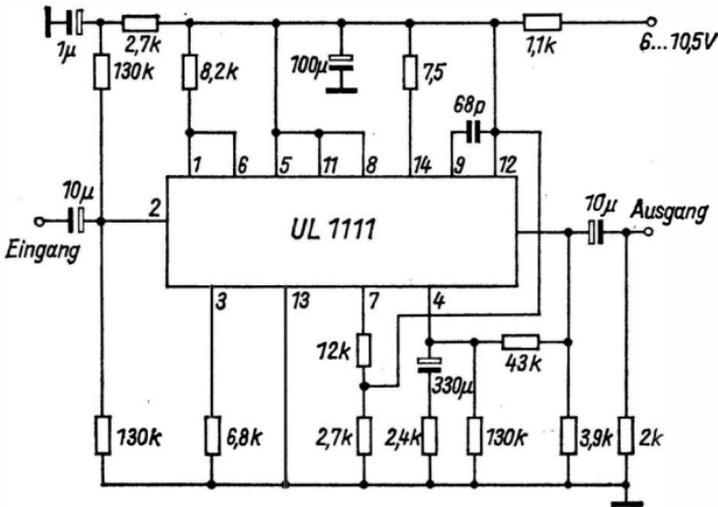


Bild 9 Vorverstärker mit *UL 1111*, obere Grenzfrequenz $100\ \text{kHz}$ [6]

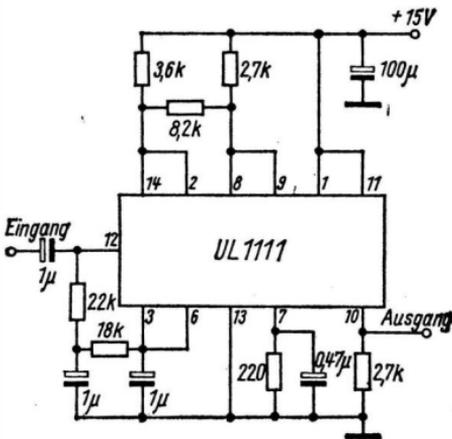


Bild 10
Breitbandverstärker bis $6\ \text{MHz}$
mit *UL 1111* [6]

Kennwerte der Schaltung:

Eingangsspannung	11 bis 15 V
Ausgangsspannung	9 V
Stabilisierungsfaktor	$\pm 0,3 \%$
Ausgangsstrom	650 mA
Ruhestrom	2,3 mA
Brummspannung	0,4 mV

Bild 9 zeigt einen breitbandigen Vorverstärker. Es sind in der Schaltung: T1 Eingangstransistor, T2 Gegenkopplung (rückgeführtes Ausgangssignal), T3 Emitterfolger, T4 Ausgangsstufe (Emitterfolger), T5 Verstärkungsstufe.

Kennwerte der Schaltung:

Eingangsspannung	0 bis 60 mV
Spannungsverstärkung	26 dB
Eingangswiderstand	60 k Ω
Ausgangswiderstand	1 k Ω
Bandbreite	60 Hz bis 100 kHz

Eine Erhöhung der Verstärkung um etwa 50 % ist möglich durch Überbrückung des Widerstands 12 k Ω an Anschluß 7. mit einem Elektrolytkondensator 100 μ F. Wird dem Vorverstärker mit einem *UL 1111* das Leistungstransistorpaar *BD 254/BD 255* (Volksrepublik Polen) nachgeschaltet, beträgt die mögliche Ausgangsleistung 3 W.

Bild 10 zeigt einen Breitbandverstärker mit dem *UL 1111*. Die Transistoren T5, T1 und T3, T4 sind als zwei Kaskodestufen geschaltet. Um eine große Bandbreite zu erzielen, sind zwei gegenkoppelnde Rückführungen eingesetzt. Die Rückführung vom Anschluß 3 auf 12 ist wirksam für Gleichspannung und NF, die Rückführung von Anschluß 8 nach 14 für Gleichspannung und das gesamte Frequenzband.

Spannungsverstärkung 57 dB (700fach)
Bandbreite 10 Hz bis 6 MHz.

Bild 11 zeigt einen spannungsgesteuerten astabilen Rechteckmultivibrator für hohe Frequenzen mit dem *UL 1111*. Als Multivibrator wirken die Transistoren T3, T4. T5 arbeitet als Stromquelle großer Stabilität und macht das Ausgangssignal unabhängig von Schwankungen der Speisespannung. Die Schwingfrequenz wird festgelegt mit dem Differenzpaar T1, T2 (als Arbeitswiderstand geschaltet), die in einem weiten Temperaturbereich thermisch kompensiert sind. Die Abhängigkeit zwischen Steuerspannung U_{st} (12 bis 17 V) und der Ausgangsfrequenz der Schaltung (9 bis 14 MHz) ist linear, die Ausgangsspannungs-Amplitude beträgt 4 V.

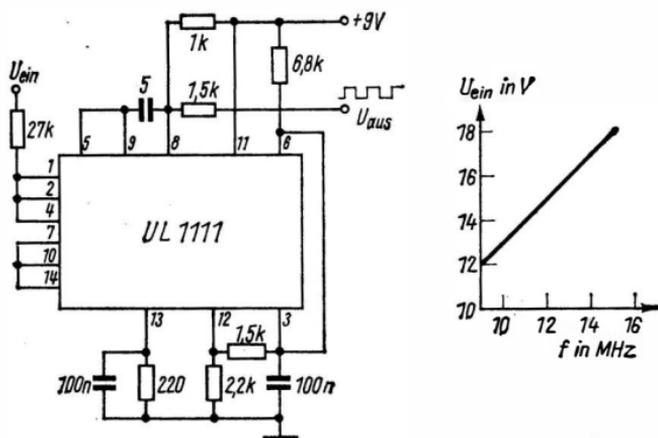


Bild 11 Spannungsgesteuerter Rechteckgenerator mit UL 1111 [6]

UL 1202 L

Der Schaltkreis enthält einen Breitbandverstärker sowie Elemente zur Vorspannungserzeugung (Bild 12). Er kann auch in HF-Schaltungen des Kurzwellenbereichs verwendet werden.

Die wichtigsten Kennwerte sind:

maximale Speisespannung	24 V
Betriebstemperatur	-25 bis +70 °C
maximale Verlustleistung	300 mW
maximale Eingangsspannung	±3 V
Eingangswiderstand	1,1 kΩ
Ausgangswiderstand	6,8 kΩ

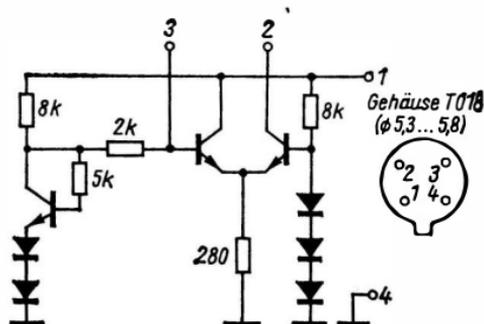


Bild 12 Innenschaltung und Anschlußbelegung des Breitbandverstärkers UL 1202 L

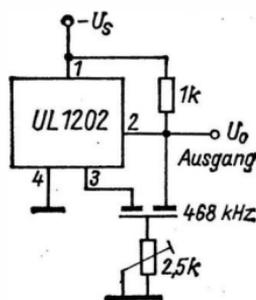


Bild 13
Generatorschaltung 468 kHz mit UL 1202 [7]

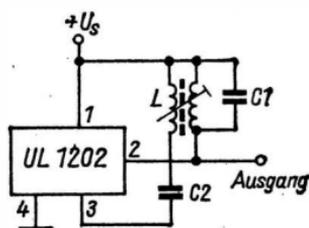


Bild 14
Quarzgeneratorschaltung mit UL 1202 [7]

Bild 15
LC-Generator (Meißner-Schaltung) mit UL 1202 [7]

Bild 13 zeigt einen 468-kHz-Generator. In der Rückkopplung findet das sowjetische piezokeramische Filter *PF 1 P22* des Rundfunkempfängers *Meridian* Verwendung. Das Potentiometer im Filterkreis wird zur Amplitudeneinstellung (kleinere Amplitude ergibt geringeren Klirrfaktor) benutzt. Der Generator ist geeignet als Signalquelle in Meßschaltungen, zum AM-ZF-Abgleich und als BFO-Generator in Empfängern mit einer ZF von 468 kHz. Die Schaltung hat eine geringe Abhängigkeit der Schwingfrequenz von der Speisespannung:

U_s	9	12	15	20	24	V
U_o	0,2	0,47	0,74	0,91	0,95	V
f_o	469,077	469,078	469,074	469,074	469,074	kHz

Wird in der Rückführung ein Quarz eingesetzt, ergibt sich die Schaltung nach Bild 14. An Stelle des Widerstands im Ausgangskreis wird hier ein Schwingkreis verwendet, der auch auf eine der Harmonischen der Quarzfrequenz f_o abgestimmt werden kann ($2f_o$, $3f_o$, $4f_o$). Der Generator wurde auf einer Frequenz von 27,12 MHz erprobt. Eine bessere Stabilität ergibt sich, wenn das Ausgangssignal unter Zwischenschaltung einer Trennstufe abgenommen wird.

Bild 15 zeigt einen LC-Generator in *Meißner*-Schaltung. Die Schaltung ist für die Einsatzfälle geeignet, bei denen die Schwingfrequenz nicht über einen großen Bereich veränderbar sein muß. Über den

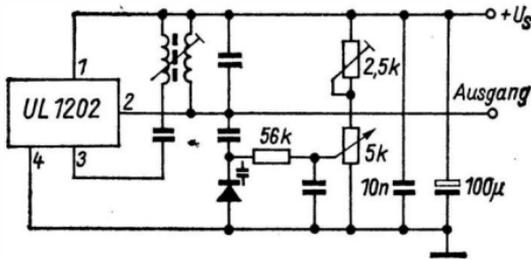


Bild 16
LC-Generator als BFO-Schaltung mit UL 1202 [7]

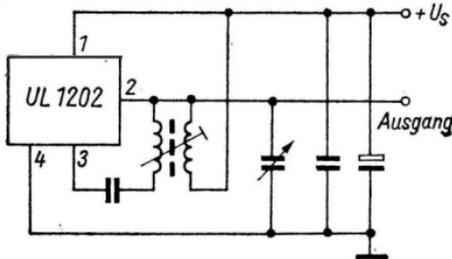


Bild 17
Durchstimmbarer HF-Generatorschaltung mit UL 1202

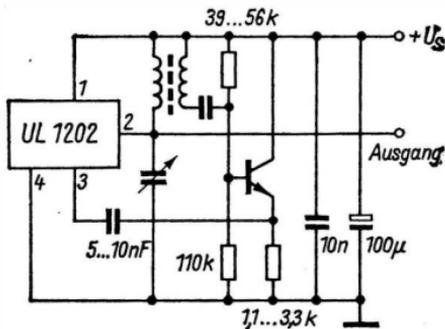


Bild 18
Durchstimmbarer HF-Generator mit verbesserter Amplitudenkonstanz

Kondensator C_2 ist die Rückkopplungsspule mit dem Basiseingang des UL 1202 verbunden (auf richtigen Wicklungssinn achten!).

Windungen der Rückkopplungsspule 20 bis 30% der Windungen der Resonanzkreisspule.

Bild 16 zeigt einen als BFO in Verkehrsempfängern einzusetzenden LC-Oszillator. Die Frequenz läßt sich mit einer Kapazitätsdiode im Bereich $\pm 1,5$ kHz verstimmten.

Bild 17 stellt einen durchstimmbaren HF-Generator dar (einzusetzen als Meßgenerator oder als Oszillator im Rundfunkempfänger). Der Nachteil dieser Schaltung – die große Amplitudenänderung des Ausgangssignals über den Frequenzbereich – läßt sich durch Einschalten eines Emitterfolgers in den Rückkopplungsweig (Bild 18)

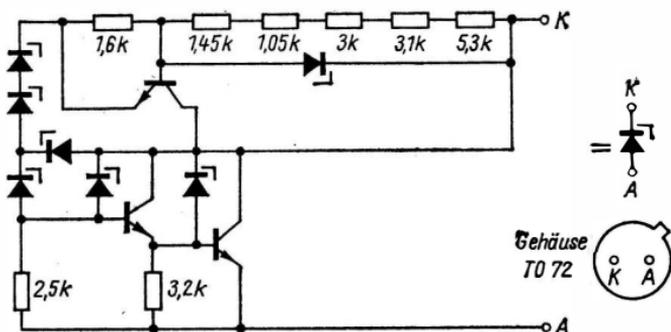


Bild 19 Innenschaltung und Anschlußbelegung des UL 1550 L

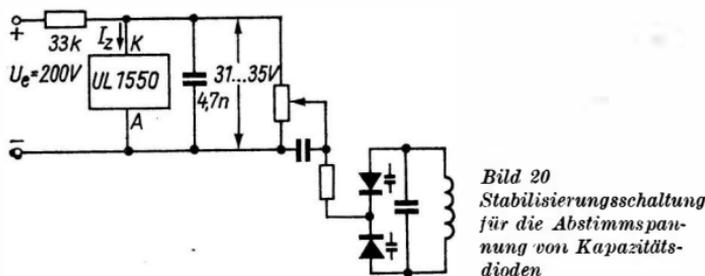


Bild 20
Stabilisierungsschaltung
für die Abstimmspan-
nung von Kapazitäts-
dioden

beseitigen. Der Koppelfaktor zwischen Ausgangsspule und Rückkoppelwicklung kann wegen des großen Eingangswiderstands des Emitterfolgers klein sein.

UL 1550 L

Der UL 1550 L ist ein temperaturkompensierter Spannungsstabilisator hoher Stabilität (Bild 19). Er wird an seinen äußeren Anschlüssen wie eine Z-Diode beschaltet. Die Temperaturabhängigkeit der stabilisierten Spannung ist etwa um den Faktor 10 kleiner als bei einer einfachen Z-Diode.

Die Kennwerte der Schaltung sind:

Stabilisierungsspannung	31 bis 35 V
in Gruppen: I	31 bis 32,2 V
II	31,8 bis 34,2 V
III	33,8 bis 35 V
maximaler Stabilisierungsstrom	15 mA
Betriebstemperatur	-25 bis +70 °C

maximaler dynamischer Widerstand (bei 5 mA) 25Ω
 Temperaturkoeffizient der Spannung (10 bis 50 °C) -1 bis $+0,5 \cdot 10^{-4}/\text{grad}$

Der *UL 1550 L* ist zur Speisung von Kapazitätsdioden in TV- und UKW-Tunern vorgesehen. Bild 20 zeigt dafür die Schaltung.

Tabelle Analog-Schaltkreise aus der Volksrepublik Polen

Typ	Funktion	Hauptkennwerte	Integriertes Bauelement			Gehäuse
			T	D	R	
UL 1000 L	Ringmodulator/ Demodulator (4 Transistoren)		4	-	-	R
UL 1101 N	Transistorarray (2 Differenzverstärker mit Konstantstromquellen)	U_{CE} 15 V I_C 50 mA f_T 550 MHz	6	-	-	DIL
UL 1111 N	Transistorarray (2 T als Differenzpaar und 3 Einzeltransistoren)	wie UL 1101	5	-	-	DIL
UL 1201 N	FM-ZF-Verstärker	U_S 7,5 V V 55 dB U_0 0,55...1,4 V	10	7	11	DIL
UL 1202 L	FM-ZF-Verstärker	U_S 10 V I_S 4...12 mA V 30 dB U_0 1,2 V	3	5	5	R
UL 1211 N	AM/FM-ZF-Verstärker mit AM-Demodulator (kleine Stromaufnahme, für Batteriebetrieb geeignet)	U_S 5 V I_S 10 mA V 60 dB (AM) 40 dB (FM)	9	5	14	DIL
UL 1221 N	Video-ZF-Verstärker (anwachsende AVR-Spannung bei größerem Bildsignal)	U_S 12 V I_S 27 mA V_p 50 dB	29	7	39	DIL
UL 1231 N	Video-ZF-Verstärker (sinkende AVR-Spannung bei größerem Bildsignal)	wie UL 1221 N	29	7	39	DIL
UL 1241 N	Ton-ZF-Verstärker mit FM-Demodulator und NF-Verstärker	U_S 9 V I_S 50 mA V_{ZF} 45 dB V_{NF} 67 dB	14	7	20	DIL
UL 1242	DF-Verstärker und Demodulator (für TV und Rundfunk)					

Tabelle Fortsetzung

Typ	Funktion	Haupt- kennwerte	Integriertes Bauelement			Gehäuse
			T	D	R	
UL 1252	Bild-Demodulator (für TV)					
UL 1261	Synchronisierungs- und Zeilengenerator- Schaltkreis für TV (Abtrennung der Syn- chronimpulse vom BAS und der Vertikal- impulse, Ansteuer- signal für Thyristor- endstufe)					
UL 1262	wie UL 1261, jedoch Ansteuersignal für Transistorendstufe					
UL 1321 N	Stereo-Vorverstärker	U_S 6 V I_S 3,5 mA V 60 dB B 400 kHz	13	6	26	DIL
UL 1401 L	NF-Leistungs- verstärker (B 100 kHz, V 30 dB)	U_S 11 V; P_0 1 W	9	3	13	R
UL 1402 L		13 V; 2 W				
UL 1403 L		18 V; 3 W				
UL 1405 L		22 V; 5 W				
UL 1461 L	NF-Leistungs- verstärker mit Vor- verstärker	U_S 13 V P_0 3 W V 60 dB B 100 kHz	15	4	28	R
UL 1490 N	NF-Leistungs- verstärker für Batterie-Kleinst- empfänger	U_S 9 V P_0 650 mW V 40 dB B 20 kHz	24	-	10	DIL-Sp
UL 1491 R	NF-Leistungs- verstärker	U_S 9 V; P_0 1,2 W	23	-	10	DIL-Sp
UL 1492 R	für Batteriebetrieb	12 V; 2,1 W				
UL 1493 R	(B 20 kHz; V 40 dB)	9 V; 2,1 W				
UL 1501 N	Regelverstärker für Spannungsstabilisie- rung	30 V; 10 mA	2	2	-	R
UL 1550 L	Spannungsstabili- sator für Kapazitäts- dioden-Speisung	U_Z 31...35 V I_Z 15 mA	3	7	8	R
UL 1601 N	Stereodekoder	U_S 6 V U_0 70...136 mV	19	9	15	DIL
UL 1611 N	Stereodekoder und NF-Vorverstärker	U_S 12 V U_0 200...400 mV	23	10	23	DIL
UL 1901 M	Regel-Schaltkreis für Motordrehzahl (Magnetband, Platten- spieler, Filmkamera u.ä.)	U_S 3,8...18 V I_0 1,8 A U_{Bezug} 1,35 bis 1,65 V				DIL-Sp

Tabelle Fortsetzung

Typ	Funktion	Haupt- kennwerte	Integriertes Bauelement			Gehäuse
			T	D	R	
In Entwicklung befinden sich die Äquivalenztypen zu folgenden Schaltkreisen [2]:						
TDA 440 (Tele- funken)	Videoverstärker (dreistufiger Breit- bandverstärker und Demodulator für TV)	U_S 10 ... 15 V ΔU 56 dB				DIL
TDA 1190 (Tele- funken)	Tonverstärker für TV (DF-Begrenzer und DF-Demodulator, Lautstärkeregelung, NF-Leistungs- verstärker)	U_S 9 ... 28 V P_0 4,2 W 50 Hz bis 12 kHz				DIL-Sp. mit Kühl- fahne
TDA 2640 (Valvo)	Steuerschaltung für Schaltnetzteile	U_S 12 V U_{ref} 6,2 V U_{syn} 1 ... 10 V; U_0 11,5 V I_0 20 mA				DIL

Erklärung verwendeter Kurzzeichen

B	Bandbreite
D	Diode
DIL	Dual-in-line-Gehäuse
DIL-Sp.	DIL-Split-Gehäuse
	Ausgehend vom DIL-Gehäuse, sind die Anschlußfahnen auf jeder Anschlußseite abwechselnd gegeneinander versetzt. Abstand zwischen den inneren Anschlußreihen 5 mm, zwischen den äußeren 10 mm.
I_0	Ausgangsstrom
I_S	Speisestrom
P_0	Ausgangsleistung
R	Widerstand
R (-Gehäuse)	Rund-
T	Transistor
U_0	Ausgangsspannung
U_S	Speisespannung
V	Verstärkung
V_P	Leistungsverstärkung

Vergleichs tabelle polnischer Analogschaltkreise

UL 1000 L	TAB 101/Philips	
UL 1101 N	CA 3026/RCA	
UL 1111 N	CA 3046/RCA	
UL 1201 N	CA 3011/RCA	UA 753/Fairchild
UL 1211 N	CA 3002/RCA	UA 703/Fairchild MFC 8030/Motorola 3065/Fairchild MC 1358/Motorola
UL 1221 N	CA 4043/RCA	
UL 1231 N		
UL 1241 N	CA 3042/RCA	3065/Fairchild MC 1358/Motorola
UL 1321 N	CA 3052/RCA	UA 739/Fairchild MFC 8000/Motorola SN 76005/TI
UL 1401 L	UA 706/Fairchild	
UL 1490 R	TBA 790/Sescossem	
UL 1491 R	TBA 790/Sescossem	
1492 R		
1493 R		
UL 1550 L	TAA 550/Sescossem MAA 550/TESLA	TAA 940/Telefunken
UL 1601 N	UA 767/Fairchild	MC 1307/Motorola SN 76110/TI
UL 1611 N	UA 767/Fairchild	MC 1307/Motorola SN 76110/TI
UL 1901 M	ESM 227/Sescossem	

Literatur

- [1] Halbleiterbauelemente und integrierte Schaltkreise Unitra – CEMI, VR Polen
- [2] *Jabłoński, T.*: Mikroelektronika w Instytucie Technologii Elektronowej (CEMI), Elektronika 18 (1977) 4, Seite 140 bis 141
- [3] *Lechner, D.*: Kurzwellenempfänger, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin 1975
- [4] *Justat, J./Cezary, R.*: Odbiornik radiofoniczny z układami scalonymi, Radioamator i krótkofalowiec 27 (1976) 4, Seite 93 bis 96
- [5] *Jarzebska, K.*: Zastosowania uniwersalnych układów scalonych typu UL 1101 N i UL 1111 N, Radioamator i krótkofalowiec 28 (1977) 2, Seite 35 bis 42
- [6] *Szpakowski, Z.*: Układy scalone w zastosowaniach, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1977
- [7] *Biliński, A.*: Amatorskie zastosowania układu scalonego UL 1202 L, Radioamator i krótkofalowiec 27 (1976) 11, Seite 262 bis 264
- [8] *Chojnacki, W.*: Układy scalone w urządzeniach krótkofalarskich, Wydawnictwa Komunikacji i Łączności, Warszawa 1975

Der Einsatz und die Bedeutung des Selengleichrichters in der Elektrotechnik und Elektronik haben sich durch die breite Entwicklung der Halbleiter-Gleichrichter-Bauelemente (Flächengleichrichter) verringert. Ein größeres Einsatzgebiet stellt daher nur noch die Konsumgüterindustrie dar, und zwar die Produktion von Rundfunk- und Fernsehempfängern. Das Produktionsprogramm des VEB *Gleichrichterwerk* Großräschchen [Kombinat VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder)] umfaßt neben einem Plattensortiment zum Aufbau von Gleichrichtersäulen noch Selenstabgleichrichter, Selenhochspannungstabgleichrichter, Selendioden, Selenstabilisatoren, Selenkleinstgleichrichter, Selenklammeregleichrichter und Selenblockgleichrichter.

1. Aufbau des Selengleichrichters

Gegenüber dem Ge- bzw. Si-Flächengleichrichter, der ein monokristalliner Halbleitergleichrichter ist, stellt der Selengleichrichter einen polykristallinen Halbleitergleichrichter dar. Auf einer runden, quadratischen oder rechteckigen Eisen- bzw. Alu-Trägerplatte (Bild 1) wird eine Zwischenschicht aus Nickel oder Wismut aufgebracht, die einen sperrfreien Übergang zur nachfolgenden Selenschicht schafft. Unter definierten Verhältnissen wird auf die Zwischenschicht dann Selen aufgedampft, wobei Zusätze von Halogenen die elektrische Leitfähigkeit verbessern. Anschließend wird eine Kadmiumpulverlegierung (Cd-Sn) aufgespritzt, die durch chemische Bildung von CdSe die eigentliche Sperrschicht ergibt. Abschließend drückt ein Messingblech auf die Sperrschicht, das den 2. Anschluß des Selengleichrichters darstellt. Die Trägerplatte bildet die Anode, das Messingblech die Katode des Selengleichrichters. Wie beim Flächengleichrichter besteht ein pn-Übergang, wobei das Selen p-leitend, das CdSe n-leitend ist. In Richtung von der Trägerplatte zum Messingblech fließt der Durchlaßstrom, in entgegengesetzter Richtung der Sperrstrom.

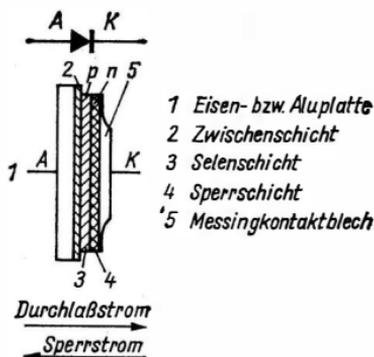


Bild 1
Aufbauschema einer Selengleichrichterplatte

In der Tabelle 1 sind die wichtigsten Werte der elektrischen Eigenschaften für die heute verwendeten Halbleiter-Gleichrichter-Werkstoffe zusammengestellt. Man erkennt daraus unschwer, daß die monokristallinen Halbleitergleichrichter gegenüber den polykristallinen Halbleitergleichrichtern wesentliche Vorteile haben.

Die einzelnen Selengleichrichterplatten sind für größere Spannungen in Reihenschaltung angeordnet. Für eine größere Stromstärke werden Selengleichrichter parallelgeschaltet. Das ist möglich, weil Selengleichrichterplatten gleicher Größe fast identische Werte für Sperrstrom und Sperrschichtkapazität aufweisen und sie auch unempfindlicher gegenüber spannungsmäßiger Belastung sind. Bei größerer Strombelastung ist auf einen erforderlichen Plattenabstand zu achten, damit eine ausreichende Luftkühlung erfolgen kann.

Montageformen solcher Selengleichrichter sind die bekannten Gleichrichtersäulen, wobei man die Platten auf einem isolierten Stahl-

Tabelle 1 Elektrische Eigenschaften von Halbleitergleichrichter-Werkstoffen

	Polykristallin		Monokristallin	
	Cu ₂ O	Se	Ge	Si
Stromdichte in A cm ⁻²	0,05	0,1	75	140
Sperrspannung in V	3 ... 8 ¹	20 ... 30 ¹	75	600
Sperrschichttemperatur in °C	70	85	65 ... 95	150 ... 200
Schleusenspannung in V	0,25	0,5	0,35	0,7
Wirkungsgrad	0,78	0,9	0,99	0,99
Stromreduktionsfaktor				
bei 35 °C	1,0	1,0	1,0	1,0
45 °C	0,5	0,86	0,72	0,95
55 °C	0,2	0,65	0,45	0,9

¹ Je Platte

bolzen anordnet. Kleinere Selengleichrichter werden in Gehäuse eingebaut (Rohre, Plaste, Metall) bzw. sind mit einer federnden Klammer zusammengefügt (Selenklammeregleichrichter).

2. Schaltungsarten des Selengleichrichters

Bei der Auswahl eines Selengleichrichters muß die Belastungsart berücksichtigt werden, und das vor allem bei Einwegschaltungen.

Einwegschaltung - E - (Bild 2 a)

Die Einwegschaltung stellt die einfachste aller Schaltungen dar. In ihrer Anwendung ist sie auf solche Fälle beschränkt, bei denen an die Welligkeit des gleichgerichteten Stroms keine besonderen Forderungen gestellt werden. Verwenden sollte man die Einwegschaltung bei kleineren Strömen, weil dann nur ein geringer Aufwand an Glättungsschaltungen erforderlich ist. Da nur eine Halbwelle der Wechselspannung ausgenutzt wird, muß man die Transformator-Sekundärspannung entsprechend größer bemessen. Die modernen Selenkleingleichrichter werden fast ausnahmslos für eine kapazitive Belastung ausgelegt, so daß Anschlußspannung und Gleichrichter-Nennspannung identisch sind. Bei reiner Widerstandsbelastung kann daher die Anschlußspannung gegenüber der bei Kondensatorbelastung ver-

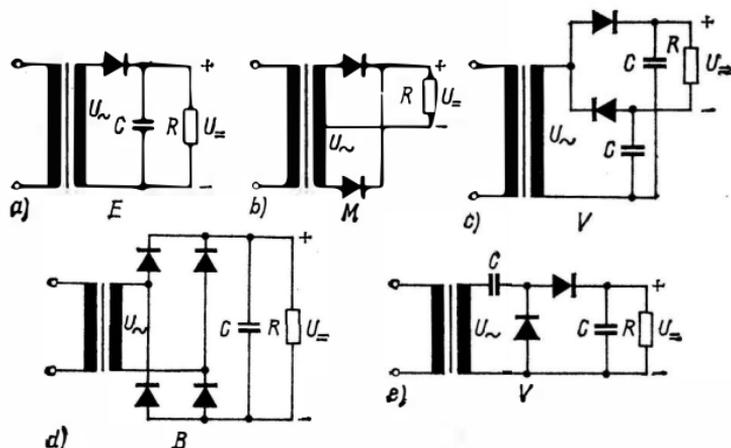


Bild 2 Schaltungsarten von Gleichrichtern; a - Einwegschaltung (E), b - Mittelpunktschaltung (M), c - Verdopplerschaltung nach Delon (V), d - Brückenschaltung (B), e - Verdopplerschaltung nach Villard (V)

Tabelle 2 Plattensortiment für Selenreiflächengeleitrichter

Plattengröße mm ²	Elektrische Kenndaten				I_{GN^2} Y-Reihe in A	Maximale Platten anzahl n_{max} in St	Abstand d_p in mm	Bolzen- anzahl n_B in St	Bolzen- durchmesser d_B in mm
	U_{AN} in V	I_{GN^2} W-Reihe ³ in A	I_{GN^2} X-Reihe in A	I_{GN^2} Y-Reihe in A					
$16,6 \times 16,6$		0,2	0,13	0,08	32	2,5	1	4	
20×25		0,5	-	-	28	5,5	1	4	
20×25		-	0,3	0,18	28	3,4	1	5	
25×33		-	0,5	-	28	5,5	1	5	
25×33		-	-	0,3	28	3,4	1	5	
33×33		1,1	0,9 ¹	-	28	5,5	1	5	
33×33		1,6	1,0	0,8	24	5,5	1	5	
50×50	20	-	1,6	1,3	40	5,5	1	8	
50×62		3,0	-	-	36	7,0	1	8	
50×83	25	-	3,0	2,5	36	7,0	1	8	
50×100	30 ¹	5,0	-	-	30	12	1	8	
71×100		7,0	5,0	4,2	30	12	1	8	
100×100		9,0	6,0	5,0	30	12	1	8	
100×100		10	-	-	24	15	1	8	
100×200		18	-	10	24	15	2	8	
100×300		24	-	15	24	15	3	8	
100×300		30	-	-	24	18	3	8	
100×400		36	-	-	24	15	4	8	
100×500		45	-	-	24	15	5	8	
200×300		-	-	30	24	18	6	8	

¹ Lieferung nach Vereinbarung

² E-Schaltung; für M- und B-Schaltung×2, für DB-Schaltung×3

³ in Vorbereitung

doppelt werden. Außerdem darf der Belastungsstrom für diesen Fall den Nennstrom um 25 % übersteigen. Der arithmetische Mittelwert der abgegebenen Gleichspannung beträgt bei Widerstandsbelastung etwa 40 % der Anschlußspannung und liegt bei Kondensatorbelastung über dem Wert der Anschlußspannung (etwa 110 %), abhängig von der Größe der Kapazität.

Mittelpunktschaltung – M – (Bild 2b)

In der Mittelpunktschaltung werden beide Halbwellen der Wechselspannung ausgenutzt, daher eignet sie sich besonders für die Gleichrichtung kleiner Wechselspannungen. Die Ausnutzung des Transformators ist in dieser Schaltungsart besser als bei der Einwegschaltung, allerdings muß der Transformator an der Sekundärwicklung einen mit dem vollen Strom belastbaren Mittelabgriff haben. Der arithmetische Mittelwert der abgegebenen Gleichspannung beträgt bei Widerstandsbelastung etwa 40 % der Anschlußspannung, bei Kondensatorbelastung ist er etwa 55 % der Anschlußspannung, abhängig von der Größe der Kapazität.

Verdopplerschaltung – V – (Bild 2c und Bild 2e)

Die Verdopplerschaltung wird angewendet, wenn man eine höhere Gleichspannung als die zur Verfügung stehende Anschlußspannung haben will. Es sind immer 2 Kondensatoren erforderlich, so daß eine reine Widerstandsbelastung nicht möglich ist. Der arithmetische Mittelwert der abgegebenen Gleichspannung ist etwa doppelt so groß wie der Effektivwert der Anschlußspannung, abhängig von der Größe der Kapazitäten.

Brückenschaltung – B – (Bild 2d)

Die Brückenschaltung ist innerhalb eines weiten Strom- und Spannungsbereichs die wirtschaftlichste Schaltungsart. In der Einphasengleichrichter-Schaltungstechnik wird sie am häufigsten eingesetzt, da sie eine günstige Ausnutzung des Transformators gestattet. Die maximale Anschlußspannung entspricht für alle Belastungsarten der Nennspannung. In Sperrrichtung ist jeder der 4 Zweige mit der vollen Anschlußspannung beansprucht. Der arithmetische Mittelwert der Gleichspannung beträgt bei der Widerstandsbelastung etwa 80 %, und bei der Kondensatorbelastung etwa 110 % des Effektivwerts der Anschlußspannung.

Die Berechnung von Gleichrichterschaltungen wird in der einschlägigen Fachliteratur oft behandelt. Der interessierte Amateur sei besonders auf [6] verwiesen.

3. Bezeichnungsschlüssel für Selengleichrichter

1. Buchstabe – Schaltungsart
 - E Einwegschtaltung
 - M Mittelpunktschtaltung
 - V Verdopplerschtaltung
 - B Brückenschtaltung
1. Zahl – Nennanschlußspannung in V
2. Buchstabe – Belastungsart
 - C kapazitive Belastung
2. Zahl – Nenngleichstrom in mA
 - Werden zwei Zahlenwerte angegeben, so gilt der größere für eine Befestigung auf einem Kühlblech.

Beispiel

Selengleichrichter B 25 C 200

Brückenschtaltung

Nennanschlußspannung 25 V

Kondensatorbelastung

Nenngleichstrom 200 mA

Bei älteren Selengleichrichtern findet man einen ähnlichen Bezeichnungsschlüssel, der Nenngleichstrom wurde aber in A angegeben.

4. Begriffe zum Selengleichrichter

Aktive Fläche

Die aktive Fläche der Gleichrichterplatte ist die Kontaktfläche von Deckelektrode und Selen.

Anschlußspannung

Die Anschlußspannung ist der Effektivwert der Wechselspannung, die zwischen zwei wechselstromseitigen Anschlüssen des Gleichrichters anliegt.

Belastung bei Gegenspannung

Belastung bei Gegenspannung ist die Belastung mit einer Batterie oder einer Gleichstrommaschine. Ähnliche Verhältnisse ergeben sich, wenn dem Verbraucher eine Kapazität parallelgeschaltet wird.

Bezugs- und Gehäusetemperatur

Sie ist die zulässige Oberflächentemperatur des Gleichrichters, die an einem festgelegten Punkt des Gehäuses gemessen wird.

Durchlaßkennlinie

Die Durchlaßkennlinie ist die Zuordnung von Durchlaßspannung und Durchlaßstrom oder spezifischem Durchlaßstrom.

Durchlaßspannung

Die Durchlaßspannung ist die an der Gleichrichterplatte zum Fließen eines Durchlaßstroms anliegende Spannung.

Durchlaßstrom, spezifischer

Der spezifische Durchlaßstrom ist der auf die aktive Fläche der Gleichrichterplatte bezogene Durchlaßstrom.

Frequenz

Selengleichrichter lassen sich für die in der Stromversorgungstechnik üblichen Frequenzen von 15 bis 500 Hz verwenden. Darüber hinaus macht sich die Sperrschichtkapazität bemerkbar.

Gleichspannung

Die Gleichspannung ist der arithmetische Mittelwert der vom Gleichrichter abgegebenen Spannung.

Gleichstrom

Der Gleichstrom ist der arithmetische Mittelwert des vom Gleichrichter abgegebenen Stroms.

Lebensdauer

Die Lebensdauer beträgt für einen ständigen Betrieb bei der maximal zulässigen Plattentemperatur im Dauerbetrieb (75 °C) mindestens 20000 Stunden. Da dieser Fall jedoch nur selten auftritt, ist mit einer Lebensdauer von 50000 bis 80000 Stunden zu rechnen.

Leistungsreihe

In Durchlaßrichtung unterscheidet man bei den Selengleichrichtern sogenannte Leistungsreihen. Die X-Reihe hat einen mittleren spezifischen Durchlaßstrom von 90 mA/cm² im Nennpunkt, die Y-Reihe einen von 60 mA/cm². In der Entwicklung befindet sich die W-Reihe, die einen wesentlich höheren spezifischen Durchlaßstrom aufweist.

Nennanschlußspannung

Die Nennanschlußspannung ist der Effektivwert der sinusförmigen Anschlußspannung von 50 Hz, mit der der Gleichrichter gekennzeichnet wird.

Nengleichspannung

Die Nengleichspannung ist der arithmetische Mittelwert der vom Gleichrichter abgegebenen Gleichspannung in der entsprechenden Schaltung.

Nengleichstrom

Der Nengleichstrom ist der arithmetische Mittelwert des Durchlaßstroms, mit der der Gleichrichter gekennzeichnet wird.

Nennsperrspannung

Die Nennsperrspannung ist der Effektivwert der sinusförmigen Wech-

selspannung von 50 Hz, mit der der Gleichrichter gekennzeichnet wird (= Nennanschlußspannung).

Plattengrenztemperatur

Die Plattengrenztemperatur ist die höchste, dauernd zulässige Plattentemperatur.

Plattentemperatur

Die Plattentemperatur ist die Temperatur, die die Gleichrichterplatte an ihrer wärmsten Stelle hat.

Schleusenspannung

Der Schnittpunkt der Tangente am geradlinigen Teil der Durchlaßkennlinie mit der Spannungsachse ergibt den Wert der Schleusenspannung oder Schwellspannung.

Sperrschichtkapazität

Diese Kapazität beträgt bei der Sperrspannung 0 etwa 30 nF/cm^2 , sie sinkt bei der Nennsperrspannung auf etwa 3 nF/cm^2 ab.

Sperrspannung

Die Sperrspannung ist die Spannung, mit der die Gleichrichterplatte in der Sperrichtung beansprucht wird.

Sperrstrom

Der Sperrstrom ist der infolge der anliegenden Sperrspannung in Sperrichtung fließende Strom.

Spitzensperrspannung

Die Spitzensperrspannung ist der periodische oder nichtperiodische Spitzenwert der Sperrspannung für Selengleichrichter mit spannungsbegrenzender Eigenschaft.

Umgebungstemperatur

Die Umgebungstemperatur ist die Temperatur, mit der das Kühlmittel (z. B. Luft) dem Gleichrichter zuströmt. Bei in Geräten eingebauten Gleichrichtern ist ihre Umgebungstemperatur häufig höher als die des Geräts. Es empfiehlt sich daher die Kontrolle der Bezugstemperatur.

Temperaturkoeffizient

Der Temperaturkoeffizient des dynamischen oder statischen Spannungsabfalls in Durchlaßrichtung gibt die Änderung des Durchlaßspannungsabfalls je Grad Celsius bei Nenngleichstrombelastung an.

Widerstandsbelastung

Die Widerstandsbelastung ist die Belastung mit einem ohmschen, induktiven oder daraus zusammengesetzten Widerstand.

5. Selengleichrichter-Bauformen

Selenkleinstgleichrichter für gedruckte Schaltungen

Diese Gleichrichter können zur Gleichspannungsversorgung und als Sperrventil eingesetzt werden. Sie erfüllen die Forderungen nach geringen Abmessungen, großer Belastbarkeit und Ausführung in Isolierstoffgehäuse. Sie sind, um sich der modernen Technik gut anzupassen, ausnahmslos mit Anschlüssen für gedruckte Schaltung versehen. Tabelle 3 gibt die lieferbaren Ausführungen an. In Bild 3 sind die Gehäuseabmessungen und die Anschlußbelegungen aufgeführt.

Selenklammeregleichrichter

Selenklammeregleichrichter sind auf Grund ihrer einfachen Herstellungsform relativ preisgünstig. Zum Schutz vor Umwelteinflüssen sind sie lackiert. Die Montage ist sowohl freitragend als auch auf

Tabelle 3 Selenkleinstgleichrichter für gedruckte Schaltungen

Typ	Kenndaten bei $\vartheta_a = -40 \dots +40 \text{ }^\circ\text{C}$		Gehäuse- abmessungen in mm ³
	U_{AN} in V	I_{FN} in mA	
E 20 C 60	20	60	4 × 10 × 12
E 25 C 60	25	60	4 × 10 × 12
E 50 C 80	50	80	7 × 12 × 13
E 60 C 70	60	70	7 × 12 × 13
E 75 C 70	75	70	7 × 12 × 13
E 100 C 40	100	40	9 × 11 × 12
E 125 C 40	125	40	9 × 11 × 12
M 20 C 120	20	120	4 × 10 × 12
M 25 C 120	25	120	4 × 10 × 12
M 60 C 140	60	140	7 × 12 × 13
M 75 C 140	75	140	7 × 12 × 13
M 80 C 80	80	80	9 × 11 × 12
M 100 C 80	100	80	9 × 11 × 12
V 10 C 60	10	60	4 × 10 × 12
V 12,5 C 60	12,5	60	4 × 10 × 12
V 30 C 70	30	70	7 × 12 × 13
V 37 C 70	37	70	7 × 12 × 13
V 40 C 40	40	40	9 × 11 × 12
V 50 C 40	50	40	9 × 11 × 12
B 20 C 25	20	25	7 × 7 × 8
B 25 C 25	25	25	7 × 7 × 8
B 20 C 200	20	200	7 × 12 × 13
B 25 C 200	25	200	7 × 12 × 13
B 40 C 80	40	80	9 × 11 × 12
B 50 C 80	50	80	9 × 11 × 12

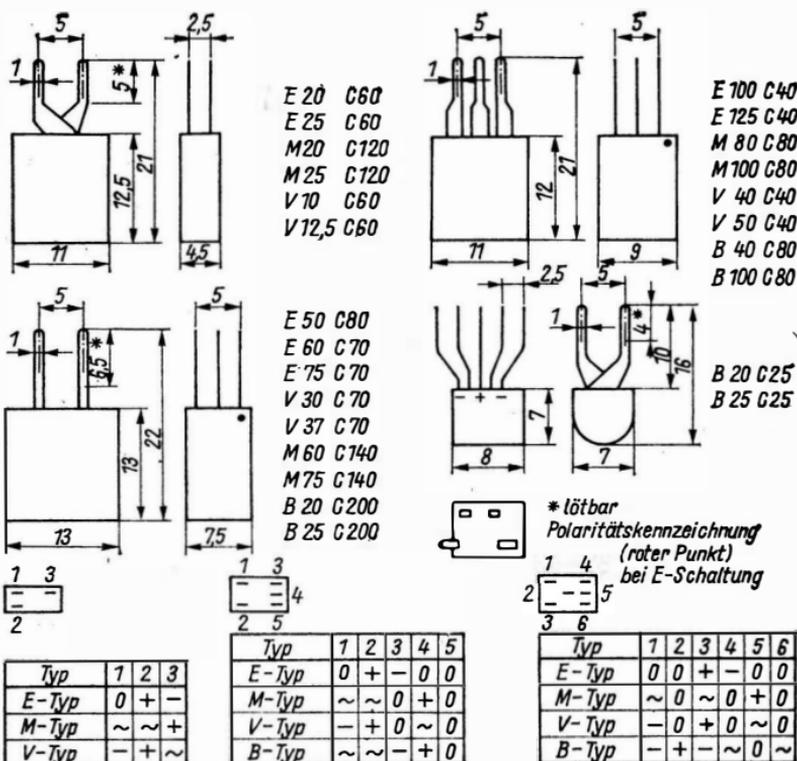


Bild 3 Bauformen der Selenkleinstgleichrichter für gedruckte Schaltungen

einem Kühlblech möglich. Für letzteren Fall sind die größeren Klammeregleichrichter mit 2 Schränkchen versehen, für den kleineren Typ gibt es eine Befestigungsschelle. Sie eignen sich zum Einbau in gedruckte Schaltungen. Für die Montage auf einem Kühlblech von mindestens 200 cm² Fläche gilt jeweils der höhere der beiden Stromwerte. Diese Gleichrichter sind vor allem für elektrische Erzeugnisse der Spielzeugindustrie und als Netzgleichrichter in transistorisierten Erzeugnissen der industriellen und Unterhaltungselektronik zu empfehlen. Tabelle 4 gibt die lieferbaren Ausführungen an. In Bild 4 sind die Abmessungen und die Anschlußbelegungen aufgeführt.

Selenblockgleichrichter im Metallgehäuse

Dieser Gleichrichtertyp ist eine besonders raum- und grundflächensparende Ausführung. Zur Ableitung der entstehenden Verlustwärme

Tabelle 4 Selenklammereleichrichter

Typ	Kenndaten bei $\vartheta_a = -40 \dots +40 \text{ }^\circ\text{C}$			Gehäuse- abmessungen in mm ³
	\bar{U}_{AN} in V	I_{FN} in mA	I_{F^1} in mA	
B 20 C 500/300	20	300	500	6 × 17 × 20
B 25 C 500/300	25	300	500	6 × 17 × 20
B 30 C 500/300	30	300	500	6 × 17 × 20
B 20 C 750/500	20	500	750	6 × 20 × 29
B 25 C 750/500	25	500	750	6 × 20 × 29
B 30 C 750/500	30	500	750	6 × 20 × 29

¹ mit Kühlblech 200 cm², 2 mm Alu

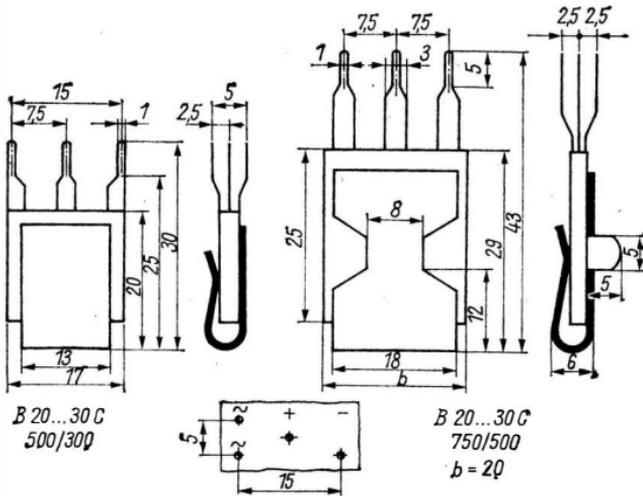


Bild 4 Bauformen der Selenklammereleichrichter

ist die Montage auf einem metallischen Chassis von 200 cm² Kühlfläche mit Schrauben oder Nieten erforderlich.

Bei der Normalausführung liegt der Minusanschluß am Gehäuse. Diese Gleichrichter haben keine vollständige Kapselung gegen Umwelteinflüsse. Sie eignen sich besonders für die Anwendung in Netzgeräten aller Art. Tabelle 5 und Bild 5 (links) geben die erforderlichen Informationen.

*Selenblockgleichrichter im Plastgehäuse
für gedruckte Schaltung*

Die in der Tabelle 6 und in Bild 5 (rechts) vorgestellten Gleichrichter werden vor allem als Netzgleichrichter verwendet. Durch den Ein-

Tabelle 5 Selenblockgleichrichter im Metallgehäuse

Typ	Kenndaten bei $\theta_a = -40 \dots +40 \text{ }^\circ\text{C}$		Gehäuse- abmessungen in mm ³
	U_{AN} in V	I_{GN} in mA	
B 250 C 90	250	90	10×15×32
B 250 C 135	250	135	12×17×37

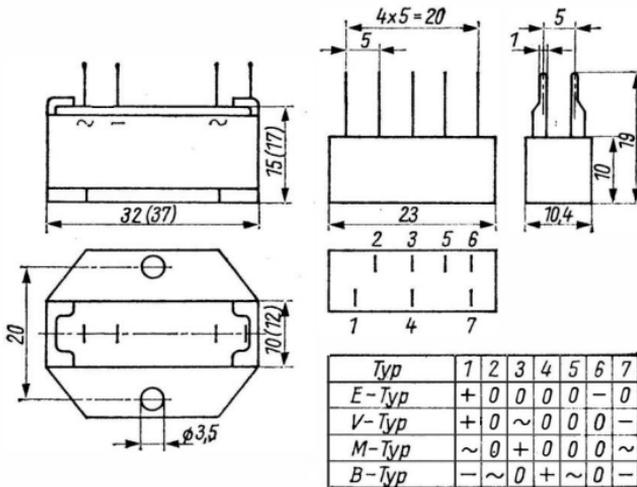


Bild 5 Bauformen der Selenblockgleichrichter im Metallgehäuse (links) und im Plastgehäuse (rechts)

Tabelle 6 Selenblockgleichrichter im Plastgehäuse für gedruckte Schaltungen

Typ	Kenndaten bei $\theta_a = -40 \dots +40 \text{ }^\circ\text{C}$		Gehäuse- abmessungen in mm ³
	U_{AN} in V	I_{GN} in mA	
E 500 C 15	500	15	10×10×23
E 625 C 15	625	15	10×10×23
M 500 C 30	500	30	10×10×23
M 625 C 30	625	30	10×10×23
V 250 C 15	250	15	10×10×23
V 300 C 15	300	15	10×10×23
B 250 C 30	250	30	10×10×23
B 300 C 30	300	30	10×10×23

satz hochbelastbarer Platten und guten elektrischen Eigenschaften ist eine sehr kleine Bauweise möglich. Der Verguß schützt die Gleichrichter vor störenden Umwelteinflüssen. In der Normalform werden die Gleichrichter mit Anschlüssen für gedruckte Schaltung geliefert.

Selenstabgleichrichter im HP-Rohr

Selenstabgleichrichter sind für beliebige Spannungen bei Strömen bis zu 10 mA in Einwegschaltung herstellbar. Diese Gleichrichter lassen sich dann (auch für Hochspannung) zu beliebigen Schaltungen verknüpfen. Tabelle 7 und Bild 6 (links) geben Hinweise zu den lieferbaren Ausführungen.

Tabelle 7 Selenstabgleichrichter im HP-Rohr

Typ	Kenndaten bei $\vartheta_a = -40 \dots +40 \text{ }^\circ\text{C}$		Gehäuse- abmessungen in mm
	U_{AN} in V	I_{FN} in mA	
E 12,5 C 3	12,5	3	} $\varnothing 6,5 \times 1$
E 25 C 3	25	3	
E 37,5 C 3	37,5	3	
⋮ in gleicher Stufe bis			
E 1500 C 3	1500	3	} $\varnothing 6,5 \times 1$
E 12,5 C 5	12,5	5	
E 25 C 5	25	5	
E 37,5 C 5	37,5	5	
⋮ in gleicher Stufe bis			
E 1500 C 5	1500	5	} $\varnothing 6,5 \times 1$
E 12,5 C 10	12,5	10	
E 25 C 10	25	10	
E 37,5 C 10	37,5	10	
⋮ in gleicher Stufe bis			
E 500 C 10	500	10	

n = Anzahl der Platten = $U_{AN} : 12,5 \text{ V}$

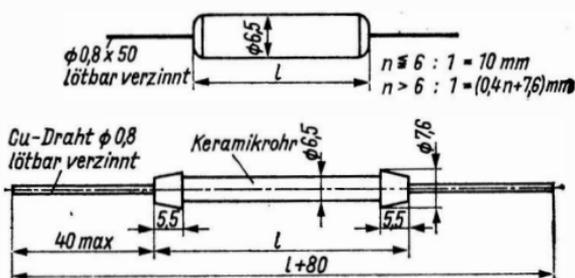


Bild 6 Bauformen der Selenstabgleichrichter im HP-Rohr (links) und der Selenhochspannungstabgleichrichter im Keramikrohr bzw. der Typ TS (rechts)

Tabelle 8 Selenhochspannungsstabgleichrichter im Keramikrohr

Typ	Kenndaten bei $\vartheta_a = -40 \dots +40 \text{ }^\circ\text{C}$				
	U_{AN} in V	\hat{U}_{RS} in kV	I_{FN} in mA	\hat{I}_{FR} in mA	l in mm
E 2250 C 2,5	2250	9	2,5	200	50
E 3000 C 2	3000	10,7	2	150	60
E 3750 C 2	3750	14	2	150	70
E 4500 C 1,7	4500	17,5	1,7	100	85
E 6000 C 1,5	6000	22,6	1,5	100	110

Tabelle 9 Selenhochspannungsgleichrichter TS zur Gleichrichtung des Zeilenimpulses in Fernsehempfängern

Typ	Kenndaten bei $\vartheta_a = -40 \dots +50 \text{ }^\circ\text{C}$					
	U_R in kV	\hat{U}_{RR} in kV	\hat{U}_{RS} in kV	I_{FN} in mA	\hat{I}_{FR} in mA	l in mm
TS 6,5	6,5	7,8	9,5			50
TS 9	9	10,8	13			60
TS 11	11	13,2	16	0,3	0,75	70
TS 13,5	13,5	16,0	18,5			85
TS 18	18	21,6	24,5			110
TS 20	20	24,0	26			120

Selenhochspannungsgleichrichter im Keramikrohr

Für diese Bauelemente wurden Selenhochspannungsgleichrichter des Typs TS verwendet, deren elektrische Daten für einen Betrieb an sinusförmigen Wechselspannungen mit einer Frequenz von 50 Hz und Kondensatorbelastung ausgelegt sind. Die Stäbe können mit Drahtanschluß oder ohne geliefert werden. Tabelle 8 und Bild 6 (rechts) geben entsprechende Informationen.

Selenhochspannungsgleichrichter, Typ TS

Der Selenhochspannungsgleichrichter Typ TS ist ein Stabgleichrichter im Keramikrohr, der speziell für die Gleichrichtung des Zeilenrücklaufimpulses im Fernsehempfänger gefertigt wird. Die elektrischen Daten gelten daher nur für diesen Anwendungsfall. Die technischen Daten haben für eine Zeilenfrequenz von etwa 16 kHz Gültigkeit. Für die Ausführungen TS 18 und TS 20 ist ein Kapazitätsgleichgewicht erforderlich (z.B. Drahtschleife an Minusende in der Länge von etwa 1/3 der Stablänge). Die TS-Stäbe können mit oder ohne Drahtanschluß geliefert werden. Tabelle 9 und Bild 6 (rechts) zeigen die Ausführungen.

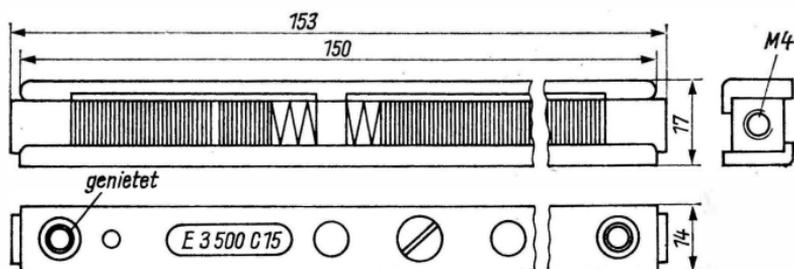


Bild 7 Bauformen der Selenhochspannungsstabgleichrichter im Kunststoffrahmen

Tabelle 10 Selenhochspannungsstabgleichrichter im Kunststoffrahmen

Typ	Kenndaten bei $\vartheta_a = -40 \dots +40 \text{ }^\circ\text{C}$			Gehäuse- abmessungen in mm ³
	U_{AN} in V	\hat{U}_{RR} in V	I_{FN} in mA	
E 3500 C 15	3500	14600	15	15 × 18 × 153

Selenhochspannungsstabgleichrichter im Kunststoffrahmen

Diese Hochspannungsgleichrichter sind speziell für die Gleichspannungsversorgung von Röntgengeneratoren, Kabelprüfgeräten, elektrostatischen Lackieranlagen, Elektrofilteranlagen usw. entwickelt worden. Durch ihre besondere konstruktive Formgebung können sie sowohl in Einweg- als auch in Verdopplerschaltung eingesetzt werden. Bei Einbau unter Öl ist eine höhere Belastung möglich, wobei die Plattentemperatur $80 \text{ }^\circ\text{C}$ an der heißesten Stelle des Gleichrichters nicht überschreiten darf. Tabelle 10 und Bild 7 geben die erforderlichen Informationen.

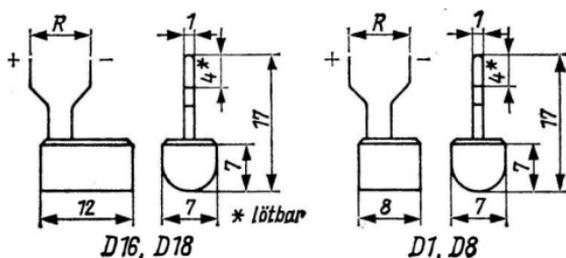
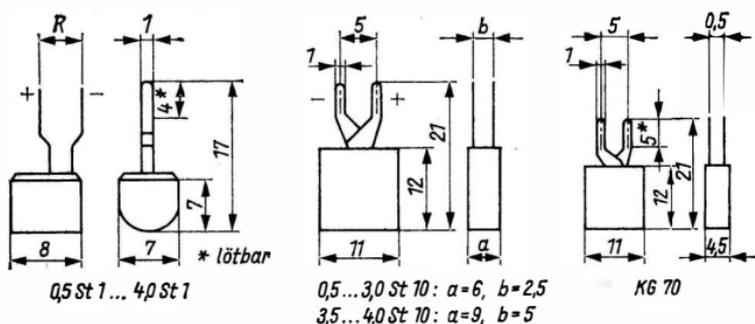


Bild 8 Bauformen der Selendioden

Tabelle 11 Selendioden

Typ	Kenndaten bei $\vartheta_a = -40 \dots +40 \text{ }^\circ\text{C}$						Gehäuse- abmes- sungen in mm ³	Raster- maß in mm
	U_{RM} in V	I_{FN} in mA	r_R in M Ω	bei		I_F in μA		
				U_R in V	r_F in k Ω			
D 1	12	2	>10	5	12...25	30	7×7×8	5
D 8	120	2	>16	80	<44	100	7×7×8	7,5
D 16	120·2	2	>16·2	80·2	<44·2	100	7×7×12	5+5
D 18	270	2	>36	180	<120	100	7×7×12	10


Bild 9 Bauformen der Selenstabilisatoren (links und Mitte) und des Selenamplifudenbegrenzers (rechts)
Tabelle 12 Selenstabilisatoren

Typ	Kenn- zeichnung	Kenndaten bei $\vartheta_a = -40 \dots +40 \text{ }^\circ\text{C}$		Gehäuse- abmes- sungen in mm ³	R in mm
		U_F in mA	I_F in V		
		0,5 St 1	S 1		
1,0 St 1	S 2	1,0...1,2			
1,5 St 1	S 3	1,5...1,8			
2,0 St 1	S 4	2,0...2,4			
2,5 St 1	S 5	2,5...3,0	0,5...2,0	7×7×8	7,5
3,0 St 1	S 6	3,0...3,6			
3,5 St 1	S 7	3,5...4,2			
4,0 St 1	S 8	4,0...4,8			
0,5 St 10	1 S 1	0,5...0,6	2,0...20	6×11×12	-
1,0 St 10	1 S 2	1,0...1,2			
1,5 St 10	1 S 3	1,5...1,8			
2,0 St 10	1 S 4	2,0...2,4			
2,5 St 10	1 S 5	2,5...3,0	2,0...20	6×11×12	-
3,0 St 10	1 S 6	3,0...3,6			
3,5 St 10	1 S 7	3,5...4,2			
4,0 St 10	1 S 8	3,0...4,8	2,0...20	9×11×12	-

Selendioden

Die Selendioden zeichnen sich durch einen sehr hohen, nahezu temperaturunabhängigen Sperrwiderstand aus. Sie eignen sich besonders für die Anwendung in der Nachrichtentechnik und in der Fernsehempfangstechnik. Die Selendiodentabletten sind in einem Polystyrolgehäuse untergebracht und zum Schutz vor Umwelteinflüssen eingegossen. Die Anschlüsse der Dioden eignen sich für gedruckte Schaltung. Bild 8 und Tabelle 11 zeigen die Abmessungen und die Kenndaten der Selendioden.

Selenstabilisatoren

Bei den Selenstabilisatoren wird der steile Anstieg der Durchlaßkennlinie in Spannungsbereichen oberhalb der Schleusenspannung ausgenutzt. Je steiler die Durchlaßkennlinie verläuft, desto günstiger ist die Stabilisierungswirkung. Durch Einsatz eines speziellen Plattentyps wird erreicht, daß die Streuungen relativ gering gehalten werden können. Eine zusätzliche Belastung der Selenstabilisatoren in Sperrrichtung ist nicht zulässig.

Selenstabilisatoren wendet man stets dort an, wo der Arbeitspunkt von Bauelementen, z. B. die Gittervorspannung von Röhren, die Basisspannung oder die Betriebsparameter von Transistoren bei Änderung der Speisespannung und der Temperatur konstant gehalten werden sollen. Eine weitere Anwendung ergibt sich als Referenzdiode in stabilisierten Netzgeräten. Tabelle 12 gibt die Kenndaten an, die Bauformen findet der Leser in Bild 9 (links und Mitte).

Selenamplitudenbegrenzer

Der Gehörschutzgleichrichter *KG 70* bewirkt die Unterdrückung von Spannungstößen im Fernsprechnet. Dadurch werden unangenehme Knackgeräusche im Fernhörer vermieden. Der Gehörschutzgleichrichter ist dem Fernhörer parallelgeschaltet. Tabelle 13 gibt die Dämpfungswerte an, Bild 9 (rechts) zeigt die Bauform.

Tabelle 13 Selenamplitudenbegrenzer

Typ	KG 70					
Pegel der Eingangsspannung am Fernsprechapparat in Np, bezogen auf 0,775 V:	-2	-1	0	+1	+2	+3
Einfügungsdämpfung bei 800 Hz in Np:	<0,05	<0,05	<0,3	>0,5	>1,1	>1,7

Literatur

- [1] *Reusch, K. u. a.*: Lehrbuch der Elektrotechnik, Band 2, VEB Verlag Technik, Berlin 1966
- [2] *Hahn/Munke u. a.*: Werkstoffkunde für die Elektrotechnik und Elektronik, VEB Verlag Technik, Berlin 1973
- [3] *Bender, D. u. a.*: Werkstoffkunde Elektroberufe, VEB Deutscher Verlag für Grundstoffindustrie, 6. Auflage, Leipzig 1976
- [4] *Wahl, R.*: Elektronik für Elektromechaniker, VEB Verlag Technik, 4. Auflage, Berlin 1973
- [5] *Pabst, B./Finke, K.-H.*: Rundfunk- und Fernsehbauteile mit Bauteilen der Elektroakustik, VEB Verlag Technik, 3. Auflage, Berlin 1977
- [6] *Streng, K. K.*: abc der Stromversorgung, Militärverlag der DDR, Berlin 1972
- [7] *Heber, S.*: Selen-Bauelemente für die Konsumgüterelektronik, Vortrag auf dem 7. Halbleiterbauelemente-Symposium, Frankfurt/Oder 1975
- [8] Selen-Kleingleichrichter, Ausgabe 1969, VEB Gleichrichterwerk Großräschen
- [9] Selen-Gleichrichter, Ausgabe 1971, VEB Gleichrichterwerk Großräschen
- [10] Selengleichrichter, Messeangebot 1973, VEB Gleichrichterwerk Großräschen
- [11] Übersicht Fertigungsprogramm Halbleiter-Bauelemente, Ausgabe 1977, Halbleiterindustrie der DDR

Gedanken

Bernhard Linnecke – DM 2 DXD

zum Empfängereingang

Die internationale Entwicklung auf dem Bauelementesektor hat in den letzten Jahren Ergebnisse gebracht, die die Konstruktion leistungsfähiger Empfänger für den KW-Funkverkehr ermöglichen. Dazu zählen u.a. Feldeffekttransistoren, Lineartransistoren und komplette Mischerbausteine. Auch wenn es für den Funkamateurl noch Probleme bei der Beschaffung solcher Bauelemente gibt, ist es doch gut, sich mit ihren Einsatzmöglichkeiten vertraut zu machen, denn nur die richtige Auswahl und Anwendung führen zum Erfolg. Es ist auch wichtig, mit Termini wie Intermodulation, Dynamikbereich und Rauschzahl arbeiten zu können. Ausgehend von einem Beitrag zur Klärung solcher Begriffe, wird ein Beispiel für die Leistungsfähigkeit moderner Bauelemente gezeigt.

Kommerzielle Hersteller und Amateure machen zu Empfängern sehr unterschiedliche Angaben zur Großsignalfestigkeit. Es ist daher schwer, vergleichende Urteile abgeben und Schlüsse auf die Brauchbarkeit der Empfänger unter konkreten Empfangsbedingungen ziehen zu können. Zunächst einige Bemerkungen zur Intermodulation.

Treffen zwei Empfangssignale R (mit f_R und U_R) und S (mit f_S und U_S) auf den Eingang eines Bauelements mit nichtlinearer Kennlinie, so ist an dessen Ausgang neben R und S ein ganzes Spektrum von durch Intermodulation gebildeten Signalen zu finden. Das ist grundsätzlich so und kann daher an jeder Stufe eines Empfängers geschehen.

Alle Signale, einschließlich R und S , haben untereinander den gleichen Frequenzabstand $|f_R - f_S|$. Die jeweils am dichtesten an R bzw. S liegenden Signale werden als d_3 -Produkte bezeichnet. Die nächstfolgenden heißen d_5 -Produkte. Je weiter die Produkte von R und S entfernt sind, um so geringer ist ihre Amplitude. Der Abstand zur Amplitude der Ausgangssignale R bzw. S wird Intermodulationsabstand IM genannt. Ein Beispiel soll diesen Sachverhalt verdeutlichen.

Die HF-Signale R ($f_R = 3,60$ MHz; $U_R = 10$ mV) und S (f_S

= 3,65 MHz; $U_s = 10$ mV) stehen am Eingang eines HF-Verstärkers mit der Verstärkung von 3 ($\hat{=} 10$ dB). An seinem Ausgang sind R und S jeweils 30 mV groß. Wie groß sind die entstandenen d_3 -Produkte, wenn der Intermodulationsabstand $IM = 60$ dB beträgt? Die Amplituden der neuen Signale sind 1000mal ($\hat{=} 60$ dB) schwächer als 30 mV, also $30 \mu\text{V}$. $30 \mu\text{V}$ entsprechen etwa einer Signalstärke S_8 und rufen auf den Frequenzen 3,55 MHz und 3,70 MHz schwere Empfangsstörungen hervor. Es sei dazu bemerkt, daß viele Hersteller elektronischer Bauelemente die IM -Werte für bestimmte Anwendungen angeben.

Im praktischen Funkverkehr treffen jedoch weit mehr als zwei Signale und diese mit unterschiedlichen Amplituden auf den Empfänger. Folglich entstehen auch weit mehr unterschiedliche IM -Produkte, die oft das sogenannte «Hintergrundgebrabbel» hervorrufen können.

Die Kreuzmodulation hat den gleichen physikalischen Ursprung, die gleichzeitige Aussteuerung einer gekrümmten Kennlinie von mindestens zwei Signalen. In diesem Fall wird angegeben, wie stark die Modulation eines Störsenders auf das Nutzsignal aufgeprägt wird.

Den Angaben von IM - und KM -Werten bleibt ein großer Spielraum, denn unterschiedliche Amplituden der Störsender ergeben unterschiedlich große IM - bzw. KM -Produkte. Es ist daher unfair, wenn die Angaben so gewählt werden, daß sie den Eindruck besonderer Leistungsfähigkeit des Empfängers hervorrufen. *D. Lechner* zitiert in seinem Buch *Kurzwellenempfänger* [1] z.B. einen Fall, bei dem 2×500 mV als Eingangsspannung für einen FET-Mischer genannt werden. Es ergeben sich mit dem ebenfalls angeführten IM -Abstand von 31 dB störende IM -Produkte von etwa 16 mV. Bei solchen Störungen ist jedoch jeder Empfang unmöglich. Den Wert der Angabe einer Eingangsspannung von 2×500 mV möge nun jeder selbst beurteilen.

Die Angabe des Interception Points IP schließt jedoch Manipulationen aus und gibt jedem die Gelegenheit, die Eigenschaften eines Geräts selbst zu überprüfen. Eine gute Arbeit zu diesem Thema ist von *M. Martin* in [2] erschienen.

Der Interception Point ist der Schnittpunkt der Kennlinie für lineare Verstärkung mit der Kennlinie für die d_3 -Produkte. Es gilt

$$IP = 0,5 \cdot IM + P_E. \quad (1)$$

P_E ist der Eingangspegel von R und S . Durch Umstellung von Gl. (1) erhält man den IM -Abstand

$$IM = 2(IP - P_E). \quad (2)$$

Als Maßeinheit wird das Dezibel dB verwendet. Der Bezugspegel 0 dBm, entsprechend 0,225 V an 50 Ω , hat sich international durchgesetzt (s. Anmerkung 1). Der praktische Wert von Gl. (2) soll an einem Beispiel gezeigt werden.

Der Allwellenempfänger, *E 1500* von *AEG-Telefunken* hat den $IP = 9$ dBm. Die Störsignale R und S sollen wieder 10 mV betragen und die Frequenzen 21,1 MHz und 21,2 MHz haben. Der d_3 -Abstand ist somit $IM = 2(9 + 27)$ dB = 72 dB. Das bedeutet, es werden auf 21,0 MHz und 21,3 MHz Empfangssignale vorgetäuscht, deren Amplituden etwa 1/3000 von R bzw. S , also etwa 3 μ V sind. Diese Spannungen von 3 μ V liegen weit über der Empfangsgrenze des Empfängers und können sich daher beim Empfang schwacher Nutzsignale bereits störend auswirken. Wären R und S nur 2,2 mV ($\hat{=} -40$ dBm) groß, so wären die d_3 -Produkte so klein, daß sie im Eigenrauschen des *E 1500* untergehen würden.

Allgemein läßt sich eine Verbesserung des IM -Verhaltens durch den Einbau von Dämpfungsgliedern vor den IM -empfindlichen Baugruppen erreichen. Allerdings gibt es eine Grenze; die Empfindlichkeit des Empfängers fällt. Wie weit man gehen kann, das läßt sich durch Berechnung des Eigenrauschens ermitteln. Als Ausgangspunkt kann die Eingangsempfindlichkeit des ZF-Verstärkers gewählt werden. Das Verfahren wird am folgenden Beispiel veranschaulicht.

Ein ZF-Verstärker soll die Rauschzahl $F_3 = 2$ kT_0 , eine Bandbreite $\Delta f = 3$ kHz und eine Eingangsimpedanz R_3 50 Ω haben. (Die Berechnung der äquivalenten Eingangsspannung wird in Anmerkung 2 gezeigt.) Dem ZF-Verstärker sei der Mischer mit der Rauschzahl $F_2 = 5,6$ kT_0 und der Mischverstärkung $v_2 = 0,5$ ($\hat{=} -6$ dB) vorgeschaltet. Davor befindet sich das Eingangsfilter mit einer Verstärkung $v_1 = 0,72$ ($\hat{=} -3$ dB). Das bewirkt eine Rauschzahl $F_1 = 2$ kT_0 (Berechnung s. Anmerkung 3). Das Gesamttrauschen kann nach

$$F_{\text{ges}} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{v_1} + \frac{F_3 - 1}{v_2 v_1} + \dots \quad (3)$$

berechnet werden. Die Gesamtzahl dieses Empfängers beträgt

$$F_{\text{ges}} = 2 + \frac{4,6}{0,72} + \frac{1}{0,72 \cdot 0,5} = 11,2 \text{ } kT_0.$$

Schaltet man beispielsweise zwischen das Eingangsfilter und den Mischer ein Dämpfungsnetzwerk mit nur 6 dB Dämpfung, so würde die Gesamttrauschzahl auf etwa 28,2 kT_0 steigen und damit die Empfindlichkeit auf die Hälfte fallen.

Ob die zu erreichende Empfindlichkeit für den Empfang eines bestimmten Frequenzbereichs genügt, kann man abschätzen, wenn die Rauschpegel dieser Bereiche bekannt sind. Durchschnittliche Werte

für das von der Antenne gelieferte Rauschen liegen im unteren KW-Bereich bei $1000 kT_0$ und im oberen bei $30 kT_0$. Wesentlich kleiner als diese Rauschzahlen braucht die des Empfängers nicht zu sein (für den Empfänger *E 1500* werden $10 kT_0$ genannt). Eine weitere Erhöhung der Empfindlichkeit hätte keinen Nutzen für den praktischen Funkverkehr. Im Gegenteil würde sie, ausgehend vom heutigen Bauelementeangebot, zu Lasten der Großsignalfestigkeit gehen müssen. Und das ist angesichts der ständig steigenden Feldstärken auf den KW-Bändern nicht erstrebenswert.

Eine Antenne mit 0 dB Gewinn liefert in den Abendstunden im Mittel 10 mV an 50Ω ($\cong -27$ dBm), in Extremfällen bis zu 100 mV. Wenn man bedenkt, daß viele Amateure dazu noch Antennen mit hohem Gewinn verwenden, wird klar, daß viele Empfänger den Anforderungen nicht gerecht werden.

Bevor auf die Vorstellung eines modernen Empfängereingangs eingegangen wird, noch einige Bemerkungen zum Dynamikbereich. Der Dynamikbereich ist der Bereich, in dem sich die Pegel der Eingangs-

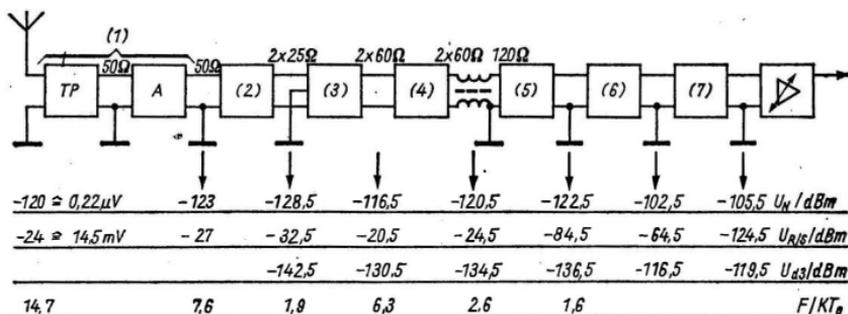


Bild 1 Die Stufen des im Text als Beispiel gewählten KW-Einzeichen-Empfängers mit Pegelplan. (1) - Tiefpaß, (2) - Hochstrom-Schottky-Ringmischer, (3) - Verstärker, (4) - Dämpfungsnetzwerk, (5) - erstes Quarzfilter, (6) - Zwischenverstärker, (7) - zweites Quarzfilter

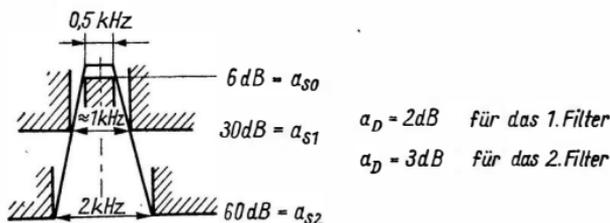


Bild 2 Die Selektionskurven der beiden Quarzfilter, $a_D = 2 \text{ dB}$ für das erste Filter (5) und $a_D = 3 \text{ dB}$ für das zweite Filter (7)

signale bewegen dürfen, ohne einerseits kleiner zu werden als das Eigenrauschen des Empfängers und ohne andererseits so große Werte anzunehmen, daß sie *IM*-Produkte erzeugen, die größer sind als das Eigenrauschen. Es gibt noch andere Definitionen für den Dynamikbereich, jedoch erscheint diese am klarsten.

Nachfolgend wird nun der Eingang eines Einzeichen-Telegrafie-Empfängers (SSSH) beschrieben (Bild 1). Für die ZF-Selektion sind zwei Quarzfilter vorgesehen, Durchlaßkurven siehe Bild 2. Der ZF-Verstärker (6) hat eine Rauschzahl von $1,6 kT_0$. Ihm ist das Quarzfilter (5) vorgeschaltet (Daten: $F = 1,6 kT_0$; $v = -2$ dB). Als Mischer (2) wird ein Hochstrom-Schottky-Ringmischer *SRA 1 H* verwendet. Sein *IP* ist 30 dBm, wenn er reell mit 50Ω abgeschlossen wird. Das Filter (5) hat jedoch für Frequenzen außerhalb des Durchlaßbereichs eine Impedanz ungleich 120Ω . Das bedeutet, daß bei direktem (allerdings impedanztransformiertem) Anschluß der *IP* des Mixers viel kleiner als 30 dBm sein kann. Daher wird ein Trennverstärker in Verbindung mit einem Dämpfungsnetzwerk dazwischengeschaltet. Der *IP* liegt damit bei 28 dBm. Die Dämpfung ist mit Rücksicht auf eine günstige Gesamtrauschzahl auf 4 dB festgelegt. Der Verstärker wird als Gegentaktschaltung ausgelegt, weil der Eingang breitbandig ist und die Bildung von d_3 -Produkten maximal unterdrückt werden soll. Die Verstärkung beträgt 12 dB. Der *IP* liegt bei 30 dBm, und die Impedanzen sind $2 \times 25 \Omega$ am Eingang und $2 \times 60 \Omega$ am Ausgang. Bild 3 zeigt den Verstärker (3) und das Dämpfungsnetzwerk (4).

Der Abschwächer ist nach [3] ausgelegt. Er hat mit dem durch zwei *Cauer-Pässe* aufgebauten Eingangsfilter eine Gesamtdämpfung von 3 dB. Im Bild sind entsprechend den Stufen die Pegel der Störsignale *R* und *S*, der d_3 -Produkte und des Nutzsignals *N* dargestellt. Die beiden Störer liegen 1 bzw. 2 kHz neben dem Nutzsignal. Die angegebenen Rauschzahlen sind nach Gleichung (3) berechnet. Es ist zweckmäßig, für diese Rechnungen einen Rechner zu benutzen, weil durch häufiges Multiplizieren erhebliche Fehler entstehen können.

Ausgehend von den Signal- und Rauschpegeln auf den KW-Bändern ist festgelegt, daß $0,22 \mu\text{V}$ an 50Ω ($\cong -120$ dBm) mit einem Rausch- bzw. Störabstand von 10 dB noch empfangen werden sollen. Bei der *IM*-Analyse kann der Abschwächer außer Betracht gelassen werden, weil er erst dann Intermodulation erzeugt, wenn der Mischer und der Verstärker bereits übersteuert sind. Man hat untersucht, wo die obere Grenze des Dynamikbereichs liegt. Für diesen Fall sind die Pegel in Bild 1 angegeben.

Im Mischer werden d_3 -Produkte erzeugt, die einen *IM*-Abstand von 110 dB zu *R* und *S* haben. Ihr Abstand zum Nutzsignal beträgt 14 dB. Der Verstärker (3) produziert ebenfalls d_3 -Produkte, die sich

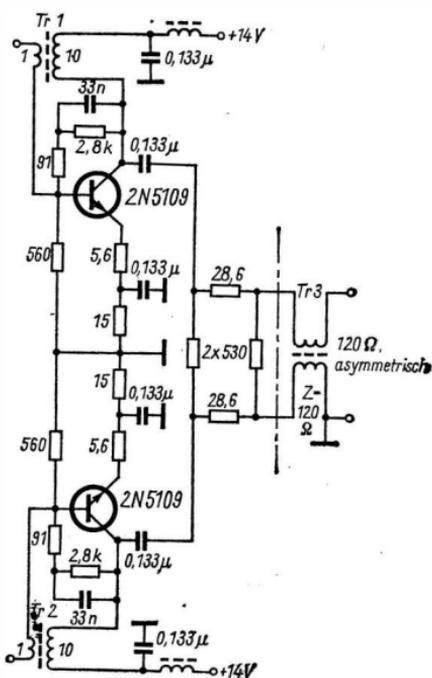


Bild 3
Stromlaufplan von Verstärker (3)
und Dämpfungsnetzwerk (4)

zu denen des Mischers addieren. Allerdings sind ihre Amplituden so klein, daß sie den Gesamtstörabstand nicht verändern. Durch das folgende Filter (5) werden die Störsignale R und S so gedämpft, daß sie im sich anschließenden Verstärker keine nennenswerten IM -Produkte erzeugen können. In Hinblick auf die Intermodulation kann also das Nutzsignal mit dem gewünschten Störabstand empfangen werden. Gleiches trifft auch auf das Rauschen zu. Ein entsprechend sauberes Oszillatorsignal wird vorausgesetzt.

Es muß jedoch noch ein Problem erwähnt werden. Nach dem Passieren des ersten Quarzfilters ist das Störsignal R (Abstand von N gleich 1 kHz) zwar um 60 dB gedämpft, doch noch immer etwa 40 dB stärker als das Nutzsignal. Es würde also den Empfang von N verhindern. Daher wird über einen Zwischenverstärker (6) mit dem FET 40819 ein zweites Filter (7) in den ZF-Kanal geschaltet. Dieses dämpft R um weitere 60 dB, womit der Empfang von N möglich ist. Die Aufteilung der Selektion wurde vorgenommen, weil mit einem Filter Dämpfungen über 80 dB schwer zu realisieren sind und der Einbau hinsichtlich genügender Nebensprechdämpfung problematisch wird.

Abschließend bliebe noch festzustellen, welchen Empfangsbedingungen dieser Baustein gewachsen ist. Das Eigenrauschen ist niedrig

genug, um auch im 10-m-Band arbeiten zu können. Die Intermodulationsfestigkeit reicht für normale Empfangsbedingungen aus. Immerhin kann es trotzdem beispielsweise im 40-m-Band zu Empfangsstörungen kommen. Eine schnelle Überprüfung zeigt das: $U_R = U_S = 70 \text{ mV}$ ($\hat{=} -10 \text{ dBm}$); $IP_{ges} = 28 \text{ dBm}$. Damit folgt $IM = 76 \text{ dB}$. Das bedeutet: Die störenden d_3 -Produkte erreichen etwa $8 \mu\text{V}$. Der Empfang schwacher DX-Signale kann also bereits gestört werden. Es sei allerdings bemerkt, daß Störer mit Amplituden von 70 mV nicht die Regel sind und nur kurzzeitig, entsprechend den ionosphärischen Bedingungen, auftreten.

Anmerkung 1

Um das Arbeiten in Entwicklung und Fertigung elektronischer Geräte zu erleichtern, werden moderne HF-Generatoren mit Amplitudenkennzeichnungen in dBm versehen. Dabei verwendet man die Spannung von $0,225 \text{ V}$ an 50Ω als Bezugspegel, weil in diesem Fall an den Verbraucher eine Leistung von 1 mW abgegeben wird. Um diese Relation zu 1 mW zu kennzeichnen, wird das kleine m der Angabe in dB hinzugefügt. Einige wichtige Pegel:

$$\begin{array}{ll} 20 \text{ dBm} = 2,25 \text{ V} & -20 \text{ dBm} = 22,5 \text{ mV} \\ 10 \text{ dBm} = 0,71 \text{ V} & -60 \text{ dBm} = 0,22 \text{ mV} \\ 0 \text{ dBm} = 0,225 \text{ V} & -120 \text{ dBm} = 0,22 \mu\text{V} \end{array}$$

Anmerkung 2

Die Rauschzahl F läßt sich mit der Gleichung

$$U_r = 0,064 \sqrt{F \cdot R \cdot f}$$

(U_r in V, F in kT_0 , f in kHz) in eine äquivalente Rauschspannung umrechnen. In unserem Fall ist $U_r = 0,035 \mu\text{V}$. Die ZF-Eingangsspannung muß für ein Signal/Rausch-Verhältnis von $1:1$ ($= 0 \text{ dB}$) ebenfalls $0,035 \mu\text{V}$ betragen.

Anmerkung 3

Nach [4] hat ein passiver Vierpol (Filter, Abschwächer usw.) mit dem Dämpfungsmaß $b = N \text{ dB}$ ein Rauschmaß $r = N \text{ dB}$. Die Umrechnung des Rauschmaßes r in die Rauschzahl F nimmt man durch Delogarithmieren vor. Es gilt

$$r = 10 \lg F.$$

Literatur

- [1] *Lechner, D.*: Kurzwellenempfänger, Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- [2] *Martin, M.*: Extrem lineares Empfängereingangsmodul mit großem Dynamikbereich und sehr geringen Intermodulationsverzerrungen, Internationale Elektronische Rundschau, Heft 4/1975, Seite 73 bis 76
- [3] *Rohde, U. L.*: Zur optimalen Dimensionierung von KW-Eingangsteilen, Internationale Elektronische Rundschau, Heft 11/1973, Seite 244 bis 248, Heft 12/1973, Seite 276 bis 280
- [4] *Meinke/Gundlach*: Taschenbuch der HF-Technik, Springer-Verlag, Berlin/Göttingen/Heidelberg 1956
- [5] *Oxner, E.*: FETs in balanced Mixers, Siliconix Inc., Application Note Jy 1972
- [6] *Schröder, H.*: Elektrische Nachrichtentechnik, Band 1, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde 1959

ELEKTRONIK-SPLITTER

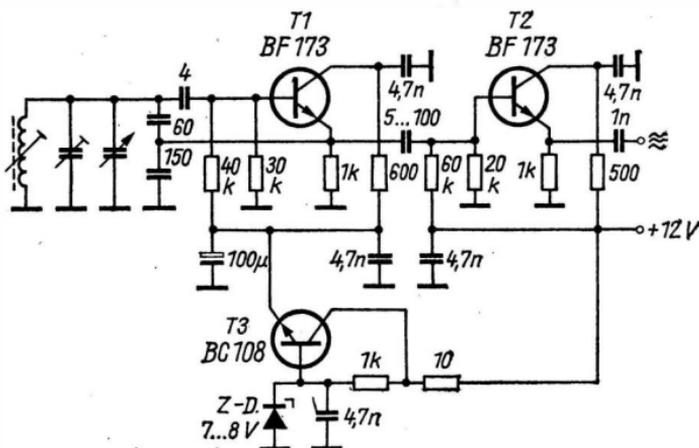
VFO-Schaltung für UKW-Amateursender

Die im Bild gezeigte VFO-Schaltung eignet sich für einfache FM-Transceiver im 2-m-Amateurband. Die Schaltung kann sowohl für den Empfänger- als auch für den Senderoszillator verwendet werden. Benutzt man im FM-Transceiver 2 derartige Oszillatoren, dann kann im Gleichwellenbetrieb gearbeitet werden, oder man arbeitet mit entsprechend versetzten Frequenzen bei Empfang und bei Senden (z. B. beim Relaisbetrieb). Der VFO ist mit 3 Transistoren aufgebaut. T1 ist der Oszillator, T2 die Trennstufe und T3 die Stabilisierungsschaltung für den Oszillator.

Mit der angegebenen Dimensionierung eignet sich die Schaltung im Frequenzgebiet 10 bis 50 MHz. Zur Abstimmung wird ein UKW-Drehkondensator guter Stabilität verwendet. Die Dimensionierung des Oszillatorschwingkreises richtet sich nach der gegebenen Frequenz. Für einen Nachbau eignen sich die Transistoren SF 245 (BF 173) und SC 237 (BC 108).

Literatur

Fack, M.: Sende- und Empfangs-VFO für FM-Geräte, Zeitschrift «cq-dl», Reprint in Zeitschrift «OM», Heft 4/1976, Seite 15 bis 18



Frequenzaufbereitung für einen 2-m-FM-Transceiver

Der Amateurfunk auf den UKW-Bändern unterliegt anderen Bedingungen als auf der Kurzwelle. Im Gegensatz zu den niederfrequenten Bändern hat sich bei UKW, speziell auf dem 2-m-Band, die Sendart FM neben der Sendart SSB durchgesetzt. FM ist keine ausgesprochene DX-Sendart, sondern wird hauptsächlich für den mobilen Amateurfunk eingesetzt. Gerade auf diesem Gebiet hat FM unbestreitbare Vorteile, die sich auf der Empfängerseite besonders vorteilhaft bemerkbar machen.

Der Mobilfunk und auch der Einsatz von FM-Stationen kleiner Leistung hat im Zusammenhang mit der Errichtung von Amateur-Relaisfunkstellen seine Daseinsberechtigung bekommen. Die Relaisfunkstellen gewährleisten, daß, mit kleinen Leistungen oder aus dem Auto heraus, in Stadtgebieten ohne großen Antennenaufwand gearbeitet werden kann.

Von diesen Überlegungen aus und vorausgesetzt, daß in unserer Republik auch im Amateurfunk der Betrieb über Relaisfunkstellen nach den IARU-Empfehlungen in absehbarer Zeit möglich sein wird, soll eine Möglichkeit aufgezeigt werden, wie sich mit relativ einfachen Mitteln ein FM-Transceiver aufbauen läßt. Da nicht die komplette Schaltungsbeschreibung wiedergegeben werden kann, wird sich dieser Beitrag mit den hauptsächlich Baugruppen, dem VFO mit Vervielfacher, dem 10,7-MHz-Oszillator und dem Sendermischer, beschäftigen.

Für den FM-Empfang haben sich auch im Amateurfunk Doppelsuper mit einer 1. ZF von 10,7 MHz und einer 2. ZF von 450 kHz durchgesetzt. Dabei werden zur Selektion in der 1. ZF Quarzfilter, wie das französische vom Typ *FTS 36-C50* [1] und [7], das vor einiger Zeit beim Konsum-Elektronik-Versand in Wermsdorf preiswert zu erwerben war, eingesetzt. Für die 2. ZF haben sich neben den piezokeramischen Filtern mechanische Filter mit einer Bandbreite von 19 kHz durchgesetzt. Bei dieser Konzeption läßt sich auch gut und ohne viel Komplikationen ein Transceiver aufbauen.

Der VFO mit Vervielfacher

Das Herzstück eines jeden Empfängers bzw. Senders ist der VFO. Über diese wichtige Baugruppe wurde schon viel geschrieben [2], [3], so daß hier dieses Problem nicht weiter erörtert werden soll. Um eine 1. ZF von 10,7 MHz zu erhalten, muß sich der VFO im Bereich von 133,3 bis 135,3 MHz als Endfrequenz durchstimmen lassen. Auf so hohen Frequenzen lassen sich Oszillatoren nur mit sehr großem Aufwand frequenzstabil aufbauen. Aus diesem Grund wurde auf einen VFO zurückgegriffen, der im Bereich 22,216 bis 22,55 MHz schwingt. Wird dieser Frequenzbereich versechsfacht, so ist die gewünschte Endfrequenz erreicht. Der Mehraufwand bei den Vervielfacherstufen zahlt sich aus und ist auch bei Mobil- bzw. Portable-Stationen gerechtfertigt.

Als Oszillatortransistor wird ein Feldeffekttransistor *KP 303 E* eingesetzt. Unipolare Transistoren eignen sich an dieser Stelle besonders gut, weil sie keine spannungsabhängigen Sperrschichtkapazitäten aufweisen und daher auch keine Frequenzdrift durch Betriebsspannungsschwankungen zu erwarten ist. Wichtig ist aber, bei der Dimensionierung des Oszillators darauf zu achten, daß FET fester an den Schwingkreis angekoppelt werden müssen. Beachtet man das nicht, schwingt der Oszillator nicht. Die beiden nachfolgenden Transistoren T2 und T3 sind als Trennstufen eingesetzt. In diesem Fall sind Transistoren mit sehr geringer Rückwirkungskapazität angebracht. Nach diesen beiden Trennstufen folgt die erste Vervielfacherstufe, die von 22,2 MHz auf 44,4 MHz verdoppelt. Die Kopplung zwischen dieser und der nächsten Stufe geschieht durch ein über einen Tiefpunkt-kondensator kapazitiv gekoppeltes Bandfilter. Dieses Bandfilter sorgt für die nötige Selektivität bei einer Bandbreite von etwa 700 kHz. Hierzu ist noch zu sagen, daß der Tiefpunkt-kondensator eine hohe Güte aufweisen muß, da er maßgeblich die Bandbreite des Filters bestimmt. Epsilankondensatoren sind auf keinen Fall zu verwenden!

Mit diesem Bandfilter werden die Grundwelle und unerwünschte Harmonische der VFO-Frequenz unterdrückt. Transistor T5 ist niederohmig an das Filter angeschlossen und verstärkt das Signal so weit, daß die nachfolgende Verdreifacherstufe angesteuert werden kann. In dieser Stufe arbeitet ein *2N 708* im C-Betrieb, der dementsprechend gut verdreifacht. Um parasitäre Schwingungen zu verhindern, ist über den Kollektoranschluß des Transistors eine Ferritperle geschoben. Das aufbereitete VFO-Signal von 133,3 bis 135,3 MHz wird niederohmig an *L5* abgegriffen. Hier stehen etwa 350 mV an 60 Ω zur Verfügung. Diese HF-Spannung reicht aus, da andere Impedanzverhältnisse vorliegen, um im Sendermischer die notwendige Misch-

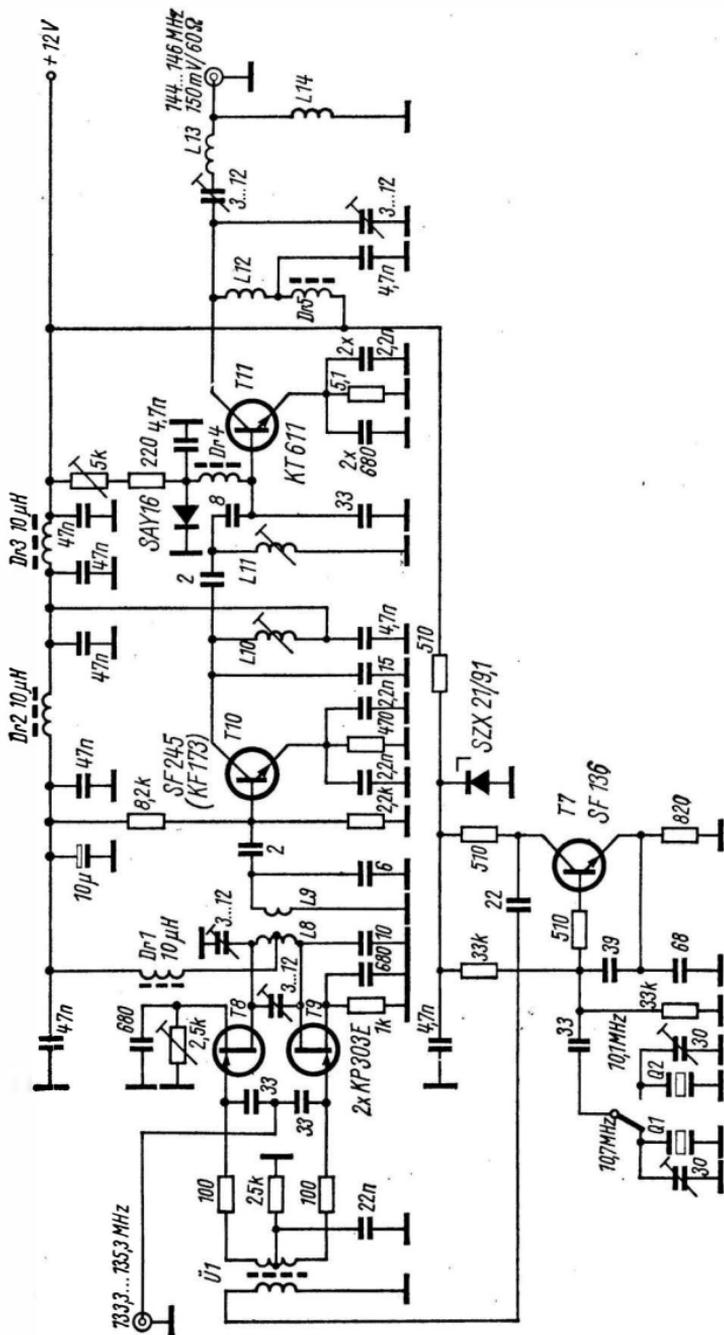


Bild 3 Stromlaufplan des Senders mit dem 10,7-MHz-Oszillator

verstärkung und den erforderlichen Intermodulationsabstand zu erzielen. Für den Empfängermischer muß die HF-Spannung, wenn man bipolare Transistoren in dieser Stufe einsetzt, durch Spannungsteilung vermindert werden. In diesem Fall reichen $U_{\text{eff}} = 100$ bis 150 mV an der Empfängermischstufe aus, um einen einwandfreien Empfang zu ermöglichen.

Quarzoszillator für 10,7 MHz

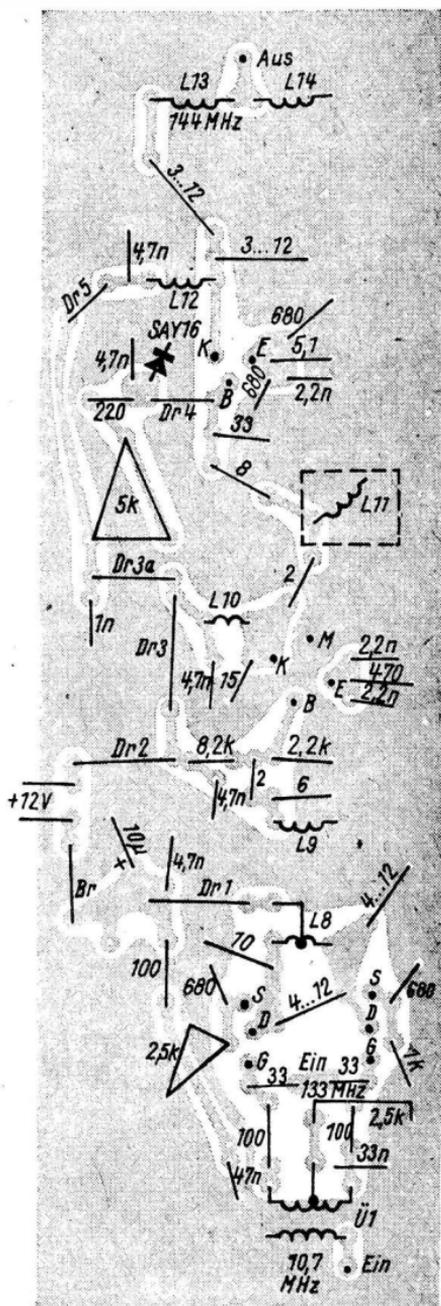
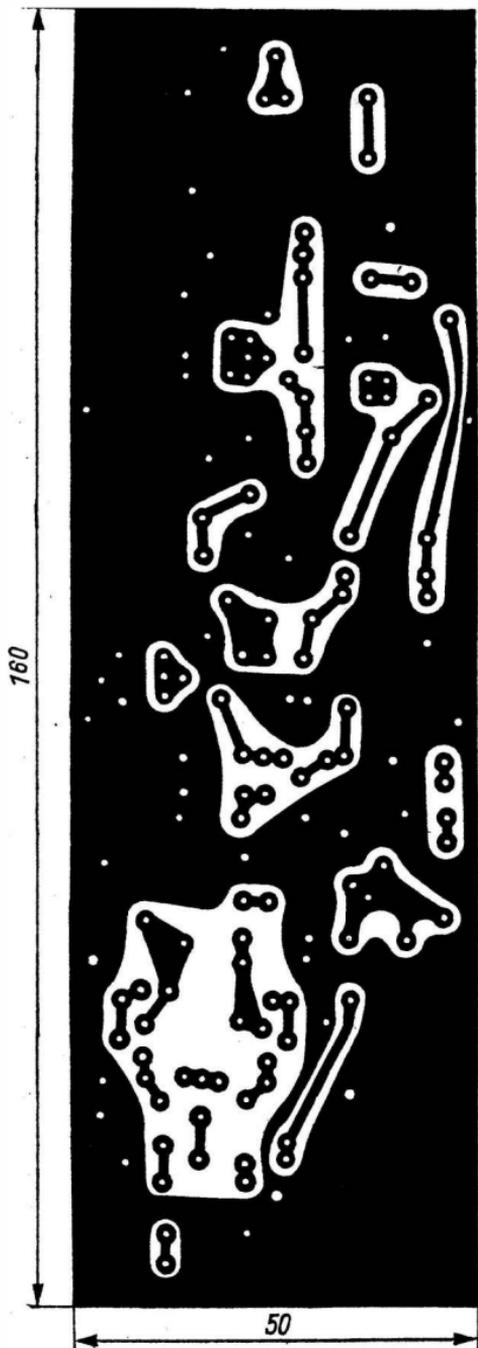
Um auf die gewünschte 2-m-Sendefrequenz zu gelangen, ist noch ein 10,7-MHz-Signal erforderlich. Dieses Signal wird in einem einstufigen Quarzoszillator erzeugt. Da die Mischstufe von diesem Signal nur eine HF-Spannung von $U_{\text{eff}} = 100$ mV benötigt, kann als Transistor ein *SF 215* eingebaut werden. Der Arbeitspunkt des Transistors wird so festgelegt, daß die Stufe gerade unter Last schwingt und dadurch ein verzerrungsfreies Sinussignal liefert. Das Oszillator-signal wird aperiodisch über einen Kondensator am Kollektor von T7 abgegriffen und der Koppelwicklung des Eingangskreises der Mischstufe zugeleitet. Ein zweiter Quarz von 10,1 MHz bewirkt die Frequenzablage von 600 kHz zwischen Senden und Empfangen, wenn man über Relaisfunkstellen arbeitet. Die Quarze können über ein Relais oder über einen Schalter wahlweise bei der Sende/Empfangs-Umschaltung in Funktion gesetzt werden. Dadurch ist gewährleistet, daß, wenn der Empfänger auf einer Relaisausgabefrequenz steht, beim Umschalten auf Senden automatisch auf der um 600 kHz tieferen Relaiseingabefrequenz gesendet wird. Das lästige Hin- und Herdrehen mit der Abstimmung bei Senden und Empfangen entfällt dadurch.

Sendermischer mit Verstärker

Die Sendermischstufe wurde aus Gründen eines guten dynamischen Verhaltens im Gegentakt aufgebaut. Um günstiges Intermodulationsverhalten und Nebenwellenfreiheit zu erreichen, wurden in der Mischstufe Feldeffekttransistoren *KP 303 E* eingesetzt. Es ist unbedingt darauf zu achten, daß der Gleichstromarbeitspunkt der Transistoren im quadratischen Teil ihrer Kennlinie liegt [4]. Neben diesem Um-

Bild 4 Leitungsführung des Sendermischers mit Verstärker. Der Entwurf der Leiterplatte geht auf einen Vorschlag von DM 2 DBO zurück

Bild 5 Bestückungsplan der Leiterplatte für den Sendermischer mit Verstärker



stand haben die Pegel, die der Mischstufe zur Mischung angeboten werden, einen maßgeblichen Einfluß auf die Nebenwellenfreiheit des Ausgangssignals. Die Pegel des 10,7-MHz-Oszillators und des VFO müssen in jedem Fall individuell eingeregelt werden. Mischstufen mit unipolaren Transistoren benötigten auf Grund ihrer Abschürspannung eine höhere Signalamplitude zum Mischen. Das Spannungsverhältnis der beiden zu mischenden Signale beträgt 1 : 10. Bei Sendemischern hat meist die höhere Frequenz den größeren Pegel. Das bedeutet für diesen Fall, daß das 133-MHz-Signal eine Amplitude von $U_{\text{eff}} = 750 \text{ mV}$ an den Gate-Elektroden der Transistoren haben muß. Die Spannung für den 10,7-MHz-Oszillator muß etwa $U_{\text{eff}} = 50$ bis 100 mV erreichen.

Das VFO-Signal wird im Eintakt über die beiden Kondensatoren von 33 pF auf die Gate-Elektroden gegeben. Durch diese Maßnahme wird das VFO-Signal am Ausgang der Mischstufe weitgehend unterdrückt. Das Oszillatorsignal gelangt über den Eingangsübertrager im Gegentakt auf die Gate-Elektroden. Der Eingangsübertrager besteht aus einem Doppellochkern mit einer trifilaren Wicklung von 3 bis 4 Wdg., $0,4\text{-mm-CuL}$. Auf keinen Fall sollte die Wicklung mehr als 4 Wdg. aufweisen, da sonst durch die Wickelkapazität eine Unsymmetrie des Oszillatorsignals auftritt.

Für die Gleichstromsymmetrie ist der Einstellregler im Source-Kreis von T8 zuständig. Die HF-Symmetrie des Ausgangssignals wird mit dem Trimmer, der vom heißen Ende des Gegentaktkreises gegen Masse liegt, und durch Verändern des Abstands der einen Hälfte des Ausgangskreises eingestellt. Die Mischstufe zieht bei 12 V etwa 4 mA Strom. Beim Zuschalten des VFO-Signals steigt der Strom leicht an. Bei richtig gewählten Signalamplituden stehen etwa 5 mW am Ausgang der Mischstufe zur Weiterverarbeitung an.

Der Eingangskreis der folgenden Verstärkerstufe bildet mit dem Ausgangskreis der Mischstufe ein magnetisch gekoppeltes Bandfilter. Hier wird die 2-m-Frequenz ausgesiebt, und die mit geringen Anteilen anstehenden Frequenzen 133 MHz und $10,7 \text{ MHz}$ werden gedämpft. In der nachfolgenden Verstärkerstufe ist ein Transistor mit einer sehr geringen Rückwirkungskapazität erforderlich. An dieser Stelle eignen sich die Transistoren *SF 245*, *KF 173* oder *BF 173*. Die beiden letztgenannten Transistoren haben noch den Vorteil, daß ihr System durch die geerdete Metallverklebung abgeschirmt ist. Der Arbeitspunkt dieser Stufe wird so eingestellt, daß ein Kollektorruhestrom von etwa 8 mA fließt. Bei diesem Strom haben die angeführten Transistoren ihre größte Verstärkung. Im Kollektorkreis von T10 liegt ein weiteres Bandfilter, das über 2 pF kapazitiv gekoppelt ist. In diesem Filter wird eine weitere Selektion vorgenommen.

Die nachfolgende Stufe T11 mit dem Kleinleistungstransistor

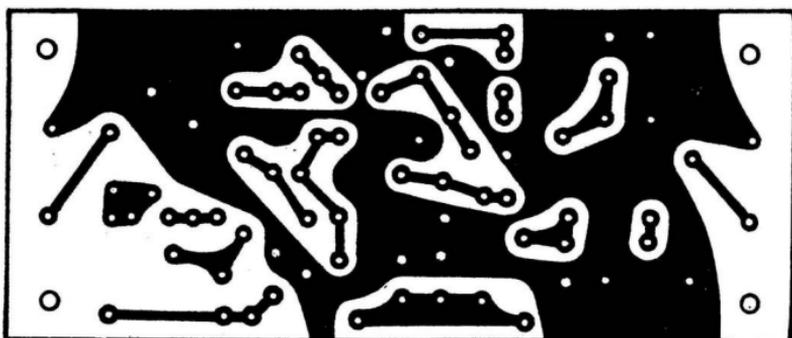


Bild 6 Leitungsführung des Vervielfachers

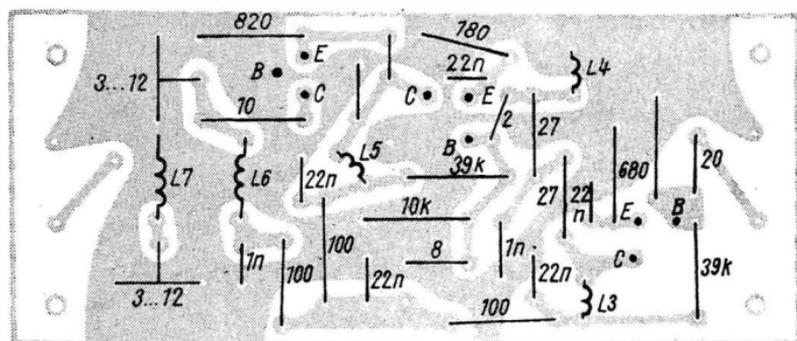


Bild 7 Bestückungsplan der Leiterplatte des Vervielfachers

KT 606 ist niederohmig an dieses Filter angeschlossen. Eine Besonderheit dieser Transistorstufe liegt in der Vorspannungserzeugung für den KT 606. Eine in Durchlaßrichtung gepolte Si-Diode, die mit den Vorwiderständen R_{11} und R_{12} in Reihe liegt, bewirkt den notwendigen Basisstrom von T11. In dem vorliegenden Fall genügt noch eine SAY 16, um auch bei Vollaussteuerung den richtigen Basisstrom zu liefern. Wird das nicht beachtet, kann es zu erheblichen Unlinearitäten beim zu verstärkenden Signal kommen. Es würde an dieser Stelle zwar auch eine im C-Betrieb arbeitende Transistorstufe ausreichen, nur wäre die zur Verfügung stehende Aussteuerung zu gering. Hinzu kommt, daß durch die Wahl des Arbeitspunkts die größte Verstärkung eingestellt werden kann.

Mit dem Einstellregler R_{11} wird ein Kollektorruhestrom von etwa 40 mA eingestellt. Bei Vollaussteuerung steigt der Kollektorstrom auf etwa 80 mA an. Wie hinreichend bekannt ist, bereitet die Ge-

staltung des Kollektorkreises einige Mühe, weil die Kollektorimpedanz nur bei etwa 30Ω liegt [5], [6]. Bei der Dimensionierung des Ausgangskreises wurde diesem Umstand Rechnung getragen. Am Ausgang der Schwingkreisanordnung stehen etwa 150 mW HF an 60Ω zur Verfügung. Mit dieser Leistung können schon QSOs gefahren werden, oder man steuert eine Endstufe mit diesem Signal an.

Zu der Bemessung der beiden Drosseln Dr4 und Dr5 seien noch einige Hinweise gegeben. Bei nicht richtiger Auslegung kann die Basisdrossel mit der Spule $L5$ und der Drossel Dr5 einen *Huth-Kühn*-Oszillator bilden, der auf niederen Frequenzen schwingt, weil die Stromverstärkung der Leistungstransistoren höher ist. Im ungünstigsten Fall kann es zur Zerstörung des *KT 606* kommen. Daher dürfen diese Drosseln etwa nur bis $3 \mu\text{H}$ Induktivität haben [4]. Diese Induktivität erreicht man mit 2 Wdg. auf einem kleinen Doppellochkern bzw. mit anderen Ferritmaterialien, wie durchbohrten Zylinderkörpern usw.

Diese *Huth-Kühn*-Schwingungen führen immer dazu, daß das ausgestrahlte Sendesignal mit einem «Gartenzaun» behaftet ist. Es muß also nicht immer eine Mischstufe sein, die Nebenprodukte erzeugt. In solchen Fällen lohnt sich die Kontrolle der Betriebsspannung mit einem Oszillografen. Auch sollte man alle Abblockungspunkte überprüfen und gegebenenfalls die Werte der Kondensatoren verändern. $10\text{-}\mu\text{H}$ -UKW-Drosseln lassen sich nicht einsetzen, da die Induktivität zu groß ist und im Zusammenhang mit den Abblockkondensatoren ein Schwingkreis entstehen kann, der bei etwa 100 kHz bis 500 kHz arbeitet. Die Schaltung geht auf einen Vorschlag von *DM 2 DBO* zurück und wurde vom Verfasser überarbeitet.

Ableich der Baugruppen

Der VFO sollte nach Möglichkeit temperaturkompensiert sein. Die Kontrolle der Frequenz läßt sich mit einem Allwellenempfänger oder mit einem Dip-Meter vornehmen. Das Signal der Vervielfacherstufen kann in den meisten Fällen vom Amateur nicht mehr abgehört werden. Hier sind die Schwingkreise im uneingebauten Zustand mit einem Dip-Meter auf Resonanz zu bringen, wobei der Kern etwa halb in die Spulen eingetaucht sein sollte. Der Feinabgleich kann im aufbaufertigen Zustand vorgenommen werden, wobei der Kollektorstrom ein wichtiges Hilfsmittel der Anzeige ist. Es wird auf Kollektorstrommaximum abgeglichen. Das Dip-Meter sollte man zur Kontrolle einsetzen, ob auch die richtige Frequenz getroffen wurde.

Die richtige Funktion des $10,7\text{-MHz}$ -Oszillators wird überprüft, indem man den Kollektorstrom des Oszillator-Transistors beobach-

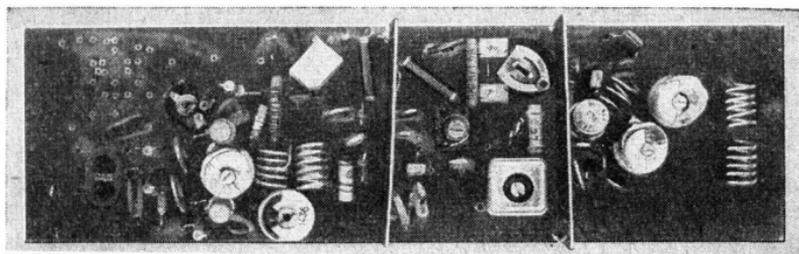


Bild 8 Ansicht der bestückten Leiterplatte des Sendermischers mit Verstärker

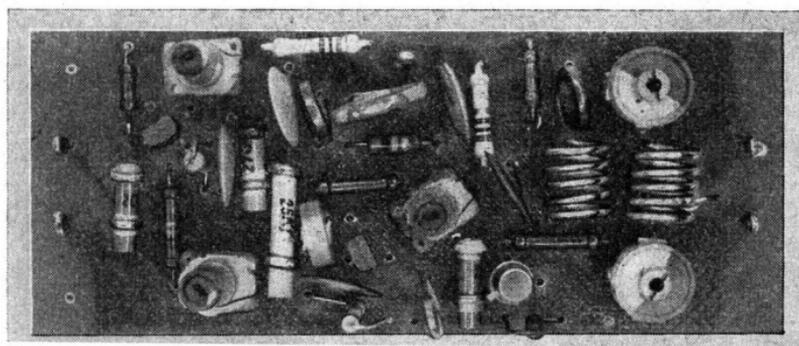


Bild 9 Ansicht der Leiterplatte für den VFO-Vervielfacher

tet. Ohne eingesetzten Quarz fließt ein geringerer Strom als mit Quarz.

Bei der Mischerbaugruppe muß beim Abgleich der Schwingkreise genauso verfahren werden wie beim VFO-Vervielfacher. Um auch die gewünschte Bandbreite zu erhalten, darf man die Kopplung der Bandfilter nicht verändern, d.h., die Spulen sollten genau an dem Platz aufgebaut werden, wie er auf den Leiterplatten eingezeichnet ist.

Spulendaten für die Frequenzaufbereitung des FM-Transceivers

- L1 – Aufgebrannte Silberspule auf Keramikkörper; $0,75 \mu\text{H}$
- L2 – 15 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Spulenkörper mit 5-mm-Außendurchmesser
- L3,4,5 – 7 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Spulenkörper mit 5-mm-Außendurchmesser

- L6 – 6 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt
- L7 – wie L6, jedoch mit Anzapfung bei 1,5 Wdg. vom kalten Ende
- L8 – 6 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt, Anzapfung bei 3. Wdg.
- L9 – wie L6, Abgleich durch Auseinander- oder Zusammen-drücken der Spule
- L10 – 4 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Spulenkörper mit 5-mm-Außen-durchmesser, Abgleich mit Kern M 320
- L11 – 5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, auf Spulenkörper mit 5-mm-Außen-durchmesser, Abgleich wie L10
- L12 – 3 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt
- L13 – 5 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt
- L14 – 6 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Dorn gewickelt
- Dr4,5 – 2 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Doppellochkern 7,5 mm × 4,0 mm × 4,6 mm, M 320
- Ü1 – 3...4 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Doppellochkern 14 mm × 12 mm × 8 mm, M 320

Literatur

- [1] *Lechner, D.*: 10,7-MHz-Quarzfilter in KW-Sendern und -Empfängern? FUNK-AMATEUR 25 (1976), Heft 10, Seite 501
- [2] *Dr. Rohländer, W.*: Optimal-Transistor-VFO (HFO), Elektronisches Jahrbuch 1975, Seite 160, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin 1974
- [3] *Rohde, U. L.*: Zur optimalen Dimensionierung von UKW-Eingangsteilen, Internationale Elektronische Rundschau (1973), Heft 5, Seite 103
- [4] *Fortier, H.-U.*: Doppel-MOSFET-Konverter mit dem KP 350 A, Elektronisches Jahrbuch 1978, Seite 184, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1977
- [5] *Brandt, H.-J.*: Leistungsendstufen für das 2-m-Band mit dem Transistor 2 N 3632, UKW-Berichte 10 (1970), Heft 1, Seite 48
- [6] *Knietzsch, M.*: Transistor-PA-Stufen für das 2-m-Band, Elektronisches Jahrbuch 1978, Seite 168, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1977
- [7] *Knietzsch, M.*: Das 10,7-MHz-Quarzfilter FTS 36-C50, FUNKAMATEUR 25 (1976), Heft 10, Seite 503

CQ-Rufgeber mit variablem Text und automatischer Sende/ Empfangs-Umschaltung

*Dipl.-Ing. Bernd Petermann –
DM 2 BTO*

1. Konzeption

Bei der Konzeption dieses Rufzeichengebers wurden neben einem festen Text, wie z. B. bei Kennungsgebern für Funkpeilwettkämpfe, einige weitere Funktionen vorgesehen:

- variabler Ruftext,
- variable Rufzeichen,
- keine überflüssigen Pausen im Text, auch nicht bei Textvariation,
- automatische Sende/Empfangs-Umschaltung mit Start/Stop-Schalter,
- vollautomatische Sende/Empfangs-Umschaltung mit getrennten variablen Sende- und Pausenzeitgebern,
- automatische Sendeaufforderung für die Gegenstation («+K») bei Rufende.

Dabei wird nach dem Stoppsignal zuerst der Ruftext zu Ende gegeben, dann die Sendeaufforderung angefügt und danach auf Empfang geschaltet. Die ersten beiden Eigenschaften dieses Rufzeichengebers werden von einer moderneren Speicher- (Memory-) Taste besser erfüllt. Wenn diese jedoch mit Schieberegister arbeitet, ist die 3. Forderung nur noch unvollkommen zu erfüllen. Die letzten 3 Forderungen sind jedoch auch bei einer solchen Speichertaste im allgemeinen nicht vorgesehen. Eine dem hier für die automatische Sende/Empfangs-Umschaltung vorgesehenen Schaltungsteil ähnliche Anordnung könnte auch eine Speichertaste vervollkommen.

Die Schaltung ist mit leicht erhältlichen Bauelementen aus der DDR-Produktion aufgebaut, so daß ein Nachbau nicht auf Schwierigkeiten stoßen dürfte. Beim heutigen Bauelementeangebot dürften sich auch andere Lösungswege in Hinblick auf die Bestückung anbieten (andere IS für den Ringzähler, auch IS an Stelle der Transistorgatter, für den Selektor und für die Flip-Flops).

Bei der folgenden Beschreibung kann aus Platzgründen auf Einzel-

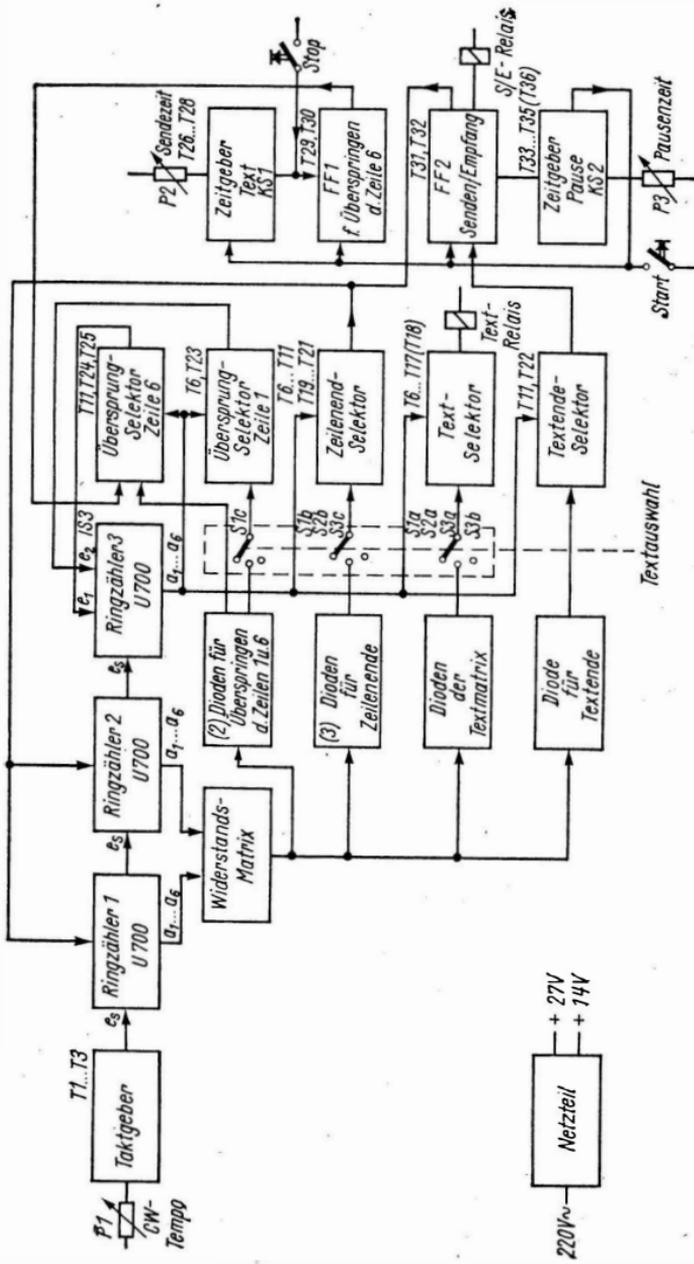


Bild 1 Übersichtsschaltplan des CQ-Rwriegers

heiten wenig eingegangen werden; als Erstlingswerk dürfte sich dieses Objekt aber ohnehin kaum eignen.

2. Übersichtsschaltplan

Der Übersichtsschaltplan (Bild 1) soll nur zur Verdeutlichung der Funktion des Gesamtgeräts und zur Unterstützung der Ausführungen in den einzelnen Abschnitten dienen, so daß an dieser Stelle nicht weiter auf ihn eingegangen zu werden braucht.

3. Textaufbau

Der Textaufbau erfolgt nach einem weitverbreiteten Schema (s. Bild 2). Die Spalten (hier 1...36) einer Matrix werden durch entsprechende Ansteuerung nacheinander einzeln an ein bestimmtes Potential gelegt. Zeilenweise kann man Entkopplungsdioden so anordnen, daß dabei ein gewünschter (Teil-) Text entsteht. Bei mehreren Zeilen mit unterschiedlichen Teiltextrn entstehen folglich parallel an den einzelnen Zeilen («Sammelleitungen») die entsprechenden Textteile. Der Selektor bewirkt, daß immer nur eine Zeile auf den Ausgang geschaltet wird. Nach Ablauf einer Zeile wird ein Impuls auf den Selektor gegeben, worauf dieser die nächste (von hier insgesamt 6 Zeilen) an den Ausgang schaltet.

Auf diese Weise könnte man jedoch nur einen festen Text, der Spaltenanzahl \times Zeilenanzahl lang ist, «ablesen». Bei kürzerem Text bliebe am Ende eine entsprechend lange Pause. Um den Text variabler zu machen, wurden folgende 3 Erweiterungen vorgesehen:

- Für eine bestimmte Zeile können unterschiedliche Textteile mit einem Schalter wahlweise eingeschaltet werden.
- Es können Zeilen übersprungen werden (insbesondere die letzte, um die Sendeaufforderung für die Gegenstation nur zum Schluß des gesamten Sendezyklus wieder einzublenden).
- Die Zeilen können verkürzt werden. Das ist notwendig, weil einmal die wahlweise einzuschaltenden Textteile unterschiedliche Länge haben und zum anderen die jeweiligen variablen Textteile mehreren Zeilen zugeordnet werden.

Bei der Spalte, die dem vorgezogenen Zeilenende entspricht, wird je eine «Zeilenenddiode» angeordnet, die im Zusammenhang mit einem besonderen Selektor das Zurückspringen auf Spalte 1, und dadurch auch das Umschalten des Textselektors auf die nächste Zeile, bewirkt.

4. Programmierung

Zur Programmierung werden die einzelnen Zeilen entsprechend dem vorgesehenen Text, nach der Regel ein Punkt = 1 Diode, ein Strich = 3 aufeinanderfolgende Dioden, bestückt. Für den Abstand zwischen Punkt und Strich wird eine Spalte, für einen Zeichenabstand werden 3 Spalten und für einen Wortabstand 5 Spalten ausgelassen. Bei einer vorzeitig zu beendenden Zeile setzt man an der entsprechenden Spalte eine Zeilenenddiode ein. Dabei muß man beachten, daß diese Spalte selbst bereits weggelassen ist, weil sofort zu Beginn der entsprechenden Zeitdauer zurück- und auf die nächste Zeile geschaltet wird. Die erste Spalte – zumindest der ersten und zweiten Zeile – wird nicht bestückt, da sonst bereits in Ruhestellung ein Signal am Ausgang entsteht. Bild 2 stellt diese Zusammenhänge besser als die Beschreibung dar. Daraus kann man auch ersehen, welche Variationsmöglichkeiten beim Muster eingebaut wurden:

- Zeile 1 – CQ, DX, TEST, Überspringen dieser Zeile;
 Zeile 2 – CQ, DX, TEST, DM;
 Zeile 3 – DE DM;
 Zeilen 4 und 5 – 2 BTO, 2 YLO, Ø FA (zu lang für eine Zeile);
 Zeile 6 – +K (wird normalerweise übersprungen und nur nach dem Stoppsignal und nachfolgendem Erreichen des Endes von Zeile 5 eingeschaltet).

Dabei lassen sich die Textteile der Zeilen 1 und 2 gesondert mit S1 bzw. S2 wählen, die Textteile der Zeilen 4 und 5 werden mit demselben Schalter S3 umgeschaltet, da sie immer zusammen-

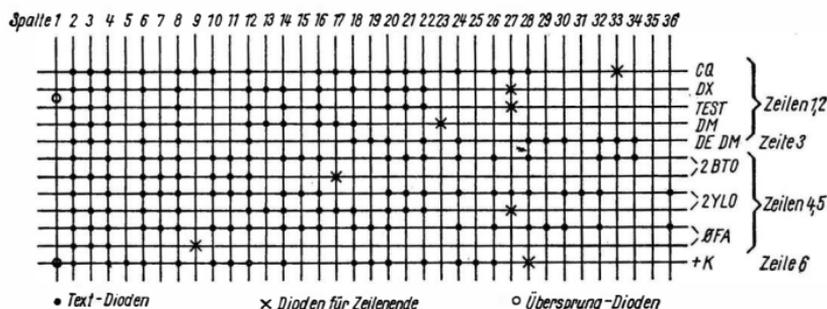
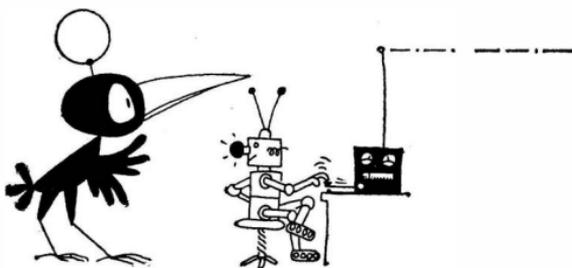


Bild 2 Die Zeichenbildung mit der Diodenmatrix. Es sind die im Rufzeichengeber eingebauten Textvarianten eingetragen. Die Dioden sind nur schematisch dargestellt. Die Anoden liegen jeweils an der Spaltenleitung, die Katoden an der Zeilenleitung



gehören. So lassen sich z.B. «CQ CQ DE DM 2 BTO» oder «DX TEST DE DM Ø FA» oder beliebige andere Teiltextrkombinationen wählen. Später sollen noch «TVL» in der 1. Zeile (für TVI TEST) und «ING» in der 2. Zeile (für TESTING) in der 2. Zeile eingebaut werden. Weitere Ergänzungen sind möglich.

Die gleichen Textteile für die Zeilen 1 und 2 werden jeweils nur einmal vorgesehen; diese Teil-Diodenmatrizen lassen sich doppelt ausnutzen. Zugleich müssen in den Zeilen 1, 2 und 5 die Enddioden mit umgeschaltet werden (der Umschalter für Zeile 1 erhält noch eine zusätzliche Ebene, um das Überspringen dieser Zeile zu steuern). Die Zeile 3 benötigt keine Enddiode, da der Textteil die Spalte zufällig gerade ausfüllt. Bei der Zeile 4 gilt das gleiche, da der zugehörige Textteil sowieso in der 5. Zeile fortgesetzt wird.

Über die Enddiode in der 6. Zeile wird die Sende/Empfangs-Umschaltung gesteuert. Ihre Lage hängt davon ab, wie lange nach dem letzten gesendeten Zeichenelement auf Empfang geschaltet werden soll. Man wird in diesem Fall nicht noch einen Wortabstand folgen lassen, sondern unmittelbar danach oder nach einer Punktlänge, wie in Bild 2 dargestellt, umschalten.

5. Taktgeber

Der Taktgeber (Bild 3) bestimmt die Telegrafiegeschwindigkeit. Er muß die Ansteuerimpulse für den ersten Ringzähler bereitstellen.

Besonders einfach im Aufbau sind astabile Multivibratoren mit komplementären Transistoren. Außerdem lassen sie mit einfachen Mitteln einen großen Frequenz- bzw. Periodendauerbereich zu. In allen 3 zeitbestimmenden Schaltungen des Geräts wurden deshalb solche Komplementär-Kippschaltungen eingesetzt. Am Emitter des oberen Transistors läßt sich dabei ein negativer Nadelimpuls abnehmen, an dem Widerstand nach +14 V ein positiver. Der Einsatz von T3 (T28, T35; Konstantstromquelle) erlaubt mit geringer Kapa-

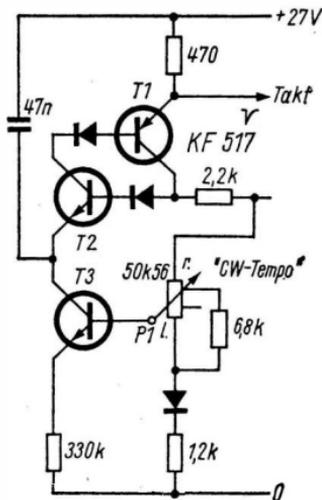


Bild 3
Stromlaufplan des Taktgebers

azität das Erreichen großer Zeiten und das Verwenden eines relativ niederohmigen Potentiometers, wobei man für die hier vorkommenden Zwecke eine günstige Einstellcharakteristik erhält. Die Basisdioden bei der eigentlichen Kippschaltung sind erforderlich, damit die Basis-Emitter-Strecken nicht mit zu hoher Sperrspannung beaufschlagt werden.

6. Programmwahltastkreis U 700

Die IS U 700 war der erste höher integrierte Schaltkreis, der in der DDR im Amateurbedarfshandel zu haben war. Für die Zusammenschaltung mit einer Diodenmatrix ist er in der Anwendung als 6stelliger Ringzähler mit Voreinstell- bzw. Rückstellmöglichkeit gut geeignet. 3 Schaltkreise ergeben in der hier gewählten Zusammenschaltung einen maximal möglichen Textumfang von $6 \times 6 \times 6$ Zeichenelementen, d.h. 216 bit, was für einen üblichen CQ-Ruftext völlig genügt. Die IS U 700 hat 6 (Sensor-) Eingänge, mit denen die beiden jeweils zugehörigen und voneinander entkoppelten Ausgänge an die IS-Betriebsspannung von +27 V gelegt werden können. Die Ausgänge a_{31} und a_{32} z.B. werden also an +27 V geschaltet, wenn am Eingang e_3 eine Spannung von weniger als +18 V liegt. Sie darf aber nicht unter +2 V sinken (Grenzwert). Alle anderen Ausgänge sind dann nicht durchgeschaltet, sie führen kein bestimmtes Potential, hängen sozusagen (in der Luft). Die Ausgänge lassen sich maxi-

mal mit je 2 mA belasten. Damit sich der Schaltzustand nicht verändert, soll die Eingangsspannung im Bereich +25 V bis +27 V bleiben.

Durch einen gegenüber +27 V negativen Impuls am Fernsteuer-
eingang e_s wird mit seiner H/L-Flanke der Ringzähler um eine Stelle
weitergeschaltet; in dem Beispiel sind dann die Ausgänge a_{41} und a_{42}
durchgeschaltet. Beim Impuls muß an e_s eine Spannung zwischen
+18 V und +2 V erreicht werden.

Anmerkung

Zweckmäßigerweise wurden in diesem Fall – entgegen dem Daten-
blatt – die Spannungsangaben auf den negativen und nicht auf den
positiven Betriebsspannungsanschluß bezogen. Außerdem ist zu be-
achten, daß der Schaltkreis einige Eigenschaften aufweist, die seine
Anwendung zur Programmwahl in keiner Weise einschränken, hier
aber stören. Es entstehen beim Umschalten an den nichtbetroffenen
Ausgängen z. T. kurze Impulse. Außerdem ist eine stabile Durch-
schaltung der Ausgänge nur bei genügend langem Anlegen der ent-
sprechenden Eingangsspannung an die zugehörigen Sensor-Eingänge
($e_1 \dots e_6$) gewährleistet. Andernfalls ergibt sich danach wieder der alte
bzw. ein falscher Schaltzustand. (Das könnte damit zusammenhängen,
daß durch eine im Schaltkreis getroffene Maßnahme beim Einschalten
immer die Schaltstellung 1 eingeschaltet wird.) Am stabilsten
arbeitet die Rückstellung bei der Schaltposition 2, so daß diese für
IS 1 und IS 2 als Ausgangsstellung benutzt wird.

In den Stromlaufplänen wurde das berücksichtigt. Das Vorhanden-
sein einiger Kondensatoren ist ebenfalls durch diese Unregelmäßig-
keiten erforderlich gewesen. Bild 4 zeigt die Anschlußbelegung der
IS U 700 (von oben gesehen). Bei einer Neukonstruktion würde die
Verwendung anderer hochintegrierter Schaltkreise solche Schwierig-
keiten vermeiden können.

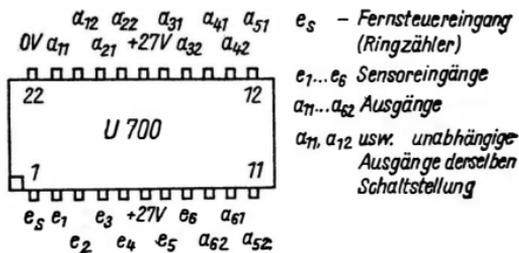


Bild 4
Anschlußbelegung der
IS U 700 D (von oben
gesehen)

7. Matrixaussteuerung

Zur mittelbaren Ansteuerung der Diodenmatrix werden 3 Ringzähler mit der IS U 700 benutzt. Zwischengeschaltet sind dann noch die Widerstandsmatrix bzw. die Selektorstufen.

Die Bauelemente zwischen 1. und 2. Ringzähler bewirken, daß beim Rückschalten des letzten Ausgangs (a_{12}) von IS1 in die Ruhestellung IS2 jeweils um eine Stellung weiterschaltet wird.

Für das Weiterschalten der 3. IS läßt sich dieses Prinzip nicht anwenden, da der gesamte Zyklus nicht immer durchlaufen wird (verkürzte Zeilen, s. o.), also der letzte Ausgang von IS2 überhaupt nicht immer die letzte Stellung erreicht. Als Kriterium dient in diesem Fall das gemeinsame Einschalten der Anfangsstellung von IS1 und IS2 nach Durchlaufen des gesamten Zyklus (36 Spalten) oder auch beim gemeinsamen Rückstellen von IS1 und IS2 über die Eingänge e_2 . Das NAND-Gatter aus T4 und T5 bewirkt sofort, wenn die beiden Ausgänge a_{22} durchgeschaltet sind, ein Weiterschalten von IS3 (nächste Zeile). IS3 wird völlig regulär betrieben (die erste Schaltstellung entspricht auch der ersten laut Anschlußbezeichnung). Die Eingänge e_1 und e_2 werden benutzt, um über die Gatter der Übersprüngelektoren unabhängig von e_3 die übernächste Zeile zu erreichen (s. Bild 2 und Bild 7).

8. Widerstandsmatrix

Die Widerstandsmatrix (Bild 6, oben) dient dazu, die 2×6 Ausgänge von IS1 und IS2 zu den nach Abschnitt 3. erforderlichen 36 Spalten zu verknüpfen. Da die IS-Ausgänge im nicht durchgeschalteten Zustand offen sind, müssen durch die 22-k Ω -Widerstände die Potentiale gegen das «0»-Potential gezogen werden. Die

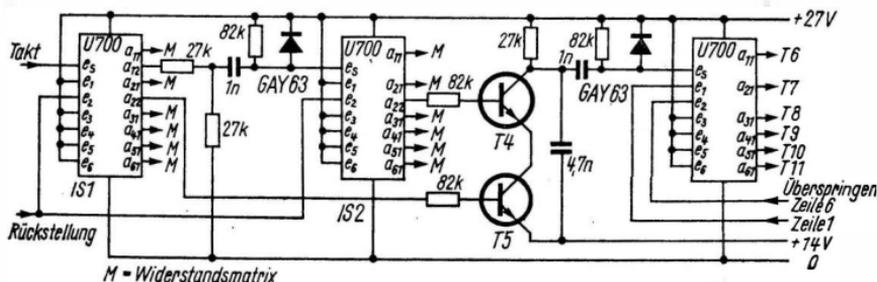


Bild 5 Beschaltung der 3 IS zur Matrixansteuerung

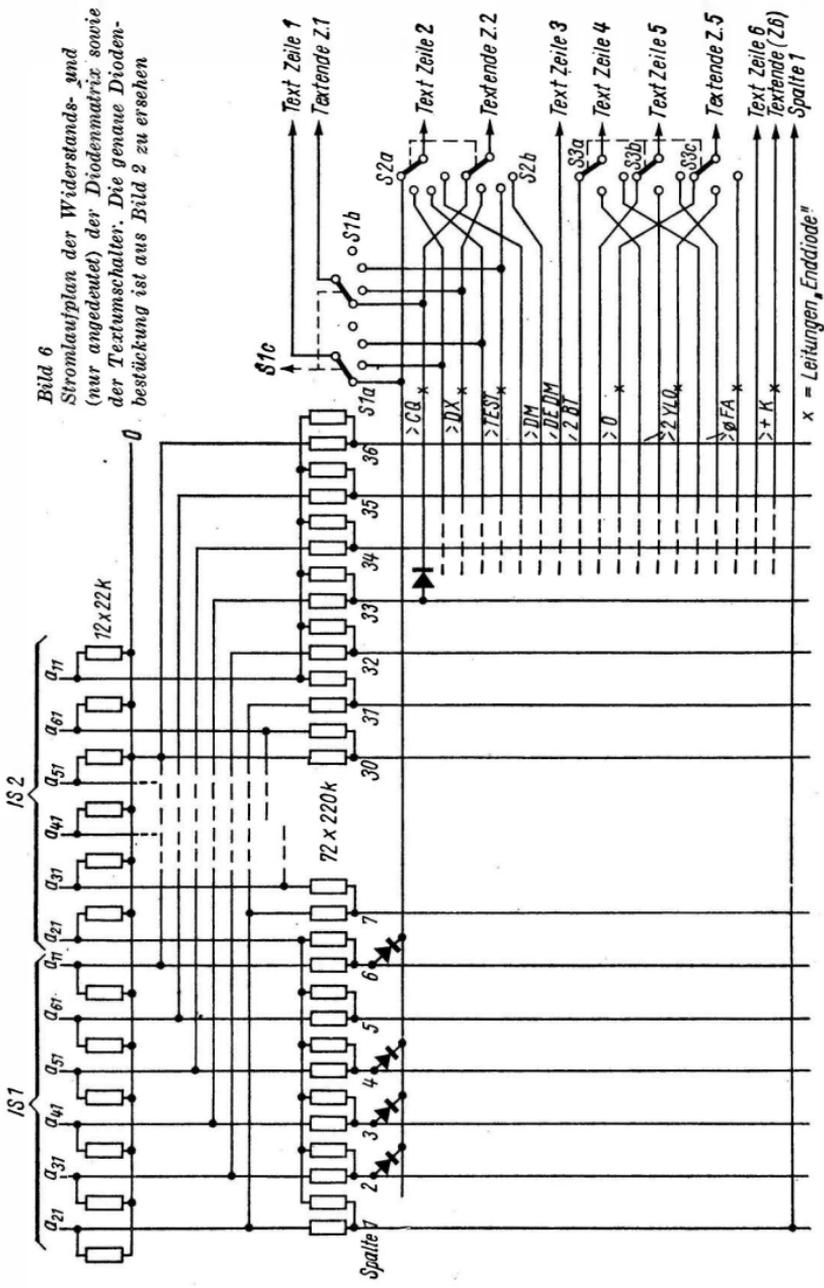


Bild 6
 Stromlaufplan der Widerstands- und
 (nur angedeutet) der Diodenmatrix sowie
 der Textumschalter. Die genaue Dioden-
 bestückung ist aus Bild 2 zu ersehen

Werte der 220-k Ω -Widerstände sind ein Kompromiß zwischen der durch sie bewirkten Anhebung der «0»-Potentiale auf etwa 1,25 V und dem für T12 bis T17 notwendigen Basisstrom.

Durch die Matrix entstehen an den Spaltenleitungen drei mögliche Spannungswerte, von denen sich für die Auswertung nur der höchste nutzen läßt. Das mittlere Niveau – etwas über 14 V – muß unterdrückt werden. Dazu wird das Spannungsniveau der Auswerteschaltung (Selektoren) auf +14 V angehoben. Die Durchlaßspannungen der Matrixdioden und die Basis-Emitter-Schwellspannungen von T12 bis T17 bewirken dann endgültig, daß die Transistoren nur beim höchsten Niveau angesteuert werden.

9. Diodenmatrix

Alles Wesentliche dazu wurde bereits in den Abschnitten 3. und 4. gebracht. Bild 2 zeigt die Positionierung der Dioden, in Bild 6 (unten) ist diese Matrix nochmals angedeutet. Alle Katoden der Textdioden einer Zeile werden also verbunden. Mit den Schaltern S1 bis S3 können die jeweils gewünschten Textzeilen ausgewählt werden. Sie ergänzen die Diodenmatrix. Wie die Dioden angeordnet sind, ist in Bild 5 nur für die erste Möglichkeit der 1. bzw. 2. Zeile («CQ») angedeutet.

10. Auswerteschaltung (Selektoren)

Die Selektoren (Bild 7) sind mit Transistoren aufgebaute kombinierte NAND-Gatter mit je 2 Eingängen. Sie verarbeiten von der Diodenmatrix gelieferte Impulse nur weiter, wenn der der entsprechenden Zeile zugeordnete Ausgang von IS3 durchgeschaltet ist. Nur das Gatter mit T11, T24 und T25 (Selektor für das Überspringen der 6. Zeile) hat noch einen 3. Eingang. Die Kollektoren von T12 bis T17 sind ebenso wie die von T19 bis T21 noch als ODER-Schaltung zusammengeschaltet. T12 bis T17 steuern dabei die Treiberstufe (T18) für das Tastrelais.

11. Zeitablaufsteuerung

Die Zeitablaufsteuerung realisiert die letzten 3 der im Abschnitt 1. genannten Funktionen.

Mit der Start-Taste werden beide Flip-Flops und die komplementäre Zeitgeber-Kipperschaltung 1 (T26, T27) in die Ausgangslage ver-

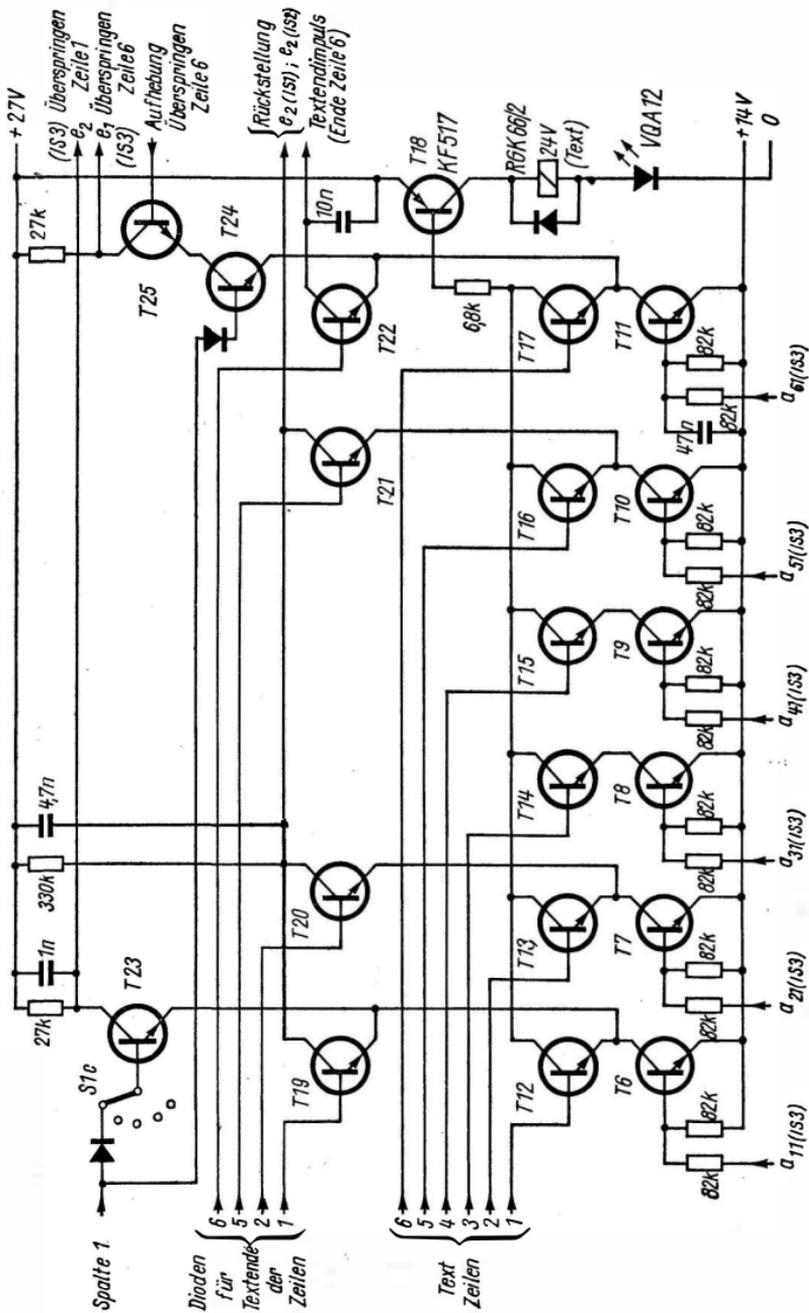


Bild 7 Stromlaufplan der Selektorgatter (s. Bild 1)

setzt. Dabei schaltet das vom Flip-Flop 2 direkt gesteuerte Sende/Empfangs-Relais die angeschlossene Station auf Senden. Wenn die mit P2 einzustellende Textzeit abgelaufen ist, entsteht am Kollektorwiderstand von T26 ein positiver Impuls, der das Flip-Flop 1 (T29, T30) zurücksetzt. Das gleiche ist auch vor Ablauf der Textzeit durch Betätigen der Stop-Taste möglich. Das Zurückkippen des Flip-Flops bewirkt über T25 (Bild 7), daß die Sperrung der Zeile 6 aufgehoben wird. Dabei läuft der Text, unabhängig von der gerade erreichten Stelle, bis zum (vorgezogenen) Ende der Zeile 5 weiter. Dann folgt an Stelle von Zeile 1 bzw. 2 aber die Zeile 6 («+K» – Sendeaufforderung für die Gegenstation). Nach dem Textende von Zeile 6 stellt der von der Textende-Diode abgegebene und über T11/T22 selektierte Impuls das Flip-Flop 2 (T31, T32) zurück, womit auch das Sende/Empfangs-Relais wieder abfällt, die Station also automatisch auf Empfang geht.

Weiter wird eine Spannung auf die Rückstelleingänge von IS1 und IS2 gegeben, wodurch diese in der Startstellung festgehalten werden, unabhängig davon, daß der Taktgenerator weiterläuft. Das Rückstellen bewirkt außerdem (s. a. Abschnitt 7.) das Weiterschalten von IS3 auf Zeile 1 bzw., wenn Zeile 1 übersprungen wird, auf Zeile 2. Da die erste Spalte bei den Zeilen 1 und 2 frei ist, bleibt das Tastrelais abgefallen. Letzten Endes erhält auch das in der Kollektorleitung von T32 liegende Potentiometer P3 Spannung, wodurch die komplementäre Kippschaltung (T33, T34) über T35 aktiviert wird. Der 10- μ F-Kondensator kann sich in einer mit P3 einzustellenden Zeit bis zur Kippspannung von T33, T34 aufladen.

Der Kippimpuls bewirkt über T36 ein Rückstellen der gesamten Anordnung; ebenso wie es bei Betätigung der Start-Taste der Fall ist: Die Station wird auf Senden geschaltet, IS1 und IS2 werden freigegeben, und da bereits rückgestellt wurde, beginnt der Text auch am Anfang. Durch Drücken der Start-Taste kann die Pause auch vorzeitig abgebrochen werden.

Bei Rechtsanschlag von P2 bzw. P3 erhalten die 10- μ F-Kondensatoren keinen Ladestrom mehr, die Sende- bzw. Pausenzeit ist «unendlich»; die Schaltung läßt sich nur über die Start- bzw. Stop-Taste steuern.

12. Netzteil

Der Netzteil bietet keine Besonderheiten; die beiden Z-Dioden sollen zusammen eine Z-Spannung von 27 V haben, die untere 14 V. Kleine Kühlflächen sind ratsam. Die beiden Lampen verbessern die Stabilisierungswirkung. Eine davon wirkt gleichzeitig als Netzkontrollampe.

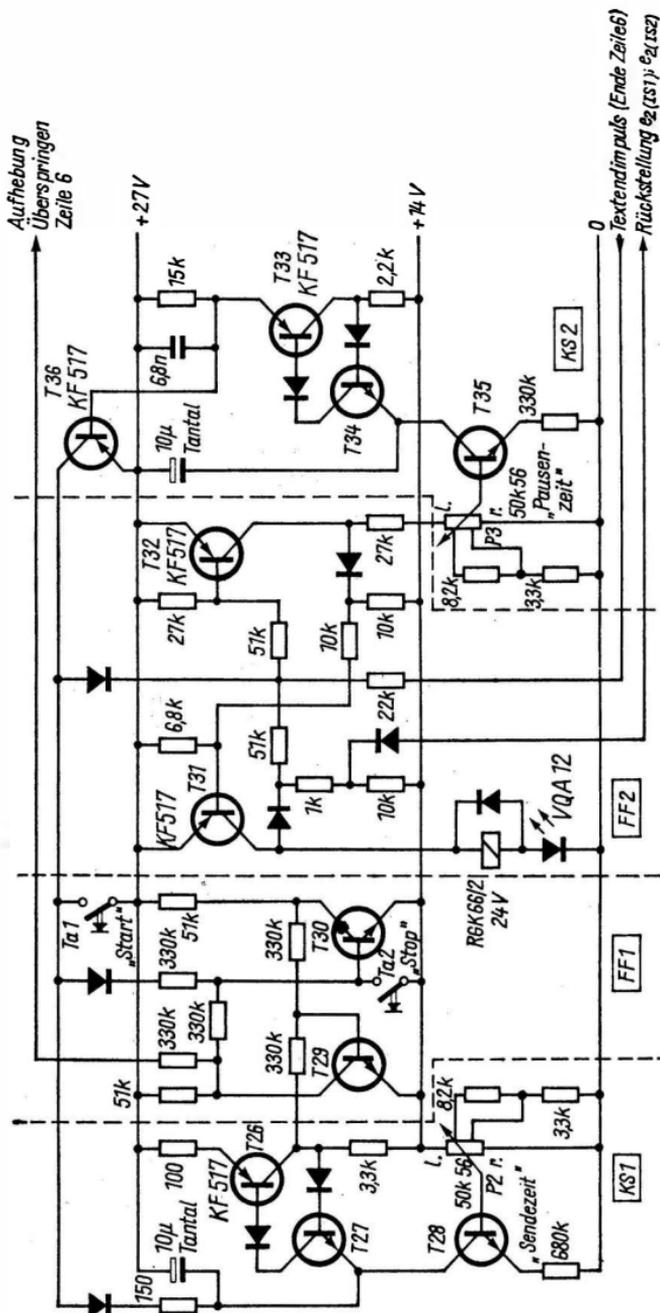


Bild 8 Stromlaufplan der Ablaufsteuerung

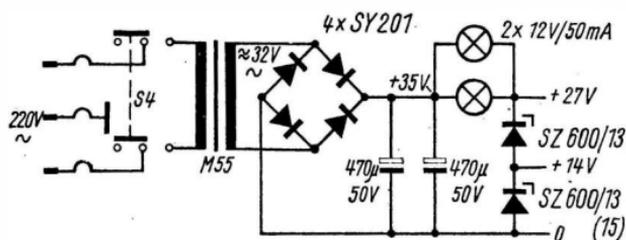


Bild 9
Stromlaufplan
des Netzteils

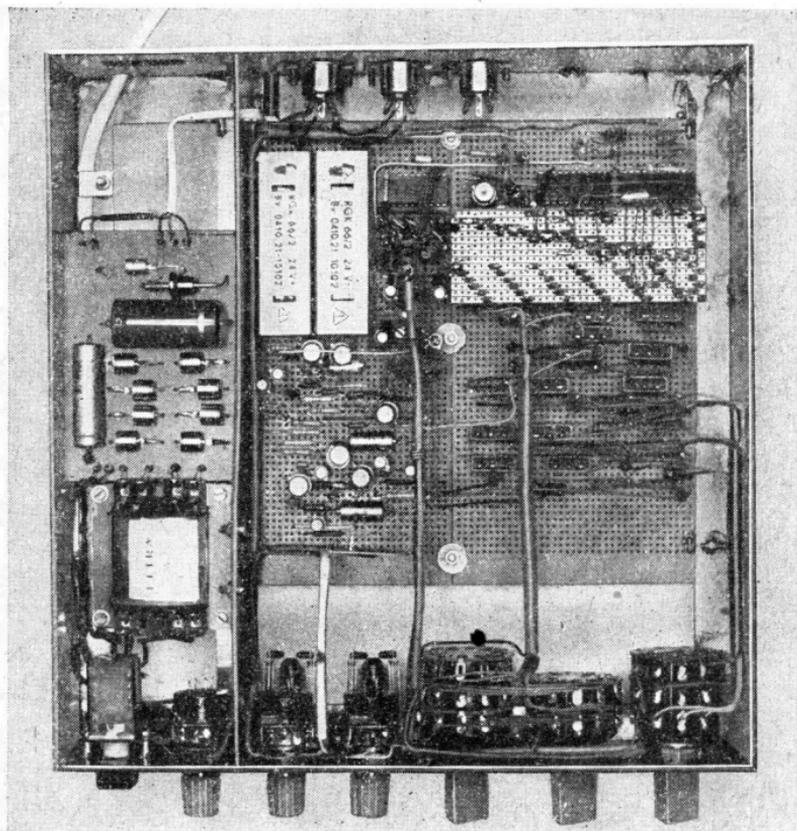


Bild 10 Innenansicht des CQ-Rufgebers. Das Gehäuse besteht aus einseitig kupferkaschiertem Material. Am unteren Rand mußten noch Streifen eingelötet werden, um eine ausreichende Stabilität zu erreichen. Die linke Kammer enthält lediglich das Netzteil, die rechte die übrige Schaltung auf den beiden verbundenen Streifenleiterplatten. Oben rechts Taktgeber, IS1 und IS2, darunter die Widerstandsmatrix. Links oben die beiden Relais, IS3 und die Auswerteschaltung (Selektoren), darunter die Zeitablaufsteuerung. Die Abmessungen sind 260 mm × 266 mm × 63 mm

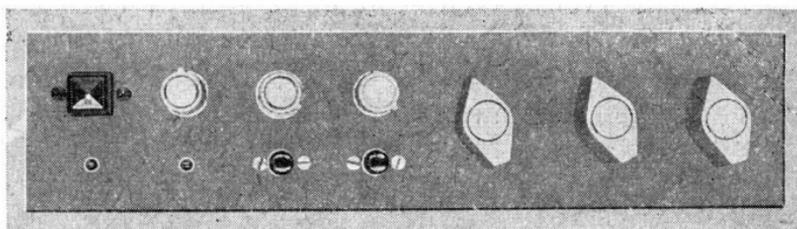


Bild 11 Frontansicht des CQ-Rufgebers. Links oben die Netzleuchtaste, daneben die Potentiometer für Tempo, Sende- und Pausenzeit, darunter die LEDs für die Sende- und Tastanzeige, Start- und Stop-Taste, rechts die Textwähler für Spalte 1, Spalte 2 und die Spalten 4/5

13. Bauelementefragen, Aufbau

Alle nicht bezeichneten Dioden sind beliebige Si-Dioden, wie *SAY 30*, *SAY 40* o.ä. Für die Matrix eignen sich besonders Einzeldioden mit axialen Anschlüssen, aber auch Mehrfachdioden lassen sich noch einigermaßen bequem verarbeiten (im Muster z. B. *SAX 35*, *SAX 36* mit getrennten Dioden, *SAM 45* mit verbundenen Katoden oder *SAL 45* mit zusätzlicher Reihendiode; ungünstig sind *SAM 65* mit gemeinsamer Anode oder Einzeldioden mit kurzen Anschlüssen auf einer Seite).

Alle nicht bezeichneten Transistoren sind Si-Planar-Epitaxial-Transistoren mäßiger Stromverstärkung wie *SS 216 B*, *SF 136 B*, *2 N 708*. T3, T28 und T35 müssen allerdings 27 V Kollektorspannung vertragen (*SC 237*, *2 N 708*, *SF 127*, *SS 200* o.ä.).

Die Potentiometeranschlüsse von P1 bis P3 sind mit r (= rechts) und l (= links) bezeichnet (für maximales CW-Tempo bzw. maximale Zeit am rechten Anschlag). Potentiometer mit Anzapfungen ermöglichen es, die Stellkennlinien wunschgerecht festzulegen. Besser als die Kurvenform «56» wäre «57» (linear mit 3 Anzapfungen).

Für den Aufbau der Schaltung eignen sich gelochte Streifenleiterplatten mit 2,5-mm-Raster. Diese werden im Amateurbedarfshandel angeboten. Die großen Platten haben 37 Streifen, sind also für die Diodenmatrix wie geschaffen. Auch die übrige Schaltung läßt sich darauf raumsparend unterbringen. Beim Muster wurde eine Platte mit 37 Streifen mit einer auf 30 Streifen abgesägten Platte verbunden. Für die Widerstandsmatrix erwies sich eine darüber quer angeordnete schmale Streifenleiterplatte als optimal (Bild 10). Das Netzteil erhielt eine besondere Leiterplatte.

14. Erweiterungsmöglichkeit

Mit wenig Aufwand bestünde die Möglichkeit, die bisherige Zeile 6 aus den Selektorstufen herauszunehmen und anders mit der T18 zu verbinden. Dann wäre es möglich, die Zeile 6 für «P»; «A»; «M» oder dergleichen zu verwenden, eine Variante, die mit dem neuen Amateurfunkgesetz sehr an Bedeutung gewinnt.

ELEKTRONIK-SPLITTER

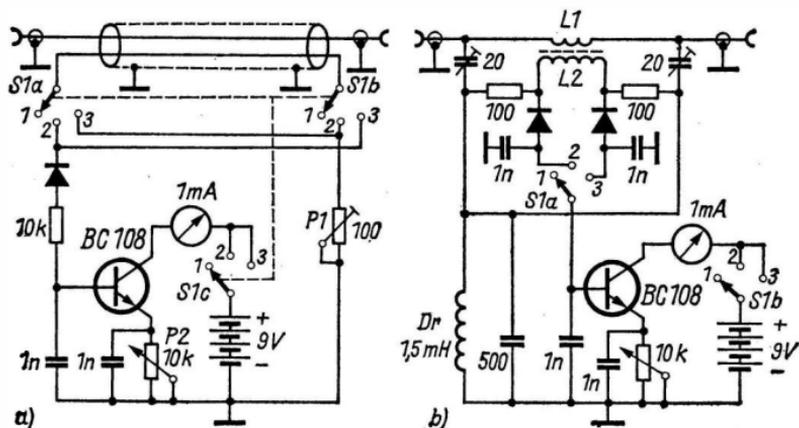
Stehwellenmesser für kleine Leistungen

Wer als Funkamateurl mit kleinen Leistungen arbeitet, also im QRP- oder QRPP-Betrieb, sollte mit jedem Milliwatt Sendeleistung zeihen. Eine gute Anpassung der Sendeantenne ist also oberstes Gebot. Die Schaltung a) ist ein Stehwellenmesser, der mit einem Stück Koaxialkabel (45 cm lang) realisiert wird. Die äußere Kunststoffumhüllung entfernt man. Zwischen Abschirmgeflecht und innerer Isolierung wird ein isolierter Schaltdraht eingezogen. Der Umschalter S1a...S1c hat die Schaltstellungen «Aus» (1), «Rückwärtsmessung» (2) und «Vorwärtsmessung» (3). Um die Stromempfindlichkeit für die Anzeige zu verbessern, wurde der npn-Transistor zur Stromverstärkung eingefügt. P1 wird auf den Wert der Antennenimpedanz eingestellt, mit P2 verändert man die Anzeigempfindlichkeit des Meßwerks.

Bei der Schaltung b) wird ein HF-Toroid-Übertrager zur HF-Ankopplung verwendet. L1 hat 2 Wdg., isolierter Schaltdraht, auf die Mitte von L2 gewickelt. Für L2 bringt man 55 Wdg., 0,4-mm-CuL, auf den Ferrit-Ringkern (etwa 20 mm Durchmesser) auf. Als Dioden eignen sich alle HF-Gleichrichterdioden. Der Aufbau ist nicht kritisch. Für Abgleich und Anwendung eines Reflektometers (Stehwellenmesser) siehe K. Rothammel, «Antennenbuch».

Literatur

Dobbs, G. C.: SWR-Indicator for low-power working, Short Wave Magazine, Reprint in Zeitschrift «OM», Heft 5/1977, Seite 28 bis 30





Probleme drehbarer Antennenanlagen

*Helmut Krüger –
DM 2 BPG*

Der *Planet-Rotor* hat zwar eine übersichtliche Anzeige der Antennenrichtung, ist darüber hinaus jedoch für den Aufbau von Hochleistungsantennen oder gar Gruppenantennen im Originalzustand kaum zu verwenden. Bei vielen Amateurfunkanlagen benutzt man daher zusätzlich Lagerungen oder Versteifungen. Der Rotor erfüllt dadurch nur noch die Funktion eines Getriebemotors mit Richtungsanzeige.

Wesentlich vielseitiger als ein Antennenrotor läßt sich in jedem Fall ein drehbarer Mast einsetzen. Das Optimum hat man dann erreicht, wenn dieser Mast auch noch zur Antennenmontage klappbar aufgebaut ist. Unterlagen zur Mastberechnung und zu beachtende Vorschriften findet der Leser in [1]. Im Interesse einer langen Lebensdauer kann jedoch getrost ein nur durch die Größe der Lager begrenzter Zuschlag gegeben werden. Ein vor sieben Jahren auf einem Neubaufachdach aufgestellter Mast besteht z.B. im unteren Teil aus starkwandigem 60er Rohr, wobei man Kegelrollenlager 30 213 (120 mm Durchmesser \times 65 mm Durchmesser \times 25 mm) bei einer Lagerentfernung von 1350 mm verwendet hat. Er hat schwere Stürme teilweise mit fünf *Yagi*-Antennen (145/432 MHz) unabgespannt überstanden.

Abgesehen von den individuell zu lösenden mechanischen Problemen, ergeben sich beim Selbstbau noch die Konstruktion von Antrieb und Richtungsanzeige. Der nachfolgende Beitrag behandelt Nachlaufsteuerungen. Hierbei läßt sich das Problem der Richtungsanzeige durch die «Eichung» des Sollwertpotentiometers einfach lösen.

Antriebsmöglichkeiten für Drehantennen

Für den Antrieb von UKW-Antennensystemen sollten Mastumlaufraten von 2 bis 4 je Minute angestrebt werden. Läuft der Mast zu langsam, dann sinkt die Chance, eine rufende DX-Station optimal

mit der Antenne zu erfassen. Läuft er zu schnell, dann ist die Energie beim plötzlichen Abbremsen durch das Schneckengetriebe sehr groß, und es können Getriebebeschäden oder Schwingungsbrüche an Antennenteilen auftreten. Als Antriebsleistung reichen theoretisch wenige Watt. Die durch Windlast auftretenden schlagartige Belastungen des Getriebes verbieten jedoch Miniaturausführung. Die Antriebsleistung sollte deshalb 100 bis 200 W betragen. Dabei wird dann auch gleich die im Winter auftretende zusätzliche Belastung durch Fettverhärtung mehr als ausgeglichen. Übrigens, die Verwendung von Getriebefett für PKW *F8* und ähnliche Fahrzeuge hat sich sehr gut bei starker Beanspruchung bewährt. Nach Füllung der Lager wird eine passende Blech- oder PVC-Scheibe auf das Lager gedrückt. Die weitere Abdichtung übernimmt eine mit Wasserpumpenfett gefüllte Plast- oder Gummikappe.

Der Motor selbst kann als Drehstrom-, Wechselstrom- oder Universalmotor ausgeführt sein. Eine Drehrichtungsumkehr wird meist mit Relais vorgenommen. Bei Universalmotoren ergeben sich darüber hinaus interessante Möglichkeiten der relaislosen Steuerung.

Relaisfreie Steuerung eines Universalmotors

Kollektormotoren, aber auch Permanentmagnetmotoren (Scheibenwischermotor z.B. des *Wartburg*) können nach [2] gesteuert werden, wenn der Motor als Nebenschlußmotor bei Spannungen im Bereich von 40 bis 50 V ein noch ausreichendes Drehmoment abgibt. Oberhalb dieser Spannungsgrenze dürften entsprechende Leistungstran-

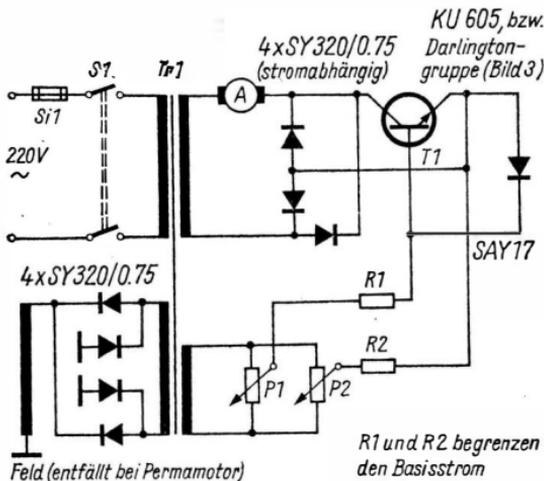


Bild 1
Prinzip der relaislosen Motorsteuerung

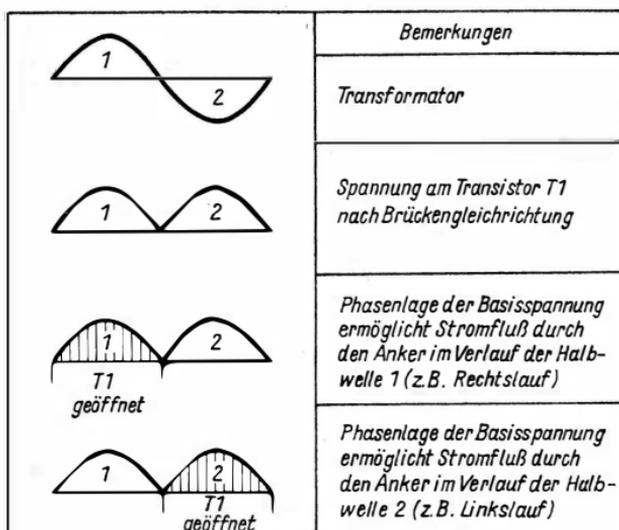


Bild 2 Phasenzusammenhänge

sistoren schwer zu beschaffen sein. Ausreichendes Nebenschlußverhalten ist aber bei Universalmotoren mit umklemmbaren Spannungsbereichen (110/120 \approx) oft gegeben.

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau dieser Steuerung. Das Feld wird über einen getrennten Brückengleichrichter versorgt. Bei Perma-motoren entfallen Gleichrichter und Zusatzwicklung. Der Anker liegt in Reihe mit einem Brückengleichrichter und einem Leistungstransistor an einer weiteren Transformatorwicklung. Ohne Basisvorspannung blockiert der Leistungstransistor den Brückengleichrichter. Der Anker bleibt stromlos. Die Steuerspannung des Transistors wird mit einer Wechselstrombrücke gewonnen. Der Leistungstransistor kann ja grundsätzlich nur von positiven Impulsen geöffnet werden. Bei abgeglichener Brücke sei die Basisspannung 0 V. Wird jetzt das Sollwertpotentiometer P1 im Uhrzeigersinn aus der Ruhelage gebracht, dann entsteht eine Wechselspannung, deren positive Halbwellen zeitlich zusammenfallen mit den mit «1» gekennzeichneten Halbwellen entsprechend Bild 2. Bringt man aber das Sollwertpotentiometer entgegen dem Uhrzeigersinn aus seiner Ruhelage, so fallen die positiven Halbwellen zeitlich zusammen mit den mit «2» gekennzeichneten Halbwellen nach Bild 2. Demzufolge ändert sich die Stromflußrichtung durch den Anker und somit die Drehrichtung.

Das Istwertpotentiometer P2 ist mechanisch mit dem Mast ge-

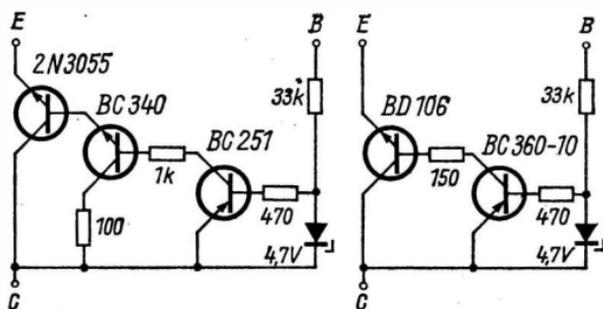


Bild 3 Darlington-Transistorgruppen nach [2], Ersatztypen siehe [3]

Brückenspeisungsspannung	Hysteresewert (Potentiometerwinkel)
50 V	$\pm 1,2\%$
100 V	$\pm 0,6\%$
220 V	$\pm 0,3\%$

Bild 4 Hysteresewerte nach [2]

koppelt und elektrisch so geschaltet, daß sich beim Erreichen der gewünschten Antennenrichtung der Zustand «abgegliche Brücke» ergibt, demzufolge T1 wieder sperrt. Die parallel zur Basis-Emitter-Strecke von T1 liegende Diode leitet die ebenfalls anliegenden negativen Halbwellen ab. Für praktische Anwendungen baut man T1 vorteilhaft als *Darlington*-Stufe auf. Um sauberen Schaltbetrieb zu ermöglichen, ist eine sehr hohe, nicht mit einem Transistor zu realisierende Verstärkung erforderlich.

Bild 3 zeigt zwei in [2] enthaltene Vorschläge. Der Nachbau mit Bauelementen von TESLA und vom Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) ist problemlos möglich. Die Schaltungen verhalten sich wie ein extrem verstärkender pnp-Transistor mit lediglich vom Eingangstransistor abhängiger Basis-Emitter-Schwelspannung. Das hat insofern große Bedeutung, weil die Anordnung erst oberhalb der Schwelspannung arbeitet (etwa 0,6 V) und somit eine gewisse Hysterese unvermeidlich ist. Diese Hysterese – oder Drehwinkel des Sollwertpotentiometers ohne Motoranlauf – kann durch Vergrößern der Brückenspannung klein gehalten werden.

Bild 4 gibt einige in [2] enthaltene Werte wieder. Andererseits muß eine gewisse Hysterese vorhanden sein, da sonst die Gefahr besteht,

daß die Schaltung zu schwingen beginnt. Zu knapp ausgelegtes Hystereseverhalten kostete dem Verfasser in einer Sturmnacht mit versehentlich eingeschalteter Antenne den Motor!

Steuerung eines Universalmotors mit Relais

Prinzipiell kann die Schaltung nach Bild 1 auch für Relaisbetrieb eingesetzt werden. Zwei Relais werden dazu so an Stelle des Ankers eingesetzt, daß ein Relais mit einer Diode auf Halbwellen «1» anspricht und ein weiteres Relais in gleicher Weise auf Halbwellen «2». Für diesen Anwendungsfall können die Transistoren gemäß Bild 3 eine wesentlich geringere Verlustleistung aufweisen.

Bild 5 zeigt eine weitere Schaltungsvariante. Sie wurde entwickelt, weil zunächst die Bedingung des Einsatzes bei niedrigen Spannungen als Nebenschlußmotor für den vorhandenen Getriebemotor nicht zu erfüllen war. Außerdem stand nur ein Steuerkabel $20 \times 0,5$ zur Verfügung. Dieses sollte unter anderem die Spannung einer Stehwellenmeßbrücke sowie weitere Versorgungsspannungen leiten. In diesem

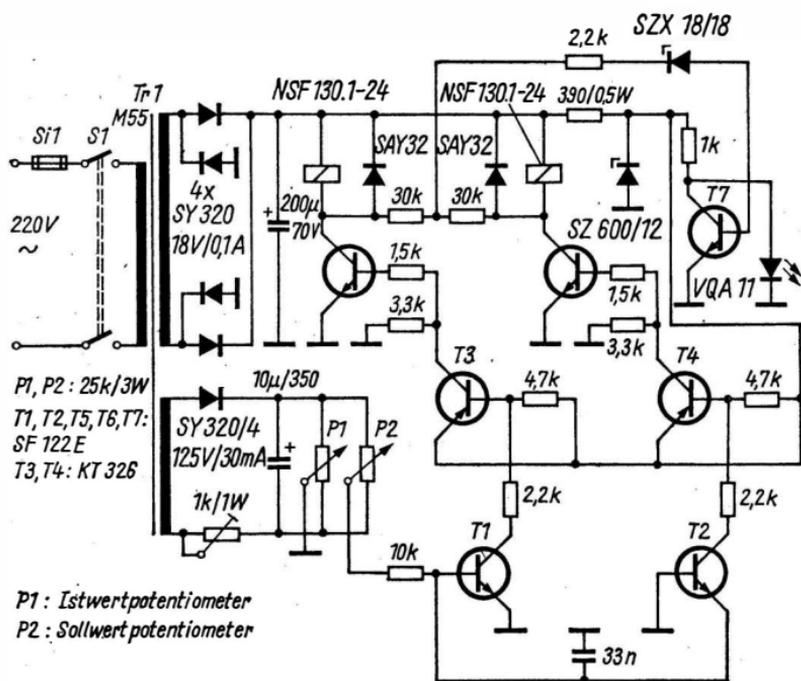


Bild 5 Motorsteuerung mit Gleichstrombrücke

Zusammenhang störte die hohe Wechselfpannung der Brücke durch Brummeinstreuungen.

Um eine Gleichspannung als Brückenspannung einsetzen zu können, sind im Eingang der Schaltung die Transistoren T1 und T2 mit ihren Basis-Emitter-Strecken gegeneinander geschaltet. Je nach Drehrichtung des Istwertpotentiometers P2 entsteht nun eine gegen Masse positive oder negative Spannung. Demzufolge leitet entweder T1 oder T2. Über jeweils zweistufige Schaltverstärker werden 24-V-Relais gesteuert, die die Drehrichtungsumkehr bewirken. Das vom Mast angetriebene Sollwertpotentiometer P1 stellt wieder die Brückenspannung auf 0, wenn der gewünschte Zustand erreicht ist, und sperrt damit die Schaltverstärker. Solange einer der Transistoren T5/T6 durchgeschaltet ist, bekommt T7 keinen Basisstrom mehr, und es signalisiert eine Signallampe (Leuchtdiode usw.) den Zustand «Antenne läuft». Die Betriebsspannung der Transistoren T1 bis T4 ist auf 12 V stabilisiert. Als Potentiometer werden Drahtausführungen entsprechender Belastbarkeit verwendet.

Schlußbemerkungen

Gegenüber der jahrelang verwendeten Druckknopfsteuerung ist die Nachlaufsteuerung eine wohltuende Verbesserung. Nach Einwahl der gewünschten Himmelsrichtung erledigt die Automatik alles weitere selbst. Endschalter sind an sich nicht erforderlich. Da aber die beste Automatik ausfallen kann, sollte doch ein Endschalter den Schutz des Koaxkabels und des Istwertpotentiometers übernehmen. Ein Endschalter mit Federstange (Fa. *Bernstein*) eignet sich dafür sehr gut. Durch das relativ große Spiel der Federstange sind somit Mastdrehwinkel von knapp 370° möglich. Zur Betätigung des Endschalters genügt daher ein am Mast senkrecht befestigtes Blech.

Thyristoren sind z.Z. teilweise schon preiswerter als Relais. Dem experimentierfreudigen Funkamateurl eröffnen sich damit weitere Möglichkeiten der Steuerung des Motors zur Antennenmastdrehung.

Literatur

- [1] *Rothammel, K.*: Antennenbuch, 8. Auflage, Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- [2] *Peltz, G.*: Einfache Motorsteuerung, Funktechnik, Heft 6/1971, Seite 207/208
- [3] *Streng, K. K.*: Transistordaten, Militärverlag der DDR, Berlin 1976

Obwohl die Cubical-Quad-Antenne von Funkamateuren entwickelt und bereits im Jahre 1942 mit bestem Erfolg von *W 9 LZX* bei der Rundfunkstation *HCJB* in Ekuador eingesetzt wurde, dauerte es verhältnismäßig lange, bis sich diese Antennenform im Kurzwellen-Amateurfunk durchsetzen konnte. Erst als Mitte der 50er Jahre die ersten nachbausicheren «Kochrezepte» erschienen, wurde die Cubical Quad als hocheffektiver Drehrichtstrahler zum Konkurrenten für die dominierenden Kurzwellen-*Yagi*-Systeme. Heute bezeichnet man sie in Funkamateurräumen als die «Königin der DX-Antennen».

Mit wachsender Beliebtheit dieser Antennenbauform vermehrten sich auch die durchweg positiven Erfahrungsberichte, die Bekanntgaben von Meßergebnissen, Veröffentlichungen über mehr oder weniger brauchbare Abwandlungen der Urform und theoretischen Erörterungen. Frühere Anschauungen über das Quad mußten revidiert werden, neuere Auffassungen bleiben manchmal nicht unwidersprochen.

Anliegen dieses Beitrages ist es, den gegenwärtigen Stand der Erkenntnisse über die Quad-Formen zu erörtern und einmal die ganze Quad-Familie zu durchleuchten.

Das Quad-Element

Schon das einfache Drahtquadrat nach Bild 1a ist eine brauchbare Kurzwellenantenne. Seine Daten lauten: Gesamtumfang 1λ (genauer $1,02\lambda$); Berechnungsformel für Drahtausführungen mit großem Schlankheitsgrad:

$$\text{Gesamtumfang } L/m = \frac{306,3}{f/\text{MHz}}$$

bzw.

$$\text{Seitenlänge } S/m = \frac{76,58}{f/\text{MHz}}$$

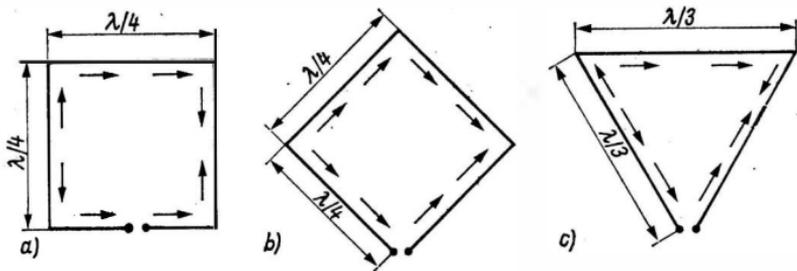


Bild 1 Bauformen von Ganzwellenschleifen (eingezeichnet sind Seitenlängen und Stromrichtungspfeile); a - Quadratform, b - Diamond-Form, c - Delta Loop

Der Fußpunktwiderstand ist 80 bis 100 Ω symmetrisch (abhängig von Aufbauhöhe und Antennenumgebung). Bei Einspeisung in der Mitte einer waagerechten Seite besteht Horizontalpolarisation, sinn gemäß herrscht bei Erregung in der Mitte einer senkrechten Seite Vertikalpolarisation. Die Hauptstrahlung erfolgt bidirektional aus der Breitseite.

Der Antennengewinn beträgt 1 dB_d (dB_d = Dezibel, bezogen auf den Halbwellendipol). Aber schon beim einfachen Quad-Element gibt es Meinungsverschiedenheiten bezüglich des Gewinns.

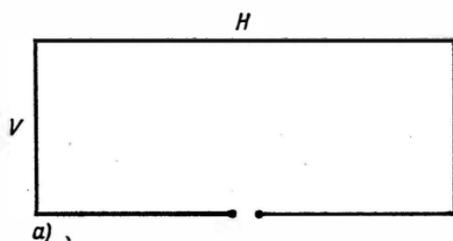
In «The ARRL Antenna Book» wird in der 8. Auflage (1956) ein Gewinn von «etwas kleiner als 1 dB_d» angegeben. Das gleiche Werk propagiert in der 13. Auflage (1974) den Gewinn mit etwa 2 dB_d und will diesen auch durch Messungen belegt wissen. Nach einer von W 7 GRA entwickelten Methode der Gewinnbestimmung ergaben sich 1,4 dB_d [1], während Belcher und Casper in [2] sowie Lindsay in [3] für einen Gewinn von 1,94 dB_d bzw. 2,0 dB_d plädierten. In einem Leserbrief von Lawson [4] wurde schließlich den optimistischen Ergebnissen von Belcher/Casper und Lindsay widersprochen und dafür eine einleuchtende Beweisführung gegeben. Diesen Argumenten konnten sich Belcher/Casper nicht entziehen, und sie revidierten ihre Gewinnaussage auf «etwas weniger als 1 dB_d».

Alle Gewinnuntersuchungen stützen sich darauf, daß man das Quad-Element als ein System zweier paralleler Halbwellendipole in 0,25 λ Abstand betrachtet.

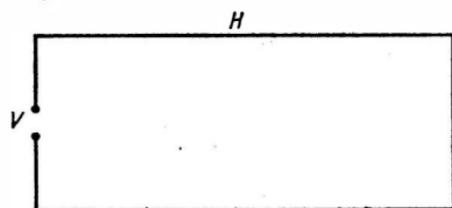
Wer erstmalig das Quad-Element auf eine Spitze stellte (Bild 1b) und auf diese Weise die Rhombusform praktizierte (engl.: Diamond shaped), ist unbekannt. Beide Aufbauformen sind im praktischen Betrieb elektrisch gleichwertig. Theoretisch könnte man der Diamond-Form einen um Bruchteile eines dB höheren Gewinn zuordnen, weil bei ihr die Strommaxima weiter auseinanderliegen als bei der Normalform. In Gegenden mit extremen Winterbedingungen ist die Rhom-

busform günstig, weil sie weniger unter Eis- und Rauheifbehang leidet.

In neuerer Zeit wurde die Delta-Loop-Form beliebt, die nach Bild 1 c ein auf der Spitze stehendes gleichseitiges oder annähernd gleichseitiges Dreieck darstellt. Auch sie unterscheidet sich in ihren elektrischen Daten praktisch nicht von der Urform. Allerdings wird manchmal behauptet, daß die Delta-Loop im DX-Betrieb bessere Ergebnisse bringen würde als ein in gleicher Höhe aufgebautes Quad-Element. Im Kurzwellenbereich ohne Bedeutung, weil mechanisch schwer darstellbar, sind ringförmige Ganzwellenschleifen. Ihre elektrischen Eigenschaften und Daten sind denen von Quad-Elementen nahezu identisch. Sie gewinnen im UHF-Bereich an Interesse [5]. In manchen Anwendungsfällen, besonders wenn Quad-Elemente z.B. im 40-m-Band eingesetzt werden sollen, läßt sich die erforderliche Aufbauhöhe nicht erreichen. Hier hilft ein zum Rechteck verformtes Quad-Element (engl.: Oblong), bei dem die vertikalen Abschnitte verkürzt und die horizontalen Seiten entsprechend verlängert sind [6]. Bild 2 zeigt ein solches Oblong mit den Erregungsmöglichkeiten für horizontale (Bild 2a) und für vertikale Polarisation (Bild 2b). Das Verhältnis der Seitenlängen vertikal (V) zu horizontal (H) sollte nicht größer als $1 : 2,4$ sein.



a)



b)

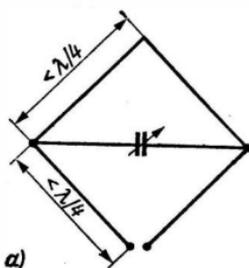
$$V:H \leq 1:2,4$$

Bild 2

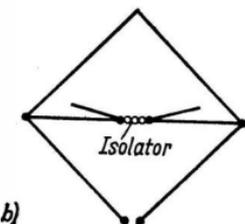
Das Oblong (Umfang 1λ);

a - horizontal polarisiert,

b - vertikal polarisiert



a)



b)

Bild 3

Das C-T-Quad-Element;

a - mit Drehkondensator-Abstimmung,

b - Abstimmung durch Zusatzdrähte als kapazitive Belastung

Eine echte Verkürzung der Quad-Seiten wird erreicht, wenn man die Punkte der Spannungmaxima kapazitiv belastet (Bild 3). Ein solches Gebilde nennt man C-T-Quad (Abk. engl.: Capacitor-Tuned), es wird in [7] ausführlich beschrieben. Bei solchen Kompromißlösungen, die zudem wohl immer in großer Erdbodennähe aufgebaut sind, muß mit einer mehr oder weniger starken Verschlechterung der elektrischen Eigenschaften gerechnet werden.

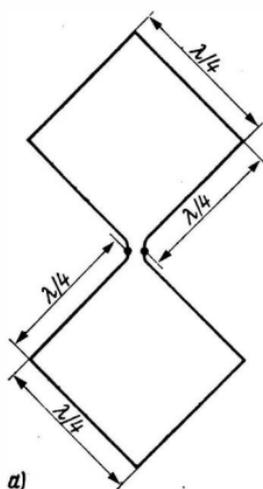
Gestockte Quad-Elemente

Mit gutem Erfolg werden Quad-Elemente im VHF-Bereich eingesetzt. Wegen der relativ geringen räumlichen Abmessungen kann man auch etwas kompliziertere Quad-Systeme realisieren. So kam es zum Doppel-Quad-Element nach Bild 4 a, das zwei übereinander gestockte Quads in Diamond-Form darstellt. Ein Hauptvorteil dieser Bauart besteht darin, daß es keine Erregerleitungen innerhalb des gestockten Systems und somit auch keine korrosionsgefährdeten Lötstellen gibt. Die elektrischen Daten sind beeindruckend: Gesamtumfang 2λ (genauer $2,005\lambda$); Berechnungsformel (Näherungswerte):

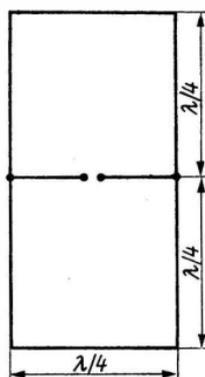
$$\text{Gesamtumfang } L/\text{mm} = \frac{603\,200}{f/\text{MHz}}$$

bzw.

$$\text{Seitenlänge } S/\text{mm} = \frac{75\,400}{f/\text{MHz}}$$



a)



b)

Bild 4
Gestockte Quad-Elemente;
a - doppelte Diamond-
Form,
b - doppeltes Quadrat

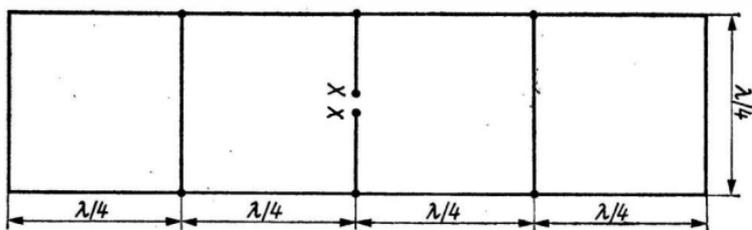


Bild 5 Gespeistes Element der 4-Quad-Serie

Der Fußpunktwiderstand beträgt etwa 270Ω symmetrisch und der Antennengewinn 3 dB_d .

Nicht so günstig ist das Doppel-Quad nach Bild 4 b. Es benötigt mehrere Lötstellen und läßt sich schwieriger mechanisch befestigen. In [8] wird ferner mitgeteilt, daß es kritisch in der Abstimmung sei und daß sein Gewinn nur geringfügig größer als der eines einfachen Quad-Elementes ist. Trotzdem wird besonders in Großbritannien die «Skelettschlitzzerregung» (engl.: Skeleton-slot-radiator) für Yagi-Systeme von Funkamateuren und von der Antennenindustrie (Parabell) erfolgreich eingesetzt. Bei näherer Betrachtung kann man feststellen, daß es sich bei diesen gespeisten Erreger-elementen nicht um Skelettschlitze, sondern um etwas verformte Doppel-Quad-Elemente handelt, wie auch in [9] näher begründet ist. Auf dieses Problem wird in dem Beitrag noch eingegangen. Die 4-Quad-Serie von DL 6 DW [10] enthält sogar 4 gestockte Quad-Elemente, die zentral gespeist werden (Bild 5). Diese Antenne ist mit einem gleichartig aufgebauten Vierfach-Quad-Reflektor ausgestattet und erreicht damit einen Gewinn von 8 dB_d bei beachtlich großer Rückdämpfung von 24 dB . Ohne jedes Transformationsglied beträgt der Speisepunkt-widerstand etwa 240Ω symmetrisch.

Das Cubical Quad

Alle besprochenen Bauformen der gespeisten Ganzwollenschleifen werden durch Hinzufügen eines gleichartig aufgebauten parasitären Reflektors zu unidirektionalen Richtstrahlern erweitert. Im Optimum können sich dann folgende Daten einstellen: Antennengewinn $5,7 \text{ dB}_d$, Rückdämpfung maximal 25 dB , Fußpunkt-widerstand etwa 60Ω symmetrisch.

Das setzt voraus, daß der Abstand des Reflektors vom gespeisten Element etwa $0,12\lambda$ ist und daß die Resonanzfrequenz des Reflektors um 5% tiefer liegt als die des gespeisten Elements (mit Grid-

dipper kontrollieren). Für die Bemessung der Elementlänge von Einbandausführungen im Kurzwellenbereich kann man folgende Näherungsgleichungen anwenden:

$$\text{Gespeistes Element - Gesamtumfang } L/m = \frac{304}{f/\text{MHz}},$$

$$\text{Reflektorelement - Gesamtumfang } R/m = \frac{320}{f/\text{MHz}}.$$

Durch Variieren des Reflektorabstandes können leicht Speisepunkt-widerstände zwischen 50Ω und 75Ω eingestellt werden. Tendenz: Reflektorabstand größer = Fußpunkt-widerstand höher und umgekehrt. Im Bereich von Reflektorabständen zwischen $0,1\lambda$ und $0,2\lambda$ ist der Einfluß auf die übrigen Antennendaten verhältnismäßig gering.

Man soll ein Cubical Quad immer direkt über Koaxialkabel speisen; Symmetrieglieder verursachen Verluste. Die Unsymmetrie der Erregung wirkt sich nur geringfügig auf die Symmetrie der Strahlungscharakteristik aus, alle anderen elektrischen Daten bleiben unbeeinflusst. In diesem Zusammenhang wird empfohlen, die Elemente auch an den Punkten des Spannungsminimums zu isolieren (keine Zwangserdung!).

Wenn ein Cubical Quad jeweils über die ganze Frequenzbreite eines Amateurbandes mit niedrigem Stehwellenverhältnis ($\text{SWV} \leq 1,75 : 1$) arbeiten soll, bemißt man die Strahlerresonanz nicht für Amateurbandmitte, sondern verschiebt diese mehr nach höheren Frequenzen hin (z. B. $14,18 \text{ MHz}$, $21,28 \text{ MHz}$ und $29,2 \text{ MHz}$). Im Vergleich mit Richtstrahlern der *Yagi*-Bauform sind folgende Fakten erwähnenswert:

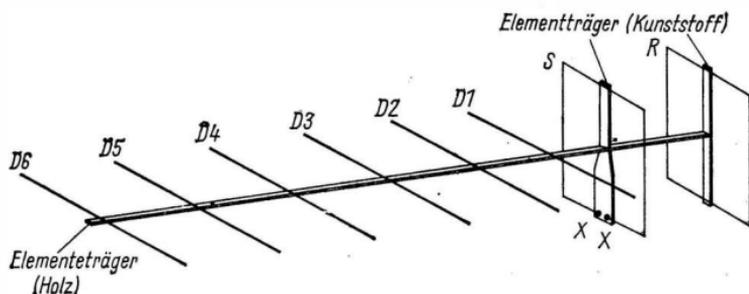


Bild 6 Die VHF-Quagi; R - geschlossenes Reflektor-Quad-Element, S - gespeistes Quad-Element, X - X - Speisepunkt $\sim 60 \Omega$, $D_1 \dots D_6$ - Yagi-Direktorenreihe

- Ein Cubical Quad liegt im Gewinn um 1,7 dB höher als eine 2-Element-Antenne vom *Yagi*-Typ und um 0,5 bis 0,8 dB niedriger als eine optimal bemessene 3-Element-*Yagi*.
- Verglichen mit der 3-Element-*Yagi* hat das Cubical Quad eine größere Frequenzbandbreite, gleichzeitig besteht gute Rückdämpfung über einen breiteren Frequenzbereich.
- Bei Aufbauhöhen $\geq 1\lambda$ sind die vertikalen Erhebungswinkel der Hauptstrahlung für beide Antennenformen weitgehend identisch. Bei geringeren effektiven Antennenhöhen ist das Cubical Quad überlegen, da sein Abstrahlwinkel nicht so stark angehoben wird wie der einer 3-Element-*Yagi* [1], [11]. Das Cubical Quad ist somit umgebungsunempfindlicher.

Hybrid-Quads

Als Hybrid-Quads kann man alle Antennenformen bezeichnen, bei denen mindestens das gespeiste Element die Form eines Quad oder Doppel-Quad hat. Die Direktoren, und meistens auch die Reflektoren, sind vom *Yagi*-Typ. Da es sich also um «Kreuzungen» zwischen Quad und *Yagi* handelt, wurde neuerdings auch die Kurzbezeichnung *Quagi* geprägt. Aus mechanischen Gründen können Hybrid-Quads praktisch nur im VHF- und UHF-Bereich aufgebaut werden.

Zur Wirksamkeit einer *Quagi* führte *Overbeck* [12] ein eindrucksvolles Experiment durch: Versuchsobjekt war eine industriell hergestellte *Yagi*-Antenne für das 70-cm-Band mit Gamma-Anpassung für die Erregung über 50- Ω -Koaxialkabel. In der Firmenschrift war diese Antenne mit einem Gewinn von 13,5 dB_d propagiert. Tatsächlich gemessen wurden nur 6,4 dB_d! Als man den gespeisten Halbwellendipol entfernte und durch ein einfaches Quad-Element ersetzte, stieg der Gewinn unter gleichen Meßverhältnissen auf 9,8 dB_d. Dabei wurden keinerlei andere Veränderungen an der *Yagi* vorgenommen, und auch die Erregung erfolgte unverändert über 50- Ω -Koaxialkabel. Als Ergebnis dieser ermutigenden Versuche entwickelte *Overbeck* *Quagi*-Antennen für die VHF- und UHF-Amateurbänder, deren prinzipiellen Aufbau Bild 6 zeigt. Es handelt sich um 8-Element-Antennen mit einer relativen Antennenlänge von 2λ . Die Speisepunktimpedanz ist 60 Ω symmetrisch, die Erregung wird direkt über ein entsprechendes Koaxialkabel ohne Symmetriewandler vorgenommen. Der Gewinn wurde bei mehreren Messungen mit minimal 11,5 dB_d und maximal 14,2 dB_d ermittelt. Diese *Quagi* ist in [12] ausführlich beschrieben.

Beim sogenannten *Parabeam*, der vorzugsweise in Großbritannien verwendet wird, besteht das gespeiste Element aus einem Doppel-

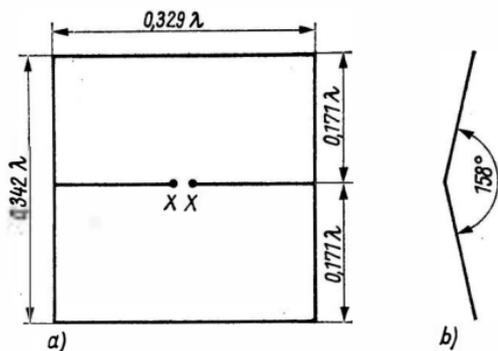


Bild 7
Das gespeiste Doppel-
Oblong-Element des Para-
beam; a - Frontansicht,
b - Seitenansicht

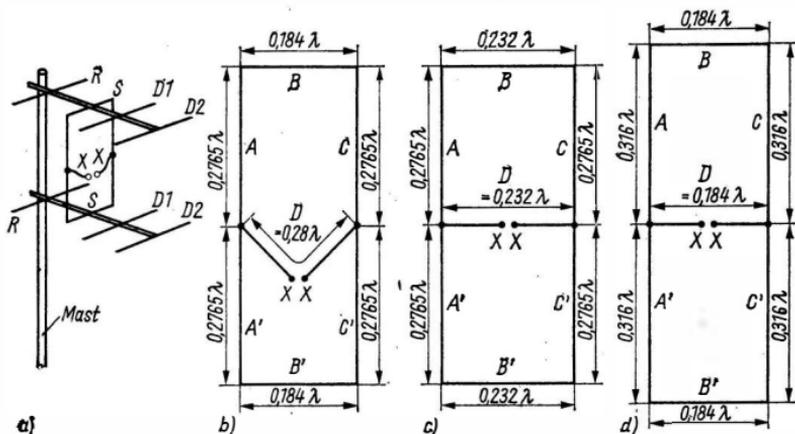


Bild 8 Gestockte Quags und ihre Erregung; a - Beispiel einer Quagi 4 über 4, b - gespeistes Element der 4 über 4 mit Längenangaben (bezogen auf λ), c - Variante mit größerer Breite ($0,232\lambda$), d - Variante mit größerer Höhe ($0,632\lambda$)

Quad nach Bild 4b; genauer gesagt handelt es sich um ein Doppel-Oblong (s. Bild 2a) mit den Verhältnissen $V : H$ von etwa $1 : 1,9$. Wie aus Bild 7 hervorgeht, besteht eine Besonderheit dieses Doppel-Oblong darin, daß es mit einem Öffnungswinkel von 158° zur Direktorenreihe hin abgewinkelt ist. Diese Maßnahme bewirkt eine günstige Ankopplung der Direktorenreihe an das gestockte Erreger-element. Der Reflektor besteht entweder aus einem gleichartigen Doppel-Oblong entsprechender Resonanzbemessung (vorzugsweise im UHF-Bereich) oder aus zwei konventionellen gestreckten Reflektorstäben, die parallel hinter der oberen und der unteren Horizontalen des Doppel-Oblong angeordnet sind. Vergleicht man den Parabeam mit einer gleichlangen «echten» Yagi-Antenne, ergeben sich für den

Parabeam folgende Vorteile: Antennengewinn um 3 dB größer, erheblich größere Frequenzbandbreite und hoher Speisepunktwiderstand (etwa 280Ω symmetrisch). Ausführungsbeispiele zum Parabeam befinden sich in [8].

Wird das Doppel-Oblong eines Parabeam so verformt, daß die senkrechten Seiten länger werden (bei entsprechender Verkürzung der waagrechten Abschnitte), so entsteht ein Doppелеlement, dessen oberer waagrechter Abschnitt vom unteren $\geq 0,5\lambda$ entfernt ist. Es bietet sich deshalb an, jedem dieser äußeren Elemente eine Direktorenreihe zuzuordnen, und man erhält auf diese Weise ein gestocktes *Yagi*-System mit zentraler Erregung. In Bild 8a ist eine solche – angeblich skelettschlitz-erregte – gestockte *Yagi* aufgezeichnet. Wird das Erregerelement gesondert untersucht (Bild 8b), ergibt sich durch Addition der auf λ bezogenen Abschnitte $A + B + C + D = A' + B' + C' + D = 1,017\lambda$. Das ist gerade der Resonanzumfang eines Quad-Elements (etwa $2\% > \lambda$). Betrachtet man das Element als Skelettschlitz, würde die Strecke $A + A'$ (bzw. $C + C'$) die Schlitzlänge darstellen. Sie beträgt in diesem Fall $0,553\lambda$, und sie liegt auch bei 5 anderen untersuchten «Skelettschlitz-erregern» dieser Art immer zwischen $0,54\lambda$ und $0,57\lambda$. Der Schlitzstrahler verhält sich aber bezüglich Resonanzbemessung wie ein normaler Halbwellendipol, deshalb müßte die «Schlitzlänge» kleiner als $0,5\lambda$ sein [13].

Unterstellt man dem Erregerelement die Wirkungsweise eines Doppel-Oblong, könnten Bemessungen nach Bild 8c und Bild 8d noch Verbesserungen bringen. Bei Erhaltung der Strahlerresonanz und des Stockungsabstands können die gleichphasig erregten strahlenden Abschnitte B und B' auf $0,232\lambda$ verlängert werden, wodurch D auf die gleiche Länge gebracht wird (Bild 8c). Soll der Stockungsabstand vergrößert werden, beläßt man die Breite B mit $0,184\lambda$ und vergrößert die Höhe $A + A'$ auf Kosten der «Überlänge» von D. Nach Bild 8d wird dann der Stockungsabstand $0,632\lambda$ (annähernd $5/8\lambda$). Gestockte *Yagi*-Antennen mit solchen Erregerelementen werden in [8] und [9] beschrieben.

Klare Verhältnisse bestehen bei gestockten Hybrid-*Yagis*, bei denen das von *Roggensack* entwickelte Doppel-Quad in Diamond-Form (Bild 4a) als Erregerelement verwendet wird. Es hat sich bereits als Hybrid-Doppel-Quad, nur mit gestockten Reflektoren versehen, vorzüglich bewährt [14] und wurde von *DL 7 KM* durch Hinzufügen von 2 gestockten Direktorenreihen zu einer 2-Ebenen-Quagi weiterentwickelt [15]. Bei einer relativen Antennenlänge von 2λ und einem Stockungsabstand von $0,6\lambda$ wird der gemessene Gewinn mit 15 dB_a angegeben.

Ebenfalls sehr gute Eigenschaften könnte man einem gestockten *Yagi*-System voraussagen, dessen Erregerelement aus einem Doppel-

Delta-Loop besteht. Da die gleichphasig erregten Elemente relativ weit auseinanderliegen, lassen sich ohne Schwierigkeiten Stockungsabstände von $0,7\lambda$ und mehr erreichen.

Man darf annehmen, daß horizontal polarisierte Quad-Elemente aller Bauformen im Gegensatz zu Halbwellendipolen auch noch bestimmte vertikal oder diagonal polarisierte Anteile abstrahlen bzw. aufnehmen. Diese Annahme würde sich mit der Beobachtung decken, daß bei der Verwendung von Quads weniger Fading auftritt als bei Yagi-Antennen.

Bekanntlich treten im Übertragungsweg über weite Entfernungen im Kurzwellenbereich immer und im VHF-Bereich häufig Polarisationsänderungen auf. Die «unsaubere» Polarisation eines Quad erweist sich in diesem Fall als nützlich, denn es ist dann immer noch ein mehr oder weniger stark verminderter Empfang möglich. Sinngemäß läßt sich diese Erklärung auch auf den Sendefall übertragen.

Ganzwellenschleifen, wie sie Quad-Elemente aller Bauformen darstellen, haben sich wegen ihrer guten elektrischen und günstigen mechanischen Eigenschaften als Bestandteil von Amateurfunkantennen in allen Frequenzbereichen sehr bewährt. Sie werden auch weiterhin im Gespräch bleiben.

Literatur

- [1] Rückert, H.: Quad-Probleme und dessen Lösung, cq DL, D-3507 Baunatal, 1977, Seite 6 bis 9
- [2] Belcher/Casper: Loops vs. Dipoles – Analysis and Discussion, QST, Newington 1976, Heft 8
- [3] Lindsay: Quads and Yagis, QST, Newington, 1968, Heft 5
- [4] Lawson, J.: «Loops vs. Dipoles – Where will it all end?», QST, Newington, 1977, H. 4, Seite 51 bis 52
- [5] Lentz, R.: Loop-Yagi-Antennen, UKW-Berichte, Baiersdorf, 17 (1977) Heft 2, Seite 82 bis 88
- [6] Rothammel, K.: Antennenbuch, 8. Auflage, Abschnitt 15.2. Das Oblong, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1975
- [7] Sparks, R.: Build this C-T Quad Beam for Reduced Size, QST, Newington, 1977, Heft 4, Seite 29 bis 31
- [8] RSGB: Radio Communication Handbook, Fifth Edition, Vol. 2, London 1977; Seite 12.80, 13.13, 13.14, 13.23 bis 13.26
- [9] Rothammel, K.: Antennenbuch, 8. Auflage, Abschnitte 22.4.3. und 22.4.4., Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1975
- [10] Ragaller, M.: Die 4-Quad-Serie, eine leistungsfähige, tragbare Antenne für das 2-m-Band, UKW-Berichte, Erlangen 10 (1970) Heft 4, Seite 200 bis 202
- [11] Landskov, H.: Evolution of a Quad Array, QST, Newington, 1977, Heft 3, Seite 32 bis 36
- [12] Overbeck, W.: The VHF Quagi, QST, Newington, 1977, Heft 4, Seite 11 bis 14
- [13] Rothammel, K.: Antennenbuch, 8. Auflage, Abschnitt 24.4. Schlitzantennen, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1975
- [14] Rothammel, K.: Antennenbuch, 8. Auflage, Abschnitt 27.3.4. Die Hybrid-Doppelquad nach DL 7 KM, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1975
- [15] Rothammel, K.: Eine Beam-Antenne von DL 7 KM für das 2-m-Band, FUNK-AMATEUR, Berlin, 24 (1975), Heft 4, Seite 190 bis 191

In letzter Zeit ist die *Beverage*-Antenne bei den Funkamateuren ins Gespräch gekommen. Sie wird oft als *die DX-Antenne* für die langwelligeren Kurzwellen-Amateurbänder gelobt.

Zunächst sei festgestellt, daß die *Beverage* keinesfalls eine Antennenneuheit darstellt; sie ist vielmehr «uralt» und vielen Funkamateuren unter der Bezeichnung *abgeschlossene Langdrahtantenne* bekannt.

Wie Bild 1 zeigt, handelt es sich um einen möglichst langen Draht, der in etwa 3 bis 10 m Höhe waagrecht über dem Erdboden verläuft. Zur *Beverage*-Antenne wird dieser Langdraht durch den Abschlußwiderstand Z_S , der vom Antennenende zur Erde liegt. Der *Abschlußwiderstand* – man nennt ihn auch *Schluckwiderstand* – soll induktionsfrei sein und mit seinem Widerstandswert dem Wellenwiderstand Z_A des Antennenleiters entsprechen. Z_A ist vom Durchmesser des Antennendrahts, dessen Abstand von der Erdoberfläche und von den Erdverhältnissen abhängig. Man kann immer mit einem Wellenwiderstand Z_A von 500 bis 600 Ω rechnen.

Die Theorie

Durch den Schluckwiderstand Z_S wird der Antennenleiter mit seinem Wellenwiderstand Z_A zur Erde hin abgeschlossen. Damit ist eine Energieleitung entstanden, die Wanderwellen führt. Wanderwellen,

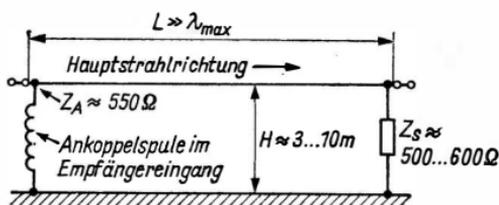


Bild 1
Schema einer Beverage-Antenne

auch *fortschreitende Wellen* genannt, sind dadurch gekennzeichnet, daß der Strom an allen Punkten der Leitung gleiche Größe hat. Das bedeutet weiterhin, daß solch ein abgeschlossenes Leitungssystem keine stehenden Wellen führt und somit auch keine Resonanzstellen aufweist. Damit ist die Leitung frequenzunabhängig geworden, d.h., sie hat extrem große Frequenzbandbreite. Solche abgeschlossenen Antennen, wie sie auch die T2FD-, die abgeschlossenen V- und die Rhombus-Antennen darstellen, kennzeichnet man deshalb auch mit dem Sammelbegriff *aperiodische Antennen* [1].

Im allgemeinen betrachtet man eine mit ihrem Wellenwiderstand abgeschlossene Leitung als nicht oder nur sehr wenig strahlend. Bei der abgeschlossenen Antenne aber sind die beiden Leiter (Antennendraht und Erde) so weit voneinander entfernt, daß die entgegengesetzten magnetischen Felder nur zum Teil einander aufheben. Das System ist deshalb strahlungsfähig und kann als Sende- und als Empfangsantenne eingesetzt werden.

Richtwirkung und Gewinn

Das Richtdiagramm der *Beverage*-Antenne ähnelt dem einer etwa gleichlangen abgestimmten Langdrahtantenne mit dem Unterschied, daß die Hauptstrahlungsloben, die in Richtung zum Einspeisungspunkt zeigen, bei der aperiodischen Antenne fehlen. Bild 2 veranschaulicht diese Richtwirkung mit Strahlungsdiagrammen (idealisiert), die auftreten, wenn die Drahtlänge 2λ – bezogen auf die Betriebswellenlänge – beträgt. Die *Beverage*-Antenne ist demnach eine unidirektionale Richtantenne, und man kann mit grober Annäherung sagen, daß bei ihr die Energie der fehlenden Strahlungskeulen aus der unterdrückten Richtung im Schluckwiderstand «verheizt» wird. Das bedeutet gleichzeitig, daß der Abschlußwiderstand im Sendefall eine Belastbarkeit von 50 % der gelieferten HF-Senderleistung aufweisen sollte.

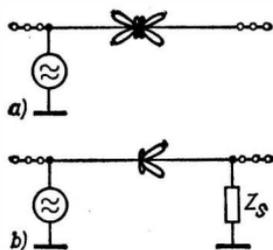


Bild 2
 Horizontaldiagramm von
 Langdrähten, Länge 2λ ;
 a – abgestimmter (offener)
 Langdraht, b – Beverage-
 Antenne (abgeschlossener
 Langdraht)

Der Gewinn steigt mit der Vergrößerung des Verhältnisses von Drahtlänge zu Betriebswellenlänge. Mit zunehmender Drahtlänge verlagern sich die Hauptstrahlungslappen immer mehr zur Drahtspannungsrichtung. Dabei wird die Antenne richtungsschärfer und der Erhebungswinkel flacher. Reproduzierbare Gewinnaussagen können für die *Beverage*-Antenne kaum gemacht werden, da in diesem Fall die unterschiedlichen Erdungsverhältnisse eine entscheidende Rolle spielen.

Die Praxis

Die Drahtlänge einer für die Amateurbänder 80 m und 40 m brauchbaren *Beverage*-Antenne sollte nicht unter 100 m betragen; 500 m könnte man als durchaus normal bezeichnen, und selbst 1000 m wären kein übertriebener Luxus. Daraus geht schon hervor, daß diese Antenne nur an dünn besiedelten Stadträndern oder in ländlichen Gegenden errichtet werden kann. Eine leichte Bebauung durch Waldstreifen, Obstbäume, Hecken, einzelne Zweckgebäude usw. stört nicht. Wichtig ist aber, daß der Abschlußwiderstand eine einwandfreie HF-Erdung vorfindet. Ein Staberder am Antennenende, der möglichst bis ins Grundwasser reicht, ist bei feuchtem Boden günstig, während bei trockenen Böden mit tief liegendem Grundwasserstand ein Netz von flach eingegrabenen, radial verlaufenden Erdungsdrähten empfohlen wird. Am besten eignet sich eine Kombination von Staberder und radialem Erdungsnetz. Als wirkungsvolle Ersatzerde könnte auch ein Gegengewicht benutzt werden, das auf oder knapp unter der Erdoberfläche zu verlegen ist. Die Länge soll gleich der des Antennenleiters sein.

Bei Gewittern ist der Abschlußwiderstand sehr gefährdet, deshalb wird ausreichende Ersatzhaltung empfohlen! Das ist kein Problem, wenn die *Beverage* nur als Empfangsantenne betrieben wird, denn dann genügen einfache Schichtwiderstände beliebiger Toleranz und Belastbarkeit.

Die Speisepunktimpedanz der *Beverage* entspricht ihrem Wellenwiderstand und beträgt etwa 550Ω über den gesamten Anwendungsbereich. Für den Empfangsbetrieb kann die Antennenankopplungsspule so bemessen werden, daß Anpassung vorhanden ist. Bei industriell hergestellten Empfängern möchte man meistens Eingriffe in die mit etwa 60Ω bemessene Eingangsschaltung vermeiden. In diesem Fall kann man ohne besondere Nachteile direkt anschließen, weil die Fehlanpassung gehörmäßig kaum zu bemerken ist. Wer aber besonderen Wert auf saubere Anpassungsverhältnisse legt, sollte am Antennenspeisepunkt einen Ferrit-Ringkernübertrager mit entsprechendem Übersetzungsverhältnis einsetzen.

Die *Beverage* ist eine hervorragende DX-Empfangsantenne, sie eignet sich aber als Sendeantenne weniger gut. Diese Aussage widerspricht scheinbar dem Reziprozitätstheorem, das besagt, daß die Eigenschaften und Kenngrößen einer Antenne für den Empfangsfall und für den Sendefall sinngemäß die gleichen bleiben. Der Unterschied liegt auf der funkbetriebstechnischen Seite. Wie allgemein bekannt ist, leiden die Amateurbänder 80 m und 40 m unter außerordentlichen Störungen unterschiedlichster Zusammensetzung. Dabei muß man sich wundern, daß unter solchen Bedingungen überhaupt noch DX-Verbindungen möglich sind. Eine hohe Empfängerempfindlichkeit ist unter diesen Umständen sinnlos, sie kann das Übel nur noch verschlimmern. Es ist also notwendig, den Störabstand zwischen DX-Signal und Störpegel bereits antennenseitig zu vergrößern.

Erfahrungsgemäß bestehen die 80-m-Antennen bei den meisten Funkamateuren aus horizontalen Halbwellendipolen, L- oder T-Antennen, seltener werden vertikale Viertelwellenstrahler (teilweise mechanisch verkürzt) verwendet. Die horizontalen Antennen sind fast immer in einer – bezogen auf die Betriebswellenlänge – viel zu geringen Höhe aufgebaut, so daß die Hauptstrahlung steil nach oben gerichtet ist. Folge: Verstärkter Nahempfang, bevorzugte Aufnahme örtlicher Störungen und schwache DX-Signale gehen im Störpegel unter. Vertikale Viertelwellenstrahler sind ausgezeichnete DX-Sendeantennen, besonders, wenn sie über ein weiträumiges und engmaschiges Erdnetz (Radials) verfügen. Der Nachteil für den Empfang besteht ebenfalls im hohen Störpegel, da die Antenne ein horizontaler Rundstrahler mit vertikaler Polarisation ist. Sie empfängt sehr gut aus *allen* Richtungen, und sie empfängt besonders gut die meist vertikal polarisierten örtlichen Störungen.

Die *Beverage*-Antenne ist nicht besonders effektiv. Das bedingen der Schluckwiderstand, die unvermeidlichen Erdverluste, die ohmschen Leiterverluste des relativ dünnen und langen Antennendrahts, die dielektrischen Verluste an den vielen erforderlichen Stützisolatoren und die geringe Aufbauhöhe. Für den Sendefall müßte man daher mit weit mehr als 50 % Leistungsverlust rechnen. Wertet man aber die Strahlungseigenschaften der *Beverage* für den Empfang aus, erkennt man eine einseitig gerichtete, horizontal polarisierte, scharf gebündelte Richtcharakteristik mit flachem Erhebungswinkel. Das bedeutet, daß *alle* Strahlungen, die nicht aus der Hauptempfangsrichtung kommen, wirksam unterdrückt werden. Europa-QRM und örtlicher Störpegel fallen deshalb stark ab, und selbst atmosphärische Störungen verringern sich richtungselektiv. Die unter kleinem Erhebungswinkel einfallenden DX-Signale werden verstärkt, und insgesamt ergibt sich daraus ein großer Störabstand, auf den allein es bei Empfang im 80- und 40-m-Band ankommt. Man darf außerdem

erwarten, daß die Beverage-Antenne bestimmte Empfangsschwunderscheinungen mildert oder sogar ganz aufhebt.

Damit dürften alle Fragen geklärt sein bis auf die Kardinalfrage: Wo findet der Funkamateurl eine stillgelegte Fernmelde- oder Energiefreileitung, die er für seine Zwecke nutzen könnte?

Literatur

- [1] Rothamme!, K.: Antennenbuch, 8. Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1975, Abschnitt 12.
 [2] Pitsch, H.: Lehrbuch der Funkempfangstechnik, Band II, Leipzig 1960, § 468 Richtempfangsantennen

ELEKTRONIK-SPLITTER

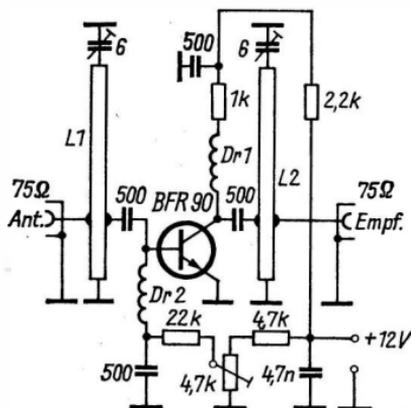
Antennenverstärker für das 70-cm-Band

Zur Verbesserung der Empfangsanlage im 70-cm-Amateurband ist die im Bild gezeigte UHF-Verstärkerstufe geeignet, die direkt an der 70-cm-Antenne angeordnet wird. Eingang und Ausgang sind für Koaxialkabelanschluß ausgelegt. Der Einbau erfolgt in ein Gehäuse, das man aus kupferkaschiertem Basismaterial zusammenlötet (Breite 40 mm, Länge 70 mm, Höhe 20 mm). Durch eine eingefügte Messingblech-Trennwand entstehen 2 Kammern (20 mm x 20 mm x 70 mm). L1 und L2 sind 2 Messingblechstreifen, 8 mm breit, 59 mm lang, die 7,5 mm über dem Gehäuseboden montiert werden. Ein Ende der Streifen wird am Gehäuseinneren angelötet, an dem anderen Ende befinden sich jeweils ein Trimmerkondensator (Luft) von 6 pF. Die Anzapfungen liegen 13 mm vom kalten Ende (L1/L2) entfernt.

Mit den Trimmern 6 pF und dem Einstellregler 4,7 k Ω wird auf größte Verstärkung im 70-cm-Amateurband eingestellt. Erreicht wird eine Verstärkung von etwa 15 dB.

Literatur

Gigot, J.-M.: Preamplificateur d'antenne 70 cm a faible bruit, Zeitschrift «REF», Reprint in Zeitschrift «OM», Heft 11/1976, Seite 27 bis 28



Anknüpfend an den Beitrag «Empfangskonverter für das 70-cm-Band» im Elektronischen Jahrbuch 1976 [1] werden zwei Schaltungen zur Erweiterung eines 2-m-Senders für das 70-cm-Band vorgestellt.

Im 70-cm-Band steht dem Amateur der Frequenzbereich von 430 bis 440 MHz zur Verfügung. Ebenso wie im 2-m-Band gibt es auch hier eine Frequenzplanempfehlung der IARU-Region 1, so daß je nach Interesse und Möglichkeit (Modulation, Teilnahme am DX-Geschehen, Relais- und Satellitenbetrieb, ATV usw.) meist nur ein bestimmter Frequenzbereich des Bandes gewünscht ist. Auch im 70-cm-Band überwiegen die Sendearten A1, A3j und F3. Kann man A1- und F3-Signale ohne weiteres durch Frequenzverdreifung des 2-m-Signals in das 70-cm-Band umsetzen, so ist das für A3j-Signale nicht möglich. In diesem Fall muß auf eine lineare Signalumsetzung durch Mischung des 2-m-Signals mit einer Hilfsfrequenz zurückgegriffen werden.

Varaktorverdreifacher für das 70-cm-Band

Ausgehend von einem 2-m-Sender (144 bis 146 MHz) läßt sich durch Verdreifung ein 70-cm-Signal im Frequenzbereich von 432 bis 438 MHz erzeugen. Bild 1 zeigt einen hierzu geeigneten Varaktorverdreifacher. Kernstück des Verdreifachers ist die Varaktordiode. Bei einem Sperrschichtvaraktor wird die nichtlineare Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität und bei einem Speichervaraktor (SAZ 54) das Speichern von Ladungsträgern während der Umschaltphasen zur Frequenzvervielfachung herangezogen. Zur Wirkungsweise des Varaktorverdreifachers ist zu sagen, daß durch die Aussteuerung der Kapazitätskennlinie des Varaktors dieser im wesentlichen Stromanteile der doppelten Grundfrequenz erzeugt und von diesen und dem Strom der Grundfrequenz durchflossen wird. Eingangs- und ausgangsseitige Anpaßnetzwerke werden zur Transforma-

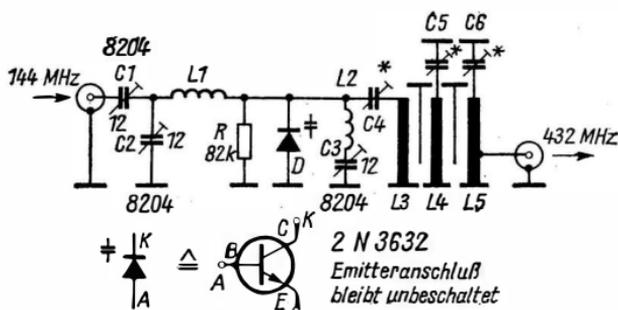


Bild 1 Stromlaufplan des Varaktorverdreibers 144/432 MHz (s. Text)

tion der Signalquellen- und Abschlußwiderstände auf die für den Varaktor im jeweiligen Frequenzbereich optimale Impedanz benutzt. Das Ausgangsnetzwerk ermöglicht die Ausfilterung der erwünschten Harmonischen.

Da der Stromanteil der dritten Harmonischen geringer als der der zweiten Harmonischen und der Grundfrequenz ist, wird dem Varaktor im Fall der erwünschten Frequenzverdreifachung ein sogenannter Totkreis (Idler) parallelgeschaltet. Der Totkreis ist für die Erhöhung des Wirkungsgrads des Verdreibers bestimmend, da jetzt ein beträchtlicher Teil der dritten Harmonischen durch Mischung der Stromanteile der Grundfrequenz mit der zweiten Harmonischen erzeugt wird. Der Wirkungsgrad von Varaktorverdreibern liegt in der Größenordnung um 60 bis 70 %. Die maximal zulässige Eingangsleistung wird durch den zur Verfügung stehenden Varaktor bestimmt. Die Speichervaraktoren *BAY 96*, *BAY 66* und *SAZ 54* lassen Eingangsleistungen von 40 W, 20 W bzw. 6 W zu.

Die kommerziellen Varaktordioden stehen nicht allen Amateuren zur Verfügung. Als Ausweg werden mit Erfolg bis zu Eingangsleistungen um 1 W die üblichen Kapazitätsdioden für den VHF- und UHF-Bereich verwendet. Ebenso ist zur Steigerung der zulässigen Eingangsleistung im einfachsten Fall eine direkte Parallelschaltung mehrerer Dioden denkbar. Es bieten sich aber auch die Kollektor-Basis-Übergänge von HF-Leistungstransistoren des betreffenden Frequenzbereichs als Varaktordiode an. So kann man dem Kollektor-Basis-Übergang des *Overlay-Transistors 2 N 3632* durchaus Eingangsleistungen bis 10 W anbieten. Da der *2 N 3632* als Parallelschaltung zweier Transistorchips vom Typ *2 N 3375* aufgebaut ist, wird in diesem Fall die mögliche Parallelschaltung von Dioden bestätigt.

Der in Bild 1 gezeigte Varaktorverdreibler nach [2] wurde mit einem *2 N 3632* aufgebaut. Das Eingangsnetzwerk *C1*, *C2* und *L1*

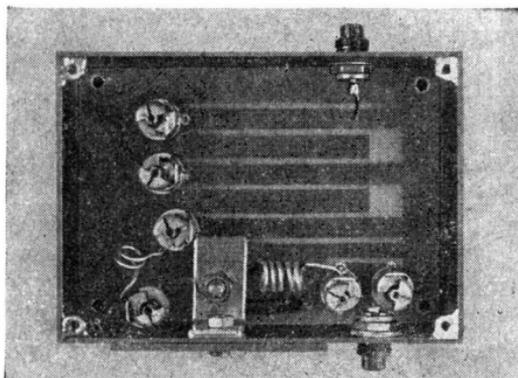


Bild 2
Ansicht des bestückten
Varaktorverdreijachers
144/432 MHz

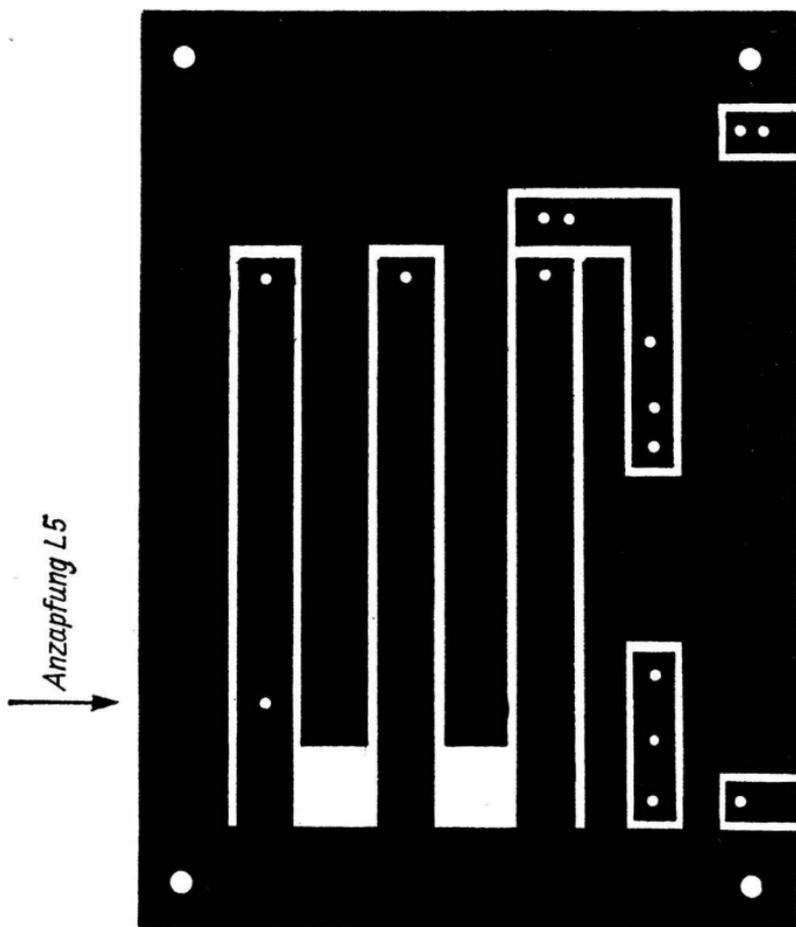


Bild 3 Leiterplattenezeichnung für den Varaktorverdreijacher

wird zur Anpassung des Steuereingangs an die Varaktorimpedanz für die Grundfrequenz eingesetzt. L_2 und C_3 bilden den Totkreis zur Wirkungsgradsteigerung. L_3 und C_4 sind das Ausgangsnetzwerk zur Auskopplung der dritten Harmonischen und ergänzen sich mit L_4/C_5 und L_5/C_6 zu einem dreikreisigen Bandfilter für eine weitere Unterdrückung der Grundfrequenz und deren unerwünschten Harmonischen. Der Widerstand R (50 bis 100 k Ω) erzeugt den Gleichstromarbeitspunkt der Diode. Bild 2 zeigt den Aufbau des Varaktorverdreifachers. Die kapazitiv verkürzten $\lambda/4$ -Kreise für 432 MHz wer-

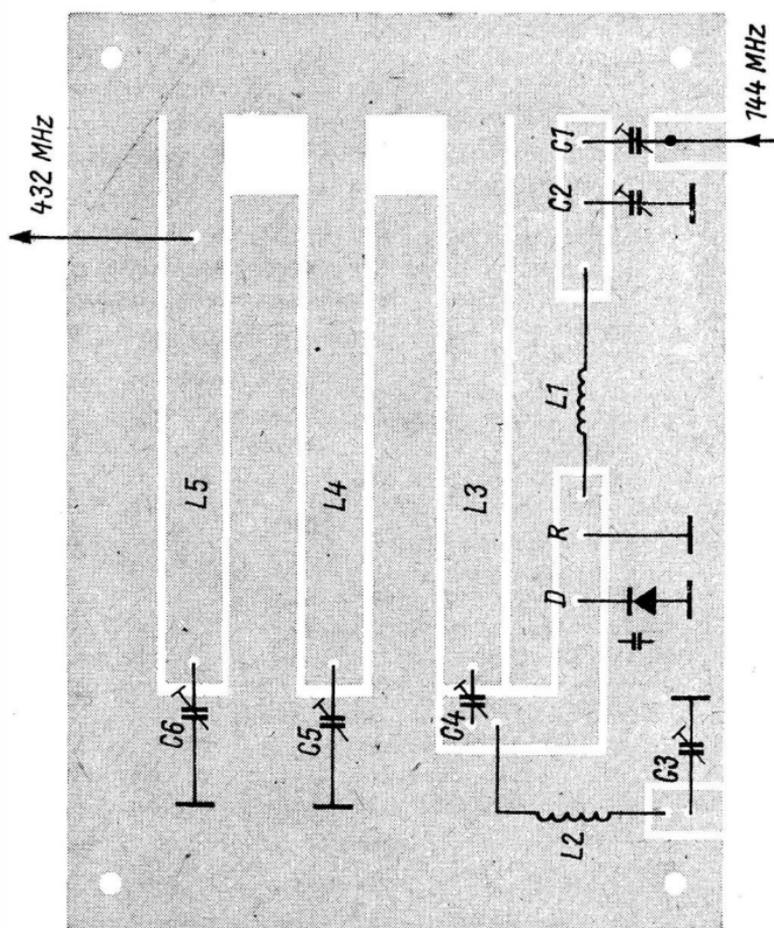


Bild 4 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 3

den in einer Art Luft-Strip-Line-Technik realisiert. In Bild 3 ist die Leiterplattenzeichnung abgebildet. Verwendet wird einseitig kaschieretes *Cevausic*-Leiterplattenmaterial, das man mit seiner Leiterseite in 4-mm-Abstand über einer leitenden Fläche montiert. Die Bohrungen für die Bauelemente sind nach den vorhandenen Bauelementen selbst zu wählen.

Aus Bild 4 ist die Lage der Bauelemente auf der Bestückungsseite ersichtlich. Die verwendeten Trimmer sind Lufttrimmer 8204. Um einen besseren Abgleich zu ermöglichen, wurden bei *C4* drei und bei *C5*, *C6* zwei Statorplatten entfernt. Die Leiterplatte ist in ein Kästchen aus Cu-kaschiertem Halbzeug der Größe 108 mm × 78 mm × 38 mm eingebaut. Etwas problematisch ist der Abgleich eines Varaktorverdreifachers, da sich alle Kreise gegenseitig beeinflussen. Bei Beachtung der ein- und ausgangsseitigen Anpassung läßt sich der Abgleich durch mehrfaches Wiederholen des Abgleichvorgangs auf maximales Ausgangssignal 432 MHz und minimale Leistung auf 288 MHz optimieren.

In der Originalveröffentlichung wird unter Verwendung des Varaktors *BAY 66* bei einer Eingangsleistung von 20 W ein Wirkungsgrad von 40 % erreicht. Mit dem in Bild 2 gezeigten Aufbau wurde bei einer Eingangsleistung von 2 W ein Wirkungsgrad von 35 % und für eine Eingangsleistung von 8 W ein Wirkungsgrad von 25 % erzielt. Oberhalb von 8 W Steuerleistung konnte infolge einer Sättigungserscheinung keine weitere Steigerung der Ausgangsleistung erreicht werden. Der Wirkungsgrad ist im Vergleich zu anderen Veröffentlichungen [3] (50 bis 70 %) geringer. Die Ursachen dafür sind die Verwendung eines nicht «echten» Varaktors und die recht große Durchgangsdämpfung des Dreikreisfilters von 1,0 bis 1,5 dB. Das sind immerhin 20 bis 30 % Leistungsverlust. Eine Verbesserung des Wirkungsgrades läßt sich eventuell durch eine verbesserte Anpassung des Ausgangsnetzwerks an den Varaktor erzielen. Denkbar wäre ein weiterer Trimmer an *L3* (gegen Masse) bei Verringerung von *C4*. Damit würde man eine Resonanzabstimmung bei frei wählbarem Transformationsverhältnis der Last an den Varaktor ermöglichen. Zwischen der Anzapfung von *L5* (14 mm vom kalten Ende) und der Ausgangsbuchse kann man ebenfalls einen Trimmer zur Vortransformation schalten. Eine Sortierung des 2 N 3632 erfolgte nicht.

Das Kühlblech für den Varaktor wurde an der Seitenwand befestigt und ist mit den Abmessungen von 25 mm × 58 mm × 1,5 mm etwas klein ausgefallen. Parameterveränderungen nach dem Abgleich des Varaktorverdreifachers bei der Befestigung der oberen Deckplatte konnten nicht festgestellt werden. Für eine Ausgangsleistung von 2 W (432 MHz) bei einer Steuerleistung von 8 W waren die Grundfrequenz um 52 dB, die zweite Harmonische des Steuersignals 288 MHz

um 39 dB und die Harmonischen der Grundfrequenz oberhalb von 432 MHz um mehr als 57 dB gedämpft (bezogen auf das Nutzsignal 432 MHz).

Abschließend einige Bemerkungen zum praktischen Betrieb mit einem Varaktorverdreifacher. Die Ansteuerung mit A1- und F3-Signalen ist ohne weiteres möglich, da nichtlineare Verzerrungen den Modulationsinhalt nicht verfälschen. Bei der Frequenz- bzw. Phasenmodulation ist zu beachten, daß sich der Frequenz- bzw. der Phasenhub ebenfalls verdreifacht. Somit muß das 2-m-Signal den Verdreifacher mit einem auf ein Drittel reduzierten Hub ansteuern. In einem bestimmten Eingangsbereich läßt sich mit dem Varaktorverdreifacher auch ein A3-Signal vervielfachen. In diesem Fall muß mit einer reduzierten Steuerleistung gearbeitet werden. Kriterium für ihre Höhe sind die entstehenden Verzerrungen. A3j-Signale können mit einem Varaktorverdreifacher nicht umgesetzt werden. Es bietet sich aber in diesem Fall eine einfache Möglichkeit an, ein im 2-m-SSB-Sender erzeugtes Einseitenbandsignal umzusetzen. Ein offensichtlicher Unterschied zwischen dem nicht umsetzbaren A3j- und dem umsetzbaren A3-Signal besteht darin, daß bei einem A3-Signal ein Trägerpegel vorhanden ist. Versuche ergaben, daß bei Trägerzusatz zum SSB-Signal dieses auch auf dem 70-cm-Band zu lesen ist.

Die besten Ergebnisse lassen sich in der Sendeart A3h (Trägeramplitude – maximale Seitenbandamplitude) erreichen. Da A3h in der DDR nicht zulässig ist, wurde auch mit A3a (Trägerunterdrückung 6 bis 32 dB) getestet. Es hat sich gezeigt, daß man auch mit einer Trägerunterdrückung von 6 bis 9 dB das A3a-Signal vervielfachen und den Amateurbedingungen entsprechend gut lesen kann. Diese Variante stellt nicht den anzustrebenden technischen Stand der Bereitstellung eines 70-cm-SSB-Signals dar, bietet jedoch eine erste Möglichkeit der Erweiterung der SSB-Station und vor allem die Teilnahme am Funkverkehr im SSB-Bereich. Die Modulation A3h kann auch mit einem A3-Demodulator gelesen werden, sie ist dennoch eine Einseitenbandmodulationsart (Träger und ein Seitenband).

Besteht die 2-m-Station aus einem getrennten Empfangs- und Sendegerät, so treten keine Zusammenschaltungsprobleme auf. Steht nur auf 2 m ein Sende-Empfangs-Gerät zur Verfügung, ergibt sich das Problem, daß bei einer Verdreifachung der Sendefrequenz und einer Empfangsumsetzung mit einem quarzgesteuerten Konverter die Sende- und die Empfangsfrequenz nicht übereinstimmen. Als Ausweg aus dieser Situation muß der Transceiver eine komplette zweite Frequenzaufbereitung aufweisen sowie ein Signal für die letzte, nicht gemeinsam benutzte Signalumsetzung im Sendezweig haben,

damit man sich im eigenen Transceiver und vorgeschalteten 70-cm-Konverter mit dem verdreifachten Sendesignal auf 70 cm einpfeifen kann.

Linearumsetzer für das 70-cm-Band

Als Gegenstück zum Verdreifacher wird ein Umsetzer vorgestellt, der durch eine einmalige Frequenzumsetzung den 2-m-Frequenzbereich umsetzt und keine Verzerrungen von A3j-Signalen verursacht. Der Umsetzer ist für die anderen Modulationsarten ebenfalls geeignet. Es ergeben sich keine Probleme bei der Zusammenschaltung mit einem Transceiver, der über eine gemeinsame Frequenzabstimmung für Senden und Empfang verfügt. Die Umsetzung 2 m/70 cm über eine Mischstufe hat den Nachteil, daß neben der erwünschten Ausgangsfrequenz auch die durch die Mischstufe erzeugte dreifache Harmonische des 2-m-Signals direkt in das 70-cm-Band fällt. So ergibt z.B. 144,1 MHz mit 288 MHz gemischt 432,1 MHz und neben den anderen unerwünschten Nebenfrequenzen ein Signal auf 432,3 MHz. Problematisch ist, daß diese dreifache Eingangsfrequenz nicht mehr vom Nutzsignal durch selektive Maßnahmen getrennt werden kann. Obwohl ein bestimmter Pegelabstand zwischen dem Nutzsignal und der dreifachen Eingangsfrequenz besteht, können dennoch im Nahbereich des QTH benachbarte OMs auf 70 cm gestört werden.

Auswege aus dieser Misere sind die Verwendung von versetzten Oszillatorfrequenzen, z.B. 287,5 MHz. Jetzt wird im ungünstigsten Fall eine Nebenfrequenz auf 433,5 MHz erzeugt, da die 144,5 MHz umgesetzt 432 MHz ergeben. Damit wird zumindest der DX-Bereich des 70-cm-Bands nicht gestört. Viel wichtiger erscheint es, daß man die Umsetzermischstufe nicht durch zu starke 2-m-Signale überfordert und damit einen beachtlichen Abstandsgewinn durch unnötige Ansteuerung verschenkt. Sollte es trotz wirksamerer Gestaltung des Mischers nicht gelingen, einen Abstand von 50 bis 70 dB zu erzielen, wobei dieser Wert letztendlich von der Stationsdichte in der näheren Umgebung bestimmt wird, so bietet sich der mit Mehraufwand verbundene Weg einer doppelten Umsetzung des 2-m-Signals an. Zu diesem Zweck wird das 2-m-Signal mit $2 \times 96 \text{ MHz} = 182 \text{ MHz}$ gemischt und dann durch eine zweite Mischstufe über eine weitere Mischung mit 96 MHz in das 70-cm-Band umgesetzt.

Bild 5 zeigt den Stromlaufplan des gewählten Linearumsetzers, der ein 2-m-Signal durch einmalige Mischung direkt in das 70-cm-Band umsetzt. Kernstück des Umsetzerbausteins ist ein *Schottky-Dioden-Ringmischer* D1 bis D4 mit den sowjetischen *Schottky-Dioden*

KD 514 A. Der Ringmischer hat eine Umsetzdämpfung von 8 bis 9 dB. Bei einem oberwellenfreien 144-MHz-Signal von 100 mV (an 50 Ω) wurde ein Abstand von 75 dB für die dreifache Eingangsfrequenz am Ausgang des Ringmischers RF, bezogen auf das 432-MHz-Signal, gemessen. Damit dieser Abstand erreicht werden kann, muß man den Ringmischer eingangsseitig (X-Eingang) mit einem Signal ansteuern, das einen Oberwellenabstand für die dritte Harmonische von Größe 60 dB aufweist. Da das in X eingespeiste Signalspektrum um die Entkopplung von 24 dB gedämpft am Ausgang RF erscheint, ist die Forderung an den Oberwellenabstand notwendig.

Zum anderen muß vor die erste Verstärkerstufe T2 ein Bandfilter eingefügt werden, damit das am Ringmischer-Ausgang RF anstehende gedämpfte Eingangssignal nicht den ersten Transistor ansteuert und dieser den Oberwellenabstand verschlechtert. Beim Einsatz von schnellen Schaltdioden *SAY 17 B* beträgt die Umsetzdämpfung 9 bis 10 dB. Der Abstand der dreifachen Eingangsfrequenz zur Nutzfrequenz ist 50 bis 60 dB. Die erreichten technischen Parameter erlauben somit eine direkte Umsetzung des 2-m-Signals. Der Ringmischer wird über den Schaltverstärker T1 angesteuert. Der LO-Signalpegel beträgt 0,3 bis 0,5 V. Am Übertrager Ü1 sind etwa 1 V erforderlich. Durch die Wahl der breitbandigen Übertrager und den aperiodisch arbeitenden Schaltverstärker ist der Umsetzer auch für andere Frequenzkombinationen geeignet. So läßt sich ohne Schaltungsänderungen auch eine Umsetzung vom 10-m-Band aus ermöglichen.

Der dem Ringmischer folgende dreistufige Selektivverstärker hat sieben kapazitiv verkürzte $\lambda/4$ -Kreise zur Sicherstellung der erforderlichen Nebenwellenfreiheit bezüglich der Unterdrückung der Spiegel­frequenz und des Oszillatorsignals. Angestrebt wurde eine Dämpfung von größer als 80 dB. Der Frequenzgang des Selektivverstärkers T2, T3, T4 ist in Bild 6 dargestellt. Bezogen auf 433 MHz beträgt die 1-dB-Bandbreite 3 MHz, die 2-dB-BB 4 MHz und die 3-dB-BB 5 MHz. Die weiteren Werte sind aus dem in Bild 6 gezeigten Frequenzgang zu ersehen. Die nichtsymmetrische Resonanzkurve verweist auf die nicht zu vernachlässigenden Rückwirkungen der Transistoren T2 bis T4, und daß die Ankopplung auf Grund der Parameterschwankungen der Transistoren nicht die geforderte Gleichheit der Güte­werte der Resonanzkreise erfüllt.

Der Abgleich wurde mit einem Breitbandwobbler vorgenommen und erfordert etwas Zeitaufwand. Wird eine größere Durchlaßbandbreite gewünscht, so muß die Kopplung der Kreise über die Koppelschleifen LK1 bis LK3 verändert werden. Es sei noch erwähnt, daß die Auslegung des Selektivverstärkers nicht für eine Signalumsetzung von 144 MHz vorgenommen wurde, sondern für eine Ausgangsfre-

quenz um 20 bis 40 MHz, um somit eine multivalente Nutzung für andere Frequenzbereiche zu sichern. Für die Transistoren T2 und T3 eignen sich die Typen *BFY 90* (TESLA) und *KT 368A* (SU). Für T4 wird der leistungsstärkere Transistor *KT 610A* (SU) verwendet, damit ein höherer Ausgangspegel linear verarbeitet werden kann. Die Leistungsverstärkung der dreistufigen Anordnung beträgt 33 dB.

Alle drei Linearstufen arbeiten im A-Betrieb. Um den Verstärkungsverlust durch einen hochfrequenzmäßig nicht ideal überbrückten Emitterwiderstand zu vermeiden, werden die drei Stufen ohne Emitterwiderstand betrieben und die Emitter direkt auf Masse gelötet. Zur Stabilisierung des Gleichstromarbeitspunkts sind die Transistoren T5 bis T7 erforderlich. Diese wirken als Regeltransistoren zur Konstanzhaltung der Kollektorströme von T2 bis T4. Dazu wird der jeweilige Kollektorstrom über den Emitterwiderstand des Regeltransistors erfaßt und mit der an der Basis einstellbaren Referenzspannung verglichen. Über den Kollektorstrom des Regeltransistors wird der benötigte Basisstrom eingeregelt. Die Dioden D5, D6 und D7 werden zur Temperaturkompensation des Regelverstärkers benutzt. Für die Transistoren T2, T3 wird ein Kollektorstrom von jeweils 15 mA und für T4 ein Strom von 50 mA eingestellt. Die Transistoren T5 bis T7 sind pnp-Si-Transistoren. Durch die gewählte Art der direkten Emitttererdung kann mit einem Gewinn an Leistungsverstärkung von größer als 1 dB je Stufe gerechnet werden. Wenn der Aufwand dafür zu hoch erscheint, kann die Schaltung des Selektiv-

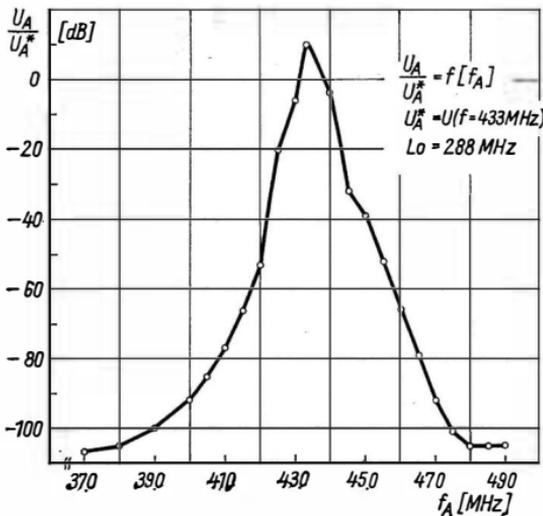


Bild 6
Frequenzgang des Selektivverstärkers im Linearumsetzer

verstärkers mit den üblichen Basis-Spannungsteilern und überbrückten Emitterwiderständen ausrüsten.

In Bild 7 ist der Aufbau des Umsetzerbausteins zu erkennen. Die Leiterplatte LP2 ist auf der Rückseite montiert. Die Transistoren T2 bis T4 sitzen in Durchbrüchen der Kammerwände. Die wichtigsten mechanischen Abmessungen sind in Bild 8 und Bild 9 angegeben. Der Gewindestutzen des *KT 610A* wurde gekürzt und über ein 6-mm-Cu-Rohr-Abstandsstück mit 4-mm-Innengewinde der thermische Kontakt und die Befestigung des Transistors mit dem Kammerboden gewährleistet. Die Rohrtrimmer sind vor dem Einbau auf etwaige Kurzschlüsse zu untersuchen.

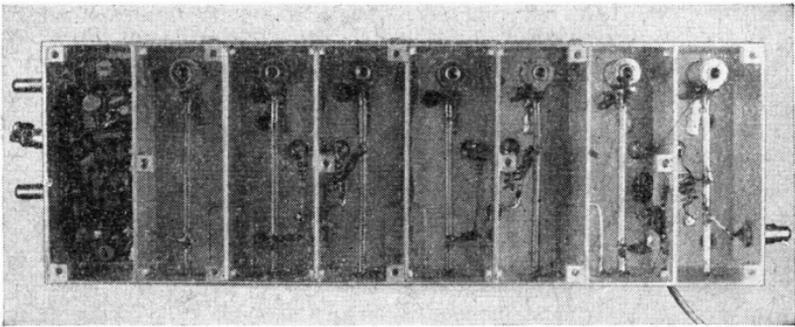


Bild 7 Ansicht des aufgebauten Linearumsetzers

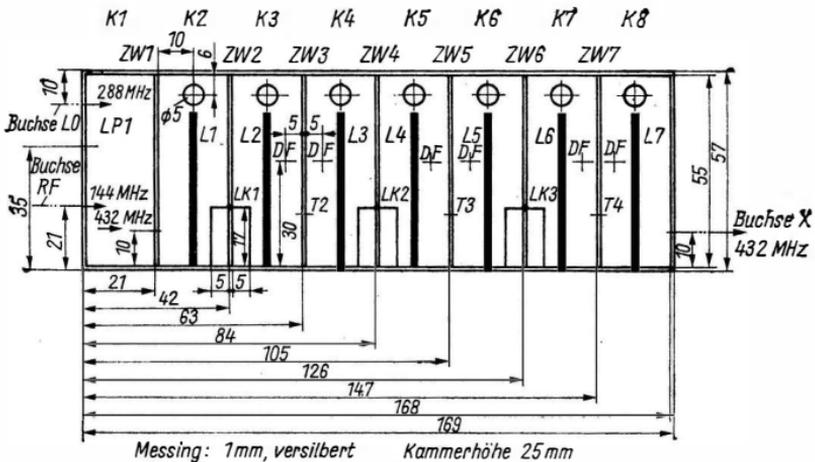


Bild 8 Maßskizze für den Kammeraufbau des Linearumsetzers

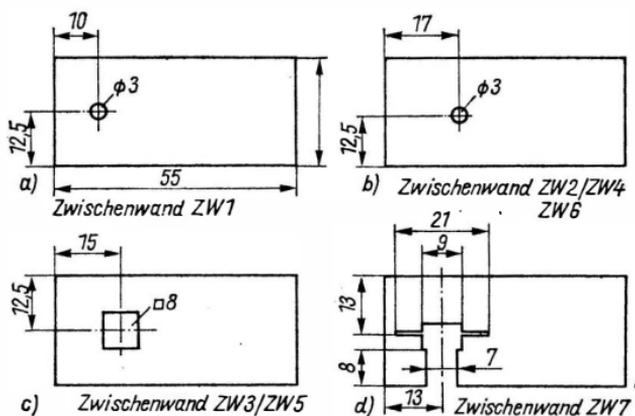


Bild 9 Maßskizzen für die Zwischenwände ZW1 bis ZW7

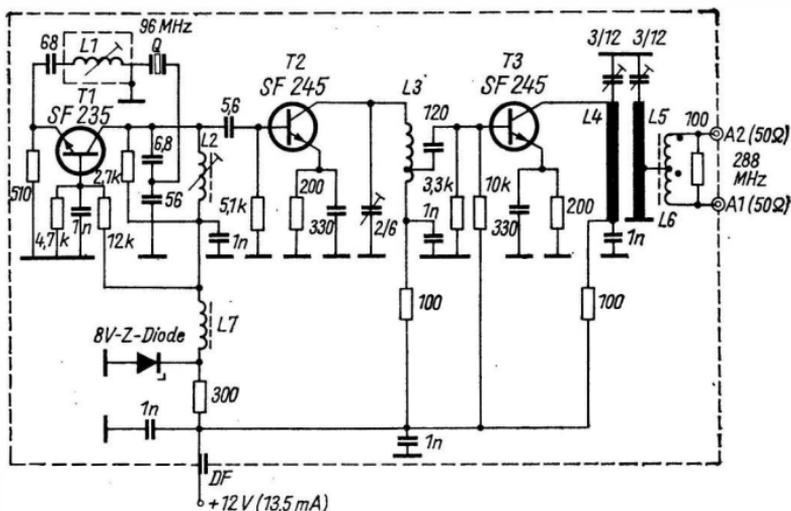


Bild 10 Stromlaufplan für einen Oszillatorbaustein 288 MHz

Die Gesamtverstärkung des Umsetzers beträgt im Linearbetrieb 24 dB. Im Linearbetrieb ist eine Ausgangsleistung von 45 mW PEP möglich. Der dazu benötigte Steuerpegel am Eingang des Ringmischers beträgt 100 mV Eintonsignal an 50 Ω . Durch Erhöhung des Steuerpegels um 5 dB kann für die Umsetzung von A1- und F3-Signalen eine Ausgangsleistung von 80 mW erreicht werden. Die erste Oberwelle von 432 MHz ist um 46 dB bei 80 mW Ausgangssignal

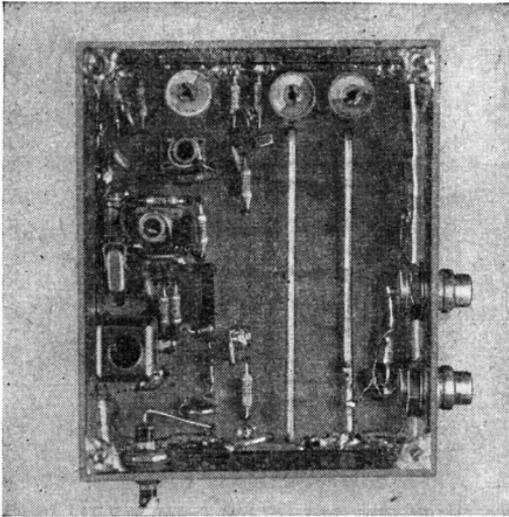


Bild 11
Ansicht des aufgebauten
Quarzoszillatorbausteins
288 MHz

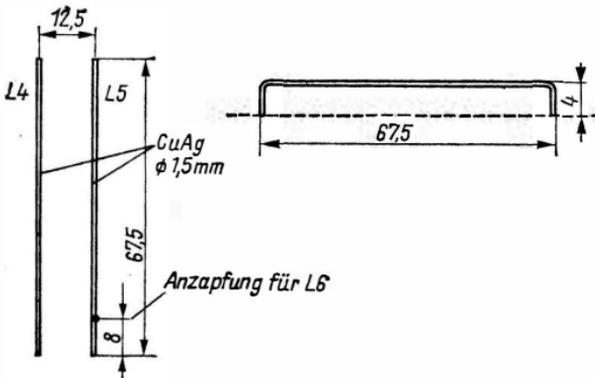


Bild 12 Maßskizze für die Anordnung der Bandfilterinduktivitäten des Quarzoszillatorbausteins 288 MHz

gedämpft. Das 288-MHz-Oszillatorsignal liegt um 94 dB unter dem Nutzsignal. Der verwendete 288-MHz-Quarzoszillator ist in Bild 9 bis 11 vorgestellt. Den Ausgangspunkt der Oszillatoraufbereitung bildet der 96-MHz-Oberton-Quarzoszillator T1. Damit der Einfluß des Kollektorkreises $L2$ auf die Schwingfrequenz reduziert wird, ist er mit einem Widerstand von $2,7 \text{ k}\Omega$ zusätzlich bedämpft. Die Spule $L1$ stellt eine Ziehspule zur Korrektür der Schwingfrequenz des Ober-

tonoszillators dar. Der anschließende Transistor T2 arbeitet als Verdreifacher. In seinem Kollektorkreis wird die dritte Harmonische 288 MHz ausgesiebt und dem Trenn- und Selektivverstärker T3 zugeführt. Das ausgangsseitige $\lambda/4$ -Kreis-Bandfilter ist mit einem Leistungsteilerhybrid abgeschlossen. Dieser Leistungsteiler ermöglicht zwei entkoppelte Ausgänge für den Sende- und Empfangsumsetzer. An jedem Ausgang stehen 0,5 V an 50Ω zur Verfügung. Das 96-MHz-Signal ist an den Ausgängen um 53 dB, das 192-MHz-Signal um 43 dB und alle anderen Harmonischen von 96 MHz sind um 73 bis 90 dB gedämpft. Durch eine Bandfilterkopplung zwischen den Stufen T2 und T3 läßt sich eine verbesserte Unterdrückung der 96-MHz- und 192-MHz-Frequenzen erreichen.

Spulendaten zu Bild 1

- L1 - 5 Wdg., 1-mm-CuAg, 6 mm Innendurchmesser, 11 mm lang
 L2 - 2 Wdg., 1-mm-CuAg, 6 mm Innendurchmesser, 5 mm lang
 L3 bis L5 - siehe Bild 4

Spulendaten zu Bild 5

- L1 bis L7 - 2-mm-CuAg, Innenleiterlänge 44 mm
 LK1 bis LK3 - 1-mm-CuAg, 17 + 11 + 17 mm lang
 Dr1 - 10 Wdg., 0,6-mm-CuL, 3 mm Innendurchmesser, 8 mm lang
 Dr2/Dr3 - 5 Wdg., 0,6-mm-CuL, 3 mm Innendurchmesser, 6 mm lang
 Dr4 - 2,5 Wdg., 0,2-mm-CuL, Zweilochkern *Mf 360*
 Dr5 - wie Dr2/Dr3, 8 mm lang
 Dr6 bis Dr8 - aufgeschobene Ferritperle
 Ü1 - 2 × 3 Wdg., 0,2-mm-CuL, bifilar gewickelt; je eine bifilare Wicklung auf die beiden Außenschenkel des Doppellochkerns *Mf 340* (klein)
 Ü2 - 3 × 3 Wdg., 0,2-mm-CuL, trifilare Wicklung auf den Innenschenkel des Doppellochkerns *Mf 340* (klein)

Anzapfungen der Kreise, vom kalten Ende gerechnet:

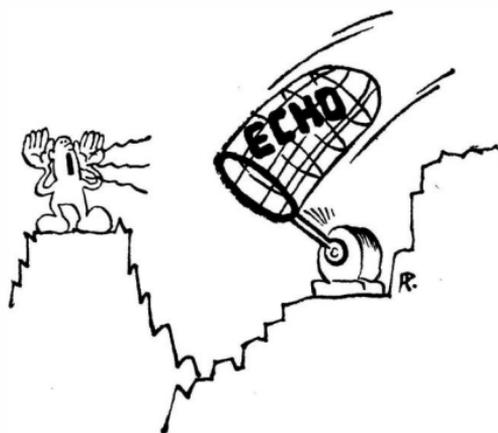
- L1 - 9,5 mm L2/L4 - 9 mm
 L6 - 7,5 mm L3/L5 - 31 mm
 L7 - für Transistor 24 mm, für Ausgang 15,5 mm

Spulendaten zu Bild 10

L1 -	3,75 Wdg., 0,8-mm-CuAg, Kern Mf 320
L2 -	5,75 Wdg., 0,8-mm-CuAg, Kern Mf 320
L3 -	2,5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, Anzapfung an Zuleitungs- ende (10 mm)
L4/L5 -	siehe Bild 12
L6 -	2 × 3 Wdg., 0,2-mm-CuL, bifilar gewickelt auf den Innenschenkel eines Doppellochkerns Mf 340 (klein)
L7 -	UKW-Drossel 10 μ H
L1 bis L3	Spulenkörper 5 mm Durchmesser

Literatur

- [1] *Schubert, K.-H.*: Empfangskonverter für das 70-cm-Band, Elektronisches Jahrbuch 1976, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1975, Seite 170 bis 179
- [2] *Reithofer, H.*: Amateurfunkgeräte für das 70-cm-Band, Franzis-Verlag, München 1972, Seite 68 bis 73
- [3] *Valvo-Handbuch*: Halbleiterbauelemente für die professionelle HF-Technik 1971/72, Valvo GmbH, Hamburg 1971



Wir klären Begriffe
ECHOSPERRE



Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk»

Ing. Karl-Heinz
Schubert –
DM 2 AXE

Kurzwellen-Einkreiser mit Rückkopplung

Wenn man die Rückkopplungsspannung nach einer Phasenumkehrstufe (T2) gewinnt, so entfällt einmal die Rückkopplungsspule, zum anderen kann die Rückkopplung wesentlich besser (weicher) einreguliert werden. In der Schaltung (Bild 1) arbeitet als T1 ein Feldeffekttransistor (BF 245, z.B. KP 303), so daß eine Spulenzapfung entfällt. Mit T2 (BF 254, z.B. SF 235) erfolgt eine weitere HF-Verstärkung, gleichzeitig wird am Potentiometer P1 ein Teil der HF-Spannung abgenommen und zum Schwingkreis zurückgeführt (über die Kapazitäten 1,5 pF und 3,3 pF). Mit der Diode D (z.B. GA 100) wird die Demodulation vorgenommen. Als NF-Kopfhörerverstärker wirkt ein Operationsverstärker, aber auch eine zweistufige Transistorschaltung ist geeignet.

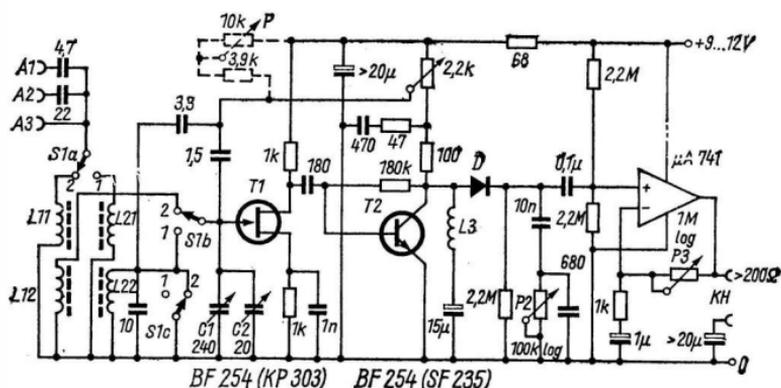


Bild 1 Stromlaufplan eines Kurzwellen-Einkreislers mit verbesserter Rückkopplung [1]

Der Saugkreis (L_3 , Elektrolytkondensator $15 \mu\text{F}$) unterdrückt Rauschspannungen. Die Lautstärke wird mit P3 eingestellt, während P2 als Tonblende wirksam ist. Für eine Feineinstellung der Rückkopplung kann man das Potentiometer P4 vorsehen. In der Eingangsschaltung sind zwei Frequenzbereiche vorgesehen: 3,3 bis 9,6 MHz ($L_{21/22}$) und 9,4 bis 30,0 MHz ($L_{11/12}$). Die Frequenzabstimmung erfolgt grob mit C1, und mit C2 ist eine Feinabstimmung möglich. Spulenwerte: $L_{11} = 2,5$ Wdg., 0,5-mm-CuL; $L_{12} = 6$ Wdg., 0,7-mm-CuL; $L_{21} = 5,5$ Wdg., 0,5-mm-CuL; $L_{22} = 19$ Wdg., 0,5-mm-CuL; Spulenkörper 10 mm Durchmesser, Spulenlänge 25 mm, HF-Abgleichkern, Antennen- und Kreisspule mit Abstand 5 mm nebeneinander gewickelt. Für L_3 genügt ein Ferritstift 4 mm Durchmesser, 15 mm lang, auf den etwa 75 Wdg., 0,1-mm-CuL, aufgewickelt und verklebt werden. Eine Stabantenne wird bei A3 angeschlossen, längere Antennen verbindet man mit den Antennenbuchsen A2 oder A1.

Direktmischer-Peilempfänger

Beim Direktmischprinzip wird eine Eingangsfrequenz mit einer gleichen Oszillatorfrequenz gemischt, so daß man nach dem Produktdetektor gleich die Niederfrequenz erhält. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan eines nach diesem Prinzip aufgebauten Peilempfängers für das 80-m-Band. T1 und T2 bilden die HF-Verstärkerstufe, sie sind in Kaskodeschaltung angeordnet. L1 ist eine Rahmen-Peilantenne, mit dem Trimmer 25 pF wird der Eingangskreis fest auf 3,6 MHz abgestimmt. Auf diese Frequenz gleicht man auch den Schwingkreis $L_2/22$ pF ab. L_3 ist mit den übrigen Bauteilen der Balancemischer (Produktdetektor), dem die Eingangsfrequenz und die mit T6 erzeugte Oszillatorfrequenz zugeführt werden und dem die aus der Mischung erhaltene NF-Spannung entnommen wird. Um eine ausreichende Selektivität zu erreichen, wird die NF-Spannung über einen NF-Tiefpaß (L_4 , 2×33 nF) geführt, der eine obere Grenzfrequenz von etwa 3 kHz hat.

Der dreistufige NF-Verstärker (T3 bis T5) muß eine hohe Verstärkung haben, um eine ausreichende HF-Empfindlichkeit des Peilempfängers zu erreichen. Die Oszillatorfrequenz wird mit T6 erzeugt. Die Abstimmung erfolgt elektronisch mit der als Kapazitätsdiode eingesetzten Z-Diode D3, deren Sperrspannung mit P1 verändert wird, so daß eine Abstimmung im Bereich 3,5 bis 3,7 MHz möglich ist. Das Potentiometer P2 regelt die HF-Verstärkung durch Verändern der Betriebsspannung von T1/T2. Eingeschaltet wird der Peilempfänger über einen 3. Kontakt des Kopfhörersteckers.

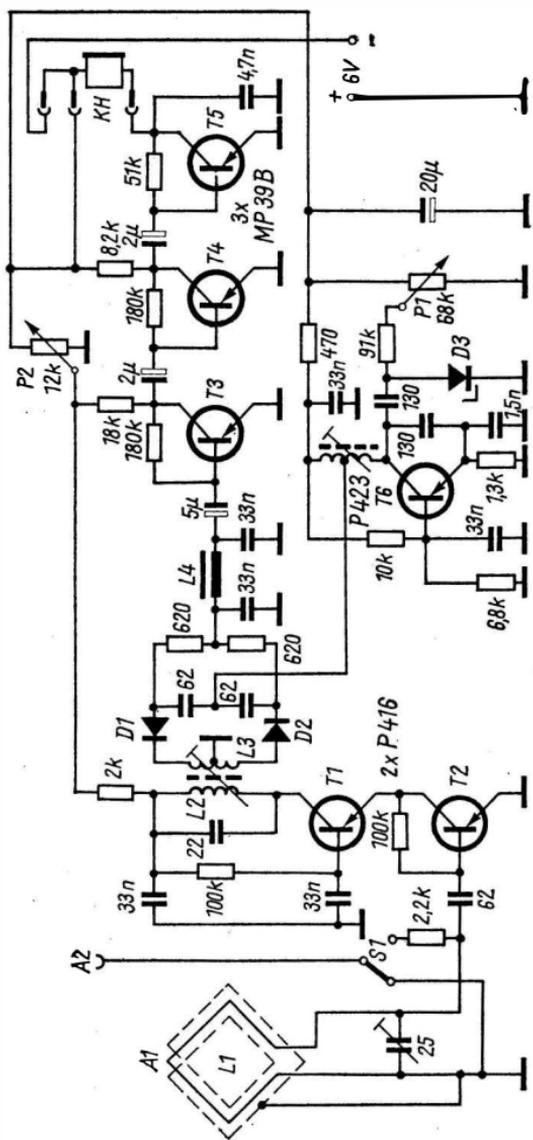


Bild 2 Stromlaufplan für einen 80-m-Peilempfänger nach dem Direktmischprinzip [2]

Die Rahmenantenne besteht aus einem Alu-Rohr mit einem Durchmesser von 12 mm, das mit einem Kreisdurchmesser von 250 bis 300 mm kreisförmig gebogen ist. Die aufsteckbare Stabantenne hat bei einem Durchmesser von etwa 5 mm eine Länge von etwa 700 mm (Alu-Stab). In die Rahmenantenne werden 5 Wdg. Scheldraht eingezogen, die die Eingangsspule bilden. Für L_2/L_3 und L_5 verwendet man kleine HF-Spulenkörper mit Abgleichkern und Abschirmbecher. L_2 hat 75 Wdg., 0,15-mm-CuLS, L_3 besteht aus 2×8 Wdg., 0,3-mm-CuLS, die bifilar über L_2 gewickelt werden. Die Oszillatortspule weist 50 Wdg., 0,15-mm-CuLS, mit Mittelanzapfung auf. Im NF-Tiefpaßfilter kann als L_4 die Primärspule eines Treiberübertragers aus einem Transistortaschensuper eingesetzt werden. Für die Halbleiterbestückung eignen sich Germanium-HF- und -NF-Transistoren ($GF\ 122$, $GC\ 117$). Die Betriebsspannung ist 6 V.

Einfacher Direktmischempfänger

W. Poljakow, RA 3 AAE, hat in [3] eine neuartige Mischstufe für Direktmischempfänger beschrieben, deren wesentlicher Bestandteil zwei antiparallel geschaltete Halbleiterdioden sind. Dadurch hat die Demodulorkennlinie keinen quadratischen Verlauf mehr, sondern sie ist kubisch. Um die dem Eingangssignal aufmodulierte NF-Spannung zu erhalten, muß die Oszillatorfrequenz genau der halben Eingangsfrequenz entsprechen. Das ermöglicht es, eine bessere Frequenzkonstanz des Oszillators zu erreichen, vor allem bei höheren Empfangsfrequenzen.

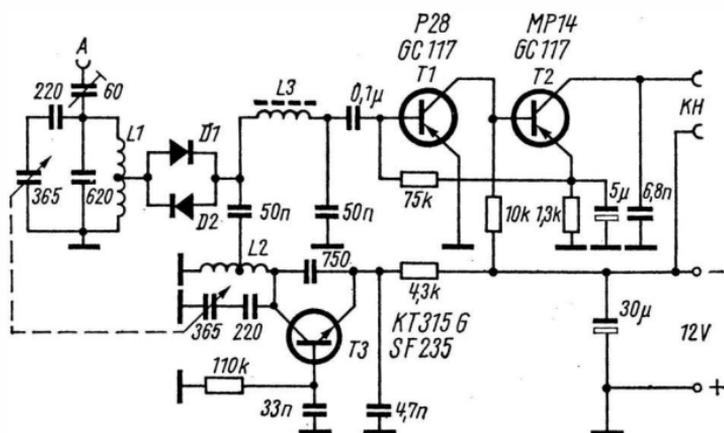


Bild 3 Direktmischempfänger mit neuartiger Mischstufe [4]

Im Bild 3 ist der Stromlaufplan eines einfachen Direktmischempfängers mit dieser Mischstufe für den Empfang des 80-m-Bands dargestellt. Eingangskreis und Oszillatorkreis werden mit dem Doppel-drehkondensator $2 \times 365 \text{ pF}$ (Kapazitätsverkürzung durch $2 \times 220 \text{ pF}$) eingestellt. Für den Empfangsbereich 3,5 bis 3,8 MHz wird dabei die Oszillatorfrequenz im Bereich von 1,75 bis 1,9 MHz abgestimmt. Nach der Mischstufe mit den beiden Dioden D1/D2 folgt ein NF-Tiefpaß mit einer oberen Grenzfrequenz von 3 kHz ($L3$ und $2 \times 50 \text{ nF}$). Der anschließende NF-Verstärker ist zweistufig ausgeführt (T1/T2). Die Oszillatorstufe (T3) wird mit einem Siliziumtransistor bestückt. Die Betriebsspannung beträgt 12 V, die Stromaufnahme ist etwa 4 mA.

Die HF-Spulenkörper haben einen Durchmesser von 6 mm und einen Ferrit-Abgleichkern. $L1$ besteht aus 14 Wdg. und $L2$ aus 32 Wdg., 0,15-mm-CuLS; beide mit einer Anzapfung an der 4. Wdg. von Masse aus. Für $L3$ wird eine Induktivität von etwa 100 mH erforderlich, so daß man einen Ferritschalenkern verwenden muß mit etwa 300 bis 400 Wdg., 0,1-mm-CuL. Für T1/T2 eignet sich der Transistor *GC 117*, für T3 der Siliziumtransistor *SF 235*.

KW-Konverter für 20 m

Den Empfang des bei einem Rundfunkempfänger nicht vorhandenen Empfangsbereichs kann man durch das Vorsetzen eines Konverters ermöglichen. Dabei setzt der Konverter den gewünschten Empfangsbereich mit einer Oszillatorfrequenz in einen anderen Empfangsbereich um, der im Rundfunkempfänger vorhanden ist. Die Schaltung in Bild 4 ist gedacht zum Empfang des 20-m-Amateurbands (14,0 bis 14,35 MHz). Das 20-m-Band wird durch eine Mischung mit der Oszillatorfrequenz 12,8 MHz in den Bereich 1,20 bis 1,55 MHz (Mittelwellenbereich) des nachgeschalteten Rundfunkempfängers umgesetzt. T1 ist die Mischstufe, an der Basis liegt sowohl die Eingangs- als auch die Oszillatorfrequenz. Die aus der Mischung erhaltene Differenzfrequenz kann am Kollektor entnommen und an die Antennenbuchse des Nachsetzempfängers geführt werden. Den Eingangskreis stimmt man mit $L1$ fest auf 14,15 MHz ab, ebenso den Oszillatorkreis mit $L2$ fest auf 12,8 MHz. Um die HF-Empfindlichkeit des Konverters zu verbessern, kann eine HF-Verstärkerstufe mit T3 (Bild 4b) vor die Mischstufe geschaltet werden. Die HF-Spulenkörper haben 8 mm Durchmesser und einen Abgleichkern. Für $L1 = L1'$ sind 24 Wdg. und für $L2$ sind 14 Wdg., 0,25-mm-CuLS, vorzusehen. Die Drosseln Dr1/Dr2 haben eine Induktivität von etwa 100 μH (30 bis 40 Wdg., 0,1-mm-CuL, auf dünnem Ferritstift).

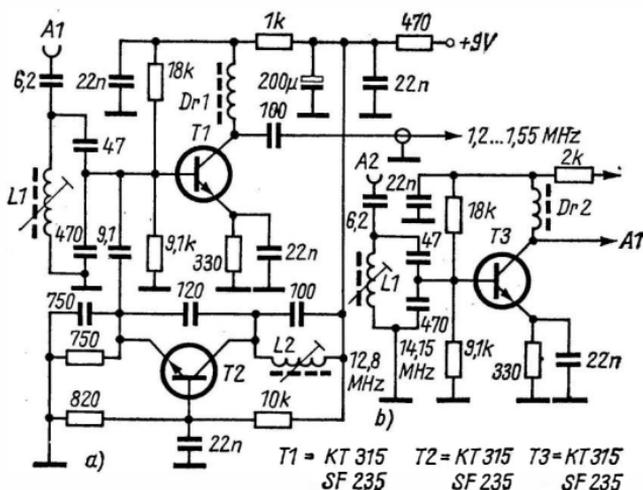


Bild 4 a – Stromlaufplan für einen KW-Konverter zum Empfang des 20-m-Amateurbands, b – HF-Vorstufe zur Verbesserung der HF-Empfindlichkeit [5]

Für SSB- und für Telegrafieempfang muß der nachgesetzte Rundfunkempfänger über einen Telegrafieüberlagerer (BFO) verfügen.

KW-Konverter für 10 m

Der in Bild 5 gezeigte Konverter setzt das 10-m-Band (Amateurbereich 28,0 bis 28,7 MHz) um auf eine Frequenz im 80-m-Amateurband (3,6 MHz). Die Schaltung besteht aus einer HF-Stufe (T1), der Mischstufe (T2) und der Oszillatorstufe (T3). Die HF-Kreise für die Eingangsfrequenz (F1/F2) sind etwa auf Bandmitte fest abgestimmt (28,8 MHz), ebenso die beiden Bandfilterkreise für die Ausgangsfrequenz (F3: 3,6 MHz). Der frequenzbestimmende Oszillatorschwingkreis besteht aus L3 und den Kondensatoren 51 pF und 200 pF an T3. Die Frequenzabstimmung im Bereich 31,6 bis 33,3 MHz erfolgt durch Verändern der Basisspannung von T3, wobei sich dabei die Ausgangskapazität des Transistors parallel zum Schwingkreis auswirkt.

Die verwendeten HF-Spulenkörper (alte Bandfilter) mit Abschirmung haben einen Durchmesser von 7,5 mm und weisen einen (L1) oder zwei (L2/L3/L4, L5/L6) HF-Abgleichkernè auf. Der Spulenabstand L2 bis L4 ist 15 mm, bei L4 bis L3 ist er 3 mm, und bei L5 bis L6 beträgt er 7 mm. Die Windungszahlen sind L1 = 7 Wdg.,

Anzapfung 2. Wdg. von Masse; $L_2 = 6$ Wdg., Anzapfung 2. Wdg. von Masse; $L_3 = 5$ Wdg., $L_4 = 2$ Wdg., $L_5/L_6 = 34$ Wdg., Draht CuLS 0,15 bis 0,25 mm Durchmesser. Die Betriebsspannung ist 12 V, die auf 10 V mit einer Z-Diode stabilisiert wird.

Konverter für das 2-m-Band

Der Frequenzbereich von 144 bis 146 MHz wird mit diesem Konverter auf eine Frequenz von 10,7 MHz umgesetzt. Als Nachsetzer kann der ZF-Eingang eines entsprechenden UKW-Rundfunkempfängers oder ein KW-Empfänger verwendet werden. Die Schaltung (Bild 6) eignet sich für den beginnenden Funkamateuer, da leicht beschaffbare bipolare Transistoren verwendet werden. Aus der DDR-Produktion sind SF 235, SF 245 und SF 137 geeignet. Die Schaltung besteht aus einem zweistufigen HF-Verstärker, dem Balancemischer und einem zweistufigen Oszillorteil. Die Betriebsspannung für den HF-Verstärker ist 24 V, für den Oszillorteil wird diese auf 12 V stabilisiert. Alle Spannungszuführungen zu Basis und Emitter werden über Durchführungskondensatoren 1 nF geführt.

Die Spulen L_1 bis L_4 haben 6 Wdg., 1,6-mm-CuAg, 22 mm lang, Innendurchmesser 7 mm. Die Anzapfungen, von Masse aus gerechnet, sind $L_1 - 1,5$ Wdg., $L_2 - 1,25$ Wdg., $L_3 - 1,5$ und 5,25 Wdg., $L_4 - 4,25$ und 5,75 Wdg. $L_5/L_7/L_6$ und $L_8/L_9/L_{10}$ werden trifilar auf Doppelloch-Ferritkerne gewickelt. L_5/L_6 je 2 Wdg, 0,35-mm-CuLS,

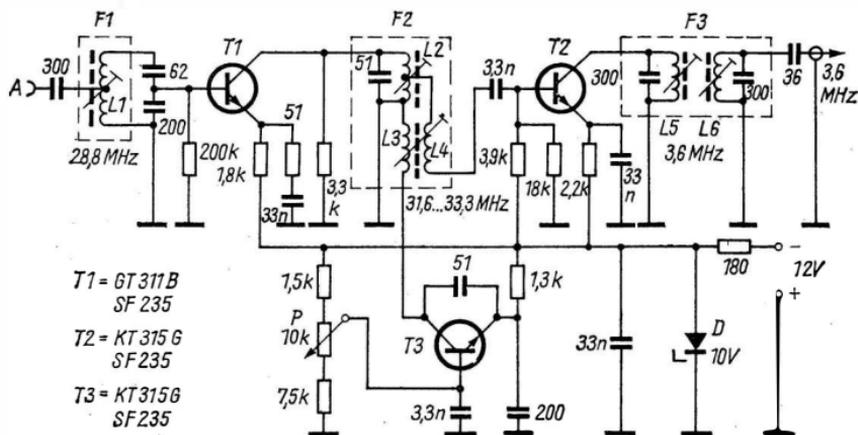


Bild 5 Stromlaufplan für einen KW-Konverter zum Empfang des 10-m-Amateurbands [6]

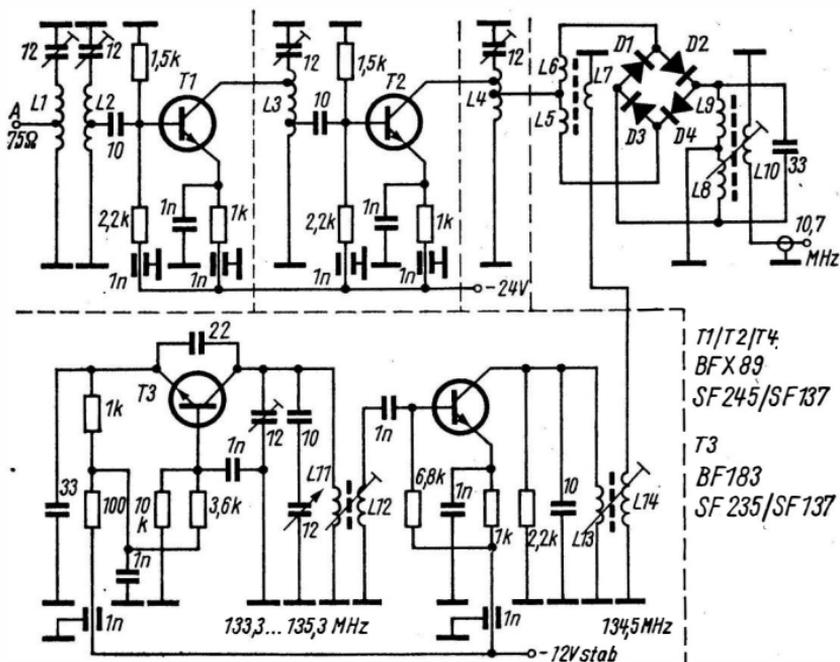


Bild 6 Stromlaufplan für einen VHF-Konverter zum Empfang des 2-m-Amateurbands [7]

L7 – 2 Wdg., 0,6-mm-CuPVC; L8/L9 je 8 Wdg., 0,35-mm-CuLS, L10 – 3 Wdg., 0,35-mm-CuLS. HF-Spulenkörper mit 5 mm Durchmesser verwendet man im Oszillorteil; L11/L13 – 3,5 Wdg., 0,6-mm-CuL, L12/L14 – 1 Wdg., 0,35-mm-CuLS. L11 bis L12 haben einen Abstand von 1 mm, L14 wird auf die Mitte von L13 gewickelt.

VFO für Kurzwellensuperhet

Der in [8] beschriebene KW-Amateurempfänger hat eine Zwischenfrequenz von 9 MHz. Der erforderliche VFO muß die einzelnen Amateurbänder 160 m bis 10 m auf diese 9 MHz umsetzen. Tabelle 1 zeigt die zusammengehörenden Frequenzwerte. Für alle 6 VFO-Bereiche wird nur eine Oszillatorspule mit der Induktivität 0,5 μ H verwendet. Beim Abgleich werden alle VFO-Bereiche auf eine maximale Skalenzlänge mit den Verkürzungstrimmern zum Drehkondensator und den Trimmern parallel zur Spule geeicht. T1 ist der Oszillatortransistor, T2 wirkt als Trennstufe. Parallel zum Schwingkreis liegt die Kapa-

zitätsdiode *KB 105 A*, mit dem Potentiometer *P* kann eine Feinverstimmung von ± 4 kHz (160 m) bzw. ± 18 kHz bei 14 MHz vorgenommen werden. Die Betriebsspannung von 12 V wird auf 9 V mit der Z-Diode stabilisiert. Über den Emittorkondensator 100 pF von T2 wird die Oszillatorspannung an die Mischstufe des KW-Empfängers geführt.

QRP-Senderschaltungen

Für den experimentierfreudigen Funkamateurliebling ist die Betriebstechnik mit Sendern kleiner Leistung (QRP-Betrieb) reizvoll. Nachfolgend einige Schaltungen aus der Praxis ausländischer Funkamateure. In Bild 8a ist eine quarzgesteuerte Oszillatorschaltung zu sehen, die auch als einstufiger Telegrafiesender verwendet werden kann. Die Betriebsspannung kann 9 bis 15 V betragen. Als Transistor eignet sich der Typ *SF 126/129*. Zur HF-Anzeige verwendet man eine Glüh-

Tabelle 1 VFO-Frequenzbereiche für die einzelnen KW-Amateurbänder bei einer ZF von 9 MHz

KW-Band in MHz	VFO-Bereich in MHz
1,750 ... 1,950	10,750 ... 10,950
3,500 ... 3,800	12,500 ... 12,800
7,000 ... 7,100	16,000 ... 16,100
14,000 ... 14,350	23,000 ... 23,350
21,000 ... 21,450	12,000 ... 12,450
28,000 ... 29,000	19,000 ... 20,000

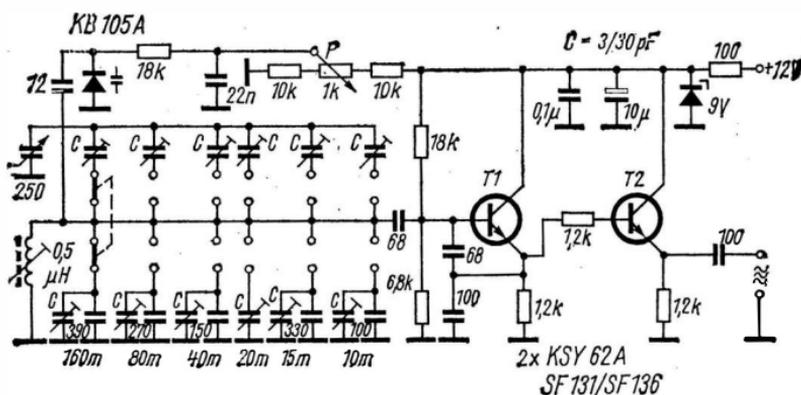


Bild 7 Variabler Oszillatorbaustein für einen KW-Amateursuperhet (ZF 9 MHz)
[8]

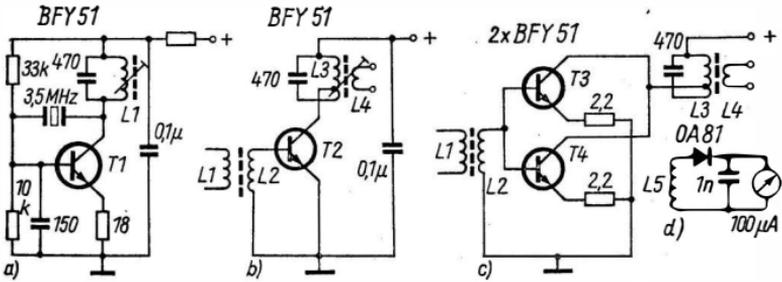


Bild 8 QRP-Schaltungen; a – Quarzoszillatorschaltung für das 80-m-Band, b – 1-Transistor-PA-Stufe, c – 2-Transistor-PA-Stufe, d – empfindlicher HF-Indikator [9]

lampe 6 V/50 mA, verbunden mit einer Koppelspule von 4 Wdg. Die Spule $L1$ hat 32 Wdg., 0,3-mm-CuL, der Spulenkörper weist einen Durchmesser von 5 mm auf.

Über $L2$ kann die in Bild 8 b gezeigte einstufige Transistor-PA-Stufe angekoppelt werden. $L2$ – 8 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf $L1$ gewickelt; $L3$ – 24 Wdg., 0,5-mm-CuL, Spulenkörper 11 mm Durchmesser, Anzapfung 7. Wdg. vom Pluspol; $L4$ – 4 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf $L3$ gewickelt. Zur HF-Anzeige benutzt man eine Glühlampe 6 V/100 mA. Eine größere Ausgangsleistung ist zu erreichen, wenn man in der PA-Stufe 2 Transistoren parallelschaltet (s. Bild 8 c). Die Spulenwerte entsprechen Bild 8 b.

Eine genauere HF-Anzeige ergibt die Schaltung in Bild 8 d. $L5$ hat 2 Wdg., 1,0-mm-CuL, 13 mm Durchmesser, das Meßwerk kann eine Stromempfindlichkeit bis 1 mA haben.

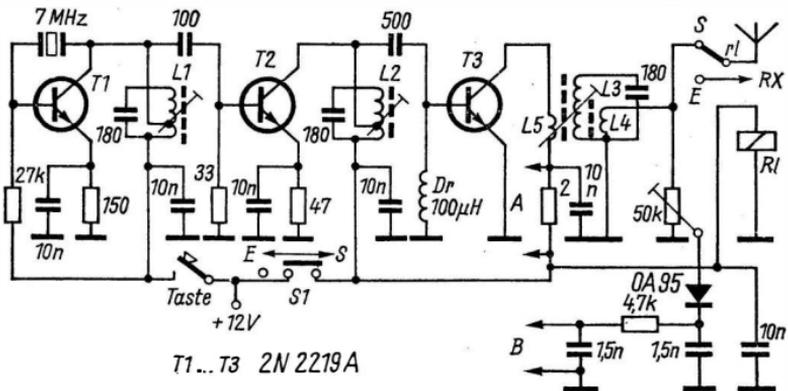


Bild 9 Stromlaufplan für einen CW-QRP-Sender für das 40-m-Amateurband [10]

QRP-Telegrafiesender für 40-m-Band

Bild 9 zeigt einen quarzgesteuerten, dreistufigen Sender für QRP-Betrieb in Telegrafie. Mit den angegebenen Werten arbeitet der Sender im 40-m-Amateurband. Die Taste unterbricht die Stromversorgung der Oszillatorstufe. Der Kollektorstrom von T3 und die HF-Ausgangsspannung an A und B können mit einem umschaltbaren Meßwerk angezeigt werden. Das am Senderstromkreis liegende Relais R1 schaltet mit dem Empfangs-/Sende-Schalter E/S die verwendete Antenne zwischen Senderausgang und Empfängereingang um. Für den Nachbau eignen sich die Transistoren *SF 126/129*, *SSY 20*, *KF 506/508* (TESLA). Die erreichbare PA-Ausgangsleistung ist etwa 3 W.

Die Spulen haben einen Durchmesser von 8 mm und einen HF-Abgleichkern. *L1/L2* – 16 Wdg., 0,4-mm-CuL, Anzapfung 6 Wdg. vom Pluspol; *L3* – 16 Wdg., 0,4-mm-CuL; *L4/L5* – 5 Wdg., 0,4-mm-CuL, am kalten Ende von *L3*.

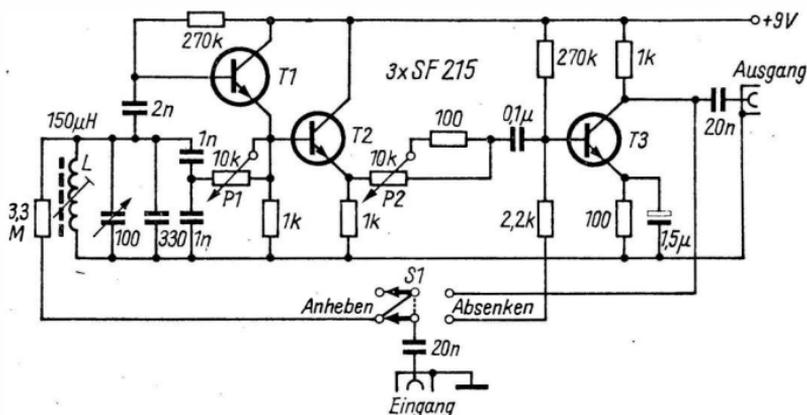


Bild 10 Stromlaufplan für einen Q-Multiplier zur Verbesserung der Bandbreite eines ZF-Verstärkers (ZF 455 kHz) [11]

Tabelle 2 Transistorwerte zu Bild 10

Type	T1	T2	T3	
	2 N 4124	2 N 2102	2 N 3632	
U_{CEO}	30	65	40	V
I_C	0,2	1,0	3,0	A
f_T	300	100	400	MHz
P_C	0,31	5,0	23,0	W
P_{out}	0,1	2,0	13,5	W
h_{21E}	360	190	–	–
G_p	–	–	5,9	dB

Q-Multiplier für 455 kHz

Der Q-Multiplier (Gütevervielfacher) wird meist im ZF-Verstärker eingesetzt, um die Selektionseigenschaften zu verbessern. Es handelt sich dabei um eine rückgekoppelte ZF-Verstärkerstufe, die in den ZF-Verstärker eingeschleift wird. Je nach eingestellter Entdämpfung enthält dann der ZF-Verstärker einen schmalbandigen Kreis. Bei entsprechender Umschaltung kann im Durchlaßbereich des ZF-Verstärkers auch ein mehr oder weniger breites Loch erzeugt werden, so daß sich ein störendes HF-Signal ausblenden läßt.

Bild 10 zeigt eine Q-Multiplier-Schaltung für eine ZF von 455 kHz, für die der Schwingkreis dimensioniert ist. Mit dem Potentiometer P1 wird die Güte variiert, während P2 für die Bandbreite zuständig ist. Der Umschalter S1 erlaubt die Arbeitsweise «Anheben (Peak)» oder «Absenken (Null, Loch)». Als Transistoren eignen sich HF-Siliziumtransistoren kleiner Leistung. Eventuell müssen die Widerstände 270 k Ω variiert werden.

NF-Filter für den CW-Empfang

Für den Telegrafieempfang sollte auch der NF-Verstärker schmalbändig sein. Mit der in Bild 11 gezeigten Schaltung eines NF-Filters braucht man keinen Eingriff im NF-Verstärker des KW-Empfängers vorzunehmen. Diese Schaltung kann man am Empfänger-NF-Aus-

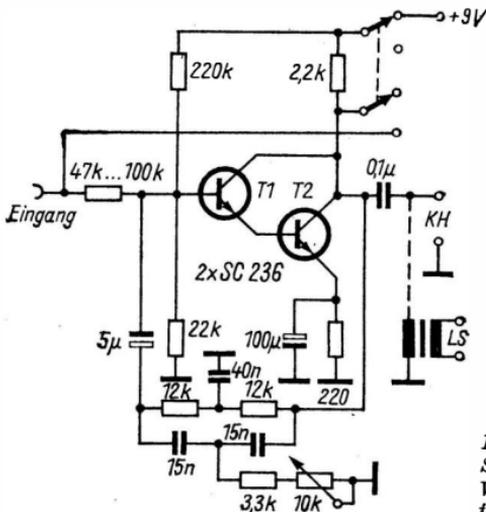


Bild 11
Schaltung eines NF-Filters zur
Verbesserung des Telegrafieempfangs [12]

gang anordnen (Kopfhörerbuchse). Die Schaltung selbst stellt einen NF-Verstärker dar, der über ein Doppel-T-Filter mitgekoppelt ist, die Filterfrequenz liegt bei 800 bis 900 Hz. Mit dem Potentiometer 10 k Ω kann die Bandbreite verändert werden. Als Transistor eignet sich der Typ SC 236. Am Ausgang kann Kopfhörer- oder Lautsprecherbetrieb vorgesehen werden.

Literatur

- [1] *Schreiber, H.*: Kurzwellenempfänger mit verbesserter Rückkopplungsschaltung, Funktechnik, Heft 19/1977, Seite 255 bis 260
- [2] *Bachmatjuk, D.*: Direktmischempfänger für die Fuchsjagd, RADIO/UdSSR, Heft 1/1977, Seite 22/23 und Beilageseite III
- [3] *Poljakow, W.*: Mischstufe für Direktmischempfänger, RADIO/UdSSR, Heft 12/1976, Seite 18/19
- [4] *Poljakow, W.*: Direktmischempfänger, RADIO/UdSSR, Heft 11/1977, Seite 53 bis 55
- [5] *Schulgin, G.*: Kurzwellenkonverter, RADIO/UdSSR, Heft 1/1977, Seite 51/52
- [6] *Poljakow, W.*: Konverter für den Empfang von KW-Signalen, RADIO/UdSSR, Heft 7/1977, Seite 53/54
- [7] *Dumitrescu, T./Cuznetov, I.*: VHF-Konverter, Tehnium/Rumänien, Heft 11/1977, Seite 7
- [8] *Prokop, M.*: Empfänger für die KW-Amateurbereiche, Amaterske Radio/ČSSR, Heft A9/1977, Seite 351 bis 354, und Heft A10/1977, Seite 390 bis 393
- [9] *Rayer, F. G.*: Mehr QRP-Schaltungen, OM/Schweiz, Heft 6/1977, Seite 27/28 (reprint aus «Short Wave Magazine»)
- [10] *Bouffet, M.*: CW-QRP-Sender für 7 MHz, RADIO-REF/Frankr., Heft 2/1977, Seite 105 bis 108
- [11] *Jeritslev, K.*: Q-Multiplier, OZ/Dänemark, Heft 1/1977, Seite 3/4
- [12] *OK 1 IKE*: Aus anderen Publikationen, Radiomatersky Zpravodaj/ČSSR, Heft 10/1977, Seite 14/15 (reprint aus «QRV» - 1/1973)



Wir klären Begriffe
WELLENFALLE

In diesem Beitrag wird eine elektronische Belichtungsuhr für das Fotolabor mit einem Zeitbereich von 0,2 bis 300 s vorgestellt. Die Belichtungszeit läßt sich in drei Bereichen kontinuierlich einstellen.

Funktionsprinzip

Zur Erzeugung der Belichtungszeit wird die Konstantstromladung eines Kondensators ausgenutzt. Für die Spannung u_C über einem Kondensator gilt

$$u_C = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt; \quad (1)$$

$i(t)$ – Strom durch den Kondensator, C – Kapazität, t – Zeit.

Wird der Kondensator mit einer Konstantstromquelle aufgeladen, $i(t) = I = \text{konst.}$, so ergibt sich eine proportionale Abhängigkeit zwischen der Spannung über der Kapazität und der Zeit

$$u_C = \frac{I}{C} \cdot t. \quad (2)$$

Diese linear ansteigende Spannung gelangt über einen Emitterfolger auf den Eingang des *Schmitt*-Triggers. Bei Erreichen eines bestimmten Spannungswerts U_S wird durch ihn ein Schaltvorgang ausgelöst. Der *Schmitt*-Trigger steuert ein Relais an, mit dem das Vergrößerungsgerät geschaltet wird (Bild 1).

Die Schaltzeit t_S , d.h. vom Beginn der Kondensatorladung bis die Schaltspannung des *Schmitt*-Triggers erreicht ist, kann

– durch unterschiedliche Kapazitäten (Änderung des Spannungsanstiegs) bzw.

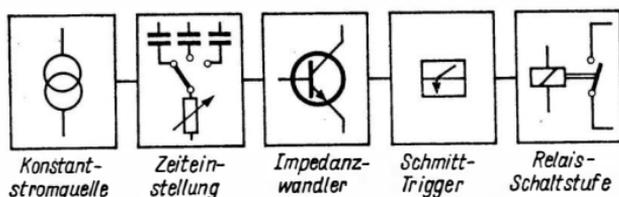


Bild 1 Übersichtsschaltplan der Belichtungsuhr

- durch Addition einer einstellbaren Spannung zur Kondensatorladespannung

verändert werden. Wird diese Spannung mit einem Widerstand R erzeugt, der in Reihe zum Kondensator liegt, so erhält man für die Schaltzeit

$$t_s = C \left(\frac{u_C}{I} - R \right), \quad \text{wobei} \quad \left(\frac{u_C}{I} - R \right) > 0. \quad (3)$$

Schaltung und Dimensionierung

In Bild 2 ist der Stromlaufplan der Belichtungsuhr dargestellt. Die Konstantstromquelle liefert einen Strom $I = 40 \mu\text{A}$, der sich mit R_6 einstellen läßt. Es können auf diese Weise Bauelementtoleranzen (Flußspannungen der Dioden, Basis-Emitter-Spannung T2) ausgeglichen werden. Für die Spannung, die zum Schaltzeitpunkt des Schmitt-Triggers an der Basis von T3 liegt, ist $U_s^* = 11 \text{ V}$ gewählt worden. Mit dem Potentiometer $P = 250 \text{ k}\Omega$ läßt sich ein Spannungsbereich von 0 bis 10 V einstellen. Damit erhält man für die Schaltzeit

$$t_{s/s} = C/\mu\text{F} (0,025 \dots 0,275) \text{ s}. \quad (4)$$

Mit dem Schalter S3 können die Ladekondensatoren umgeschaltet werden. Mit den gewählten Kondensatoren erhält man die in Tabelle 1 angegebenen Zeitbereiche.

Tabelle 1 Berechnete Zeitbereiche
für $P = 250$ bis $0 \text{ k}\Omega$

Bereich	C in μF	t_s in s
I	10	0,25 ... 2,75
II	100	2,50 ... 27,50
III	1000	25 ... 275

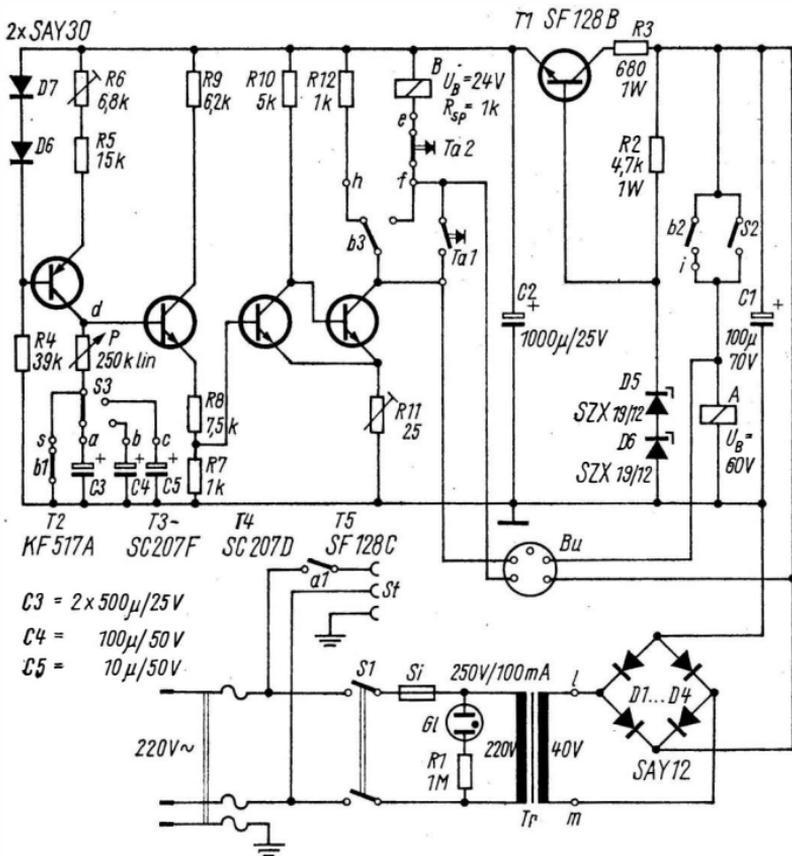


Bild 2 Stromlaufplan der Belichtungsuhr

Der Eingangswiderstand R_e des Emitterfolgers T3 ergibt sich aus

$$R_e \approx \beta (R_7 + R_8) \approx 50 \text{ M}\Omega . \quad (5)$$

Der maximale Lastwiderstand der Stromquelle ist bei U_s^* erreicht

$$R_{L \max} = \frac{U_s^*}{I} \approx 275 \text{ k}\Omega . \quad (6)$$

Damit ist die Bedingung $R_e \gg R_L$ erfüllt, und es kann vorausgesetzt werden, daß der Eingangsstrom von T3 auf den Ladevorgang vernachlässigt werden kann.

Über den Spannungsteiler im Emitterzweig wird der Schmitt-Trigger angesteuert. Mit R7 kann U_s gegenüber U_s^* verändert und



damit der Einschaltzeitpunkt verschoben werden. R_{11} bestimmt die Schalthysterese des *Schmitt*-Triggers und U_B . Die Versorgungsspannung von 24 V wird mit einem stabilisierten Netzteil zur Verfügung gestellt. Am Siebkondensator C_1 wird die Betriebsspannung für das Relais A (≈ 60 V) abgenommen. Wird ein anderes Relais mit Starkstromkontakten (z.B. $U_B = 24$ V) verwendet, so kann ein Transformator mit einer geringeren Sekundärspannung (20 bis 24 V) eingesetzt und das Netzteil entsprechend geändert werden.

Arbeitsweise und Meßergebnisse

Bei Inbetriebnahme sind die Relais A und B abgefallen. Die Transistoren T3 und T4 sperren, während T5 leitet. Sein Kollektorstrom fließt durch R_{12} . Mit Ta1 wird das Relais B parallel zu R_{12} in den Kollektorzweig gelegt. Es zieht an, trennt R_{12} vom Kollektor T5, und über den Schaltkontakt b3 fließt auch nach Öffnen von Ta1 der Kollektorstrom durch die Relaispule. Gleichzeitig wird der Kurzschluß über dem Ladekondensator aufgehoben und mit dem Relais A das Vergrößerungsgerät eingeschaltet. Der zeitbestimmende Kon-

Tabelle 2 Gemessene Schaltzeiten

P in k Ω	Schaltzeit t_B in s		
	I	II	III
250	–	1,7	15,5
200	–	8,0	75,0
150	1,3	13,8	131,0
100	1,9	19,5	185,0
50	2,6	26,0	252,0
10	3,1	31,5	305,0
0	3,2	32,5	327,0

densator lädt sich auf, bis am Eingang des *Schmitt*-Triggers U_s erreicht ist. Zu diesem Zeitpunkt wird T4 leitend, und T5 sperrt. Die beiden Relais A und B fallen ab, der Ladekondensator entlädt sich, und der *Schmitt*-Trigger schaltet in den Ausgangszustand zurück.

Mit Ta2 kann der Stromfluß durch das Relais B unterbrochen und

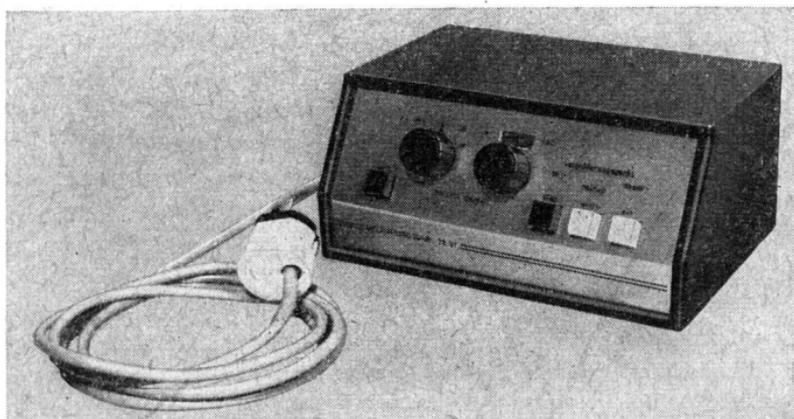


Bild 3 Ansicht der fertiggestellten Belichtungsuhr

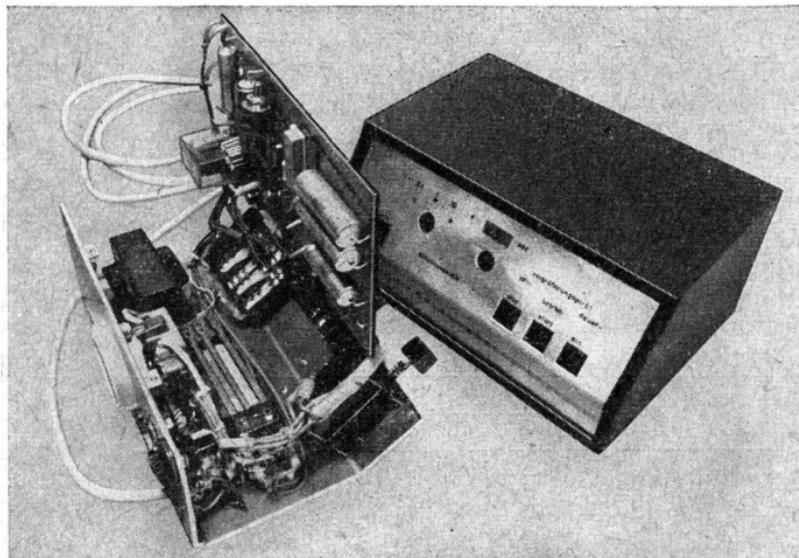


Bild 4 Ansicht des Aufbaus der Belichtungsuhr, die Leiterplatte ist nach oben geklappt

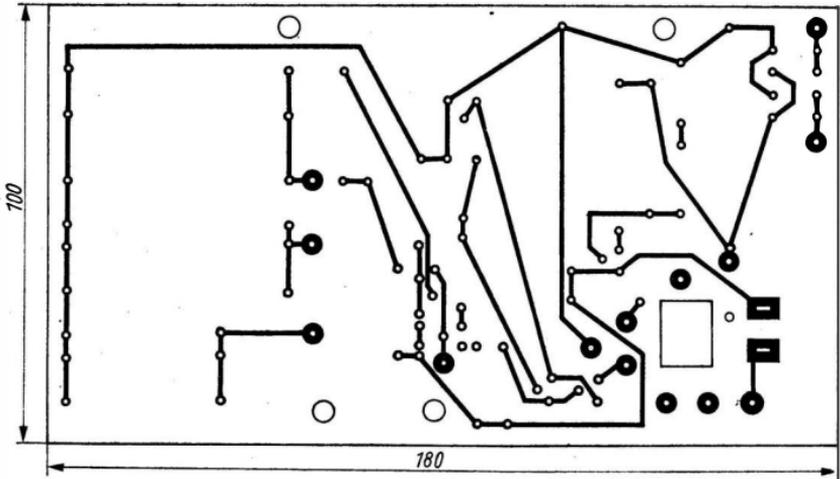


Bild 5 Leiterplattenzeichnung der Platine der Belichtungsuhr

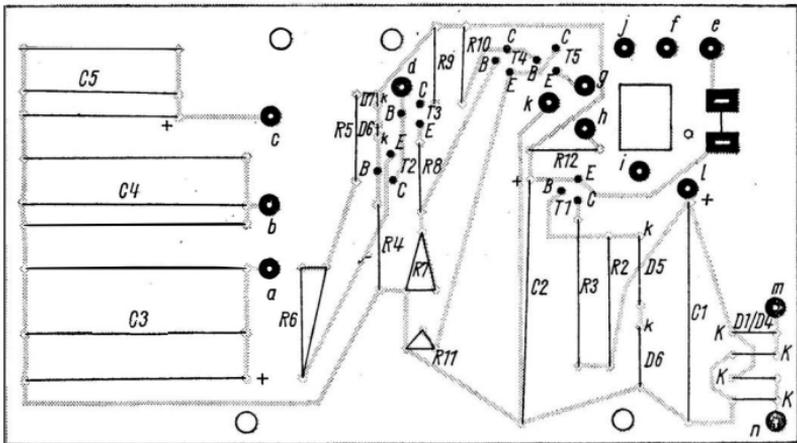


Bild 6 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 5

der Ausgangszustand vor Ablauf der eingestellten Schaltzeit hergestellt werden.

Die Schaltzeiten konnten nur mit einer Stoppuhr ermittelt werden. Die Ergebnisse sind in Tabelle 2 zusammengefaßt. Im Bereich III macht sich eine geringe Abweichung der größeren Zeitwerte gegenüber dem Bereich II bemerkbar.

Das läßt sich auf den Verlustwinkel des Kondensators zurückführen, der bei dem großen Kapazitätswert nicht mehr zu vernachlässigen ist. Mit der Aufteilung in $2 \times 500 \mu\text{F}$ konnte der geringste Einfluß festgestellt werden.

Während des Ladevorgangs verringert sich der Konstantstrom um $2 \mu\text{A}$. Dieser Abfall tritt in jedem Zeitbereich auf, so daß er bei der Festlegung der Zeitskala berücksichtigt werden kann und keinen zusätzlichen Zeitfehler bringt. Mit einem Transistorvoltmeter sind die Spannungen $U_g^* = 9,8 \text{ V}$ und $U_g = 0,74 \text{ V}$ ermittelt worden. Aus diesen Werten und der nicht idealen Kondensatorladung resultieren die Abweichungen zwischen Tabelle 1 und Tabelle 2.

Mechanischer Aufbau

Die Belichtungsuhr ist in einem Gehäuse von $200 \text{ mm} \times 150 \text{ mm} \times 90 \text{ mm}$ untergebracht. Die Bedienungselemente befinden sich auf der Frontplatte des Geräts. Die Zeitskala wird mit der Glimmlampe beleuchtet und dadurch ein besseres Arbeiten in der Dunkelkammer ermöglicht. Der obere Teil der Frontplatte ist abgeschrägt (Bild 3). Der Netzanschluß, die Sicherung, der Anschluß für das Vergrößerungsgerät sowie für die Fußbedienung befinden sich auf der Rückseite.

Die Leiterplatte ist mit einem Scharnier über dem Potentiometer und dem Stufenschalter befestigt. Sie kann nach oben herausgeklappt werden, so daß alle Bauelemente gut zugänglich sind (Bild 4). In Bild 5 und Bild 6 sind die Leiterzugzeichnung und der Bestückungsplan dargestellt. Die Anordnung der anderen Bauteile richtet sich nach den verwendeten Schaltern, dem Relais A und dem Transformator. Beim Anschluß der Netzspannung führenden Teile sind die einschlägigen Schutzmaßnahmen zu berücksichtigen.

Das beschriebene Digitalvoltmeter (DVM) hat eine dreistellige Anzeige (999) und erreicht eine Genauigkeit von etwa $0,1\% \pm 1$ Digit im Umgebungstemperaturbereich $+10$ bis $+30$ °C. Ein Vorteil der digitalen Spannungsmessung ist die wesentlich größere zu erreichende Auflösung gegenüber Zeigermeßwerken. Daraus resultieren höhere Anforderungen bezüglich Linearität, Temperaturkonstanz, Genauigkeit und Stabilität der verwendeten Bauelemente und Schaltungen. Das führt zwangsläufig zum Einsatz von monolithisch integrierten Schaltkreisen.

Das DVM mißt Gleichspannungen von 1 mV bis 100 V in drei Bereichen (0...99 mV, 0...9,99 V, 0...99,9 V). Der Eingangswiderstand beträgt etwa 10 M Ω . Die Polarität der Meßspannung kann mit einem Schalter gewählt werden. Außerdem läßt sich bei Meßspannungen, die größer als 5 mV sind, eine automatische Polaritätserkennung und -umschaltung ermöglichen: Der Eingang des DVM ist erdfrei (HI - LO). Die LO-Buchse kann mit Gerätemasse (GND) verbunden werden.

Mit einfachen Zusatzgeräten lassen sich auch andere Meßgrößen digital messen, z.B. Strom I , Widerstand R und Kapazität C . Darauf wird jedoch nicht näher eingegangen. Wichtig ist dabei nur, daß die jeweilige Meßgröße in eine Gleichspannung umgeformt werden kann.

1. Schaltungsbeschreibung

Die Gesamtschaltung besteht aus Analogteil, Digitalteil und Netzteil. Auf die Beschreibung des Netzteils wird verzichtet, da es keine Besonderheiten enthält. Für das Analogteil sind folgende Spannungen bereitzustellen: $+5$ V/40 mA, -5 V/20 mA, $+12$ V/10 mA sowie eine Relaisspannung je nach verwendeten Relais. Für das Digitalteil benötigt man: $+5$ V/0,2 A, $+170$ V/6 mA. Alle Spannungen außer

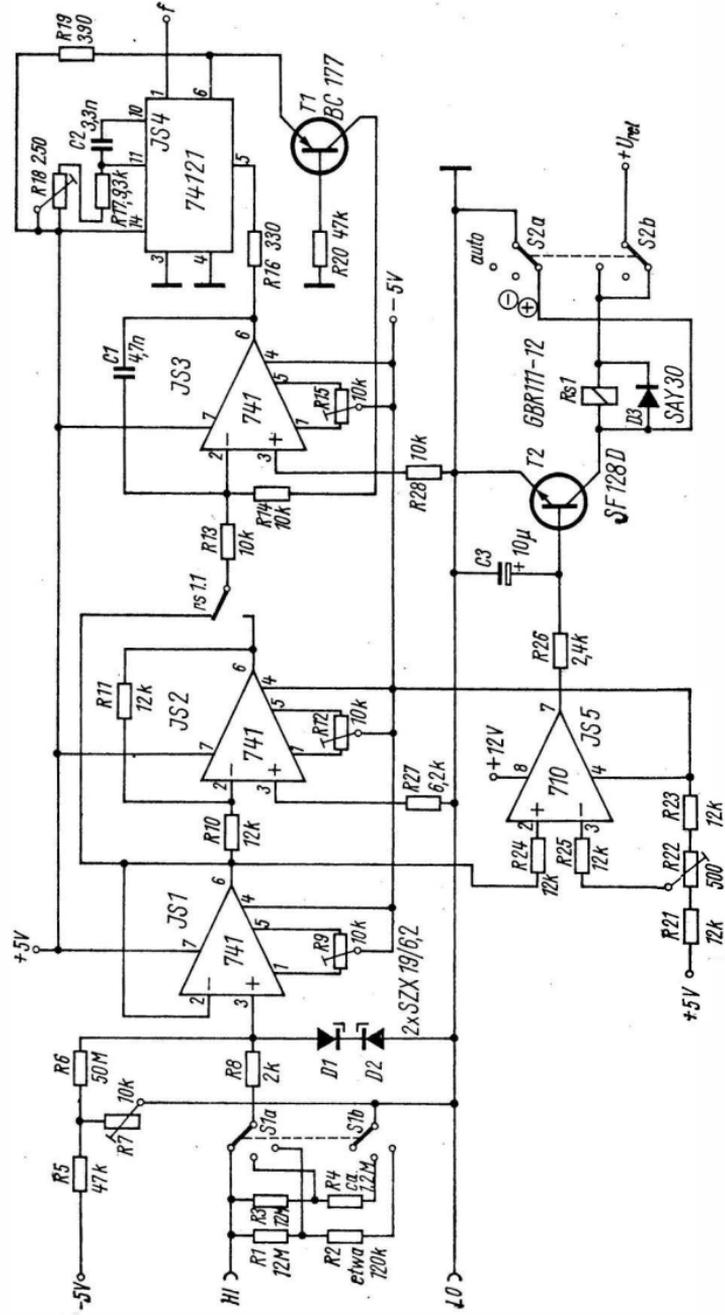


Bild 1 Schaltung des Analogteils

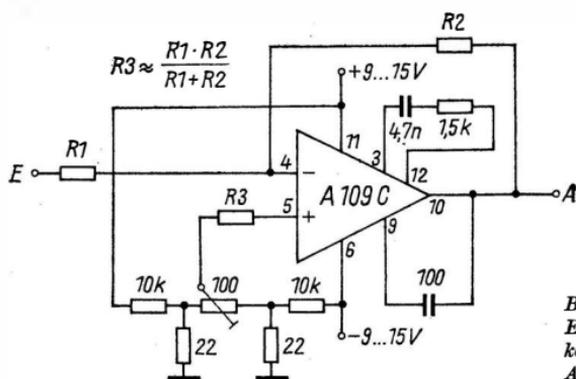


Bild 2
Ersatz des OP-Verstärkers 741 durch den Typ A 109

Relaisspannung und der Spannung für die Ziffernanzeigeröhren müssen gut stabilisiert sein.

1.1. Analogteil

Von den zahlreichen Möglichkeiten der A/D-Wandlung wurde ein Spannungs-Frequenz-Wandler nach [1] ausgewählt. Diese hervorragend arbeitende Schaltung ist an Einfachheit kaum zu unterbieten. Die in [1] angegebenen Werte wurden erreicht: Linearitätsfehler 0,03 % zwischen 1 mV und 1 V sowie TK $3 \cdot 10^{-4}/K$ zwischen -10 und $+50$ °C.

In Bild 1 ist dieser U/f -Wandler durch IS3, IS4 und T1 realisiert. An Stelle des Operationsverstärkers 741 kann auch der A 109 eingesetzt werden. Dabei muß man beachten, daß die Frequenzkompensation und die Offsetspannungskorrektur extern beschaltet werden müssen. Bild 2 zeigt die erforderliche Zusatzbeschaltung. IS4 ist die monostabile Kippschaltung 74121, die auch in der UdSSR unter der Typenbezeichnung K155AG1 hergestellt wird. Unter Verzicht auf Genauigkeit und Linearität wäre ein Ersatz dieser Schaltung durch mit TTL-Gattern der D10-Serie aufgebauten Schmitt-Trigger und Monoflop denkbar. Der U/f -Wandler gibt im Bereich von 1 mV bis 1 V eine proportionale Impulsfolge mit einer Frequenz von 10 Hz bis 10 kHz ab. Die Eingangsspannung muß aus schaltungstechnischen Gründen negative Polarität haben. Die Funktion des Wandlers sei nur kurz angedeutet. Näheres ist in [1] nachzulesen.

Liegt eine negative Eingangsspannung am Integrator IS3 an, so steigt seine Ausgangsspannung linear mit einer Steilheit, die der Größe der angelegten Eingangsspannung proportional ist. Überschreitet diese Sägezahnspannung den Triggerpunkt des Monoflops

IS4, so kippt dieses in seine metastabile Lage und entlädt den Integrator IS3 über T1 als Schalter innerhalb eines genau definierten Zeitintervalls (Kippzeit des Monoflops IS4) mit einer Steilheit, die sich aus $+5\text{ V}$ minus Eingangsspannung ergibt. Da zu- und abfließende Ladung, über einen längeren Zeitraum gesehen, gleich sein müssen, regelt sich die Schaltung auf eine der Eingangsspannung proportionale Wiederholfrequenz des eben geschilderten Vorgangs ein. Die Ausgangsfrequenz wird am Anschluß 1 des IS4 entnommen. Wichtig für die Konstanz der Anordnung sind $R17$, $R18$, $C2$ und die Spannung $+5\text{ V}$. Für $R17$ wurde ein Metallschichtwiderstand und für $C2$ ein Polyesterkondensator verwendet. Der Einstellregler $R18$ ist ein 1-W-Typ mit Keramikisolierung.

Die automatische Polaritätserkennung geschieht durch Nullspannungsvergleich mit dem integrierten Komparator IS5. In diesem Fall kann an Stelle des Typs 710 ohne weiteres der A 110 aus der DDR-Produktion eingesetzt werden. Durch IS5 wird die Ausgangsspannung von IS1 mit 0 verglichen. Ist sie positiv, so liegen am Komparatorausgang etwa 3 V, und über T2 wird R_{s1} eingeschaltet. Über Kontakt $rs\ 1.2$ gelangt die Meßspannung vom Ausgang des Inverters IS2 zum Eingang des U/f -Wandlers. Durch die Polaritäts-umkehrung des Inverters IS2 wird die an sich positive Meßspannung negativ und damit am Eingang des U/f -Wandlers polaritätsrichtig. Die Verstärkung des Inverters IS2 muß genau gleich eins sein. Deshalb müssen $R10$ und $R11$ genau gleiche Werte haben.

Ist R_{s1} abgefallen, so liegt über Kontakt $rs1.1$ der Eingang des U/f -Wandlers am Ausgang von IS1. Das ist bei negativen Meßspannungen der Fall. Bei Spannungen unter 5 mV arbeitet IS5 nicht mehr stabil. Mit S2 kann dann die Polarität der Meßspannung bezüglich der HI-Klemme fest eingestellt werden. Über Kontakt $rs1.3$ wird die negative Polarität bezüglich der HI-Klemme durch Aufleuchten einer Glimmlampe angezeigt. Der schwierigste Teil des DVM sind die hochohmige Eingangsstufe und der Eingangsspannungsteiler. Um einen hohen Eingangswiderstand zu erreichen, wird IS1 als Elektrometerverstärker betrieben. Durch den als Spannungsfolger geschalteten Operationsverstärker mit seiner hohen Schleifenverstärkung läßt sich an seinem nichtinvertierenden Eingang ein sehr hoher Eingangswiderstand erzielen (nach [2] etwa 400 M Ω für den OP 741). Dieser hohe Eingangswiderstand wird jedoch durch nicht ideal isolierenden Aufbau, durch äußere Beschaltung u.a.m. erheblich reduziert. Dennoch werden 10 M Ω ohne Schwierigkeiten erreicht.

Ein großer Nachteil des Operationsverstärkers mit bipolarer Eingangsstufe ist sein relativ großer Eingangsruhestrom (beim 741 typisch 80 nA). Dadurch kann bei hochohmigen Meßspannungsquellen über ihren Innenwiderstand ein nicht zu vernachlässigender Span-

nungsabfall entstehen, der durch die Spannungsfolgereigenschaften von IS1 direkt auf den Ausgang übertragen wird. Der unerwünschte Eingangsruhestrom wird durch die Gegenkopplung nicht beeinflusst. Eine gute Lösung dieses Problems bringt der Einsatz von symmetrischen FET- bzw. MOSFET-Eingangsstufen, die auf Grund der extrem niedrigen Gateströme besonders geeignet sind. Dem Amateur stehen sie mit der notwendigen Qualität jedoch nicht zur Verfügung. Deshalb wurde ein anderer Weg beschritten. Über $R5$ und $R6$ wird ein dem Eingangsruhestrom entgegengesetzt gerichteter Strom eingespeist, dessen Betrag man mit $R7$ dem Eingangsruhestrom gleich einstellt. Die Temperaturdrift dieser externen Kompensation ist leider nicht zu vernachlässigen. $R7$ wurde für Schraubenziehernachstellung seitlich am Gerät zugänglich gemacht.

Die Eingangsspannungsteiler sind bei der geforderten Genauigkeit schwierig herzustellen. Die genaue Eichung wurde mit Einstellreglern

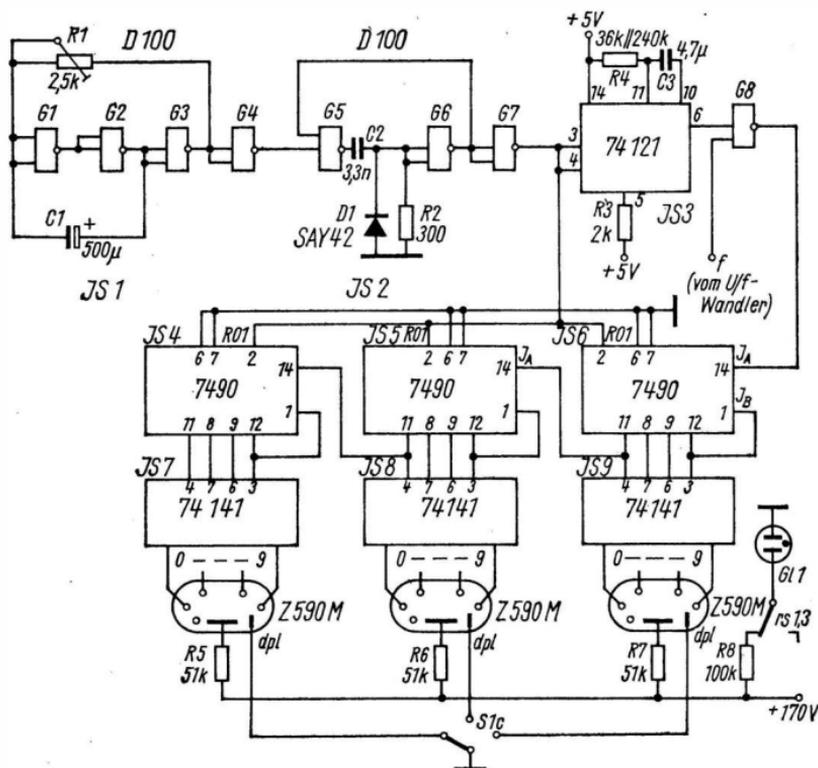


Bild 3 Schaltung des Digitalteils

vorgenommen. R8, D1 und D2 schützen den Eingang von IS1 vor Überspannungen. Für D1 und D2 lassen sich nur Glasdioden verwenden, da Plast-Z-Dioden den Eingangswiderstand erheblich herabsetzen.

1.2. Digitalteil (Bild 3)

Die vom U/f -Wandler erzeugte Frequenz wird in drei Zähldekaden 7490 mit einem Tor gezählt, das ein 100-ms-Takt steuert. An Stelle des Typs 7490 läßt sich auch der D 192 aus der DDR-Produktion einsetzen. Die an den Zähldekaden angeschlossenen Dekoder 74141 konvertieren die BCD-Werte ins Dezimale und treiben die Katoden der Ziffernanzeigeröhren Z 590 M. Deren Dezimalpunkte werden über eine Ebene des Spannungsbereichsschalters mit umgeschaltet, so daß die Spannung kommarichtig angezeigt wird.

Die vom Meßtaktgenerator IS1 (7400 oder D 100) erzeugte Taktfrequenz triggert ein Monoflop, bestehend aus IS2, C2, D1, R2. Das Monoflop gibt einen Impuls von etwa $1 \mu\text{s}$ Länge ab, mit dessen L/H-Flanke die Zähldekaden über die Eingänge R01 zurückgesetzt werden. Die H/L-Flanke des Impulses triggert den Zeitgeber, bestehend aus IS3 (74121), R3, R4 und C3. Der Zeitgeber erzeugt eine Torzeit von genau 100 ms. Das Tor wird durch G8 gebildet. Am Eingang von G8 liegen der Ausgang des U/f -Wandlers und das Torsignal des Zeitgebers. Die Anzeigezeit des Meßergebnisses kann mit R1 zwischen 0,5 s und 4 s gewählt werden.

Entscheidend für die Genauigkeit der Frequenzmessung ist der Zeitgeber. Die Abhängigkeit der Torzeit von der Speisespannung



Bild 4 Ansicht des einfachen Digitalvoltmeters

kann man bei guter Stabilisierung vernachlässigen. Die Messung zur Temperaturabhängigkeit der Torzeit ergibt einen TK von besser $2 \cdot 10^{-5}/\text{K}$ im Bereich $+10$ bis 30°C und läßt sich dadurch mit dem TK einfacher, nicht thermostatisierter Quarzsaltungen vergleichen. Die Temperaturkonstanz ist nahezu völlig von den externen Komponenten $R4$ und $C3$ abhängig. $C3$ muß ein verlustarmer Kondensator mit kleinem TK sein. $R4$ setzt sich aus Metallschichtwiderständen zusammen. Der genaue Wert wird durch Reihen- und Parallelschaltung unterschiedlicher Widerstände erzielt, wobei man die Torzeit mit einem Universalzähler mißt.

Die Einsparungen durch den eben beschriebenen Zeitgeber sind groß. Neben dem teuren Quarz und seiner Oszillatorschaltung fällt vor allem die Einsparung der Teilerdekaden ins Gewicht.

2. Aufbau

Analogteil und Digitalteil sind auf je einer Zweilagenerleiterplatte von $90\text{ mm} \times 90\text{ mm}$ aufgebaut. Der Netzteil besteht aus dem Transformator und einer $90\text{ mm} \times 90\text{ mm}$ Einlagenerleiterplatte. Diese Teile sind in einem Rahmen angeordnet und befestigt, der mit Front- und Rückplatte verbunden ist und eine Abdeckhaube trägt. Der Analogteil ist abgeschirmt.

3. Inbetriebnahme und Abgleich

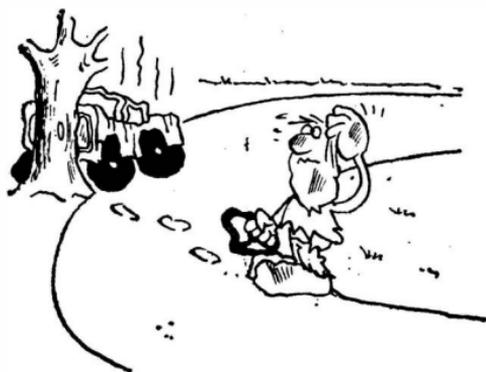
Zunächst werden alle Versorgungsspannungen gemessen und richtig eingestellt. Dann wird die Platine des Analogteils angeschlossen und der U/f -Wandler eingestellt. Dazu trennt man $R13$ vom Relaiskontakt $rs1.4$ ab. An den Frequenz Ausgang des Wandlers schließt man einen Frequenzzähler an. Nun wird an den Eingang des Wandlers eine Spannung von 1 mV angelegt und mit $R15$ auf 10 Hz abgeglichen. Dann legt man eine Spannung von 999 mV an den Eingang und gleicht mit $R18$ auf 999 Hz ab. Das wiederholt man mehrmals und kontrolliert die Stabilität der eingestellten Werte. Die Einstellung mit $R18$ ist relativ unabhängig von der Offsetnulleinstellung mit $R15$. Der Abgleich gelingt gut und nimmt wenig Zeit in Anspruch. Nach diesem Abgleich verbindet man $R13$ wieder mit dem Relaiskontakt $rs1.4$ und stellt den Schalter $S2$ auf Plus. $R10$ wird vom Ausgang der $IS1$ getrennt und mit einer positiven Spannung von 999 mV verbunden. $R10$ und $R11$ müssen nun so justiert werden, daß der Wandler genau 999 Hz erzeugt. Dazu muß vorher die Offsetspannung mit $R12$ auf 0 eingestellt werden. Dann kontrolliert man

mit unterschiedlichen Spannungswerten die Linearität des Inverters, die besser als 0,5 mV im Bereich 1 mV bis 999 mV sein muß. Das wird durch die große Gegenkopplung ohne weiteres erreicht. Nachdem R_{10} wieder mit dem Ausgang des Elektrometerverstärkers verbunden ist, wird dieser justiert. Der Schalter S1 wird auf den 1-V-Bereich geschaltet. Mit R_9 gleicht man bei kurzgeschlossenem Eingang auf Offset 0 ab. Jetzt wird mit R_7 der Eingangsruhestrom bei offenem Eingang kompensiert.

Nachdem man mit unterschiedlichen Spannungswerten die Linearität über alles kontrolliert hat, kann der Eingangsspannungsteiler abgeglichen werden. Der Komparator IS5 wird mit R_{22} auf 5 mV Ansprechwert eingestellt. Im Digitalteil müssen die Torzeit und mit R_1 die Anzeigedauer eingestellt werden.

Literatur

- [1] *Knallinger, G.*: Einfacher Spannungs-Frequenzumsetzer, *Elektronik* 1975, Heft 7, Seite 46
- [2] *The Linear Integrated Circuits Data Catalog*, Fairchild Corp.
- [3] *Tietze/Schenk*: Halbleiterschaltungstechnik, 2. Auflage, Springer-Verlag, New York 1971



Wir klären Begriffe
KURVENANALYSE

Der folgende Beitrag beweist, daß man mit erträglichem Aufwand ein wirkungsvolles Effektinstrument mit über 1000 Klangkombinationen auch selbst aufbauen kann. Wesentliche Baugruppen eines Synthesizers sind in der beschriebenen Schaltung bereits enthalten, obwohl diese auf Grund einiger Vereinfachungen (feste Klangregister, ein Hauptoszillator, ohne Ringmodulator) keinen «Vollsynthesizer» darstellt. Durch Einsatz von IS konnte der Aufwand erheblich verringert werden.

Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan. Nachfolgend einige Daten des Mustergeräts:

- Grundtonbereich 32,7 bis 7902,4 Hz (8 Oktaven),
- 8chörig (1', 2', 4', $5\frac{1}{3}'$, 8', 16', 32', 64'),
- externe Klaviatur 2 Oktaven c...H,
- Anschlüsse für externe Signalquellen (Mikrofon, Gitarre, Bandmanuall).

1. Hauptoszillator

Der Hauptoszillator bildet das Kernstück der Schaltung. Hohe Anforderungen werden an die thermische und die elektrische Stabilität gestellt. Bild 2 zeigt eine frequenzstabile Schaltung aus [1]. T2 und T3 bilden einen komplementären Sägezahngenerator, dessen Impulse über die Kollektorstufe T5 ausgekoppelt werden. T6 arbeitet als Impulsformer und liefert negative Nadelimpulse (etwa $U_{ss} = 9\text{ V}$) zur Ansteuerung der Frequenzteiler. Der Tasttransistor T4 erhält eine konstante Basisspannung und bewirkt emitterseitig durch eine Widerstandskette (Tonhöhe) das Einschalten des Generators. T7, T8 und D3 stabilisieren zusätzlich die Betriebsspannung des Hauptoszillators (15 V). Mit C_x wird der Grobgleich des Generators vorgenommen (*Styproflex*-Ausführung, Richtwert 8 bis 10 nF).

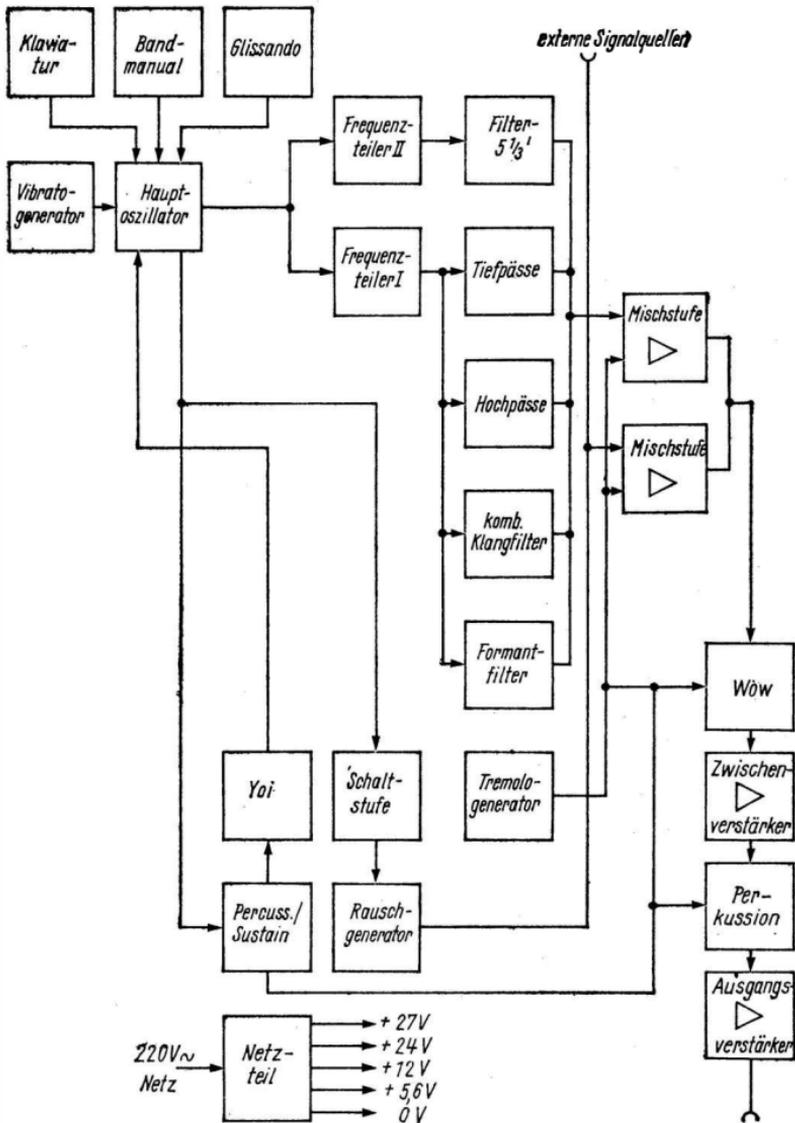


Bild 1 Übersichtsschaltplan des beschriebenen Effektinstruments

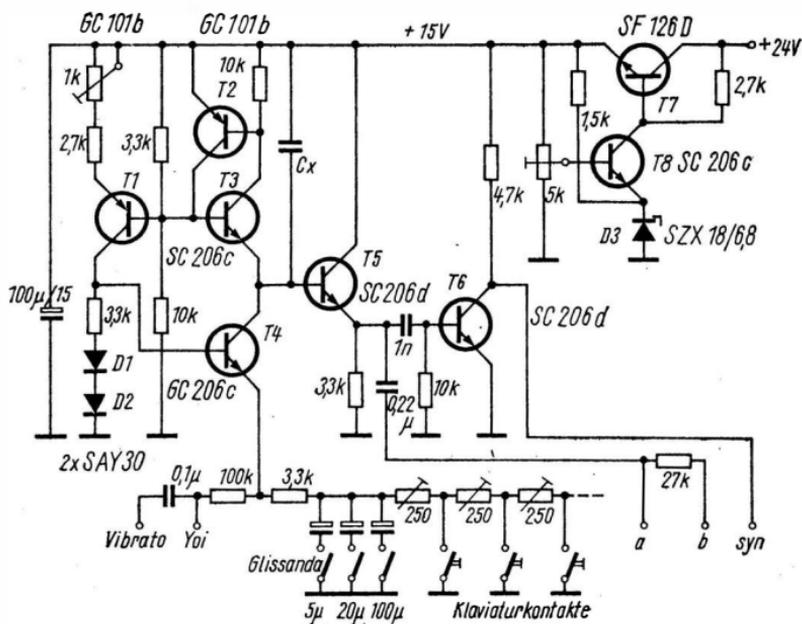


Bild 2 Stromlaufplan des Hauptoszillators mit Stabilisierung

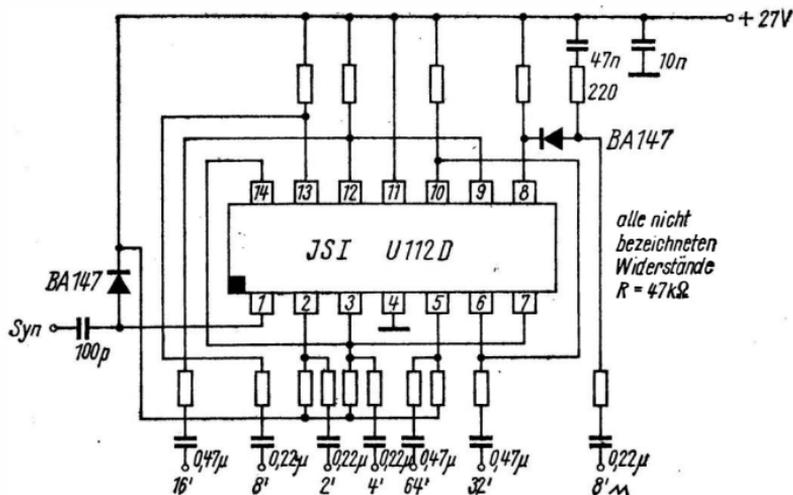


Bild 3 Stromlaufplan für Frequenzteiler I

2. Frequenzteiler I

Zur Erzeugung der geradzahigen Fußlagen (Chöre) von 2' bis 64' wurde eine MOS-IS *U 112 D* verwendet, die mit einem Minimum an Außenbeschaltung auskommt. Der Ausgangspegel beträgt etwa $U_{ss} = 10$ V. Sechs der integrierten Teilerstufen arbeiten als Frequenzteilerkaskade mit einem Teilerfaktor von jeweils 2 : 1. Der siebente Teiler stellt durch nachfolgende Integration sägezahnförmige Impulse für die Bläserklangfilter 8' zur Verfügung. Alle Ausgänge der IS wurden durch Widerstände entkoppelt und galvanisch durch Kondensatoren von den nachfolgenden Filtern getrennt (Bild 3).

3. Frequenzteiler II

Die zur Erzeugung der Quinttonlage $5^{1/3}'$ erforderliche Frequenzteilung von 6 : 1 wurde durch einen IS-Teiler mit Rückführung in TTL-Technik realisiert (Bild 4). Der geringe Ausgangspegel der TTL-Schaltkreise von etwa 2 V wird mit der Auskoppelstufe T9 auf $U_{ss} = 5$ V heraufgesetzt, um die Filterdämpfung auszugleichen.

4. Klangfilter

Die Klangfilter ermöglichen additive und subtraktive Klangformung. Im Mustergerät wurden zum Einschalten der Filter Tastenschalter verwendet, jedoch ist prinzipiell auch eine stufenlose Einblendung mit getrennten Reglern möglich. Nicht benötigte Filter werden durch einen Ruhekontakt des jeweiligen Registerwahlschalters gegen Masse kurzgeschlossen. Die Einstellregler $1\text{ M}\Omega$ bewirken die Entkopplung und die Pegelanpassung der Filter untereinander.

4.1. Tiefpässe

Zur Erzeugung von oberwellenarmen, sinusförmigen Signalen mit Flötencharakter wurden dreigliedrige *RC*-Tiefpässe verwendet. Für jede Fußlage (2 Oktaven Frequenzumfang) wurde ein separater Tiefpaß vorgesehen. Aus Bild 5 ist die Dimensionierung für die einzelnen Fußlagen zu ersehen.

4.2. Hochpässe

Die Dimensionierung der Hochpässe (Bild 6) wird so vorgenommen, daß die Grundfrequenz der vom Teiler gelieferten Rechteckimpulse

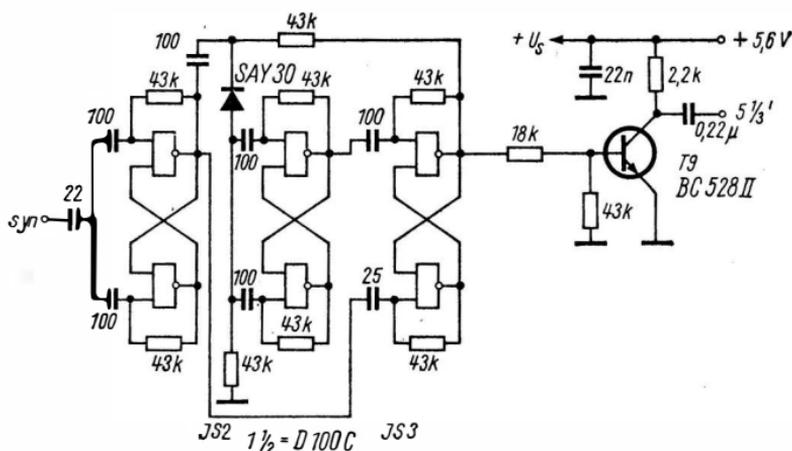
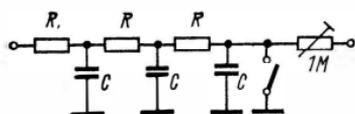
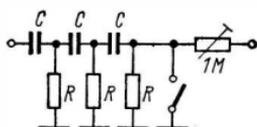


Bild 4 Stromlaufplan für Frequenzteiler II



	1'	2'	4'	8'	16'	32'	64'
R in kΩ	50	43	43	39	39	33	33
C in nF	1	2,2	4,7	10	22	47	100

Bild 5 Schaltung der Tiefpaßfilter



	1'	2'	4'	8'	16'	32'	64'
C in pF	100	300	470	1000	1500	2200	4700
R in kΩ	68	43	68	62	82	110	100

Bild 6 Schaltung der Hochpaßfilter

unterdrückt werden und lediglich die ungeradzahigen Harmonischen passieren können. Das Ergebnis sind scharfe, oberwellenreiche (1'...8') bzw. in tieferen Fußlagen schnarrende Töne.

4.3. Kombinierte Filter

Diese RC-Filter haben Allpaß-, Bandpaß- und Tiefpaßcharakter mit geringer harmonischer Unterdrückung. Sie werden vorwiegend zur Erzeugung streicherartiger Klänge benutzt [3].

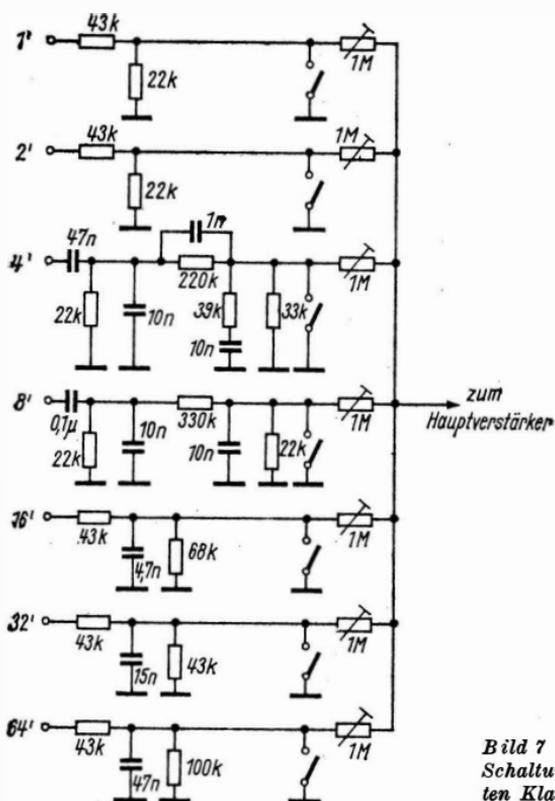


Bild 7
Schaltung des kombinierten Klangfilters

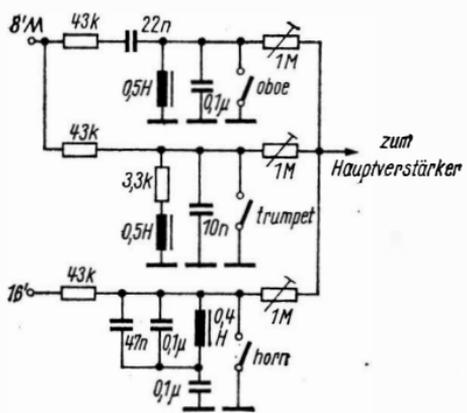


Bild 8
Schaltung des Formantfilters

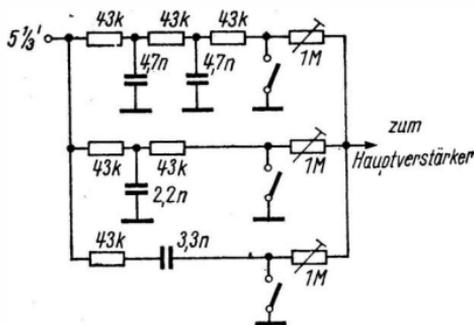


Bild 9
Schaltung des Filters für
die Quintonlage $5\frac{1}{3}'$

4.4. Formantfilter

Die Imitation von Bläserinstrumenten wurde mit LC-Filtern realisiert (Bild 8). Der charakteristische Bläserklang entsteht durch Anstoß der LC-Kreise mit Sägezahn- (8') und Rechteckimpulsen (16'). Durch Überlagerung der Resonanzfrequenz der Filter mit den zugeführten Impulsen wird eine Anhebung der für die Imitation erforderlichen Formantbereiche erreicht.

4.5. Filter für $5\frac{1}{3}'$

Die Filter der Quintonlage wurden für drei Klangfarben (2mal TP, HP) ausgelegt (Bild 9).

5. Effektschaltungen

5.1. Vibrato/Glissando

Der Vibratogenerator (Bild 10) wird zur Frequenzmodulation des Hauptoszillators benutzt. Der Frequenzbereich (6 bis 20 Hz) und die Amplitude lassen sich stetig regeln. Zum Erzielen eines Glissandoeffekts werden die parallel zur Widerstandskette geschalteten Elektrolytkondensatoren $C1...C3$ eingesetzt (s. Bild 2).

Die Wirkungsweise ist folgende: Je nach betätigter Klaviertaste entsteht ein proportionaler Spannungsabfall über der Widerstandskette. Bei eingeschaltetem $C1...C3$ lädt sich dieser in Abhängigkeit von der Kapazität auf, bis die endgültige, die Tonhöhe bestimmende Spannung über der Kette erreicht ist. Nach Loslassen der Taste entlädt sich der Elektrolytkondensator wieder über T4. Der Endeffekt ist ein gleitender Tonübergang beim Spiel auf der Klaviatur. Die Anstiegszeit der Frequenz läßt sich durch unterschiedliche Kapazitäten $C1...C3$ wählen.

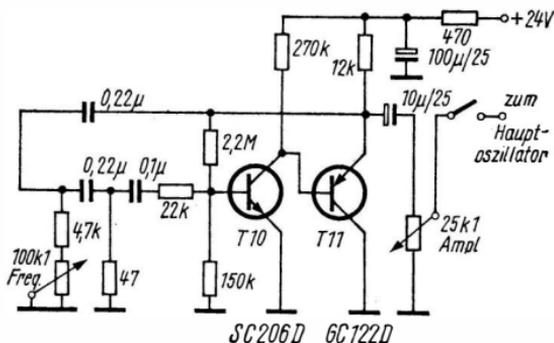


Bild 10 Stromlaufplan für den Vibratogenerator

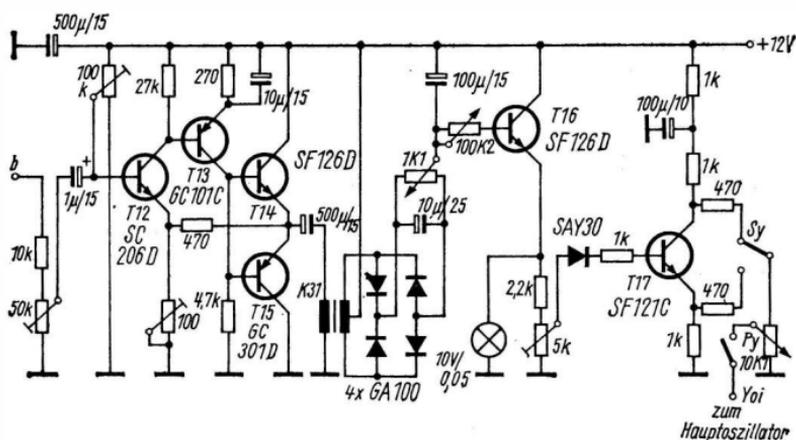


Bild 11 Stromlaufplan für die Perkussions-, die Sustain- und die Yoi-Schaltung

5.2. Perkussion/Sustain/Yoi

Für die Erzeugung des Perkussion/Sustain-Effekts wurde eine Schaltung aus [5] verwendet, die sich im Mustergerät gut bewährt hat (Bild 11). Die Ansteuerung erfolgt aus dem 1'-Sägezahn-Ausgang des Hauptoszillators. Zur Funktion sei auf [5] verwiesen. Die nachfolgende Stufe mit T17 stellt die Impulse für den Yoi-Effekt bereit. Je nach Stellung von Sy wird ein positiver bzw. negativer Impuls auf den Hauptoszillator gegeben, der diesen nach erfolgter Tastenbetätigung kurzzeitig höher oder tiefer stimmt. Der Frequenzhub läßt sich mit Py stetig regeln.

5.3. Tremologenerator

Der Tremoleffekt (Amplitudenmodulation) wurde ebenfalls fotoelektrisch realisiert [2]. Bild 12 zeigt die Schaltung, Frequenz (3 bis 10 Hz) und Amplitude lassen sich regeln.

5.4. Rauschgenerator

Die Erzeugung definierter Rauschspektren (rosa bzw. weißes Rauschen) ist relativ aufwendig. Deshalb wurde im Mustergerät als Rauschquelle eine Si-Z-Diode verwendet (Bild 13). Das Spektrum

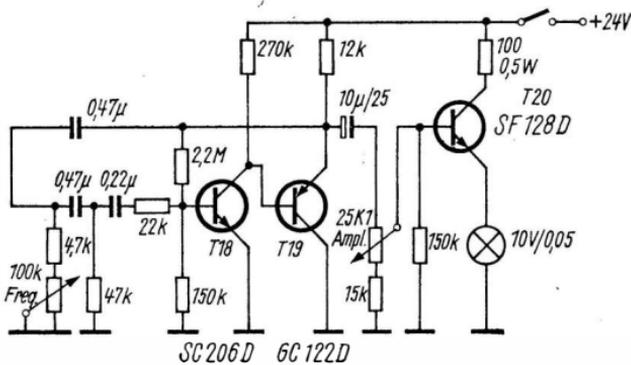


Bild 12 Schaltung für den Tremologenerator

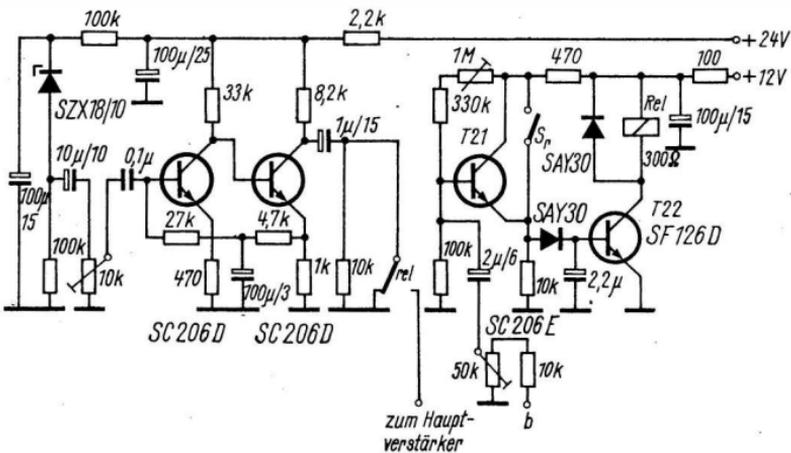


Bild 13 Stromlaufplan für den Rauschgenerator mit Schaltstufe

ist für den Zweck der Geräuschimitation (Wind- und Anblaseffekte) völlig ausreichend. Zur Vergrößerung des Rauschpegels ist der Verstärker mit T23 und T24 ($V_u \approx 500$ fach) nachgeschaltet. Zur Umschaltung des Rauschsignals bei Tastendruck wird die Schaltstufe mit T21/T22 benutzt. Die Ansteuerung erfolgt ebenfalls aus dem 1'-Sägezahnansatz des Hauptoszillators. Für das Relais im Kollektor von T22 muß ein geräuscharmer Typ verwendet werden, um ein störendes Klappern während des Spiels zu vermeiden. Im Mustergerät wurde ein Reedrelais (Geko-Kontakt) eingesetzt, das fast geräuschlos arbeitet. Mit dem Schalter Sr kann der Rauschgenerator auch unabhängig von der Tastenbetätigung eingeschaltet werden.

5.5. Hauptverstärker

Der Hauptverstärker (Bild 14) enthält vier Baugruppen: Mischstufe, aktives Filter, Zwischen- und Ausgangsverstärker. Die kollektor-

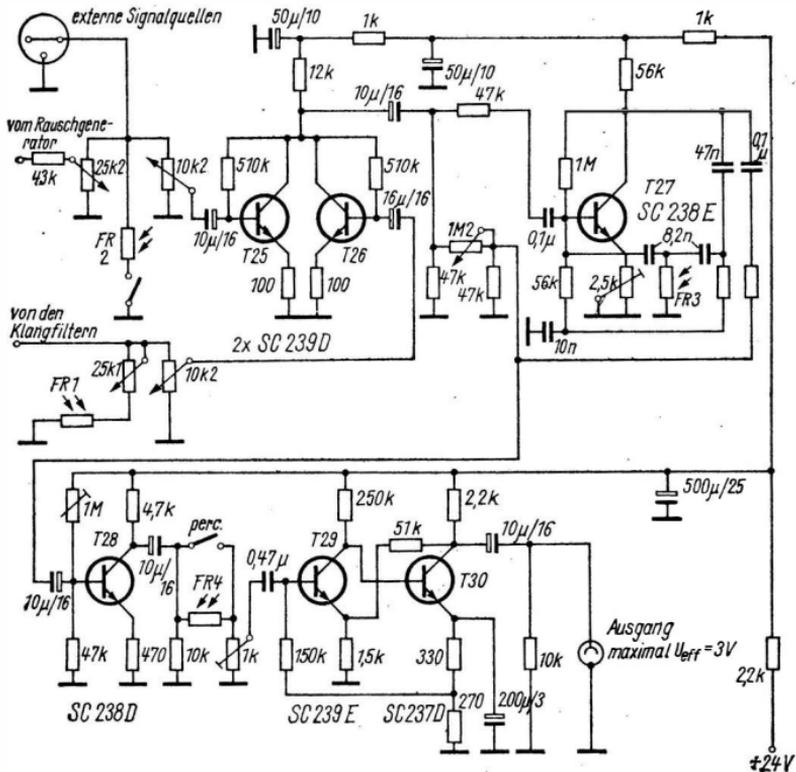


Bild 14 Stromlaufplan für den Hauptverstärker

gekoppelte Mischstufe mit T25/T26 ermöglicht eine rückwirkungs-freie Mischung der Klangfiltersignale und des Rauschsignals. Vor den Pegelreglern liegen die Fotowiderstände FR1 und FR2, die mit der Tremololampe gekoppelt sind. Dadurch ist eine Amplitudenmodulation beider Signale möglich. Der Mischstufe folgt ein aktives T-Filter [2] mit T27 zur Realisierung des Wow-Wow-Effekts. Das Filter kann mit FR3 wahlweise durch eine niedrige Frequenz (Tremolo) von 3 bis 10 Hz oder mit einem einmaligen Lichtimpuls bei Tastenbetätigung (Perkussionslampe) gewobbelt werden. Die Intensität dieses Effekts läßt sich mit dem 1-M Ω -Regler einstellen. Es folgt eine Verstärkerstufe mit einer Spannungsverstärkung von 20 dB (T28). Zwischen dem Ausgang dieser Stufe und dem Ausgangsverstärker ist FR4 angeordnet, der mit der Perkussionslampe gekoppelt wird.

Bei der Erprobung des Geräts zeigte sich, daß zur Erreichung eines wirkungsvollen Perkussionseffekts eine Signaldämpfung von 0 dB auf -30 dB auf Grund des Eingangswiderstandes des nachfolgenden Verstärkers nicht ausreicht. Darum wurde der Fotowiderstand nachträglich mit 1 k Ω belastet. Die dadurch erreichte Spannungsteilung entspricht einer Dämpfung von über -60 dB. Der Ausgangsverstärker (T29/T30) liefert maximal $U_{\text{eff}} = 3$ V, die zur Aussteuerung eines Leistungsverstärkers vollkommen ausreichen. Für FR1 bis FR4 wurden Fotowiderstände WK 650 mit einem Hell/Dunkel-Widerstandsbereich von etwa 100 Ω bis 2 M Ω eingesetzt.

6. Netzteil

Das stabilisierte Netzteil weist keine Besonderheiten auf. Für T32 genügt eine Kühlfläche von 150 cm². Eine Stabilisierung der Betriebsspannung der IS1 (+27 V) war nicht erforderlich, da sich dieser MOS-Schaltkreis im Gegensatz zu TTL-Typen als relativ unkritisch gegenüber geringfügigen Spannungsschwankungen erwies.

7. Mechanischer Aufbau

Das Mustergerät wurde als Einschub in ein im Sonderangebot der Amateurbedarfshiliale *RFT-Funkamateure* in Dresden erhältliches Metallgehäuse (VEB *Meßelektronik*) eingebaut. Die relativ große Frontplatte (500 mm \times 165 mm) reichte gerade für die übersichtliche Anordnung der 48 Bedienungselemente aus (Bild 16). Als Registerschalter wurden 6 Tastensätze von *HSV 900* verwendet. Die Klaviatur wurde als separates Teil aufgebaut (Bild 17). Schwerpunkte

sind dabei die exakte Justierung und Leichtgängigkeit der Tasten sowie der Kontaktsatz. Im Mustergerät wurden Ag-Pd-Kontakte mit Bronzefedern eingesetzt. Weitere wertvolle Hinweise findet der Leser in [3].

8. Erfahrungsbericht

Sämtliche Baugruppen funktionierten auf Anhieb. Die Stimmkonstanz des Hauptoszillators gegenüber Temperaturschwankungen ist ausgezeichnet. Entsprechende Versuche durch Erwärmen mit Heißluft (70 °C) und anschließendes Abkühlen mit Prüfgas hatten

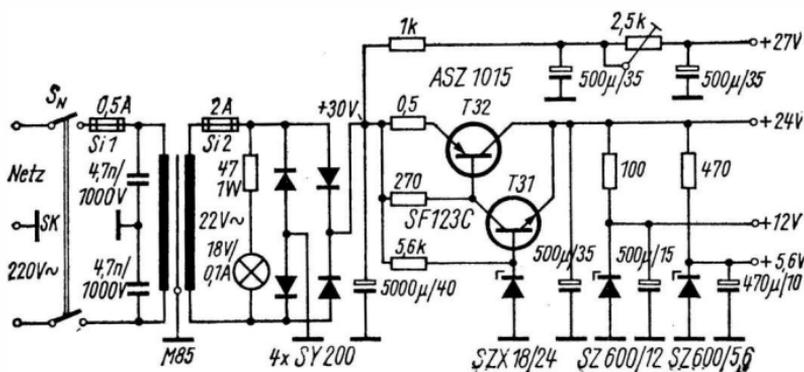


Bild 15 Stromlaufplan für das stabilisierte Netzteil

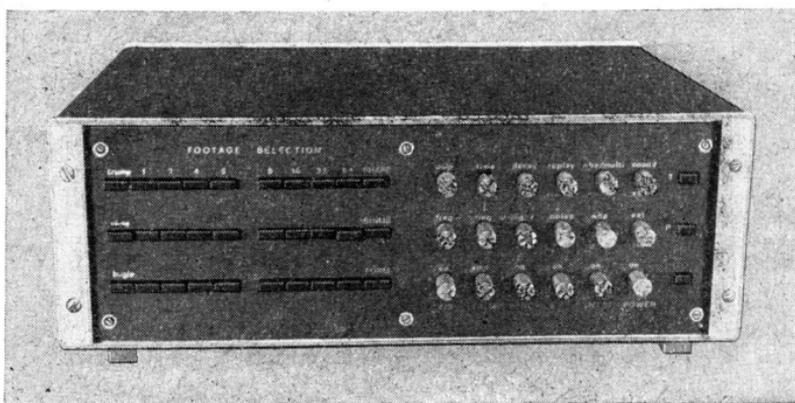


Bild 16 Frontansicht des Mustergeräts

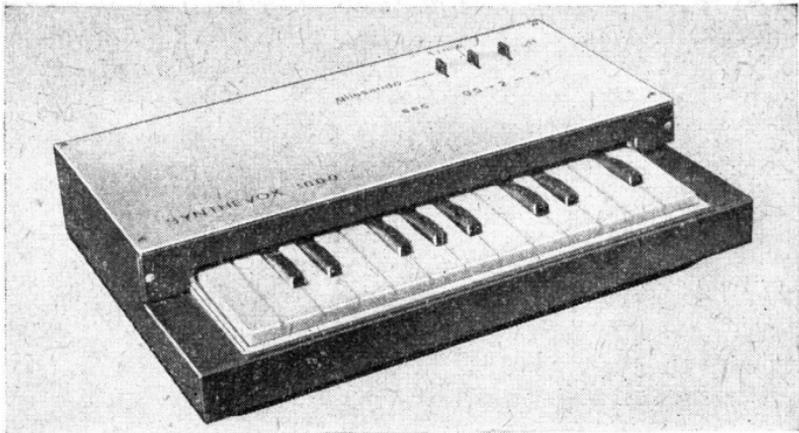


Bild 17 Aufbauvorschlag für eine externe Klaviatur; rechts oben die Glissandoschalter für 3 Anstiegszeiten



einen Drift von etwa 0,1% zur Folge. Die Frequenzkonstanz über längere Zeit ist hauptsächlich von den verwendeten Einstellreglern der Widerstandskette abhängig. Miniaturausführungen sollte man vermeiden. Da der Widerstandsbereich der 250- Ω -Einstellregler für Frequenzen unterhalb 4 kHz nicht ausreichte, mußten Festwiderstände (220 Ω) in Reihe geschaltet werden. Die Steuerleitungen und die Mehrzahl der NF-Leitungen sind unkritisch. Sie brauchen bei kurzer Leitungsführung (z. B. von den Filtern zu den Registerschaltern) nicht abgeschirmt zu werden. Lediglich für die zum Hauptverstärker führenden Verbindungen wurde Diodenkabel verwendet. Die fotoelektrischen Koppler müssen Abdeckungen vor Fremdlicht erhalten.

Zur vollen Ausnutzung des Klangvolumens des Instruments eignen sich nur hochwertige Verstärkeranlagen mit großer Leistungsband-

breite, da die tiefsten zu übertragenden Frequenzen bei etwa 30 Hz liegen. Vorsicht ist bei Vollaussteuerung transistorierter Endstufen mit Ge-Legierungstypen geboten, da vor allem bei Einschaltung der Hochpässe Harmonische von 15 kHz bis 24 kHz auftreten, die die Transistoren thermisch stark belasten.

9. Erweiterungen

Als nützliche Erweiterungen des Effektinstruments wären der Anschluß eines Fußschwellers, einer Nachhall- bzw. Echoeinrichtung und einer *Leslie*-Box (Rotorsound, Orgelkabinett) zu nennen. Beim Einsatz von zwei weiteren, separat abstimmbaren Hauptoszillatoren mit Frequenzteilern und einigen geringfügigen Veränderungen der Filter könnte durchaus das Klangvolumen eines industriellen Synthesizers erreicht werden.

Literatur

- [1] *Engel, G.*: Elektromechanische und vollelektronische Musikinstrumente, Teil 4, Band 135 der Reihe «electronica», Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1975
- [2] *Schubert, K.-H.*: Elektronische Effekte in der Tanzmusik, FUNKAMATEUR 20 (1971), Heft 5, Seite XIX, Deutscher Militärverlag, Berlin
- [3] *Engel, G.*: Elektromechanische und vollelektronische Musikinstrumente, Teil 1, 3 und 4, Band 132, 134 und 135 der Reihe «electronica», Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1975
- [4] *Lessen, M.*: Eigenschaften und Anwendungen des binären Frequenzteilers U 112 D, radio-fernsehen-elektronik 25 (1976), Heft 5, Seite 161ff., VEB Verlag Technik, Berlin
- [5] *Salomon, P.*: Beitrag zur Beleuchtungssteuerung von Fotowiderständen in elektronischen Filterschaltungen, FUNKAMATEUR 24 (1975), Heft 6, Seite 279ff., Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin

Lichtsteuerschaltungen, bei denen als Schaltelemente Thyristoren [2], [3], Relais [1], [3] oder Transistoren [4], [8] verwendet werden, sind in der angegebenen Literatur hinreichend beschrieben worden. Dem Elektronikamateur stehen in zunehmendem Maß preisgünstig Triac zur Verfügung. Auf dieser Grundlage ist die nachfolgende Schaltung beschrieben.

Der Triac ist im Gegensatz zum Thyristor ein zweiseitig steuerbarer Gleichrichter [7]. In einem Triac sind also zwei Thyristorsysteme vereint. Er eignet sich besonders zur verlustarmen Schaltung und Steuerung von Wechselströmen. Solche Aufgaben sind zwar auch mit Thyristoren zu lösen, dabei werden jedoch voneinander getrennte Steuerkreise (Antiparallelschaltung) oder mehrere Halbleiterleistungsdioden (Brückenschaltung) benötigt.

Der hier eingesetzte Triac *TS 10-4* kann Lastströme bis 10 A bei 220 V Wechselspannung schalten. Es läßt sich somit bei entsprechender Kühlung eine Leistung bis 2,2 kW steuern!

Schaltungsvariante 1

Die in Bild 1 gezeigte Schaltung ist in ihrer Einfachheit kaum noch zu unterbieten. Sie arbeitet nach dem Prinzip der Lautstärkesteuerung, was für viele Anwendungsfälle ausreicht. Da zwischen Steuerkreis und Hauptstromkreis keine galvanische Trennung besteht, ist ein Trenntransformator $Tr1$ erforderlich, um Schäden in Richtung der NF-Quelle zu vermeiden. Die Isolation zwischen Primär- und Sekundärwicklung sollte bei 220 V Netzspannung für 2,5 kV Prüfspannung ausgelegt sein. Geeignet sind NF-Ausgangsübertrager, wie sie in Röhrenendstufen eingesetzt werden, sowie Netztransformatoren für 6 bis 20 V Sekundärspannung. Das Übersetzungsverhältnis sollte mindestens 1 : 10 betragen, um bei geringer Grundlautstärke des NF-Verstärkers noch eine ausreichende Steuerung zu erzielen.

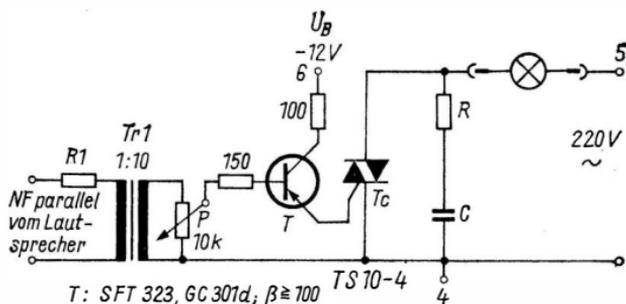


Bild 1 Stromlaufplan der Schaltungsvariante 1 der Lichtorgel

Durch R_1 wird vermieden, daß der Eingangswiderstand der Lichtorgel eine größere Last für den Verstärker bildet. Er soll die Größe der Lautsprecherimpedanz haben. Durch Tr_1 wird darüber hinaus das am niederohmigen Lautsprecherausgang ausgekoppelte NF-Signal an den Eingang der Steuerschaltung angepaßt. Dafür hat man in der Schaltung einen M42-Netztransformator 220 V/18 V verwendet. Da der Cu-Widerstand der 18-V-Wicklung mit 270Ω größer als die Lautsprecherimpedanz ist, kann R_1 entfallen. Mit P läßt sich die Arbeitsweise der Lichtorgel an die eingestellte Lautstärke bzw. an den verwendeten NF-Verstärker anpassen. Die meisten Triac, so auch der in der Schaltung verwendete sowjetische Typ *TS 10-4*, werden am zweckmäßigsten mit negativer Steuerspannung angesteuert. Für T setzt man einen pnp-Ge-Transistor ($\beta > 100$) ein.

Ist eine Eingangsspannung U_E vorhanden, die T in den Durchlaßzustand schaltet, so wird T_c gezündet. Je nach Größe des NF-Signals, also lautstärkeabhängig, wird der Zündstrom von T_c durch T verändert. Durch die damit erzielte mehr oder weniger große Zündverzögerung tritt ein Phasenanschnitt der sinusförmigen Wechselspannung und folglich eine Leistungsänderung ein.

Sollen induktive Lasten gesteuert werden, dann ist eine R - C -Beschaltung des Triac erforderlich, damit ein unkontrolliertes Zünden durch Überspannungsspitzen verhindert wird. Richtwerte sind $C \approx 0,1 \mu\text{F}$, $R \approx 50 \Omega$. Empfohlen werden R - C -Glieder, weil die maximalen Überspannungsamplituden der Netzspannung in den seltensten Fällen genau bekannt sind.

Der verwendete Triac zündet bei einem Zündstrom von 15 mA bereits sicher zu Beginn der Netzhalbwellen, was maximale Leistung am Lastwiderstand (Lampengruppe) bedeutet. Der Netzteil für den Steuerstromkreis (Bild 2) weist keine Besonderheit auf. Die abgegebene Gleichspannung soll $\geq 9 \text{ V}$ sein und wird nach oben durch U_{CE0} von T begrenzt.

Schaltungsvariante 2 (Bild 3)

Die Variante 1 hat den Nachteil, daß die NF-Spannung parallel vom Lautsprecherausgang des Verstärkers abgegriffen wird. Verändert sich seine Verstärkung, so muß auch der Empfindlichkeitsregler der Lichtorgel nachgestellt werden. Um die Lichtorgel davon unabhängig zu machen, wird das NF-Signal am Diodenbuchsenausgang des Rundfunkempfängers oder eines NF-Verstärkers entnommen und im nachgeschalteten dreistufigen NF-Verstärker auf den zur Vollaussteuerung notwendigen Pegel von etwa 2 V verstärkt. U_{CE} von T1 und T2 stellt man mit R4 bzw. R7 auf $0,5U_B$ ein. Diese Widerstände sind beim Einsatz von Transistoren mit anderer Stromverstärkung entsprechend zu ändern. Der optimale Arbeitspunkt von T3 wird mit P2 eingestellt. Am Ausgang ist der NF-Trenntransformator angeschlossen. Es wurde ein M42-Netztransformator für 12 V verwendet. Beim Einsatz eines anderen Übertragers ist zu beachten, daß der Cu-Wicklungswiderstand den Arbeitspunkt von T3 mitbestimmt. Er sollte darum zur Sicherheit von T3 nicht kleiner als 40Ω sein; sonst ist eine Emitterkombination analog R9-C5 vorzusehen.

Weiter wird bei dieser Variante das Frequenzspektrum durch RC-Filter in 3 Kanäle aufgeteilt. Den Kanälen sind verschiedenfarbige Lampengruppen zugeordnet. An die RC-Filter schließen sich die Steuerstufen an. Sie sind analog der Variante 1 (Bild 1) aufgebaut. Mit P3, P4 und P5 läßt sich die maximale Helligkeit für jeden Kanal einzeln kontinuierlich einstellen.

Um ein Im-Dunkeln-Stehen zu vermeiden, ist ein «Pausenlicht» vorgesehen. Tc4 wird dann gezündet, wenn keine NF-Spannung U_B anliegt oder wenn sie einen bestimmten Mindestwert unterschreitet, den man mit P6 einstellen kann.

Auf Grund der geforderten galvanischen Trennung von Steuerteil und Verstärker ist für den NF-Teil ein separates Netzteil erforderlich. Es wurde ein Netzteil mit einem Transistor als elektronische Siebung verwendet. Praktische Versuche mit einem Netzteil mit nur einem Ladelektrolytkondensator von $1000 \mu\text{F}$ ohne Transistor haben gezeigt, daß durch das noch auftretende Restbrummen bei aufgeregeltem Empfindlichkeitsregler für tiefe Frequenzen bereits ein Zünden von Tc1 und somit Dauerlicht eintritt. Um das zu verhindern, wären

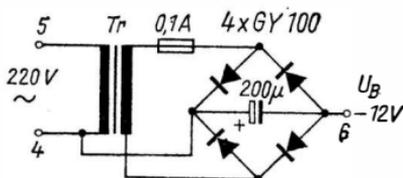


Bild 2
Stromlaufplan des Netzteils
für den Steuerstromkreis beider
Schaltungsvarianten

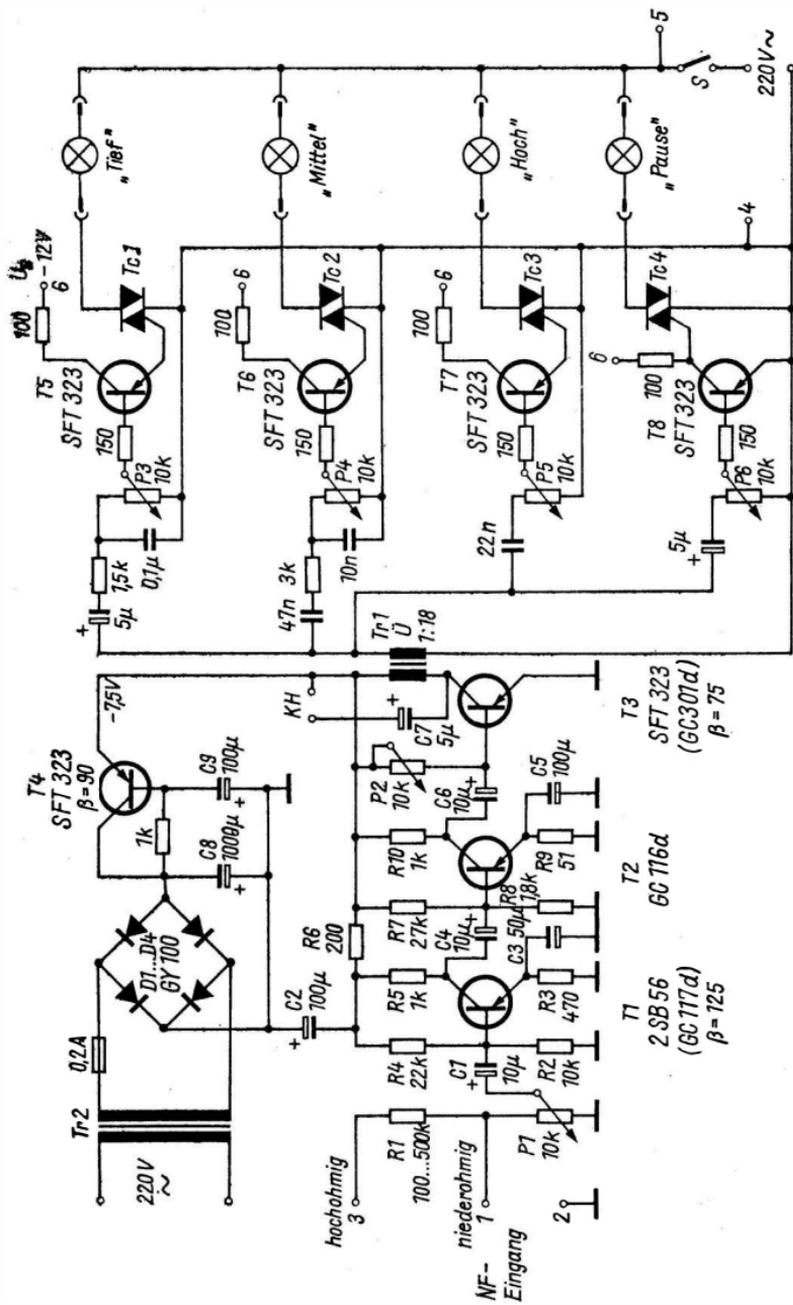


Bild 3 Stromlaufplan der Schaltungsvariante 2. Die Transistoren T3 und T4 sind mit Kühlkernen zu versehen

mehrere Elektrolytkondensatoren großer Kapazität erforderlich. Ökonomisch günstiger ist darum der Einsatz eines Transistors zur Siebung, da die wirksame Kapazität $= B_{T4} \cdot C9$ beträgt, in diesem Fall also 9000 μF .

Aufbau

Die Schaltung wird in Leiterplattentechnik aufgebaut. Der Aufbau ist völlig unkritisch. Die Potentiometer sowie die Netztransformatoren werden außerhalb der Leiterplatte angebracht. Die Lichtorgel kann man in ein Holzgehäuse einbauen. An der Rückwand sind für jeden Kanal sowie für das «Pausenlicht» eine Unterputzsteckdose angebracht. KH-Buchse und Dioden-Eingangsbuchse sind dort ebenfalls angeordnet.

Bemerkungen

Für T5 und T8 setzt man Transistoren mit geringem Reststrom I_{CEO} ein. Andernfalls kann ein zu großer I_{CEO} bei völlig zurückgeregelten Empfindlichkeitsreglern ein mehr oder weniger starkes Aufleuchten der Lampengruppe bewirken. Am Kopfhörerausgang (4 $\text{k}\Omega$) läßt sich das verstärkte NF-Signal kontrollieren. Eine Übersteuerung des Verstärkers ist zur einwandfreien Funktion der Lichtorgel zu vermeiden. Verzerrte Signale führen zu tonfalschen Lichteffekten.

Da der Steuerstromkreis mit Netzpotential in Verbindung steht, soll noch die Möglichkeit des transformatorlosen Netzteils [6] (Bild 4) für die Betriebsspannung U_B angegeben werden.

Die RC-Werte der Filter können beim Nachbau variieren und sind bei Bedarf zu ändern. Hinweise über die Farbanordnung findet der Leser in [1], [8]. Ein Verfahren zum Einfärben von normalen Glühlampen ist in [5] beschrieben. Weil diese Literatur allgemein zugänglich ist, wird auf diese Problematik nicht näher eingegangen. Da die Schaltungen einpolig mit dem Stromnetz Verbindung haben, muß die Lichtorgelschaltung berührungssicher aufgebaut werden.

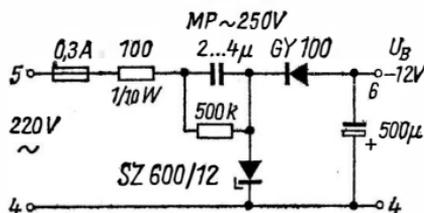


Bild 4
Stromlaufplan eines transformatorlosen Netzteils für die Lichtorgel

Literatur

- [1] *Berkenkamp, F.*: Lichtmusik für die Diskothek, FUNKAMATEUR 20 (1971), Heft 12, Seite 588
- [2] *Theilig, H.-J.*: 3-Kanal-Lichtorgel, FUNKAMATEUR 22 (1973), Heft 1, Seite 19
- [3] *Theilig, H.-J.*: Lichteffektanlage «sound-Light 2000», FUNKAMATEUR 23 (1974), Heft 6, Seite 274
- [4] *Henke, H.-H.*: Eine Farbmusikanlage für die Heimdisco, FUNKAMATEUR 25 (1976), Heft 1, Seite 38
- [5] *Grässer, J.*: Lichtorgel – preiswert und leistungsstark, FUNKAMATEUR 25 (1976), Heft 5, Seite 178
- [6] *Jakubaschk, H.*: Das große Elektronikbastelbuch, Militärverlag der DDR, Berlin 1976, Seite 166
- [7] *Moritz, J.*: Applikationsbeispiele für Thyristoren und Triacs, FUNKAMATEUR 22 (1973), Heft 11, Seite XLI
- [8] *Großstück, H.*: 3-Kanal-Lichtorgel für kleine Räume, Elektronisches Jahrbuch 1977, Militärverlag der DDR, Berlin 1976, Seite 193

ELEKTRONIK-SPLITTER

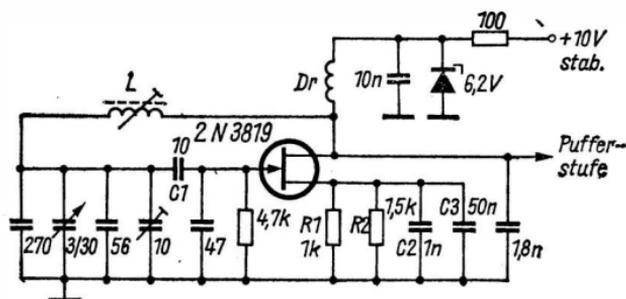
Stabiler Vackar-VFO

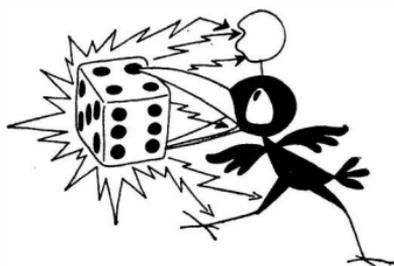
Dem Thema «*Frequenzvariabler Oszillator mit Halbleiterbestückung*» wurde im *Elektronischen Jahrbuch* schon mehrfach Raum gegeben. Die im Bild gezeigte Schaltung stellt einen VFO nach *Vackar* für den Frequenzbereich 4,2 bis 4,4 MHz dar. Bestückt ist die Schaltung mit einem Feldeffekttransistor. Bei der angegebenen Dimensionierung beträgt die Stromaufnahme etwa 2,5 mA. Die von *G 3 JIS* verwendete Schaltung hatte ursprünglich für $C1 = 20$ pF und an der Source-Elektrode nur $R1$ und $C2$. Bei einem Test mit Kälte-Spray stellte *G 3 JIS* fest, daß die Frequenzstabilität vor allem von der Spule und von den Betriebsdaten des FET beeinflusst wird.

Nach Reduzierung von $C1$ auf 10 pF und die Parallelschaltung von $R2$ und $C3$ an der Source-Elektrode ging die Stromaufnahme von 7 mA auf 2,5 mA zurück. Die Frequenzstabilität wurde um den Faktor 10 verbessert. Die Spule L hat 17 Wdg., 0,7-mm-CuAg, 25 mm Durchmesser, 40 mm lang. Nach Fertigstellung wird sie mit Epoxidharz bestrichen und temperaturbehandelt. Die Widerstände sind 2-W-Typen großer Stabilität. Alle Kondensatoren müssen hochwertige HF-Ausführungen sein. Der Trimmer 10 pF hat Luftdielektrikum. Für $C2/C3$ genügt ein Kondensator 50 nF, für $R1/R2$ ein Widerstand 600 $\Omega/2$ W.

Literatur

Hawker, P.: Technical Topics, Radio Communication, Heft 4/1977, Seite 291





Es wurde ein elektronischer Würfel konzipiert, der im Gegensatz zu früheren Veröffentlichungen einfach und unkompliziert im Aufbau und in der Stromversorgung ist. Durch die ausschließliche Verwendung von TTL-Schaltkreisen unter Einbeziehung von zwei MSI-Bausteinen wurde auch eine schaltungsmäßig einfache Variante realisiert.

Wenn auch der Nutzeffekt eines solchen «Spielzeugs» in keinem Verhältnis zum Kostenaufwand steht, so ist doch die Beschäftigung mit komplexen digitalen Bauelementen eine Erweiterung des Wissens der Beteiligten. Weiterhin ist ein solcher Würfel auch ein repräsentatives Exponat für Schulmessen und ähnliche Ausstellungen.

Ein elektronischer Würfel besteht aus den Baugruppen getasteter Generator, Zähler, Dekodierung und Anzeige (Bild 1). Der Generator wird durch zwei rückgekoppelte TTL-Gatter realisiert, die Wirkungsweise wurde schon oft beschrieben. Die Schwingfrequenz beträgt etwa

$$f \approx \frac{1}{2R \cdot C}$$

(f in MHz, R in Ω , C in μF), wobei die Dimensionierung der Zeitkonstante $R-C$ unkritisch ist, da die Schwingfrequenz (im Beispiel fast 5 MHz) weit über der Wahrnehmungsgrenze liegt und Manipulationen mit Sicherheit ausgeschlossen sind.

Im Ruhezustand wird ein Eingang des ersten Gatters auf L-Potential (Masse) gelegt, der Generator ist nicht schwingfähig. Für die Dauer der Tastung durch den Spieler wird die Erdung des Eingangs unterbrochen (entspricht H-Potential), und der Generator schwingt. Als Taste wurde ein handelsüblicher Mikrotaster eingesetzt. Eine Tastung mit Sensorflächen arbeitet bei der niedrigen Betriebsspannung nicht genügend störsicher!

Die Generatorimpulse gelangen auf den Eingang eines Zählerschaltkreises $D 192$ bzw. $D 193$. Gemäß der Zahlenfolge beim Würfelspiel

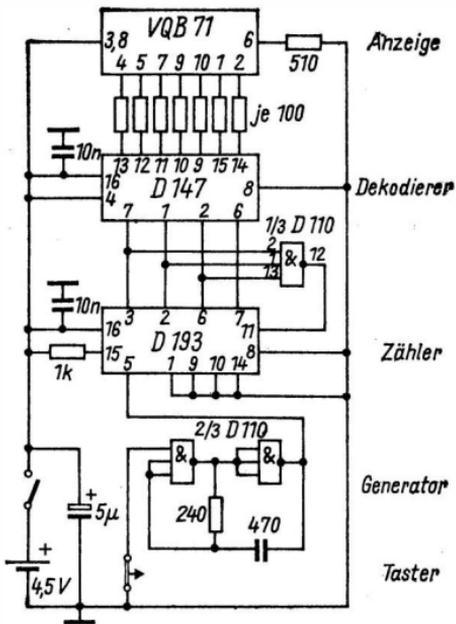


Bild 1
Grundschiung des elektronischen
Würfels unter Verwendung von IS

Tabelle Ausgangspotentiale der Zählerstände

Z	Q_D	Q_C	Q_B	Q_A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H

Laden^a

UND^a

soll nach der Ziffer 6 wieder eine 1 erscheinen. Hierzu wird die am Ausgang des Zählers im BCD-Kode erscheinende Ziffer 7 so ausgewertet, daß sich über eine UND-Verknüpfung der dabei auf H-Potential liegenden Datenausgänge Q_A , Q_B und Q_C ein Ladeimpuls gewinnen läßt, wodurch nun die Wertigkeit der Dateneingänge A, B, C und D, die entsprechend der Ziffer 1 beschaltet sind, in den Zähler übernommen werden kann (s. Tabelle). Der Zähler zählt also

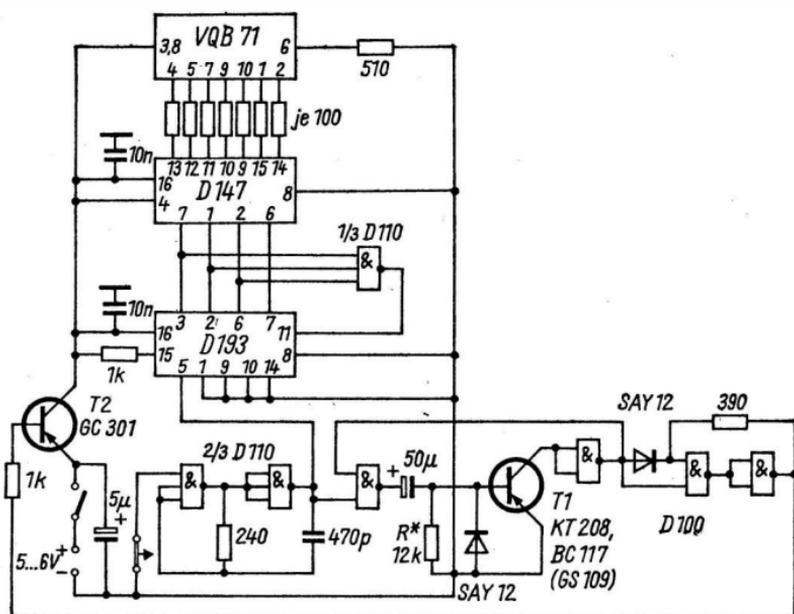


Bild 2 Erweiterte Schaltung des elektronischen Würfels mit Stromsparschaltung

so lange alternierend von 1 bis 6, wie der Generator schwingt, d. h. solange man die Taste drückt.

Die an den Zählerausgängen 2, 3, 6 und 7 im BCD-Kode erscheinenden Ziffern 1 bis 6 gelangen unmittelbar zum nächsten MSI-Schaltkreis, den BCD-zu-7-Segment-Dekoder *D 147* (bzw. *D 146*). Wie schon die Bezeichnung angibt, werden in diesem Schaltkreis die BCD-kodierten Ziffern so umgewandelt, daß sich eine 7-Segment-Anzeigeeinheit direkt ansteuern läßt. Als Anzeigeeinheit ist ein Leuchtanzeigetableau *VQB 71* vorgesehen. Die 100- Ω -Widerstände zwischen Dekoder und Segmenteingängen bewirken die Strombegrenzung der Anzeigesegmente, wobei Helligkeitsunterschiede einzelner Segmente durch Variation dieser Widerstände ausgeglichen werden können.

Den Dezimalpunkt (Anschluß 6) kann man über einen Widerstand 510 Ω anschließen; er bewirkt subjektiv eine bessere Erkennbarkeit der angezeigten Ziffern.

Die TTL-Versorgungsspannung beträgt nach [1] $U_B = 4,75$ bis 5,25 V, wobei als absoluter Grenzwert +7 V zugelassen werden. Der Verfasser hat eine Flachbatterie für die Stromversorgung verwendet. Ihre Kapazität läßt sich jedoch nicht voll ausnutzen, da die Klem-

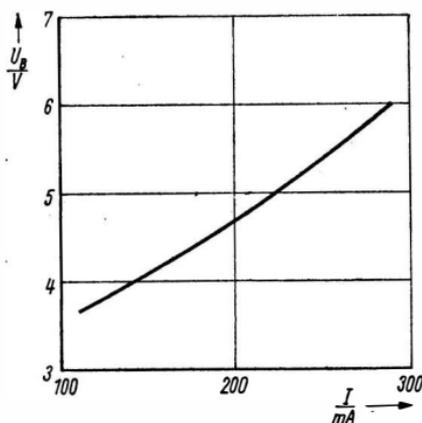


Bild 3
Abhängigkeit der Stromaufnahme
von der Batterie-Klemmenspannung

menspannung schon nach kurzer Betriebszeit auf 4,2 V absinkt und die Schaltung dann schon funktionsuntüchtig sein kann. Die Stromaufnahme ist beim Mustergerät unter 300 mA geblieben, ihre Abhängigkeit von der Klemmenspannung ist in Bild 3 dargestellt.

Es ist eine 6-V-Batterie (4 Monozellen) in Verbindung mit einer Stromsparschaltung zu empfehlen, wobei nach etwa 3 s die Anzeige automatisch gelöscht wird (Bild 2).

Hierfür benötigt man allerdings einen weiteren IS, ein 4fach-Gatter *D 100*. Aus zwei Gattern bildet man eine monostabile Schaltstufe unter Einbeziehung eines pnp-Transistors mit einem möglichst großen Kollektor/Basis-Strom-Verhältnis h_{21E} , die vom Impulsgenerator getriggert wird. Die zwei verbleibenden Gatter werden zu einer Impulsformerstufe zusammengeschaltet, deren negativer Ausgangsimpuls den in der Stromversorgungsleitung liegenden Transistor für die Dauer der durch die Zeitkonstante der monostabilen Kippstufe bestimmten Zeit öffnet. Dieser Transistor sollte eine niedrige Restspannung aufweisen (z.B. *GC 301*, *KT 208*, *KT 209*, *KT 501*).

Durch die nach Bild 2 vorgeschlagene Anordnung wird während der Würfelpausen nicht nur der Stromverbrauch der Anzeigeeinheit eingespart, sondern auch die beträchtliche Stromaufnahme des IS *D 193* und *D 147*.

Aus diesem Grunde wurde nicht auf die elegantere Art der Dunkelsteuerung der Anzeige durch ein L-Potential am Anschluß 4 des IS *D 147*, das über ein als Negator geschaltetes Gatter direkt vom Ausgang der monostabilen Kippstufe bereitgestellt werden kann, zurückgegriffen.

Sinkt die Batteriespannung auf etwa 4,1 V herab, so setzt als erste Stufe der monostabile Multivibrator der Sparschaltung aus. T_2 ist dann ständig geöffnet, und die Anzeige verlischt nicht mehr.

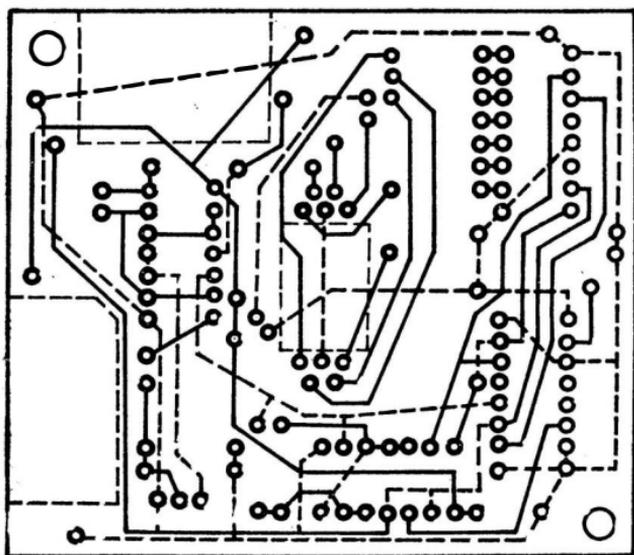


Bild 4a Ätzvorlage (schwarz Bauelementeseite)

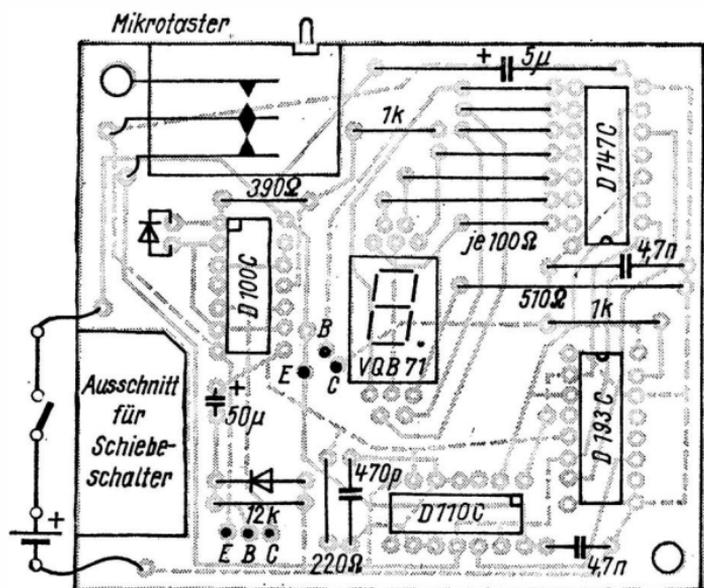


Bild 4b Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 4a

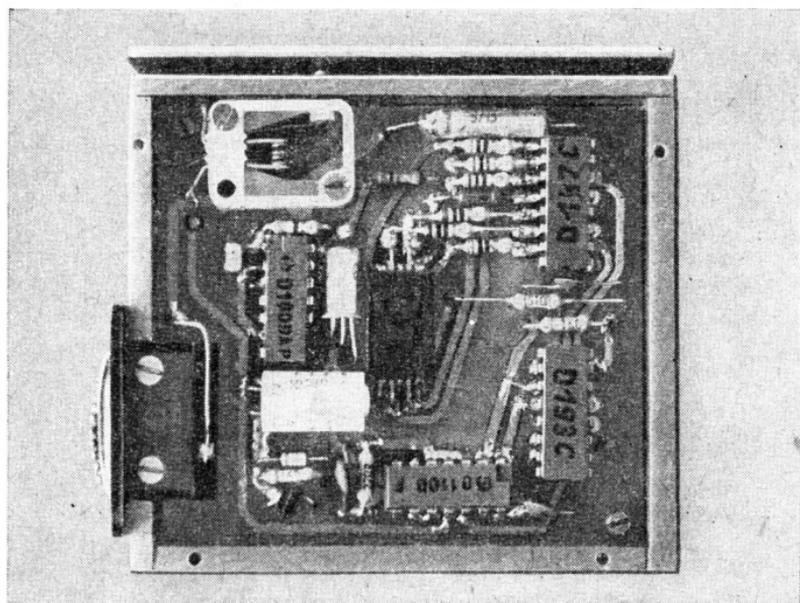


Bild 5 Ansicht des Mustergeräts

Bild 4 zeigt eine Ätzvorlage für die zweiseitig' kaschierte Leiterplatte. Den mechanischen Aufbau nimmt man in einem PVC- oder Hartpapierkasten entsprechend den Abmessungen der verwendeten Batterien vor. Eine Abdeckplatte aus durchsichtigem Material (*Pi-acryl*) läßt beim Demonstrationsmodell die elektronischen «Eingeweide» erkennen. Bild 5 zeigt die Ansicht des Mustergeräts.

Die IS *D 100* und *D 110* sind im Halbleiter-Bastlerbeutel 8 enthalten, während für die MSI-Bausteine nach [2] auch die Basteltypen *P 147 C* und *P 192* bzw. *P 193 C* verwendet werden können.

Literatur

- [1] Bipolare digitale Schaltkreise, Firmenschrift HFO/IMD, Ausgabe 75/76
- [2] Halbleiter-Bastlerschaltkreise, radio fernsehen elektronik 26 (1977), Heft 2, Seite 37, VEB Verlag Technik, Berlin

Elektroniktips aus dem Pionierhaus Prag

Ing. Egon Klaffke -
DM 2 BFA

Hinter dem Symbol, einem großen R mit dem eingesetzten Wort «Klub» und dem Schaltzeichen eines Transistors (Bild 1), verbirgt sich der Radioklub des *Ustřední dum pionýřů a mládeže Julia Fučika*, des Zentralhauses *Julius Fucik* der Pioniere und Mitglieder des Jugendverbandes der ČSSR in Prag. Beachtenswert sind die Bauanleitungen, die der Radioklub für die technische Massenarbeit herausgibt. Von besonderem Interesse ist aber auch die Auswahl der aufbereiteten Schaltungen und vor allem die Art und Weise der Aufbereitung selbst. Das Schaltungsangebot reicht von elektronischen Alarmanlagen, Summern, Blinkern über verschiedenartige Verstärker bis zu kompletten Empfängern. Die Aufbereitung wird in Form einer Bauanleitung vorgenommen, meist einem Faltblatt A6 oder A5 (Bild 2), das immer die Schaltungsbeschreibung, die Bauanleitung mit technischen und konstruktiven Hinweisen, den Stromlaufplan, die Zeichnung der Leiterplatte, den Bestückungsplan der Leiterplatte und eine Materialliste enthält. Oftmals sind Fotos der fertigen kleinen Geräte eingefügt. Die Ausführung erfolgt im Zweifarbendruck.

Vor allem aber: Zu jeder Bauanleitung, die erscheint, erhält man die fertige Leiterplatte im Handel. Das ist mehr als eine erfreuliche Feststellung für die Pioniere und Jugendlichen in der uns befreundeten ČSSR, das sollte zugleich Hinweis und Anregung für die Arbeit



Bild 1
Symbol des Radioklubs des Pionierhauses
in Prag

dvoustupňový transistorový přijímač

1	Odpor: $R_1 - 4k\Omega$; $R_2 - 3k\Omega$; $R_3 - 5k\Omega$; $R_4 - 1k\Omega$
2	Kondenzátor: $10k$, tj. $10\,000\text{ pF}$, označený C_2
3	Transistory: $T_1 - 152\text{ NU } 70$; $T_2 - 106\text{ MU } 70$
4	Uzemnění
5	Anténa
6	Elektrolytický kondenzátor: $C_1 - 5M$; $C_3 - 2M$
7	Baterie: $4,5\text{ V}$
8	Sluchátka: nářivní s odporem $4000\ \Omega$
9	Civka: sčítací, např. typ Jiskra 3
10	Uzemňovač: germaniová dioda 7 NN 41
11	Otočný kondenzátor: $C_2 - 500\text{ pF}$, typ Jiskra ZK 56
12	Zdička

RADIOKLUB Ústředního domu dětí a mládeže PRAHA 2

Bild 3
 Bauanleitung für einen
 Transistorempfänger,
 Falblatt A6 genietet,
 Vorderseite mit Bau-
 elementenscheibe

platte wird der Bestückungsplan im Zweifarbendruck, in diesem Fall Leiterplatte rot, Bauelemente schwarz, sichtbar. Eine Aufmachung, die jeden interessierten Bastler sofort anzieht.

Die in diesem Beitrag vorgestellten Schaltungen sind besonders für den Anfänger geeignet. Die Schaltungen müssen nicht unbedingt als fertiges Gerät aufgebaut werden. Oftmals genügt ein Versuchsaufbau, um sich mit der Schaltung vertraut zu machen. Dieser Hinweis richtet sich besonders an unsere Arbeitsgemeinschaften.

Soweit Transistoren aus der ČSSR-Produktion nicht zur Verfügung stehen, werden Transistoren aus der DDR-Produktion eingesetzt. Da der Anfänger nicht über die Kenntnisse verfügt, die zum Nachrechnen der Schaltung erforderlich sind, müssen Vergleichstabellen zu Rate gezogen werden. Durch Experimentieren läßt sich die Schaltung optimieren. Da man aber aus der Bezeichnung des Transistors und seinem Einsatz in der Schaltung ziemlich sichere Schlüsse auf einen äquivalenten DDR-Typ ziehen kann, empfiehlt es sich, in *Transistordaten* von Klaus K. Streng [1] nachzuschlagen.

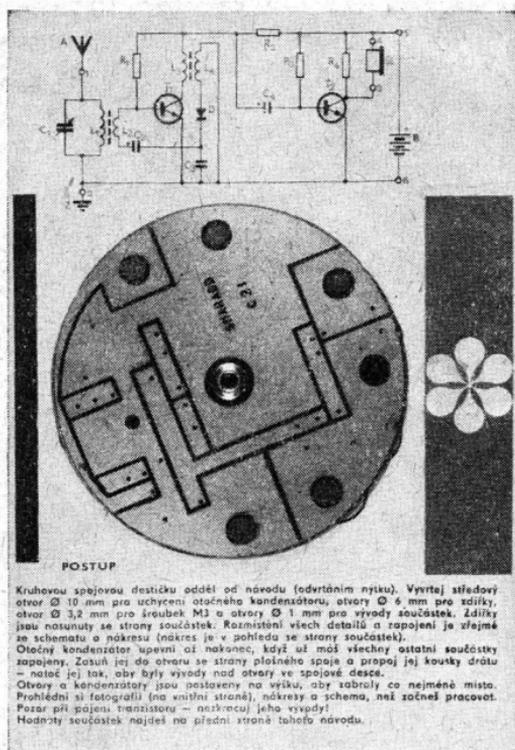


Bild 4 Rückseite mit Leiterplatte des Transistorempfängers

Die erste Schaltung ist nicht nur die einfachste, sondern sie soll auch den Anfänger ermutigen, mit dem Nachbau zu beginnen. Da keine umfangreichen Schaltungen ausgewählt wurden, beschränken sich die Erläuterungen nur auf einige Hinweise.

Komplementär-Blinklichtgeber

Der Transistorblinker ist in Komplementärschaltungstechnik ausgeführt. Bild 5 zeigt den Stromlaufplan. Leiterplatte und Bestückung sind aus Bild 6 ersichtlich. Aus der DDR-Produktion werden für den Transistor T1 statt des OC 71 ein GC 301 und für den T2 statt des 102 NU 71 ein SS 106 C eingesetzt. Für die Glühlampe 3,8 V/0,07 A wird eine Metallfassung E10 verwendet, die man direkt auf die Leiterplatte aufschraubt. Die Schaltung funktioniert auf Antrieb. Zu dieser Schaltung gehört die Bauanleitung Bild 2.

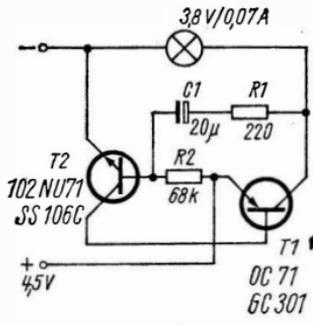


Bild 5
 Stromlaufplan für den Komplementär-Blinklicht-
 geber

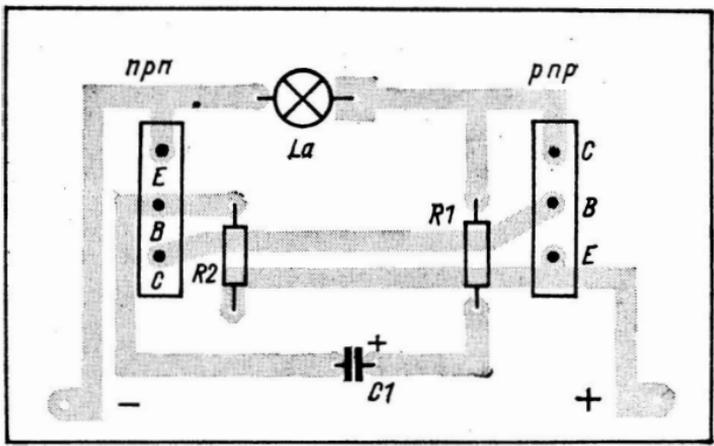


Bild 6 Bestückte Leiterplatte für den Komplementär-Blinklichtgeber

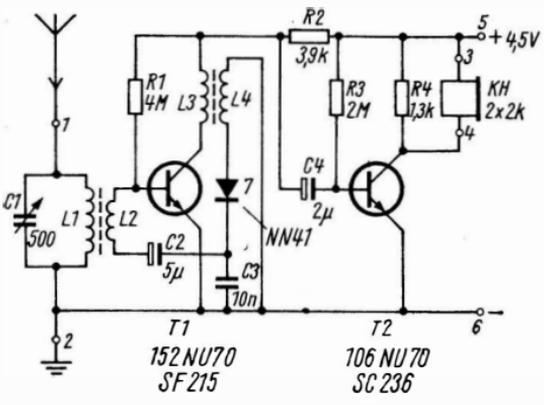


Bild 7
 Stromlaufplan des zwei-
 stufigen Transistor-
 empfinders

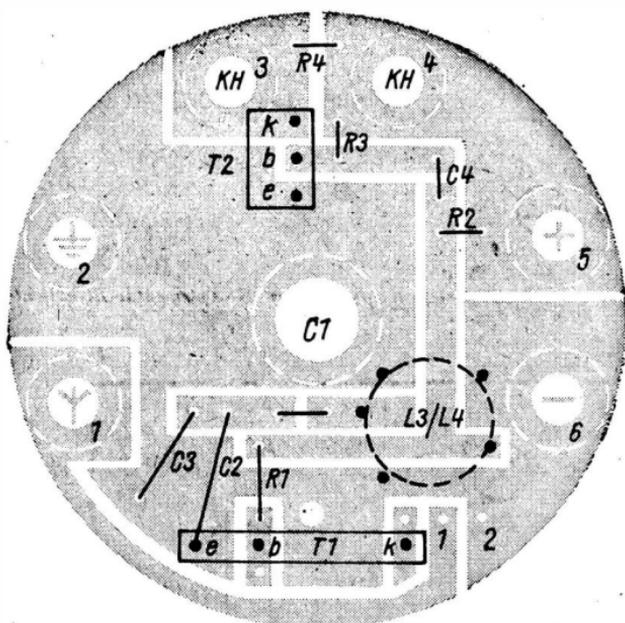


Bild 8 Bestückte Leiterplatte für den zweistufigen Transistorempfänger

Zweistufiger Transistorempfänger

Während auf Bild 3 und Bild 4 die Bauanleitung für einen zweistufigen Transistorempfänger zu sehen ist, zeigt Bild 7 den Stromlaufplan dazu. Im Original wird im Eingangsteil ein Mittelwellenspulensatz vom Typ *Jiskra 3* verwendet. Beim Nachbau sollte ebenfalls ein entsprechender Spulensatz aus der DDR-Produktion verwendet werden. Die MW-Spulensätze aus den Baukästen *Der junge Funkmechaniker*, *transistorelectronic* und *pikotron* eignen sich am besten. Für den Übertrager *L3/L4* sind je 200 Wdg., 0,12-mm-CuL mit Kern *M 14* angegeben. Der kleine Empfänger besteht aus einer Reflexschaltung mit einem einstufigen Verstärker.

Bild 8 zeigt Leiterplatte und Bestückung. Die Leiterplatte wird gleichzeitig als Grundplatte benutzt. Sie steht auf den Buchsen 1 bis 6 für Kopfhörer, Antenne, Erde und Batterieanschluß. Die mittlere Bohrung entspricht dem Durchmesser der Drehkondensatorachse. Im Original ist ein «Quetscher» eingebaut. Verwendet man einen Luftdrehkondensator, so ist es günstiger, diesen Drehkondensator, den Mittelwellenspulensatz und die Leiterplatte auf einer gemeinsamen Grundplatte anzuordnen.

Zweistufige NF-Verstärker

Der folgende kleine zweistufige NF-Verstärker ist ebenfalls unkompliziert im Nachbau. Alle Einzelheiten sind aus Bild 9 und Bild 10 zu erkennen.

Transistorverstärker 4 T 76

Unter der Bezeichnung Transistorverstärker 4 T 76 liegt eine einfache, zum Experimentieren anregende Schaltung vor. Sie besteht aus den drei Aufbaustufen: a – Detektor, b – zweistufiger NF-Verstärker (Treiber) und c – Komplementärendstufe. Dem jungen Fun-

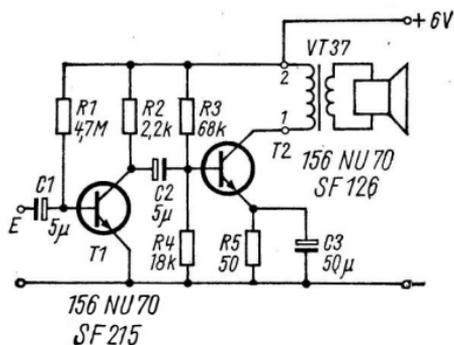


Bild 9
Stromlaufplan eines zweistufigen
NF-Verstärkers

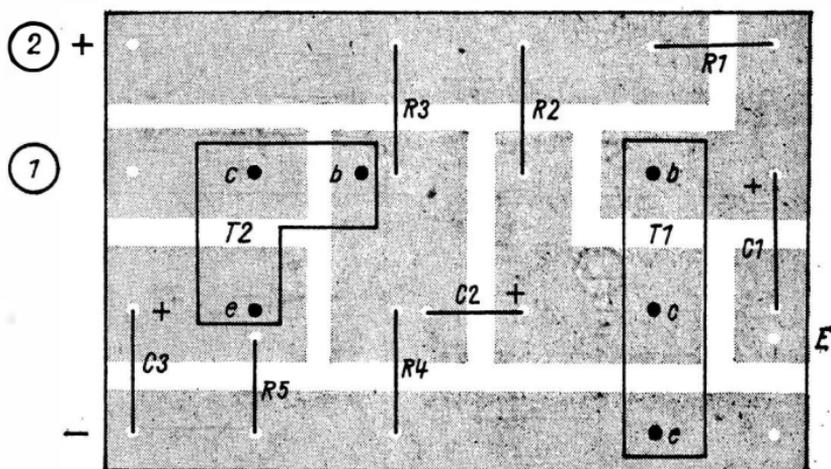


Bild 10 Bestückte Leiterplatte für den zweistufigen NF-Verstärker

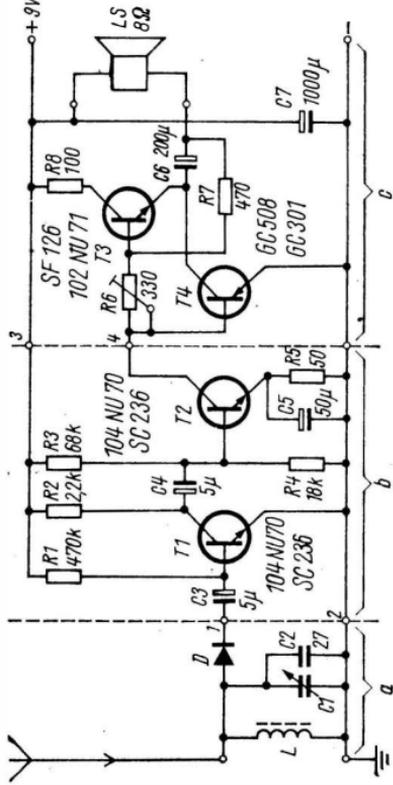
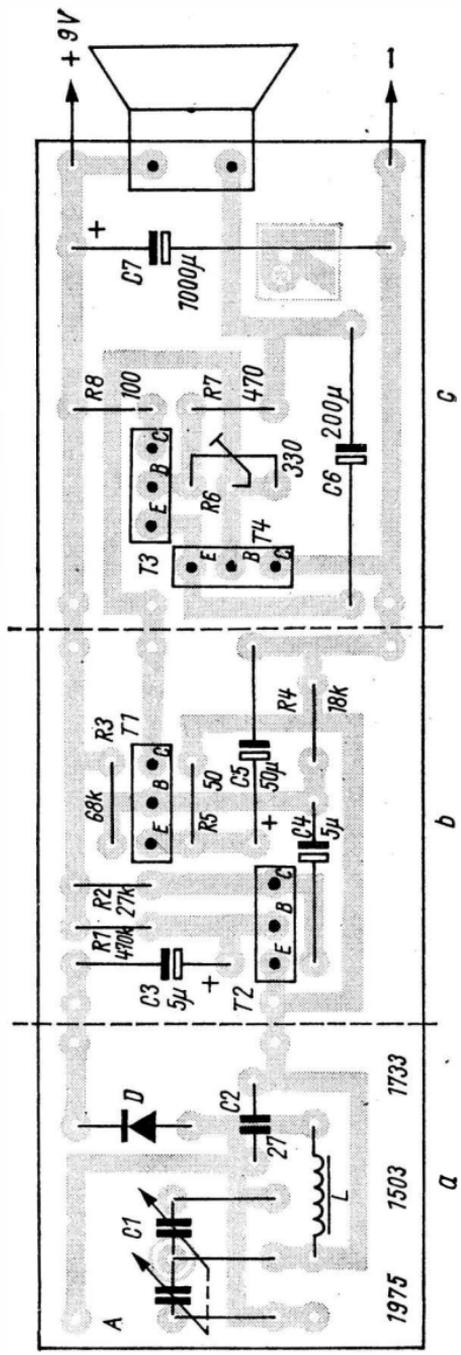


Bild 12 Bestückte Leiterplatte für den 4 T 76



1975 1503 1733 a

ker wird empfohlen, diese drei Stufen nacheinander aufzubauen und damit zu experimentieren.

Die Stufe a ist im Prinzip ein einfacher Detektorempfänger. Im Original werden ein Plattenpaket eines handelsüblichen Luftdrehkondensators aus der ČSSR-Produktion, ein Parallelkondensator und ein Ferritstab $6 \text{ mm} \times 16 \text{ mm} \times 80 \text{ mm}$ für den Eingangsschwingkreis verwendet. Der Anfänger sollte zunächst mit einer einlagigen Zylinderspule und einem Mittelwellendrehkondensator beginnen. Anleitung dazu findet der Leser in [2] und [3]. Dieser selbst berechnete und gebaute Schwingkreis ersetzt L , $C1$ und $C2$. Zur Berechnung benutzt man die Frequenz des Ortssenders. Als Diode D wird eine Universal-Germaniumdiode $GA 100$ o.ä. eingesetzt. Mit diesen Bauelementen wird der Teil a der Leiterplatte bestückt. Nach Anschluß von Antenne, Erde und Kopfhörer bei den Punkten 1 und 2 muß der Ortssender empfangen werden können.

Die Stufe b ist ein zweistufiger NF-Verstärker ohne Besonderheiten. Seine Funktion kann durch Signalzuführung oder Anschluß des Detektors a an 1 und 2 über 3 und 4 geprüft werden. Die Stufe c ist eine Komplementärstufendstufe. Dazu sei der Hinweis gegeben, daß man Komplementärtransistoren aus den Bastlerbeuteln 1 und 7 gewinnen kann, also für T3 und T4 aus dem Bastlerbeutel 1, 400 mW , $B > 60$, aus dem Bastlerbeutel 7, $500 \text{ mA}/600 \text{ mW}$, $B > 60$.

Literatur

- [1] *Streng, Klaus K.*: Transistordaten, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1975
- [2] *Schubert, Karl-Heinz*: Das große Radiobastelbuch, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1974
- [3] *König, Lothar*: Rundfunk und Fernsehen selbst erlebt, Urania-Verlag Leipzig, Jena, Berlin 1970
- [4] Bauanleitungen aus dem Pionierhaus Prag, z.T. ohne Angaben der Autoren, «tranzistorový přerušovač», Bauanleitung des Radioklubs, «dvoustupňový tranzistorový přijímač», Bauanleitung des Radioklubs, «tranzistorový zesilovač 2 T 61» von Ladislav Kavalir, «tranzistorový zesilovač 4 T 76», Bauanleitung des Radioklubs Praha, UDPM JF

Schaltungstips für den Elektronikamateur

Ing. Karl-Heinz Schubert –
DM 2 AXE

Verbesserter Detektorempfänger

Im *Elektronischen Jahrbuch 1978* wurden einfache Detektorempfängerschaltungen vorgestellt, die nur im Nahbereich leistungsstarker Mittelwellensender einen ausreichenden Empfang ermöglichten. In größerer Entfernung vom Sender muß der Empfänger eine bessere HF-Empfindlichkeit haben, um bei der geringen vorhandenen Senderfeldstärke noch ein ausreichendes Signal zu erhalten. Will man beim Detektorprinzip bleiben, so muß man für den HF-Gleichrichter die Spannungsverdopplerschaltung anwenden, wie sie in der Stromversorgungspraxis zur Spannungsverdopplung bekannt ist (*Villard-Schaltung* und *Delon*- bzw. *Greinacher-Schaltung*).

Bild 1 zeigt die Anwendung der *Villard-Schaltung* bei einem Detektorempfänger. Der Kondensator *C1* wird während einer positiven Halbwelle durch den durch *D1* fließenden Strom aufgeladen. Die Spannung von *C1* addiert sich zu der Spannung von *C2*, der in der vorangegangenen positiven Halbwelle aufgeladen wurde. Damit fällt

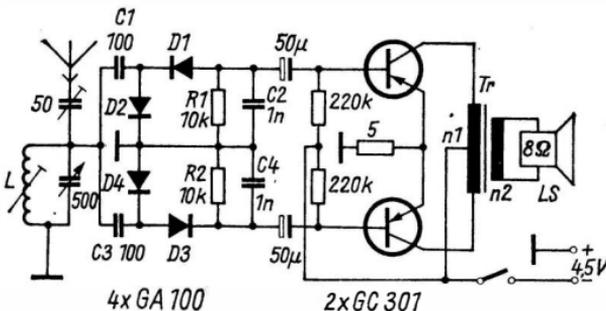


Bild 1 Verbesserung des Detektorempfängers durch Demodulation mit Spannungsverdopplung und Anwendung der Gegentaktschaltung [1]

am Arbeitswiderstand etwa die doppelte Spannung ab. Durch die Anordnung von $C3$, $D3$, $C4$, $D4$ und $R2$ entsteht für die Detektorschaltung eine Gegentaktschaltung. Damit ist eine symmetrische NF-Spannung nach der Demodulation vorhanden, um einen Gegentakt-Transistorverstärker direkt anzusteuern.

Die Spule L befindet sich auf einem HF-Spulenkörper mit 8 bis 10 mm Durchmesser und mit einem HF-Abgleichkern. Aufgebracht werden etwa 80 Wdg. HF-Litze. Die Außenantenne soll etwa 10 bis 40 m lang sein (Hochantenne). Als Ausgangsübertrager eignet sich ein Typ aus einem Transistor-Taschenempfänger. Will man den Ausgangsübertrager selbst wickeln, so benötigt man einen kleinen Eisenkern (M20, M30, M42). Die Windungszahlen sind $n1 = 2 \times 250$ Wdg., 0,1-mm-CuL, und $n2 = 60$ Wdg., 0,3-mm-CuL. Der Ruhestrom der Schaltung ist etwa 3 bis 4 mA, der bei NF-Ansteuerung entsprechend ansteigt. Bei 9 V Betriebsspannung sind die Basiswiderstände auf 470 k Ω zu vergrößern.

Einfacher Taschenempfänger

Bei der Realisierung eines Miniaturempfängers ist ein Problem die Stromversorgung, weil Batterien den größten Teil des Gehäusevolumens beanspruchen. Daher ist es günstig, wenn die Schaltung für eine niedrige Batteriespannung dimensioniert wird, weil dann das Batterievolumen gering bleibt. Bild 2 zeigt eine auf diese Weise dimensionierte Schaltung für einen einfachen Taschenempfänger, wobei ein 1,5-V-Element (Gnombatterie oder ein Element einer 3-V-Stabbatterie) zur Stromversorgung ausreicht.

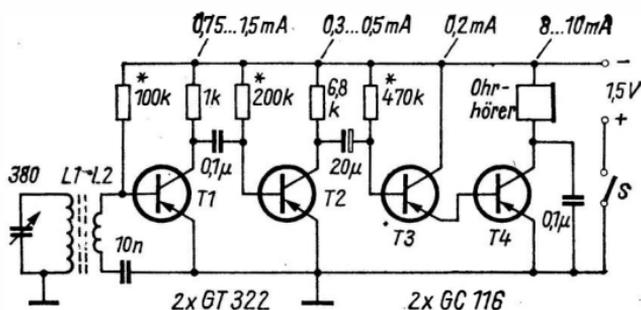


Bild 2 Einfacher Taschenempfänger mit niedriger Batteriespannung [2]

In der Schaltung mit 4 Transistoren ist T1 der HF-Verstärker. Mit T2 erfolgt die Demodulation der verstärkten HF-Spannung. T3 und T4 bilden den zweistufigen NF-Verstärker, wobei zur Wiedergabe ein Ohrhörer eingesetzt wird. Entsprechend den verwendeten Transistoren müssen eventuell die angegebenen Basiswiderstände (mit Stern gekennzeichnet) verändert werden, um die angegebenen Kollektorströme zu erreichen. Für den Schwingkreis ist der flache Antennenstab (60 mm × 13 mm × 3 mm) zu empfehlen oder ein gekürzter runder Antennenstab von 8 bis 10 mm Durchmesser. Für den Mittelwellenbereich hat L1 – 80 bis 90 Wdg., 0,2-mm-CuLS, L2 – 7 bis 8 Wdg., 0,2-mm-CuLS. Bei Langwelle ist L1 – etwa 270 Wdg., 0,1-mm-CuLS, L2 – 20 Wdg., 0,1-mm-CuLS. Die Schaltung kann bequem auf einer kleinen Leiterplatte aufgebaut werden, an die dann nur der Schwingkreis der Ohrhörer, die Batterie und der Schalter S anzuschließen sind.

Taschenempfänger mit MOSFET

Einfache Empfängerschaltungen haben meist nur einen HF-Schwingkreis und dadurch nur eine geringe Selektivität. Bei Einsatz von Halbleiterdioden (Detektorempfänger) oder von bipolaren Transistoren erfolgt noch eine zusätzliche Bedämpfung des HF-Kreises, so daß die Selektivität noch geringer wird. Der bipolare Transistor hat einen niederohmigen Eingangswiderstand, der parallel zum Schwingkreis wirksam wird. Aus diesem Grund liegt der Schwingkreis über eine Koppelwicklung am Transistoreingang (siehe z. B. L2 in Bild 2). Günstiger gestalten lassen sich die Anpassungsverhältnisse, wenn man einen unipolaren Transistor (MOSFET oder FET) im HF-

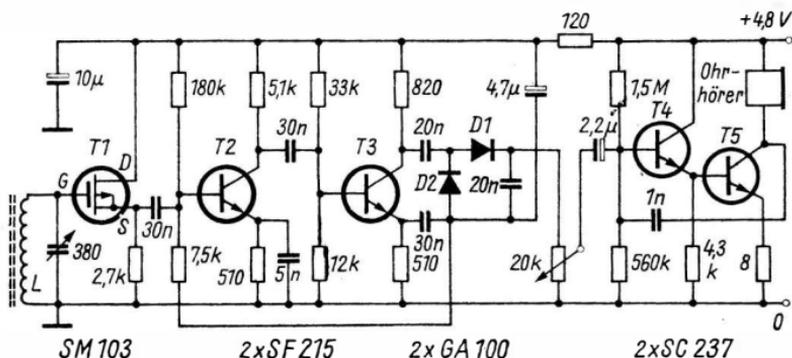


Bild 3 Taschenempfänger mit MOSFET-Eingang [3]

Verstärkereingang vorsieht. Unipolare Transistoren haben einen sehr hohen Eingangswiderstand, so daß der HF-Schwingkreis wenig bedämpft wird.

In der Schaltung (Bild 3) bilden die Transistoren T1 bis T3 den HF-Verstärker, der Demodulator arbeitet mit den Dioden D1/D2 in Spannungsverdopplerschaltung. Der zweistufige NF-Verstärker ist für den Betrieb mit einem Ohrhörer ausgelegt. Der MOSFET im Eingang (T1) arbeitet in Drainschaltung, so daß diese Stufe gleich als Impedanzwandler wirkt. Am Gate wird durch den hochohmigen Eingang der Schwingkreis nicht bedämpft. Der niederohmige Ausgang an der Source-Elektrode von T1 erlaubt es, den bipolaren Transistor T2 direkt anzukoppeln. Zur Verbesserung der Empfangseigenschaften wird an der Demodulatorschaltung eine Regelspannung entnommen, die sich an der Basis von T2 auswirkt (automatische Verstärkungsregelung). P2 ist der NF-Lautstärkereglер. Da die Stromaufnahme der Schaltung durch die eingesetzten Siliziumtransistoren gering ist (etwa 6 mA), kann man 4 kleine runde Knopfzellen (NiCd, 1,2 V – 50 mA) zur Stromversorgung einsetzen. Für die Spule L verwendet man einen kurzen Ferritstab (8 mm Durchmesser, etwa 40 mm lang), auf den man etwa 80 Wdg. HF-Litze aufbringt.

Einfache Mischpultschaltungen

Hat man einen NF-Verstärker zur Verfügung und mehrere NF-Spannungsquellen (Radio, Magnetbandgerät, Plattenspieler, Mikrofon usw.), so ist eine Programmgestaltung damit umständlich, wenn man erst immer NF-Stecker umstecken muß. Einfacher geht es mit einem NF-Mischpult, bei dem man jede vorhandene NF-Spannungsquelle anschließen kann und jede einen eigenen Lautstärkereglер hat. Bei der Programmgestaltung kann man dann alle NF-Spannungsquellen auf 0 regeln und eine beliebige zur Wiedergabe aufregeln. So ist der mühelose Übergang zwischen beliebigen NF-Spannungsquellen möglich.

Die einfachste Schaltung dafür zeigt Bild 4a, die als passives Mischpult bezeichnet wird, weil keine verstärkenden Bauelemente vorhanden sind. Voraussetzung ist nur, daß der NF-Verstärker schon mit sehr kleinen NF-Signalen angesteuert werden kann. An die NF-Eingangsbuchsen schließt man das dynamische Mikrofon (I), den Diodenausgang des Rundfunkempfängers (II), den Ausgang des Magnetbandgeräts (III) und den Ausgang des Plattenspielers (IV) an. Der NF-Ausgang (V) wird mit dem Eingang des NF-Verstärkers verbunden. Als Lautstärkereglер eignen sich Drehpotentiometer oder die Schieberegler-Ausführung.

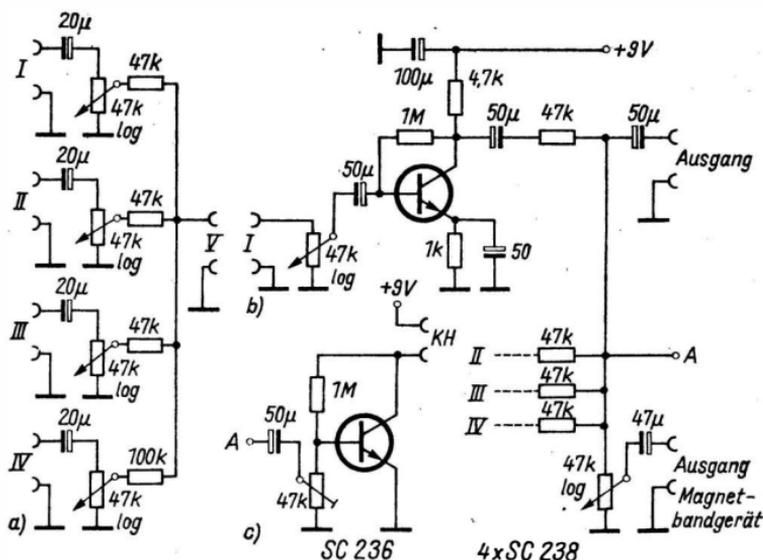


Bild 4 Schaltungen für einfache NF-Mischpulte; a - passives Mischpult, b - Mischpult mit Vorverstärker, c - Kontrollverstärker für Magnetbandaufnahmen [4]

In Bild 4b hat jeder NF-Kanal einen Transistor zur Vorverstärkung, wenn der nachgeschaltete NF-Verstärker unempfindlicher ist. Außerdem wird ein regelbarer Ausgang vorgesehen, um mit dem Magnetbandgerät Aufnahmen durchführen zu können. Am Punkt A kann man die Kopfhörer-Verstärkerstufe (Bild 4c) anschließen, wenn man die Magnetbandaufnahme mithören will, ohne daß der angeschlossene NF-Verstärker in Betrieb ist. Da die Schaltung nur einen kleinen Strombedarf hat, kann man die Stromversorgung aus 2 Flachbatterien 4,5 V in Reihenschaltung entnehmen. Die Lautstärkereglere können wieder Drehregler oder Schieberegler sein. Der Aufbau erfolgt in einem pultförmigen Gehäuse. Auf der Frontplatte befinden sich die Lautstärkereglere, an der Rückwand die NF-Buchsen. Dadurch ist ein übersichtliches Arbeiten möglich.

Durchgangsprüfer

Für die Durchgangsprüfung an Bauelementen, Leitungen usw. verwendet man einen Durchgangsprüfer. Die einfachste Möglichkeit einen Durchgangsprüfer zu realisieren, ist die Verwendung einer Batterie und einer Skalenlampe in Reihenschaltung (s. die Schaltung für

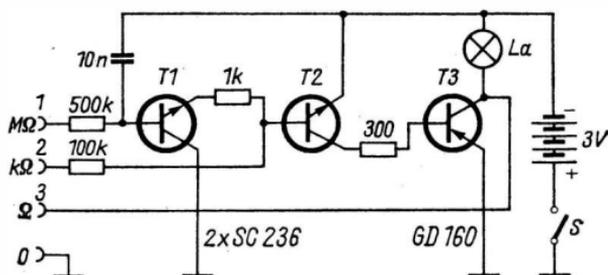


Bild 5 Stromlaufplan eines Durchgangsprüfers mit Lampenanzeige [5]

den Ohm-Bereich in Bild 5). Damit lassen sich niederohmige Stromwege überprüfen. Als Durchgangsprüfer bezeichnet man aber auch einfache Ohmmeter, wobei der Zeigerausschlag eines Meßwerks den Durchgangswiderstand anzeigt. Will man das teure Meßwerk umgehen, so bietet Bild 5 eine geeignete Schaltung, bei der das Aufleuchten einer Skalenlampe (2,5 bis 3,5 V/0,2 A) den Durchgangswiderstand anzeigt.

Je hochohmiger der zu untersuchende Durchgangswiderstand ist, um so stromempfindlicher muß die Anzeigeschaltung sein. Dazu wird die Stromverstärkung von Transistoren ausgenutzt. Im Ohm-Bereich (Buchsen 3 – 0) wird nur die Lampe und die Batterie zur Anzeige benötigt. Eine Anzeigerkennung ist bis etwa 20 Ω möglich. Die Transistoren T2/T3 arbeiten im Kiloohm-Bereich (Buchsen 2 – 0), die Stromempfindlichkeit beträgt etwa 20 μA , so daß eine Anzeige bis etwa 100 k Ω zu erkennen ist. Die geringste Stromempfindlichkeit (kleiner 1 μA) ist im Megaohm-Bereich (Buchsen 1 – 0) vorhanden, so daß eine Erkennung des Durchgangswiderstands bis etwa 25 M Ω möglich wird.

Einfacher Signalverfolger

Beim Eigenbau von Rundfunkempfängern kommt es beim Anfänger vor, daß das Gerät auf Anhieb nicht funktioniert. Eine schnelle Suche des Fehlers ermöglicht ein Signalverfolger. Bild 6 zeigt den Stromlaufplan eines einfachen Signalverfolgers, der aus einem zwei-stufigen NF-Verstärker mit Kopfhörerausgang besteht und neben dem NF-Eingang auch einen HF-Eingang mit Demodulationsschaltung aufweist. Damit können sowohl modulierte HF-Signale als auch NF-Signale in einem Empfänger verfolgt werden. Der Aufbau ist unproblematisch. Für die Lautstärkeregelung benutzt man das

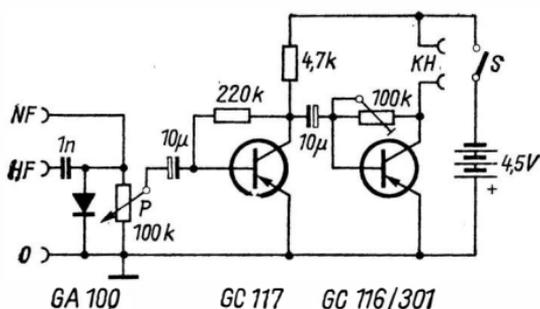


Bild 6
Schaltung eines einfachen
Signalverfolgers [6]

Potentiometer P, um dessen Drehknopf eine Rundskale gezeichnet werden sollte, um die Stellung schnell erkennen zu können.

Zur Signalverfolgung an einem zu untersuchenden Empfänger verbindet man den Masseanschluß («0») mit dem Massepotential des Empfängers. An die Eingangsbuchse des Signalverfolgers («HF») schließt man eine Prüfschnur mit Tastspitze an. Man beginnt am heißen Ende des Eingangsschwingkreises, das man mit der Tastspitze berührt. Mit dem Drehkondensator wird ein Sender eingestellt. Durch die Demodulation im Eingang des Signalverfolgers kann man die Modulation des Senders hören. Danach tastet man die weiteren HF- und ZF-Stufen des Empfängers ab. Nach jedem Verstärker-Bau-element (Röhre, Transistor) muß die Lautstärke größer werden, so daß der Lautstärkereger des Signalverfolgers zurückzudrehen ist.

Nach der Demodulationsstufe des Empfängers steckt man die Prüfschnur in die Buchse «NF» um und setzt die Überprüfung bis zum Lautsprecher fort. Bleibt das Signal aus oder wird es schwächer, so ist an der davorliegenden Verstärkerstufe des Empfängers etwas nicht in Ordnung. Auf diese Weise kann mit dem Signalverfolger ein Fehler in einem Empfänger sehr schnell eingekreist und ermittelt werden.

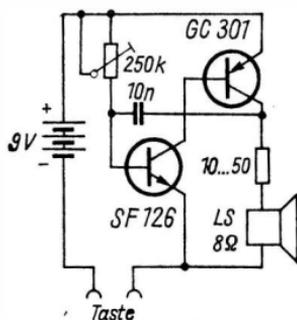


Bild 7
Stromlaufplan für ein Morseübungsgerät [7]

Morseübungsgerät

Beim Erlernen des Morsens wird eine Tonfrequenz im Bereich 800 bis 1000 Hz getastet, und die gegebenen Zeichen werden mit dem Kopfhörer aufgenommen. Für die Erzeugung der Tonfrequenz gibt es vielfältige Schaltungsmöglichkeiten. Bild 7 zeigt die Schaltung eines komplementären Multivibrators, der einen npn- und einen pnp-Transistor erfordert. Mit dem Einstellregler kann die Tonhöhe variiert werden. An Stelle des Lautsprechers läßt sich auch eine niederohmige Telefonhörer kapsel verwenden. Die Stromverstärkung der Transistoren muß nicht sehr groß sein, es genügen Werte um 50.

Elektronische Sicherung

In kurzschlußgefährdeten Halbleiterschaltungen kann man in den meisten Fällen keine Schmelzsicherungen einsetzen. Diese sprechen trotz der Bezeichnung «fink» zu spät an, so daß die Halbleiterbauelemente meist schon eher defekt sind. In solchen Fällen muß man elektronische Sicherungsschaltungen einsetzen, für die es eine Anzahl Schaltungsvarianten gibt. Die in Bild 8 dargestellte elektronische Sicherung hat den Vorteil, daß sie eine zweipolige Schaltung ohne eigene Stromversorgung darstellt, so daß sie bei beliebigen, ab-

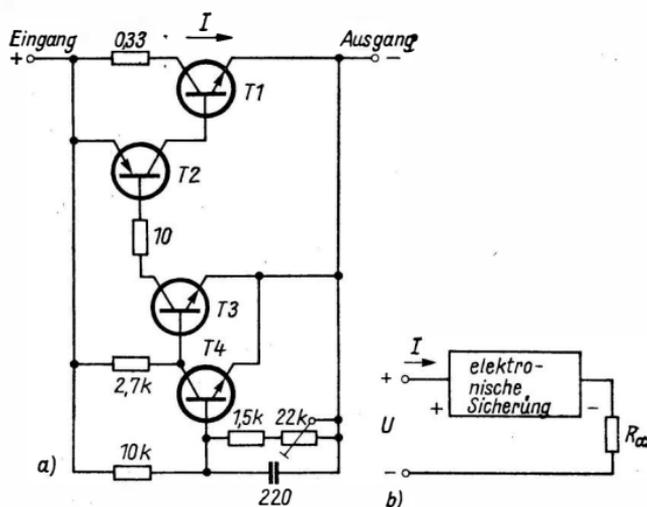


Bild 8 Stromlaufplan für eine elektronische Sicherung (a), Einfügung der elektronischen Sicherung in den Stromkreis (b) [8]

zusichernden Schaltungen schnell eingesetzt werden kann. Mit der angegebenen Dimensionierung läßt sich mit dem Einstellregler der Abschalt-Strombereich von 0,5 A bis 4 A bei einem Gleichspannungsbereich von 6 V bis 60 V einstellen. Für diese Schaltung sind folgende Transistoren einzusetzen:

- T1 - KU 605, KU 606, KU 607 (TESLA);
- T2 - KFY 18, KF 517 (TESLA);
- T3 - BC 107, SC 237 (RFT);
- T4 - BC 109, SC 239 (RFT).

Bei kleineren Abschalt-Stromgrößen lassen sich für T1/T2 auch Transistoren kleinerer Verlustleistung einsetzen. Über die Wirkungsweise elektronischer Sicherungen kann sich der Leser in [9] informieren. Da der Widerstand $0,33 \Omega$ eine Belastung von etwa 6 W aushalten muß, ist er aus Widerstandsdraht herzustellen.

Elektronische Sirene

Für akustische Signale eignen sich wegen der besseren Hörbarkeit sirenenartige Töne. Üblicherweise werden diese mit zwei verkoppelten Multivibratoren erzeugt, wobei der erste eine Tonfrequenz im Bereich weniger Hertz, der andere eine bei etwa 800 bis 1000 Hz erzeugt. In der Schaltung nach Bild 9 besteht die Steuerschaltung (T1) für den Multivibrator aus einem RC-Generator mit dreigliedriger Phasenkette, der die sehr niedrige Frequenz erzeugt. Der Multivibrator (T2/T3) ist für eine Frequenz von etwa 1000-Hz ausgelegt.

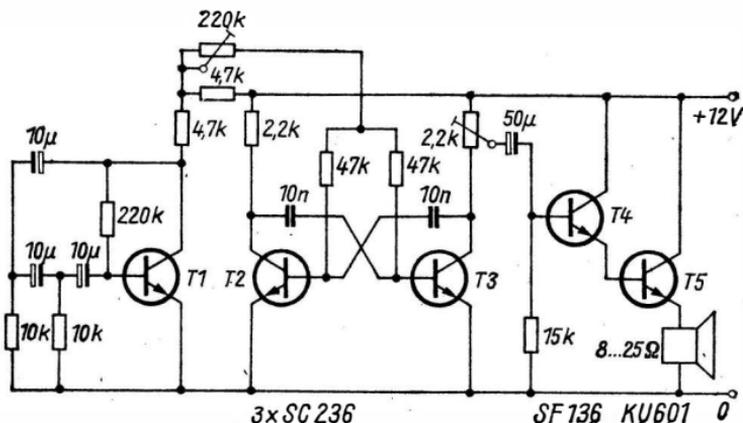


Bild 9 Stromlaufplan für eine elektronische Sirene [10]

Da die Steuerschaltung einen sinusförmigen, sehr niedrigen Ton erzeugt, ergibt der Multivibrator einen auf- und abschwellenden Ton wie bei einer elektromechanischen Sirene.

Der anschließende NF-Verstärker wird durch die angewendete *Darlington*-Schaltung sehr einfach. Da die Stromaufnahme bei voller Aussteuerung etwa 1,5 A ist, muß ein größerer Lautsprecher (10 VA) zur Wiedergabe eingesetzt werden. Für kleinere Ausgangsleistungen kann man auch einen anderen NF-Verstärker kleinerer Leistung vorsehen.

Transverter für Leuchtstofflampen

Leuchtstofflampen haben den Vorteil, daß sie bei gleicher Leistungsaufnahme gegenüber Glühlampen eine wesentlich höhere Lichtausbeute (Leuchtstofflampe etwa 50 lm/W, Glühlampe etwa 15 lm/W) haben. Das wirkt sich besonders günstig aus, wenn man Batterien zur Stromversorgung einsetzen muß (Camping, Boot, Wohnwagen). Mit einem Transverter muß nur die Batteriespannung auf die für Niederdruck-Entladungslampen (Leuchtstofflampe) erforderliche Wechselspannung (220 V) umgesetzt werden. Eine geeignete Leuchtstofflampe ist der 8-W-Typ, das Glasrohr hat einen Durchmesser von 16 mm und eine Länge von 288 mm.

Bild 10 zeigt den Stromlaufplan des Transverters für eine Batteriespannung von 12 V. Als Kern für den Transverter-Transformator kann man ein Stück Ferrit-Antennenstab (10 mm Durchmesser etwa 60 mm lang) verwenden. Die Windungszahlen sind:

- n_1 - 25 Wdg., 0,5-mm-CuL,
- n_2 - 16 Wdg., 0,5-mm-CuL,
- n_3 - 450 Wdg., 0,3-mm-CuL,
- n_4 - 25 Wdg., 0,3-mm-CuL.

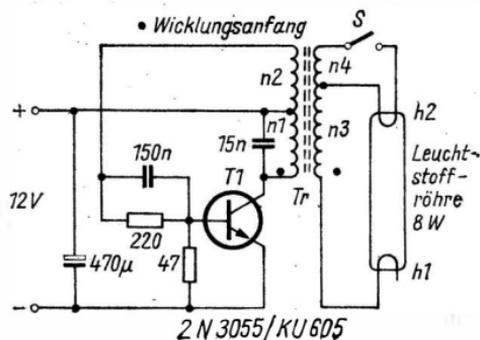


Bild 10
Transverterschaltung für den Betrieb einer kleinen, staubförmigen Leuchtstofflampe (8-W-Typ) [11]

Auf den Ferritstab bringt man eine Lage Isolierband auf für eine Wickelbreite von etwa 42 mm. Dann folgt n_3 als erste Wicklung, danach n_4 . Nach einer weiteren Isolierschicht folgen n_1 und n_2 .

Beim Einschalten ist der Schalter S geschlossen, damit die Leuchtstofflampen-Elektrode h_2 aufgeheizt wird. Wenn dann die Leuchtstofflampe einige Minuten brennt, kann der Schalter S geöffnet werden. Für andere Batteriespannungen findet der Leser in [12] Berechnungsunterlagen für Transverter.

Literatur

- [1] Hangszóros vétel - diódás vevőkkel, Radiotechnika/Ungarn, Heft 2/1977, Seite 94
- [2] Bulytsch, W. I.: Der junge Radiokonstrukteur, Verlag DOSAAF, Moskau 1976, Seite 42 bis 44
- [3] Zakow, M.: Miniatur-Radioempfänger, Radio-Fernsehen-Elektronik/Bulgarien, Heft 5/1977, Seite 3/4
- [4] Wirsum, S.: Mischpulte und Mischpultmodule, RPB Band 335, Franzis-Verlag, München 1974
- [5] Grabowski, M.: Transistorisierter Prüfer für elektrischen Durchgang, Radioamator/Polen, Heft 2/1977, Seite 48 und 52
- [6] Mitró, J./Kamocsai, I.: Hobby mit Elektronik, Verlag Gondolat, Budapest 1977
- [7] Morsegenerator, Tehnium/Rumänien, Heft 1/1977, Seite 22 (Reprint aus «Ezermester»/Ungarn)
- [8] Weselinow, I.: Regelbare elektronische Sicherung, Radio-Fernsehen-Elektronik/Bulgarien, Heft 2/1977, Seite 29/30 (Reprint aus «DC Power Supply», Hewlett-Packard)
- [9] Jakubaschk, H.: Das große Elektronikbastelbuch, 4. Auflage, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1974
- [10] Kalás, L.: Elektronik um uns, Amaterske Radio/ČSSR, Heft B2/1977, Seite 69 (Reprint aus «Le Haut Parleur», Nr. 1561/1976)
- [11] Birkhoff, W.: Vakantie-TL, Radio Bulletin/Holland, Heft 4/1977, Seite 129 bis 132
- [12] Streng, K. K.: abc der Stromversorgungstechnik, Militärverlag der DDR, Berlin 1972

Der Siliziumtransistor – vorteilhaftes Bauelement auch für den Bastler

Ing. Dieter Müller

Häufig werden noch für elektronische Schaltungen Germaniumtransistoren als aktive Bauelemente verwendet. Das hat seine Berechtigung, da sich bei vielen Bastlern noch größere Bestände an Ge-Transistoren befinden, die durch Aussonderung älterer Geräte und Lagerbestände der Industrie auf dem Weg über die Bastlerbedarfsgeschäfte ständig wieder aufgefüllt werden. Abgesehen von wenigen Speziialschaltungen und solchen Fällen, bei denen andere, passive Bauelemente aus Gründen der Anpassung bestimmte Ge-Transistoren erfordern, wie z.B. bei ZF-Filtern und anderen HF-Übertragern von Empfängern, oder wenn man aus Kostengründen, z. B. bei Leistungs-
transistoren, Ge-Typen einsetzen möchte, ist die Verwendung von Si-Transistoren zweckmäßiger. Auch beim Nachbau von Schaltungen mit Ge-Transistorbestückung lassen sich bei Beachtung ihrer spezifischen Eigenschaften Si-Transistoren mit Erfolg verwenden. Häufig wird sich die Schaltung dabei vereinfachen und die Anzahl der Bauelemente verringern.

Besonderheiten von Schaltungen mit Siliziumtransistoren

Siliziumtransistoren sind überwiegend (auch die in der DDR hergestellten Typen) vom npn-Leitungstyp, die eine positive Kollektorbetriebsspannung benötigen. Ge-Transistoren sind meist (die DDR-Typen sämtlich) vom pnp-Leitungstyp. Sie benötigen eine negative Kollektorbetriebsspannung. Es liegt nahe, bei Schaltungen mit Ge-Transistoren den Pluspol der Speisespannungsquelle als Bezugspotential (Masse) zu verwenden und bei Si-Transistoren den Minuspol. Die Schaltungsart mit dem Minuspol als Bezugspotential ist in der Technik weit verbreitet. Sie ist z.B. bei fast allen elektrischen Anlagen in Fahrzeugen zu finden. Es gibt daher eine große Anzahl auch von industriellen Schaltungen mit pnp-Transistoren, bei denen der Minuspol das Bezugspotential darstellt.

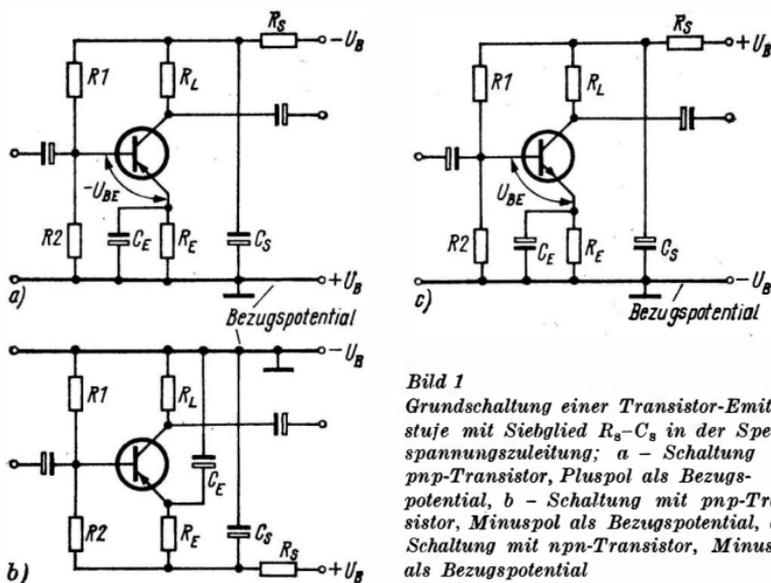


Bild 1
 Grundsaltung einer Transistor-Emitterstufe mit Siebglied R_S-C_S in der Speisespannungszuleitung; a - Schaltung mit pnp-Transistor, Pluspol als Bezugspotential, b - Schaltung mit pnp-Transistor, Minuspol als Bezugspotential, c - Schaltung mit npn-Transistor, Minuspol als Bezugspotential

Bild 1 zeigt diese drei Varianten am Beispiel einer einfachen Emitterstufe mit einem Entkoppelglied C_S-R_S in der Speisespannungszuleitung. Bild 1a gibt die Schaltung mit pnp- (Ge-) Transistor und Pluspol als Bezugspotential wieder. Die Schaltungsart ist übersichtlich. Sie wird deshalb gern von Bastlern benutzt, und man findet sie sowohl in älteren industriellen Transistorempfängern als auch in neueren Taschenempfängern (z. B. *Sternchen*, *Mikki*, *Kosmos*, *T 100 Rema T6*, *Spatz-Baby*). Der Nachteil besteht jedoch darin, daß der Anschluß an eine Autobatterie nicht ohne weiteres möglich ist und daß die Entkoppelkondensatoren (C_E und C_S), überwiegend Elektrolytkondensatoren, mit ihrem Pluspol auf Masse liegen, während ihr Gehäuse Spannung führt.

Bei Anwendung der Schaltungsart nach Bild 1b werden beide Nachteile vermieden. Trotz des Einsatzes von pnp-Ge-Transistoren wird der Minuspol als (wechselstrommäßiges) Bezugspotential benutzt. Die Entkoppelkondensatoren liegen mit ihrem Gehäuse (Minuspol) auf Masse. Nahezu alle neueren Transistorempfänger ab *Stern 3/Stern 4* sind nach diesem Prinzip aufgebaut. Von Nachteil ist, daß die Emitter der Transistoren gleichspannungsmäßig «hoch» liegen. Bei Spannungsmessungen an den Transistoranschlüssen kann man das Meßinstrument nicht einseitig an Masse anschließen, sondern es muß mit dem Pluspol der Speisespannung verbunden werden, möglichst noch «hinter» dem entsprechenden Siebwiderstand R_S . Bei

den Bastlern ist diese Schaltungsart nicht besonders beliebt, und sie eignet sich auch wenig für Anfänger.

Diese Nachteile werden durch die Schaltung mit npn-Si-Transistoren und Minuspol als Bezugspotential vermieden (Bild 1c). Die Schaltung ist übersichtlich. Die Entkoppelkondensatoren (auch die Siebkondensatoren eines eventuell vorhandenen Netzteiles) liegen mit ihrem Gehäuse auf Masse. Der Anschluß an eine Fahrzeugbatterie ist möglich.

Ein weiterer Vorteil der Si-Transistoren ergibt sich aus dem sehr kleinen Kollektorreststrom. Schließt man einen Ge-Transistor entsprechend Bild 2a ohne den Widerstand R_{BE} an eine Spannung von etwa 6 V an, so fließt ein Kollektorreststrom I_{CEO} , der Werte bis zu mehreren 100 μA annehmen kann. Erst durch das Parallelschalten eines Widerstands R_{BE} von etwa 1 k Ω zur Basis-Emitter-Strecke des Transistors wird dieser Strom auf Werte um 100 μA herabgesetzt. Bei einer entsprechenden Messung an Si-Transistoren (Bild 2b) wird man auch bei Basteltransistoren für I_{CEO} kaum einige Mikroampere feststellen können. Der Widerstand R_{BE} ist zur Herabsetzung des Reststroms nicht erforderlich.

Berücksichtigt man, daß Si-npn-Transistoren durchschnittlich eine 5- bis 10fach höhere Stromverstärkung B als Ge-Transistoren aufweisen und die Grenzfrequenz aller Typen über 100 MHz, mindestens über 50 MHz liegt, so ergeben sich für Si-Transistoren vielfältige Einsatzmöglichkeiten.

Bei Ge-Transistoren sind Schaltungen zur Einstellung des Arbeitspunkts ähnlich Bild 1a üblich. Auf Si-npn-Transistoren angewendet, ergäbe sich eine Schaltung nach Bild 1c. Da bei Si-Transistoren eine höhere Basis-Emitter-Spannung (0,6 bis 0,7 V) U_{BE} erforderlich ist als bei Ge-Transistoren (0,2 bis 0,3 V), damit ein Kollektorstrom von einigen Milliampere fließt, muß der Widerstand R_2 gegenüber einer entsprechenden Ge-Transistorschaltung etwas vergrößert werden. Insgesamt kann man den gesamten Spannungsteiler R_1-R_2 wegen des kleineren Rest- und des kleineren Basisstroms hochohmiger auslegen. Auf Grund der höheren B -Werte ergibt sich gegenüber gleichartigen Schaltungen mit Ge-Transistoren meist eine höhere Spannungsver-

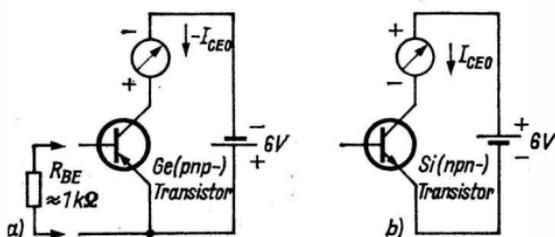


Bild 2
Schaltungen zur Messung des Kollektorreststroms; a - an einem Germanium-pnp-Transistor, b - an einem Silizium-npn-Transistor

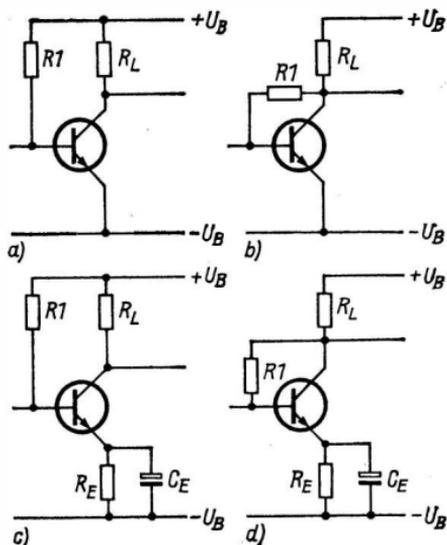


Bild 3
Schaltungen zur Arbeitspunkteinstellung, vorwiegend für Siliziumtransistoren geeignet; a - mit Basisvorwiderstand R_1 , b - mit Basisvorwiderstand R_1 und Gleichstromgegenkopplung über R_L - R_1 , c und d - Schaltungen entsprechend Bild 3a und Bild 3b, jedoch mit zusätzlicher Emittterkombination

stärkung der Stufen. Unter Umständen kann der Emittterkondensator C_E weggelassen werden. Die Spannungsverstärkung V_u der Stufe ergibt sich dann angenähert aus

$$V_u \approx \frac{R_L}{R_E}.$$

Wegen der kleinen Restströme können auch sehr einfache Schaltungen zur Arbeitspunkteinstellung angewendet werden. Den geringsten Aufwand bei hoher Stufenverstärkung bietet die Schaltung nach Bild 3a. R_1 läßt sich überschlägig nach der Gleichung

$$R_1 \approx \frac{U_B}{I_C} \cdot B$$

bestimmen.

Eine höhere Temperaturstabilität garantiert die Schaltung nach Bild 3b, R_1 ergibt sich näherungsweise aus

$$R_1 \approx \left(\frac{U_B}{I_C} R_L \right) \cdot B [1].$$

Voraussetzung ist, daß über R_L ein nennenswerter Spannungsabfall auftritt (mindestens 1/5 bis 1/4 der Betriebsspannung). Die Spannungsverstärkung der Stufe wird durch diese Gegenkopplung theoretisch nicht verringert, wohl aber die Stromverstärkung und der Eingangswiderstand. Ein kleinerer Eingangswiderstand ergibt aber

im Zusammenhang mit einer vorangehenden Signalquelle mit nicht sehr kleinem Innenwiderstand ein kleineres Ausgangssignal. In die Schaltungen nach Bild 3a und Bild 3b können zur Stabilisierung auch Emitterwiderstände eingefügt werden (Bild 3c und Bild 3d). Es ergeben sich dann kleinere Werte für R_1 . Verwendet man keine Überbrückungskondensatoren C_E , so ergibt sich eine zusätzliche Seriengegenkopplung mit einer resultierenden Spannungsverstärkung V_u von

$$V_u \approx \frac{R_L}{R_E}.$$

Da die Schaltungen auch ohne R_E hinreichend stabil sind, kann R_E in relativ weiten Grenzen frei gewählt werden, um z. B. einen bestimmten Verstärkungsgrad einzustellen.

Auf Grund der hohen B -Werte der Si-Transistoren kann R_1 Werte bis zu einigen Megaohm annehmen.

Durch die kleinen Basis- und Restströme ist die Gleichstromkopplung bei Si-Transistoren unproblematischer als bei Ge-Typen. Schaltungen mit direkter Kopplung von Si-Transistoren sind daher weit verbreitet, in höchster Vollendung bei den integrierten Schaltkreisen.

Schaltungen mit Siliziumtransistoren

Der Beitrag [2] im *Elektronischen Jahrbuch 1978* zeigte einige Schaltungen mit Germanium- und auch mit Siliziumtransistoren, in der Mehrzahl aus dem Gebiet der NF-Verstärker. Die Schaltbeispiele des vorliegenden Beitrags entstammen überwiegend den Gebieten der Meßtechnik und allgemeinen Elektronik, sie sind ausschließlich mit Siliziumtransistoren bestückt.

Einfacher NF-Generator

Bild 4 zeigt die Schaltung eines NF-Generators einfachster Art ähnlich [3]. Die phasendrehende Rückkopplung vom Kollektor zur Basis des Transistors erfolgt über eine RC -Kette. Mit einem der Widerstände (R_1), der als Drehwiderstand ausgeführt ist, kann die Frequenz in gewissen Grenzen verändert werden, wobei sich eine Frequenzabhängigkeit der Ausgangsspannung nicht vermeiden läßt. Der dritte Widerstand der Kette wird durch den Eingangswiderstand des Transistors gebildet. Seine Stromverstärkung muß außergewöhnlich groß sein ($B > 300$). Hierfür kommen u. a. die Transistoren *SC 206* und *SF 136*, Gruppe F und E in Frage. Durch entsprechende Wahl

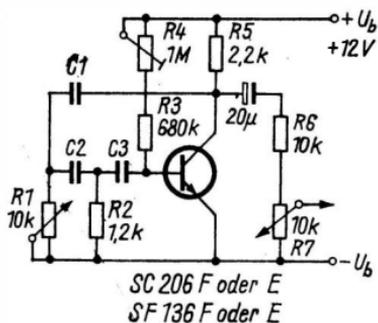


Bild 4
Schaltung eines einfachen RC-
NF-Generators mit kleinem Ab-
stimmbereich

der Kapazitätswerte von $C1...C3$ kann der gewünschte Frequenzbereich festgelegt werden. Die nachfolgende Aufstellung gibt dafür einige Richtwerte an.

$C1 = C2 = C3$ in nF	f_u in Hz	f_0 in Hz
330	32	56
100	110	180
15	680	1150
3,3	3000	5000
2,2	8000	14000

Mit einem geeigneten Schalter wahlweise zugeschaltete Kapazitäten würden es gestatten, dem Generator NF-Spannungen in mehreren Frequenzbereichen zu entnehmen. Mit $R4$ wird der Arbeitspunkt des Transistors so eingestellt, daß er sicher schwingt. Die Ausgangsspannung kann mit $R7$ verändert werden.

Lichtschranke

Bild 5 zeigt die Schaltung einer empfindlichen Lichtschranke ähnlich [4]. Die spezifischen Eigenschaften der Si-Transistoren erlauben eine sehr einfache Schaltung. Diese spricht nur auf relativ schnelle Helligkeitsänderungen an. Im Ruhezustand wird über $R3$ in die Basis von T1 ein so großer Strom eingespeist, daß T1 voll durchsteuert. Die Stromverstärkung von T1 muß deshalb größer sein als das Verhältnis von $R3/R4$, im vorliegenden Fall etwa 100. Die Spannung am Kollektor von T1 geht dann auf etwa 0,4 V zurück. Da ein Si-Transistor an der Basis mindestens 0,6 V benötigt, damit ein Kollektorstrom fließt, wird T2 gesperrt. T3 wird dadurch über $R5$ bis zur Sättigung aufgesteuert, was ähnlich wie bei T2 zur Sperrung von T4 führt.

Normal ist der Fotowiderstand F1 beleuchtet und damit relativ niederohmig. Tritt eine Verdunkelung ein, steigt der Widerstand von

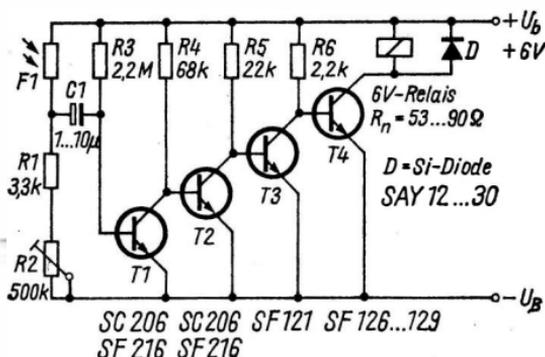


Bild 5
Schaltung einer empfindlichen Lichtschranke für relativ schnelle Beleuchtungsänderungen

F1 stark an. Es entsteht ein negativer Impuls am Punkt P, der durch C1 auf die Basis von T1 übertragen wird, T1 sperrt, wodurch T2 aufgesteuert wird, was zur Sperrung von T3 führt. Das führt wiederum zur Aussteuerung von T4. Das Relais im Kollektorkreis zieht an. Die Empfindlichkeit der Schaltung kann mit R2 in weiten Grenzen eingestellt werden. Bei sehr großem B-Wert von T1 ist R3 gegebenenfalls zu vergrößern und insbesondere dann zu verkleinern, wenn T1 infolge eines zu kleinen B-Werts nicht voll durchgesteuert wird. Mit C1 läßt sich die Geschwindigkeit der Beleuchtungsänderungen variieren, auf die die Schaltung anspricht.

Ausfallsicherung für Kontrolllampen

Ähnlich wie in der Schaltung Bild 5 werden die speziellen Eigenschaften der Si-Transistoren (hohe Steuer- und niedrige Restspannung) bei einer Schaltung, die den Ausfall einer wichtigen Kontrolllampe

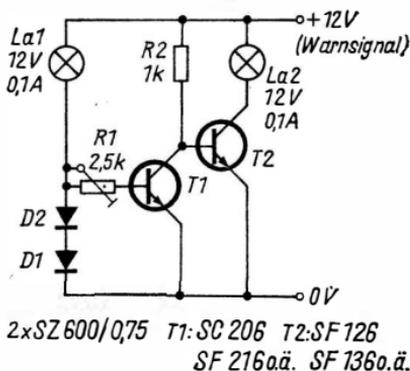


Bild 6
Schaltung zur Signalisierung des Ausfalls einer wichtigen Kontrolllampe

z.B. signalisieren soll (Bild 6), ausgenutzt. La1 sei eine Warnlampe, z.B. für zu niedrigen Öldruck im Kraftfahrzeug, deren Funktion in jedem Fall gewährleistet sein muß. Liegt im Störfall die Spannung von 12 V an, fließt der Lampenstrom durch die Reihenschaltung der Si-Dioden D1 und D2 und erzeugt an diesen einen Spannungsabfall von etwa 1,5 V. Mit R1 wird der Basisstrom von T1 so eingestellt, daß der Transistor sicher bis zur Sättigung durchsteuert und seine Kollektorspannung auf etwa 0,4 V absinkt. T2 wird dadurch gesperrt. Brennt La1 durch, so bleibt T1 gesperrt. Über R2 wird T2 aufgesteuert, und La2 leuchtet auf. An Stelle von La1 kann auch ein anderes Bauteil auf Stromdurchgang kontrolliert werden. Sein Widerstand sollte so dimensioniert sein, eventuell durch Zusatzwiderstände, daß ein Strom von 10 bis 200 mA fließt. La2 kann gegebenenfalls durch ein 12-V-Relais mit Freilaufdiode (ähnlich Bild 8) ersetzt werden, das einen Alarmbefehl gibt.

Schmitt-Trigger mit Si-Transistoren

Die Schmitt-Trigger-Schaltung stellt einen relativ einfachen Schwellwertschalter dar [7]. Bild 7 zeigt eine entsprechende Schaltung mit Si-Transistoren ähnlich [6]. Die Eingangsspannung U_{B1} an der Basis von T1 sei zunächst 0 V. T1 ist gesperrt. Die Spannung am Kollektor von T1 liegt nur wenig unter der Betriebsspannung von 12 V. Über den Spannungsteiler R3–R4 erhält T2 eine relativ hohe Stetterspannung und wird aufgesteuert. Am gemeinsamen Emittterwiderstand R1 von T1 und T2 tritt ein erheblicher Spannungsabfall U_{R1} von etwa 1 V auf, wodurch T1 sicher gesperrt wird. Steigt die Spannung U_{B1} auf eine Größe, die mindestens der Summe von U_{R1} und der Schwellenspannung von T1 (etwa 0,6 V) entspricht, so beginnt durch T1

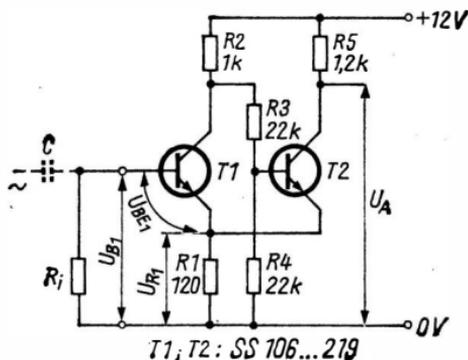


Bild 7
Schmitt-Trigger-Schaltung mit
Si-Transistoren

ein Kollektorstrom zu fließen. Die Kollektorspannung an T1 sinkt und damit auch die Basisspannung an T2, wodurch sich der Kollektorstrom von T2 verringert. Gleichzeitig verkleinert sich der Spannungsabfall an R1, was zur Vergrößerung der wirksamen Steuerungspannung U_{BE} an T1 führt. Das hat ein weiteres Ansteigen des Kollektorstroms von T1 zur Folge und führt zur völligen Sperrung von T2 sowie zur völligen Aufsteuerung von T1.

Beim Absinken der Eingangsspannung U_{B1} tritt der gegenteilige Effekt auf. Das Umschalten bei abfallender Eingangsspannung erfolgt bei einem um einige 100 mV niedrigeren Wert als bei ansteigender (Hysterese). Die Ansprechschwelle der Schaltung liegt bei etwa 1,6 V. Die Größe der Hysteresespannung hängt vom Innenwiderstand R_i der steuernden Spannungsquelle ab. Steigender Quellenwiderstand R_i führt dazu, daß die Hysteresespannung kleiner wird und – wenn sie völlig verschwindet – die Schaltung nicht mehr als Schalter, sondern nur als Verstärker arbeitet. Bei größeren Stromverstärkungswerten von T1 und T2 tritt das erst bei größeren Werten von R_i auf (weit über 10 k Ω). Außerdem ergeben höhere β -Werte kürzere Umschaltzeiten.

Beides kann mit Si-Transistoren besser realisiert werden als mit Ge-Typen. Mit ihrer höheren Grenzfrequenz ist ein weiterer Grund für steile Umschaltflanken gegeben. Führt man der Schaltung über einen Kondensator C eine Sinusspannung von mindestens 1 V zu, kann man dem Ausgang eine Rechteckspannung gleicher Frequenz entnehmen. Mit Si-Transistoren ist diese Funktion bis zu weit höheren Frequenzen möglich als mit einer mit Ge-Transistoren bestückten Schaltung.

Lichtschranke mit Schmitt-Trigger

Bild 8 zeigt die Schaltung einer Lichtschranke mit einem *Schmitt-Trigger* ähnlich Bild 7. Normal fällt Licht auf die Fotodiode FD1, diese ist leitend und erzeugt an $R1 + R2$ einen relativ hohen Spannungsabfall. Die Spannung an der Basis von T1 muß dabei mit $R2$ auf einen so kleinen Wert eingestellt werden, daß T2 sicher gesperrt ist. Die Ansprechschwelle des *Schmitt-Triggers* T2–T3 liegt, begründet durch das Teilverhältnis $R5-R8$, bei etwa 3 V. Solange sich die Spannung am Emitter von T1 unter diesem Wert befindet und die Basisspannung um weitere 0,6 V höher ist, bleibt T2 gesperrt. Wird die Fotodiode verdunkelt, steigt ihr Widerstand an, T1 zieht einen größeren Strom. Die Spannung über $R3$ erreicht die Ansprechschwelle des Triggers. T2 wird leitend, T3 sperrt, wie im vorangegangenen Abschnitt beschrieben. Die Spannung am Kollektor von T3 steigt an.

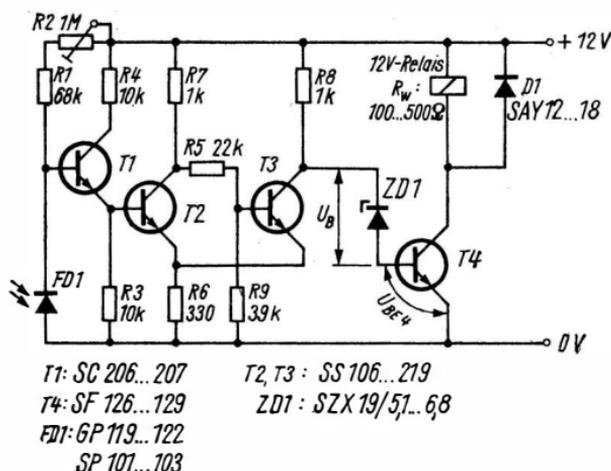


Bild 8 Lichtschranke mit Schmitt-Trigger als Schaltstufe

Durch die Z-Diode ZD1 wird die Kollektorspannung von T3, um die Z-Spannung von 5 bis 7 V verringert, der Basis von T4 zugeführt. Der Basisstrom I_{B4} von T4 ergibt sich dann überschlägig aus

$$I_{B4} \approx \frac{U_B - U_Z - U_{BE4}}{R8}$$

Bei mittleren Werten für U_Z und U_{BE4} stellt sich ein Basisstrom von 5 bis 6 mA ein. Das durch eine Freilaufdiode geschützte Relais im Kollektorkreis von T4 zieht dann sicher an, wenn der B -Wert von T4 ≥ 50 ist. Die Ankopplung von T4 durch eine Z-Diode ist für den Schmitt-Trigger typisch und deshalb erforderlich, weil die Kollektorspannung an T3 auch im leitenden Zustand von T3 immer einen größeren Wert als 1 V hat. Mit dieser Minimalspannung an der Basis wäre T4 ständig aufgesteuert.

Für T1 ist ein Transistor mit großer Stromverstärkung ($B \geq 150$) erforderlich. Der Hellstrom (Strom bei Beleuchtung) durch die Fotodiode kann bei den Siliziumtransistoren SP 101...SP 103 und bei Basteltypen unter Umständen nur einige Mikroampere betragen. Bei Verdunkelung der Diode fließt dieser Strom durch die Basis von T1. Er muß ausreichen, um T1 so weit durchzusteuern, daß der Schmitt-Trigger umkippt. Allgemein haben Ge-Fotodioden (GP 119...GP 122) größere Hellströme als die Si-Fotodioden (SP 101...SP 103), sie weisen aber auch größere Restströme und eine höhere Temperaturabhängigkeit auf. Beim Einsatz von Ge-Fotodioden kann es zweck-

mäßig sein, für R2 einen Einstellregler mit einem Widerstand von $100\text{ k}\Omega$ oder $250\text{ k}\Omega$ zu verwenden. R2 ist in jedem Fall so einzustellen, daß das Relais bei verdunkelter Diode sicher anzieht und bei Beleuchtung sicher abfällt.

Literatur

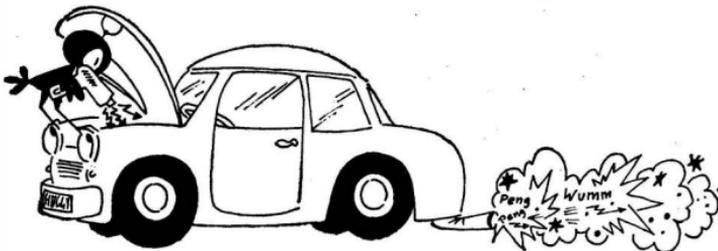
- [1] Herzer, R.: Einige Schaltungsbeispiele für die Arbeitspunkteinstellung bei Transistoren, Funktechnik 20 (1965) Heft 4, Seite 137 bis 138
- [2] Müller, D.: Elektronikschaltungen – nicht nur für den Anfänger, Elektronisches Jahrbuch 1978, Seite 261 bis 276, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1977
- [3] Vajda, J.: Einfacher RC-Generator für Tonfrequenzen, Funktechnik 25 (1970) Heft 24, Seite 973
- [4] Schreiber, H.: Empfindliche Lichtschranke, Funktechnik 31 (1976) Heft 19, Seite 690
- [5] Schlenzig, K.: Lichtempfindliche Halbleiterbauelemente für die Amateurpraxis, Elektronisches Jahrbuch 1973, Seite 192 bis 203, Militärverlag der DDR, Berlin 1972
- [6] Schältbeispiele, Industriemitteilungen Intermetall 1967
- [7] Schiller, H. J.: Transistor-Schmitt-Trigger, radio und fernsehen 10 (1961) Heft 11, Seite 340 bis 342



**Wir klären Begriffe
MISCHPULT**

Die richtige Einstellung der Zündung bei Verbrennungsmotoren ist eine grundsätzliche Voraussetzung für die optimale Ausnutzung des Kraftstoff-Luft-Gemischs. Weiterhin sind Motorleistung und Verschleiß des Kurbeltriebs weitgehend abhängig von dem eingestellten Zündzeitpunkt. Zündzeitpunkt und Schließwinkel sind im wesentlichen die Parameter einer Kfz-Zündanlage, die, bedingt durch Abnutzung des Unterbrecherkontaktes, ständigen Änderungen im Fahrbetrieb unterliegen sowie in zeitlichen Intervallen überprüft und gegebenenfalls korrigiert werden müssen.

In den meisten Fällen erfolgt die Einstellung des Zündzeitpunkts nach einer statischen Meßmethode mit einer parallel zum Unterbrecherkontakt der Zündanlage geschalteten Glühlampe. Bei abgezogenen Kerzensteckern und eingeschalteter Zündung des Kraftfahrzeugs wird die Kurbelwelle von Hand in Laufrichtung gedreht, bis der Unterbrecherkontakt öffnet und dabei die Lampe leuchtet. Da beim Öffnen des Unterbrecherkontakts die auf der Primärseite der Zündspule entstehende Spannungsspitze in der Sekundärseite auf die erforderliche Zündspannung transformiert wird, ist der Zündzeitpunkt identisch mit dem Zeitpunkt bei Aufleuchten der Lampe. Die Stellung der Kurbelwelle entspricht also bei Abhebung des Unterbrecherkontakts dem Zündzeitpunkt.



Da besonders bei Viertaktmotoren zum Erzielen der optimalen Motorleistung eine drehzahlproportionale Zündzeitpunktverschiebung durch eingebaute Fliehkraftregler und Unterdruckdosen erfolgt, läßt sich diese Methode zur Kontrolle und Einstellung des Zündzeitpunkts im Arbeitsdrehzahlbereich von Motoren nicht anwenden. Da Prüf- bzw. Meßgeräte, mit denen eine dynamische Messung des Zündzeitpunkts möglich ist, nicht im Handel angeboten werden, wird eine erprobte Schaltung beschrieben, die sich relativ problemlos nachbauen und mit einfachen Mitteln eichen läßt.

Meßprinzip

Entsprechend dem Funktionsprinzip eines Verbrennungs-Otto-Motors erfolgt die Zündung des Kraftstoff-Luft-Gemischs vor dem oberen Totpunkt des Kurbeltriebs (OT). Der Winkel von OT bis zum Zündpunkt (ZP), entgegengesetzt zur Drehrichtung gesehen, ist der *Zündwinkel* (ZW). Unter *Schließwinkel* (SW) versteht man den Winkel, um den sich die Kurbel- bzw. Verteilerwelle, auf der der Unterbrecherrnocken sitzt, bei geschlossenem Unterbrecherkontakt (Bild 1) dreht. Da nach Schließen des Unterbrecherkontakts eine gewisse Zeit erforderlich ist, bis sich das magnetische Feld in der Zündspule voll aufgebaut hat, erfordert die optimale Zündspannungshöhe einen vom Zündspulentyp abhängigen Schließwinkel.

Grundprinzip des Geräts zur dynamischen Messung des Zündwinkels ist der *Stroboskopeffekt*. Durch eine Elektronenblitzröhre wird syn-

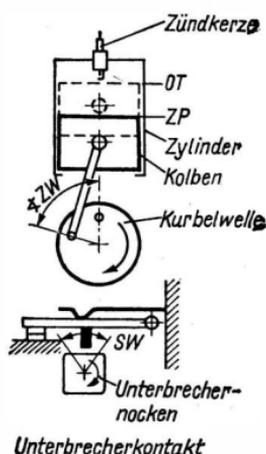


Bild 1
Zünd- und Schließwinkel-darstellung

chron zur an der Zündkerze des Motors liegenden Zündspannung eine Kerbe angeblitzt, die sich bei den meisten Motoren an der auf der Kurbelwelle sitzenden Riemenscheibe befindet. Diese Kerbe erscheint dem menschlichen Auge dabei auch bei laufendem Motor «stehend», so daß die auf dem Motorblock gegenüberliegenden Markierungen für entsprechende Zündwinkel direkt in Grad vor OT abgelesen werden können.

Die Stellung der angeblitzten Kerbe ist sowohl abhängig von der Grundeinstellung des Unterbrecherkontakts als auch von der drehzahlabhängigen Verstellung durch Fliehkraftregler und Unterdruckdose. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit der Kontrolle der Motordrehzahl mit einem Drehzahlmesser. Die Drehzahlmessung nimmt man durch Auswerten der drehzahlproportionalen Unterbrecherimpulse vor, deren Tastverhältnis gleichzeitig zur Schließwinkelmessung genutzt wird.

Grundlagen für die Schaltungsdimensionierung

Da bei allen Fahrzeugtypen die drehzahlabhängige Verstellung des Zündwinkels bis etwa $4000 \text{ U} \cdot \text{min}^{-1}$ erfolgt, wird diese Drehzahl n als obere Grenze für die Frequenz der Blitzröhre gewählt.

Für Viertaktmotoren ergibt sich aus $f = \frac{n}{2}$ eine Blitzfrequenz $f_B = \frac{4000}{2 \cdot 60} = 33,3 \text{ Hz}$.

Damit ist bei Zweitaktmotoren, für die $f = n$ gilt, ein Einsatzbereich des Stroboskops bis $n = 2000 \text{ U} \cdot \text{min}^{-1}$ möglich. Das reicht völlig aus, da eine drehzahlabhängige Zündwinkelverstellung beim Zweitaktmotor grundsätzlich nicht erforderlich ist, jedoch beispielsweise beim PKW *Trabant* zur Begünstigung des Startvorgangs durch einen Fliehkraftregler der Zündwinkel bis etwa $1100 \text{ U} \cdot \text{min}^{-1}$ verstellt wird.

Aus den Kenndaten von Elektronenblitzröhren läßt sich ersehen, daß die zulässige elektrische Arbeit A der Röhren wesentlich von der Blitzfrequenz f_B und der Betriebsspannung U_B abhängt. Am Beispiel der Blitzröhre Typ 81-30 wird die prinzipielle Dimensionierung des Stroboskops gezeigt, so daß eine Umrechnung auf beliebig andere Röhrentypen vorgenommen werden kann. Aus der Prinzipschaltung (Bild 2) ist ersichtlich, daß die erforderliche elektrische Arbeit für die Röhre durch Entladung des Kondensators C bereitgestellt wird, der sich über den Widerstand R zwischen 2 Blitzen nachlädt.

$$A_{\text{max/Ws}} = 1/2 C/\mu\text{F} \cdot U_{\text{max/kV}}^2,$$

$$N_{\text{max/W}} = A_{\text{max/Ws}} \cdot f_{\text{max/min}^{-1}}.$$

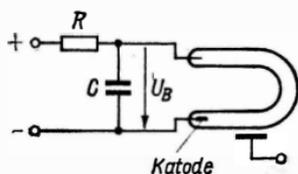


Bild 2
Prinzipschaltung von Blitzröhren

Für den Typ 81-30 gilt:

$$A_{\max} = 165 \text{ Ws}, \quad f_{\max} = 6 \text{ min}^{-1}, \quad U_{\max} = 600 \text{ V},$$

$$N_{\max} = 165 \text{ Ws} \cdot 6 \text{ min}^{-1} = 16,5 \text{ W}.$$

Bei $f_B = 33,3 \text{ Hz}$ wird

$$A = \frac{N_{\max}}{f_B} = \frac{16,5 \text{ W} \cdot \text{s}}{33,3} \approx 0,5 \text{ Ws};$$

U_{\max} - maximale Betriebsspannung,

N_{\max} - maximale Dauerleistung,

A_{\max} - maximale zulässige elektrische Arbeit.

Daraus ergibt sich:

$$C = \frac{2A}{U_B^2} = \frac{1 \cdot \text{Ws}}{0,6^2 \cdot \text{V}^2} = 2,78 \mu\text{F} \quad (\text{bei } U_B = U_{\max}).$$

R errechnet sich näherungsweise aus der Zeit zwischen zwei Blitzen bzw. aus der Zeitkonstante $\tau = R \cdot C$;

$$\tau = \frac{1}{\omega_B} = \frac{1}{2 \pi f_B},$$

$$\tau = \frac{1 \cdot \text{s}}{2 \cdot \pi \cdot 3,33} = 4,8 \text{ ms},$$

$$R = \frac{\tau}{c} = \frac{4,8 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{2,78 \cdot 10^{-6} \text{ F}} = 1,73 \text{ k}\Omega.$$

Dieser Wert ist ein Richtwert und kann in Abhängigkeit von der zur Speisung des RC -Glieds genutzten Spannungsquelle, d.h. vom Innenwiderstand der Spannungsquelle, variiert werden.

Für die Messung der drehzahlproportionalen Unterbrecherimpulse ist die Unterbrecherfrequenz f_n bei Zweitaktmotoren

$$f_n = \frac{n}{60},$$

unter der Voraussetzung, daß, wie üblich bei diesen Motoren, jede Zündkerze aus einer separaten Zündspule gespeist wird. Bei Viertaktmotoren ist

$$f_n = \frac{n}{2 \cdot 60} \cdot z;$$

z - Zylinderanzahl,
 n - Drehzahl min^{-1} .

Für einen Drehzahlbereich bis $6000 \text{ U} \cdot \text{min}^{-1}$ ergibt sich daraus eine maximale Unterbrecherfrequenz von 100 Hz für Zweitakt- bzw. von 200 Hz für 4-Zylinder-Viertaktmotoren.

Da der Drehzahlmesser auch für andere Kontrollzwecke am Motor eingesetzt werden kann, wurde die Schaltung für eine $f_n = 200 \text{ Hz}$ dimensioniert, d. h. für den gesamten Drehzahlbereich üblicher Kfz-Motoren.

Für eine bequeme Handhabung des Zündeinsteilgeräts ist das Betreiben aus dem Fahrzeugbordnetz zweckmäßig. Daraus ergibt sich die Notwendigkeit der Anpassung der Stromversorgung an den Reglerbereich des Fahrzeugs. Da das Gerät für 6- und 12-V-Anlagen ausgelegt ist, muß die Stromversorgung für einen Spannungsbereich von 6 bis etwa 15,5 V dimensioniert werden.

Schaltungsbeschreibung (Bild 3)

Transverter

Die für die Elektronenblitzröhre erforderliche hohe Gleichspannung wird durch einen am Fahrzeugbordnetz betriebenen Gegentaktransverter mit anschließender Spannungsverdopplung erzeugt. Die für die Transistoren T1 und T2 gewählten Leistungstransistoren werden weit unterhalb ihrer Grenzwerte betrieben, so daß man sie ohne Kühlflächen direkt in die Schaltung einlöten kann.

Obwohl der Transverter nur für eine Leistung von etwa 6 W ausgelegt ist, wurde wegen des erforderlichen Wickelraums ein Kern M 55/20, Dynamobleche IV, gewählt. Die Transverterschaltung weist keine Besonderheiten auf, lediglich werden durch das Relais in Abhängigkeit von der Betriebsspannung die Kollektorwicklungen von 6- auf 12-V-Betrieb automatisch umgeschaltet. Als Relais verwendet man ein Relais mit 4 Umschaltkontakten vom VEB *Relaistechnik* Ilmenau/Großbreitenbach. R1 wird dabei so eingestellt, daß das Relais bei 8,5 bis 9 V sicher anzieht. C2 wirkt als Anschwinghilfe.

Durch R2 wird der Rückkopplungsgrad des Transverters festgelegt. In Abhängigkeit von den verwendeten Transistoren ist R2 so abzugleichen, daß der Transverter auch bei maximaler Belastung, d. h.

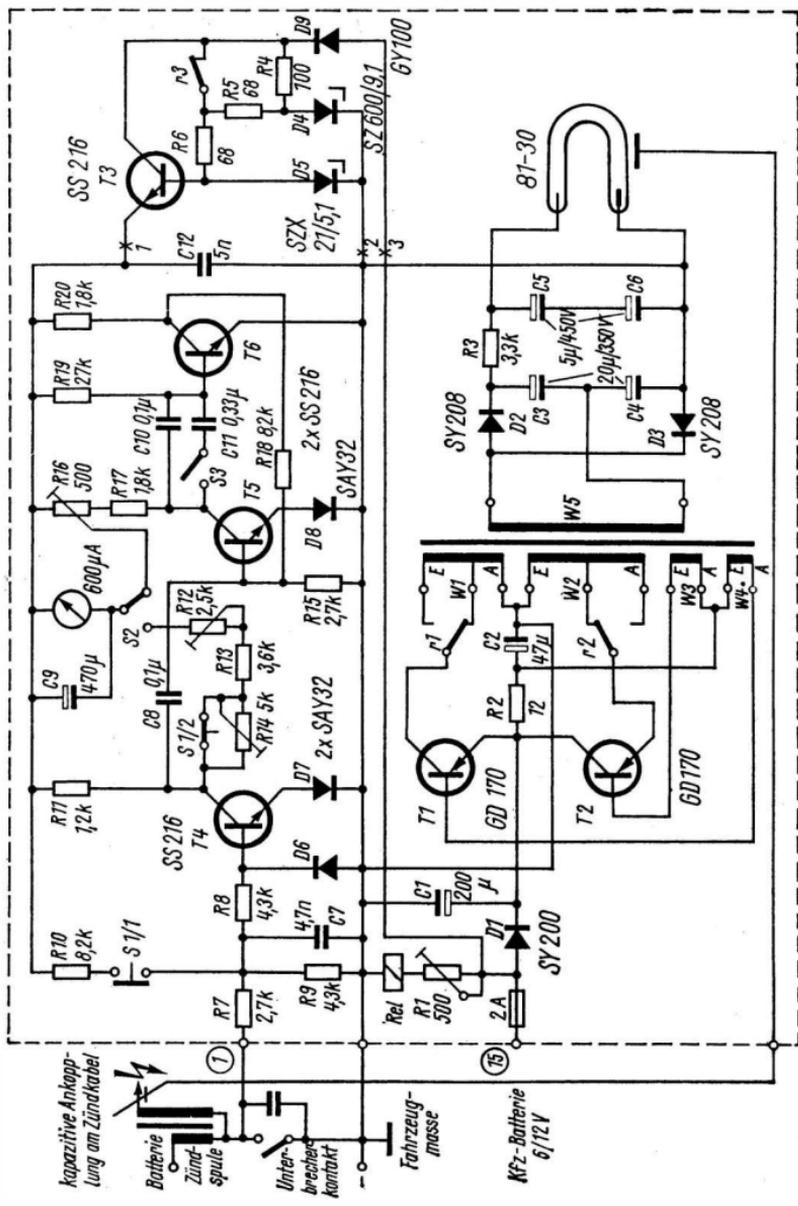


Bild 3 Stromlaufplan des Zündeinsteuergärts

bei höchster Blitzfolge, noch sicher schwingt. Die Spannungsverdoppelung geschieht durch D2, D3, C3 und C4. Über R3 wird der Blitzkondensator – Reihenschaltung von C5 und C6 – in den Pausen zwischen 2 Blitzen aufgeladen.

Da die gezündete Blitzröhre sehr niederohmig ist, werden C5/C6 im Rhythmus der Blitzfolge gewissermaßen ständig kurzgeschlossen. Deshalb ist es erforderlich, schaltfeste Kondensatoren vom Typ I B (TGL 200-8294/02) einzusetzen. Da Elektrolytkondensatoren mit einer Spannungsfestigkeit von 600 V nicht zur Verfügung stehen, werden zwei Elektrolytkondensatoren mit doppelter Kapazität in Reihe geschaltet.

Drehzahlmesser

Das Grundprinzip des Drehzahlmessers ist die Messung des arithmetischen Mittelwerts der von einem monostabilen Multivibrator abgegebenen Impulsfolge durch ein Drehspulinstrument, wobei der Multivibrator mit T5 und T6 von den drehzahlproportionalen Unterbrecherkontaktimpulsen getriggert wird. Das Instrument integriert dabei die vom Multivibrator abgegebenen Impulse.

Die Kippzeit des Monoflops wird durch die Zeitkonstante R19, C10 bzw. C11 bestimmt. Sie ist so bemessen, daß sich bei größter Eingangsimpulsfolge nach dem Zurückkippen in den stabilen Zustand eine ausreichende Erholzeit bis zum nächsten Triggerimpuls ergibt. Ist S3 offen, dann wirkt nur C10, so daß der Meßbereich des Drehzahlmessers bis $6000 \text{ U} \cdot \text{min}^{-1}$ reicht. Wird durch S3 C11 zugeschaltet, ergibt sich ein Meßbereich bis $1500 \text{ U} \cdot \text{min}^{-1}$, den man für LeerlaufEinstellung und Abgasmessung an Motoren benötigt. Für die Drehzahlmessung ist das Instrument an R16 angeschaltet, so daß ein Teil des Kollektorstroms von T5, dessen arithmetischer Mittelwert drehzahlproportional ist, angezeigt wird. Mit R16 stellt man den Vollausschlag des Instruments ein, d. h. bei 6000 bzw. $1500 \text{ U} \cdot \text{min}^{-1}$.

Um auch bei niedrigen Kippfrequenzen eine ruhige Stellung des Instrumentenzeigers zu erreichen, liegt ein Elektrolytkondensator (C9) parallel zum Instrument. Die Triggerimpulse für den Multivibrator werden am Kollektor von T4 abgegriffen, der als Impulsformer arbeitet. C8 und R15 wirken für den Triggerimpuls als Differenzglied. Die Basis von T4 wird über ein RC-Glied von den Unterbrecherimpulsen der Zündanlage gesteuert. Das RC-Glied wirkt als Tiefpaß, so daß die beim Öffnen des Unterbrecherkontakts durch Ausschwingvorgänge auf der Primärseite der Zündspule entstehenden Spannungsspitzen mit sehr großen Flankenanstiegen unterdrückt werden. Durch D6 werden die negativen Halbwellen der Unterbrecherimpulse kurzgeschlossen. Das sichere Sperren von T4 bewirkt

D7, so daß T4 erst durch eine Eingangsspannung geöffnet wird, die größer als die Kniespannung von D7 ist. D8 hat für T5 die gleiche Funktion.

Schließwinkelmesser

Für die Messung des Schließwinkels der Zündanlage wird das Instrument durch S2 über R12 und R13 an den Kollektor von T4 geschaltet. Das Instrument mißt den arithmetischen Mittelwert der an der Basis von T4 liegenden Impulsspannung. Bei Betätigung des Schalters S1, d.h., S1/1 geschlossen und S1/2 offen, wird an die Basis von T4 eine Gleichspannung angelegt, die T4 voll durchsteuert. (Das entspricht dem Zustand bei Messung eines Schließwinkels von 0°.) Mit S1, vorteilhaft als Taste ausgeführt, kann also die einwandfreie Funktion des Schließwinkelmessers bei Bedarf kontrolliert werden.

In Bild 4 sind in Abhängigkeit von der Unterbrecherfrequenz der Kfz-Zündanlage die für Drehzahl- und Schließwinkelmessung wesentlichen Spannungsverläufe der Schaltung dargestellt. Bei der Drehzahlmessung ist ersichtlich, daß die in 3 und 3a schraffierten Flächen sich entsprechend dem Verhältnis der Drehzahlen bzw. der Unterbrecherimpulse wie 1 : 3 verhalten. Die arithmetischen Mittelwerte der Flä-

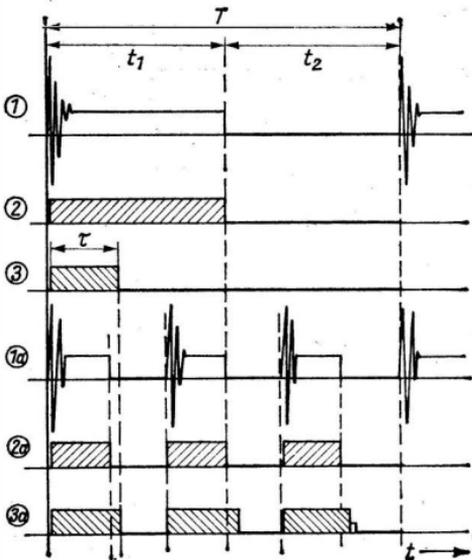


Bild 4
Impulsdiagramm

- 1 Eingangsimpuls vom Unterbrecherkontakt;
 t_1 - Unterbrecherkontakt offen,
 t_2 - Unterbrecherkontakt geschlossen (da $t_1 = t_2$, Schließwinkel 50 %).
- 2 Kollektorstrom von T4 (für Schließwinkelmessung).
- 3 Kollektorstrom von T5 (für Drehzahlmessung) \nearrow genäherte Darstellung, $\tau = \ln 2 \cdot R19 \times C10/C11$.

Die Diagramme 1a, 2a, 3a sind entsprechend, jedoch bei 3facher Drehzahl.

Für den arithmetischen Mittelwert des Stromes gilt:

$$I_m = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt$$

chen entsprechen dem vom Drehspulinstrument angezeigten Strom, der in diesem Fall drehzahlproportional ist.

Bei der Schließwinkelmessung hat die Unterbrecherfrequenz keinen Einfluß auf die Anzeige, da die schraffierten Flächen in 2 und 2a im gleichen Zeitintervall gleich groß sind. Entsprechend der Definition des arithmetischen Mittelwerts ist damit auch der vom Drehspulinstrument angezeigte Strom gleich groß.

Stabilisierungsschaltung

Da Betriebsspannungsschwankungen in hohem Maße die Anzeigenauigkeit der Schaltung beeinflussen, muß man eine Stabilisierungsschaltung vorsehen. Bei 6-V-Betrieb ist der Kontakt r3 des Relais geschlossen. T3 liegt als Regeltransistor in Reihe zum Verbraucher. Mit D5 wird die Basis-Emitter-Spannung von T3 stabilisiert. Bei Anschluß an ein 12-V-Bordnetz zieht das Relais an, und r3 ist offen. Die Stabilisierung der Basis-Emitter-Spannung von T3 erfolgt nun durch die Kettenspannung der Z-Dioden D4 und D5, so daß der maximal zulässige Strom für D5 nicht überschritten wird. Durch diese Schaltung ist es möglich, bei Anschluß an 6- bzw. 12-V-Bordnetze Betriebsspannungsschwankungen von 6 bis 15,5 V auf kleiner 200 mV auszuregeln.

D1 und D9 wirken als Schutz gegen Verpolung beim Anschluß des Geräts an das Bordnetz. D9 könnte im Prinzip entfallen, wenn die Stabilisierungsschaltung über D1 an Plus geklemmt wird. Das hat jedoch zur Folge, daß bei 6-V-Betrieb, bedingt durch den Spannungsabfall an D1 (Kniespannung), eine Verschlechterung der Stabilisierung eintritt und merkliche Abweichungen der Instrumentenanzeige auftreten. Durch Einsatz einer Germaniumdiode für D9, deren Kniespannung gegenüber einer Siliziumdiode wesentlich niedriger ist, ergibt sich auch bei Anschluß an 6-V-Bordnetze eine ausreichende Stabilisierung. (Die Bordnetzspannungen liegen im Kraftfahrzeug grundsätzlich über den Nennspannungen von 6 bzw. 12 V.)

Will man das Zündestellgerät nur für eine Bordnetzspannung einsetzen, so entfällt das Umschaltrelais, und die Übertragerwick-

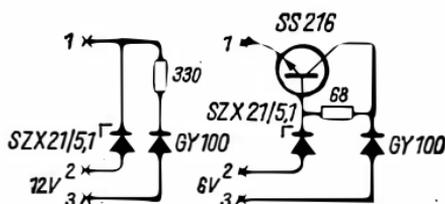


Bild 5
Stabilisierungsschaltungen

lungen $W1$ und $W2$ brauchen nur für eine Spannung ausgelegt zu werden. Außerdem ist nur eine vereinfachte Stabilisierungsschaltung entsprechend Bild 5 erforderlich.

Schaltungsaufbau

Um eine bequeme Handhabung des Geräts zu gewährleisten, baut man es zweckmäßig in ein stabförmiges Gehäuse ein. Nur geringer mechanischer Aufwand ist erforderlich, wenn der Übertrager, die Bauelemente des Transverters und die Blitzröhre auf einer 2 mm

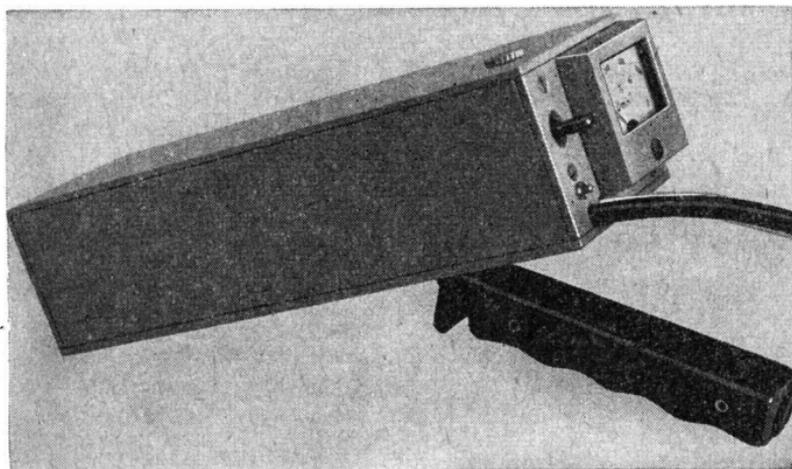


Bild 6 Geräteansicht des Zündeinstellgeräts

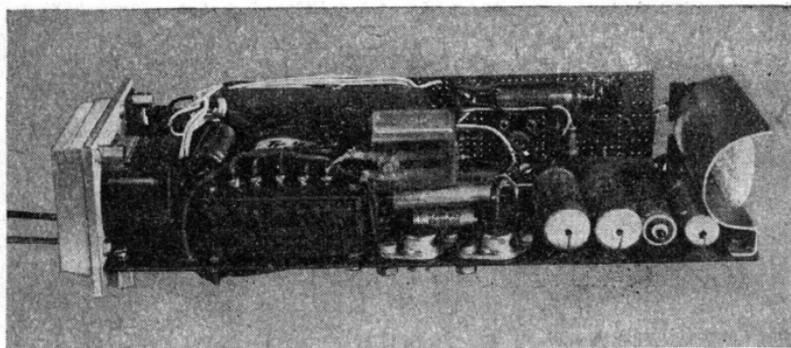


Bild 7 Blick in das geöffnete Gerät

dicken Hartpapierplatte montiert sind und das Instrument, die Schalter sowie die Kabeldurchführungen sich an der Rückseite des Gehäuses befinden. Die Blitzröhre liegt direkt hinter einem durch eine Glas- oder *Piacryl*-Scheibe abgedeckten Durchbruch an der Frontseite des Gehäuses. Die Bauelemente des Schließ- und Drehzahlmessers sitzen auf einer Leiterplatte, die in Längsrichtung auf der Hartpapierplatte um 90° versetzt befestigt ist.

Durch diesen Aufbau ist es möglich, ein Gehäuse aus zusammengeklebten PVC-Platten zu verwenden, in das der gesamte Schaltungsaufbau eingeschoben wird (Bild 6 und Bild 7). An der Bodenplatte des Gehäuses montiert man an einem spitzwinklig abgebogenen 2-mm-Blech einen Griff, so daß das gesamte Gerät gut mit der Hand im Motorraum des Kraftfahrzeugs an die Markierung zur Zündeneinstellung geführt werden kann. Für die kapazitive Ankopplung der Blitzröhrenzündelektrode an das Zündkabel des entsprechenden Zylinders im Kraftfahrzeug verwendet man eine etwa 10 mm breite Metallklemme, z. B. eine Bürobriefklemme. Die Koppelkapazität wird dabei durch den Innenleiter des Zündkabels und durch die aufgesteckte Metallklemme gebildet. Als Verbindungsleitung zwischen Klemme und Blitzröhre benutzt man Zündkabel.

Eichung des Geräts

Die Eichung des Geräts umfaßt die Einstellung der Regler bzw. Abgleichwiderstände R_{12} , R_{14} und R_{16} für den Schließwinkel- und Drehzahlmesser sowie R_1 für die Umschaltung des Relais von 6- auf 12-V-Betrieb.

Zunächst wird mit R_1 die Schaltschwelle des Relais auf etwa 8,5 V eingestellt. Dazu ist es zweckmäßig, das Gerät an eine regelbare Stromversorgung anzuschließen.

Zur Kontrolle der Stabilisierungsschaltung mißt man die Spannung zwischen Emitter und Minus von T3 bei 6 V und 12 V. Die Differenz zwischen den gemessenen Werten muß kleiner als 200 mV sein, andernfalls sind die Widerstände R_5 und R_6 unter Beachtung des maximalen Stroms für D5 zu verkleinern oder D5 auszutauschen.

Wie aus Bild 4 zu ersehen ist, entspricht t_2 dem Schließwinkel des Unterbrecherkontakts. Der Schließwinkel gemessen, in %, ist also das Verhältnis.

$$\frac{t_2}{T} \cdot 100.$$

Das heißt, liegt am Eingang der Schaltung keine Spannung, so entspricht das 100 % Schließwinkel, und das Instrument zeigt 0 ($\leq 100\%$) an. Befindet sich am Eingang eine Spannung, und ist T4 durch-

gesteuert, dann zeigt das Instrument maximalen Ausschlag ($\hat{=} 0\%$). Da die absoluten Schließwinkel in Grad, bezogen auf eine Impulsperiode T des Unterbrecherkontakts, bei allen Kfz-Typen unterschiedlich sind, ist es vorteilhaft, die Skale des Instruments in % zu eichen. Dadurch wird es möglich, mit einer Skale den Schließwinkel an allen Kfz-Typen zu messen. Die Fahrzeughersteller geben den Schließwinkel meist in Grad und in % an. Ist nur der Wert in Grad bekannt, kann der Prozentwert leicht errechnet werden.

Beispiel

Bei einem 4-Zylinder-Motor mit Verteiler stehen für jede Unterbrecherperiode maximal 90° (Drehung der Verteilerwelle) zur Verfügung ($\hat{=} 360^\circ : 4$). Bei 55° Schließwinkel ergibt sich der Wert in % aus

$$x = \frac{55^\circ}{90^\circ} \cdot 100, \quad x = 61\%.$$

Für die Eichung des Schließwinkelmessers wird das Instrument mit S2 an R12 angeschaltet. Wird ein Instrument mit Zehnerteilung, z.B. 1 mA, verwendet und soll der Meßbereich 0% bis 100% umfassen, so entfallen R14 und S1/2. R12 liegt am Kollektor von T4. Bei geschlossenem S1/1 wird mit R12 das Instrument auf Vollausschlag ($\hat{=} 0\%$) eingestellt. Bei offener Eingangsklemme 1 ist dann T4 voll durchgesteuert.

Die linearen Skalenzwischenwerte entsprechen den %-Werten von 100% bis 0%.

Hat das verwendete Instrument eine Sechserteilung, z.B. $600 \mu\text{A}$, kann zur genaueren Ablesbarkeit der Skalenwerte der Meßbereich von 100% bis 40% eingengt werden, da bei Viertaktmotoren die Schließwinkel über 40% liegen. Die vorhandenen Skalenzwischenwerte brauchen dann ebenfalls nicht verändert zu werden (100% bis 40%).

Steht kein Rechteckwellengenerator mit veränderbarem Tastverhältnis zur Verfügung, so wird eine Sinusspannung 15 V/50 Hz an die Eingangsklemme gelegt und das Instrument mit R12 auf $450 \mu\text{A}$ ($\hat{=} 55\%$) eingeregelt. Das Einregeln auf 55% resultiert aus

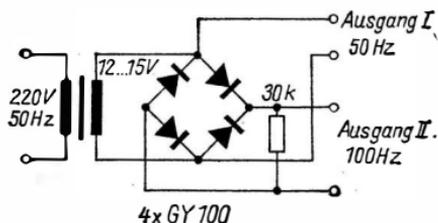


Bild 8
Eichschaltung für das Zündein-
stellgerät

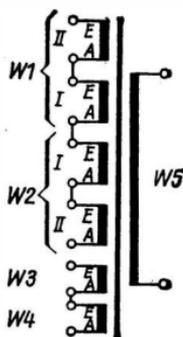


Bild 9 Wickelschema für Transverter-Übertrager;
 1 - Grundisolation $2 \times 0,1$ mm Lackpapier, 2 -
 W1|I und W2|I 63 Wdg. bifilar, $0,45$ -mm-CuL-
 Draht, 3 - Zwischenisolation $2 \times 0,1$ mm Lack-
 papier, 4 - W1|II und W2|II 63 Wdg. bifilar,
 $0,32$ -mm-CuL-Draht, 5 - Zwischenisolation $2 \times$
 $0,1$ mm Lackpapier, 6 - W3 und W4 21 Wdg.
 bifilar, $0,12$ -mm-CuL-Draht, 7 - Zwischenisola-
 tion $3 \times 0,1$ mm Lackpapier, 8 - W5 3100 Wdg.
 $0,12$ mm-CuL-Draht, Lackpapier $1 \times 0,03$ nach
 jeder Lage, 9 - Deckisolation $2 \times 0,1$ mm Lack-
 papier

dem arithmetischen Mittelwert der durch D6 gleichgerichteten Sinusspannung.

Anschließend wird bei betätigtem Schalter S1 mit R14 das Instrument auf Vollausschlag eingestellt. Mit S1 soll später lediglich die richtige Eichung der Schaltung kontrolliert werden. Da das nicht unbedingt erforderlich ist, können S1, R10 und R14 auch entfallen.

Steht kein NF-Generator zur Verfügung, wird die Schaltung nach Bild 8 zur Eichung des Drehzahlmessers benutzt. Mit S2 wird das Instrument an R16 geschaltet, S3 ist offen. Nach Anschluß des Geräts an den Ausgang II (100 Hz) stellt man mit R16 das Instrument auf Skalenmitte ein, d.h. bei einem $600\text{-}\mu\text{A}$ -Instrument auf $300\text{ }\mu\text{A}$. Dieser Wert entspricht wie oben berechnet $3000\text{ U} \times \text{min}^{-1}$ bei Viertakt-4-Zylinder-Motoren bzw. $6000\text{ U} \cdot \text{min}^{-1}$ bei Zweitaktmotoren.

Bei Anschluß an Ausgang I (50 Hz) zeigt das Instrument dann $150\text{ }\mu\text{A} \triangleq 1500\text{ U} \cdot \text{min}^{-1}$ bzw. $3000\text{ U} \cdot \text{min}^{-1}$. Wird mit S3 C11 parallel zu C10 geschaltet, muß das Instrument wieder Vollausschlag zeigen. Abweichungen werden durch Abgleich von C11 korrigiert.

Abschließend sei darauf hingewiesen, daß - je nach Aufbau - durch den Transverter Störimpulse auftreten können, die sich in kurzen Ausschlägen des Instrumentenzeigers bemerkbar machen. Das Abblocken der Versorgungsspannung mit C12 sowie das Einfügen eines Abschirmblechs zwischen Transvertertransformator und Leiterplatte für Schließwinkel- und Drehzahlmesser sind dann erforderlich.

Literatur

- [1] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, Band 3, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde
- [2] Strese, T.: Zündeneinstellung mit modernen Diagnosegeräten, Kraftfahrzeugtechnik, Heft 7/1976, Seite 224 bis 226
- [3] Anders, R.: Zur Berechnung von Gegentaktwandlern, Radio und Fernsehen, Heft 24/1966, Seite 744 bis 747

Diesem Beitrag über die Tätigkeit der Arbeitsgemeinschaft *Junge Funker* der *Nikolai-Ostrowski-Oberschule* in Greifswald soll eine Forderung des VI. Kongresses der *GST* vorangestellt werden, die Generalleutnant *Günther Teller*, Vorsitzender der *Gesellschaft für Sport und Technik* in seinem Bericht so formulierte: «Wir wollen, daß die Kinder und Jugendlichen im Alter bis zu 16 Jahren alle Möglichkeiten haben, an einer ihren Altersbedingungen entsprechenden regelmäßigen wehrsportlichen Betätigung teilzunehmen.» [1]

Diese Forderungen der Altersbedingtheit, Regelmäßigkeit, zu denen sich Vielseitigkeit, Erlebnisreichtum, Gestaltartum sowie andere wertvolle Charaktereigenschaften aufzählen ließen, werden in den wehrsportlichen Arbeitsgemeinschaften verwirklicht.

In den Arbeitsgemeinschaften wird mit einfachen Modellen, Geräten und Übungen begonnen. Da die Teilnehmer der AG Thälmannpioniere und FDJler aus den Klassen 5 bis 8 sind, werden die Vorhaben, weil sie manchmal einen unterschiedlichen Schwierigkeitsgrad aufweisen, unter Berücksichtigung des Alters der AG-Teilnehmer vergeben. Die Grundlage zur Auswahl der Vorhaben bilden die «Empfehlungen» [2]. Die wehrsportlichen Übungen sind dann für alle gleich.

Am Anfang stehen einfache Sprech- und Schreibübungen. Zunächst werden das Buchstabieralphabet und das Schreiben von Fünfergruppen geübt. Dabei diktieren die Pioniere abwechselnd die Texte und kontrollieren das Mitgeschriebene. Dann kommt die Durchgabe von Fünfergruppen über Fernsprecher. Das Kindertelefon hat sich dabei bestens bewährt und die Ausbildung belebt. Ein großes Erlebnis war der Einsatz eines Magnetbandgeräts. Das Besprechen eines Magnetbands mit vorgegebenem Fünfergruppentext, verbunden mit der Forderung, nur das Buchstabieralphabet zu verwenden, langsam und deutlich zu sprechen sowie die Pausen einzuhalten, zeigte sich überraschenderweise als eine beachtliche Schwierigkeitsstufe für die Teilnehmer im 1. Jahr in der Arbeitsgemeinschaft. Solche Übungen

sind eine notwendige Voraussetzung, um den Einsatz von Funkgeräten kleiner Leistung gründlich vorzubereiten.

Nach der gleichen Methode werden auch die Regeln für den Funkbetriebsdienst in der *GST* wie Verbindungsaufnahme, Spruchankündigung und Bestätigung geübt. Feststehende Redewendungen im Amateurfunk, z. B. CQ-Ruf, Anwendung von Q-Gruppen und kurzgefaßte QSO-Texte, werden auf die gleiche Weise geübt. Als nächste Übung wird das bisher Gelernte wiederholt, wobei aber die sowjetische Spielzeug-Wechselsprechanlage «Swjas» zum Einsatz kommt. Nun ist es soweit, daß man sich mit der Funkrichtung und dem Funknetz beschäftigen kann. Der Schulhof bildet dazu das Übungsgelände, auf dem sich immer schaulustige Pioniere efinden.

Natürlich darf das Bauen nicht zu kurz kommen. Dafür steht der Werkraum der Schule zur Verfügung. In der Arbeitsgemeinschaft haben sich zwei Dinge bewährt:

1. Jeder junge Funker hat sich im Laufe der ersten Monate einen eigenen Satz von Kleinwerkzeugen, bestehend aus Schraubenziehern, Kombizange, Seitenschneider u. a., angeschafft.

2. Jeder junge Funker benutzt ein Mathematikheft mit quadratischen Kästchen zum Üben der Fünfergruppen und der Funkerschrift sowie ein beliebiges Heft zum Notieren bestimmter Begriffe, Erläuterungen und zum Aufzeichnen von Schalt- und Bauplänen.

Die Experimente werden nach Möglichkeit so ausgewählt, daß sie den schaltungsmäßigen Aufbau und die Funktionsweise des zu bauenden Geräts veranschaulichen. Dazu wird der Baukasten Elektrotechnik, Stufe 1, für den Werkunterricht in den Klassen 1 bis 4 benutzt [3]. Kleine Geräte auf elektromechanischer Grundlage bilden den Anfang. Mit solchen Geräten, wie sie in den Serien *summi*, *blinka* und *Fuko* (Funkkoffer) [4] vorgestellt, entwickelt und gebaut wurden, erzielten wir nicht nur in der eigenen AG Erfolge, sondern konnten die Stufenleiter von der *Messe der Meister von morgen 1977* in der Schule bis zur XX. Zentralen *Messe der Meister von morgen 1977* in Leipzig erfolgreich besteigen. Gegenwärtig werden das Löten und der Umgang mit Leiterplatten erlernt. Diese Tätigkeiten leiten den Bau von einfachen Transistorgeräten ein. Das sind Morsesummer, Detektor, Verstärker und später auch KW-Empfänger.

Auf eine in unserer AG-Tätigkeit wesentliche Neuerung, die auch in allen anderen Anfängergruppen eingeführt worden ist, soll hingewiesen werden. Die Vorbereitung auf Amateurfunkpeilwettkämpfe (Fuchsjagd) wird nicht mehr über die bisher traditionell gewordene Form der *Pionier-Fuchsjagd* mit Detektor, NF-Verstärker und im A3-Betrieb vorgenommen. Die Fuchsjagden, die noch keine *Wertungs-fuchsjagden* im üblichen Sinne sind, wohl aber Wettkampfcharakter



*Bild 1
Sprechfunkübungen mit
dem Kindertelefon*

haben und der Bestenermittlung unter den Pionieren dienen, werden auch weiterhin als *Pionier-Fuchsjagden* bezeichnet, sie sind aber im Inhalt und in der Organisation den Amateurfunkpeilwettkämpfen angepaßt.

Beim Erlernen der Morsezeichen sind in den ersten fünf Übungen alle Zeichen enthalten, die als Kennungen für die Kennungsgeber verbindlich sind. Den Übungen der Fünfergruppen werden nun Übungen mit Dreiergruppen hinzugefügt. Diese Dreiergruppen sind aus den Kennungen MOE, MOI, MOS, MOH und MOT für die Zielbake zusammengesetzt. Diese Übungen erfolgen an der Hörleiste. Zum Üben des Peilens und für den Wettkampf werden den AG-Teilnehmern Peilempfänger aus dem Bestand der Amateurfunkklubstation *DM 5 AA* ausgehändigt. Das hat für die Anfängergruppen wesentliche Vorteile: Die im Gerätebau noch ungeübten Pioniere und FDJler gewinnen Zeit für eine praktische wehrsportliche Betätigung. Der Ausbilder oder AG-Leiter kann sich sofort auf die Anleitung beim Bedienen der Peilempfänger und auf das Peilen selbst konzentrieren.

Zu einem besonderen Erlebnis gestalten sich immer wieder die AG-Stunden, die direkt an Amateurfunkstationen durchgeführt werden. Als Voraussetzung dafür müssen vorher bestimmte Kenntnisse aus der Amateurfunkpraxis vermittelt worden sein. CQ-Ruf, Anrufantwort, die wesentliche Teile eines QSO's und einige wichtige Q-Gruppen müssen den AG-Teilnehmern geläufig sein. Für eine solche amateurpraktische Übung teilen wir die AG in zwei Gruppen (manchmal auch in drei, je nach Stärke). Eine Gruppe ist bei *DM 5 AA, Con*,

im Haus der Jungen Pioniere. Die andere Gruppe befindet sich dann bei *DM 2 BFA* zu Hause. Auf den CQ-Ruf von *DM 2 BFA* antwortet nun *DM 5 AA*, und es folgt ein Muster-QSO. Für die jungen Funker gibt es dann die erste Aufgabe zu erfüllen, nämlich alle Angaben mitzuschreiben, die sie zum ordentlichen und vollständigen Ausfüllen einer SWL-Karte benötigen. Diese Aufgabe besteht auch für den Fall, daß sich weitere Amateurfunkstellen an diesem QSO beteiligen. Bisher hat es immer OMs gegeben, die mit uns ins QSO kamen und eine beachtliche Runde bildeten.

Die jungen Funker haben bei solchen Übungen anfangs erhebliche Schwierigkeiten. Solange das Muster-QSO zwischen zwei Amateurfunkstationen läuft, sind auch die Aufzeichnungen noch eindeutig. Bei der Runde aber passiert es dann, daß die Funknamen oftmals nicht ihren Stationen zugeordnet werden und auch andere Verwechslungen entstehen. Das anschließende Ausfüllen von SWL-Karten bedarf ebenfalls einer gründlichen Anleitung. Diese amateurfunkpraktische Ausbildung bereitet allen Beteiligten viel Freude, zeigt aber auch deutlich, daß das Hören von FONE-QSOs ebenfalls zu üben



Bild 2
Junge Funker an der
Amateurfunkklubstation
DM 5 AA



Bild 3
Beim Bau des FUKO 1
unter Leitung von
DM2 BFA

ist. Abschließend einige Worte zum geistig-kulturellen Leben in der Arbeitsgemeinschaft. Auf diese Seite sollte auf keinen Fall in der Arbeitsgemeinschaft verzichtet werden, wie sie auch immer gestaltet sein mag. Es liegt nahe, daß beim Bauen, Hören, bei der Fuchsjagd und beim Amateurfunk kaum noch Zeit für andere Dinge bleibt. Aber bei uns gibt es in dieser Hinsicht bestimmte Traditionen. So führen wir am Schluß jedes AG-Jahres, also Schuljahres, eine kleine Abschlußveranstaltung durch. Wir legen Rechenschaft über das Geleistete des vergangenen Jahres ab, schätzen unsere Arbeit ein und erfreuen uns an Spielen, Eisessen und kleinen Prämien, die aus Baukästen und Bausätzen bestehen.

Aus Anlaß gesellschaftlicher Höhepunkte, also bei Pionierfesten in der Stadt und bei Klubnachmittagen im Schulhort, richtet die AG Bastelstraßen ein. Die besten Thälmannpioniere basteln mit den Kindern Zeltlampen und *summis*. Jeder junge Funker leistet im *Machmit-Wettbewerb* mindestens fünf Stunden bei der Pflege der Anlagen und Geräte des Hauses der Jungen Pioniere. Für die Kinder des Schulhortes unserer Schule verdrahteten wir eine elektrische Modell-eisenbahnanlage in der Größe von 160 cm × 540 cm. Wir kümmerten uns um die «Elektrik», während die Hortkinder das Gelände gestalteten und die Gebäude anfertigten.

Die enge Verbindung zur *GST* sowie zu anderen Ausbildungsgruppen und Arbeitsgemeinschaften muß nicht besonders betont werden. Zu den aktivsten Mitstreitern gehören *DM 2 AXA, Ernst; DM 4 UA, Joachim; DM 5 AA, Con; DM 5 WAA, Norbert; DM 2 BSA, Hans; DM 2 DBA, Franz*, die selbst AGs oder Ausbildungsgruppen leiten, *DM 3 WA, Manfred*, an dessen Station umfangreiche SWL-

Arbeit geleistet wird und *DM 5 YAA, Eckhardt*, der trotz Auslandsstudium enge Verbindung zu uns hält und hervorragende Erfolge bei der *Messe der Meister von morgen* bis hin zur *XX. Zentralen Messe der Meister von morgen 1977* auf dem Gebiet des Amateurfunks aufzuweisen hat. Wir danken bei dieser Gelegenheit allen Beteiligten und sichern ihnen eine weitere erfolgreiche Zusammenarbeit zu.

Literatur

- [1] *Teller, G.*: Aus dem Bericht des Zentralvorstandes der GST an den VI. Kongreß der GST, FUNKAMATEUR 26 (1977) 8, Seite 369
- [2] *Klafke, E./Freiberger, P./Gersch, M.*: Empfehlungen für Arbeitsgemeinschaften der Klassen 5 bis 8, «Junge Funker», Volk und Wissen Volkseigener Verlag, Berlin 1975
- [3] *Klafke, E.*: Baukastensystem für die Arbeitsgemeinschaften, FUNKAMATEUR 26 (1977) 1, Seite 42
- [4] *Klafke, E.*: Funkbetrieb in Arbeitsgemeinschaften, Reihe DER JUNGE FUNKER, Heft 21, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1978

ELEKTRONIK-SPLITTER

Einfacher Feldstärkemesser

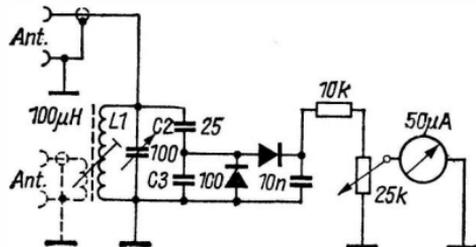
Für den Funkamateurlist bei Experimenten mit Kurzwellenantennen ein Feldstärkemesser ein wichtiges Hilfsmittel. Die im Bild gezeigte Schaltung ist ein Feldstärkemesser für das 160-m-Amateurband. Am Schwingkreis ist die Anzeigeschaltung kapazitiv angekoppelt, sie arbeitet mit einem HF-Demodulator in Spannungsverdopplerschaltung. Geeignet dafür sind alle HF-Gleichrichterioden. Mit dem Potentiometer 25 kΩ kann die Anzeigeempfindlichkeit verändert werden. Die benutzte Demodulatorschaltung ergibt einen nichtlinearen Skalenverlauf. Um diesen zu linearisieren, wurde der Widerstand 10 kΩ eingefügt, der allerdings die Anzeigeempfindlichkeit etwas herabsetzt.

In der angeführten Originalarbeit wird noch ein Eichverfahren angegeben, um eine dB-Skala anzufertigen. Für die einzelnen KW-Amateurbänder werden folgende Bauelementewerte angegeben:

80 m -	L1 = 25 μH,	C2 = 25 pF,	C3 = 100 pF,
40 m -	L1 = 10 μH,	C2 = 15 pF,	C3 = 68 pF,
20 m -	L1 = 2,2 μH,	C2 = 15 pF,	C3 = 68 pF,
15 m -	L1 = 1,3 μH,	C2 = 10 pF,	C3 = 47 pF,
10 m -	L1 = 0,5 μH,	C2 = 10 pF,	C3 = 47 pF.

Literatur

DeMaw, D.: A simple field-strength meter and how to calibrate it, Zeitschrift «QST», Reprint in Zeitschrift «OM», Heft 6/1976, Seite 11 bis 13



Der *Gesellschaft für Sport und Technik* obliegt die verantwortungsvolle Aufgabe, Jugendliche auf ihren Ehrendienst in der NVA vorzubereiten. Mit den in der vormilitärischen Ausbildung erworbenen Kenntnissen besitzen die künftigen Soldatenspezialisten und Offiziersbewerber ein gutes Rüstzeug für ihren Dienst in der Nationalen Volksarmee. Um die fünfundzwanzigjährige erfolgreiche Tätigkeit der *Gesellschaft für Sport und Technik* weiter fortzusetzen und die wachsenden Ansprüche der sozialistischen Landesverteidigung – wie sie besonders der Minister für Nationale Verteidigung, Armeegeneral *Hoffmann*, auf dem VI. GST-Kongreß darlegte – rationell, effektiv und mit hoher Qualität zu erfüllen, geht es darum, die besten Methoden in der Laufbahnausbildung zu verallgemeinern und anzuwenden.

Wie die Erfahrungen der vormilitärischen Laufbahnausbildung Tastfunker der NVA zeigen, ist das Erlernen der Morsezeichen im Hören ein außerordentlich zeitintensiver und schwieriger Prozeß. Er verlangt von den Ausbildern umfangreiche methodische Fähigkeiten und ständig neue Ideen. Fertige Rezepte gibt es nicht. Dennoch gibt es viele methodische Kniffe und Hinweise. Ein Ausbilder kann sie immer wieder mit Erfolg anwenden, damit alle Schüler die gestellten Lehrziele erreichen.

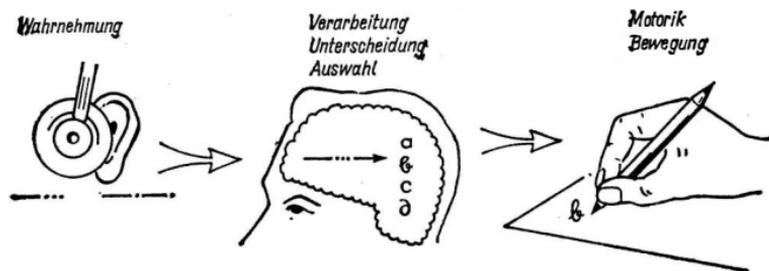


Bild 1 Psychomotorische Reaktionen beim Hören

Die folgenden Darlegungen sollen dazu dienen, den Ausbildern und Übungsleitern der vormilitärischen Laufbahnausbildung Tastfunker die neuesten Erkenntnisse beim Erlernen der Morsezeichen im Hören zu vermitteln. Sie mögen helfen, die Qualität der vormilitärischen Ausbildung so zu verbessern, daß bei den jungen Wehrpflichtigen ein nahtloser Übergang zur militärischen Ausbildung in der NVA erreicht wird.

Auf die Klangbilder kommt es an

Der Erfolg in der Anfangsetappe der Funkausbildung hängt in bedeutendem Maß davon ab, wie es dem Auszubildenden gelingt, mit seinem rhythmischen Gefühl aus einer Vielzahl von Punkt-Strich-Kombinationen die charakteristischen «Tonmelodien» der Morsezeichen zu erfassen und sie nach ihren Klangbildern zu unterscheiden. Dieser Prozeß des Hörempfangs stellt eine komplizierte psychomotorische Reaktion dar. Sie besteht aus unterschiedlichen Elementen: dem Wahrnehmen der rhythmischen Struktur der Morsezeichen durch Gehörempfindung, der Reproduktion seiner Buchstaben- oder Zahlenbedeutung im Gedächtnis sowie deren Niederschrift durch die Bewegung der Hand (Bild 1). Selbstverständlich spielt sich der Gesamtvorgang in Sekundenschnelle ab, und die erwähnten Phasen kommen dem Funker wohl kaum zu Bewußtsein.

Daher ist es für den Ausbilder auch nicht immer einfach, festzustellen, wann die Schüler bei der Aufnahme der Morsezeichen Fehler machen. Es gibt Funker, die die Klangbilder der Morsezeichen nicht richtig wahrnehmen und vor allem ähnlich klingende Zeichen (s-h-5, u-v-4, d-b-6) schlecht voneinander unterscheiden können. Andere Funker dagegen hören die Klangbilder genau heraus, brauchen aber sehr lange, um die Struktur zu erkennen und ihre Bedeutung zu bestimmen. Wieder andere nehmen die rhythmische Tonsilbenstruktur exakt auf, bilden auch die Bedeutung der Morsezeichen richtig, können aber ihre Buchstaben- oder Zahlenbedeutung nicht schnell genug niederschreiben.

In der Hörausbildung solche Bedingungen zu schaffen, daß die Auszubildenden die gehörten Morsezeichen sofort richtig aufnehmen und niederschreiben, ist und bleibt darum das allerwichtigste Problem beim Erlernen der Morsezeichen im Hören. Eine Methode, die diesen Forderungen Rechnung trägt, ist das Verwenden von «Tonmelodien», sogenannten Klangbildwörtern beim Erlernen der Morsezeichen im Hören.

Beim Erlernen der Morsezeichen führen die Funker diese an Hand ihrer Klangbilder (niemals aber nach den in ihrem Bestand vorhan-

denen Punkten und Strichen) im Gedächtnis auf ihre Buchstaben- oder Zahlenbedeutung zurück. Dabei entstehen für jedes Zeichen in den Gehirnzentren zeitweilige Nervenverbindungen, bei deren Festigung die praktischen Fertigkeiten und Gewohnheiten der Funker beim Hören formiert werden. Mit diesen Klangbildwörtern läßt sich der Prozeß des Erkennens und Einprägens der einzelnen Zeichen des Morsealphabets und ihrer Wort- oder Zahlenbedeutung für den in der Anfangsausbildung stehenden Funker stark erleichtern und sogar beschleunigen.

Viele erfahrene Funker, bei denen die Wechselbeziehung zwischen Klangbild und Bedeutung längst «automatisiert» ist, werden sich noch genau daran erinnern, wie sie beim Erlernen der Morsezeichen im Hören nach solchen Gedankenstützen für die einzelnen Morsezeichen suchten, deren Melodie sie dann mitsummten oder mitklopfen (l = ich lie-be dich, p = die pau-la kommt u.ä.m.). Diese Gedankenstützen sollen so aufgebaut sein, daß ihnen ein oder mehrere in der rhythmischen Struktur der Sprechweise identische Wörter der Umgangssprache zugeordnet werden.

Für die Auswahl der Klangbildwörter können folgende Erfahrungen verallgemeinert werden:

- Jede Klangbildkombination sollte mit dem Buchstaben beginnen, dessen Bedeutung das Morsezeichen bestimmt (g = ga-ga-rin). Ist das auf Grund der rhythmischen Tonsilbenstruktur nicht möglich, so muß das Klangbild von seinem Inhalt her die Buchstabenbedeutung eindeutig ausdrücken (p = die pau-la kommt). Es darf nicht zu abstrakt sein und soll bei den Schülern eine vertraute Vorstellung wachrufen (a-larm).
- Die Anzahl der ausgewählten Wörter und Silben in der Klangbildkombination muß der Anzahl der kurzen (Punkte) und langen Zeichen (Striche) des Morsezeichens entsprechen (r = re-na-te).
- Für die langen Zeichen des Klangbilds werden meist solche Silben oder Wörter verwendet, die aus den Selbstlauten a, u, o sowie aus den Zwielaute au, ei, eu bestehen. Für die kurzen Zeichen werden die Wörter und Silben ausgewählt, die alle anderen Selbstlaute, Zwielaute und Umlaute umfassen. Eine Ausnahme bilden allerdings solche Klangbildkombinationen, bei denen der Rhythmus der Tonsilbenstruktur stark überwiegt (u = ur-su-la).

In Tabelle 1 wird eine Auswahl «angepaßter Worte» als mögliche Klangbildkombinationen für die Buchstaben des Morsealphabets vorgestellt. Das Verwenden solcher Klangbildwörter der Sprache, mit denen es möglich ist, die rhythmische Struktur der Morsezeichen in Wortform auszudrücken, hat zwei Effekte. Erstens wird das Aufnehmen der Morsezeichen durch das Ausnutzen des musikalischen

Tabelle 1 Schreibweise, Buchstabiernamen und Klangbild der Morsezeichen

Buchstabe	Schreibweise	Buchstabiernamen		Klangbild
		deutsch	russisch	
a	<i>a</i>	Anton	Anna	A-larm
b	<i>b</i>	Berta	Boris	Beat-mu-si-kant
c	<i>c</i>	Cäsar	Zaplja	Cä-sar-ba-det
d	<i>d</i>	Dora	Dimitri	Do-mi-nik
e	<i>e</i>	Emil	Jelena	echt
f	<i>f</i>	Friedrich	Fedor	fet-te- Da-me
g	<i>g</i>	Gustav	Grigori	Ga-ra-ge
h	<i>h</i>	Heinrich	Chariton	Hil-le-bil-le
i	<i>i</i>	Ida	Iwan	Im-me
j	<i>j</i>	Julius	Iwankratky	Ja-mei-ka-bar
k	<i>k</i>	Konrad	Konstantin	Ka-bel-jau
l	<i>l</i>	Ludwig	Leonid	ich- lie-be-dich
m	<i>m</i>	Martha	Michael	Ma-ma
n	<i>n</i>	Nordpol	Nikolai	Nar-vik
o	<i>o</i>	Otto	Olga	O-ren-burg
p	<i>p</i>	Paula	Pawel	die-pau-la-kommt
q	<i>q</i>	Quelle	Schtschuka	Quark-Quark-macht-stark
r	<i>r</i>	Richard	Roman	Re-na-te
s	<i>s</i>	Siegfried	Semjon	Sel-le-rie
t	<i>t</i>	Theodor	Tatjana	Tag
u	<i>u</i>	Ulrich	Uljana	u-ni-on
v	<i>v</i>	Viktor	Shenja	vi-ta-li-tät
w	<i>w</i>	Wilhelm	Wassili	wi-ka-na
x	<i>x</i>	Xanthippe	Mjachisnak	Xan-thip-pe-da?
y	<i>y</i>	Ypsilon	Jerry	A-li-ba-ba
z	<i>z</i>	Zeppelin	Sinaida	Zah-lungs-li-mit
ch	<i>ch</i>	Charlotte	Schura	Ca-sa-no-va
ä	<i>ä</i>	Ärger	Jakow	Äs-the-ten-tum
ö	<i>ö</i>	Ödipus	Tschelowek	Öl-helz-o-fen
ü	<i>ü</i>	Übel	Juri	ü-ber-trag-bar

Empfindungsvermögens erleichtert, was sich günstig auf das Vermeiden von Verwechslungen ähnlich klingender Zeichen sowie das Unterbinden des Mitzählens der einzelnen Lautelemente auswirkt. Zweitens vollzieht sich die Reproduktion der Bedeutung der entsprechenden Zeichenkombination durch die gedächtnisunterstützende Funktion des «Klangbildwortes» leichter. Allein mit dem Verwenden von Klangbildwörtern ist der Erfolg noch nicht gesichert. Dazu bedarf es auch einer wohlgedachten Planung und Organisation der Hörausbildung.

Reihenfolge des Erlernens der Morsezeichen

Für das Erlernen der Morsezeichen im Hören gilt gegenwärtig die Erkenntnis, daß zuerst die schwierigen Morsezeichen geübt werden

und danach zu den einfacheren übergegangen wird. Junge Funker, die noch keine anderen Klangbilder kennen, merken sich diese komplizierten Klangbildkombinationen recht leicht. Da die früher erlernten Zeichen in den folgenden Stunden ständig wiederholt werden, ist bei dieser Methode mehr Zeit für die Festigung der komplizierten Zeichen vorhanden. Um Verwechslungen auszuschließen, werden die Morsezeichen außerdem so verteilt, daß keine Zeichen mit ähnlich klingenden Klangbildern in einer Übung zu erlernen sind.

Das Erlernen der Morsezeichen nach Klangbildern kann auf unterschiedliche Weise erfolgen [1]. Nachdem die Auszubildenden das gesendete Zeichen gehört haben, summen sie zunächst den Wortausdruck laut vor sich hin. Dann schreiben sie ihn ins Hörheft. Hat sich der Ausbilder davon überzeugt, daß die Auszubildenden im Aufnehmen sicher geworden sind, beginnt er, die Zeichen im Intervall von 1 bis 1,5 s zu senden. Hören die Schüler ein Zeichen zum erstenmal, schreiben sie es ohne Melodie ins Heft. Bei der Wiederholung vergleichen sie für sich die melodische Struktur des Zeichens mit dem Wortausdruck, den sie aufgenommen haben. Dann summen alle Auszubildenden zur Selbstkontrolle den Wortausdruck laut vor sich hin und schreiben das Zeichen zum zweiten Male unter die erste Eintragung.

Mit dem Geben wird erst dann begonnen, wenn die Funker die Morsezeichen einwandfrei hören und die Hände durch das schnelle

Tabelle 2 Reihenfolge für das Erlernen der Morsezeichen im Hören

Nr. der Übung	Stunden	Inhalt
1	2	Allgemeine Einweisung in die Hörausbildung, Erlernen s - o - 5 - Ø
2	4	Erlernen h - m - q - k - 2 Festigen 1. und 2. Übung
3	4	Erlernen i - v - j - b - 9 Festigen 1. bis 3. Übung
4	4	Erlernen w - r - c - z - 3 Festigen 1. bis 4. Übung
5	6	Erlernen f - u - g - y - d - 7 Festigen 1. bis 5. Übung
6	4	Erlernen n - p - x - a - 1 Festigen 1. bis 6. Übung
7	6	Erlernen e - t - l - 4 - 6 - 8 Festigen 1. bis 7. Übung
8	4	Erlernen ä - ö - ü - ch - ?
9	6	Festigen aller Morsezeichen Abschlußleistungskontrolle Tempo 5, 6, 7 Gruppen/Minute
Gesamt	40	Stunden

Niederschreiben der Morsezeichen bereits trainiert sind. Da die Klangbilder der Zeichen schon bekannt sind, können sich die jungen Funker beim Geben voll auf die Bewegungsausführung der Hand konzentrieren und erlernen auf diese Weise die Gebetechnik ohne große Schwierigkeiten. Tabelle 2 zeigt die Reihenfolge für das Erlernen der Morsezeichen im Hören, wie sie z.Z. erfolgreich in der Funkausbildung der NVA praktiziert wird.

Richtige Schreibgewohnheiten anerkennen

Ein weiteres Problem bei der Herausbildung von Fertigkeiten und Gewohnheiten im Hören ist die Schreibweise der aufgenommenen Morsezeichen. Immer wieder wird von den Funkausbildern der NVA festgestellt, daß eine Reihe Jugendlicher, die als Tastfunker in der *Gesellschaft für Sport und Technik* ausgebildet wurden, über unzureichende Fertigkeiten beim Niederschreiben der Morsezeichen verfügen sowie einzelne Buchstaben unleserlich oder falsch schreiben. Um Zeit für das nächste Morsezeichen zu gewinnen, versuchen sie, jedes gehörte Zeichen sofort niederzuschreiben. Solche Funker ermüden sehr schnell, werden dann unsicher und schreiben mit der Zeit undeutlich.

$\left. \begin{array}{l} v \rightarrow \checkmark \rightarrow \checkmark \\ \checkmark \rightarrow \checkmark \rightarrow \checkmark \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} \checkmark \rightarrow \checkmark \rightarrow \checkmark \\ \checkmark \rightarrow \checkmark \rightarrow \checkmark \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} \checkmark \\ \checkmark \end{array} \right\}$	\mathcal{Z}	$\left. \begin{array}{l} \text{schreibe} \\ \checkmark \end{array} \right\}$
$\left. \begin{array}{l} a \rightarrow a \rightarrow d \\ d \rightarrow d \rightarrow a \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} d \\ a \end{array} \right\}$	\mathcal{D}		
$\left. \begin{array}{l} n \rightarrow n \rightarrow h \\ h \rightarrow n \rightarrow n \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} h \\ n \end{array} \right\}$	\mathcal{H}		
$\left. \begin{array}{l} b \rightarrow b \rightarrow G \\ G \rightarrow b \rightarrow b \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} G \\ b \end{array} \right\}$	\mathcal{B}		
$\left. \begin{array}{l} o \rightarrow o \rightarrow 0 \\ 0 \rightarrow 0 \rightarrow o \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} 0 \\ o \end{array} \right\}$	\mathcal{O}		
$\left. \begin{array}{l} l \rightarrow l \rightarrow e \\ e \rightarrow e \rightarrow l \end{array} \right\}$	$\left. \begin{array}{l} e \\ l \end{array} \right\}$	\mathcal{E}		

Bild 2
Rolle der Schreibgewohnheiten und Notwendigkeit der Funkerschrift

Eine schlechte Schrift kann aber auch die Folge von Ermüdungserscheinungen des Funkers sein. Unrichtige Sitzweise am Arbeitsplatz, verkrampfte Bleistifthalterung, falsches Anpassen der Kopfhörer oder Anheben des Bleistiftes nach dem Schreiben der einzelnen Buchstaben können dafür die Ursache sein. Korrigiert man diese genannten Fehler nicht frühzeitig, so werden sie zur Gewohnheit.

Damit die Morsezeichen sicher aufgenommen werden, sind die Funker von Anfang an zu erziehen, das Schreibtempo dem Hörtempo anzugleichen. Sie sind daran zu gewöhnen, flüssig zu schreiben, d. h., das erste Zeichen einer Gruppe ist erst dann niederzuschreiben, wenn das Klangbild des folgenden Morsezeichens getastet wurde. Dabei gilt folgender Grundsatz: Je mehr Morsezeichen die Funker ohne Niederschreiben im Gedächtnis behalten können, um so leichter fällt es ihnen, alle Morsezeichen, besonders bei einem höheren Tempo, mitzuschreiben. Deshalb trägt das Gedächtnishören, neben den systematisch durchgeführten Schön- und Schnellschreibübungen, entscheidend zur Entwicklung der psychomotorischen Fertigkeiten der Funker bei.

Es gilt jedoch zu berücksichtigen, daß eine grundlegende Änderung der Handschrift des Auszubildenden, die sich im Laufe vieler Jahre herausgebildet hat, in kurzer Zeit kaum möglich ist. Vielmehr kommt es in der Anfangsausbildung darauf an, die Schreibgewohnheiten der Funker so zu beeinflussen, daß die einzelnen Buchstaben und Zahlen genau der Funkschrift entsprechen (Bild 2).

Diese dargelegten Hinweise gilt es von der ersten Ausbildungsstunde an zu beachten. Wer die Morsezeichen gleich richtig erlernt und schreibt, dem bleibt bei seinem späteren Ehrendienst viel Zeit und Ärger erspart, denn in der NVA wird von dem Tastfunker gefordert, die Morsezeichen in einem hohen Betriebstempo fehlerlos aufzunehmen und deutlich lesbar in Funkschrift zu schreiben.

Literatur

- [1] *Chudoshin, A.*: Wir bidden nach einer neuen Methode aus, Ausbilder, Heft 7/77, Seite A 21 bis A 23, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1977

MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee

In seinem Terminkalender hatte sich Huggy einen Termin besonders dick unterstrichen – die XX. *Messe der Meister von morgen*, die vom 14. bis 25. November 1977 in Leipzig stattfand.

Diese Jubiläums-MMM regt dazu an, eine kurze Rückschau zu halten. Die I. *Zentrale Messe der Meister von morgen* fand im Oktober des Jahres 1958 statt. 312 Kollektive und 101 Einzelaussteller zeigten ihre Exponate. Damals war u.a. ein Mörtelkasten auf Rädern das attraktivste Ausstellungsstück. Im Laufe der Jahre hat sich die *Messe der Meister von morgen* zu einer volkswirtschaftlich bedeutenden Bewegung entwickelt, die einerseits wichtige Aufgaben bei der Rationalisierung lösen hilft, andererseits aber auch nicht unwesentlich zur Persönlichkeitsbildung unserer jungen Menschen beiträgt.

Der MMM-Jahrgang 1977 setzte sich aus mehr als 2,3 Millionen Rationalisatoren und jungen Neuerern zusammen, die ihr Wissen und Können in der Neuererbewegung erprobten. 20 576 junge Neuerer mit 1698 Leistungen, darunter 1239 Aufgaben aus dem Plan Wissenschaft und Technik, haben diese breite Massenbewegung auf der Jubiläums-MMM repräsentiert.

Zu ihnen gehören auch die Neuerer der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR, die durch ihre Leistungen im Rahmen des sozialistischen Wettbewerbs *Kampfkurs 77 – Stets wachsam, kampfstark und gefechtsbereit* ebenfalls wesentlich zum Erfolg der XX. *Messe der Meister von morgen* beigetragen haben. Huggy konnte sich beim Besuch des Ausstellungspavillons unserer bewaffneten Kräfte von der Initiative, dem Ideenreichtum und vom Fleiß der jungen Armeeinghörigen überzeugen. Sie beteiligten sich mit etwa 70 Exponaten, die meist kollektive Leistungen darstellten, an dieser Leistungsschau und bewiesen damit, daß sie auch auf dem Gebiet des Neuererwesens für die Stärkung der Kampfkraft und Einsatzbereitschaft der Nationalen Volksarmee sowie der Grenztruppen der DDR ringen. 46 Kollektive und Neuerer konnten mit Ehrenurkunden, der Artur-Becker-Medaille und weiteren Auszeichnungen geehrt werden.

Die jungen Neuerer aus der Volkswirtschaft wie aus der Nationalen Volksarmee und den Grenztruppen der DDR werden auch weiterhin ihr Wissen und Können aufbieten, um auf diese Weise zur weiteren Lösung der Hauptaufgabe beizutragen. In dem Grußschreiben der Aussteller an das Zentralkomitee der SED bringen sie dieses Bestreben zum Ausdruck: «Wir geben das Versprechen ab, im Rahmen des *FDJ-Aufgebots DDR 30* auch zukünftig in vorderster Reihe derer zu wirken, die sich ideenreich und elanvoll für den wissenschaftlich-technischen Fortschritt einsetzen, um so unser sozialistisches Vaterland, die DDR, zu stärken.»

Für die Leser des *Elektronischen Jahrbuches*, die nicht die *XX. Messe der Meister von morgen* besuchen konnten, stellt Huggy nun wieder eine kleine Auswahl von Exponaten vor. Nachstehend zunächst die Anschriften der Dienststellen, die Nachnutzern von Neuerervorschlägen weitere Auskünfte erteilen.

Bereich der Landstreitkräfte

Nationale Volksarmee
1501 Potsdam-Geltow
Postfach 11 115

Bereich der Luftstreitkräfte/Luftverteidigung

Nationale Volksarmee
126 Strausberg
Postfach 14 415c

Bereich der Volksmarine

Nationale Volksarmee
25 Rostock 10
Postfach 18 815B

Andere Bereiche der Nationalen Volksarmee

Nationale Volksarmee
126 Strausberg
Postfach 98 421

Bereich der Grenztruppen der DDR

Grenztruppen der DDR
16 Königs Wusterhausen
Postfach 16 614

Ausgewählte Exponate

1. Elektronischer Funkertest- und Gebetrainer (Bild 1, Reg.-Nr.: 10 222/77)

Neuererkollektiv: Unterfeldwebel *Wesner, Klaus*

Der automatische Funkertest- und Gebetrainer wird als Ausbildungshilfsgerät für ein normgerechtes Geben sowie als Kontrollgerät zur Abnahme von Kontrollübungen im Geben eingesetzt. Durch einen digitalen Zeitvergleich der Zeichen wird dem Tastfunker eine genaue Gebeweise anezogen. Es können gleichzeitig 5 Personen überprüft werden. Die Neuerung wird gleichzeitig zur Überprüfung von Armeeingehörigen für die Eignung als Tastfunker genutzt.

2. Automatisches Prüfgerät für FFK 36, FFK 60 und FFK 250 (Bild 2, Reg.-Nr.: 10 450/76)

Neuererkollektiv: Gefreiter *Meyer-Bodemann, J.*

Das Gerät ermöglicht eine unkomplizierte und schnelle Überprüfung der wichtigsten Betriebsparameter des Feldfernkabels. Es gestattet die Hochspannungsprüfung, die Durchgangsprüfung so-

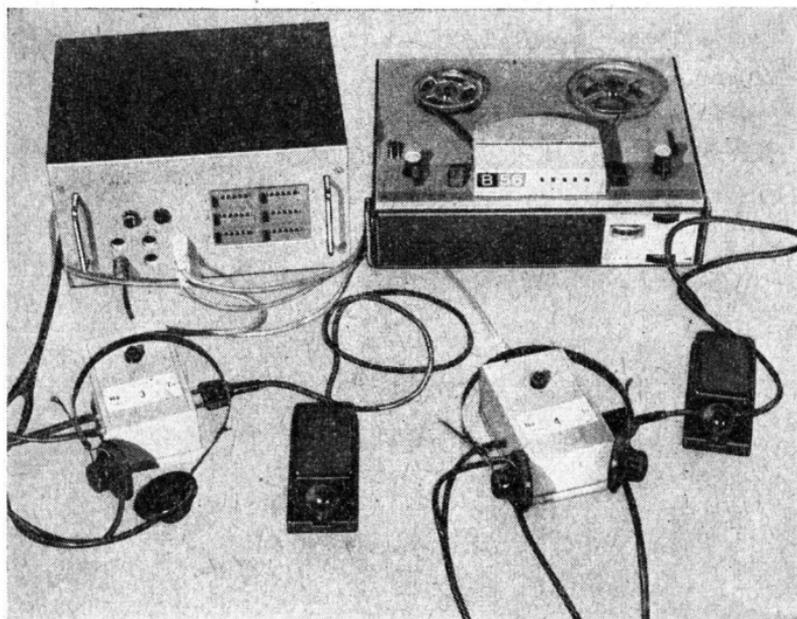


Bild 1 Elektronischer Funkertest- und Gebetrainer

wie die automatische Prüfung der Betriebs- und Nebensprechdämpfung. Nach Abschluß der Arbeitsgänge leuchten auf einer Schriftanzeige die festgestellten Ergebnisse auf. Nach der Hochspannungsprüfung wird das Kabel automatisch kurzgeschlossen, um eine direkte Berührung auszuschließen.

3. Meßplatz für Funkstation (Bild 3, Reg.-Nr.: 21 486/77)

Neuererkollektiv: Feldweibel *Kiehn, Werner*

Durch die rationelle Ausnutzung der Meßtechnik IK-II ist eine schnellere und gründlichere Überprüfung der Funkgeräte R 105 D, R 108 D, R 109 D, R 105 M, R 108 M und R 109 M möglich. Damit wird eine wesentliche Erhöhung der Gefechtsbereitschaft erreicht.

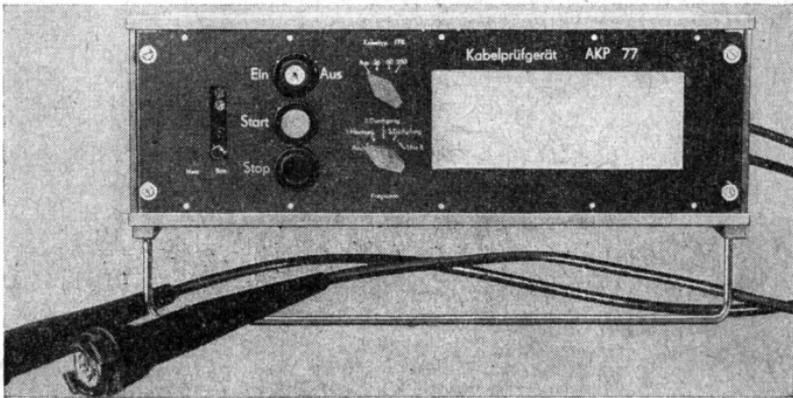


Bild 2 Automatisches Prüfgerät für FFK 36, FFK 60 und FFK 250

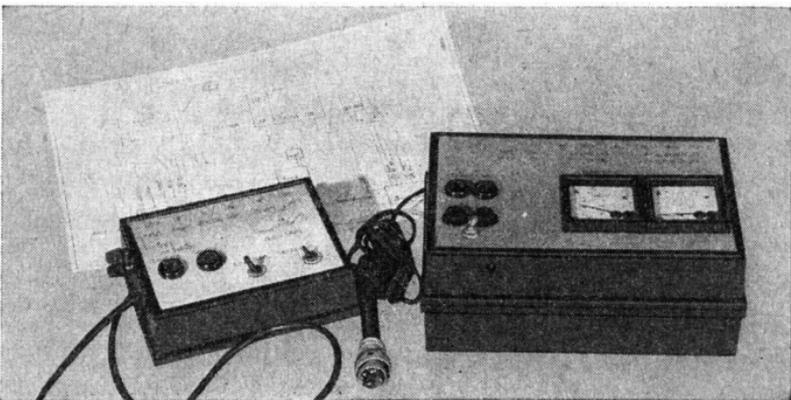


Bild 3 Meßplatz für Funkstationen

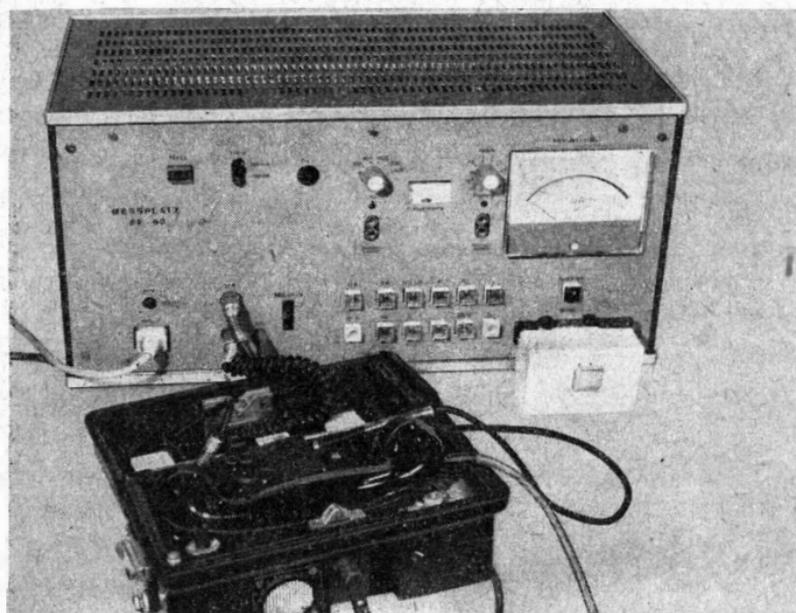


Bild 4 Normwertkontroll- und FF-Prüfgerät

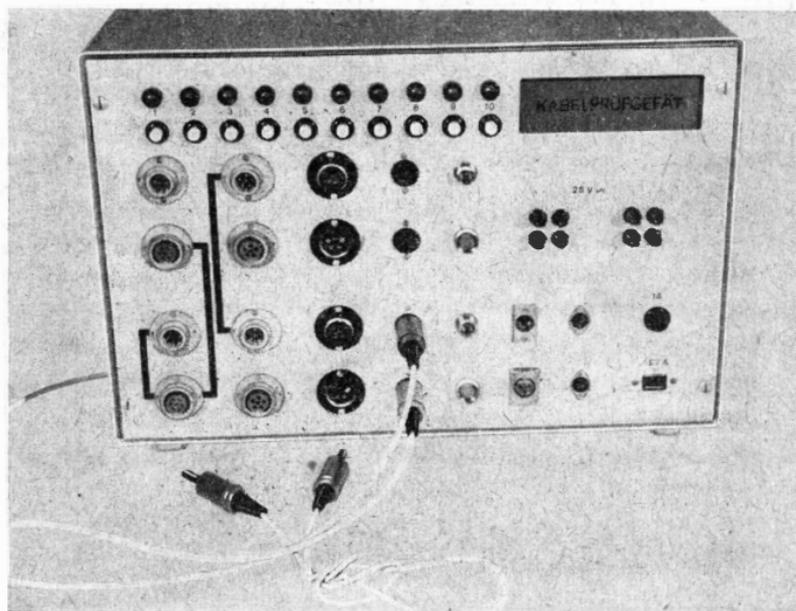


Bild 5 Kabelprüfgerät

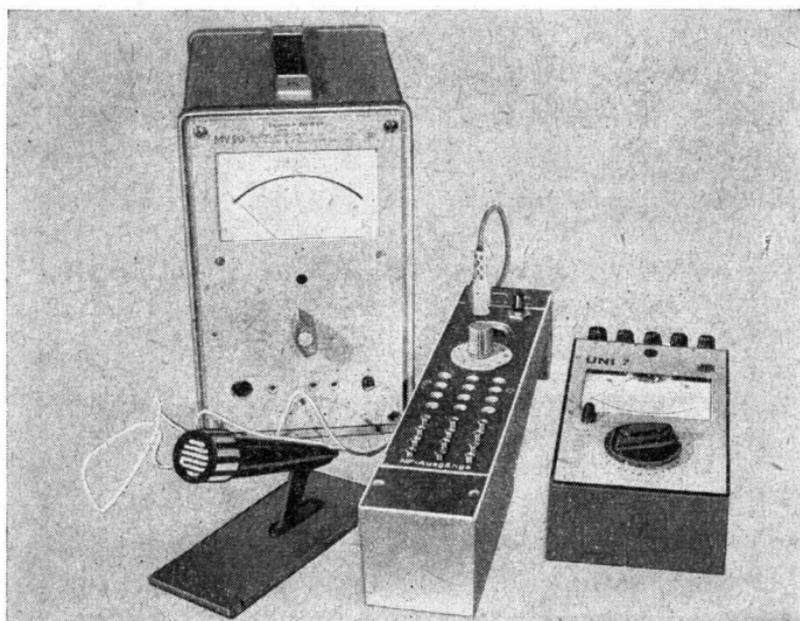


Bild 6 Meßverstärker für NF-Signalmessung

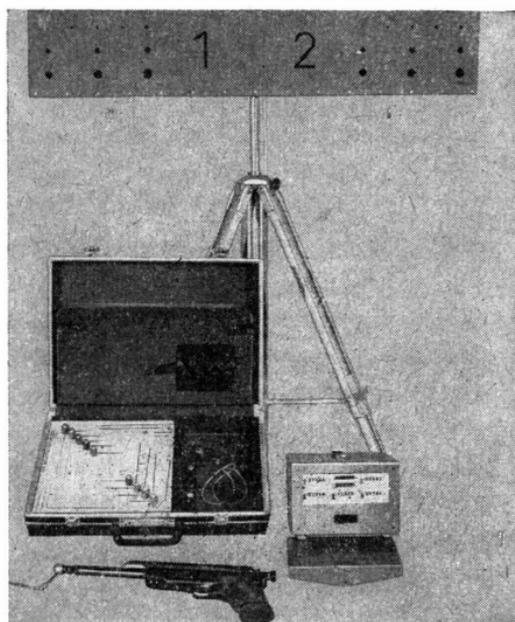


Bild 7
Elektronisches Ziel-
trainings- und Testgerät

4. Normwertkontroll- und FF-Prüfgerät (Bild 4, Reg.-Nr.: 10 238/77)
Neuererkollektiv: Stabsfeldwebel *Beyer, Hans-Jürgen*
Das Gerät ermöglicht die Messung aller geforderten Parameter des Feldfernsprechers 63. Weiterhin können Frequenzmessungen am FF und Kapazitätskontrollen des Batteriesatzes durchgeführt werden. Es ist möglich, den Mikrofonverstärker des FF einzeln zu überprüfen. Die Messungen können auch von angelernten Kräften vorgenommen werden. Das Gerät gestattet eine schnelle und zuverlässige Fehlersuche.

5. Kabelprüfgerät (Bild 5, Reg.-Nr.: 110/77)
Neuererkollektiv: Zivilbeschäftigter *Domin, Wolfgang*
Die Neuerung ermöglicht die Prüfung aller gebräuchlichen Studiokabel auf Durchgang und Kurzschluß bei einer Arbeitszeiteinsparung von etwa 80 % gegenüber den herkömmlichen Prüfmethoden.

6. Meßverstärker für NF-Signalmessung (Bild 6, Reg.-Nr.: 111/77)
Neuererkollektiv: Oberleutnant *Schuhmacher, Willi*
Die Neuerung kann als Zusatzgerät für handelsübliche Vielfachmesser genutzt werden und ermöglicht die Messung von NF-Kleinspannungen in den Bereichen 1 mV bis 10 V Endausschlag bei einer Meßgenauigkeit von $\pm 1\%$.

7. Elektronisches Zieltrainings- und Testgerät (Bild 7, Reg.-Nr.: 10 203/77)
Neuererkollektiv: Unterfeldwebel *Wesner, Klaus*
Das elektronische Zieltrainings- und Testgerät kann für die Schießausbildung (Pistole und KK-Gewehr) der Armeeangehörigen und Sportschützen verwendet werden. Die Leistungen im Schießen konnten mit diesem Gerät um 60 % verbessert werden.

Vielen Funkamateuren der DDR sind der Name *Ernst Krenkel* und das legendäre Rufzeichen *RAEM* nicht unbekannt. Einige erinnern sich sicher noch an seine Rede anlässlich des Europatreffens der Funkamateure in Leipzig 1961. Dem damaligen Vorsitzenden des Präsidiums der Funksportföderation der UdSSR bin ich noch mehrmals begegnet, und immer drehten sich unsere langen, freundschaftlichen Gespräche um den Amateurfunk. Genosse *Krenkel*, der ausgezeichnet die deutsche Sprache beherrschte, verstarb am 8. Dezember 1971. Im Dezember 1978 gedenkt die sowjetische Öffentlichkeit des 75. Geburtstages von *E. T. Krenkel*. Zur Erinnerung an diesen hervorragenden Menschen, den in der ganzen Welt geachteten Funkamateurer, beginnen wir nachfolgend die Biografie von *E. T. Krenkel – RAEM* zu veröffentlichen.

Karl-Heinz Schubert

Kindheit und Jugend

Ernst Theodorowitsch Krenkel wurde in der Stadt Bialystok in der Familie eines Latein- und Deutschlehrers geboren. 1910 siedelte die Familie nach Moskau über, wo *Ernst* nach drei Jahren in ein Privatschulwesen eintrat. «Wenn sich jemand für meine Kindheit interessiert», schrieb *Ernst Theodorowitsch*, «dann soll er sich einen Stadtjungen aus einer armen Intelligenzfamilie vorstellen, der abends die Gymnasiastenuniform auszieht, um sie zu schonen, und geflickte Hosen und eine abgetragene Jacke anzieht; einen Fußballspieler, Elektrobastler, der dauernd die Sicherungen im ganzen Hause durchbrennt, einen leidenschaftlichen Leser *Jack Londons*, der von kühnen Abenteuern träumt.»

Er war 15 Jahre alt, als er zur Stütze der Familie wurde. Sein Vater konnte wegen Krankheit nicht mehr arbeiten, und die Mutter verdiente wenig. Der Junge packte einige Zeit Pakete, klebte Plakate in der Stadt und trat dann als Hilfsarbeiter in eine kleine Reparatur-



Bild 1 E. T. Krenkel – RAEM (l.) und I. Kasanski, UA 3 FT, leiteten die sowjetische Funkamateure-Delegation anlässlich des Europatreffens der Funkamateure 1961 in Leipzig

werkstatt ein, in der man Fleischwölfe, Kocher und Töpfe reparierte und in der es immer dunkel und rußig war. Vom Gymnasium (er war in der 6. Klasse) mußte er abgehen. Die Arbeit in der Werkstatt gefiel ihm nicht, aber er mußte sich damit abfinden. Bald begann *Ernst* einen Jahreskurs für Funker. In dem Gebäude, wo der Unterricht erteilt wurde, war es kalt, man saß im Mantel da, die Hände froren, aber *Ernst* lernte mit Begeisterung.

1922 schloß *Ernst* den Lehrgang erfolgreich ab und begann an der Funkstation Ljuberzy zu arbeiten. In seiner ersten Wache erlitt er jedoch ein vollständiges Fiasko. Die Sache war so: Um die Kenntnisse des jungen Funkers zu überprüfen, setzte sich der Leiter der Station an den zweiten Kopfhörer. Er schrieb leicht und frei die schwachen Signale auf, aber *Ernst* konnte nicht ein einziges Wort aufnehmen. Nach einer Stunde hing die Anweisung an der Wand: «Wegen vollständiger Untauglichkeit zur Arbeit an einer Funkstation wird Genosse *Krenkel* entlassen.»

«Da begann ich zu bitten», erinnerte sich *Ernst Theodorowitsch*, «ich bat um die Erlaubnis, wenigstens zwei Wochen zu üben. Mein Fiasko erklärte sich durch das fehlende Training unter richtigen

Arbeitsbedingungen bei hohem Störpegel und durch die Gewöhnung an die lauten, leicht aufzunehmenden Zeichen in der Klasse. Mir wurde es gestattet zu üben, und schon nach einer Woche konnte ich selbständig Funkwachen durchführen. Bald gab ich meine Arbeit in der Werkstatt auf. Ich arbeitete weiter an der Funkstation, gleichzeitig begann ich, mich auf die Funkfachschule vorzubereiten.»

Die ersten Überwinterungen

1924 fährt *Ernst*, ohne das halbe Jahr bis zum Diplom an der *Podbelski*-Funkfachschule abzuwarten, nach Leningrad, um auf einen der Dampfer zu kommen, die auf Auslandslinien verkehren. Das gelingt ihm aber nicht: Für Fernfahrten wird er nicht genommen. In Leningrad erfährt *Ernst* jedoch, daß irgendeine Behörde Funker für die Arbeit auf einer nördlichen Insel einstellt. Diese (irgendeine Behörde) war die Admiralität. Ungeachtet seiner Jugend und des geringen Dienstalters wurde *Ernst* angenommen: An Funkern war dort großer Mangel. Bald fuhr *Krenkel* in der neuen Marineuniform zu den Ufern von Nowaja Semlja, wo an der Matotschkinstraße ein Jahr vor seiner Ankunft die erste sowjetische Polarfunkstation aufgebaut worden war.

So wurde *Ernst Krenkel* Polarforscher. Das Überwinterungsjahr war schnell vergangen. Nach der Rückkehr wurde er zur Roten Armee einberufen. Er diente in einem Funkbataillon, bildete Rotarmisten im Funkbetrieb aus, nahm an fünf militärischen Manövern teil. Nach Bestehen der Prüfung als Führer eines Zuges wurde *E. T. Krenkel* im November 1926 in die Reserve versetzt.

Die Biographien vieler Funkingenieure und Wissenschaftler auf dem Gebiet des Funkwesens beginnen mit der Begeisterung für die Funkamateur Tätigkeit, die in der Regel ihren weiteren Lebensweg bestimmt. *Ernst Krenkel* kam zum Amateurfunk, als er schon Berufsfunker war. In seinem Tagebuch schreibt er unmittelbar nach der Demobilisierung, am 16. November 1926: «Schon während des Militärdienstes beschloß ich, daß ich mich nach der Ankunft in Moskau verstärkt mit dem Amateurfunk beschäftigen muß. Das wird angenehm sein, aber vor allen Dingen nützlich, weil er praktische Fertigkeiten vermittelt und vor allen Dingen dazu zwingt, sich im Labyrinth der Funktechnik auszukennen.»

Der dreiundzwanzigjährige Funker wird Funkamateur, baut einen Empfänger, kriecht aufs Dach, um eine Antenne aufzubauen, liest Amateurfunkzeitschriften. Er findet Arbeit im Laboratorium der *Podbelski*-Funkfachschule, das von *B. P. Assejew* (dem späteren bekannten Funkspezialisten, Professor und Doktor der Wissenschaften) geleitet wird, und abends besucht er Kurse für Funk-Konstrukteure.



Bild 2 1961 in Leipzig besuchte E. T. Krenkel - RAEM (r.) u. a. auch OM Dr.-Ing. H. Brauer, DM 2 APM (3. v. r.)

Diese Seiten der Biographie *E. T. Krenkels* betreffen die Periode, als in unserem Land der Kurzwellen-Amateurfunk gerade entstand. Seit dem sensationellen Auftauchen des ersten sowjetischen Kurzwellenamateurs im Äther, *Fjodor Lbow*, waren etwa zwei Jahre vergangen. In den Zeitschriften *Radio wsem* und *Radioljubitel* erschienen Kurzwellenrubriken mit den Beschreibungen von Kurzwellengeräten, wurden die Namen der ersten RA- (Sende-) und RK- (Empfangs-) Amateure abgedruckt.

All das geht nicht an *E. T. Krenkel* vorüber. Er träumt von einer zweiten Überwinterung an der Matotschkinstraße, aber unbedingt mit einem Kurzwellengerät. Für den Bau eines Kurzwellensenders waren jedoch große Mittel notwendig, und *E. T. Krenkel* wendet sich um Hilfe an den Leiter des Funklaboratoriums Nischni Nowgorod, *M. A. Bontsch-Brujewitsch*, von dem er volle Unterstützung erhält. Man händigt ihm eine Kurzwellenstation mit einem 300-W-Sender aus. Danach fährt *Ernst Theodorowitsch* nach Leningrad und erhält die Berufung als Funker für eine Überwinterung in der Polarfunkstation Matschar (Matotschkinstraße).

Im Herbst 1927 kommt *E. T. Krenkel* in Archangelsk an. Als sich die dortigen Funker seine Geräte ansahen, glaubten sie nicht, daß man mit einer solchen röhrenbestückten Funkstation eine Verbindung mit Moskau, Leningrad oder gar mit ausländischen Partnern herstellen könne. In Archangelsk gab es doch damals nicht einmal den einfachsten Kurzwellenempfänger. Die Propagierung der Kurzwellen mußte jedoch nicht mit Worten, sondern mit der Tat betrieben

werden. Bald bewies die Kurzwellenstation, die von *E. T. Krenkel* in Matschar aufgebaut worden war, den Wert eines Kurzwellengeräts und seine großen Möglichkeiten.

Krenkel arbeitete unter dem Rufzeichen PGO*). Sein erster regelmäßiger Partner war das Laboratorium Nishni-Nowgorod, mit dem er anderthalb Monate lang Verbindung hielt. Von Januar bis Juni wurde stabil mit Archangelsk gearbeitet, wo ein 10-W-Kurzwellensender aufgestellt worden war. Der dritte tägliche Korrespondent war die Insel Dickson. Diesen Weg gingen die Wettermeldungen. *Ernst Theodorowitsch* hielt regelmäßig Verbindung zu sowjetischen Funkamateuren und stellte mit Stolz fest, daß ihre Zahl ständig wuchs. So kamen dank *E. T. Krenkel* die Kurzwellen in die Praxis der arktischen Funkverbindungen.

Nach dieser Überwinterung arbeitete *E. T. Krenkel* einige Monate als Funker auf dem hydrographischen Schiff *Taimyr*, das eine große Fahrt auf der Route Weißes Meer – Kolgudj-Insel – Petschoramündung – Matschar – Jugorstraße – Siedlung Marre-Sale – Wai-gatsch-Insel – Kap Kanin Nos – Archangelsk durchführte.

Ein Weltrekord in der Funkverbindung

In der Bucht Tichaja auf Franz-Josef-Land erlebte *E. T. Krenkel* seine dritte Überwinterung. Hier war unter der Leitung von *O. J. Schmidt* die nördlichste Polarfunkstation der Welt aufgebaut worden. Von den sieben Teilnehmern an der Überwinterung war *Ernst* der einzige Funker, aber ungeachtet der großen Belastung ging er immer, wenn er keine Funkwache hatte, auf der Kurzwelle mit seinem Rufzeichen in den Äther. Von hier aus stellte er am 12. Januar 1930 einen Entfernungsweltrekord in der Kurzwellenfunkverbindung auf. In der Antarktis, in der Nähe des Südpols, befand sich zu dieser Zeit die amerikanische Expedition des Admirals *R. Byrd*. Mit dieser Expedition stellte nun *E. T. Krenkel* eine zweiseitige Funkverbindung her. Die Leistung des Kurzwellensenders *E. T. Krenkels* betrug 250 W, die von *Byrds* Sender 800 W. Die Entfernung zwischen den Stationen betrug 20000 km! *Krenkel* arbeitete mit einem selbstgebauten Zweiröhrenempfänger. Die Verbindung dauerte über anderthalb Stunden. Danach sprach die ganze Welt von *E. T. Krenkel*.

Von der Überwinterung kehrte *Ernst Theodorowitsch* als nun schon bekannter Kurzwellenamateur zurück, und die Leitung der *Gesellschaft der Freunde des Funkwesens* bot ihm an, die Leitung der

* Die Kurzwellenstation war eine Versuchsstation, und die Benutzung des offiziellen Rufzeichens von Matschar war nicht möglich. Deshalb nahm *E. T. Krenkel* als Rufzeichen die Buchstaben PGO (Polares Geophysikalisches Observatorium).

Funkstation der Zentralen Sektion Kurzwelle zu übernehmen. Für *E. T. Krenkel* war der Kurzwellenamateurfunk nicht nur einfach ein Hobby. Es war die Fortsetzung seines Berufs. In jener Zeit war das ein ständiges, interessantes Selbststudium und schließlich ein Mittel, in jedem beliebigen Moment Freunde im Äther zu finden, die bereit waren zu helfen.

E. T. Krenkel maß dem Kurzwellenamateurfunk große Bedeutung für die Landesverteidigung bei, sah in ihm eine Möglichkeit für die Ausbildung hervorragender Funker, die ihre Sache lieben und im Geiste der Staatsbürgerpflichten und des Patriotismus erzogen sind. Er freute sich über die Erfolge der Kurzwellenamateure bei Expeditionen und über die Verwendung von Kurzwellenverbindungen in verschiedenen Zweigen der Volkswirtschaft.

Der Funker des Luftschiffs

Bald erhielt *E. T. Krenkel* die Möglichkeit, sich als Funker auf einem neuen Gebiet zu bewähren. Im Sommer 1931 wird *Ernst Theodorowitsch* Bordfunker der sowjetischen Gruppe der internationalen Flugexpedition mit dem Luftschiff *Graf Zeppelin*. Es war ein einzigartiger Rundflug durch die Arktis. Man braucht sich nur an die Flugroute zu erinnern: Friedrichshafen – Berlin – Leningrad – Franz-Josef-Land – Sewernaja Semlja – Kap Tscheljuskin – Dickson-Insel – Kap Shelanija – Nowaja Semlja – Archangelsk – Leningrad – Berlin. Die Expedition dauerte 104 Stunden. In dieser Zeit legte das Luftschiff 13000 km zurück.

Im Winter nach der Fahrt des Eisbrechers *Alexander Sibirjakow* wurde *E. T. Krenkel* Bordfunker des größten sowjetischen Luftschiffs *W-3*. Er nahm am 1. Mai 1933 am Flug über den Roten Platz der Hauptstadt teil.

Der erste Orden

1932 wurde *E. T. Krenkel* zweiter Funker der von *O. J. Schmidt* geleiteten berühmten Expedition mit dem Eisbrecher *Alexander Sibirjakow*, der zum erstenmal die Fahrt auf dem nördlichen Seeweg von Archangelsk zum Stillen Ozean in einer Navigationsperiode durchführte. Im Kampf mit den schweren Eismassen waren in der Nähe der Kolyma beim Eisbrecher die Schraubenblätter gebrochen. Die Leitung der Expedition beschloß, den Wechsel der Schraubenblätter auf offenem Meer vorzunehmen. Dafür mußten 400 t Last vom Heck zum Bug umgelagert werden, um das Heck des Eisbrechers zu heben und die Reparatur zu ermöglichen. Das Umladen wurde rund um die Uhr durchgeführt. Alle Teilnehmer der Expedition arbei-



Bild 3 7. Mai 1970 – Abschluß der 24. Allunionsausstellung der Amateurnonstrukteure der DOSAAF in Moskau und Auszeichnung der Preisträger. Es spricht der Präsident der Funksportförderung der UdSSR, E. T. Krenkel – RAEM

teten mit. Die Arbeit dauerte sieben volle Tage. Nach Abschluß der Reparatur bewegte man sich in den gleichen schweren Eismassen weiter. Nach zwei Tagen brach durch einen Stoß an das Eis die Welle und versank zusammen mit der Nabe, an der die Blätter befestigt sind, auf den Meeresgrund. Das geschah 80 Meilen vor der Beringstraße. Vom 18. September an trieb der Eisbrecher mit dem Eis, von Wind und Strömung abhängig. Die Mannschaft tat alles Menschenmögliche, um ins offene Wasser zum Kap Deshnew zu kommen. Es wurden Segel gesetzt, die es dem Eisbrecher ermöglichten, sich wenigstens in Eislöchern und Stellen von Wasser etwas zu bewegen. Es wurden Sprengungen vorgenommen, die die Eisriegel beseitigten. Bei rückläufiger Drift wurde der Anker ausgeworfen. Am 1. Oktober erreichte der Eisbrecher *Alexander Sibirjakow* selbständig mit Segeln Kap Deshnew und wurde dort von dem durch Funk herbeigerufenen Räumboot *Ussurijez* in Schlepp genommen. «Die Funkverbindung während dieser Expedition war schwer», schrieb *Ernst Theodorowitsch*. «Der Hauptgrund war die geringe Anzahl der Funkstationen entlang der Nordküste der UdSSR.»

Die Heimat schätzte den Heldenmut und die selbstlose Arbeit der Teilnehmer der Expedition hoch ein. Unter denen, die mit dem Orden des Roten Arbeitsbanners ausgezeichnet wurden, war auch *E. T. Krenkel*.

Das Tscheljuskin-Epos

1933 wurde eine Expedition mit dem Dampfer *Tscheljuskin* organisiert, um die Möglichkeit zu klären, den Nördlichen Seeweg mit einem normalen Schiff zu durchfahren, das in der Wasserlinie eine etwas verstärkte Außenwand besaß. Der Leiter der Expedition *O. J. Schmidt* ernannte *E. T. Krenkel* zum leitenden Funker der *Tscheljuskin*.

Am 13. Februar 1934 wurde die *Tscheljuskin* durch den riesigen Druck der Eismassen zerquetscht und sank 144 Meilen vom Kap Uelen entfernt. 104 Personen waren nun auf dem Eis, darunter zehn Frauen und zwei Kinder. Es gelang, den Lebensmittelvorrat für zwei Monate zu retten, ebenso Schlafsäcke und Zelte. Aus den gesammelten Brettern wurden eine Baracke für 50 Mann und eine Kombüse gebaut, durch die alle einmal am Tag ein warmes Essen bekamen.

So war in der Tschuktschensee das Eislager *O. J. Schmidts* entstanden. Mit stürmischen Winden und Schneesturm empfing die Arktis die Bewohner des Lagers. Die *Tscheljuskin*-Leute bewiesen die Organisiertheit, Tapferkeit und Disziplin, die den Sowjetmenschen eigen ist. Sie bauten Flugplätze, kämpften mit den Eismassen und retteten die Vorratslager bei Eispressungen. Eine kleine Notfunkstation, die von den Funkern mit auf das Eis gebracht worden war, wurde die Hoffnung des ganzen Lagers. Sie gewährleistete die Verbindung mit dem Heimatland, mit der Regierungskommission zur Rettung der *Tscheljuskin*-Leute, die unter der Leitung von *W. W. Kuibyschew* stand, und mit der nächsten Siedlung auf Tschotka, mit Uelen, wo die junge Funkerin *L. Schrader* die Funkstelle Tag und Nacht besetzt hielt. Das ganze Land verfolgte mit angehaltenem Atem die heldenhafte Standhaftigkeit der *Tscheljuskin*-Leute. Am 5. März 1934 brachte der Flieger *A. W. Ljapidewski* zwei ausgeweidete Rentiere sowie Ersatzakkus für die Funkstation ins Lager. Die Frauen und Kinder flogen mit ihm zurück nach Uelen. Einen ganzen Monat mußte man auf eine neue Gruppe von Flugzeugen warten. Um den 13. April 1934 hatten die sowjetischen Flieger alle Teilnehmer der Expedition aufs Festland gebracht.

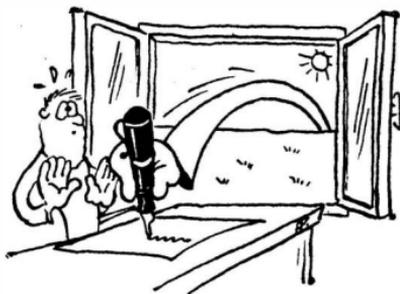
Sieben Piloten waren unter schwierigsten meteorologischen Bedingungen geflogen, mit Flugzeugen, die kein Funkgerät besaßen, und sie hatten wahres Heldentum bewiesen. Ihnen allen (*A. W. Ljapidewski*, *W. S. Molokow*, *S. A. Lewanewski*, *N. P. Kamanin*, *M. W. Wodopjanow*, *M. T. Slepnew* und *I. W. Doronin*) wurde zum erstenmal

der hohe und ehrenvolle Titel eines *Helden der Sowjetunion* verliehen. Alle *Tscheljuskin*-Leute wurden mit dem *Rotbannerorden* ausgezeichnet.

Die Zeitungen hoben die wichtige Rolle der Funkverbindungen bei der Rettung der *Tscheljuskin*-Leute und die selbstlose Arbeit *E. T. Krenkels* hervor. Bis zur letzten Minute hielt er die Funkstation der *Tscheljuskin* besetzt, war als einer der letzten von Bord gegangen und hatte mit dem letzten Flugzeug die Eisscholle verlassen, nachdem er die Verbindung des Lagers *O. J. Schmidts* mit dem Heimatland glänzend aufrechterhalten hatte.

Wie immer nach einer Polarfahrt oder Überwinterung traf sich *E. T. Krenkel* nach der Rückkehr nach Moskau mit alten Freunden, Funkamateuren, und berichtete auf einer erweiterten Sitzung des *Zentralbüros der Sektion Kurzwelle (ZBSKW)* über die Funkverbindung auf dem Dampfer *Tscheljuskin* und im Lager *O. J. Schmidts*. Das *Zentralbüro der Sektion Kurzwelle* sprach sich damals für die Verleihung des Rufzeichens der Funkstation der *Tscheljuskin* an *E. T. Krenkel* aus. Die Funkinspektion billigte den Antrag des *ZBSKW*. Das Rufzeichen der Funkstation des Dampfers *Tscheljuskin*, *RAEM*, das historische Signale kommunistischer Tapferkeit in den Äther geschickt hatte, wurde damit bewahrt und der Amateurfunkstation des tapferen *Tscheljuskin*-Funkers *Ernst Theodorowitsch Krenkel* verliehen.

(Schluß folgt)



**Wir klären Begriffe
FERNSCHREIBER**

Acces (Zugriff)	Möglichkeit des Ansprechens und Lesens einer Speicherstelle
Adresse	Kode für eine Speicherstelle
Adreßbus	Datenleitung (Sammelschiene) für Adressen
AD-Wandler (AD-Converter)	Analog-Digital-Wandler, gibt analoge Werte im Digitalcode aus
Akkumulator	meist dem Rechenwerk zugeordnetes Register mit Möglichkeit der binären Addition
ALGOL	höhere Programmiersprache für Wissenschaft und Technik (Algorithmic Programming Language)
Algorithmus	Rechenvorschrift zur Lösung eines Problems in endlich vielen Schritten
Alphanumerisch	ein solcher Zeichenvorrat enthält Ziffern, Buchstaben und Sonderzeichen
ALU	Rechenwerk, in dem arithmetische, logische und Schiebe-Operationen ausgeführt werden (Arithmetic and Logical Unit)
Arbeitsspeicher	Speicher für Programm und Zwischenergebnisse
ASCII	7-bit-Kode, bestehend aus 96 darstellbaren Zeichen und 32 Steuerzeichen zur Datenübertragung (American Standard Code for Information Interchange)
Assembler	Übersetzungsprogramm für ein in ASSEMBLER geschriebenes Programm zur Übersetzung in Maschinensprache
BASIC	einfach zu erlernende höhere Programmiersprache (Beginners All purpose Symbolic Instruction Code)

BCD-Kode	Kode dual verschlüsselter Dezimalziffern, 4 bits je Ziffer (Binary Coded Decimal)
Befehl	Ausführungsanweisung an den Rechner
bidirectional	Zweirichtungsbetrieb für Signale (Zeitmultiplex)
Bit	kleinste binäre Informationseinheit (Binary digit)
buffer (Puffer)	Daten-Zwischenspeicher geringer Kapazität
Bus	Leitungsbündel (Sammelschiene), an dem mehrere Einheiten (Bausteine) anschließbar sind
Byte	kleinste adressierbare Speicherstelle von meist 8 bits
clock	Taktgenerator für synchron arbeitende Rechner
CMOS	MOS-Technik mit p- und n-Kanal-MOS-Transistoren, leistungsarm, mittelschnell (Complementary Metal-Oxide Semiconductor)
Code	Verschlüsselungsvorschrift
Compiler	Übersetzungsprogramm, mit dem Programme einer höheren Programmiersprache in Maschinensprache übersetzt werden
control bus	Steuer-Bus, Leitungsbündel (Sammelschiene für Steuerinformationen)
control unit	Leitwerk bzw. Steuerwerk
CPU	Zentraleinheit (Central Processing Unit), beim μP ist das das Rechenwerk (ALU), das Leitwerk und die Register
CRT-Terminal	Datensichtstation (CRT = Cathode Ray Tube = Katodenstrahlröhre)
custom LSI	Kundenschaltung
Daten-Bus	Leitungsbündel bzw. Sammelschiene für Datenübertragung im μP oder im Mikrocomputer
Datenspeicher	beim Mikrocomputer meist RAM, gelegentlich ROM
DA-Wandler	Digital-Analog-Wandler, erzeugt aus digitalem Code Analogsignale
display	nichtschreibende optische Datenausgabe
Dynamischer Speicher	Halbleiterspeicher, dessen Inhalt regelmäßig aufgefrischt werden muß

EAROM	elektrisch veränderbarer Speicher (Electrically Alterable ROM)
EPROM	programmier- und löschbarer ROM (Erasable Programmable ROM)
Festwertspeicher flag	ROM (Read Only Memory)
Floppy Disk	Kennzeichnungsbit
	preiswertes Plattenspeichermedium (rotierende Magnetfolienscheibe mit wahlfreiem Zugriff)
FORTTRAN	höhere Programmiersprache für wissenschaftlich-technische Probleme (Formula Translation language)
Hardware	technische Ausstattung eines Rechners
I²L	bipolare IS-Technologie mit geringem Platzbedarf, kurzer Schaltzeit und geringem Leistungsbedarf (Integrated Injection Logic)
input/output interface	Eingabe/Ausgabe Schnittstelle zweier Bausteine oder Geräte (Anpassungsschaltung)
interrupt	Programmunterbrechung
I/O-Chip	Eingabe/Ausgabe-Baustein
k bzw. kByte	Kilo-Byte, bedeutet Faktor $2^{10} = 1024$
Key	Taste
Keyboard	Tastefeld, Tastatur
LED	Leuchtdiode (Light Emitting Diode)
Leitwerk	Steuerwerk
LSI	hoher Integrationsgrad (Large Scale Integration)
Maskenprogrammierung	ROM-Speicherinhalt wird durch kundenspezifische Maske beim Hersteller festgelegt
Memory	Speicherbaustein
Mikrocomputer	Computer mit Mikroprozessor als Zentraleinheit
Mikroprozessor	Zentraleinheit (CPU) auf einem Chip, schnellere bipolare Typen auch mit mehreren Chips
MNOS	MOS-Technologie für Langzeit-Ladungsspeicher, z.B. EAROMs und nichtflüchtige RAMs (Metal Nitride Oxide Semiconductor)
MPU	Mikroprozessor (Micro Processing Unit)

MSI	mittlerer Integrationsgrad (Medium Scale Integration)
Multiprocessing	Computersystem mit mehreren CPUs
NMOS	n-Kanal-MOS-Technologie, günstiger als PMOS
Overflow	Überschreiten des darstellbaren Zahlenbereichs im Rechner
Peripheriegeräte	externe Ein/Ausgabe- und Speichergeräte
PMOS	p-Kanal-MOS-Technologie, historisch erste Technologie, relativ langsam
Programm	Folge von Befehlen
PROM	programmierbarer Festwertspeicher (Programmable ROM)
Pufferspeicher	Speicher zur Daten-Zwischenspeicherung
RAM	Schreib-Lese-Speicher mit wahlfreiem Zugriff (Random Acces Memory)
Real-Time	Echtzeit, Zeitintervall, in dem der Computer direkt in einen Prozeß einbezogen ist
Rechenwerk	siehe ALU
Refresh	Auffrischen des Ladungsinhalts von dynamischen Halbleiterspeichern
Register	schnelle Zwischenspeicher (meist in der CPU)
REPROM	löschbarer und neu programmierbarer Festwertspeicher, z.B. EPROM (Reprogrammable PROM)
ROM	Festwertspeicher mit wahlfreiem Zugriff (Read Only Memory), Lesespeicher
Software	Sammelbegriff für alle Arten von Programmen
Stack	Stapelspeicher
Takt	Synchronisationssignal (clock)
Taktgeber	dient zum Synchronisieren der Operationen im Rechner
TTY	Fernschreiber (Teletype)
VLSI	sehr hoher Integrationsgrad, z.B. Mikrocomputer auf einem Chip (Very Large Scale Integration)
volatile	Speicherinhalt geht bei Ausfall der Versorgungsspannung verloren.
wahlfreier Zugriff	jede Speicheradresse kann direkt angesprochen werden

Wort	Folge von Zeichen, die als Einheit für Speicherung und Verarbeitung betrachtet werden
Wortlänge	Anzahl der bits, die zusammenhängend verarbeitet werden (4, 8, 12 und 16 bit beim Mikroprozessor)
Zentraleinheit	siehe CPU

Vergleichsliste für polnische Halbleiter-Bauelemente (CEMI)
(stehe auch Elektronisches Jahrbuch 1978, Anhang)

1. Silizium-NF-Transistoren kleiner Leistung

CEMI	SESCOSEM	SGS-ATES Philips, Mullard, Siemens	TELE- FUNKEN	ITT
BC 107	BC 107	BC 107	BC 107	BS 107
BC 108	BC 108	BC 108	BC 108	BC 108
BC 109	BC 109	BC 109	BC 109	BC 109
BC 147	BC 207	BC 147	BC 147	BC 171
BC 148	BC 208	BC 148	BC 148	BS 172
BC 149	BC 209	BC 149	BC 149	BC 173
BC 157	BC 204	BC 157	BC 307	BC 251
BC 158	BC 205	BC 158	BC 308	BC 252
BC 159	BC 206	BC 159	BC 309	BC 253
BC 177	BC 177	BC 177	BC 177	BC 261
BC 179	BC 178	BC 178	BC 178	BC 262
BC 237	BC 237	BC 237	BC 237	BC 237
BC 238	BC 238	BC 238	BC 238	BC 238
BC 239	BC 239	BC 239	BC 239	BC 239
BC 527	BC 107	BC 107	BC 107	BC 107
BC 528	BC 108	BC 108	BC 108	BC 108

2. Silizium-HF-Transistoren kleiner Leistung

CEMI	SESCOSEM	Philips Mullard	SGS-ATES	TELE- FUNKEN
BF 167	BF 167	BF 167	BF 167	BF 167
BF 173	BF 173	BF 173	BF 173	BF 173
BF 180	BF 180	BF 180	-	BF 180
BF 181	BF 181	BF 181	BF 181	BF 181
BF 182	BF 182	BF 182	BF 182	-
BF 183	BF 183	BF 183	-	-
BF 194	BF 194	BF 194	BF 194	BF 194
BF 195	BF 195	BF 195	BF 195	BF 195
BF 196	BF 196	BF 196	BF 196	BF 196
BF 197	BF 197	BF 197	BF 197	BF 197
BF 200	BF 200	BF 200	-	BF 200
BF 214	BF 214	-	BF 214	-
BF 215	BF 215	-	BF 215	-
BFP 519	-	-	-	-
BFP 520	BF 169	-	-	-
BFP 521	-	-	-	-

3. Silizium-NF-Transistoren mittlerer Leistung

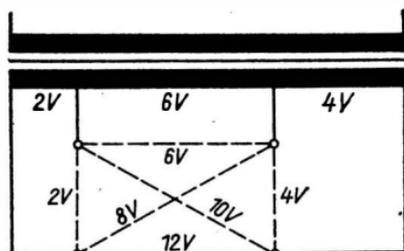
CEMI	SESCOSEM	Philips	SIEMENS, ITT, TELE- FUNKEN	SGS-ATES
BC 211	BC 211	-	BC 140	BC 286
BC 313	BC 313	-	BC 160	BC 287
BF 257	BF 257	BF 257	BF 257	BF 257
BF 258	BF 258	BF 258	BF 258	BF 258
BF 259	BF 259	BF 259	BF 259	BF 259

4. Silizium-Schalttransistoren kleiner Leistung

CEMI	SESCOSEM	Philips, Mullard	VALVO	TELE- FUNKEN
BSYP 59	-	BSX 59	BSX 59	-
BSXP 60	-	BSX 60	BSX 60	-
BSXP 61	-	BSX 61	BSX 61	BSY 46
BSXP 65	2 N 2222	2 N 2222	2 N 2222	2 N 2222
BSXP 66	2 N 2221	2 N 2221	2 N 2221	2 N 2221
BSXP 67	-	2 N 2220	-	-
BSXP 87	2 N 914	2 N 914	-	2 N 914
BSXP 92	2 N 2368	2 N 2368	2 N 2368	-
BSXP 93	2 N 2369	2 N 2369	2 N 2369	-
BSXP 94	-	-	-	-
BSYP 62	2 N 706	2 N 706	-	2 N 706
BSYP 63	2 N 708	2 N 708	2 N 708	2 N 708

Auflösung des Preisrätsels 1978

So war es richtig!



Und das sind die Gewinner:

1. Preis (1 Transistorempfänger und für 30,- M Bücher aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

B. Krämer, 90 Karl-Marx-Stadt, Irkutsker Straße 229

2. Preis (Bücher für 75,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Michael Prüfer, 1193 Berlin, Bouchèstraße 25

3. Preis (Bücher für 50,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Matthias Hartmann, 9291 Altschillen, Fach 7

4. bis 10. Preis (je Preisträger Bücher für 25,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Hellmut Münzel, 87 Löbau, Postfach 35 802-L2

Karsten Reichelt, 4701 Hackpfüffel

Wilfried Eue, 49 Zeitz, Bukarester Straße 10

Thomas Beversdorff, 3501 Hassel, Dorfstraße

Hans-Peter Grüning, 95 Zwickau, Straße des 7. Oktobers Nr. 1

Thomas Larws, 6902 Jena-Lobeda, Otto-Grotewohl-Straße 34

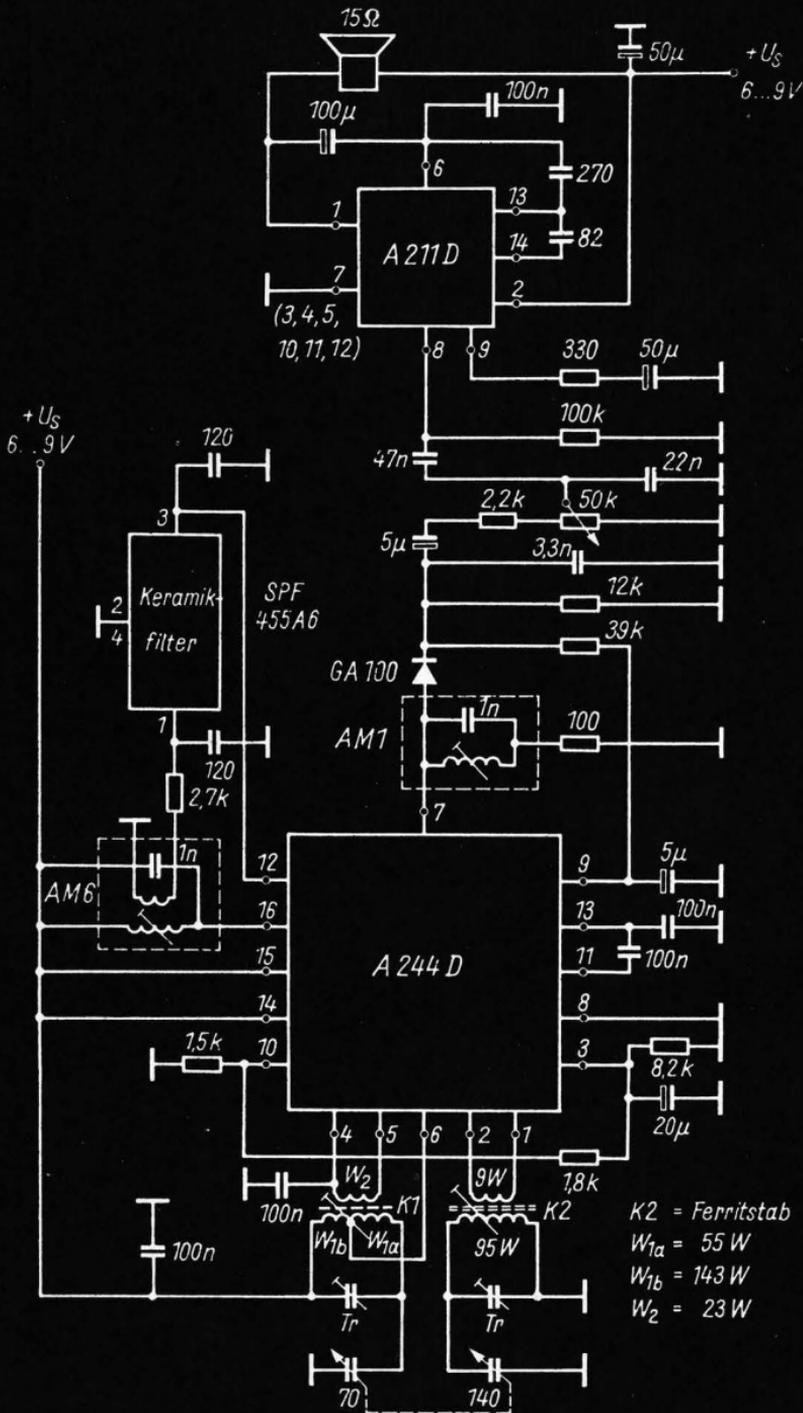
Frank Bittner, 7042 Leipzig, Ernst-Haeckel-Straße 12

Die Preisverteilung erfolgt unter Ausschluß des Rechtsweges.

Einsendeschluß für das Preisrätsel

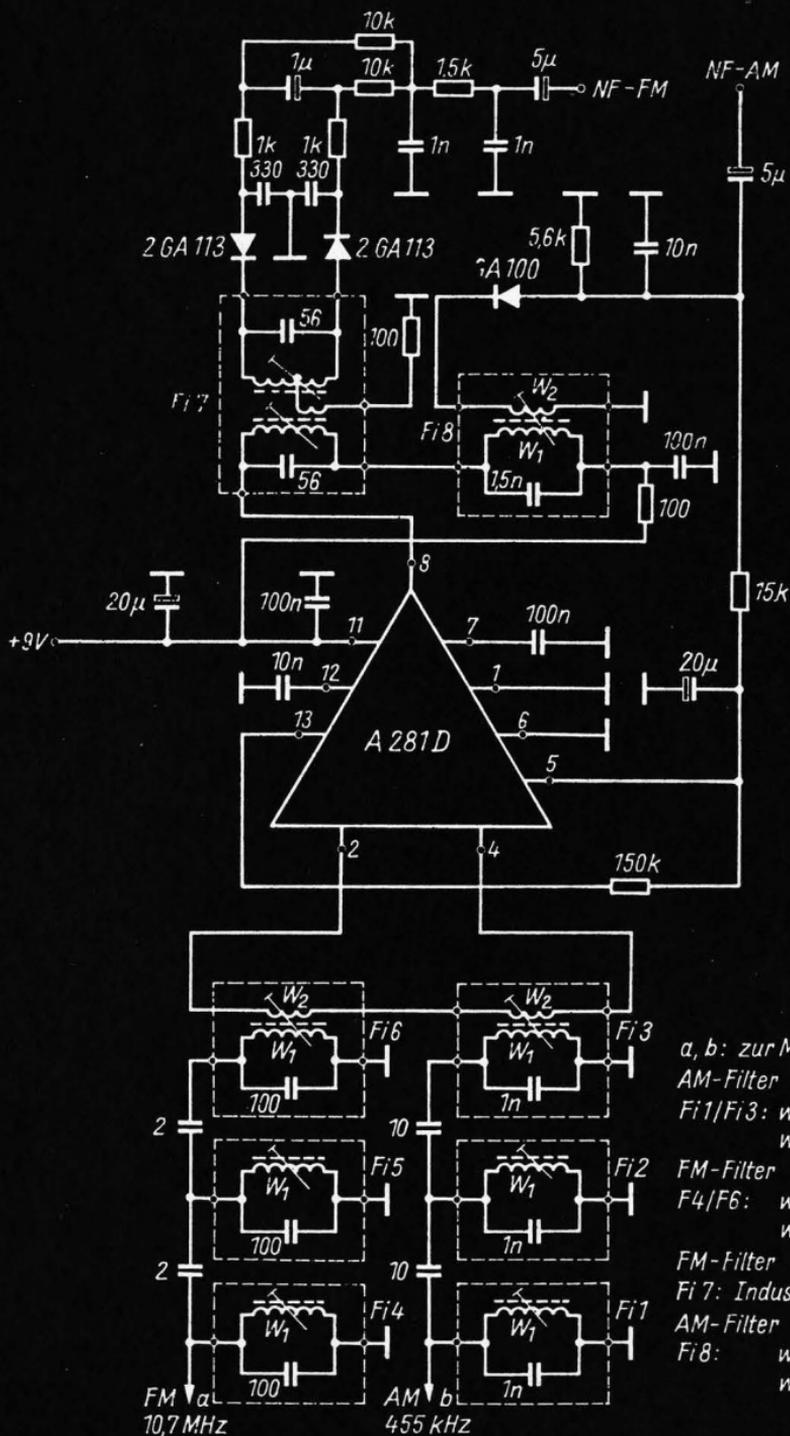
zum Elektronischen Jahrbuch 1979 ist der 31. Mai 1979

(Datum des Poststempels)!



Mittelwellen-Superhetempfänger

rierter Schaltkreise



AM-FM-Zwischenfrequenzverstärker