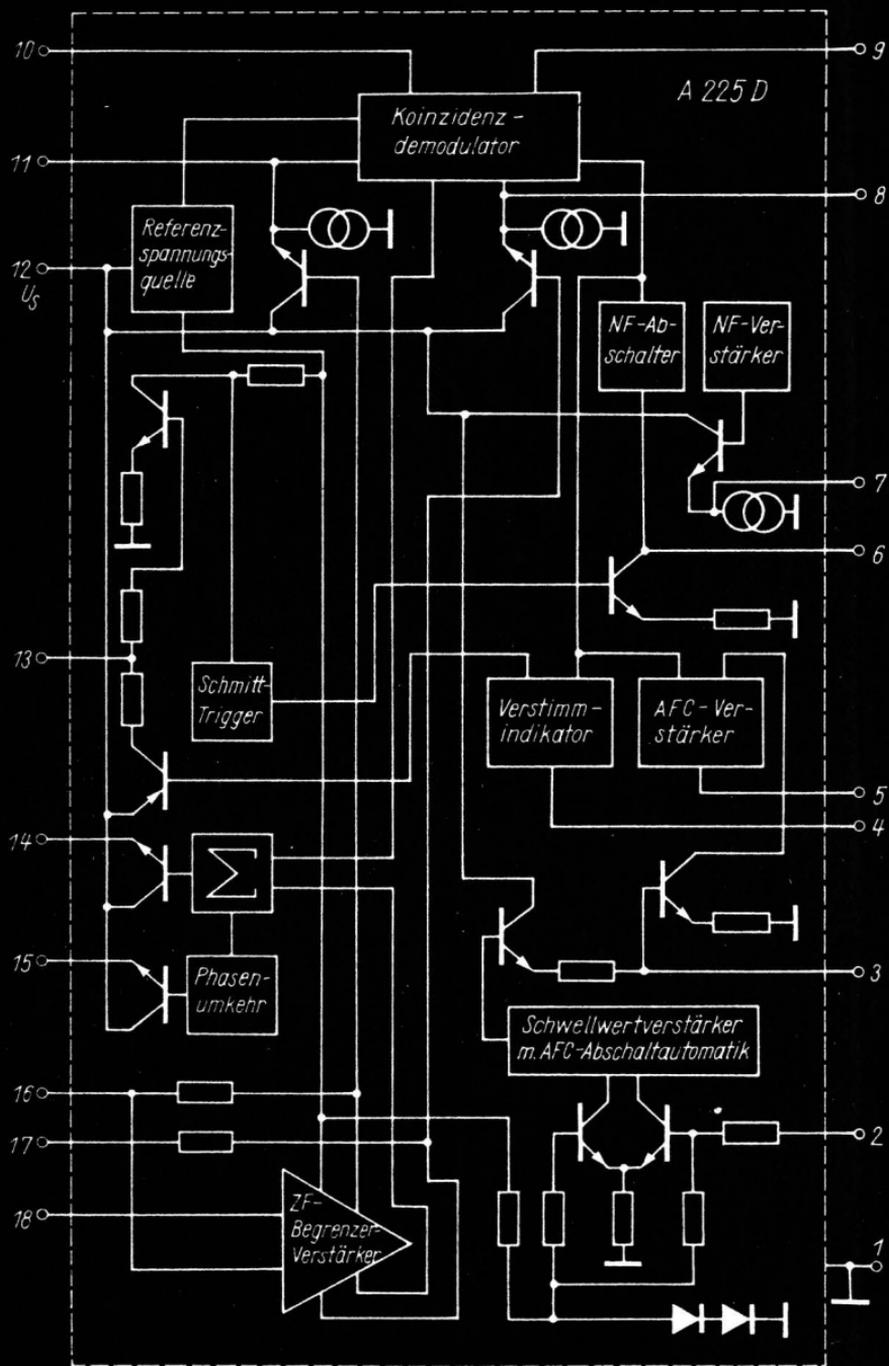




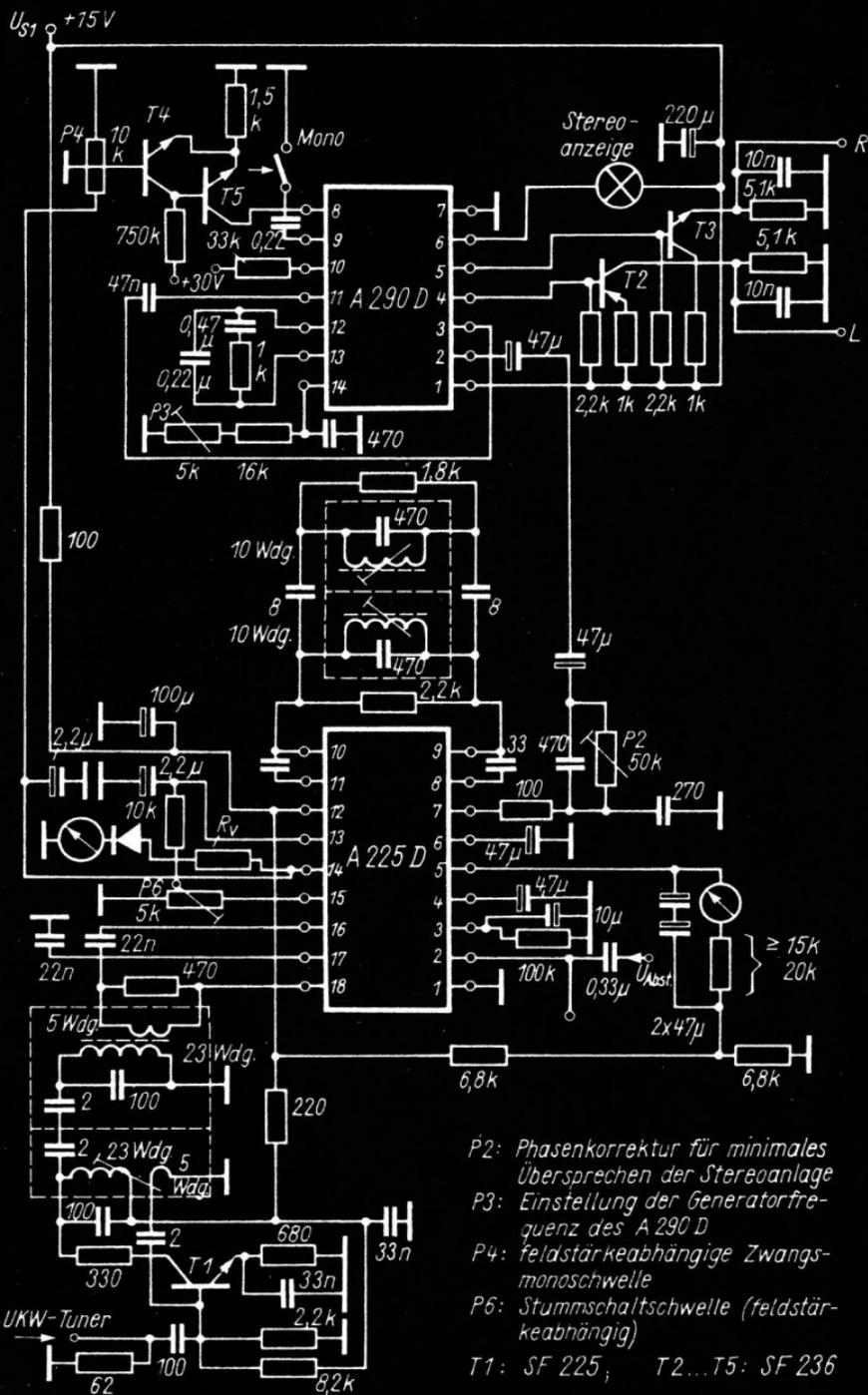
**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1982**



Grundsaltungen in



Integrierter Schaltkreise



Herausgeber: Obering. Karl-Heinz Schubert
Y 21 XE

Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1982



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1981

Lizenz-Nr. 5 · LSV 3535

Lektor: Wolfgang Stämmler

Illustrationen: Harri Förster, Hans-Joachim Purwin

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos, ADN-ZB, Militärbilddienst

Typografie: Ingeburg Zoschke

Printed in the German Democratic Republic

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

Redaktionsschluß: 18. März 1981

Bestellnummer: 7462608

DDR 7,80 M

Inhaltsverzeichnis

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

Mikroelektronik – eine Herausforderung an das Schöpfertum der Arbeiterklasse 11

Leipziger Frühjahrmesse 1981 demonstrierte Leistungsanstieg der Volkswirtschaft der Deutschen Demokratischen Republik 17

Auflösung des Preisrätsels 1981 32

Dipl.-Ing. Friedrich Schulze

Elektronische Kampfführung in den Plänen der NATO 33

Anton Ackermann

Stimme des *Freien Deutschlands* 49

Wissenswertes über moderne Technik

Oberst Robert Schlorke

Die Nachrichtentruppe der Nationalen Volksarmee und ihre Technik 56

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Text auf dem Fernschirmschirm 66

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

Der wissenschaftlich-technische Taschenrechner 85

Rätselhafte Funkechos 93

Neue Bauelemente der Elektronik

Ing. Klaus K. Streng

Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich 96

Ing. Winfried Müller

Entwicklungsstand von Lichtemitteranzeigebaulementen 104

Ing. Dieter Müller

Wissenswertes über Thermistoren 114

<i>Dipl.-Ing. Frank Roscher</i> Einiges über Varistoren	132
--	-----

Moderne Technik für den Funkamateur

<i>Wolfram von der Aa – Y22XM</i> Frequenzteilung mit nichtganzzahligem Teilungsverhältnis	140
<i>Jürgen Erxleben – Y26QO</i> Oszillatorumschaltung mit Gleichspannung	148
<i>Wolfgang Gröbel</i> Einfacher Thermostat	153
<i>Steffen Lehmann</i> Ein SSTV-Empfangszusatz mit IS	157
<i>Dipl.-Phys. Detlef Lechner – Y21TD</i> Das Quarzfilter in der Amateurpraxis	168
<i>Dipl.-Ing. Michael Knietzsch – Y27BO</i> Halbleiterschaltungen für den UKW-Amateur	182
<i>Karl Rothammel – Y21BK</i> Rauschbrücke für Messungen an Antennen	195
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk»	202

Bauanleitungen für den Elektroniker

<i>Dipl.-Ing. Erhard Löser</i> MW-Kleinsuper mit lichtelektrischer Batterie	211
<i>Erich Lössl</i> Weckeinrichtung mit Melodiegenerator	220
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> IS-Anwendungen in der Amateurpraxis	224
<i>Ronald Büchling</i> Moderne 3-Kanal-Lichtorgel.....	234
<i>Ing. Egon Klaffke – Y22FA</i> draht 1/2/3 – einfaches Telefon für Ausbildung, Sport und Spiel.....	250
<i>Lothar Schilling</i> Prüfgerät für TTL-Schaltkreise	257
<i>Karl-Heinz Gesellensetter</i> Kontaktlose elektronische Tarnsistorzündanlage	265

<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Schaltungsrevue für Elektronikamateure.....	273

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

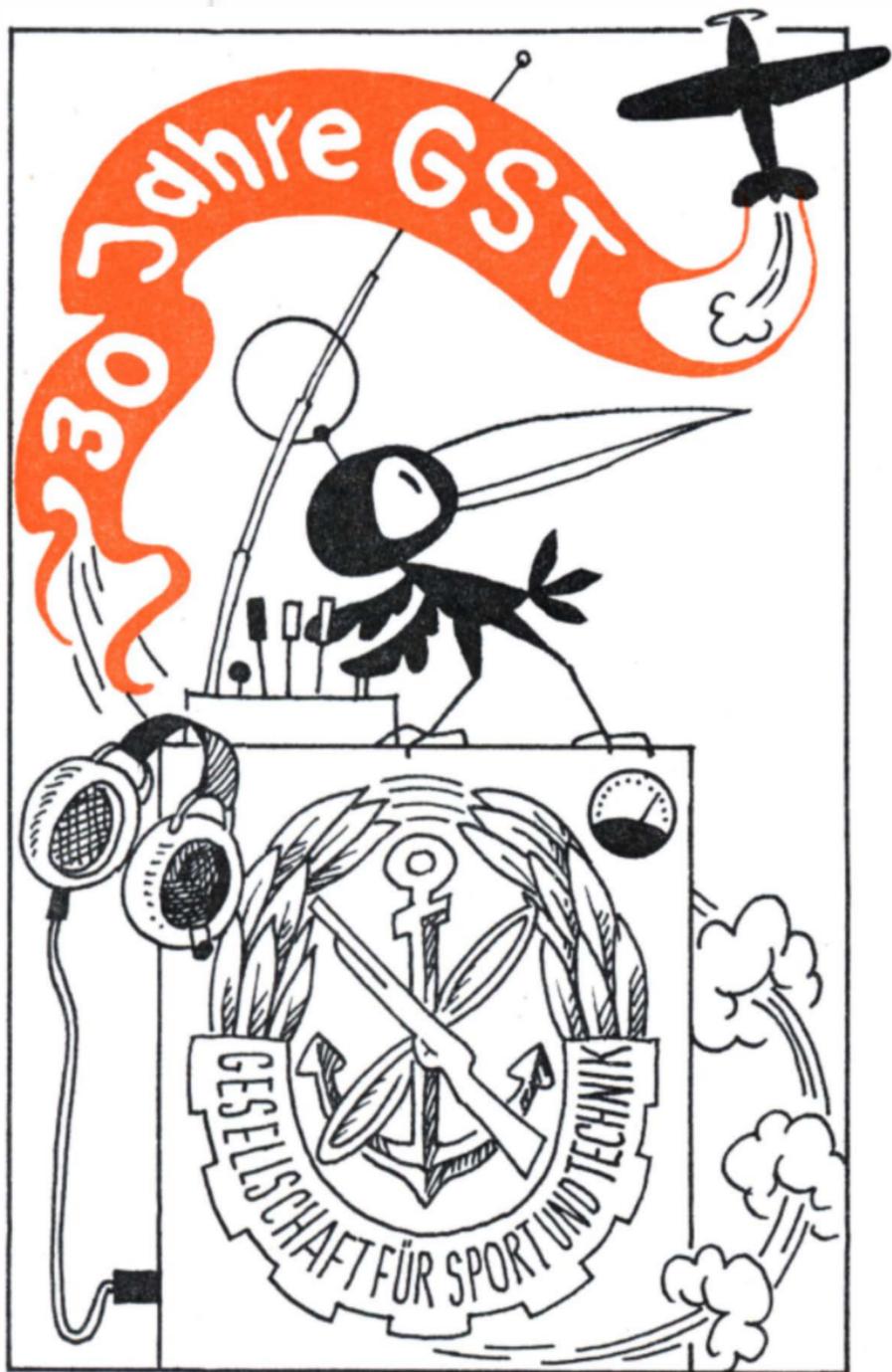
<i>Dipl.-Journ. Harry Radke</i>	
Reservisten – Spezialisten	281
MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR.....	287
<i>Aleksander Lwowitsch Minz – ein Pionier der sowjetischen Funktechnik (II).....</i>	295

Tabellenanhang

Heißeleiter (NTC-Thermistor)	300
Kaltleiter (PTC-Widerstand).....	304

1982

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



Obering. Karl-Heinz Schubert –
Y21XE

Mikroelektronik – eine Herausforderung an das Schöpferturn der Arbeiterklasse

Wenige Tage vor dem VIII. Parteitag der SED begann am 9. Juni 1971 im VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) die teilautomatisierte Produktion von integrierten TTL-Schaltkreisen. Damit war der erste Schritt getan in technologisches Neuland, das für den wissenschaftlich-technischen Fortschritt von immenser Bedeutung ist. Langfristig wurde unter der Führung der *Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands* die Strategie zur Entwicklung der Mikroelektronik festgelegt und von der Arbeiterklasse der DDR kontinuierlich verwirklicht. Ein Markstein auf diesem Wege war 1977 der Beschluß der 6. Tagung des Zentralkomitees der SED zur weiteren Verwirklichung der Beschlüsse des IX. Parteitags der SED auf dem Gebiet der Elektrotechnik und Elektronik. In enger Zusammenarbeit von Forschungseinrichtungen der Industrie, mit der *Akademie der Wissenschaften* der DDR und den Universitäten und Hochschulen unseres Landes begann die beschleunigte Entwicklung, Produktion und Anwendung der Mikroelektronik als einer Kernfrage des wissenschaftlich-technischen Fortschritts. Um diesen Prozeß einheitlich zu leiten, wurde aus den Produktionsbetrieben der Hersteller von Halbleiterbauelementen der VEB Kombinat *Mikroelektronik* Erfurt gebildet.

Zur erfolgreichen Entwicklung der Mikroelektronik in unserem Land konnte der Generalsekretär des ZK der SED und Vorsitzende des Staatsrats der DDR, Genosse *Erich Honecker*, im Bericht des ZK der SED an den X. Parteitag der SED feststellen: «Die Elektronik veranschaulicht auch in besonderem Maße den Erfolg unserer konzentrierten Bemühungen um wissenschaftlich-technischen Fortschritt. Auf der Grundlage der Beschlüsse des Zentralkomitees wurden in den letzten Jahren bekanntlich beschleunigt Produktionskapazitäten für die Mikroelektronik und die Robotertechnik geschaffen und ausgebaut.

Die DDR gehört heute zu den wenigen Ländern der Welt, die auf wichtigen Gebieten über das Potential verfügen, um mikroelektronische Bauelemente zu entwickeln und zu produzieren, ausgewählte Vormaterialien herzustellen und hochwertige technologische Ausrüstungen dafür zu fertigen.

1976 erzeugten wir erst eine geringe Zahl an Typen mikroelektronischer Bauelemente im Wert von einigen Millionen Mark. 1980 haben wir davon eine Produktion von nahezu einer Milliarde Mark erreicht. Der qualitative

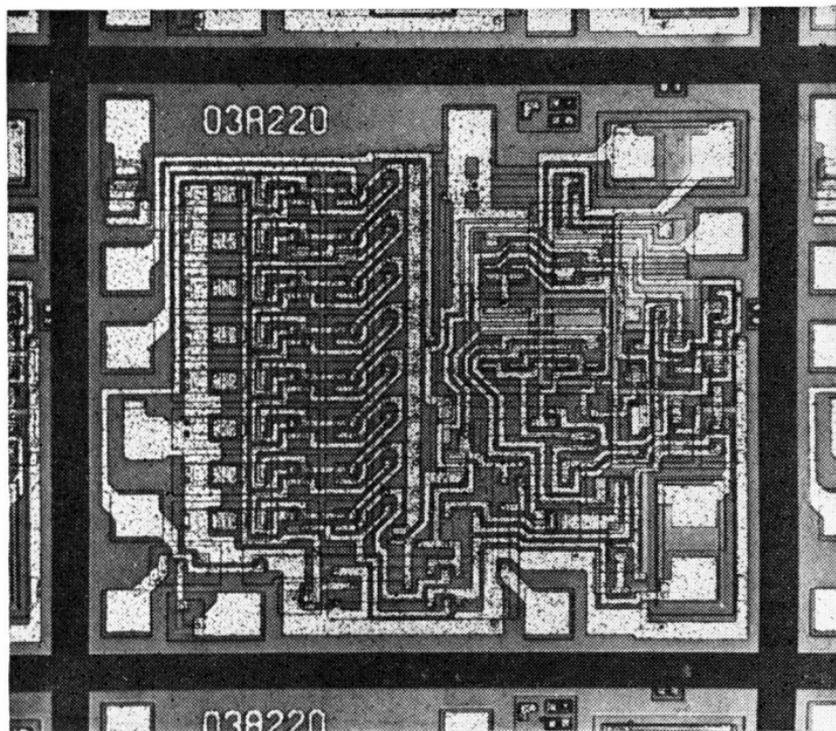


Bild 1 Auf einer Siliziumhalbleiterscheibe werden eine Vielzahl solcher Schaltkreise gleichzeitig hergestellt (A 220 D)

Wandel muß sich darin zeigen, daß die Produktion höchintegrierter Schaltkreise bis 1985 gegenüber 1980 verdreifacht wird. Seit den zurückliegenden fünf Jahren verfügen wir über acht Grundtechnologien und arbeiten daran, sie in den kommenden Jahren auf 15 bis 17 zu erweitern.»

Der heute in der DDR erreichte Stand auf dem Gebiet der Mikroelektronik war aber auch deshalb möglich, weil die sozialistische ökonomische Integration mit der UdSSR und den anderen sozialistischen Ländern weiter vertieft wurde. Wir können in der DDR nicht alle erforderlichen mikroelektronischen Bauelementetypen herstellen, deshalb ist die wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit und Produktionsspezialisierung mit unseren sozialistischen Bruderländern von großer Bedeutung. Auf dem X. Parteitag der SED stellte das Mitglied des ZK der SED und Minister für Elektrotechnik und Elektronik, Genosse *Otfried Steger*, fest: «Eine unschätzbare Hilfe war und ist uns die immer enger werdende Zusammenarbeit mit der UdSSR, die sich planmäßig auf der Grundlage des Regierungsabkommens Mikroelektronik vollzieht, das zwischen der UdSSR und der DDR im Jahre 1977 abgeschlossen wurde. Wir können mit berechtigtem Stolz feststellen,

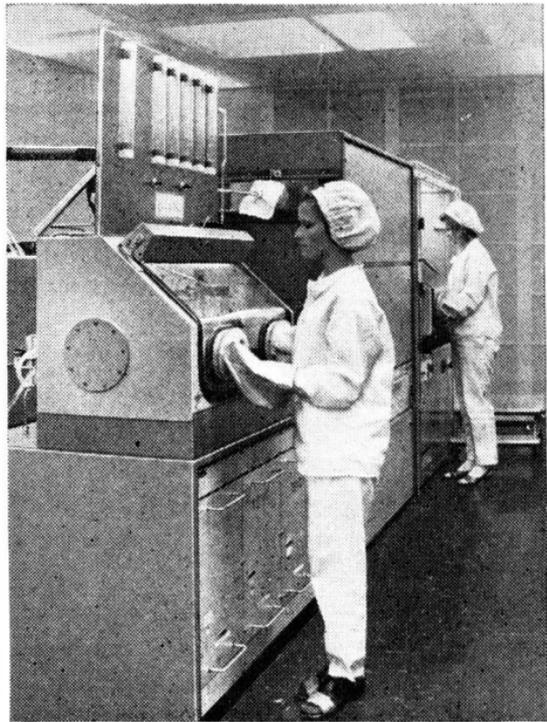


Bild 2
Voraussetzung für die
Produktion mikro-
elektronischer Schalt-
kreise ist völlige Staub-
freiheit

daß wir auf diesem entscheidenden Gebiet der wissenschaftlich-technischen Revolution mit dem gewaltigen Forschungs- und Produktionspotential der Sowjetunion nicht nur eng verbunden, sondern auch ein anerkannter Partner der sowjetischen Mikroelektronik sind.» Ausdruck dieser engen Zusammenarbeit ist die gemeinsame Entwicklung eines dynamischen 64-Kbit-Schreib-Lese-Speicherschaltkreises (RAM), bei dem auf einer Chipfläche von 25 mm² über 141 000 Transistorfunktionen integriert sind. Wenn man bedenkt, daß beim Schaltkreisentwurf über 2 Millionen Einzelinformationen berechnet und verarbeitet wurden, so stoßen wir mit dieser wissenschaftlichen Leistung zum internationalen Höchststand auf dem Gebiet der Mikroelektronik vor. Aber dieser höchstintegrierte Schaltkreis wurde nicht nur entwickelt, sondern kann auch produziert werden. Wie das Mitglied des ZK der SED und Generalsekretär des Kombinats VEB *Carl Zeiss Jena*, Genosse *Wolfgang Biermann*, auf dem X. Parteitag der SED mitteilte, wurden die technologischen Spezialausrüstungen dafür fertiggestellt.

Die überragende Bedeutung der Mikroelektronik beruht vor allem darauf, daß es mit dem programmierbaren Mikroprozessor gelingt, die bisher aufwendige Datenverarbeitung so zu vereinfachen und zu verbilligen, daß im Grunde fast jeder Arbeitsvorgang vollautomatisch und optimal gestaltet werden kann. Dabei wird der erweiterte Mikroprozessor in Form einer Steuereinheit bzw. eines Mikrorechners modifiziert, und er ersetzt mecha-

nische und elektromechanische Baugruppen. Der Fertigungsaufwand sinkt erheblich, und wir gewinnen neue, wesentlich höhere Qualitäten. Im Ergebnis der umfassenden Anwendung der Mikroelektronik erhalten wir demnach den Rationalisierungsschub, den wir für die Weiterentwicklung unserer Volkswirtschaft in den 80er Jahren brauchen.

Die Produktion von mikroelektronischen Bauelementen ist aufwendig, und die Kosten steigen mit dem Integrationsgrad, d. h., je mehr Transistoren, Dioden, Widerstände und Kondensatoren auf einer vorgegebenen Chipfläche untergebracht werden. Um kostengünstig zu bleiben, muß man hochintegrierte Schaltkreise in Großserien fertigen. Das ist aber nur bei wenigen Anwendungsgebieten möglich, z. B. bei Schaltkreisen für Rundfunk- und Fernsehempfänger oder bei Quarzuhren. Bei Industrieanwendungen ist eine Großserienfertigung meist nicht möglich. Hier war der Mikroprozessor der gewünschte Ausweg, weil er durch seine Programmierbarkeit den unterschiedlichsten Anwendungsfällen angepaßt werden kann. Damit vereint der Mikroprozessor den Vorteil der kostengünstigen Großserienfertigung mit seiner universellen Einsetzbarkeit. Aber das darf nicht dazu führen, daß man unter Mikroelektronik nur den Mikroprozessor sieht, denn das engt die breite Anwendung der Mikroelektronik von vornherein ein. Das Preis-Leistungs-Verhältnis ist auch beim Einsatz der Mikroelektronik zu beachten. Natürlich kann man eine Wohnungsklingel auch von einem Mikroprozessor steuern lassen oder den Skalenzeiger eines Rundfunkempfängers mit seinem Antrieb durch 3 Dutzend Leuchtdioden und einige Ansteuerschaltkreise ersetzen. Es ist dann nur die Frage, ob die Gebrauchswert-erhöhung den Kostenaufwand aufwiegt.

Unter dem umfassenden Einsatz der Mikroelektronik sollte man deshalb den umfassenden Einsatz von Halbleiterbauelementen verstehen, und diese reichen von Dioden und Transistoren über integrierte Schaltkreise unterschiedlichen Integrationsgrads bis eben zum Mikroprozessor. So ist die Umstellung relaisgesteuerter Fertigungsanlagen für Reißverschlüsse auf Halbleitersteuerungen auf der Basis von Transistoren und einfachen digitalen Schaltkreisen bereits ein Anwendungsfall der Mikroelektronik, aus dem eine höhere Zuverlässigkeit bei der Produktion und eine geringere Störanfälligkeit der Fertigungsanlagen resultieren.

Die Anwendung der Mikroelektronik bringt der Volkswirtschaft der DDR noch weitere, wesentliche Vorteile. Da ist einmal die Materialfrage. Integrierte Schaltkreise bestehen heute vorwiegend aus Silizium. In der Natur ist es weit verbreitet und stellt nach dem Sauerstoff das zweithäufigste Element dar. Allerdings benötigt man es in hochreiner Form, aber dieser Fertigungsprozeß wird beherrscht. Durch den Einsatz von Mikroelektronik spart man aber auch Material ein. Als Beispiel sei der Schaltkreis *A 290 D* genannt, der einen vollelektronischen Stereodekoder für Stereorundfunkempfänger darstellt. Bei einer Jahresproduktion von 250000 Geräten werden u. a. eingespart: 2750 kg Kupfer, 2250 kg Aluminium, 750 kg Polystyrol und Produktionszeit, die der Arbeitszeit von etwa 50 Arbeitskräften entspricht. Ganz erheblich ist die Einsparung an Energie beim Einsatz der Mikro-

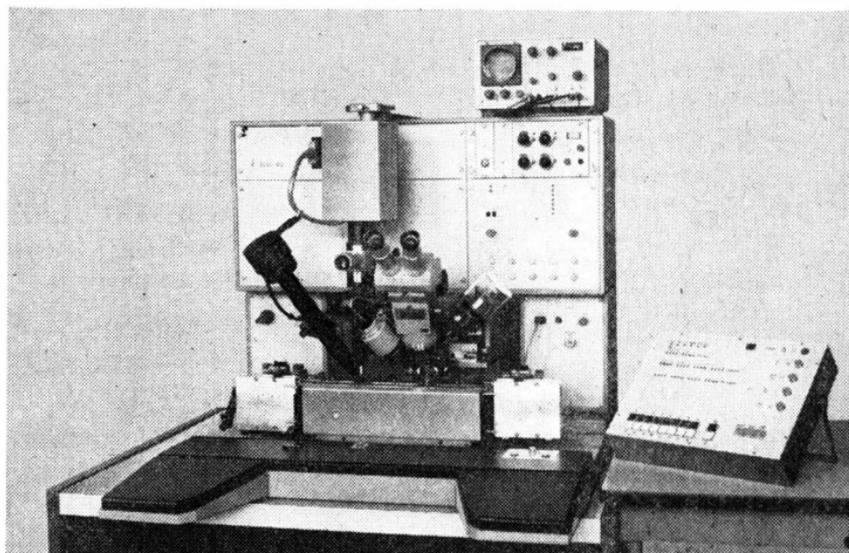


Bild 3 Modernste Fertigungseinrichtungen für die Produktion von Schaltkreisen werden heute in der DDR gefertigt (Automatischer Drahtbonder für Ultraschall ADB-40)

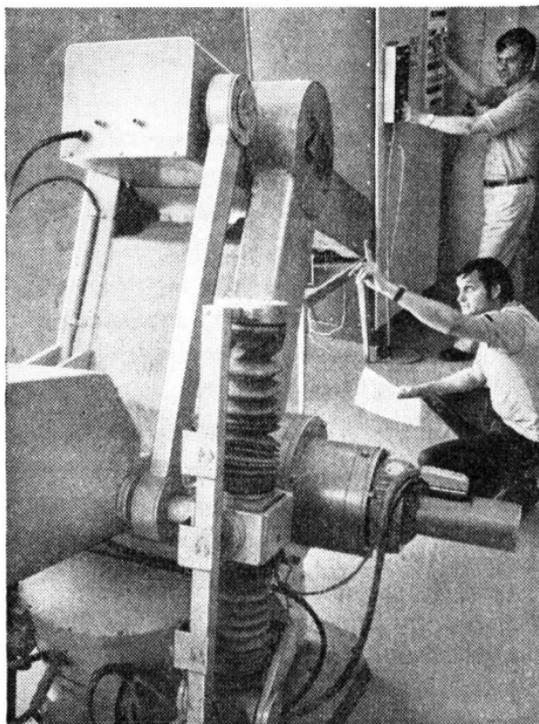


Bild 4 Hier wird ein für den Einsatz in Metallurgiebetrieben vorgesehener Industrieroboter geprüft, dessen Arbeitsprogramme über Mikrorechner gesteuert werden



Bild 5 Einen vollelektronischen Quarzwecker mit digitaler Anzeige produziert der VEB Kombinat Mikroelektronik Erfurt in seinem umfangreichen Konsumgüterprogramm

elektronik. Rundfunkempfänger benötigen heute nur wenige Watt Leistung beim Netzbetrieb. Quarzarmbanduhren und Taschenrechner haben einen Verbrauch, der im Bereich von einigen Mikrowatt liegt.

Ein nicht unbedeutender Aspekt der Mikroelektronik ist der, daß viele heute angestrebte Lösungen sich ohne diese gar nicht realisieren ließen. Das hängt nicht nur mit dem technischen Aufwand zusammen, sondern auch mit den Fragen der Zuverlässigkeit. Eine Elektronenröhre hatte eine solche Ausfallrate, daß ein mittlerer Rechner der heutigen Zeit gar nicht funktionieren würde, wenn er mit Elektronenröhren bestückt wäre. Die Zuverlässigkeit mikroelektronischer Schaltkreise ist dagegen so hoch, daß eine mittlere störungsfreie Betriebszeit von vielen Jahren erreicht wird.

Mit den genannten Vorzügen ist die Mikroelektronik eine Schlüsseltechnologie für den weiteren Leistungsanstieg unserer sozialistischen Volkswirtschaft. Zudem bereichert die Mikroelektronik in vielfältiger Weise das Leben unserer Menschen. Und wenn man bedenkt, daß bis heute in der Welt erst etwa 5% des möglichen Anwendungsspektrums der Mikroelektronik genutzt werden, so stellt die vom X. Parteitag der SED beschlossene umfassende Entwicklung, Produktion und Anwendung der Mikroelektronik eine hohe Zielsetzung für die Arbeiterklasse der DDR dar, die sie unter der klugen Führung der *Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands* mit hohen Leistungen und Schöpfertum realisieren wird.

Leipziger Frühjahrsmesse 1981 demonstrierte Leistungsanstieg der Volkswirtschaft der Deutschen Demokratischen Republik

Das in Leipzig vorgestellte Messeangebot von 4200 Kombinat und Betrieben der DDR, das im Jahr des X. Parteitags der SED von besonderer Attraktivität war, verkörperte erneut die Leistungsfähigkeit der Volkswirtschaft der DDR. In den Technikbranchen widerspiegelte es die Ergebnisse bei der Anwendung der Mikroelektronik und elektronischer Steuerungen, der Robotertechnik sowie der modernen Rechentechnik. Hochproduktive Technologien in der Metallverarbeitung, Energieeinsatz mit höchster Effektivität, entscheidende Verbesserung des Masse-Leistungs-Verhältnisses, rationelle Produktionsmittel zur Modernisierung der Industrie und Landwirtschaft sowie des Wohnungsbaus wurden vorgestellt.

Das Messeangebot der RGW-Länder verdeutlichte zur *Leipziger Frühjahrsmesse* die Resultate einer langfristigen und planmäßigen Spezialisierung und Kooperation. Die Aufmerksamkeit an den Ständen der RGW-Länder wurde durch Exponate angezogen, die in sozialistischer Gemeinschaftsarbeit entstanden. Die erste sowjetische Auslandsmessebeteiligung nach dem XXVI. Parteitag der KPdSU veranschaulichte mit über 8000 Exponaten, vor allem aus der Kernenergetik und der Schweißtechnik, die großartigen Erfolge des Landes Lenins.

Der traditionelle Messerundgang unserer Partei- und Staatsführung begann in diesem Jahr im Industriebereich Elektrotechnik/Elektronik, wo sie Minister *Otfried Steger* herzlich willkommen hieß und erklärte, daß sich die Werktätigen der 17 Kombinate dieses Bereiches ihrer Verantwortung für die Realisierung der von der Partei ausgearbeiteten Wirtschaftsstrategie voll bewußt sind und mit höchsten Leistungen in Forschung und Produktion dazu beitragen, die geplanten gesamtwirtschaftlichen Zuwachsraten gewissenhaft zu erfüllen. Besucht wurden die Kombinate *ROBOTRON*, *Carl Zeiss Jena* und *Mikroelektronik Erfurt*, die für die Weiterentwicklung und die Anwendung der Mikroelektronik große Bedeutung haben.

Bauelemente der Elektronik

Der VEB Kombinat *Mikroelektronik* umfaßt 22 Betriebe und Einrichtungen mit insgesamt 52000 Beschäftigten. Die 18 Produktionsbetriebe haben 1980



*Bild 1 Von den Fortschritten bei der Anwendung der Mikroelektronik berichtete am Stand des VEB Kombinat ROBOTRON der Generaldirektor Prof. Dr. Wolfgang Sieber (rechts) den Mitgliedern der Partei- und Staatsführung mit Erich Honecker, Willi Stoph und Horst Sindermann an der Spitze während des traditionellen Messerundganges
Foto: ADN-ZB/Mittelstadt*

ein Produktionsvolumen von über 2,9 Milliarden Mark industrieller Warenproduktion. Zum Kombinat gehören weiterhin ein Zentrum für Forschung und Technologie mit dem Charakter eines wissenschaftlichen Industriebetriebes, ein Projektierungsbetrieb, ein Außenhandelsbetrieb zur Wahrnehmung der Export- und Importaufgaben des Kombinates sowie der VEB *Applikationszentrum Elektronik*. Mit einem Hoch- und Fachschulkaderpotential, das fast ein Viertel der Gesamtbeschäftigten ausmacht, wird ein wesentlicher Beitrag zur beschleunigten Entwicklung, Produktion und Anwendung der Mikroelektronik in der Volkswirtschaft geleistet.

Die Hauptaufgabe des Kombinats besteht darin, die Anwender der Mikroelektronik zuverlässig mit Erzeugnissen der Halbleitertechnik/Mikroelektronik, vor allem mit unipolaren Festkörperschaltkreisen und Bauelementen, der Optoelektronik sowie mit Transistoren und Dioden zu versorgen. Das erfolgt vorwiegend aus der Eigenproduktion des Kombinats, jedoch auch durch Importe aus den Ländern des sozialistischen Wirtschaftsgebiets. Die Betriebe des Kombinats produzieren nicht nur Bauelemente, technische Spezialausrüstungen und Sondererzeugnisse, sondern in wachsendem Umfang auch Konsumgüter.

Um seiner Aufgabe, der beschleunigten Entwicklung, Produktion und Anwendung mikroelektronischer Bauelemente in allen Bereichen der Volks-

wirtschaft, gerecht zu werden, arbeitet das Kombinat eng mit den Anwendern seiner Erzeugnisse wie den VEBKombinat *ROBOTRON*, *Carl Zeiss Jena*, *Rundfunk und Fernsehen*, *Nachrichtenelektronik*, *Automatisierungsanlagenbau* und *Elektro-Apparate-Werke* sowie weiteren Kombinat und Einrichtungen zusammen. Das Kombinat unterhält zudem enge Beziehungen zu Hochschulen, Universitäten und Institutionen.

Das aktuelle Warensortiment des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) umfaßt 196 Erzeugnisse, davon etwa 20 Neu- und 15 Weiterentwicklungen. Zu den neuen bzw. weiterentwickelten Erzeugnissen gehören u.a.:

Schaltkreis *A 255 D* – Horizontalkombination für Ablenkschaltungen mit Transistor- bzw. Thyristorendstufen in Fernseh- und Bildschirmgeräten.

Schaltkreis *B 260 D* – Ansteuerschaltkreis für geregelte Sperr- bzw. Durchflußwandler in Schaltnetzteilen.

Schaltkreis *A 277 D* – Schaltkreis zur wahlweisen linearen Ansteuerung von 12 Lichtemitterdioden in Punkt- oder Bandbetrieb je nach LED-Besetzung.

Schaltkreis *A 283 D* – Einchip-AM/FM-Empfängerschaltkreis mit NF-Leistungsverstärker (300 mW) für Taschenempfänger.

Schaltkreis *B 318 D* – Geregelter Mikrofonverstärker für Sprechkapseln mit piezoelektrischem Wandler.

Schaltkreis *B 461 G/B 462 G* – Hall-Tasten-Schaltkreis mit Freigabeingang und offenem Kollektorausgang für kontaktloses Schalten.

Schaltkreis *C 520 D* – 3-Digit-Analog/Digital-Wandler nach dem Dual-Slope-Verfahren für 3stellige digitale Anzeigergeräte.

Schaltkreis *D 394 D* – Ansteuerschaltkreis von Leistungsendstufen für gehobene Schrittmotoren und Magnete bei symmetrischem oder asymmetrischem Betrieb.

Die Standardreihe der TTL-Schaltkreise im DIL-Plastgehäuse wurde erweitert durch die Typen *D 104 D* (6 Inverter mit je 1 Eingang) und *D 108 D* (4 AND-Gatter mit 2 Eingängen). Mehrere Miniplast-Transistoren gibt es jetzt in hybridgerechter Bauweise für den Einbau in Dick- und in Dünnschicht-Schaltungen (*SCE 237/239*, *SFE 235*, *SFE 245*, *SSE 216*, *SSE 219*). Für Schaltnetzteile von Farbfernsehgeräten und industrielle Anwendungen ist der Silizium-npn-Leistungsschaltransistor *SU 167* geeignet.

Der VEB *Funkwerk* Erfurt produziert für die Volkswirtschaft vor allem höherintegrierte MOS-Schaltkreise. Mit dem Mikroprozessorsystem der II. Leistungsklasse der DDR, dem System *U 880 D*, setzt der VEB *Funkwerk* Erfurt einen Grundstein zur Erreichung neuer wissenschaftlich-technischer Lösungen in der Automatisierungstechnik, der Informationsverarbeitungstechnik bis hin zur Konsumgüterelektronik ein. Hochintegrierte Schaltkreise sind in n-Kanal-Silizium-Gate-Technologie gefertigt. Das System *U 880 D* bildet mit den ebenfalls vom VEB *Funkwerk* Erfurt gefertigten Speicherschaltkreisen die Basis für den Aufbau von Mikrocomputersystemen, die über eine große Anwendungsbreite verfügen.

Innerhalb des Sortiments mikroelektronischer Bauelemente nehmen die

Uhrenschaltkreise eine besondere Stellung ein. Das Fertigungsprogramm an Uhrenschaltkreisen umfaßt die Schaltkreise

U 114 D – Schaltkreis für analoganzeigende batteriebetriebene Quarzuhren wie Quarzwecker und Wohnraumuhren,

U 117 F – Schaltkreis für analoganzeigende Damenarmbanduhren,

U 118 F – Schaltkreis für analoganzeigende Herrenarmbanduhren.

Der VEB *Werk für Fernsehelektronik* Berlin im VEB Kombinat *Mikroelektronik* produziert vor allem optoelektronische Bauelemente. Neu sind die Lichtemitteranzeigen *VQE 21 ... VQE 24* und der optoelektronische Kopp-

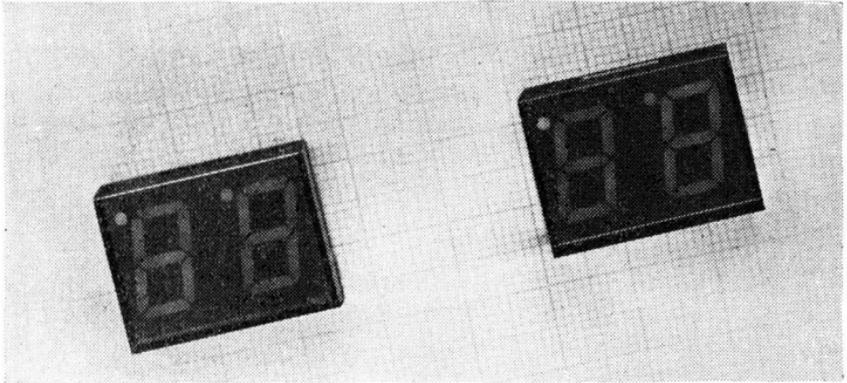


Bild 2

Grünleuchtend sind die Lichtschacht-Anzeige-bauelemente VQE 23/ VQE 24 (VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin)

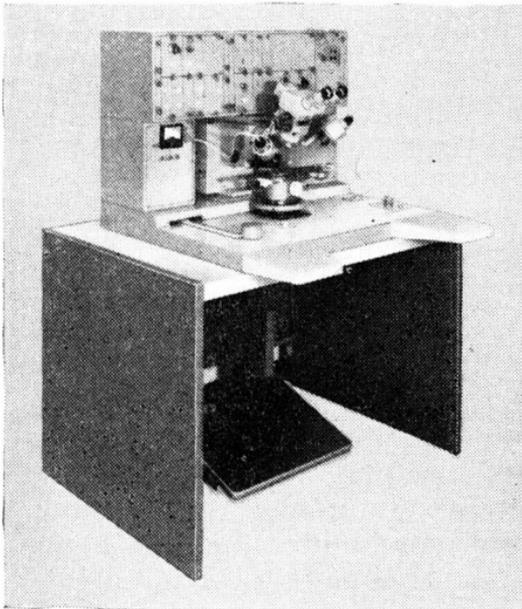


Bild 3

Der Labordrahtbonder LDB 70 verbindet mit Drahtbrücken die Chip-Kontaktflächen mit den Bauelement-Außenanschlüssen (VEB Zentrum für Forschung und Technologie Mikroelektronik Dresden)

ler *MB 111*. Die Anzeigebausteine sind 2stellige grünleuchtende Lichtschachtbauelemente mit Diodenchips auf GaP-Basis. Die Ziffernhöhe beträgt 12,7 mm. Dargestellt werden die Ziffern 0 bis 9 mit Dezimalpunkt. Die Typen *VQE 21* und *VQE 22* zeigen statt der 1. Stelle die Zeichen +, -, / und Dezimalpunkt. Der optoelektronische Koppler besteht aus einer IR-Emitterdiode als Sender und einer Si-Fotodiode mit nachfolgender integrierter Verstärkerschaltung als Empfänger. Der TTL-kompatible Koppler bewirkt die galvanische Trennung von Stromkreisen mit hohen Potentialdifferenzen und stellt einen hybriden Logikschaltkreis dar.

Als Lieferer der fertigungstechnischen Basis einer industriellen Halbleiterbauelementproduktion nimmt der VEB *Zentrum für Forschung und Technologie Mikroelektronik* Dresden eine Schlüsselposition im Kombinat ein, die durch rasche Verwirklichung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts mehr und mehr an Bedeutung gewinnt. Zu den technologischen Ausrüstungen der Mikroelektronik des VEB *ZFTM* gehören

- Fertigungseinrichtungen für fotolithografische Prozesse,
- Bondausrüstungen für Ultraschall- und Thermokompression,
- Ausrüstungen für die Meßtechnik, z.B. automatische Vielfachsondentasten,
- Ausrüstungen für die Schichtherstellung (Katodenerstäubung) und chemische Dampfphasenabscheidung.

Im VEB Kombinat *Mikroelektronik* sind auch größere Fertigungskapazitäten für hochwertige Konsumgüter integriert. Das ist einmal die Produktion



Bild 4 Der pultförmige Kleinrechner MR 4110 mit Quarzuhr, Wecker, Stoppuhr und Kalender (VEB Röhrenwerk Mühlhausen)

von Uhren aller Art, wobei zur Leipziger Messe neue Modelle von Quarzherren- und -damenarmbanduhren mit Flüssigkristallanzeige vorgestellt wurden, ebenso neue Modelle mit analoger Anzeige. Neben einem Quarzwecker gibt es nun auch Wohnraum-Quarzuhren mit Flüssigkristallanzeige. Als neues Modell der Taschenrechner stellte der Kombinatbetrieb VEB *Röhrenwerk* Mühlhausen den pultförmigen Kleinrechner *MR 4110* im Querformat vor. Neben einem einfachen Rechnerenteil mit Speicher enthält er eine Quarzuhr, die sich auch als Stoppuhr und als Wecker benutzen läßt, und einen Kalender. Die Anzeige (achtstellig, 12 Stunden) erfolgt mit einem Flüssigkristalltableau. Die Stromversorgung arbeitet problemlos mit R6-Elementen, der Leistungsverbrauch ist $60 \mu\text{W}$. Als hochwertiges Trainingsgerät befindet sich im VEB *Funkwerk* Erfurt ein Schachcomputer in der Erprobung, der auf dem Mikrorechnersystem *U 880 D* basiert und der auf 10 Schwierigkeitsstufen (Spielstärken) einstellbar ist.

Rundfunk und Fernsehen

Das Messehaus *Handelshof* ist nunmehr schon traditionelles Ausstellungsdomizil der Konsumgüterelektronik der DDR zu Leipziger Messen. Der VEB Kombinat *Rundfunk und Fernsehen* sowie die Partner der produktionsmittelherstellenden und bezirksgeleiteten Industrie demonstrierten in diesem Frühjahr unmittelbar vor dem X. Parteitag der SED ein umfangreiches Produktions- und Angebotsprofil in den Haupterzeugnislinien Fernsehtechnik, Hörrundfunkempfangstechnik einschließlich Kompaktanlagen und Anstell-einheiten, Kassettenbandtechnik, Radiorekorder und Reiseempfänger, Lautsprecherboxen, Antennen- und Antennenverstärkertechnik.

Für die vom Kombinatstammbetrieb VEB *Fernsehgeräteeerke Friedrich Engels* Staßfurt verfolgte Linie auf dem Gebiet der Farbfernsehempfangstechnik gilt prinzipiell die konsequente Fortsetzung der PIL-Technik. Nach dem im Herbst 1980 gezeigten *Colorlux 3010* mit Infrarot-Fernbedienung folgen dieser Kategorie nun zu dieser Messe zwei neue Typen nach einer ebenfalls neuen Grundkonzeption: *Colorlux 4010* und *4011* in Ein- und Mehrsystem-Ausführung mit Infrarot-Fernbedienung und 7-Segment-Programmanzeige. Es handelt sich um die dritte Grundkonzeption, die, auf dem Einsatz neuer IS aufbauend, eine optimale Gestaltung des verwendeten Modulsystems gestattet und bei der ein neues schwenkbares Vertikalchassis zum Einsatz gekommen ist. Neben diesen Neuentwicklungen stehen dann ebenfalls in PIL-Technik *Colortron* und *Colorett* aus der *Chromat/Chromalux*-Gerätefamilie mit 6- bzw. 8teiligem Programmspeicher, Kurzhub- bzw. Normalastenbestückung sowie 67- bzw. 56-cm-Bild. Dazu kommen mehrere *Chromat/Chromalux*-Varianten und eine Anzahl Schwarz/Weiß-Empfänger auf der Basis vereinheitlichter Baugruppen. Hier sind auch die unterschiedlichen TV-Portables des VEB *ROBOTRON-Elektronik* Radeberg zu nennen.

Der Sortimentsteil HiFi-Stereoempfänger und -anlagen verzeichnet in diesem Frühjahr zwei weitere interessante Neuheiten: den Stereo-Heimsuper

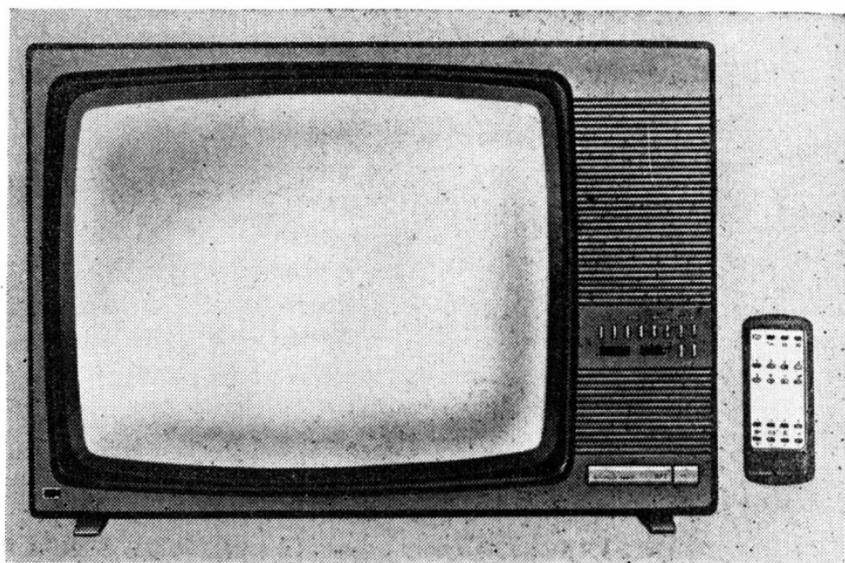


Bild 5 Mit dem Farbfernsehempfänger Colorlux 4010 setzt der VEB Fernsehgerätekwerk Friedrich Engels Staßfurt seine neue Entwicklungslinie fort

Akkord SR 1500 (VEB Stern-Radio Sonneberg) mit 2×13 VA Ausgangsleistung und das Stereo-Steuergerät RS 5001 (VEB ROBOTRON Büromaschinenwerk Sömmerda) mit 2×25 VA Ausgangsleistung.

Mit dem *Akkord SR 1500* beginnt eine neue Gerätefamilie des VEB Stern-Radio Sonneberg, die auf einem einheitlichen Modulsystem mit Steckverbindern basiert. Das Gerät ist u.a. mit 8 integrierten Schaltkreisen bestückt und enthält 4 Module (AM-HF-ZF, FM-ZF, NF-Vorverstärker, NF-Endverstärker). Der konventionelle Zeiger ist durch einen LED-Zeiger ersetzt, der gleichzeitig die Wellenbereichsumschaltung signalisiert (rot: UKW, grün: AM-Bereiche). Auch die Feldstärkeanzeige wird durch eine LED-Kette angezeigt. Gegenüber vergleichbaren Geräten wurden die Parameter wie Großsignalfestigkeit, Trennschärfe und Wiedergabegüte wesentlich verbessert. Vorteilhaft sind solche Besonderheiten wie Sensor-AFC, MPX-Filter, Muting, Pilottonunterdrückung, Schaltgeräuschunterdrückung, 2.Stereokopfhörerbuchse und kurzschlußfeste Endstufe.

Das Stereo-Steuergerät *RS 5001* ist eine Neuentwicklung des VEB Kombinat ROBOTRON, die sich unter Anwendung der neuesten Erzeugnisse der Mikroelektronik, durch einen hohen Bedienkomfort, hohe Gebrauchswerte und eine moderne Formgestaltung auszeichnet. *RS 5001* enthält einen AM- und FM-Rundfunkteil und einen NF-Verstärker mit 2×25 W Sinusleistung. Es ist mit den Empfangsbereichen UKW, KW, MW und LW ausgestattet, die jeweils durch eine Leuchtdiode angezeigt werden. Die Senderwahl erfolgt durch Einknopfabstimmung mit Schwungradantrieb nach einer neu-

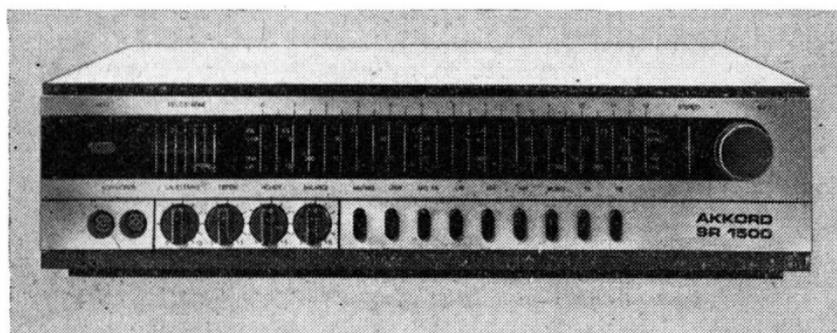


Bild 6 In Modulbauweise aufgebaut ist der Stereoheimempfänger Akkord SR 1500 (VEB Stern-Radio Sonneberg)

artigen, mit 34 Leuchtdioden bestückten Skale. Als Feldstärkeanzeige für AM und FM ist eine aus sieben Leuchtdioden bestehende Leuchtzeile vorhanden. Über einen mit Spindelreglern und Tastenschaltern ausgestatteten Senderspeicher sind die Programmierung und der Abruf von sieben UKW-Stationen möglich.

Den UKW-Empfangsteil charakterisieren neben hoher Eingangsempfindlichkeit, geringem Begrenzereinsatz, Großsignalfestigkeit und hoher Trennschärfe sehr gute Empfangseigenschaften, die durch den Einsatz eines selbstregelnden 4fach-Kapazitätsdioden abgestimmten UKW-Tuners mit Dual-Gate-Feldeffekttransistoren in Eingangs- und Mischstufe sowie eines hochselektiven Piezofilters erreicht werden.

Die optimale Abstimmung des jeweils gewählten UKW-Senders erfolgt automatisch durch eine abschaltbare Computer-AFC. Während der Betätigung des Senderwahlknopfs oder der Programmtasten schaltet sich die

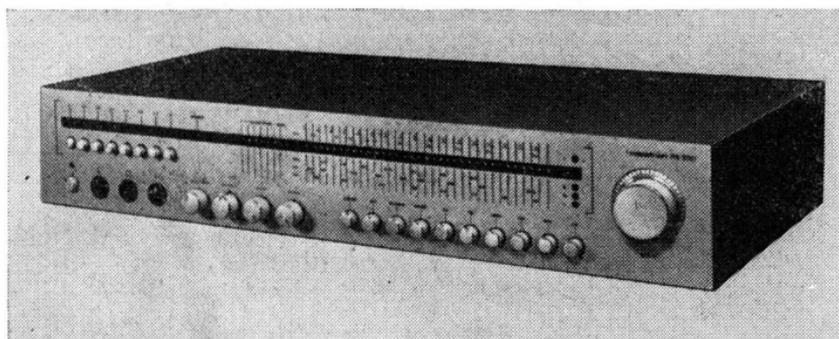


Bild 7 Als Spitzengeräte mit modernster Schaltungstechnik präsentiert sich das neue HiFi-Stereo-Steuergerät RS 5001 (VEB ROBOTRON-Büromaschinenwerk Sömmerda)

Computer-AFC selbsttätig ab. Zur Rauschunterdrückung zwischen den Sendern ist eine feldstärke- und verstimmungsabhängige automatische Rauschsperrung enthalten, die mit der «Muting-Taste» abgeschaltet werden kann. Eine feldstärkeabhängige Mono-Stereo-Umschaltautomatik gewährleistet die automatische Umschaltung auf empfangswürdige Stereosendungen. Mit der Monotaste läßt sich diese Automatik außer Betrieb setzen. Der integrierte PLL-Stereodekoder ist mit einem 114-kHz-Filter und in jedem Kanalausgang mit einer 19-kHz-Sperre versehen.

Der 2fach-C-Dioden abgestimmte AM-Empfangsteil verfügt durch den integrierten Schaltkreis *A 244 D* und ein AM-Kompakt-Piezofilter über hohe Empfindlichkeiten, sehr gutes Regelverhalten und hohe Trennschärfe. Zur Verminderung von Pfeifstörungen beim KW-Empfang ist eine aktive 5-kHz-Sperre enthalten.

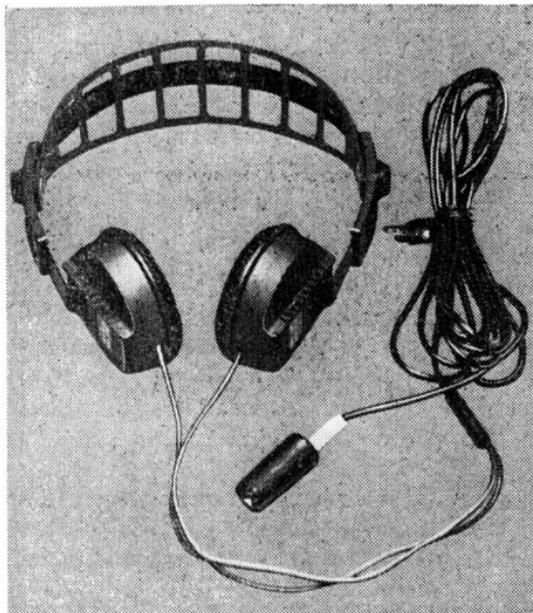
Die NF-Verstärker geben an 4Ω eine Ausgangsleistung von $2 \times 25 \text{ W}$ (Sinus) bei einem Übertragungsbereich von $\leq 20 \text{ Hz} \dots 20 \text{ kHz}$ und einem Klirrfaktor von $\leq 0,5\%$ ab. Sie enthalten einen elektrolytkondensatorlosen Ausgang und verfügen über Endstufenschutzschaltungen sowie eine Lautsprecherschutzschaltung.

Für den Anschluß von Stereokopfhörern sind an der Frontplatte zwei Buchsen vorgesehen, die wahlweise den gleichzeitigen Betrieb der Kopfhörer und der Lautsprecherboxen bzw. nur den Betrieb der Kopfhörer ermöglichen. Neben einem Plattenspieleranschluß an der Rückseite sind zwei TB-Buchsen vorhanden, von denen eine für Überpielzwecke an der Frontplatte sitzt.

In der Phono- und Kassettentechnik geben Entwicklungen des Initiativprogramms zu Ehren des X. Parteitag, wie etwa die Gerätefamilie der Phonoautomaten des VEB *Phonotechnik* Zittau, also *PA 225*, *PA 227*, *MA 224* und *Concert 2000* sowie die HiFi-Stereokassette *SK 900* in Verbindung mit den bekannten *Combo-* und *Türkis-Varianten* die große Richtung. Radiorekorder und Reiseempfänger sind zu dieser Frühjahrsmesse mit so bekannten Typen wie *R 4100* und *Babett* sowie den Autosupern *A 200* und *A 130 IS* vertreten.

Ein umfangreiches Angebot von Lautsprecherboxen für unterschiedlichste Kombinationen unterbreiteten VEB *Statron* Fürstenwalde sowie einige Finalbetriebe des Kombinats. Die Offerte reicht von Einwegboxen mit hochwertigen Breitbandlautsprechern über Mittelklasse-Zweiwegboxen bis zu HiFi-Boxen. Typische Vertreter sind der *B 9351* mit Hochtonkallottenlautsprecher und der *B 9261* in Soft-line-Ausführung mit 50 W Nennbelastbarkeit, 4Ω Impedanz und einem Frequenzgang von 50 Hz ... 18000 Hz.

Wie stets bilden Antennen und Empfangszubehör einen Schwerpunkt im RFT-Messesortiment. Als Leitbetrieb zeigte der VEB *Antennenwerke* Bad Blankenburg sein Universalverstärkersystem in geschirmter Technik, das zu dieser Frühjahrsmesse wiederum um einige Teile erweitert wurde. Das Antennen- und Verstärkersortiment ist vielseitig und entspricht den Anforderungen territorial unterschiedlichster Empfangsverhältnisse. Hochantennen für VHF und UHF sowie Autoantennen unterschiedlichster Bau-



*Bild 8
Der orthodynamische
Stereokopfhörer HOK 80
bringt eine ausgezeichnete
Wiedergabe (VEB Kera-
mische Werke Herms-
dorf)*

art, u. a. mit Kurzteleskop und eingebautem Verstärker, standen dabei im Vordergrund. Ergänzt wurde schließlich dieser Sortimentsteil durch Verstärkeranlagen und Spezialzubehör für Gemeinschafts- und Großgemeinschafts-Antennenanlagen des VEB *Elektronische Geräte* Burgstädt.

Zu erwähnen sind noch die Neuentwicklungen *Transverter T 6-12* (VEB *Elektrotechnik* Eisenach) und Stereokopfhörer *HOK 80* (VEB *Keramische Werke* Hermsdorf). Der Transverter dient zum Anschluß von Autoempfängern oder Autokassettenrekordern mit 12 V Betriebsspannung an ein 6-V-Bordnetz. Mit dem Transverter wird die Bordspannung auf 12 V übersetzt und durch die Stabilisierung eine weitgehende Unabhängigkeit von Schwankungen des Bordnetzes erreicht. Eine Einschaltautomatik bewirkt, daß der Transverter nur bei eingeschaltetem 12-V-Gerät in Betrieb gesetzt wird. Der neue orthodynamische Kopfhörer ist ein Erzeugnis, das neue Dimensionen des Stereohörens eröffnet. Das orthodynamische Prinzip garantiert neben einem ausgeglichenen Schalldruckverlauf kleinsten Klirrfaktor und große Überlastungssicherheit. Es ist damit bereits vom Prinzip her den allgemein üblichen *dynamischen* Tauchspulsystemen überlegen. Der *HOK 80* kann an handelsübliche Verstärker, Plattenspieler, Magnetband-, Rundfunk- und Fernsehgeräte angeschlossen werden. Bei Anschluß über die Lautsprecherbuchsen eines Geräts ist infolge der hohen Nennbelastbarkeit eine Schutzschaltung wie bei dynamischen Kopfhörern nicht erforderlich.

Nachrichtentechnik

Der VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* als Repräsentant der nachrichtentechnischen Industrie der DDR gab vielfältige Beispiele moderner sowie komplexer Kommunikation mit RFT-Nachrichtenelektronik. Sie berücksichtigten ebenso die Belange der Post- und Fernmeldeverwaltungen wie die nachrichtentechnischen Erfordernisse von Wirtschaft und Industrie, Verkehrswesen und kommunalen Einrichtungen. Grundlage der anwenderorientierten Problemlösungen, die auch diesmal für die Leistungsdarstellung des Kombinats gewählt wurden, bilden die in den vergangenen fünf Jahren neuentwickelten und konstruktiv weiterentwickelten bzw. in die Produktion übergeleiteten elektronischen Nachrichtenmittel und Nachrichtensysteme. Das sind rund 80 % aller Messe-Exponate. Die ausgestellten Geräte, Anlagen und Systeme dokumentierten den vor allem durch eine breite Mikroelektronikanwendung erreichten wissenschaftlich-technischen Fortschritt im Industriezweig.

Die elektronische Ortsvermittlungszentrale *OZ 1000* repräsentierte auf dem Gebiet der Fernsprechvermittlungstechnik eine neue Systemfamilie von Vermittlungsanlagen, deren konstruktive Grundlage das Einheitliche Nachrichtensystem für analoge und digitale Vermittlung ENSAD bildet. ENSAD – eine Systemlösung der dritten Generation der Vermittlungstechnik – ist

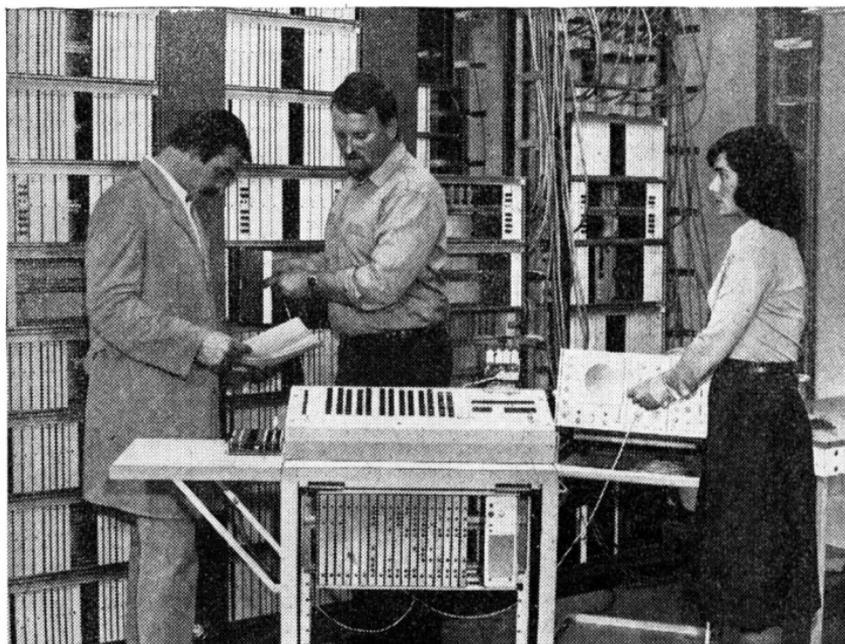


Bild 9 Die elektronische Ortsvermittlung OZ 1000 arbeitet mit einer Mikroprozessorsteuerung (VEB Fernmeldewerk Arnstadt)

bisher bedeutendstes Ergebnis wissenschaftlich-technischer Zusammenarbeit der UdSSR und der DDR auf nachrichtentechnischem Gebiet.

Die in Leipzig erstmals gezeigte *OZ 1000* stellt innerhalb der ENSAD-Systemfamilie eine autonome, mikroprozessorgesteuerte Ortsvermittlungszentrale dar. Sie ist für den Einsatz als End- oder Teilvermittlungsstelle vorgesehen und gestattet die Anschaltung von 256 bis 1024 Teilnehmeranschlüssen. Ihre Rechnersteuerung wird durch das Mikrorechnersystem *K 1520* des VEB Kombinat *ROBOTRON* realisiert, die vermittlungstechnische Peripherie aus Geräten und dem Gefäßsystem der Ortsvermittlungszentrale *OZ 4000* verwirklicht. Die Demonstration der *OZ 1000* erfolgte in Verbindung mit *alpha*-Fernsprech-Tischapparaten in Tastaturlausführung, die im Rahmen der Fernsprech-Endgerätefamilie *alpha* zur Verfügung stehen.

Im Mittelpunkt des Ausstellungskomplexes Funkkommunikation stand das neue 1-kW-Kurzwellen-Sendesystem *KSS 1300*. Seine Gerätekonzeption ermöglicht eine hohe Flexibilität in der Anlagengestaltung. Das System *KSS 1300* besteht aus dem Kurzwellensendegerät *KSG 1300*, dessen hohe Betriebssicherheit durch Volltransistorisierung und Baugruppenredundanz gewährleistet wird, und den beiden vom Sendegerät abgesetzten Tischgeräten Senderbediengerät *KBS 1300* und Modulationsbediengerät *FMB 02*. Beide Geräte können mit einem Empfänger zu einem Funker Arbeitsplatz komplettiert werden, was auf der Messe am Beispiel des Einseitenband-Kurzwellenempfängers *EKD 315* demonstriert wurde. Einbezogen in diese Problemlösung sind elektronische Fernschreiber der Gerätefamilie *F 1000*

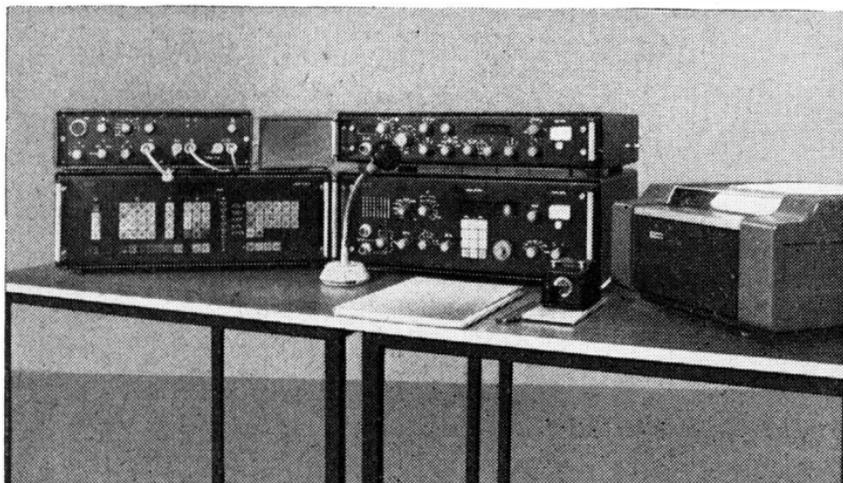


Bild 10 Der Funker Arbeitsplatz enthält links das Senderbediengerät *KBS 1300*, darüber das Fernmodulationsbediengerät *FMB 02*, in der Mitte den KW-Empfänger *EKD 300* mit Zusatz *EZ 100*, und rechts den elektronischen Fernschreiber *F 1000* (VEB Funkwerk Köpenick)

für die Abwicklung des Funkfernschreibbetriebes. Weitere Systemteile sind das Antennenanpaßgerät *KTA 1300*, die direkt mit dem Sendegerät verbundene steilstrahlende Breitband-Dipolantenne *KAD 1300* (für Funkverbindungen im Nahbereich) und die flachstrahlende Vertikalreusenantenne *KAR 1300* (für Weitverkehrsverbindungen).

Ausgestellt wurde ferner eine Wechselsprechanlage für rauhe Betriebsbedingungen, in deren Rahmen eine neue Nebensprechstelle in explosionsgeschützter Ausführung *WLX I K I* angeboten wird.

80% der Exponate bzw. Exponatengruppen, die der VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* ausstellte, wurden in den vergangenen fünf Jahren von der nachrichtentechnischen Industrie der DDR neuentwickelt oder konstruktiv weiterentwickelt. Sie widerspiegeln den seit dem IX. Parteitag der SED im Industriezweig erreichten wissenschaftlich-technischen Fortschritt, dessen wichtigste Grundlage der forcierte Einsatz der Mikroelektronik bildete. Die breite Anwendung z. B. hochintegrierter Schaltkreise der Mikroelektronik, der Hybridtechnik, von Halbleiterspeichern sowie von nachrichtentechnischen Spezialschaltkreisen in MOS-Technologie ermöglichte es, die nachrichtentechnischen Erzeugnisse kleiner, zuverlässiger, leistungsfähiger und vor allem auch energiesparender auszuführen. Gleichzeitig gestattete die Mikroelektronik neue Funktionsprinzipien, die ökonomische Realisierung neuer Kommunikationsmöglichkeiten und nicht zuletzt in Verbindung mit anderen modernen Technologien umfassende Rationalisierungsmaßnahmen in vielen Bereichen nachrichtentechnischer Produktion. Vor allem aber beschleunigte die verstärkte Mikroelektronikanwendung den Generationswechsel in der Nachrichtentechnik.

Datenverarbeitung

Der VEB Kombinat *ROBOTRON* ist der Entwickler und Produzent von modernen Geräten und Anlagen der Rechentechnik und Meßelektronik. Dabei wird das Niveau der Erzeugnisse durch den Einsatz leistungsfähiger Mikrorechner bestimmt. Die erfolgreiche Außenhandelstätigkeit mit über 60 Ländern, das Wissen und Können der Mitarbeiter sowie die langfristigen Abkommen zum gegenseitigen Warenaustausch mit der UdSSR und den anderen sozialistischen Ländern gehören zu den wertbestimmenden Faktoren, die den VEB Kombinat *ROBOTRON* als leistungsfähigen und zuverlässigen Partner kennzeichnen. Im Ergebnis einer zielgerichteten Entwicklung und einer ständig steigenden Produktion erhöhte sich der Export in das sozialistische Wirtschaftsgebiet in den letzten 10 Jahren um das 5fache; alle 12 Stunden wird vom VEB Kombinat *ROBOTRON* eine elektronische Rechenanlage an einen Anwender des In- oder Auslandes übergeben. Anerkennung für die Leistungen ist eine Vielzahl von Auszeichnungen, nicht zuletzt mit der begehrten Goldmedaille des *Leipziger Messeamtes* für die Mikrorechner *robotron K 1520* und *robotron K 1600* sowie für die elektronische Schreibmaschine *S 6001*.



Bild 11 Das elektronische Datenverarbeitungssystem EC 1055/1055 M erschließt mit seinem modernen Systemkonzept erweiterte Einsatzmöglichkeiten (VEB Kombinat ROBOTRON)

Als eine Weiterentwicklung des seit 1979 in Serie produzierten EDV-Systems *EC 1055* stellte *ROBOTRON* erstmals die *EC 1055 M* aus. Sie gehört zur mittleren Leistungsklasse und ist Bestandteil des Einheitlichen Systems der Elektronischen Rechentechnik – ESER – der sozialistischen Länder. Die Weiterentwicklung bezieht sich neben der Reduzierung des Volumens durch hochintegrierte Schaltkreise auch auf eine Senkung des Energieverbrauchs um etwa 50% gegenüber dem vielfach bewährten EDV-System *EC 1040*. Die Ausstattung mit einem Matrixmodell gestattet die 10- bis 50mal schnellere Ausführung von Gleitkommaoperationen, und die neue Bedieneinheit, wahlweise ausgestattet mit zwei Bildschirmen und einem Seriendrucker, sichert eine komfortable System- und Wartungsbedienung.

Technische Grundlage für Einzelgeräte und Anwendungskomplexe bilden *robotron*-Mikrorechner, die entsprechend der Systemarchitektur integrierter Bestandteil der einzelnen Arbeitsplätze sind. Sie steuern und überwachen unter Kontrolle des Betriebssystems die Bildschirmarbeitsplätze und die angeschlossenen Speicher-, Ein- und Ausgabeeinheiten. Der 8-bit-Mikrorechner *robotron K 1520* ist für eine adressierbare Kapazität von maximal 64 K Byte ausgelegt. Mit dem 16-Bit-Mikrorechner *robotron K 1600* stehen je nach Ausbaustufe 32 K Worte bis 128 K Worte Speicherkapazität zur Verfügung.

Der neue *Mikrorechner K 1630* ersetzt mit einer Leistung von mehr als 100000 Operationen/s etwa eine herkömmliche mittlere Anlage der elektro-

nischen Datenverarbeitung. Für solche Anlagen mußte man noch vor wenigen Jahren ein ganzes Gebäude errichten, der *K 1630* dagegen ist bequem in einem Büroraum unterzubringen. Ein weiterer Vorzug für den Anwender: Bis zu 60% beträgt die Energieeinsparung. Der Hersteller kann 30 bis 50% der bisher benötigten Arbeitszeit sowie, je nach Art, 30 bis 70% Material einsparen. Als Zentrale Verarbeitungseinheit dieser Rechner dient ein Mikroprozessorsystem des Kombinats *Mikroelektronik*, das gemeinsam mit Partnern in der Sowjetunion entwickelt wurde.

Wie *ROBOTRON* unter Einsatz von Mikrorechnern seine eigenen Montageprozesse automatisiert, demonstriert der zentrale Rationalisierungsbetrieb Weimar des Kombinats mit einem freiprogrammierbaren Roboter. Bis zum X. Parteitag waren zehn solcher Roboter bereits im Einsatz, insgesamt sollen in diesem Jahr 40 installiert werden. Jeder dieser Roboter ersetzt 2,5 Arbeitskräfte.

Die *Leipziger Frühjahrsmesse 1981* brachte beachtliche Erfolge für die DDR-Industriebetriebe, die trotz der veränderten außenwirtschaftlichen Bedingungen den Außenhandel verstärken konnten. Die stabile Grundlage dafür ist der Außenhandel mit den sozialistischen Ländern, vor allem mit dem für die DDR bedeutsamsten Handelspartner UdSSR. Hauptanteil



Bild 12 Das Platzreservierungsterminal K 8927 dient sämtlichen Reservierungsaufgaben in Verkehr, Tourismus, Gastronomie und Hotelwesen (VEB Kombinat ROBOTRON)

haben an dieser positiven Entwicklung die leistungsstarken DDR-Kombinate mit ihren Außenhandelsbetrieben, denen es eine weitsichtige Wirtschaftspolitik der Partei- und Staatsführung ermöglicht, ihre Potenzen immer stärker zu entfalten.

Obering. Karl-Heinz Schubert

Auflösung des Preisrätsels 1981

Das richtige Lösungswort lautet:

BASISPLATTE

Und das sind die Gewinner:

1. Preis (1 Transistorempfänger und für 30,- M Bücher aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
Volker Franke, 4020 Halle, Cranachstr. 11
2. Preis (Bücher für 75,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
Wolfgang Schlegel, 1543 Dallgow, Elsbruch 1
3. Preis (Bücher für 50,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
Rolf Lachmann, 9150 Stollberg, Wiesenstr. 22
4. bis 10. Preis (je Preisträger Bücher für 25,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
Frank Maschkowitz, 1193 Berlin, Kiefholzstr. 8
G. Opitz, 6902 Jena, Rudolf-Breitscheid-Str. 52
Ingo Putze, 6232 Bad Salzungen, Postfach 22422/D
Karlheinz Wagenbreth, 6500 Gera, Laasener Str. 3
Günther Panzer, 6521 Etzdorf, Nr. 19
Wolfgang Friebe, 2510 Rostock, Ernst-Thälmann-Str. 20
Wolfgang Hahn, 9800 Reichenbach, Am Friesenbach 5, Postfach 46-11

Die Preisverteilung erfolgt unter Ausschluß des Rechtsweges.

**Einsendeschluß für das Preisrätsel
zum Elektronischen Jahrbuch 1982 ist der 31. Mai 1982
(Datum des Poststempels)!**

Elektronische Kampfführung in den Plänen der NATO

Dipl.-Ing. Friedrich Schulze

Der stärkste imperialistische Militärpakt aller Zeiten, die NATO, hat für die 80er Jahre umfangreiche Maßnahmen der Kriegsvorbereitung beschlossen. Das Ziel ist es, die militärische Überlegenheit über den Sozialismus zu erlangen, um die Staaten des Warschauer Vertrages von der Position der Stärke aus politisch zu erpressen oder in einem Krieg letztlich vernichten zu können. Dem dient vor allem das im Mai 1978 auf der Washingtoner NATO-Rats-tagung verabschiedete und auf 15 Jahre berechnete Rüstungsprogramm. Das 1300 Rüstungsmaßnahmen umfassende NATO-Langzeitprogramm ist verhältnismäßig breit angelegt. Es reicht von der beschleunigten Einführung verbesserter Kernwaffeneinsatzmittel bis hin zur Entwicklung von Geräten zur elektronischen Kampfführung.

In den NATO-Armeen wird seit einigen Jahren der *elektronischen Kampfführung* eine große Bedeutung beigemessen. Nach Auffassungen führender NATO-Militärspezialisten soll in einem modernen Krieg die Erringung und Aufrechterhaltung der Herrschaft im Äther ihrer Bedeutung nach dem Kampf um die Luftherrschaft im zweiten Weltkrieg gleichkommen. Nach ihren Vorstellungen kann dieser Krieg im Äther dabei solche Ausmaße annehmen, daß er in einigen Fällen den Charakter der Handlungen der kriegführenden Seiten bestimmt. Das veranlaßte sie zu dem Gedanken, daß ein Krieg in Europa schon am ersten Tage verloren werden kann, wenn es ihnen nicht von vornherein gelingt, die funkelektronischen Mittel und Waffenleitsysteme der Gegenseite aufzuklären und im nachfolgenden Waffeneinsatz niederzuhalten.

Worauf gründet sich eine derart hohe Wertschätzung, was ist eigentlich *elektronische Kampfführung*?

Nach Meinung führender amerikanischer Militärexperten ist die elektronische Kampfführung das Ergebnis der allgemeinen Entwicklung der Militärtechnik. Die massenhafte Einführung von funkelektronischen Mitteln im Militärwesen führte zu einer wesentlichen Erhöhung der Effektivität der Kampftechnik. So kann heute eine einzige Panzerabwehrkrakete, die von einem Laserstrahl ins Ziel geführt wird, einen Panzer vernichten. Die elektronischen Anlagen und ihre Komponenten sind heute integrierter Bestandteil moderner Führungs- und Waffenleitsysteme.

Die weltweit wirkende Niederlage der USA im schmutzigen Krieg gegen

die Demokratische Republik Vietnam hatte die NATO-Elektroniker gelehrt, daß auch die Elektronik in ihrer Gesamtheit ein ernst zu nehmender Faktor ist. Funkelektronische Maßnahmen stellen eine mächtige Waffe dar, die man aber beherrschen muß. Das war auch der Grund dafür, daß man innerhalb der NATO sehr bald zu der Erkenntnis kam: Es kann nur der siegen, der es versteht, wirksame Waffen und Methoden zur Niederhaltung gegnerischer Funkmittel anzuwenden, gleichzeitig aber in der Lage ist, den zuverlässigen Betrieb seiner eigenen Funkelektronik zu garantieren.

Demnach umfaßt die elektronische Kampfführung der NATO-Streitkräfte vier Hauptgebiete:

1. die funkelektronische Aufklärung;
2. die funkelektronischen Unterstützungsmaßnahmen;
3. die elektronischen Gegenmaßnahmen;
4. die elektronischen Schutzmaßnahmen.

Nach einer Mitteilung der den Kreisen des Pentagons nahestehenden Zeitschrift *U.S. News & World Report* müssen die amerikanischen Steuerzahler für diese neue Kategorie der Kriegführung jährlich mehr als 2 Milliarden Dollar aufbringen. In der westlichen Presse versucht man der Bevölkerung glaubhaft zu machen, daß diese hohen Kosten, die für die elektronische Kampfführung bereits im Frieden ausgegeben werden, im Fall eines Krieges durch die Verringerung der Anzahl eigener vernichteter Waffen und Kampfmittel wieder aufgewogen werden.

Funkelektronische Aufklärung

Nach wie vor wird in allen imperialistischen Armeen die funkelektronische Aufklärung als die Grundlage der elektronischen Kampfführung angesehen. Denn, um funkelektronische Mittel wirksam bekämpfen zu können, muß man ihre Arbeitsfrequenzen und die Koordinaten ihrer Standorte kennen. Dann kann man ihre Ausstrahlungen abhören und daraus wichtige Aufklärungsangaben gewinnen. Fachleute der NATO unterteilen die funkelektronische Aufklärung in zwei Bereiche: in die Fernmeldeaufklärung und in die elektronische Aufklärung.

Das Ziel der Fernmeldeaufklärung besteht in der Überwachung und Auswertung des Fernmeldeverkehrs der Gegenseite. Sie soll die gegnerischen Funk-, Richtfunk- und Troposphärenfunkverbindungen im Äther suchen, die Funksprüche, Fernschreiben und Telefongespräche abhören und ihren Inhalt auswerten. Zur Aufgabe der elektronischen Aufklärung gehört es, alle erreichbaren Quellen elektromagnetischer Ausstrahlung zu messen. Hiermit sollen Daten über die Standorte und Betriebsparameter der funkelektronischen Systeme sowie über die Organisationsprinzipien und Strukturen der Führungs- und Waffenleitsysteme des Gegners beschafft werden.

Die wichtigsten Objekte für die funkelektronische Aufklärung sind Systeme und Mittel für die Führung der Truppenteile der Landstreitkräfte,

der Raketentruppen, der Luftstreitkräfte und Luftverteidigung. Während ihres Gefechtseinsatzes wird elektromagnetische Energie ausgestrahlt, die eine große Anzahl von spezifisch hochwertigen Informationen trägt (Arbeitsablauf und Sendart, Frequenzbereich, Rufzeichen, Leistung der funkelektronischen Geräte, ihre Entfernung zur vorderen Linie der Truppen, ihre Dichte und Lage im Gelände, Modulationsarten, Charakter der zu übertragenden Informationen usw.).

Durch Analyse solcher Angaben können nicht nur die Zugehörigkeit einzelner funkelektronischer Einrichtungen zu einer bestimmten Waffengattung, Kommandohöhe oder zu einem Waffensystem bestimmt werden, sondern auch der Zustand und der Bereitschaftsgrad der Truppenteile (oder Waffensysteme) und die Richtung der Konzentrierung ihrer Anstrengungen [1].

Die funkelektronische Aufklärung wird in den NATO-Kreisen als eine passive Tätigkeit betrachtet, die in aller Stille, vom Gegner unbemerkt, verläuft. Kein Wunder, wenn sie darum schon in Friedenszeiten als Hauptmethode der strategischen antikommunistischen Erkundung angesehen wird. Innerhalb der NATO gibt man unumwunden zu, daß die USA bei ihrer elektronischen Spionage Jahr für Jahr «Myriaden» von Daten sammeln, um sie im Sinne ihrer Globalstrategie zu nutzen. Eine Heerschar von geübten Funkern überwacht Tag und Nacht den Äther und zeichnet alles auf, was aufklärungsdienstliches Interesse findet. Tausende von automatischen und halbautomatischen Anlagen erfassen jeden neuen oder nichtidentifizierten Sender. Spezialisten werten tonnenweise Papiere mit den Aufzeichnungen der Funkbeute aus und arbeiten daran, die Geheimcodes der sozialistischen Länder zu brechen. Damit versucht das Pentagon in Details der Streitkräfte der Länder des Warschauer Vertrages einzudringen sowie Angaben über ihr Verteidigungs- und ökonomisches Potential zu erfahren.

Träger der funkelektronischen Aufklärung in Europa sind die Horch- und Peiltrupps der Bataillone der elektronischen Kampfführung aller NATO-Streitkräfte. Diese sind an der Staatsgrenze zur DDR und zur ČSSR stationiert und haben die Aufgabe, jede Veränderung der funkelektronischen Lage auf dem Territorium der sozialistischen Staaten sofort aufzuspüren. Was zur Mission der Bundeswehreinheiten für elektronische Kampfführung in Friedenszeiten gehört, stand in der BRD-Zeitschrift *Stern* zu lesen:

- «der Empfang von Funkmeßimpulsen, um daraus Schlüsse über den Verlauf des östlichen Radargürtels zu ziehen;
- das Abhören und Dechiffrieren des Funkverkehrs zwischen militärischen Standorten und Fahrzeugen der anderen Seite, um Flugplätze und andere militärische Objekte zu lokalisieren sowie Truppenbewegungen zu orten;
- das Feststellen östlicher Frequenzen, um diese im Ernstfall wirksam stören zu können.»

Durch eine Analyse der gewonnenen «elektronischen Fingerabdrücke» wollen die Elektroniker der NATO feststellen, welche Strahlungsquelle für welchen Zweck genutzt wird.

Auch die Pentagon-Generale lassen keine Chance ungenutzt, ihre seit 1956 existierenden Truppenteile des Armeesicherheitsdienstes zum Sammeln von Angaben über die elektronischen Objekte der sozialistischen Staaten einzubeziehen. Dazu mißbrauchen die USA auch jeden ihrer Militärstützpunkte.

Die funkelektronische Aufklärung wird auch mit fliegenden Aufklärungsstationen vorgenommen. So soll das weit ins sozialistische Hinterland reichende *fliegende Aufklärungs- und Leitsystem* – bestehend aus 18 Flugzeugen vom Typ *Boeing E3A* zum Preis von 1,86 Mrd. Dollar – den NATO-Befehlshabern eine solche rechtzeitige und weitreichende Lageinformation liefern, wie sie für den wirkungsvollen Einsatz der Streitkräfte gebraucht wird (Bild 1).

Beachtenswert ist ferner die berühmt-berüchtigte schwimmende Spionageflotte der USA mit «Mehrzweckhilfsschiffen für Umweltforschung» wie die *Pueblo*, die am 23.01.1968 mit sämtlichen Spionageapparaturen von einer Küstenschutzeinheit der KVDR in koreanischen Hoheitsgewässern bei der Funkspionage gestellt und aufgebracht wurde. Die amerikanische Zeitschrift *Time* nannte in einer ihrer Ausgaben auch das Ziel solcher Fahrten. Danach sollen die Spionageschiffe so kreuzen, daß sie von den gegnerischen Funkmeßstationen erfaßt und bestrahlt werden, damit ihre Impulse von den empfindlichen Empfängern des Schiffes aufgenommen werden können. Nach der Analyse der Arbeitsfrequenz von Funkmeßgeräten sowie ihrer Impulsfolgefrequenz sind dann die Funkmeßspezialisten in der Lage, Leistung, Reichweite und Typ der verwendeten Station zu bestimmen und Rückschlüsse auf die Dislozierung der Streitkräfte eines Landes zu ziehen als auch Störmöglichkeiten für den Beginn und den Verlauf einer Aggression festzulegen [2].

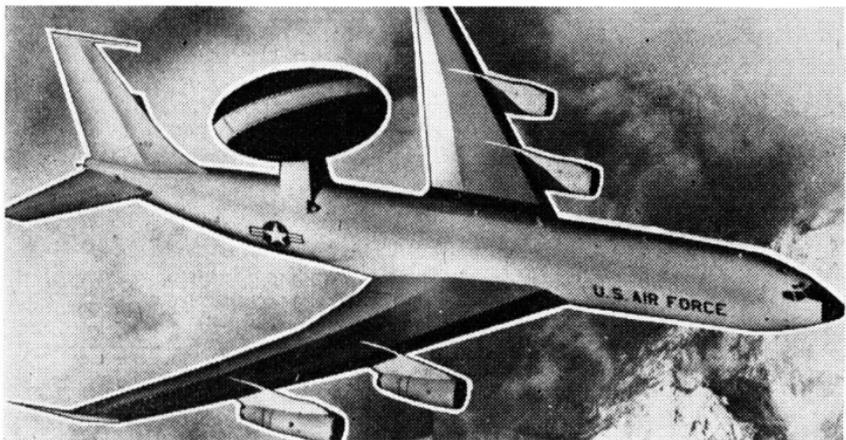


Bild 1 Die Boeing AWACS E3A ist an ihrer Radarkuppel leicht zu erkennen

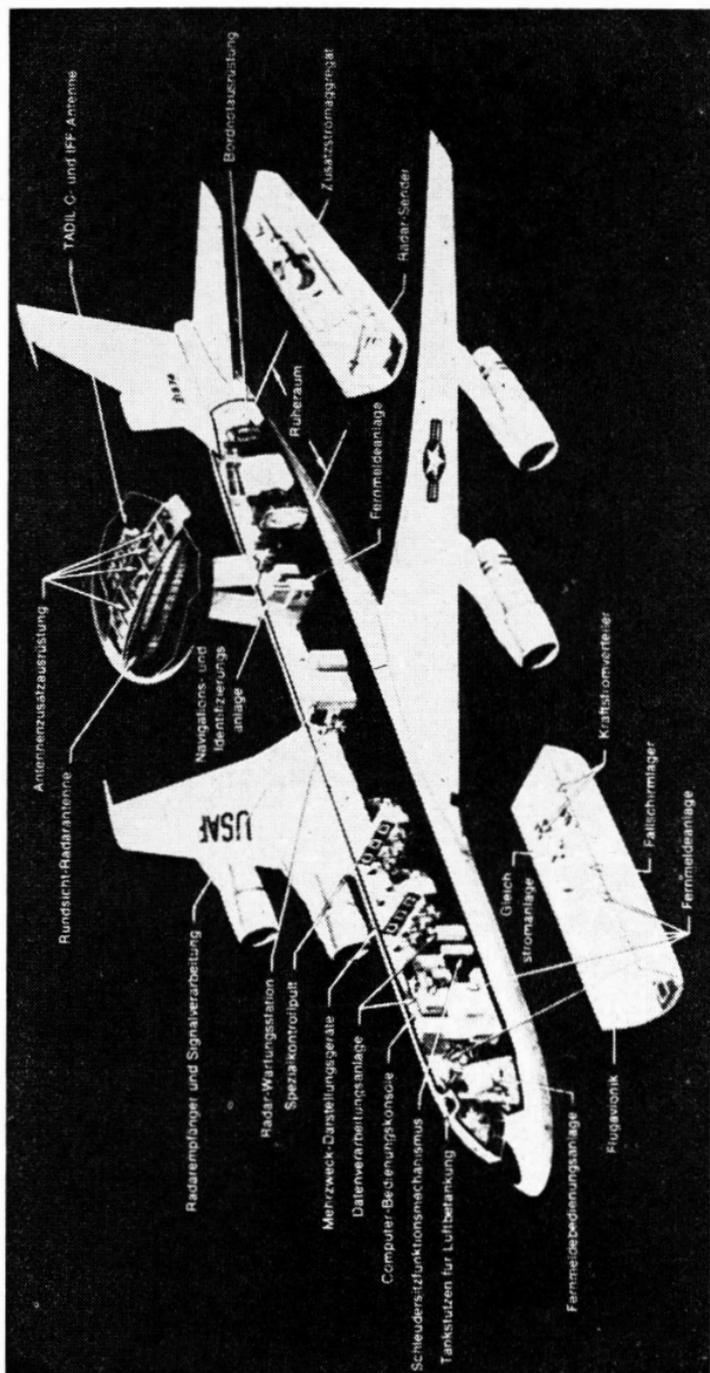


Bild 2 NATO-Modell der E3A. Maximale Flugdauer (ohne Luftbetankung) 11,5 Stunden, Reisegeschwindigkeit 600 bis 700 km/h, Dienstflughöhe 9150 m

Nach amerikanischen Presseberichten sollen Satelliten den technischen Gipfelpunkt in der funkelektronischen Aufklärung bilden, weil man damit dem Gegner schon in Friedenszeiten «ins Hinterzimmer gucken könne». Der erste amerikanische Satellit für funkelektronische Aufklärung, *Ferret* (deutsch: Frettchen) genannt, wurde am 18.06.1962 auf seine Umlaufbahn gebracht. Er umkreiste die Erde auf einer Orbitalbahn zwischen 290 und 655 km. Alle erreichbaren bzw. gesuchten Signale funkelektronischer Objekte wurden aufgezeichnet und mit synchronlaufenden Bildern auf einem Film festgehalten. Dazu war der Satellitenaufklärer mit Anlagen ausgerüstet, mit denen man den Funkverkehr bis 50 GHz abhören konnte. Die aufgefangenen Signale wurden an Bord gespeichert und beim Überfliegen von USA-Bodenstellen mit einer hohen Bit-Rate übertragen.

Die Aufgabe derartiger Spionagesatelliten liegt eindeutig auf der Hand. Da die elektronischen Mittel oft nur mit geringen Sendeleistungen arbeiten und die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen in einigen Wellenbereichen begrenzt ist, soll die kosmische Funkaufklärung von der Flugbahn künstlicher Erdsatelliten aus diese Lücke schließen. Sie soll all das kompensieren, was die NATO von ihren erdgebundenen, fliegenden oder schwimmenden Aufklärungsstationen nicht erreichen kann.

Der Nachfolger des *Ferret*, der seit 1971 in Dienst gestellte Mehrzwecksatellit 467 *Big Bird* (deutsch: großer Vogel), hat laut ausländischen Presseberichten Aufzeichnungsgeräte für Funk-, Funkmeß-, Infrarot, Ultraviolett- und Röntgenstrahlen an Bord. Geht man davon aus, daß gleichzeitig mehrere Aufklärungssatelliten die Erde umkreisen, so muß man wohl zu dem Schluß gelangen, daß die kosmische Aufklärung der «interessierenden Gebiete» mit einer Periodizität von nur wenigen Stunden erfolgt!

Elektronische Unterstützungsmaßnahmen

Die *elektronischen Unterstützungsmaßnahmen* werden in den NATO-Streitkräften als eine Art von Entscheidungshilfe für alle im Bereich der elektronischen Kampfführung handelnden Waffengattungen und Einheiten angesehen. Alle auf dem Gebiet der elektronischen Kampfführung gesammelten Erfahrungen werden gründlich ausgewertet, um daraus zweckmäßige Verfahren zur Unterstützung der eigenen Truppen abzuleiten. Gegenstand erhöhten Interesses sind dabei besonders solche Maßnahmen, durch die es möglich ist, besser der Gefahr entgegenzutreten, die beim Einsatz von Lenkrameten sowie durch Infrarot- und Lasertechnik gesteuerter Waffensysteme von seiten des Gegners droht.

Wie von amerikanischen Militärexperten betont wird, waren die elektronischen Unterstützungsmaßnahmen die Chance zum Überleben der US-Air-Force-Besatzungen im Krieg gegen das vietnamesische Volk. So mußten sich viele USA-Piloten davon überzeugen, daß die von der *Hughes Aircraft Company* entwickelten Warngeräte eine sicherere Rückkehr vom Einsatz garantieren als ohne diese Mittel. Die Anzeige der Anstrahlung durch Funk-

meßtechnik, des Übergangs der Raketenleitstation auf automatische Zielbegleitung und des Starts von Fla-Raketen ermöglichte es ihnen, rechtzeitig Fla-Raketenabweichmanöver einzuleiten.

Seit 1966 haben alle USA-Kampfflugzeuge Mittel der elektronischen Kampfführung an Bord, die zur Gruppe der elektronischen Unterstützungsmaßnahmen gehören. Bereits bei der Konstruktion von Flugzeugen wird eine bestimmte Radarantenne- und Warnkapazität berücksichtigt, wie das beispielsweise bei dem amerikanischen Kampfflugzeug *F-111* geschah, für das mit einem Kostenaufwand von 40 Millionen Dollar der Radarempfänger *AN/APS-109* entwickelt wurde.

Über eine ähnliche Bordausrüstung verfügen heute fast alle NATO-Kampfflugzeuge. Sie besteht in der Regel aus einem Mehrzweckstörsender *AN/ALQ 119* für gerichtete und desinformierende Störungen, einem Radarempfänger *AN/ALR-45* mit Scheinwiederholer und einem Warnempfänger, der das Annähern zielsuchender Raketen signalisiert.

Am weitesten gediehen ist die Entwicklung auf dem Gebiet der Infrarottechnik. Die NATO-Armeen besitzen in ihrer Ausrüstung Infrarotabwehrkartuschen, die zum Fehleinsatz der auf Wärmequellen reagierenden Infrarotleiteinrichtung zielsuchender Waffen führen. Da diese pyrotechnischen Abbrandmittel höhere Wärmegrade erzeugen als das ursprünglich erfaßte Ziel, sind derartige Mittel eine große Unterstützung bei der Abwehr zielsuchender Waffen.

Elektronische Gegenmaßnahmen

Das Ziel der *elektronischen Gegenmaßnahmen* besteht darin, einem Gegner zu Lande, zu Wasser oder in der Luft die Nutzung seiner elektronischen Systeme zu erschweren oder gar zu unterbinden.

Führende Kreise der NATO betrachten die elektronischen Gegenmaßnahmen als die entscheidendste und aktivste Seite der elektronischen Kampfführung sowie als unerläßlichen Bestandteil der Gefechtssicherstellung.

Elektronische Störungen

Durch Stören der Nachrichtenverbindungen zwischen wichtigen Führungsstellen können die Gefechtsmöglichkeiten des Gegners stark eingeschränkt werden. Mit schlagartig einsetzenden aktiven Störungen sollen seine Handlungen so gelähmt werden, daß es ihm unmöglich ist, rechtzeitig auf Lageveränderungen zu reagieren.

Im Zuge der qualitativen Vervollkommnung der USA-Landstreitkräfte werden alle Einheiten mit Störfunkstationen ausgerüstet. So soll jedes Bataillon eine Mehrzweckstörsenderstation vom Typ *AN/ULQ-1* erhalten. Damit will man Funkmeßstationen des Gegners als auch seine Funk- und Richtfunkverbindungen in der Ebene Kompanie-Bataillon-Regiment nieder-

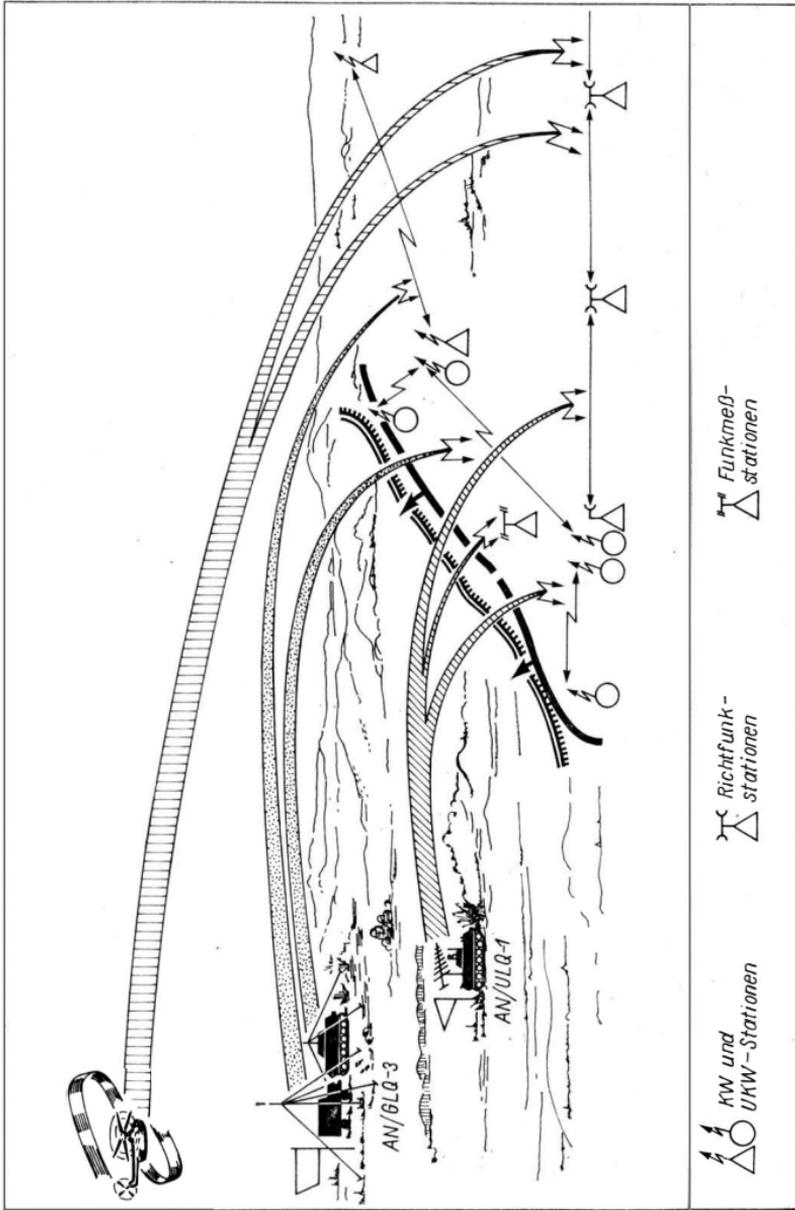


Bild 3 Anordnung der Mehrzweckstation zur Niederhaltung der gegenseitigen Funkverbindungen

halten. Die Brigaden der ersten Staffel sollen sogar leistungsstarke Störsender vom Typ *AN/GLQ-3* gestellt bekommen, die zum Stören der Kurzwellenverbindungen des Gegners in der Ebene Regiment-Division vorgesehen sind [4]. In Bild 3 wird eine mögliche Einsatzvariante gezeigt.

Eine Analyse der durch die imperialistischen Armeen in Indochina und im Nahen Osten eingesetzten Mittel der elektronischen Kampfführung zeigt, daß diese ein kostspieliges Angebot von Störmitteln aufrechterhalten und ausnahmslos alle nur erdenklichen Störarten ausprobierten (Tabelle 1). Neben den bekannten Rausch- und Impulsstörungen fanden wechselnde Tonstörungen und gleitende Störungen breite Anwendung. Bei den wechselnden Tonstörungen handelt es sich um Störungen, die aus 3 oder mehreren Frequenzen bestehen, deren Töne sich in immer schnellerer Folge wiederholen und somit eine monotone als auch lästige Störung erzeugen. Die gleitende Störung wird durch eine mit hoher Geschwindigkeit (bis zu 600 Hz/s) über die Frequenz gleitende Trägerfrequenz hervorgerufen und äußert sich in einem Geräusch, das dem eines laufenden Motors ähnelt.

Mit beiden Verfahren will man den Militärfunker der Gegenseite «zermürben», der noch in der Lage ist, bei einem relativ hohen Störpegel das Nutzsignal herauszuhören. Daneben werden Störungen, besonders Breit-

Tabelle 1 Geräte der elektronischen Kampfführung der imperialistischen Streitkräfte

Typen- bezeichnung	Störart
AN/MLQ-8	Störgerät für modulierte Störungen
AN/TLQ-11	Gerät für Mehrzweckstörungen
AN/MLQ-22	Störgerät für modulierte und unmodulierte Störungen
AN/ALQ-31	Rauschstörgerät
AN/MLQ-37	Gerät für gezielte Störungen
AN/ALQ-49	Imitationsstörgerät
AN/ALQ-51	Gerät zur Störung von Raketenleitstationen
AN/ALQ-53	Funkmeßscheinzielsender
AN/ALQ-54	Außenbehälter am Flugzeug für Aktivstörungen
AN/ALQ-55	Rauschstörgerät
AN/ALQ-67	Breitbandstörgerät
AN/ALQ-70	Imitationsgerät
AN/ALQ-71	Mehrzweckstörgerät
AN/ALQ-76	Rauschstörgerät für Außenbehälter
AN/ALQ-78	Störgerät im Marineflugzeug
AN/ALQ-80	Rauschstörgerät
AN/ALQ-81	Imitationsstörgerät im Marineflugzeug
AN/ALQ-90	Störgerät im Heeresflugzeug
QRC-160-8	Störgerät für gleichzeitig mehrfrequente Störungen

band-Störungen, auch von Störgeräten einmaliger Zweckbestimmung erzeugt. Das sind Störmittel in Miniaturausführung, die sich leicht von Flugzeugen, Raketen und Diversionsgruppen in die Unterbringungsräume der zu störenden funkelektronischen Mittel bringen lassen. Ihre Leistung liegt zwischen 5 und 75 W. Beim Abwurf aus Flugzeugen sind die Geräte an Fallschirmen befestigt, deren Halteseile gleichzeitig als Antenne wirken.

Die Vorteile solcher Störsender sind

- die Möglichkeit ihres massenhaften Einsatzes;
- ihre Mehrzweckverwendung als Störsender oder Scheinziel;
- das Herabsetzen der Gefahr, daß eigene elektronische Mittel durch sie gestört werden;
- eine ausreichend lange Arbeitsdauer. [3]

Die Entwicklung von Mitteln der elektronischen Kampfführung schreitet in den NATO-Armeen immer weiter fort. Seit einigen Jahren erproben die amerikanischen Elektronikfachleute sogenannte Multifunktionsanlagen. Diese sind so ausgelegt, daß sie mehrere Aufgaben gleichzeitig oder nacheinander lösen können. Es ist daher zu erwarten, daß solche Geräte als Aufklärungsempfänger im Hinterland des Gegners arbeiten, wobei sie die auf vorher festgelegten Frequenzen aufgefangenen Funksignale speichern und dann auf ein bestimmtes Funksignal hin an ortsfeste, fliegende oder schwimmende NATO-Stationen abgeben. Die Multifunktionsanlagen sind mit Speicherspeichern ausgerüstet und gestatten die Aufnahme von bis zu 300000 Wörtern. Die Abgabegeschwindigkeit ist 35mal größer als die der Aufnahme und kann 7000 Wörter je Minute betragen. Bei Notwendigkeit können diese Funk-Sende-und-Empfangsgeräte ebenfalls als Stör- oder Scheinsender in Aktion treten.

In jüngster Zeit wenden die imperialistischen Armeen gerichtete Funkstörungen in Form von Rückstrahlstörungen an. Hierzu werden die von gegnerischen Funkstellen aufgenommenen Signale auf einer anderen Frequenz zurückgestrahlt. Solche Störungen erweisen sich dann als besonders effektiv, wenn die wahre Störquelle verborgen bleibt und die Gegenseite die Ursachen dafür im Nichtbeachten der elektromagnetischen Verträglichkeit zwischen eigenen Funkstellen sucht. Da die Störung in einem relativ schmalen Frequenzbereich erfolgt, läßt sich mit gerichteten Funkstörungen eine hohe Stördichte erzielen.

In den imperialistischen Armeen wird momentan ein großer Aufwand betrieben, um breitbandige Antifunkmeßraketen mit einer großen Einsatztiefe und hoher Trefferwahrscheinlichkeit zu entwickeln. Gegenwärtig werden in den NATO-Streitkräften die Antifunkmeßrakete *Shrike* und *Standart ARM* durch die Antifunkmeßrakete *HARM* ersetzt. Letztgenannte soll eine Geschwindigkeit von etwa 3 Mach erreichen, was nach amerikanischen Ansichten dem Gegner die Zeit nimmt, entsprechende Schutzmaßnahmen einzuleiten. Der Zielsuchkopf dieser Rakete soll universell ausgelegt sein, so daß sie gegen die unterschiedlichsten Funkmeßstationen eingesetzt werden kann [5].

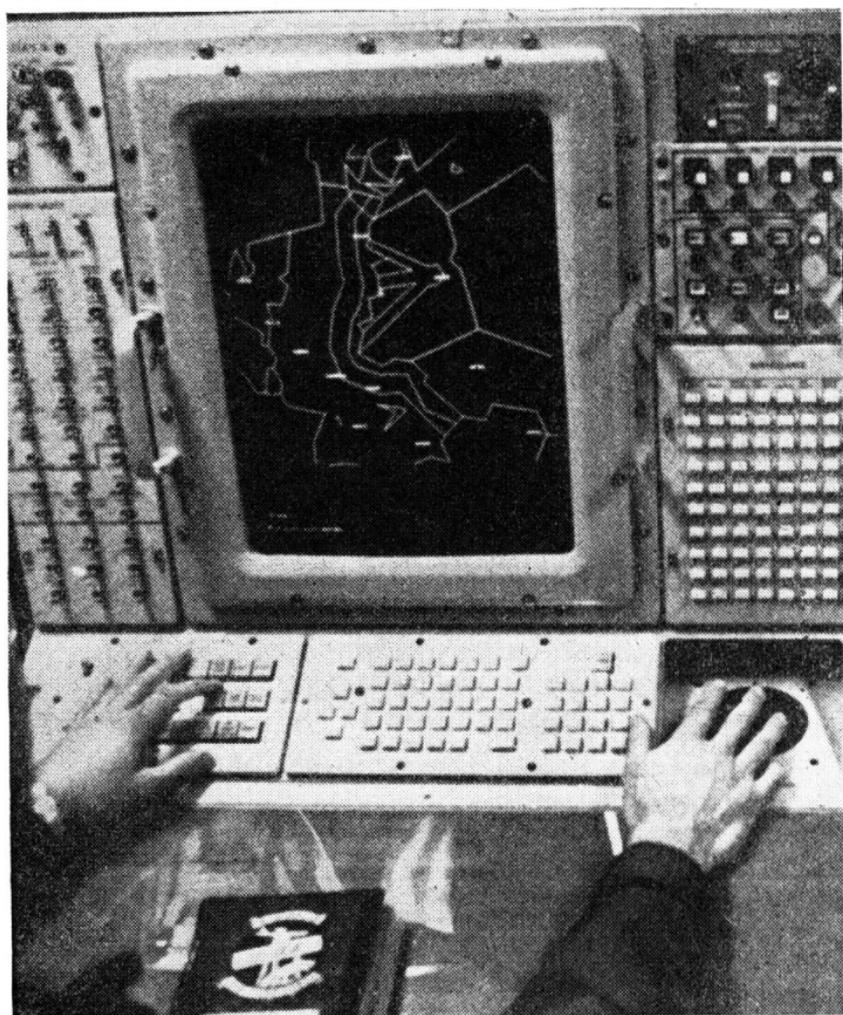


Bild 4 Am Radarschirm: Funkmeßbild der DDR

Zum Überwinden der Luftverteidigung eines Gegners mit Kampffliegergruppierungen setzen die NATO-Luftstreitkräfte spezielle Flugzeuge zur elektronischen Kampfführung, sogenannte Störträger, ein. In den Jahren 1976/77 erfolgte in den USA zu diesem Zwecke eine umfangreiche Flugerprobung von 2 Jagdbombern des Typs *F-111A*. Die Funktion dieser Flugzeuge zur elektronischen Kampfführung war gegenüber dem herkömmlichen Baumuster so verändert, daß sie die spezielle Bezeichnung *EF-111* erhielten. Zur Bordausrüstung der *EF-111* gehörte

– ein Gerätesatz *AN/ALQ-99*, bestehend aus 5 Aufklärungsempfängern,

- 1 Bordcomputer und bis zu 10 Störsendern für den Frequenzbereich von 50 bis 15000 MHz;
- eine Funkmeßstation *AN/ALR-62* zur Beurteilung der funkelektronischen Lage sowie zur Zielerfassung und Funkmeßwarnung;
- ein Komplex *AN/ALQ-137* zur Erzeugung von Impuls-Antwortstörungen;
- eine Station *QRC-536* zum Stören der Funknetze der gegnerischen Luftverteidigung;
- ein Warnempfänger *AN/APS-109A* zum Schutz vor gelenkten und ziel-suchenden Raketen der Klasse *Luft-Luft* und *Boden-Luft*;
- ein Gerät *AN/ALE* zum Abschluß von pyrotechnischen Patronen mit Funkmeßfallen und Scheininfarotstrahler.

Neben den zuvor genannten aktiven Störmitteln gelangen in den imperialistischen Armeen auch passive Störmittel zum Einsatz. So sollen Dipolreflektoren und Aerosolwolken eine «Wand» oder einen «Korridor» schaffen, der auf den Bildschirmen der gegnerischen Funkmeßstationen Reflexionsstörungen hervorruft und deshalb mehrere Stunden vor Anpeilung schützt.

Über diese Methode schreibt die Bundeswehrzeitschrift *Soldat und Technik* in ihrer Nummer 9/73: «daß die älteste Methode, aber seit mehr als 30 Jahren erfolgreich, dem Gegner ein Minimum an Information über den eigenen Standort, die Stärke und die Bewegungsrichtung zukommen zu lassen, der Gebrauch von Düppeln ist.»

Düppel – so benannt nach ihrem ersten Einsatz durch die faschistische deutsche Luftwaffe 1940 in der Nähe des dänischen Flugplatzes Düppel – sind dünne Metall- oder auch neuerdings metallisierte Glasfaserstreifen. Ihre Länge ($\lambda/2$) muß der Frequenz der zu störenden Funkmeßstation entsprechen. Der Düppelabwurf erfolgt aus großen Höhen von Flugzeugen oder unbemannten Flugkörpern. Wurden früher die Düppel auf die vorher aufgeklärte Wellenlänge der Station zurechtgeschnitten und meistens von Hand abgeworfen, so erfolgt das heute automatisch. Dazu ist das Düppelgerät an einem Warnempfänger angeschlossen. Wird nun das Flugzeug von dem Funkmeßstrahl einer gegnerischen Station erfaßt, werden die Düppelstreifen auf Resonanzlänge zurechtgeschnitten und elektromechanisch ausgestoßen.

Es sind auch zahlreiche Versuche bekannt, bei denen die NATO-Armeen große Reflexionsschichten schufen, indem sie Pulver oder Späne aus Spezialbehältern in den umgebenden Luftraum brachten. Gleiche Ergebnisse verspricht man sich auch von einem Aerosol mit Düppeleffekt, das aus an Fallschirmen aufgehängten Kanistern versprüht wird.

In den letzten Jahren hat sich das Einsatzgebiet der Dipolreflektoren zunehmend vergrößert. Neben ihrem Einsatz zur Funkmeßstörung und Scheinzielerstellung sollen sie auch ein vielversprechendes Mittel im Kampf gegen die Raketen sein. Da viele Zielscheinrichtungen von Raketen auf dem Prinzip des Feuerleitradars beruhen, kann mit Düppeln im Suchbereich einer Rakete eine solche Reflexionsfläche gebildet werden, die die Raketen vom eigentlichen Ziel ablenkt.

Elektronische Täuschung

Eine ebenso große Bedeutung wie die Störer haben elektronische Täuschungen. Sie sind nach NATO-Ansichten eine altbewährte Methode, um die Wirksamkeit der Beobachtungs- und Waffenleitsysteme des Gegners herabzusetzen. Kombiniert mit den Funkstörungen, finden dabei gewöhnlich zwei Verfahren Anwendung, die unter den Begriffen *imitative* und *manipulative Täuschung* der Öffentlichkeit bekannt geworden sind.

Bei der *imitativen Täuschung* versucht man, mit elektromagnetischen Ausstrahlungen eine solche Scheinlage vorzutäuschen, die beim Gegner falsche Vorstellungen über die eigene Lage hervorruft. Das wird hauptsächlich dadurch erreicht, indem Scheinmeldungen offen oder in leicht zu entschlüsselnder Form in den Funkverbindungen gesendet werden. Außerdem werden Scheinfunkstellen und Funkmeßscheinziele imitiert sowie die Betriebsintensität der eigenen Mittel in den Nebenrichtungen erhöht. Das alles soll in Verbindung mit anderen desinformierenden Handlungen (scheinbarer Stellungswechsel, Anlegen von Scheinstellungen, Verbreiten von provokatorischen Gerüchten u. a. m.) beim Gegner den Eindruck erwecken, daß in den Richtungen, wo im Prinzip wenig passiert, der Hauptschlag der Gegenseite erfolgt. Der Gegner soll derart desinformiert werden, daß er die Lage falsch beurteilt und daraus einen völlig unzumutbaren Entschluß faßt.

Zur *manipulativen Täuschung* setzen die NATO-Truppen funkelektronische Geräte ein, die die ausgestrahlten Funksignale der Gegenseite aufnehmen und in abgeänderter bzw. in verzerrter Form wieder zurückstrahlen.

Die NATO-Flugzeuge werden dafür mit speziellen Antwortverzögerern ausgerüstet. Diese fangen die ankommenden Radarimpulse auf, analysieren sie, und, falls es sich dabei um gefährliche Impulse des Gegners handelt, werden sie mit einer entsprechenden Verzögerung zurückgestrahlt, damit auf dem Bildschirm das Ziel in einer größeren Entfernung erscheint, als es sich in Wirklichkeit befindet.

Die manipulative Täuschung sieht ebenfalls Verfahren vor, wobei wichtige Nachrichtenverbindungen der Gegenseite durch Täuschsender in ihrer Arbeit desorganisiert werden oder der Nachrichtenkanal mit völlig nebensächlichen bzw. sinnlosen Funksprüchen «zugestopft» wird. Günstige Momente für das Eintreten in die Funkverbindungen der anderen Seite bestehen immer dann, wenn die Funkverbindungen zu neuen Gegenstellen aufgenommen werden, die Gegenstelle sich nicht meldet, Rufzeichen und Frequenzen gewechselt werden oder die Verbindung infolge starker Störungen unterbrochen war und von neuem gesucht wird.

Diese zuvor genannten Methoden der elektronischen Kampfführung wurden durch den israelischen Aggressor im Krieg gegen die arabischen Staaten belegt. So gelang es der israelischen Armee 1967 mit intensiven elektronischen Gegenmaßnahmen, die elektronischen Mittel der arabischen Seite in ihrer Arbeit zu behindern oder auszuschalten. Das fußte auf einer bereits vor der Aggression betriebenen gründlichen Aufklärung. Ferner wurde erbeutete ägyptische Technik dazu genutzt, um unwahre, auf die Desorganisation der

Streitkräfte zielende Befehle und Anordnungen in arabischer Sprache ägyptischen Kommandeuren zu übermitteln [6].

Die Krieger der elektronischen Kampfführung der NATO lassen sich davon leiten, daß mit einer sorgfältig vorbereiteten und mit hohem Niveau durchgeführten Funktäuschung dem Gegner großer Schaden zugefügt werden kann; ein größerer jedenfalls als beim einfachen Stören gegnerischer Mittel. Wer es schafft, den Gegner zu täuschen, der kann das Überraschungsmoment – ein wichtiger Faktor im modernen Gefecht – für sich verbuchen.

Elektronische Schutzmaßnahmen

Große und – wie von vielen westlichen Militärzeitschriften wiederholt hervorgehoben – berechnete Hoffnungen setzen die NATO-Strategen angesichts der ihren eigenen Mitteln im Rahmen der elektronischen Kampfführung drohenden Gefahr in ein System von Maßnahmen des elektronischen Schutzes, die *elektronischen Schutzmaßnahmen*.

Was unter dem Begriff *elektronische Schutzmaßnahmen* verstanden werden muß, beschreibt die Zeitschrift der amerikanischen Fernmeldetruppen *Signal* in ihrer Ausgabe vom März 1978. Danach tragen die elektronischen Schutzmaßnahmen operativ-taktischen und technischen Charakter.

Zu den *operativ-taktischen Maßnahmen*, die von den Kommandeuren und Stäben realisiert werden müssen, zählt diese Zeitschrift die richtige Auswahl von Unterbringungsräumen für die elektronischen Mittel, das Festlegen ihrer Betriebsarten, das Schaffen von Scheinfunkobjekten und Scheinfunknetzen sowie das gewissenhafte Einhalten der Regeln des Funkverkehrs.

Die wirksamste Methode, der gegnerischen Funkaufklärung zu entgehen, besteht nach Ansichten der NATO-Fernmeldeoffiziere im Verkürzen der Sendezeiten. Die für die elektronische Kampfführung der Bundeswehr herausgegebenen Handlungsrichtlinien gehen sogar so weit, daß allen Einheiten, deren Standort geheimzuhalten ist oder die für den Gegner überraschend in die Gefechtsordnung eingeführt werden sollen, bis zum Beginn aktiver Gefechtsverhandlungen Funkverbot befohlen wird.

Unter *technischen Schutzmaßnahmen* versteht die bereits genannte Zeitschrift vor allem Vorkehrungen, die an der Funktechnik selbst zu treffen sind. Darunter fallen solche Maßnahmen wie das Anwenden von Richtantennen, das Manöver mit der Sendeleistung, der Einsatz von Lochstreifentechnik und Schnellgebern, der periodisch kurzzeitige Frequenz- und Rufzeichenwechsel, die Arbeit mit Funkparolen und die Funküberwachung.

Mit Richtantennen ist es möglich, den größten Teil der Energie in der gewünschten Richtung, d. h. zur Gegenstelle und nicht zum Gegner, abzustrahlen. Das verbessert einmal die Qualität der Funkverbindung und trägt weiterhin dazu bei, dem Gegner das Abhören und Anpeilen zu erschweren. Richtantennen, insbesondere Langdrahtantennen, haben sich auch hervorragend bewährt im Kampf gegen die Funkstörungen, da sie alle aus Nebenrichtungen auftretenden Störsignale weitgehend unterdrücken.

Das Manöver mit der Sendeleistung soll so verlaufen, daß die Aufnahme und das Halten der Verbindung stets nur mit minimaler Leistung erfolgt. Das bietet die Gewähr, dem Gegner die Aufklärung bestehender Funkbeziehungen zu erschweren, und im Fall äußerer Störeinstrahlung steht dann noch eine ausreichende Leistungsreserve bereit.

Eine nicht untergeordnete Rolle spielen im Rahmen der elektronischen Schutzmaßnahmen Verfahren zur Neutralisation der gegnerischen Funktäuschung. Wie die Zeitschrift *Infanterie*, Heft September/Oktober 1971, dazu berichtet, ist das nur durch die Wachsamkeit aller am Funkverkehr beteiligten Funker, Offiziere und Kommandeure zu erreichen.

Große Sorgen bereitet den NATO-Armeen zur Zeit das Problem der Störfestigkeit ihrer eigenen Geräte und Anlagen. Verständlicherweise unterliegen technische Einzelheiten der Geheimhaltung. Die NATO-Elektroniker wollen ihre neuesten Erfindungen nicht gern ins Feld führen. Bei ihnen gilt die alte Regel, die schon Grundprinzip des Radarwettkampfs im zweiten Weltkrieg war, möglichst wenig senden, aber viel hören; Schweigen ist also für sie Gold bei der elektronischen Kampfführung in Friedenszeiten. Dennoch gelangen mitunter Mitteilungen an die Öffentlichkeit, die auf enorme Schwierigkeiten bei der Entwicklung geeigneter Störschutzeinrichtungen schließen lassen. Nach [7] soll eine spezielle technische Störschutzeinrichtung für Funkstationen etwa 5000 Dollar, den 5fachen Wert einer Funkstation, kosten – eine Sache, die im USA-Kriegsministerium viel Kopfzerbrechen bereitet. Trotz eines Rüstungsetats von 222,8 Milliarden Dollar (im Jahr 1982 geplant) dürfte die breite Einführung solcher teuren Störschutzanlagen wohl kaum zu erwarten sein.

Deshalb bleiben die altbekannten klassischen Störschutzmöglichkeiten eben weiterhin die einzige Chance im Kampf mit den gegnerischen Stör- und Aufklärungseinheiten. Die können allerdings nur dann von Erfolg gekrönt sein, wenn sie von dem Nachrichtenbetriebspersonal sicher beherrscht werden. Ansonsten gibt es für die NATO-Elektroniker keine andere Wahl, als die Standorte der Störfunkstellen des Gegners aufzuklären, um diese dann durch Schläge der Luftwaffe sowie der Raketentruppen und Artillerie vernichten zu können.

Schlußfolgerung

Eine Vielzahl entspannungsfeindlicher Ereignisse der jüngsten Zeit beweisen, daß die aggressiven Kreise des Imperialismus, denen von Anfang an der Kurs der friedlichen Koexistenz nicht ins Konzept paßte, auch weiterhin alles daran setzen, um durch ihre langfristig vorbereitete Konfrontationspolitik die internationale Situation zu verschärfen. Sie versuchen durch atomare Aufrüstung, durch abenteuerliche militärische Erpressung und Kriegshysterie, den verlorenen Boden sowohl auf politischem als auch ökonomischem Gebiet zurückzugewinnen und das relative militärische Gleichgewicht einseitig zu verändern, um damit eine Überlegenheit zu erreichen.

Die sozialistischen Staaten setzen konsequent den Weg der friedlichen Koexistenz fort. Sie haben wiederholt erklärt, daß sie auf keinen Fall eine militärische Überlegenheit anstreben. Sie werden aber auch keine militärische Überlegenheit über den Sozialismus – und am allerwenigsten auf dem Gebiet der elektronischen Kampfführung dulden. Deshalb unternehmen die verbündeten Armeen des Warschauer Vertrages auch alle notwendigen Schritte, um eine den Erfordernissen der funkelektronischen Kriegführung entsprechende Technik in ihre Ausrüstung aufzunehmen, die notwendigen Spezialisten auszubilden und somit den funkelektronischen Kampf gegen jeden beliebigen Gegner erfolgreich führen zu können.

Literatur

- [1] *Grankin, W.*: Beurteilung der funkelektronischen Lage, Militärwesen (Berlin), Heft 3/1977, Seite 89
- [2] *Kopenhagen, W.*: Die unsichtbare Front, FUNKAMATEUR (Berlin), Heft 11/1970, Seite 530
- [3] *Riees, P./Liebenau, D.*: Der Einsatz von Mitteln der elektronischen Kampfführung in den Seestreitkräften, Militärwesen (Berlin), Heft 4/1977, Seite 94
- [4] *Rippetve, D. E.*: Electronic Warfare Training for Reality, Signal, Heft 3/1978, Seite 15 bis 17
- [5] *Koch, L.*: Stand und Entwicklung der elektronischen Kampfführung in den Seestreitkräften, Militärwesen (Berlin), Heft 5/1978, Seite 58/59
- [6] *Schulze, F.*: Die elektronische Kampfführung, Militärwesen (Berlin), Heft 11/1976, Seite 47
- [7] *Dambrauskas*: Communications in Jam, Signal, Heft 3/1978, Seite 6 bis 8

Über den Autor

Anton Ackermann (1905 bis 1973) war ein hervorragender Funktionär der Kommunistischen Partei Deutschlands. 1928 delegierte ihn das Zentralkomitee der KPD an die Internationale Leninschule in Moskau. Im Frühjahr 1933, als die KPD in Deutschland in die Illegalität ging, kam er im Auftrag der Partei nach Berlin zurück. Auf der Brüsseler Konferenz der KPD wurde er Mitglied des ZK und Kandidat des Politbüros. Danach arbeitete er in der zentralen operativen Leitung der Partei mit, die den illegalen Kampf der Partei in Deutschland anleitete. 1937 baute er in Spanien im Parteauftrag die Schulungsarbeit auf und arbeitete ab 1938 in der Auslandsleitung der KPD in Paris. Nach einer schweren Erkrankung und Operation berief ihn 1940 die Parteiführung nach Moskau. Von 1943 bis 1945 war er Chefredakteur des Senders *Freies Deutschland*, der zum im Juli 1943 gegründeten Nationalkomitee *Freies Deutschland* gehörte. Mit der Parteiführung kehrte Genosse *Ackermann* 1945 nach Berlin zurück. Auf dem Vereinigungsparteitag wurde er in das Zentralsekretariat der SED gewählt und widmete sich vor allem kulturpolitischen Aufgaben.

K.-H. Schubert

In meinen Erinnerungen an den Widerstandskampf gegen das Hitlerregime nimmt die fast zweijährige Tätigkeit als Chefredakteur des Senders *Freies Deutschland* einen besonderen Platz ein, denn mit ihm war uns ein entscheidendes Mittel in die Hand gegeben worden, um vielen Deutschen, die von der faschistischen Ideologie verblendet worden waren, die Augen zu öffnen und ihnen den Weg zum Aufbau eines neuen, friedliebenden und demokratischen Deutschlands zu zeigen. Es war am 20. Juli 1943, 19 Uhr 45 deutscher Sommerzeit: «Achtung, Achtung! Hier spricht der Sender des Nationalkomitees <Freies Deutschland>! Zum erstenmal hören Sie heute unsere Stimme. Wir sprechen im Namen des deutschen Volkes. Wir rufen zur Rettung des Reiches. Deutschland befindet sich in höchster Gefahr ... Dieser Krieg führt unser Vaterland ins Verderben ... Das Nationalkomitee ruft dem ganzen deutschen Volk zu: Wer den Frieden und Deutschlands Freiheit will, der muß mitkämpfen, Hitler und seine Hintermänner zu stürzen.»

Die Rundfunkhörer in Deutschland und in der Hitlerarmee stießen nicht nur zufällig auf den neuen Sender. Der Moskauer und der englische Rundfunk in deutscher Sprache, Brazzaville (einer der Sender der französischen Exilregierung) und andere sogenannte Feindsender sowie illegale deutsche Sender machten auf den neuen Sender aufmerksam, übermittelten zum Teil seine Sendezeiten und Wellenlängen. Handzettel und Flugblätter, die über den deutschen Stellungen an der Front bis weit hinein ins Hinterland abgeworfen wurden, wiesen ständig auf den Sender des Nationalkomitees *Freies Deutschland* hin. Dieser fand rasch einen breiten Hörerkreis.

Heute gehört eine gute Portion Vorstellungsvermögen dazu, sich einigermaßen hinreichend auszumalen, was die Bildung und die Zusammensetzung des Nationalkomitees *Freies Deutschland* und des *Bundes Deutscher Offiziere*, der sich dem Nationalkomitee anschloß, damals bedeuteten. Für ein durchschnittliches «braves deutsches Gemüt» war es schon viel, viel zuviel, daß sich Arbeiter und Fabrikantensöhne, Landarbeiter und Adlige, Bauern und hohe Angestellte, revolutionäre Schriftsteller und Geistliche, kommunistische Reichstagsabgeordnete und ehemalige Anhänger bürgerlicher deutscher Parteien in einer Bewegung zusammengefunden haben sollten. Aber höchste militärische Würdenträger, Generale und Offiziere, deren Verfahren unter den glorreichsten Militärs der alten preußischen Armee genannt wurden – unglaublich, unfassbar!

Und doch wahr! Es mußte wahr sein. Denn da kamen ihre Stimmen aus dem Rundfunkempfänger, eingestellt auf die Wellen des Senders *Freies Deutschland*, lebendige, klare und feste Stimmen. Sie sprachen oft zu den neuesten Ereignissen. Also waren diese Menschen auf dem laufenden. Unterschriften lassen sich unter Umständen fälschen oder erpressen. Aber diese quicklebendigen Stimmen? Wir legten Wert darauf, daß immer wieder solche Einzelheiten genannt wurden, die von niemandem ausgedacht und auch aus keinem herausgepreßt werden konnten und doch von Mithörern kontrollierbar waren. Das Mißtrauen war groß, damit mußte gerechnet werden. Da das Reichspropagandaministerium und das Propagandaamt der Wehrmacht die Existenz des Nationalkomitees nicht lange verschweigen konnten, griffen sie bald zu der Behauptung, es handle sich um eine Irreführung, weil von den als Mitglieder genannten Offizieren und Generalen keiner mehr am Leben wäre.

Darauf antwortete der Sender am 16. November 1943: «Aber die Stimme, Herr Goebbels, die Stimme! Der totgesagte Pfarrer zum Beispiel sitzt oft bei uns hier vor dem Mikrofon, und seine Stimme wird von den Ätherwellen hinausgetragen, über Tausende Kilometer hinweg, ... sie dringt aus dem Lautsprecher, als ob der Pfarrer von seiner Kanzel sprechen würde. So nahe, so bekannt, so vertraut ist diese Stimme ... Nun treten im Sender «Freies Deutschland» Tag für Tag die von Goebbels totgesagten Zeugen auf. Jeder hat seine Angehörigen, seinen Bekanntenkreis, kleiner oder größer. Und weil es schon Hunderte sind und bald Tausende sein werden, müssen es in Deutschland bereits Zehntausende sein, die ganz genau feststellen können, Goebbels lügt: Denn Tote können nicht sprechen.»

Wir handelten gemäß den Hinweisen *Lenins* für den Kampf gegen einen übermächtigen Feind, den man nur besiegen kann, wenn man erstens die eigenen Kräfte bis auf das äußerste anspannt, zweitens jeden, auch den kleinsten Riß im Lager des Feindes, alle seine inneren Widersprüche ausnützt und drittens Verbündete gewinnt, ständige, zuverlässige, feste, aber auch unzuverlässige, schwankende, zeitweilige Verbündete, unbedingt jedoch zahlreiche Verbündete.

Das «Wunder» der Wandlung so grundverschiedener sozialer Typen, die Überwindung jahrhundertealter Traditionen und tiefeingefressener falscher Vorstellungen geschah mit einer mächtigen Waffe: der Wahrheit. Mit der Wahrheit, mit Tatsachen und den sich daraus zwingend ergebenden Schlußfolgerungen wurde in geduldigem, zähem Bemühen aus so manchem gläubigem Hitleranhänger ein bewußter, kämpferischer Antifaschist, wurden aus zahllosen gehorsamen Hitlersoldaten und -offizieren aktive Anhänger der antifaschistisch-demokratischen Bewegung, die vom Nationalkomitee geleitet wurde. Die Verbreitung der Wahrheit war auch die Hauptaufgabe und die wichtigste Waffe des Senders *Freies Deutschland*.

Unser Sender ließ auch in der Absicht, indirekt gegen die Scheinalternative «Sieg oder Tod» zu wirken, möglichst viele und immer neue Soldaten und Offiziere zu Worte kommen. Besonders wirksam war die Übermittlung von Grüßen der Kriegsgefangenen in so gut wie allen unseren Sendungen. Diese Grüße gingen vorwiegend an die Angehörigen daheim. Dazu richteten wir eine ständige Senderubrik, *Heimatsdienst* genannt, ein.

Mitunter grüßten Kriegsgefangene auch ihre Kameraden im ehemaligen Truppenteil. Diese Grüße wurden zum Teil von den Rundfunksprechern verlesen, zum Teil von den Kriegsgefangenen selbst auf Schallplatte gesprochen. Bei den verlesenen Grüßen konnten wir auf die Wirkung der genauen Angabe der Heimatadresse und des ehemaligen Truppenteils, des Dienstgrads, der Feldpostnummer usw. rechnen. Bei den selbstgesprochenen Grüßen kam die Wirkung der lebendigen Stimme hinzu.

Wir forderten unsere Hörer immer wieder auf, die angesprochene Familie über den Gruß aus sowjetischer Kriegsgefangenschaft zu informieren, weil ja die Betreffenden diese Sendung vielleicht nicht gehört hatten. Jede Familie, sagten wir, muß von dem Gruß erfahren. Das ist eine Pflicht der Wahrheit, eine Pflicht der Menschlichkeit. Schon damals waren uns Fälle bekannt geworden, zum Beispiel aus Zeitungen neutraler Länder wie der Schweiz und Schwedens, daß Familien mehrere, manchmal bis zu einem Dutzend anonyme Benachrichtigungen erhalten hatten. Neu eintreffende Kriegsgefangene berichteten das gleiche. Mitunter wiederholten wir nach vorheriger Ansage solche Grüße, um den Angehörigen die Möglichkeit zu geben, die Stimme des Kriegsgefangenen selbst zu hören.

Der Rundfunksender des Nationalkomitees konnte direkt auf die Menschen in der Wehrmacht, in den Betrieben und Institutionen, in den Städten und Dörfern einwirken. Er hatte daher auch in besonderem Maße eine Verpflichtung: die Förderung und Anleitung des antifaschistischen Widerstandskampfes. Selbstverständlich wurde bei allen operativen Hinweisen

unseres Rundfunksenders damit gerechnet, daß niemand so eifrig mithörte wie die Dienststellen der Geheimen Staatspolizei und der sogenannten Abwehr – Ic – in den Wehrmachtstäben. Nichts durfte gesagt werden, das etwas verraten hätte und diesen Häschern nicht bereits bekannt war. Dennoch konnten Verhaltensregeln vermittelt werden, die für die antifaschistischen Kämpfer überaus nützlich waren.

Alle Ratschläge und Hinweise unseres Senders waren so gehalten, daß sie allgemeingültige Regeln vermittelten, zum selbständigen Nachdenken und zu einem den konkreten Bedingungen des Ortes und der Zeit entsprechenden Handeln anregen, wie überhaupt die Redaktion des Senders bemüht war, gleichzeitig mit einer sehr offenen und direkten Sprache auch subtile Methoden der Information, der Überzeugung und der Anleitung zum Handeln anzuwenden. Wir wollten eigene Initiative an Ort und Stelle, entsprechend den gegebenen Umständen und Möglichkeiten, auslösen.

Nach dem Beschluß *Anweisungen für die Arbeit des NKFD in Deutschland* wendete die Redaktion des Rundfunksenders große Mühe auf, die Bildung von Gruppen und Ausschüssen der Bewegung *Freies Deutschland* zu unterstützen. Diesem Zweck dienten unter anderem die Anfang Januar 1944 eingeführten wöchentlichen Gespräche aus dem Haus des Nationalkomitees, die ich auf der Grundlage der von der Parteiführung gegebenen Orientierung zum größten Teil vorbereitete und in ihrem wesentlichen Gehalt ausarbeitete. Bereits die ersten dieser Gespräche (vom 7. Januar 1944 an) dienten dazu, die Bildung von Widerstandszentren und deren Arbeit durch praktische Hinweise zu fördern.

Was die Programmgestaltung betraf, konnte sich dieser Sender nicht die offiziellen und offiziellen, meist staatlichen Rundfunkstationen zum Vorbild nehmen, die stundenlang, oft den ganzen Tag über, ihr Programm ausstrahlten. Uns standen einzelne Sendezeiten von 15 bis 80 Minuten Dauer zur Verfügung. Das machte die Programmgestaltung durchaus nicht einfacher. Um ein Optimum an Wirkung zu erreichen, mußte dieses Kampfinstrument bestrebt sein, sich auf das Wichtigste zu konzentrieren.

Im Nachrichtendienst stand die Frontberichterstattung natürlich sehr stark im Vordergrund, wie es der wirklichen Bedeutung der Ostfront als weitaus wichtigster Hauptfront im zweiten Weltkrieg auch entsprach. Soweit es die Zeit nur zuließ, informierte der Sender auch über die Ereignisse in Deutschland und in der Welt. Hier war die Auswahl des wichtigsten und für die erstrebte Wirkung geeigneten Materials die Hauptsache. In welcher Weise der Nachrichtendienst nicht nur zur Unterrichtung, sondern zur Beeinflussung und als Anregung zum Handeln diene, darüber wäre eine besondere Untersuchung sicherlich recht interessant.

Den größten Teil der Sendungen machten Kommentare der verschiedensten Art aus. Hier galt das Gebot der Aktualität und Vielfalt ganz besonders – Vielfalt nach Stoff und Thematik, in der Wahl des Kommentators, in der persönlichen Art der Darstellung und im Stil. Wert wurde auf eine überzeugende Beweisführung, gestützt auf Tatsachen und eine gründliche Analyse gelegt. Nur unter dieser Voraussetzung konnte damit gerechnet werden,

daß die Schlußfolgerungen bezüglich der voraussichtlichen weiteren Entwicklung und der Notwendigkeit des aktiven antifaschistischen Widerstands «ankamen».

In jeder Sendung mußten alle Hörer angesprochen, mußte an die gemeinsamen Interessen appelliert werden. Gleichzeitig waren die unterschiedlichsten Hörerkreise – Offiziere und Soldaten, Arbeiter und Fabrikanten, Bauern und Gutsbesitzer, kleine Angestellte, Intellektuelle und hohe Beamte, Frauen und Jugend – möglichst differenziert zu behandeln. Das erreichten wir dadurch, daß wir die verschiedenartigsten Menschen zu den vielfältigsten Fragen zu Worte kommen und sich an ihre Truppengattung, ihre Berufsgruppe, ihren Interessenkreis wenden ließen. Und natürlich sprachen wir die Menschen entsprechend ihrer politischen Auffassung, ihrer Weltanschauung und ihrem Glauben an – von den Hitleranhängern bis zur klassenbewußten Arbeiterschaft.

Eine besondere Verpflichtung bestand darin, die nazistische, das heißt die wildeste und skrupelloseste Form des Antikommunismus zu bekämpfen. Dazu genügte es nicht, den verbrecherischen Zweck des Antikommunismus, die Beweggründe und die Verlogenheit dieser Hetze zu zeigen. Noch wichtiger war die offensive, positive Methode, nämlich die Verbreitung der Wahrheit über die Sowjetunion. Das war eine patriotische deutsche Pflicht.

Der Sender *Freies Deutschland* pflegte das kulturell-literarische Erbe des deutschen Volkes wie auch Kleinodien der Weltkultur und -literatur. Wie es dem Charakter unserer breiten Bewegung entsprach, wurde das Werk *Huttens, Hölderlins, Lessings und Herders, Goethes und Schillers, Heines und Kellers* ebenso gewürdigt wie das *Thomas und Heinrich Manns, Ernst Wiecherts* und der in der Sowjetunion lebenden antifaschistischen Schriftsteller *Johannes R. Becher, Willi Bredel, Erich Weinert und Friedrich Wolf*. Betrachtungen über *Kant, Fichte* und andere deutsche Philosophen fehlten ebenfalls nicht. Das gleiche galt für die großen Persönlichkeiten der Freiheitskriege, wie *Arndt, Freiherr vom und zum Stein, York und Gneisenau*. Unvergessen sind mir die Gedenksendungen geblieben, die für den Arbeiterführer und Vorsitzenden der Kommunistischen Partei Deutschlands, unseren Genossen *Ernst Thälmann* – von den Faschisten im Konzentrationslager Buchenwald ermordet –, und für den 1944 in Moskau verstorbenen Genossen *Wilhelm Florin*, Mitglied des Zentralkomitees und des Politbüros der KPD und eine der markantesten Persönlichkeiten des Nationalkomitees *Freies Deutschland*, ausgestrahlt wurden.

Die Sowjetregierung hatte uns starke Sender und eine durchaus gute Studioteknik bereitgestellt. Als Sendestudio stand uns das Moskauer Fernsehzentrum zur Verfügung, das während des Krieges seine Versuchssendungen eingestellt hatte. Für unsere Wortsendungen und Schallplattenübertragungen waren die vorhandenen Einrichtungen bestens geeignet. Die wichtigste Ausrüstung für unsere Arbeit war eine transportable Aufnahmeapparatur für Schallplatten. Mit ihr fuhren wir Redaktionsmitglieder auf einem kleinen, alten und rumpelnden Lastkraftwagen mit Zeltplane sommers wie winters durch die Gegend meist in die Nähe von Moskau (zweimal wöchent-

lich nach Lunjowo), aber oft genug auch in beträchtlich entfernte Kriegsgefangenenlager.

Ab Juli 1944 verfügten wir über 8 tägliche Sendefolgen von reichlich 4 Stunden Gesamtdauer. Zu den Kurz- und Mittelwellenfrequenzen kam Anfang September 1944 eine Langwelle (1293 Meter) hinzu. Diese für den Anfang in Deutschland wesentliche Verstärkung war dank der fortschreitenden Befreiung des sowjetischen Territoriums von den faschistischen Okkupanten möglich geworden. Auch mit dem «Volksempfänger» (ohne Kurzwellenteil) konnte unser Sender nun in ganz Deutschland empfangen werden. Die Sendezeiten, die ab Juli 1944 galten, blieben für die gesamte weitere Tätigkeit unserer Station bis Kriegsende die gleichen.

Vom 20. Juli 1943 an erreichten wir hinsichtlich der Empfangsgeräte mit Kurzwellenteil den Raum ganz Deutschlands und weit darüber hinaus. Schon während des Krieges war uns bekannt, daß der Sender *Freies Deutschland* überall in der Heimat, von Wehrmachtangehörigen nicht nur an der Ostfront, sondern auch in Frankreich, Holland, Belgien, in Norwegen und Dänemark und von den deutschen Antifaschisten, die in den Partisaneneinheiten in Jugoslawien und Griechenland kämpften, abgehört wurde. Von den antifaschistischen Widerstandsorganisationen der Emigration in der Schweiz, in Schweden, in England, selbst in Mexiko und den Vereinigten Staaten erhielten wir Berichte über die Wirkung des Senders.

Die gesamte redaktionelle Arbeit für die Rundfunksendungen des Nationalkomitees *Freies Deutschland* wurde von dem Redaktionskollegium geleitet, das sofort nach der Gründung der Bewegung gebildet worden war. Es bestand anfänglich aus 6 Mitgliedern. Als Chefredakteur fungierte der Autor dieses Beitrags. Sein Stellvertreter war Genosse *Hans Mahle*, Funktionär des Kommunistischen Jugendverbands. Ferner gehörten dem Kollegium Major-Ingenieur *Herbert Stöblein*, der Schauspieler und Schriftsteller *Gustav von Wangenheim*, Unteroffizier *Matthäus Klein*, im Zivilberuf Pfarrer, und Obergefreiter *Leopold Achilles*, Student, an.

Mit der Verlängerung der täglichen Sendezeit im Januar 1944 wurde das Redaktionskollegium auf 10 Mitglieder erweitert. Hinzu kamen Oberst *Luitpold Steidle*, Berufsoffizier, Hauptmann *Dr. Ernst Hadermann*, Oberstudienrat, *Fritz Erpenbeck*, Schriftsteller, und *Max Keilson*, Maler und Graphiker. Wie wir sehen, bestand im Kollegium Parität zwischen Zivilisten und Kriegsgefangenen.

Die laufende Arbeit in der Redaktion, zum Beispiel die Zusammenstellung der Nachrichten, wurde von einigen wenigen redaktionellen Mitarbeitern geleistet, die zum Teil von Beginn bis zur Beendigung der Tätigkeit unseres Senders eingesetzt waren (*Max Keilson* und *Kurt Fischer*), zum Teil nur eine bestimmte Zeit diese Funktion ausübten (*Fritz Erpenbeck*, *Lore Pieck-Staimer*, *Fritz Apelt*, *Lea Grosse*, *Käte Rüdiger*). Auch der Hauptsprecher des Senders, *Fritz Heilmann*, leistete Redaktionsarbeit, sobald Not am Mann war.

Das Redaktionskollegium des Senders war ein gutes Kollektiv, darüber gab es unter uns keine Meinungsverschiedenheit. Seine Arbeitsweise mit den

verschiedenartigsten Autoren war tatsächlich eine kollektiv-demokratische. So gab es während der gesamten Dauer unserer Zusammenarbeit keinerlei ernste Konflikte oder ärgerliche Zusammenstöße. Das bedeutet aber keinesfalls, daß es keine Meinungsverschiedenheiten gegeben hätte. Nein, Diskussionen gab es immerzu. Am Anfang erforderten diese auch mehr Zeit, als für die Sache gut war, und sie hörten nie auf, schon deshalb nicht, weil wir es mit immer neuen Menschen zu tun hatten. Aber alle, auch sehr tiefgehende Meinungsverschiedenheiten wurden sachlich ausgetragen. Die komplizierteste, aber auch dankbarste Aufgabe der Mitglieder des Redaktionskollegiums war die Arbeit mit den vielen und immer zahlreicheren Autoren der Sendebeiträge. Jeder einzelne Beitrag, das Produkt individueller Bemühung, wurde durch die anerkennende und zugleich kritische Behandlung im Redaktionskollektiv zu einem Ergebnis der Gemeinschaftsarbeit. Wenn die Umerziehung und Schulung in der Bewegung *Freies Deutschland* zu den größten Verdiensten des Nationalkomitees gehört, so war die von der Rundfunkredaktion – wie auch von der Redaktion der Zeitung *Freies Deutschland* – mit den Autoren geleistete Arbeit sicherlich eine ihrer wirkungsvollsten Formen. Es hat sich später erwiesen, daß das rege geistige Leben und die Auseinandersetzungen in fast allen Fällen von einer bleibenden Wirkung auf die Persönlichkeit der Beteiligten waren.

Wir deutschen Kommunisten hatten zu dieser Zeit gewiß schon viel erlebt und erfahren, gelernt und gewußt. Es sei aber unumwunden festgestellt, daß wir in dieser Arbeit und in dieser breiten Bewegung ebenfalls viel, sehr viel dazugelernt haben. Die direkte tägliche Konfrontation mit so differenzierten Menschen – nicht nur aller Klassen und Schichten, Berufe und Altersstufen des werktätigen Volkes, sondern auch mit Angehörigen aller Schichten des Bürgertums und hohen Militärs, nicht nur mit Sozialdemokraten und Republikanern, sondern auch mit Klerikalen und Konservativen, ehemaligen Stahlhelmlieuten und Hitleranhängern – hat uns viel gegeben.

Wenn Generalmajor *Martin Lattmann*, der zu den ständigen Mitarbeitern unseres Senders gehörte, für sich von einer Universität des neuen Lebens sprach, so war für uns diese Arbeit eine Hochschule der Vorbereitung auf die Praxis der Einheitsfront- und Blockpolitik in der Zeit nach der Zerschlagung des Hitlerstaates.

Wenn wir mit dem weiten Abstand der seither vergangenen Jahre und im Lichte der späteren Erfahrungen diese Politik und unsere Haltung prüfen, dann kann ohne Einschränkung gesagt werden: Was wir deutschen Kommunisten damals getan haben, das entsprach der Situation, das war notwendig im Interesse der deutschen Arbeiterklasse und der wahrhaft nationalen Kräfte, das entsprach der Verpflichtung, die sich aus dem proletarischen Internationalismus und aus der Verbundenheit mit dem Land des Sozialismus ergab. Es war die der konkreten Situation im internationalen und nationalen Maßstab entsprechende schöpferische Anwendung des Marxismus-Leninismus.

Die Nachrichtentruppe der Nationalen Volksarmee und ihre Technik

Oberst Robert Schlorke

Unter allen technischen Führungsmitteln der Nationalen Volksarmee nehmen die Nachrichtenmittel den führenden, den bestimmenden Platz ein. Hängt doch in erster Linie von ihrem rechtzeitigen Wirksamwerden und ihrer zuverlässigen Arbeit die ununterbrochene Truppenführung ab. Deshalb heißt es zu Recht: Verlust der Nachrichtenverbindung ist gleichzeitig Verlust der Führung.

Welche Rolle spielt die Nachrichtentruppe bei der Truppenführung?

Ihrem Inhalt nach ist die Truppenführung ein Informationsprozeß, der u. a. folgende grundsätzliche Operationen des Führungsorgans (Kommandeur, Stab und andere Leiter) einschließt:

- Erhalt der notwendigen Ausgangs- oder Zustandsinformationen über den Gegner, die eigenen Truppen, das Gelände, das Wetter u. a. m.;
- Verarbeitung aller Zustandsinformationen und ihre Umwandlung in einen Entschluß;
- Aufgabenstellung und ihre Übertragung in Form von Befehlen, Weisungen, Anordnungen, Signalen usw.

In einem solchen Führungssystem stellen die Informationskanäle das Bindeglied, oft auch mit «Nervensträngen» bezeichnet, zwischen dem Führungsorgan und dem Führungsobjekt dar. Diese Informationskanäle zu schaffen und sicherzustellen ist die Hauptaufgabe der Nachrichtentruppe in jeder Teilstreitkraft, in jeder Waffengattung und in den Diensten der Nationalen Volksarmee. Dazu wird ein einheitliches Nachrichtensystem aufgebaut, welches zu gewährleisten hat:

- die Sicherstellung einer ununterbrochenen Truppenführung während der Gefechthandlungen;
- das Übermitteln von Signalen der Alarmierung, der Warnung und Benachrichtigung der Truppen sowie von Aufklärungsangaben;
- den Austausch von Informationen zwischen zusammenwirkenden Truppen;
- die Führung der rückwärtigen Einrichtungen.

In diesem Nachrichtensystem arbeitet eine Vielzahl von technischen Nachrichtsmitteln. Sie kann man prinzipiell in zwei Gruppen einteilen: in kanalbildende Nachrichtentechnik (dazu gehören Funk- und Richtfunkmittel aller Art sowie die Fernsprech-/Fernschreibweitverkehrstechnik) und Vermittlungs- und Endstellentechnik (dazu gehören Fernsprech- und Fernschreibvermittlungen aller Art, Fernschreibmaschinen, Fernsprechapparate usw.). Übertragen werden Fernsprech- und Fernschreibinformationen, aber auch Daten aus Datengebern und elektronischer Rechentechnik, Faksimile- und Bildinformation, ja sogar Fernsehprogramme.

Neben den technischen Nachrichtsmitteln werden auch Kuriermittel – sogenannte bewegliche Mittel – zum Dokumentenaustausch und Signalmittel eingesetzt.

Funkmittel als hauptsächliche Nachrichtsmittel

Im Nachrichtensystem stellen die Funkmittel das Hauptnachrichtsmittel dar, weil sie unter beliebigen Lagebedingungen und oftmals auch nur sie allein eine zuverlässige Führung gewährleisten. Zu den unbestreitbaren Vorteilen der Funkverbindungen gehört, daß Verbindungen in jedem Gelände und praktisch auf beliebige Entfernungen schnell hergestellt werden können.



Bild 1 Betriebsdienst an der Funkstation

Die Anzahl der zu informierenden Empfänger (Abonnenten) kann beliebig groß sein, in Abhängigkeit von den Organisationsprinzipien.

Nachteilig wirkt sich aus, daß die Arbeit der Funkmittel nicht unbemerkt vom Gegner vor sich geht. Sie lassen sich abhören und anpeilen. Dadurch fließen gewissermaßen auf direktem Wege Informationen ab, und auch Standorte von Führungsstellen, in deren Nähe meist eine Konzentration mehrerer Funkmittel zu verzeichnen ist, können schneller aufgeklärt werden. Deshalb werden Funkmittel erst in der Dynamik des Gefechts wirksam.

In der Bewaffung und Ausrüstung der Nationalen Volksarmee der DDR befinden sich verschiedenartige Funkmittel. In der unteren Führungsebene werden vorwiegend UKW-Funkgeräte kleiner Leistung (meist bis 1 W, aber auch 10-W-Stationen kann man dazu zählen) eingesetzt. Sie sind in ihren Abmessungen und im Gewicht klein gehalten, dadurch tragbar, werden aber auch zu Gerätesätzen auf Gefechts- und anderen Fahrzeugen zusammengefaßt. Über die Funkgeräte wird ausschließlich Sprechfunkverkehr sowie der persönliche Informationsaustausch zwischen den Kommandeuren bzw. Stabsoffizieren durchgeführt.

In der mittleren Führungsebene findet man neben den genannten auch Kurzwellen-Funkgeräte kleiner Leistung (meist bis zu 10 W). Sie trifft man besonders oft in den Führungsfahrzeugen an. Hauptbetriebsart ist der Tastfunkverkehr, weil die Spezifik dieser Betriebsart es gestattet, Funkverbindungen bei einem großen Störpegel zu halten und sich auch leichter gezielten Funkstörungen des Gegners ausweichen läßt. Während die UKW-Funkverbindungen in der Regel eine Weite von einigen Kilometern bis zur quasioptischen Sicht erreichen, können mit KW-Funkgeräten bei Einsatz komplizierterer Antennensysteme auch größere Entfernungen überbrückt werden.

In der oberen Führungsebene werden leistungsstarke KW- und UKW-Funkmittel eingesetzt, die eine Sendeausgangsleistung von mehreren hundert Watt bis zu einigen Kilowatt haben. Ihre gerätetechnische Ausstattung ist relativ kompliziert und erfordert hohes technisches Wissen. Die Sender werden dabei räumlich getrennt von den Empfängern entfaltet. Deshalb weist ihr Bestand auch Fernbedienungselemente sowie Endstellentechnik auf. Sie sind auf geländegängigen Fahrzeugen aufgebaut und gewährleisten in Abhängigkeit vom Frequenzbereich eine stabile Funkverbindung über Dutzende bis Hunderte Kilometer. Sie werden zeitlich in Abhängigkeit von der Entfaltung der Antennensysteme eingesetzt. Über diese Funkmittel werden vorwiegend schriftliche und gedeckte Informationen ausgetauscht. Dabei können diese Geräte im Einseitenband- und im Zweiseitenbandbetrieb arbeiten.

Richtfunkmittel

Von großer Bedeutung sind auch die Richtfunkmittel. Es sind Mittel mit «gerichtetem Funk», d. h. sie strahlen vorwiegend in eine Richtung. Sie arbeiten im Meter- und im Dezimeterbereich. Dadurch ist es möglich, auf



Bild 2 Gemeinsame Übung im Geben mit Funkern der Sowjetarmee und der NVA

einem breiten Frequenzband eine größere Anzahl von Kanälen zu übertragen. Sie sind das Hauptmittel für Mehrkanalverbindungen der drahtlosen Nachrichtentechnik. Ihre Reichweite in einem Funkfeld, d.h. zwischen zwei Richtfunkstellen, wird durch die quasioptische Sicht begrenzt, die in Abhängigkeit vom Aufbauplatz und dem Gelände zwischen 30 und 50 km liegt. Um also über eine große Entfernung Richtfunkverbindungen herzustellen, werden viele Richtfunkstellen benötigt, die dann zusammen sogenannte Richtfunkstrecken oder -achsen bilden. Richtfunkgeräte haben auch komplizierte Antennensysteme, die meistens auf hohen Masten aufgebaut sind. Dadurch ist ihre Entfaltung auch sehr zeitaufwendig, und sie können nicht wie die meisten Funkgeräte in der Bewegung arbeiten. Richtfunkverbindungen sind aber durch die Richtwirkung der Antennen schwer vom Gegner anzupeilen, abzuhören und zu stören, obwohl man diese Möglichkeit niemals außer acht lassen darf. In der Nationalen Volksarmee werden in der mittleren Führungsebene vorwiegend UKW-Richtfunkmittel mit kleiner Kanalzahl, in der oberen Führungsebene Dezimeterrichtfunkmittel mit großer Kanalzahl eingesetzt.

Zu den jüngsten drahtlosen Nachrichtenmitteln gehören die Troposphärenfunk- und -richtfunkmittel. Sie arbeiten auf dem Prinzip des Streu-

effekts an der Troposphäre (bis 15 km über Null) und haben in der Regel leistungsstarke Sender, hochempfindliche Empfänger und komplizierte Richtantennen. In Abhängigkeit vom Frequenzbereich, der Kanalzahl, dem Gelände u. a. werden einige bis mehrere hundert Kilometer Entfernung mit einem Funkfeld überbrückt.

Drahtnachrichtennittel

Zur Gewährleistung der Truppenführung haben auch die Drahtnachrichtennittel unter den modernen Bedingungen des Gefechts nicht an Bedeutung verloren. Sie garantieren am besten die sichere Übertragung von Informationen, weisen eine hohe Kanalgröße auf und sind bequem bei der Führung von Gesprächen zu handhaben. Ihre Anwendung wird jedoch eingeschränkt, weil zum Herstellen und Halten der Drahtnachrichtenverbindungen ein hoher Aufwand an Kräften und Mitteln erforderlich, das Entfaltungs- bzw. Verlegtempo gering ist und diese Verbindungen durch herkömmliche Waffen leicht zerstört werden können. Deshalb werden sie auch nicht überall eingesetzt, sondern hauptsächlich in der Ausgangslage, in der Verteidigung, auf den Nachrichtenentralen der oberen Führungsebene, also überall dort, wo es die Zeit und Lage erlaubt bzw. erfordert.

Die einfachste Drahtnachrichtenverbindung sind zwei Feldfernsprecher, die durch ein leichtes Feldkabel miteinander verbunden werden. Um über



Bild 3 Das Verlegen von Kabeln ist schwere körperliche Arbeit



*Bild 4
Die Verbindung mit der
Zentrale ist in Ordnung*

eine einmal verlegte Feldkabelleitung mehrere Gespräche gleichzeitig führen zu können, benötigt man Mehrfachausnutzungsgeräte und Mehrfachkabel. In der Fachsprache nennt man sie Trägerfrequenzgeräte und Trägerfrequenzkabel. In Abhängigkeit vom Geräte- und Kabeltyp können bis zu 60 Standardfernprechkanäle auf den in der Nationalen Volksarmee vorhandenen Kabeln bis zu 1000 km übertragen werden.

Die Effektivität der Ausnutzung eines einmal verlegten Kabels kann man durch den Einsatz von Wechselstromtelegrafiegeräten noch erhöhen. Mit ihnen können je Fernsprechkabel eine bis vierundzwanzig Fernschreibinformationen gleichzeitig übertragen werden. Diese Trägerfrequenz- und Wechselstromtelegrafiegeräte werden meist auf einem Fahrzeug gemeinsam aufgebaut und stellen die eingangs genannten Fernsprech-/Fernschreibweitverkehrstechnik dar.

In der Regel baut man Kabelachsen, wobei durch den Einsatz moderner, mechanisierter Kabelverlegetechnik und durch den überschlagenden Einsatz der Bautrupps das Verlegetempo relativ hoch gehalten werden kann. Entlang dieser Kabelachsen verlegt man die Nachrichten- und Hilfsnachrichtenzentralen.

Auf den Nachrichtenzentralen findet man neben der schon beschriebenen kanalbildenden Technik auch Großvermittlungen, Kleinformprechvermittlungen, Fernbedienstellen und Schaltstellen unterschiedlicher Verwendung.



*Bild 5
Mit modernen Radar-
anlagen ausgerüstet sind
die funktechnischen
Truppen der Luft-
verteidigung*

Diese Technik ist ausschließlich auf Fahrzeugen montiert, womit auch eine hohe Beweglichkeit der Nachrichtentruppe gewährleistet wird. Das ist auch wichtig, weil die wissenschaftlich-technische Revolution im Militärwesen große qualitative Veränderungen auslöste. Es wurden entsprechende, völlig neue und mächtige Vernichtungswaffen geschaffen, das Tempo, die Beweglichkeit und Manövrierfähigkeit der Truppen erhöhten sich sehr beträchtlich, und es entstanden viele neue Waffensysteme und zahlreiche Spezialtruppen.

Im modernen Krieg spielt der Zeitfaktor eine wesentliche Rolle, weil die Hauptstoßkräfte – z. B. Raketen, Flugzeuge und Panzer – eine hohe Geschwindigkeit aufweisen. Um also die Führungsorgane in die Lage zu versetzen, schnelle und operative Entschlüsse zu fassen, muß die Nachrichtentruppe im Bestand der kämpfenden Truppe sozusagen «mitmarschieren» können, müssen die Nachrichtenmittel hochbeweglich sein. Sie müssen eine zügige Informationsübertragung sichern und schnell und sicher bedient werden können, haben auch bei Einwirkung von gegnerischen Massenvernichtungsmitteln, Feuerwaffen und funkelektronischen Störungen funktions-sicher zu arbeiten.

Aus all dem geht hervor, daß es sich bei der Nachrichtentechnik um technisch komplizierte Geräte handelt, besonders was die mobile Technik betrifft. Der große Aufschwung und die breite Einführung der Mikroelektronik

sowie Automatisierungstechnik in das militärische Nachrichtenwesen erhöhen Zuverlässigkeit, Schnelligkeit und Sicherheit der Verbindungen um ein Vielfaches.

Anforderungen an den Nachrichtensoldaten

Die Vervollkommnung der technischen Basis der Nachrichtentruppe erhöht die Anforderungen an das Niveau der politischen und Gefechtsausbildung sowie an die moralisch-kämpferischen Eigenschaften der Nachrichtensoldaten. Die Zahl der Spezialisten, die die neue Nachrichtentechnik, automatische und automatisierte Systeme unmittelbar bedienen werden, wird zunehmen. Letzten Endes entscheidet immer noch der Mensch mit seinen Fertigkeiten und seinem Können über die zweckmäßige Nutzung der Technik zur Erfüllung des Kampfauftrags. Da diese Technik aber immer komplizierter wird, ist es notwendig, daß sich schon die Kameraden in der vormilitärischen Ausbildung, der *Gesellschaft für Sport und Technik*, entsprechende grundlegende technische Kenntnisse und betriebliche Fertigkeiten aneignen. Besonders zeitaufwendig und schwierig ist die Ausbildung zum Militärfunker. Man darf dabei nicht vergessen, daß diese Vorkenntnisse auch in anderen Funktionen aufgrund der Elektronisierung der Nachrichtentechnik nicht verlorengehen.

Natürlich gibt es neben Funkern, Fernschreibern, Fernsprechern, Kabelbauern und anderen auch Instandsetzungsspezialisten in der Nachrichten-

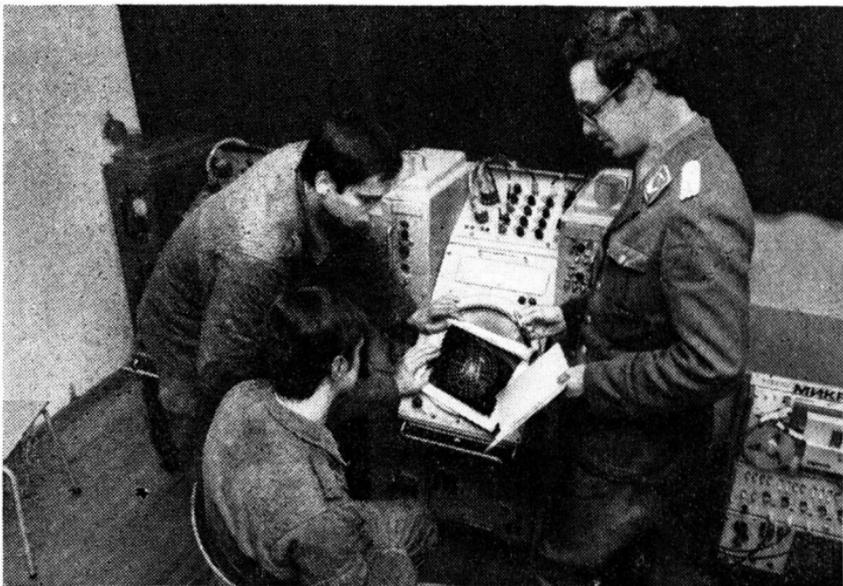


Bild 6 Am Luflage-Imitator MIKRO 36K werden Funkorter ausgebildet

technik, die diese hochentwickelte Technik zu warten und instandzuhalten haben. Hier sind neben soliden beruflichen Erfahrungen militärtechnische Kenntnisse von besonderer Bedeutung.

Neben den genannten technischen und betrieblichen Kenntnissen und Fertigkeiten ergeben sich aus den Aufgaben der Nachrichtentruppe im modernen Gefecht auch spezifische, nur für sie zutreffende Anforderungen. Zu den wichtigsten gehört der ständige Kampf um das schnelle Herstellen und ununterbrochene Halten der Nachrichtenverbindung. Kampf um diese Verbindung heißt für den Nachrichtensoldaten:

- den eigenen Platz im Nachrichtensystem zu kennen und die Rolle, die die Menschen spielen, zu verstehen;
- zu wissen, daß das Herstellen einer Nachrichtenverbindung ausschließlich das Ergebnis der Arbeit kleiner und großer Kollektive von Menschen ist;
- mit der Waffe in der Hand die Nachrichtentechnik und damit die Nachrichtenverbindung verteidigen zu können, wie das im Großen Vaterländischen Krieg der UdSSR unzählige Sowjetsoldaten bewiesen haben.

Oft findet man in der Praxis, daß alle beteiligten Nachrichtenstellen für sich allein genommen die Aufgabe sozusagen erfüllt haben, aber die Verbindung kam nicht oder nur schleppend zustande. Die Ursache dafür sind die sogenannten «Kleinigkeiten». Das sind z.B. Fehler im Zusammenschalten der Elemente des Systems, Fehler im Einpegeln der Kanäle – also eine nicht befriedigende nachrichtentechnische Ausbildung, gepaart mit teilweise fehlendem Verantwortungsbewußtsein, die im Gefecht ernsthafte Folgen für Mensch und Technik haben können.

Weitere spezielle Anforderungen an ein hohes allgemein-militärisches Wissen und Können des Nachrichtensoldaten ergeben sich aus dem größtenteils dezentralisierten Einsatz der Nachrichtentrupps (z.B. beim Bau der Kabelachse, beim Entfalten der Richtfunkstrecken, der Funksendezentralen usw.). Hier sind taktische Kenntnisse – Auswahl von Aufbauplätzen, Organisation der Verteidigung, Tarnung – genauso notwendig, wie Kenntnisse in der Topographie, in der KCB-Aufklärung, der Ersten Hilfe, im Umgang mit der strukturmäßigen Bewaffnung, ja sogar in der Zubereitung der Mahlzeiten.

Besonders hohe Anforderungen an die Persönlichkeit des Nachrichtensoldaten ergeben sich aus seiner Rolle als Übermittler von Informationen. Bewußt oder unbewußt wird er zum Träger militärischer Geheimnisse. Deshalb werden besonders zuverlässige junge Männer zur Nachrichtentruppe berufen, die darüber hinaus gewissenhaft, ja in bestimmter Weise pedantisch arbeiten müssen und Betriebsdokumente sauber und sorgfältig führen können.

Unter den Bedingungen des funkelektronischen Kampfes erhöhen sich besonders die Anforderungen an die Militärfunker. Von der Exaktheit ihrer Arbeit kann das Schicksal Tausender Menschen abhängen. Unachtsamkeit und Schluderei können der gegnerischen Funkaufklärung wertvolle Hinweise über die Nationale Volksarmee und ihre Verbündeten geben, können



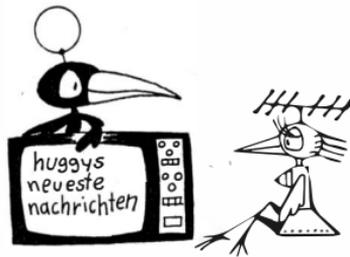
Bild 7 An der Offiziershochschule der Landstreitkräfte Ernst Thälmann erfolgt die moderne Ausbildung der Nachrichtenoffiziere

den gegnerischen Versuchen der Störung und Desorganisation Tür und Tor öffnen und somit den Erfolg unserer Handlungen gefährden.

In einem Verteidigungsbündnis, in dem die russische Sprache Kommandosprache ist, werden vom Nachrichtensoldaten auch Kenntnisse in dieser Sprache verlangt, vor allem, was das Beherrschen der Regeln des Betriebsdienstes betrifft. Auch das ist eine besondere Forderung.

Seit Bestehen der Nationalen Volksarmee haben Partei der Arbeiterklasse und Regierung der Deutschen Demokratischen Republik auch der Entwicklung der Nachrichtentruppe große Aufmerksamkeit gewidmet und immer dafür gesorgt, daß sie modern ausgerüstet ist. Der größte Teil der Nachrichtentechnik der Nationalen Volksarmee wurde nach einheitlichen Forderungen der Vereinten Streitkräfte entwickelt und produziert. Wir erhalten sie aus der brüderlich mit uns verbundenen Sowjetunion oder auf der Basis von sowjetischer Lizenzproduktion. Das garantiert sowohl einen modernen Stand der Ausrüstung der Nachrichtentruppe als auch einen hohen Grad der Vereinheitlichung und Kompatibilität der Einzelgeräte, was für die Organisation sowie die materielle und technische Sicherstellung in der sozialistischen Verteidigungskoalition von Bedeutung ist.

Unsere Aufgabe ist es, mit dieser Technik immer eine ununterbrochene Truppenführung in allen Gefechtslagen zu gewährleisten. Dazu bedarf es einer gründlichen Vorbereitung und Ausbildung der Nachrichtensoldaten und -unteroffiziere.



In jüngster Zeit haben neue Kommunikationsdienste an Bedeutung gewonnen, die als Endgerät (Terminal) beim Teilnehmer auf den Farbfernsehempfänger zurückgreifen und in der Lage sind, auf dem Bildschirm des Farbfernsehempfängers neben den üblichen Fernsehprogrammen auch zusätzliche Informationen in Form von Texten oder Grafiken darzustellen. Hier soll dazu aus der Sicht der internationalen Fachliteratur ein Überblick gegeben werden.

Der Fernsehbildschirm – eine Möglichkeit zur Darstellung vielfältiger visueller Informationen

Die Übertragung und Wiedergabe visueller Geschehnisse im Heim hat mit der Farbfernsehtechnik einen hohen Stand erreicht. Bildete noch die Fernsehtechnik gegenüber dem Hörrundfunk eine enorme Bereicherung durch die Wiedergabe visueller Informationen auf dem Bildschirm, so ist das Farbfernsehen ein weiterer technischer Fortschritt. Schon bald machte man sich Gedanken, wie die Wiedergabe auf dem Bildschirm der Farbfernsehbildröhre auch für andere Zwecke genutzt werden kann.

Ausgangspunkt bildeten Überlegungen nach

- einer möglichst universellen Verwendung der visuellen Wiedergabeeinrichtung,
- einer möglichst umfassenden Ausnutzung bestehender Übertragungskanäle und -netze,
- Schaffung neuer Informationsdienste und Verteilungssysteme.

Eine Lösung dieser Probleme ist einmal mit im Farbfernsehempfänger intern erzeugten Zusatzinformationen möglich, die damit auch senderunabhängig sind. Beispiele hierfür sind die Darstellung der Uhrzeit durch auf den Bildschirm eingeblendete Ziffern, die Anzeige des jeweils eingestellten Fernsehprogramms durch eine Ziffer für den Fernsehkanal sowie die Kanalanzeige in Form eines Abstimm balkens. Eine Erweiterung ist bereits mit Bildschirmspielen möglich, da hier die Teilnehmer unmittelbar aktiv auf das Geschehnis auf dem Bildschirm einwirken können. Auch in diesem Fall

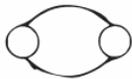
werden die dazu notwendigen Zeichen noch intern im Farbfernsehempfänger bzw. in einer Zusatzeinheit erzeugt. Als Beispiel sei das Bildschirmspielgerät *BSS 01* vom VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) genannt, das an den Farbfernsehempfänger über die Antennenbuchse angeschlossen wird und die wählbaren Spielarten Fußball, Tennis, Squash und Pelota gestattet.

Auch läßt sich eine Verkopplung zwischen Farbfernsehempfänger und einem Heimrechner ermöglichen, wobei der Farbfernsehempfänger zur Anzeige der Rechenergebnisse benutzt werden kann. Verwendet man als Informationsquelle eine an den Farbfernsehempfänger anschließbare Videokamera, so erhält man eine kleine Heimfernsehanlage zur Überwachung z.B. der Haustür oder des Spielplatzes. Der Umfang dieser senderunabhängigen Zusatzinformationen ist zwangsläufig begrenzt und führt zum Wunsch einer Erweiterung, die durch ein Angebot zusätzlicher Informationen über geeignete Verteilernetze bzw. Kanäle realisiert werden kann. Aus ökonomischen und technischen Gründen konzentriert man sich zunächst darauf, bereits vorhandene Übertragungsmöglichkeiten zu nutzen bzw. durch Einschachtelung zusätzlicher Signale besser auszunutzen. In diesem Fall bietet sich einmal der jeweilige Fernsehkanal selbst an, da das übertragene Fernsehsignal bestimmte Lücken aufweist, in die sich zusätzliche Informationen einfügen lassen. Zum anderen kann man auf bereits bestehende Kommunikationsnetze zurückgreifen, z.B. auf das Telefonnetz, das Fernschreibnetz oder auf bereits existierende Kabelfernsehsysteme.

Da diese Übertragungswege ursächlich nicht zur Aufnahme von zusätzlichen Signalen konzipiert wurden, muß man auf unterschiedliche und den Übertragungswegen angepaßte Lösungen zurückgreifen, die auf der Sender- und auf der Empfängerseite einen zusätzlichen technischen Aufwand erfordern. Somit ist es nicht ohne weiteres mit einem herkömmlichen Farbfernsehempfänger möglich, derartige zusätzliche Signale zu empfangen, sondern es müssen spezifische technische Einrichtungen vorhanden sein, die meist mit Dekoder bezeichnet werden.

Künftige Kommunikationsdienste

Die Darstellung zusätzlicher Informationen auf dem Bildschirm von Farbfernsehempfängern fällt unter die allgemeine Überschrift Künftige Kommunikationsdienste, die nicht nur aus der Sicht ihrer technischen Realisierung her interessant sind. Ein wesentlicher Gesichtspunkt besteht im Verhältnis zwischen der Informationszentrale und dem jeweiligen individuellen Teilnehmer. In Bild 1 wird der Versuch einer Gliederung unterschiedlicher Kommunikationsdienste unternommen. Die Kommunikationsdienste der Klasse 1 zeichnen sich durch ein unbeschränktes Verteilen der durch sie bereitgestellten Informationen aus und sind bestens durch den Hör- und Fernsehrundfunk bekannt. Die Klasse 2 ermöglicht nur ein beschränktes Verteilen an Teilnehmer, deren Endgeräte (Farbfernsehempfänger) über entsprechende Einrichtungen verfügen und die für die übermittelten Infor-

Klasse	Merkmale	Nachrichtenfluß	Kommunikationsdienste
1	Unbeschränktes Verteilen		Rundfunk, Fernsehen (überregionale bis lokale Programme)
2	Beschränktes Verteilen		Gebühren-TV, Abonnenten-TV Zeitungs-, Text-Bildverteilendienste, Wardienst
3	Verteilen nach Anforderung		Funkruf, Auftragsdienst (Wecken, Erinnern) Informationsdienst (allgemein, kommerziell) Bibliotheksdienst (Text und Bild, Hör-, Fernsehprogramme)
4	Sammeln durch Zentrale		Notrufe, Fernmessen, Überwachung (Verkehr, Anlagen, Wetter, Umwelt), lokale Programmherzeugung (Hör-, Fernsehprogramme)
5	Dialog mit Zentrale		interaktive Dienste (Auskünfte, Lehren, Rechnen, Spiele) bestandsführende Dienste (Kontoauskünfte, Geldverkehr, Reservierungen) Fernprüfen (Geräte und Systeme, Ferndiagnose, Heimarbeit) Datenfernverarbeitung
6	Verkehr zwischen Teilnehmern		Fernsprechen, Bildfernsprechen, Fernschreiben, Faksimile (Unterlagenaustausch, elektronische Post), Fernwirken (Fernschalten, Fernabfragen)

● Zentrale ○ Teilnehmer

Bild 1 Gliederung von Kommunikationsdiensten

mationen empfangsberechtigt sind. Die Kommunikationsdienstklasse 3 gestattet bereits einen Rückruf vom Teilnehmer zur Zentrale zum Zwecke der Informationsübermittlung nach Anforderung. Hier muß neben dem Übertragungsweg von der Zentrale zum Teilnehmer in umgekehrter Richtung auch eine Anrufmöglichkeit vorhanden sein, die sich im einfachsten Fall durch das Telefonnetz realisieren läßt. In der Klasse 4 können durch die Informationszentrale unterschiedliche Daten unabhängig vom Teilnehmer gesammelt werden. Beispiele dafür sind Fernmessungen sowie die Ermittlung der Einschaltquote von Fernsehempfängern. Die Klasse 5 ist im Prinzip eine Erweiterung der Klasse 3 und gestattet einen Dialog zwischen Teilnehmer und Informationszentrale (interaktiver Dienst), wobei auch die in einer Zentrale gespeicherten Informationen durch die Wechselwirkung der Teilnehmer verändert werden können. Die Klasse 6 der Kommunikationsdienste gestattet einen Verkehr zwischen den Teilnehmern und wird bereits heute durch das Fernsprechen und Fernschreiben demonstriert. Eine weitere

Entwicklung bilden in dieser Klasse das Bildfernsehen sowie die Faksimile-Übertragung (elektronische Post).

Zu den neuen Kommunikationsdiensten gehört auch die Textkommunikation, worunter die Übertragung von unterschiedlichen Texten und grafischen Symbolen und ihre Wiedergabe auf dem Bildschirm eines Farbfernsehempfängers vorzugsweise verstanden werden soll. In Bild 2 sind die Systemvorschläge aus einigen Ländern zusammengestellt. Es lassen sich die Kommunikationsdienstklassen nach Bild 1 wiederfinden, nämlich Klasse 1 unbeschränktes Verteilen (Massenkommunikation, Verteilerdienste) und die Klassen 3 und 5 (Individual-Kommunikation). Die Übertragung selbst kann je nach zur Verfügung stehendem Übertragungsweg schmal- oder breitbandig vorgenommen werden. Zu den Vertretern der schmalbandigen Übertragung gehören die Verfahren Teletext und Bildschirmtext. Die Teletext-Information wird im üblichen Fernsehkanal während der Vertikalaustastlücke des Fernsehbilds übertragen. Das Bildschirmtext-Verfahren greift auf das öffentliche Telefonnetz als Übertragungsmedium zurück und gestattet über den Telefonapparat eine Anrufmöglichkeit für bestimmte Informationen. Steht für die Textkommunikation sogar ein eigener Kanal von der Breite eines üblichen Fernsehkanals zur Verfügung, so spricht man von einem breitbandigen System, das vom Kabeltext-Verfahren im Verteiler- oder interaktiven Dienst repräsentiert wird. In Bild 2 sind auch die Bezeichnungen für weitere Verfahren der Textkommunikation zusammengestellt. Eine einheitliche und unmißverständliche Bezeichnungsweise steht leider noch aus.

Teletext

Beim Teletext-Verfahren erfolgt die Übertragung der zusätzlichen Informationen während der Vertikalaustastlücken des Fernsehbilds. Auf diese Weise können die zusätzlichen Informationen innerhalb des bestehenden Fernsehkanals ohne zusätzliche Übertragungskapazität eingeschachtelt werden. Damit entfällt aber auch die Möglichkeit eines Rückkanals vom Teilnehmer zur Zentrale, um bestimmte Informationen auf Wunsch abzurufen. Dadurch muß man sich beim Teletext-Verfahren auf die Übertragung allgemein interessierender Informationen für einen breiten Teilnehmerkreis beschränken. Hierunter fallen

- Programmvorschau und Programmänderungen,
- aktuellster Stand der Nachrichtenmeldungen,
- Wetterbericht,
- Straßenzustandsbericht,
- Verkehrssituation und Umleitungen,
- allgemeine Warnungen,
- Untertitel für Gehörgeschädigte oder bei fremdsprachigen Filmen.

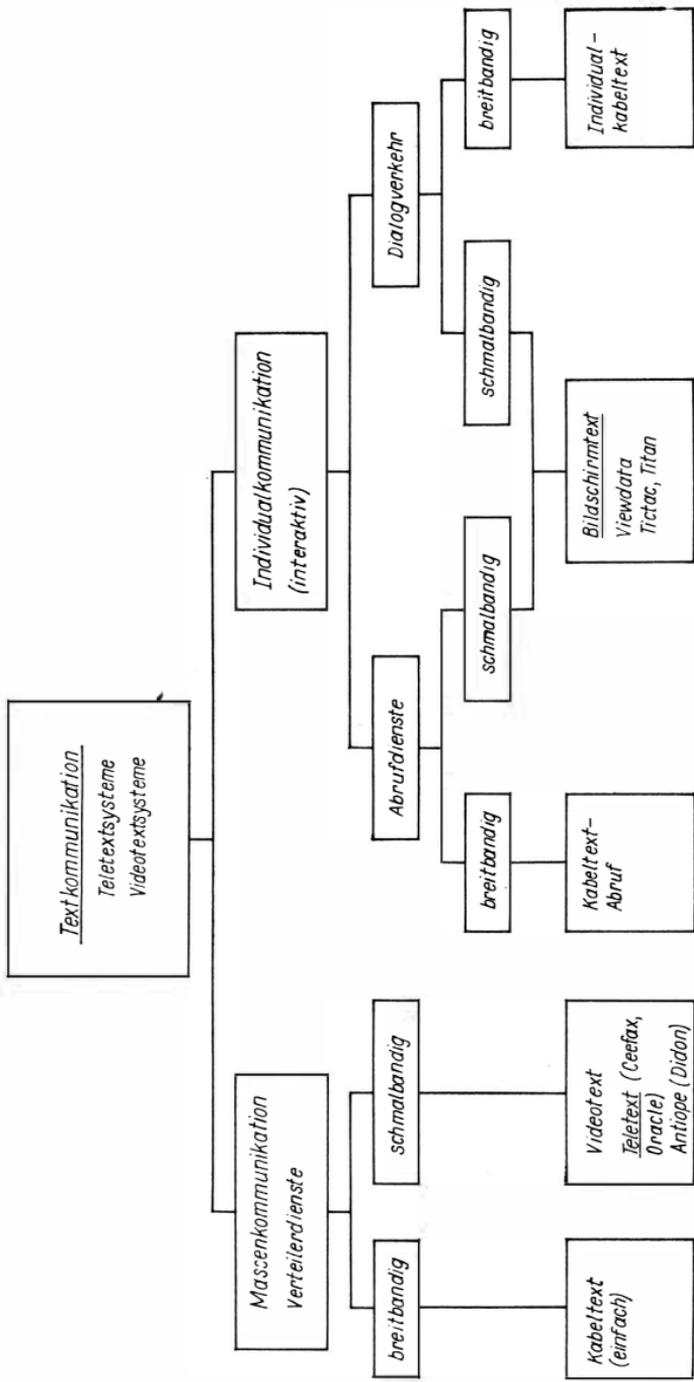


Bild 2 Überblick über die Textkommunikation

Systemeigenschaften

Die Austastlücke im Fernsehkanal beträgt 25 Bildzeilen, die nur zum Teil für Prüf- und andere Betriebssignale genutzt werden. Seit mehreren Jahren gibt es schon den interessanten Vorschlag, in diese Austastlücke in digitaler Form den Fernsehsehton einzuschachteln. Für das Teletext-Verfahren wurde zunächst einmal das Zeilenpaar 17/18 bzw. 330/331 für die Übertragung von Textinformationen vorgesehen. Zur Vereinfachung wird jeweils einer Bildzeile im Fernsehsignal auch eine Textzeile zugeordnet. Insgesamt werden auf dem Bildschirm 24 Textzeilen zu je 40 Buchstaben, also insgesamt 960 Buchstaben, dargestellt. Damit ist etwa eine zu übertragende Textseite auf 160 Wörter begrenzt.

Die Informationen werden nicht als analoge Signale wie bei einer Faksimile-Übertragung übermittelt, sondern in Form digitaler Signale mit 7 bit je Zeichen (ISO-Code). Auf diese Weise erhält man $2^7 = 128$ verfügbare Kombinationen. Zur Verbesserung der Datensicherung gegenüber Störungen auf dem Übertragungsweg wird ein zusätzliches achttes Bit als Prüf-Bit hinzugenommen. Auf diese Weise lassen sich relativ störungssicher Großbuchstaben, Kleinbuchstaben, Zahlen sowie Sonderzeichen übermitteln. Bild 3 zeigt die in ISO 646 genormte Kodegrundtabelle mit 10 freien Zeichenplätzen für Sonderzeichen. Die beiden ersten Spalten der Kodetabelle enthalten die Steuerzeichen und sind der Übersichtlichkeit wegen freigelassen. Bild 4 enthält die Kodetabelle für das eigentliche Teletext-Verfahren (englische Version).

				b_7	0	0	0	0	1	1	1	1
				b_6	0	0	1	1	0	0	1	1
				b_5	0	1	0	1	0	1	0	1
				b_4	0	1	2	3	4	5	6	7
b_4	b_3	b_2	b_1	Spalte								
				Reihe	0	1	2	3	4	5	6	7
0	0	0	0	0			Sp	0		P		p
0	0	0	1	1			!	1	A	Q	a	q
0	0	1	0	2			"	2	B	R	b	r
0	0	1	1	3			£(H)	3	C	S	c	s
0	1	0	0	4			§(I)	4	D	T	d	t
0	1	0	1	5			%	5	E	U	e	u
0	1	1	0	6			&	6	F	V	f	v
0	1	1	1	7			'	7	G	W	g	w
1	0	0	0	8			(8	H	X	h	x
1	0	0	1	9)	9	I	Y	i	y
1	0	1	0	10			*	:	J	Z	j	z
1	0	1	1	11			+	;	K		k	
1	1	0	0	12			,	<	L		l	
1	1	0	1	13			-	=	M		m	
1	1	1	0	14			.	>	N		n	
1	1	1	1	15			/	?	O	-	o	DEL

Bild 3

Kodegrundtabelle nach ISO 646

					b_7	0	0	0	0	1	1	1	1		
					b_6	0	0	1	1	0	0	1	1		
					b_5	0	1	0	1	0	1	0	1		
						0	1	2	3	4	5	6	7		
b_4	b_3	b_2	b_1							SP	0	⊗	P	-	p
0	0	0	0	0						!	1	A	Q	a	q
0	0	1	0	1						"	2	B	R	b	r
0	0	1	1	3						£	3	C	S	c	s
0	1	0	0	4						§	4	D	T	d	t
0	1	0	1	5						%	5	E	U	e	u
0	1	1	0	6						&	6	F	V	f	v
0	1	1	1	7						'	7	G	W	g	w
1	0	0	0	8						(8	H	X	h	x
1	0	0	1	9)	9	I	Y	i	y
1	0	1	0	10						★	:	J	Z	j	z
1	0	1	1	11						+	;	K	←	k	¹ / ₄
1	1	0	0	12						,	<	L	¹ / ₂	l	ll
1	1	0	1	13						-	=	M	→	m	³ / ₄
1	1	1	0	14						.	>	N	↑	n	^o / _o
1	1	1	1	15						/	?	O	‡	o	■

Bild 4
Kodetabelle für das Teletext-Verfahren

Je Halbbild lassen sich 2 Textzeilen (Bild 5) auf dem Zeilenpaar 17/18 bzw. 330/331 übertragen. Somit ergeben sich je Sekunde insgesamt 100 Zeilen. Damit nimmt eine Teletext-Seite mit 24 Zeilen eine Übertragungszeit von 0,24 s ein. Soll ein Teletext-Magazin 100 Seiten umfassen, so dauert seine Übertragung insgesamt 24 s. Und diese Zeit muß der Teilnehmer maximal 24 s warten, damit die von ihm abgerufene Seite auf dem Bildschirm erscheint. In der Praxis kann man jedoch mit einer mittleren Wartezeit von 12 s rechnen. Die effektive Dauer zur Übertragung einer Textzeile ist die Dauer einer Fernsehzeile abzüglich der Horizontalaustastlücke. Damit stehen für die Übertragung 52 µs zur Verfügung. Als Bit-Folgefrequenz wird die 444fache der Zeilenfrequenz, nämlich 6,9375 MHz gewählt. Damit sind je Fernsehzeile

$$52/64 \times 444 \text{ Hz} \approx 360 \text{ bit}$$

übertragbar.

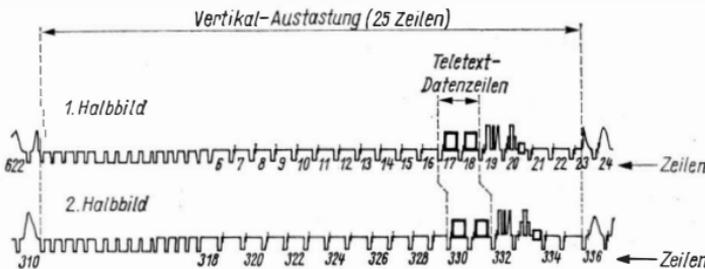


Bild 5 Lage der Teletext-Zeilen in der Vertikalaustastung

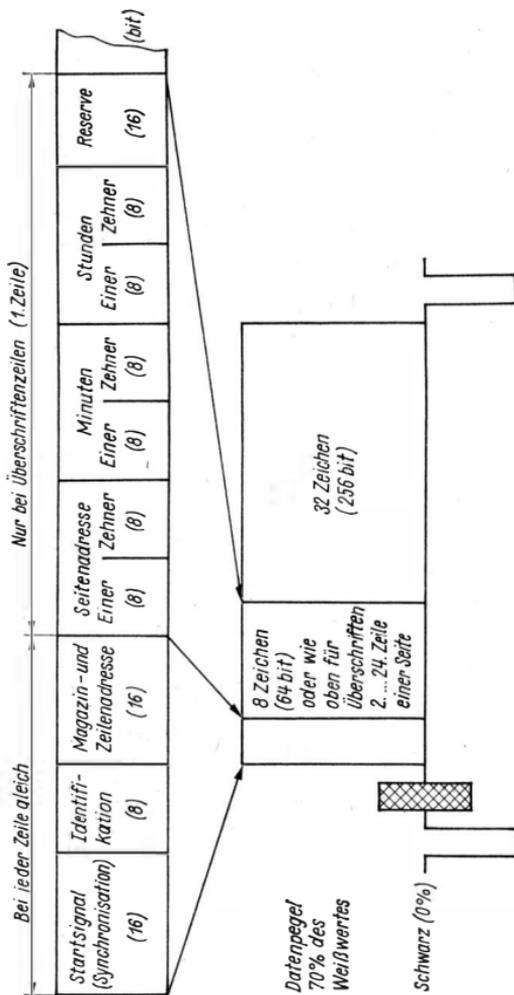


Bild 6 Aufbau einer Teletext-Datenzeile

Für die Übermittlung von 40 Zeichen je Textzeile werden $40 \times 8 \text{ bit} = 320 \text{ bit}$ benötigt. Damit stehen für Synchronisationszwecke und zur Adressierung der einzelnen Textteile nochmals 40 bit zur Verfügung.

Bild 6 zeigt den Aufbau einer Teletext-Datenzeile, die innerhalb einer Fernsehzeile unterzubringen ist. Der Datenpegel liegt für ein L-Signal bei schwarz (0%) und für ein H-Signal bei 70% des Weißwertes. Die Datensignale werden nach dem NRZ-Kode (non return to zero) übertragen. Jede Datenzeile beginnt mit dem Startsignal von 16 bit, das den Taktgenerator im Empfänger-Dekoder synchronisiert. Die Identifikationsimpulse gestatten das Erkennen der Informationszeilen. Beim Teletext-Verfahren lassen sich

maximal 800 Seiten abrufbar bereithalten, die selbst wiederum in 8 Magazinen gespeichert sind. Zur Auswahl des gewünschten Magazins dient die Magazinadresse. Alle Adressen werden beim Teletext-Verfahren nach dem sogenannten *Hamming-Kode* übertragen, wodurch eine Bit-Fehlerkorrektur ermöglicht wird. Die jeweils erste Textzeile einer Textseite enthält weiterhin die Seitenadressen sowie Möglichkeiten zur Angabe der jeweiligen Übertragungszeit. Es folgen einige Reserveplätze sowie 32 Zeichenadressen für die Überschrift. Die Textzeilen 2 bis 24 der Textseite enthalten neben dem üblichen und für jede Zeile gleichen Vorspann insgesamt 40 Zeichenadressen.

Übertragungsprinzip

Das Teletext-Verfahren ist vereinfacht in Bild 7 dargestellt. In der Videotext-Redaktion werden die zu übermittelnden Informationen bearbeitet und zusammengestellt und über eine Schreibmaschine eingegeben. Die gesamte Informationsmenge der einzelnen Magazine wird in einem Speicher aufbewahrt. Die Informationen können in beliebiger Folge eingeschrieben und auch verändert werden. Die Einkopplung der Informationen in das Fernsehsignal zu den entsprechenden Zeiten der Fernsehzeilen wird «stoßweise» in Datenpaketen zu jeweils 2 Textzeilen oder 720 bit in Abständen von 50 Hz

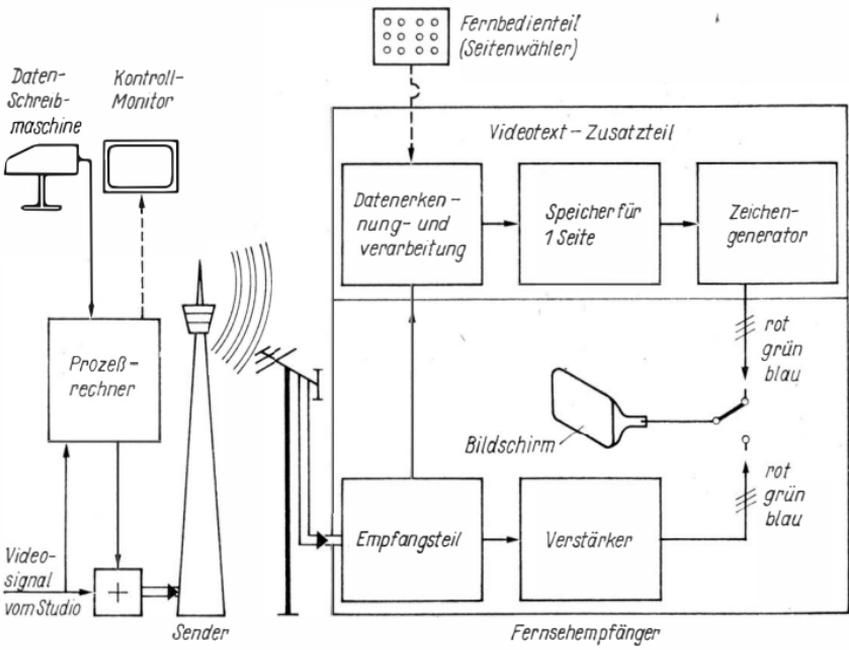


Bild 7 Teletext-Verfahren

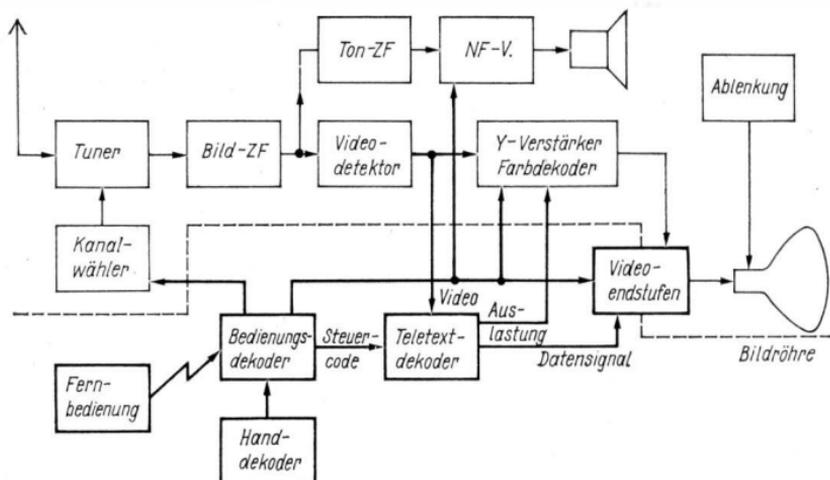


Bild 8 Vereinfachtes Prinzip eines Farbfernsehempfängers mit Teletext-Dekoder

vorgenommen. Auf der Empfängerseite (Bild 8) sind entsprechende Teletext-Zusatzeinrichtungen (Teletext-Dekoder) notwendig. Fernsehsignal und Datensignal werden zunächst getrennt und die Daten regeneriert. Über eine Tastatur (Fernbedienung) wird die gewünschte Teletext-Seite eingegeben und im Teletext-Dekoder ausgewählt. Das entsprechende Datenpaket mit der richtigen Adresse wird in einem Speicher eingelesen, der die Zeichen einer Teletext-Seite aufnehmen muß. Seine Speicherkapazität liegt in der Größenordnung von 7 kbit. Weiterhin müssen die digitalen Signale entsprechend dem verwendeten Kode in eine alphanumerische Bildmodulation umgewandelt und dem Farbfernsehempfänger zugeführt werden. Die Umwandlung bewirkt ein Zeichengenerator, in dem die Zeichen in einer 5×7 -Punkt-Matrixform fest programmiert sind. Zur Verbesserung der Erkennbarkeit der Zeichen auf dem Bildschirm können auch sogenannte Rundungsschaltungen eingesetzt werden.

Bedienung

Die Teilnahme am Teletext ist relativ einfach. Der Teletext-Teilnehmer wählt über eine Tastatur (Seitenwähler) am Farbfernsehempfänger oder auf einer Fernbedienung die gewünschte Teletext-Information auf der betreffenden Teletext-Seite an. Dazu hat er ein Verzeichnis, aus dem hervorgeht, welche Informationen (z. B. Wetter) auf welchen Seiten stehen. Die angewählte Seite erscheint in maximal 24 s (mittlere Wartezeit 12 s) nach der Eingabe der Seitenzahl.

Jede Teletext-Seite enthält Datum und Uhrzeit in der ersten Zeile. Sie bleibt so lange auf dem Bildschirm, bis ein entsprechender Löschbefehl erteilt wird. Das laufende Fernsehprogramm kann dabei völlig ausgeblendet oder als Hintergrund mit geschwächtem Kontrast überwacht werden.

Das gesamte Teletext-Informationsprogramm läßt sich in unterschiedliche Gruppen entsprechend der jeweiligen Aktualität einteilen: einzeladressierbare Seiten, die ständig aktualisiert werden; Seitengruppen mit Startadresse, bei denen automatisch nach einer bestimmten Zeit umgeblättert wird, und Seiten, die nur einmal am Tage übertragen werden. Andere Gruppierungen sind auch möglich.

Antiope aus Frankreich

Das Teletext-Verfahren wurde in England aus den beiden ursprünglichen Verfahren *Ceefax* (BBC) und *Oracle* (IBA) abgeleitet. *Ceefax* wurde anfangs als eine neue und bessere Methode zur Untertitelung von Filmen für Gehörlose geschaffen, später jedoch hauptsächlich für die Textübertragung eingesetzt. Seit September 1974 läuft in Großbritannien ein Großversuch mit dem *Ceefax*/Teletext-Verfahren.

Neben dem britischen Teletext-Verfahren sind noch eine Reihe weiterer Verfahren zur Übertragung von Textinformationen im Fernsehsignal in Japan und in den USA bekannt geworden. In Frankreich ist ein System vorgeschlagen worden, das den Namen *Antiope* erhielt. Dieses Verfahren hat zur Grundlage, jede Art des Informationstransports drahtlos oder über Leitungen zu ermöglichen. Dadurch wird *Antiope* eigentlich mehr zu einem System der Datenherstellung und ist für unterschiedliche Übertragungsmedien (drahtlos oder leitungsgebunden) geeignet. Während beim Teletext-Verfahren die Kodierung der zu übertragenden Daten mit dem Aufbau des Fernsehsignals eng verknüpft ist, da eine Textzeile stets in einer «leeren» Fernsehzeile übertragen wird, besteht bei *Antiope* keine derartige Verknüpfung. Anfang und Ende von Textzeilen und Textseiten werden durch zusätzliche Steuerzeichen gekennzeichnet. Durch die fehlende Verknüpfung zwischen der Struktur des Fernsehsignals und dem Textaufbau ist *Antiope* für beliebige Fernschnormen geeignet. Die Textdarstellung auf dem Bildschirm kann in unterschiedlichen Größen vorgenommen werden, ebenso läßt sich die Positionierung des Textes auf dem Bildschirm beeinflussen.

Antiope kann auf dem Bildschirm 24 (+ 1) Zeilen zu je 40 Zeichen darstellen. Die erste Zeile, die Kopfzeile, enthält wiederum die Seiteninformation sowie zusätzliche Informationen für den Teilnehmer. Die Kodierung erfolgt nach einem *Hamming*-Kode. Als Bit-Folgefrequenz wird die 397fache der Zeilenfrequenz (6,203 MHz) gewählt.

Bei Anwendung von *Antiope* kann man mit 16 verschiedenen Alphabeten, einschließlich kyrillischer und arabischer Buchstaben, arbeiten. Damit bietet *Antiope* wesentliche Vorteile gegenüber dem Teletext-Verfahren. Seit 1977 wird *Antiope* in Paris erprobt. Auch andere Länder, so die UdSSR, haben Interesse an *Antiope* gezeigt. Wird bei Anwendung von *Antiope* als Übertragungsmedium das Fernsehsignal gewählt, so spricht man von *Antiope-Didon*.

Bildschirmtext

Im Gegensatz zu Videotext greift Bildschirmtext auf das Übertragungsmedium «Fernsprechnet» zurück. Es gestattet erstmals eine Kommunikationsmöglichkeit in zwei Richtungen mit Wiedergabe der Informationen auf dem Fernsehbildschirm. Das verfügbare Informationsangebot wird nicht ständig ausgestrahlt bzw. übertragen, sondern vom Bildschirmtext-Teilnehmer über die Wählscheibe des Fernsprechapparats abgerufen. Wegen der kleineren Bandbreite, die durch das Fernsprechnet bereitgestellt wird, muß man mit geringerer Übertragungsgeschwindigkeit als bei Teletext arbeiten. Zur Zeit werden die Informationen von der Zentrale zum Teilnehmer mit 1200 bit/s und vom Teilnehmer zur Zentrale mit 75 bit/s übertragen. Die Übertragung einer vollständigen Seite von der Zentrale an den Teilnehmer dauert etwa 8 s.

Entsprechend der Anwählbarkeit des Informationsangebots und durch den Zugriff auf jede beliebige Stelle des Angebots kann man mit einer sehr hohen Informationskapazität (Seitenkapazität) arbeiten. Die Seitenzahl ist durch die installierte Speicherkapazität begrenzt. Somit wird Bildschirmtext zu einem interaktiven Informations- und Textkommunikations-System unter Einbeziehung des öffentlichen Fernsprechnetzes.

Das Bildschirmtext-Verfahren eignet sich unter anderem für folgende Anwendungsgebiete:

- Informationen für alle Teilnehmer wie aktuelle Übersichtsinformationen (Nachrichten, Wetter), Informationen über Institutionen (Besuchszeiten, Verzeichnisse), Informationen über Reisen und Verkehr, Informationen über kulturelle und andere Veranstaltungen, Informationen für Haushalte und für Hobby;
- Abrufinformationen für bestimmte Teilnehmergruppen: Hierunter fallen bestimmte Berufsgruppen, z. B. Ärzte (Medikamentenverzeichnisse), Rechtsanwälte, und Bezugsquellenverzeichnisse;
- Dialog mit der Zentrale,
- Mitteilungsdienst an andere Teilnehmer.

Die Anwendungsmöglichkeiten von Bildschirmtext sind derartig vielfältig, daß sich noch weitere Einsatzmöglichkeiten ergeben werden.

Übertragungsprinzip

Das Systemprinzip vom Bildschirmtext ist in Bild 9 dargestellt. Die Hauptkomponenten des Systems sind

- die Teilnehmerstation mit Fernsehempfänger, Fernsprechapparat, zusätzlichem Dekoder (Modem) und einer eventuellen Tastatur;
- Regionalzentrale mit angeschlossenen externen Rechnern;
- das Fernsprechnet zur Verbindung zwischen Teilnehmer und Regionalzentrale;
- das Bildschirmtextnetz zur Verbindung zwischen unterschiedlichen Regionalzentralen und einer Hauptzentrale.

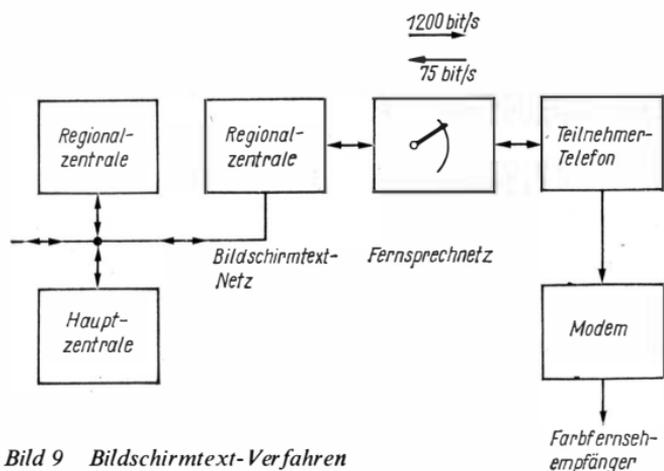


Bild 9 Bildschirmtext-Verfahren

Der Umfang einer Bildschirmtext-Seite beträgt maximal 960 Zeichen und verteilt sich auf 24 Zeilen zu je 40 Zeichen. Zur Kodierung der Zeichen werden wieder 7 bit mit einem Paritäts-Bit verwendet. Auf diese Weise kommt man zu ähnlichen Verhältnissen, wie sie auch bei Teletext vorherrschen. Bei *Antiope* werden in der Variante als Bildschirmtext-Verfahren (Tictac) gleiche Datenerstellungseigenschaften wie bei der Teletext-Variante (Didon) verwendet. Zusatzeinrichtungen (Modem) im Farbfernsehempfänger des Teilnehmers haben auch wieder die Aufgabe, den über die Fernsprechleitung übermittelten Datenstrom in Signale umzuwandeln, die sich auf dem Bildschirm der Farbfernsehbildröhre darstellen lassen.

Bedienung

Die vom Bildschirmtext-Teilnehmer durchzuführende Bedienung ist relativ einfach. Mit dem Fernsprechapparat oder einer erweiterten Fernbedienung ruft man die Bildschirmtext-Zentrale (Regionalzentrale) an. Nach Eingabe der eigenen Rufnummer und eines Kennworts erhält man Zugang zu den gewünschten Informationen, z. B. Inhaltsverzeichnis, Wetterbericht, Sport, bzw. auch zur eigentlichen Datenbank. In einer Erweiterung lassen sich spezielle Zusatzgeräte beim Teilnehmer anschließen, die einzelne Bildschirmtext-Seiten ausdrucken. Dadurch eröffnen sich neue Einsatzmöglichkeiten für die Textkommunikation.

Auch bei Bildschirmtext, das sich durch eine interaktive Betriebsweise zwischen Zentrale und Teilnehmer und durch die Benutzung des Fernsprechnetzes auszeichnet, gibt es mehrere Verfahrensvarianten in den einzelnen Ländern, die unterschiedliche Namen tragen und zum großen Teil die gleiche Zielstellung verfolgen. Deshalb sei bezüglich der verwendeten Terminologie nochmals auf Bild 2 bzw. auf die Zusammenstellung im Anhang verwiesen. Auch ist in Zukunft mit einer gewissen Standardisierung zu rechnen.

In Großbritannien wurde das Bildschirmtext-Prinzip zuerst unter der Bezeichnung *Viewdata* bekannt, das seit 1978 die Bezeichnung *Prestel* trägt. Über *Prestel* kann man in London bereits vom Heim oder aus dem Büro über Fernspretleitung unterschiedliche Informationen abrufen, die dann auf dem Bildschirm erscheinen. Das Informationsangebot von *Prestel* reicht von letzten Nachrichten, Wettervorhersagen, Veranstaltungsterminen bis zu aktuellen Hinweisen für Hobbygärtner und Verkehrsverbindungen mit Eisenbahn und Flugzeug. Es wird – wie alle Bildschirmtext-Verfahren – stark von kommerziellen Tendenzen geprägt, die auch letztlich mit den Anstoß für die Einführung gaben. *Prestel* verfügt bereits heute über ein Angebot von rund 150000 Bildschirmtext-Seiten. Erweiterungen sind vorgesehen.

LSI-Technik – Voraussetzung für die technische Realisierung

Die technische Realisierung von Teletext und Bildschirmtext auf der Empfängerseite beim Teilnehmer erfordert einen relativ hohen schaltungstechnischen Aufwand, der sich technisch und ökonomisch mit herkömmlichen diskreten Bauelementen nicht verwirklichen läßt. Eine Lösung bietet die moderne LSI-Technik an – erste IS für diese speziellen Anwendungszwecke wurden bereits vorgestellt.

Da bei Teletext und Bildschirmtext unterschiedliche Übertragungswege und damit auch Übertragungsverfahren benutzt werden, ist man aus Aufwandsgründen daran interessiert, bei der Datenerstellung (Kodierung) und bei der Verarbeitung beim Teilnehmer möglichst viele gleichartige Prinzipien anzuwenden. Dadurch kann man bei der Signalverarbeitung und bei der Ansteuerung der Bildröhre auf der Teilnehmerseite auf gleiche oder ähnliche Baugruppen zurückgreifen.

Als Beispiel soll ein Videotext- und Bildschirmtext-LSI-Konzept (*Valvo*) vorgestellt werden. Der Videotext-Dekoder besteht im wesentlichen aus den LSI-Schaltungen

- *SAA 5020* Taktsteuerung,
- *SAA 5030* Videoprozessor,
- *SAA 5041* Datenverarbeitungs- und Steuerschaltung,
- *SAA 5051* Zeichengenerator

sowie 2 Standard-Speicherschaltungen für den Seitenspeicher. Außer dem bipolaren Videoprozessor sind alle LSI-Schaltungen in NMOS-Technik ausgeführt. Bild 10 zeigt einen vereinfachten Übersichtsschaltplan des Videotext-Dekoders, der über den Instruktionsbus der Fernbedienung angesteuert wird. Der Dekoder nimmt das FBAS-Signal vom HF/ZF-Teil des Fernsehempfängers entgegen. Im Videoprozessor wird das mitgesendete digitale Videotext-Signal aus dem Videosignal herausgetrennt und ein hier-

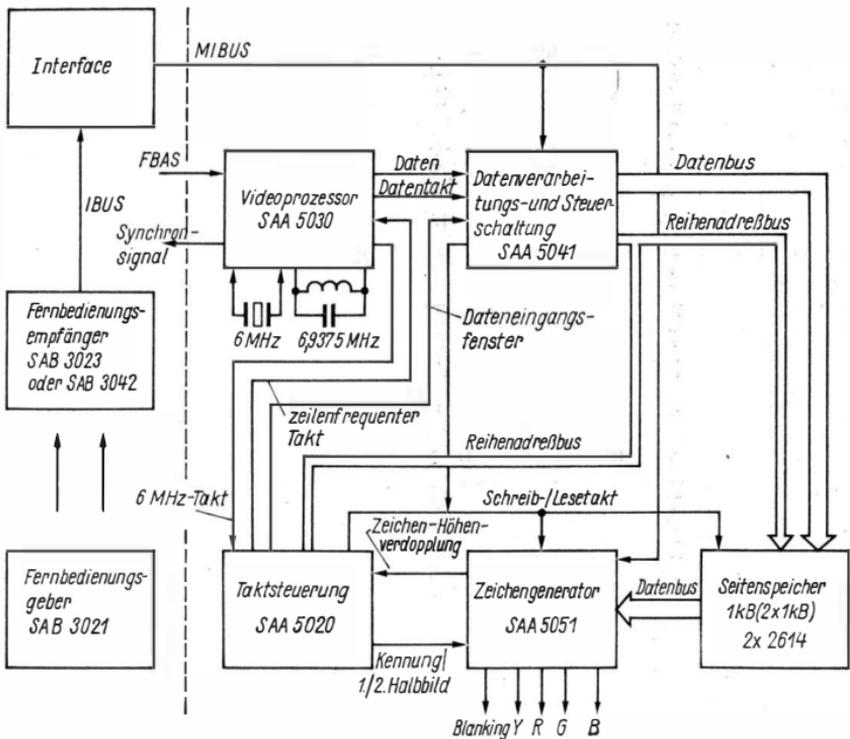


Bild 10 Videotext-Dekoder

zu synchrones Datentaktsignal erzeugt. Vom Videoprozessor werden die Videotext-Datensignale und -Datentaktsignale in die Datenverarbeitungs- und Steuerschaltung geführt, in der die Daten eine zur Aufnahme in den Seitenspeicher geeignete und parallele Form erhalten. Hier werden auch die über die Fernbedienung eingegebenen Bedienbefehle entgegengenommen. Der Zeichengenerator entnimmt die darzustellenden Informationen in geeigneter Weise aus dem Seitenspeicher und bereitet sie zur Bildwiedergabe an die RGB-Stufen des Farbfernsehempfängers auf. Auf Grund der Struktur der Schaltung läßt sich der Videotext-Dekoder durch Hinzufügen eines Bildschirmtext-Prozessors zu einem kombinierten Videotext- und Bildschirmtext-System ausbauen.

Stand und weitere Entwicklungstendenz

Die Textkommunikation mit der Wiedergabe auf dem Bildschirm wird in vielen Ländern erforscht und technisch erprobt. Als Ergebnis haben sich eine Anzahl von Verfahren herausgebildet, die untereinander zum großen Teil nicht kompatibel sind. In jüngster Zeit haben starke Standardisierungsbestre-

bungen eingesetzt, um gewisse, zumindest regionale Vereinheitlichungen zu treffen, die die Anwendung der Verfahren erleichtern. Das ist um so notwendiger beim künftigen Übergang auf breitbandige Übertragungen. Die unterschiedlichen Vorschläge zu Festlegungen von Zeichenvorräten, Gestaltungsmöglichkeiten und Übertragungskodes werden z.Z. hinsichtlich eines umfassenden Zeichenvorrats für viele Sprachen untersucht.

Die weitere Entwicklung der Textkommunikation führt neben dem Ausbau der bestehenden Möglichkeiten auch zu einer sogenannten Breitband-Kommunikation, worunter man die Übertragung von Informationen (hier Text) über breitbandige Übertragungsmedien versteht, während Teletext und Bildschirmtext schmalbandige Verfahren darstellen. Die breitbandige Übermittlung von Textinformationen wird nach Bild 2 auch mit *Kabeltext* bezeichnet, wobei man folgende Unterteilungen treffen kann:

- Einfacher Kabeltext: Die Übertragung erfolgt z. B. innerhalb eines ganzen Fernsehkanals in Form eines Verteilerdienstes an alle Teilnehmer. Ein Rückkanal ist nicht vorgesehen. Dabei kann der Fernsehkanal drahtlos abgestrahlt werden oder innerhalb eines Kabelverteilersystems liegen.
- Kabeltext auf Abruf: In diesem Fall ist ähnlich wie beim Bildschirmtext ein Abruf gewünschter Informationen möglich. Der Abrufkanal ist schmalbandig.
- Individual-Kabeltext: Der Teilnehmer kann mit der Zentrale in einen Dialogverkehr treten und neben dem Abfragen von Informationen auch Informationen eingeben.

Die Breitband-Textkommunikation bietet auch die Möglichkeit, auf weit mehr Informationen zurückzugreifen, als sich bei Teletext oder Bildschirmtext heute realisieren läßt. Wenn hier schwerpunktmäßig nur Teletext und Bildschirmtext behandelt werden, so gibt es jedoch noch weitere Vorschläge zur Textkommunikation, die z. B. auf das Telexnetz zurückgreifen und andere Bezeichnungen haben, die die Gesamtübersicht aber nur noch unübersichtlicher machen würden. Darunter fällt auch die Übermittlung von «elektronischen Briefen». Auf diesem Gebiet ist die Entwicklung ebenfalls nicht abgeschlossen, so daß man mit weiteren Neuerungen rechnen muß. Die Textkommunikation bildet damit ein komplexes System, das sich weiterentwickelt und für dessen Nutzung Vereinheitlichungen dringend notwendig sind, um es für unterschiedlichste Teilnehmerkreise attraktiv und auch nützlich zu machen.

Spezialbegriffe für Teletext- und Bildschirmtext-Verfahren

Antiope

Acquisition Numérique et Télévisualisation d'Images Organisées en Pages d'écriture. Abkürzung für ein in Frankreich entwickeltes Verfahren zur Datenerstellung (Ziffern, Buchstaben, Symbolen) für die Textkommunikation (Teletext, Bildschirmtext)

Bildschirmtext	Textkommunikations-Verfahren, bei dem zur Übermittlung der Informationen das Fernsprechnetz als Übertragungsmedium mitbenutzt wird. Dabei nutzt Bildschirmtext den Farbfernsehempfänger zur Darstellung geschriebener oder grafischer Informationen, die über das Fernsprechnetz übermittelt werden. Die gewünschte Informationsart ist abrufbar. Hier benutzter Oberbegriff
Bildschirmzeitung	Eine Bezeichnung für Teletext als Vertriebsform von Presseerzeugnissen
Broadcast-Videotext	Rundfunk-Teletext, d.h. an alle Teilnehmer verteilte Textkommunikation (siehe auch Ceefax, Oracle, Videotext), wobei der Übertragungsweg drahtlos oder leitungsgebunden (Kabelfernsehen) sein kann
Ceefax	Teletext-Verfahren aus England, abgeleitet von «to see facts» (Fakten sehen), zusammen mit Oracle in Teletext übergegangen
Didon	Diffuseur de donnés, französische Bezeichnung für die Anwendung von Antiope zur Datenübertragung im Fernsehkanal
Dienst, Dialogdienst	Dienst, bei dem ein Teilnehmer mit einer Zentrale (Rechner, Speicher) kommuniziert oder über die Zentrale mit anderen Teilnehmern einen Dialog führt
1-Weg-Kabelfernsehen	siehe Kabelfernsehen
Elektronischer Brief	Schriftstück, das mit einem Bürofernreiber oder einem Fernkopierer über ein Nachrichtennetz zum Empfänger gesendet wird
Fernkopieren	Übermittlung von Schriftstücken über Nachrichtennetze durch punktweises Abtasten einer Vorlage
Fernlesen	das Lesen alphanumerischer Informationen auf dem Bildschirm eines Fernsehempfängers (zugeordnet Teletext, Videotext, Bildschirmtext, ... nach brockhaus abc elektronik)
Interactive Videotext	Interaktive Textkommunikation, bei der eine Wechselwirkung zwischen Teilnehmer und Zentrale möglich ist. Hierunter fallen die unterschiedlichen Bildschirmtext-Verfahren wie Viewdata, Prestel, ...
Kabelfernsehen	Fernsehen über Kabelnetze, die nicht nur wie Gemeinschaftsantennenanlagen die ortsüblich empfangenen Programme, sondern zusätzlich weitere, am Ort normalerweise nicht empfangbare und/oder lokal produzierte Programme an die angeschlossenen Teilnehmer weiterleiten. Findet nur eine Verteilung von Programmen in Richtung vom Sender (Zentrale) zum Teilnehmer statt, so spricht man auch vom 1-Weg-Kabelfernsehen

Oracle	Optional Reception of Announcements by Coded Line Electronics, in England entwickeltes Teletext-Verfahren, zusammen mit Ceefax in Teletext übergegangen
Prestel	englische Bezeichnung für Bildschirmtext, wird seit 1978 für Viewdata benutzt
Telekommunikation	Kommunikation zwischen Menschen, Maschinen und anderen Systemen mit nachrichtentechnischen Übertragungsverfahren
Teletext	Oberbegriff der beiden englischen Textkommunikations-Verfahren Ceefax und Oracle, hier für alle Verfahren verwendet, bei denen die Textinformationen in kodierter Form mit im Fernsehsignal übertragen werden (Vertikalaustastsignal)
Textkommunikation	Überbegriff für die nachrichtentechnische Übermittlung von Textinformationen (Ziffern, Buchstaben, Symbolen) in kodierter Form. Zugeordnet sind hier Bürofernschreiben, Teletext, Bildschirmtext
Tictac	französische Bezeichnung für ein Bildschirmtext-Verfahren
Titan	französische Bezeichnung für die Anwendung von Antiope zur Textübertragung auf Fernsprechleitungen (Bildschirmtext-Verfahren)
Videotext	Teletext-Verfahren mit Übertragung der Textinformationen in kodierter Form im Vertikalaustastsignal innerhalb des Fernsehsignals (siehe auch Teletext)
Viewdata	1975 von der britischen Post entwickeltes Bildschirmtext-Verfahren, heute auch mit Prestel bezeichnet

Literatur

- [1] *Wiesner, R.*: Bildschirmspielgerät BSS 01, radio fernsehen elektronik 29 (1980) 8, Seite 511 bis 512
- [2] *Becker, D.*: Zukünftige Kommunikationsdienste, Umschau 76 (1976) 5/6, Seite 149 bis 153
- [3] *Fischer, B.*: Darstellung zusätzlicher Informationen auf dem Bildschirm, radio fernsehen elektronik 26 (1977) 13, Seite 421 bis 422, 14, Seite 467 bis 469
- [4] *Vignau, v., R.*: Videotext und Bildschirmtext, Technische Grenzen und Möglichkeiten, Nachrichten Elektronik 32 (1978) 8, Seite 267 bis 269
- [5] *Messerschmid, U.*: Technische Aspekte des Vergleichs der Systeme für Videotext und Bildschirmtext, Rundfunktechnische Mitteilungen 23 (1979) 1, Seite 18 bis 24
- [6] *Scholz, E. F.*: Ceefax – die Zeitung vom Bildschirm, Funkschau 47 (1975) 8, Seite 105 bis 109

- [7] *Graf, P. H.:* Das Videotext-System Antiope, Nachrichtentechnische Zeitung 33 (1980) 8, Seite 538 bis 543
- [8] *Suzuki, T.:* Television receiver design aspects for employing teletext LSI, IEEE Trans. CE-25 (1979) 3, Seite 400 bis 404
- [9] *Zimmermann, R.:* Bildschirmtext und Videotext – internationale Standardisierung, Nachrichtentechnische Zeitung 32 (1979) 6, Seite 398 bis 403
- [10] *Golyseva, G. A., u. a.:* Sistemy peredaci dopolnitelnoj vizualnoj informacii... Zarub, Radioelektronika (1979) 4, Seite 69 bis 81

Wir klären Begriffe
PULVERWIDERSTAND



Ein grundlegender Beitrag über elektronische Taschenrechner wurde bereits im Elektronischen Jahrbuch 1977 veröffentlicht [1]. Die damals angeführten Tendenzen haben sich in der weiteren Entwicklung der Taschenrechner bestätigt. So erreichen heute internationale Taschenrechner-Spitzenmodelle fast die Komplexität von Mikrorechnern. Motor dieser Entwicklung war vor allem die immer bessere Beherrschung der Mikroelektronik. Dabei spielen höchstintegrierte Schaltkreise mit 10000 und mehr Transistoren auf einem Chip und in leistungsarmer Ausführung sowie der Übergang auf die sehr stromarme LCD-Anzeige (Flüssigkristallanzeige) eine besondere Rolle. Heute ist der wissenschaftlich-technische Taschenrechner ein vielseitig einsetzbares Rationalisierungsmittel, das Zeit und Geld spart. Zu unterscheiden ist zwischen

- wissenschaftlich-technischen Taschenrechnern mit festverdrahteten Funktionen,
- programmierbaren wissenschaftlich-technischen Taschenrechnern,
- programmierbaren wissenschaftlich-technischen Taschenrechnern mit Programmspeicherung.

Taschenrechner mit festverdrahteten Funktionen

Die Hersteller von Taschenrechnern und von Taschenrechner-Schaltkreisen sind mit Informationen zur inneren Struktur der Taschenrechner und der Schaltkreise recht sparsam. Das liegt vor allem daran, weil die Genauigkeit der Rechner davon abhängt, wie sorgfältig das in die Nur-Lese-Speicher (ROM) eingeschriebene Programm für die Verarbeitung der Zahlenwerte erarbeitet wurde.

Aber man kann davon ausgehen, daß es die Höchstintegration (VLSI-Technik) heute erlaubt, die komplette Rechnerschaltung für einen wissenschaftlich-technischen Rechner auf einem Chip zu integrieren. Als Beispiel für diesen Rechnertyp soll der wissenschaftlich-technische Taschenrechner *MR 610* herangezogen werden (Bild 1), der vom VEB *Röhrenwerk Mühlhausen* (VEB Kombinat *Mikroelektronik*) hergestellt wird. Mit den Abmessungen 144 mm × 70 mm × 8,5 mm, einer Masse von etwa 90 g und einem

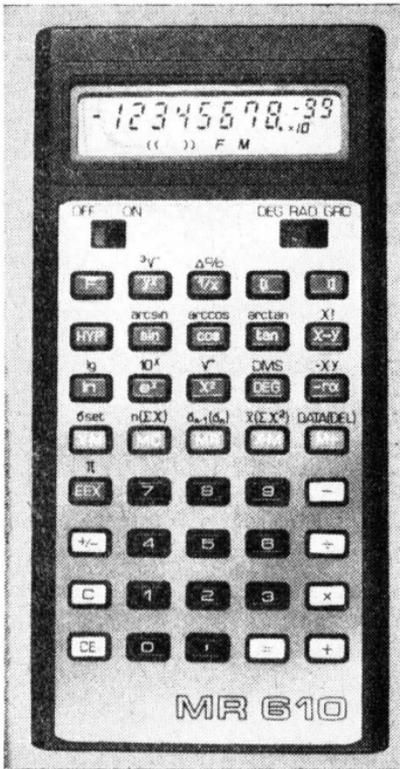


Bild 1
Wissenschaftlich-technischer Taschen-
rechner MR 610 (VEB Röhrenwerk
Mühlhausen)

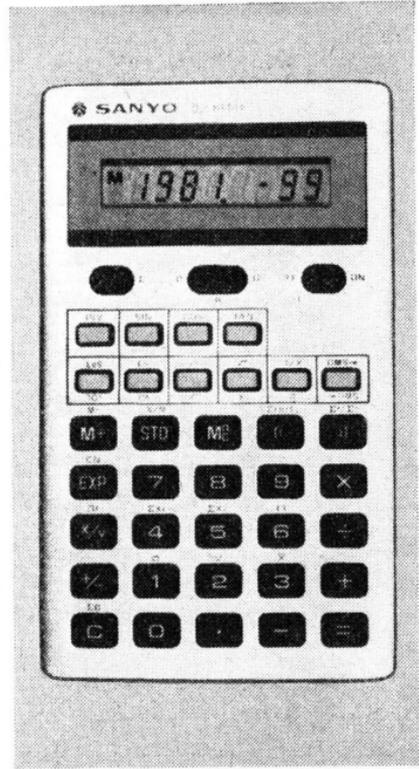


Bild 2
Wissenschaftlich-technischer Taschen-
rechner CZ 8114L der japanischen
Firma SANYO

Leistungsverbrauch von 0,5 mW entspricht er dem internationalen Stand dieser Rechnerart. Der *MR 610* verwendet die algebraische Logik mit Klammern.

Das LCD-Anzeigedisplay macht den Fortschritt gegenüber dem Leuchtdiodendisplay deutlich. Neben der 8stelligen Mantisse und dem 2stelligen Exponenten in echter Zehnerpotenzdarstellung werden weitere Zeichen angezeigt, so F für die Doppelfunktion-Umschalttaste, M für die Speicherbelegung, einfache und doppelte Klammer für die beiden Klammerebenen, SO für die Einschaltung des Statistikeils, negative Vorzeichen für Mantisse und Exponent sowie Error für die Fehlersignalisierung. Damit wird auch der Rechenablauf übersichtlicher.

Von den 40 Tasten des *MR 610* sind 17 doppelt belegt. Die Konstantenrechnung ist bei allen Grundrechenarten möglich. Besonders vorteilhaft sind die beiden Klammertasten, weil dadurch eine übersichtliche Eingabe vorhanden ist. Die Doppelklammer erfordert, daß neben X- und Y-Register

noch zwei Zusatzregister Z1 und Z2 da sind. Der Austausch von Anzeigeregister X und Rechenregister Y ist durch Tastendruck möglich. Mit 9 Stellen ist die Konstante π tastenprogrammiert, wobei 8 Stellen im Anzeigeregister erscheinen. Als festverdrahtete Funktionen findet man \ln , \lg , e^x , 10^x , y^x , $\Delta\%$, x^2 , $1/x$, Quadratwurzel, Kubikwurzel, Fakultät, $+/-$ und trigonometrische, Arcus- und Hyperbelfunktionen, wobei mit einem Schalter zwischen Altgrad, Bogenmaß und Neugrad gewählt werden kann. Umrechnungen sind möglich für Grad/Minuten/Sekunden in Dezimalgrad und umgekehrt, sowie für Polarkoordinaten in rechtwinkelige Koordinaten und umgekehrt. Vorhanden ist weiterhin ein Speicher mit Tasten für Speicheraus-tausch mit dem Anzeigeregister, für Speicherrückruf, für Speicherlöschung und für saldierende Arbeitsweise. Mit dem Statistikteil können u.a. Mittelwert und Standardabweichung einer Wertegruppe berechnet werden.

Der wissenschaftlich-technische Taschenrechner *MR 610* hat eine ansprechende Gestaltung. Die Tastengruppen sind übersichtlich angeordnet und farblich gegeneinander abgestuft. Allerdings wäre für die Doppelfunktion-Umschalttaste eine weiße oder graue Taste mit schwarzer Schrift günstiger, weil dann Übereinstimmung mit der übrigen Beschriftung vorhanden ist. Der Batteriesatz ermöglicht eine Betriebsdauer von etwa 2000 Stunden.

Der Trend bei dieser Rechnerart geht vor allem dahin, mehr Konstantenspeicher (beim *HP 32E* z.B. 15) und mehr Klammerebenen vorzusehen. Bild 2 zeigt einen modernen japanischen Taschenrechner mit dem Umfang des *MR 610*, der im Format kleiner ist (116 mm \times 70 mm \times 9 mm), von links nach rechts schreibt und zur Stromversorgung eine Lithiumbatterie verwendet, die eine gute Langzeitkonstanz aufweist.

Der programmierbare wissenschaftlich-technische Taschenrechner

Einen wesentlichen Fortschritt stellt die Programmierbarkeit eines Taschenrechners dar. Dabei werden in einem Schreib-Lese-Speicher (RAM) die eingegebenen Tastenfolgen für einen umfangreicheren Rechnungsgang gespeichert. Mit der Eingabe von Werten und Variablen berechnet dann der Taschenrechner nach dem gespeicherten Programm die gewünschten Ergebnisse. Dieser Rechengang kann beliebig oft wiederholt werden mit anderen Werten und Variablen. In der DDR wird ein programmierbarer wissenschaftlich-technischer Taschenrechner noch nicht produziert, aber derzeit entwickelt.

Wie ein solcher Taschenrechner unter Verwendung moderner mikroelektronischer Bauelemente etwa gestaltet werden kann, zeigt Bild 3. Da nur die Ziffern 0 bis 9 verarbeitet werden, genügt als Zentrale Verarbeitungseinheit ein 4-bit-Mikroprozessor. Tastenprogrammierbare Taschenrechner erkennt man an solchen Tastenbezeichnungen wie LRN (Programmspeicherung), R/S (Ablauf/Unterbrechung), RST (Rückstellen), SST (Einzelschritt vor),

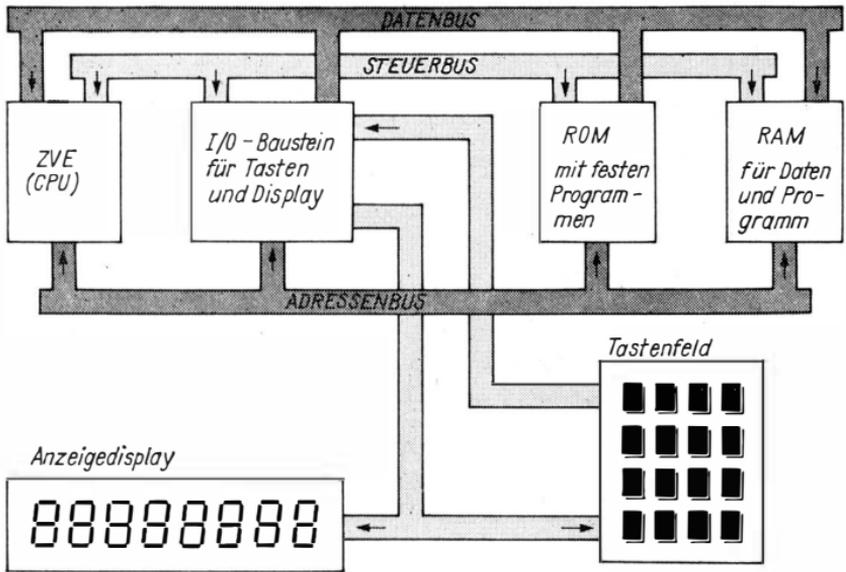


Bild 3 Prinzipielles Aufbauschema eines programmierbaren Taschenrechners

BST (Einzelschritt zurück), PAUSE (Pause), NOP (Null-Operation) usw. Bei einfachen programmierbaren Taschenrechnern kann nur ein durchgehendes Programm gespeichert werden. Verbesserte Rechner bieten aber auch Verzweigungen (Sprungbefehle) und Unterprogramme in mehreren Ebenen. Ein erprobtes Programm muß aber schriftlich fixiert werden, denn mit dem Ausschalten des Rechners ist das Programm gelöscht.

Tastenprogrammierbare Taschenrechner gibt es mit unterschiedlich großen Programmschritt-Speichern, wobei bis zu etwa 200 Tastenfolgen gespeichert werden können. Einen Fortschritt brachten die stromarmen CMOS-Speicher, so daß durch eine Batteriepufferung auch bei ausgeschaltetem Taschenrechner das eingetastete Programm im Speicher erhalten bleibt. Als Beispiel hat der *SR 56* 100 Programmschritte mit 4 Unterebenen und Verzweigungen, 9 Klammerebenen, 10 adressierbare Speicher und einen magnetischen Anschluß für einen Thermodrucker. Der *HP 34C* hat maximal 210 Programmzeilen oder 70 Speicherregister (1 Register gleich 3 Programmzeilen), arbeitet mit Permanentspeicher, hat 6 Unterebenen. Da die Umgekehrte Polnische Notation (UPN) keine Klammern erfordert, lassen sich fast 400 Tastenfolgen programmieren.

Der wissenschaftlich-technische Taschenrechner mit Programmspeicherung

Der Programmierungsaufwand wird wesentlich erleichtert, wenn ein vorhandenes Programm automatisch gespeichert und auch wieder ausgegeben werden kann. Dafür bieten sich heute mehrere Möglichkeiten an:

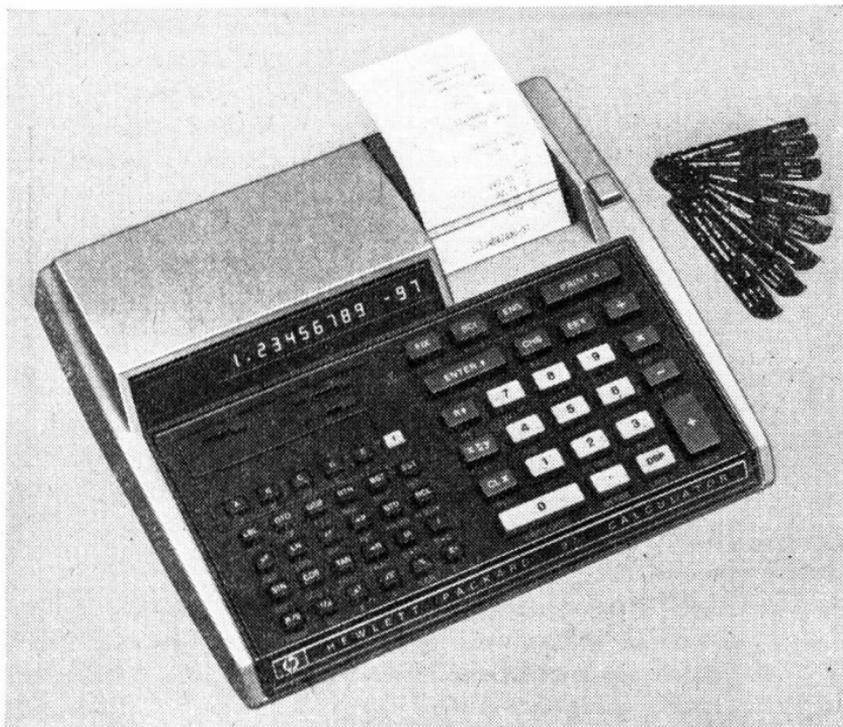
- 1 Einsatz von Magnetkarten zur Speicherung von Programmen.
- 2 Einsatz von ansteckbaren Speichermodulen (ROM und RAM).
- 3 Anschluß eines Printers (Thermodrucker) zur Programmdokumentation.
- 4 Anschluß eines Kassettenbandgeräts über ein Kassetten-Interface zur Programmspeicherung.

Bei den Spitzengeräten sind oft auch mehrere Speichermöglichkeiten vorgesehen. Zu diesen Spitzengeräten zählen heute die Taschenrechner *TI 58*, *TI 59* und *HP 67*, *HP 97*. Der *TI 58* und der *TI 59* haben eine algebraische Logik mit Klammern, es können festprogrammierte ROM angesteckt werden, der *TI 59* hat außerdem eine Ein/Ausgabe für Magnetkarten. Ein ROM enthält 25 Programme mit maximal 5000 Programmschritten. Der Befehlsvorrat umfaßt 175 Funktionen, die auf 45 Tasten verteilt sind. Über eine magnetische Kopplung läßt sich ein Thermodrucker *PC 100A* anschließen. Beim *TI 58* lassen sich 480 Programmschritte speichern oder 60 Datenregister verwenden (ein Datenregister belegt 8 Programmschritte). Speicherbar sind beim *TI 59* 160 bis 960 Programmschritte bzw. Null bis 100 Datenregister. 10 frei belegbare Tasten können in das Programm eingefügt werden. Der Hersteller liefert eine umfangreiche Programmbibliothek in Form von Magnetkarten, Speichermodulen und als Buch.

Mit der UPN arbeiten die Taschenrechner *HP 67* und *HP 97*, wobei letzterer mit einem Thermodrucker ein Gerät bildet. Beide arbeiten auch mit Magnetkarten, wobei 224 Programmzeilen speicherbar sind. Dabei lassen sich wegen der UPN in jeder Programmzeile 2 bis 3 Tastenfolgen speichern. Da außerdem die Klammern entfallen, ist die Programmkapazität groß. Dazu stehen noch 26 adressierbare Speicherregister zur Verfügung, 10 frei belegbare Funktionstasten können in das Programm zusätzlich eingefügt werden. In Buchform und als Magnetkarten stellt der Hersteller über 3000 Programme zur Verfügung. Solche Spitzengeräte sind sehr vielseitig und variabel in der Programmierung und dürften in dieser Form kaum noch zu überbieten sein.

Wie geht es weiter?

Die Anzahl der Tasten kann nicht beliebig erweitert werden, soll das Gerät bei der Größe eines Taschenrechners bleiben. So sind beim *HP 67* von den 35 Tasten 23 vierfach belegt, was 3 Funktions-Umschalttasten erfordert. Das erleichtert nicht gerade die Übersichtlichkeit. Es zeichnen sich zwei Wege der weiteren Entwicklung der Taschenrechner ab. Beim neuesten Taschen-



*Bild 4 Wissenschaftlich-technischer Rechner HP 97 mit magnetischer Programm-
speicherung und Thermodrucker der amerikanischen Firma Hewlett-
Packard*

rechner *HP 41C* benutzt man eine alphanumerische Programmierung, wobei nur ein Teil der Befehle auf Tastendruck zugänglich ist. Auf dem zweizeiligen LCD-Display können 12stellig 16-Segment-Zeichen (5 mm und 2 mm hoch) erscheinen. Anschließbar sind ROM's mit gespeicherten Programmen und RAM's zur zusätzlichen Programmspeicherung. Als Zusatzgeräte gibt es den Magnetkartenleser, einen Printer und einen optischen Leser. Dieser Rechner ist ein Schritt in der Richtung, daß die Funktionstasten entfallen, weil alle Befehle und Anforderungen an den Rechner alphanumerisch eingegeben werden.

Ein anderer Weg wurde von der japanischen Firma *Sharp* gegangen. Sie baut die neuen Taschenrechner im Breitformat mit einer 24stelligen LCD-Anzeige und kann dadurch bis zu 60 Tasten bequem unterbringen. Bei den neuesten Modellen verwendet sie zur Darstellung der Zeichen auf dem LCD-Display eine Punktmatrix. Mit einem Display-Register können in einer rollenden Anzeige maximal 80 Zeichen erscheinen. Der Rechner *EL-5100* hat eine teilweise alphanumerische Anzeige, da nicht alle Buchstaben vorhanden sind. Mit 61, zum Teil doppelt belegten Tasten sind umfangreiche Be-

rechnungen möglich. Der ebenfalls im Breitformat aufgebaute Taschenrechner *PC 1210* ist in der Programmiersprache BASIC programmierbar, so daß er schon einem Mikrocomputer näher ist als dem gewohnten Taschenrechner. Mit einem ansteckbaren Kassetten-Interface können die eingegebenen Programme auf einem Bandkassettengerät gespeichert werden.

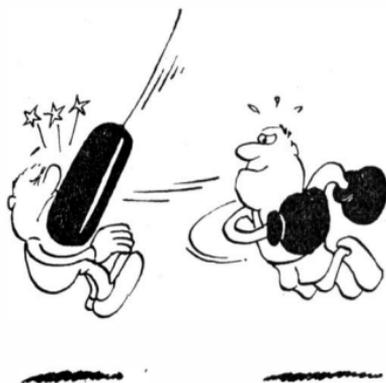
Im Literaturverzeichnis ist die in der DDR erschienene Literatur zu Taschenrechnern aufgeführt [2] bis [6].

Literatur

- [1] *Schubert, K.-H.*: Entwicklungstendenzen bei elektronischen Taschenrechnern, Elektronisches Jahrbuch 1977, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin 1976, Seite 53 bis 63
- [2] *Schumny, H.*: Taschenrechner-Handbuch, BSB B.G. Teubner Verlagsgesellschaft, Leipzig 1978
- [3] *Kreul, H.*: Was kann mein elektronischer Taschenrechner?, VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1978
- [4] *Kreul, H.*: Programmierbare Taschenrechner. VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1980
- [5] *Csákány, A.*: Mein Taschenrechner, VEB Verlag Technik, Berlin 1980
- [6] *Gilde, W./Altrichter, S.*: Mehr Spaß mit dem Taschenrechner, VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1978

Wir klären Begriffe

AMPLITUDE



R.

Die Erscheinung, von der nachfolgend die Rede sein wird, wurde erstmals vor etwa 50 Jahren entdeckt. Seitdem wird sie von Funkern als selbstverständlich hingenommen. Aber bis heute gibt es für ihre Herkunft noch keine stichhaltige Begründung. Der Autor, der sowjetische Wissenschaftler *Dr.-Ing. Tschetwerik*, befaßt sich mit dieser Erscheinung. Er ruft interessierte Funkamateure auf, sich nicht mit den bisher bekannten Erklärungen der Funkechos zufrieden zu geben, sondern durch eigene Beobachtungen zur wissenschaftlichen Erforschung dieses Phänomens beizutragen.

Im Sommer des Jahres 1927 beobachtete der norwegische Funkamateur *J. Hals* eine höchst seltsame Naturerscheinung. Als er die Signale einer holländischen Kurzwellenstation aufnahm, hörte er plötzlich auch ihr Echo. Dabei traf der schwache Nachhall der Signale mit etwa 3 s Verspätung am Empfangsort ein. Im Februar 1928 teilte er diese Beobachtungsergebnisse seinem Landsmann, dem Polarlichtforscher *Karl Störmer* mit. *Störmer* stellte daraufhin eigene Untersuchungen an. Seiner Bitte nachkommend, strahlte Radio Hilversum zu vorher vereinbarten Zeiten ein spezielles Versuchsprogramm aus. Die Sendungen begannen im März 1928, aber erst am 11. Oktober 1928 gelang es *Störmer* in Oslo Mehrfachzeichen zu empfangen. Hierbei traten Funkechos mit einer «Verspätung» zum Signal von 3 bis 15 s auf. Sie hatten alle die gleiche Struktur wie die Grundsignale (3 Striche). Manchmal waren die Zeichen etwas länger, die Tastfrequenz blieb aber stets konstant. Zwischen Signal und Echo wurde folgender Zeitunterschied gemessen (in s):

- 15, 8, 4, 8, 13, 8, 12, 10, 9, 5, 8, 7, 6, 12, 14, 14, 12, 8;
- 12, 5, 8;
- 12, 8, 5, 14, 14, 15, 12, 7, 5, 5, 13, 8, 8, 8, 13, 9, 10, 7, 6, 9, 5, 9.

Am gleichen Tag, lediglich zu einer anderen Zeit, bemerkte der holländische Physiker *Van der Pol* Funkechos, die dem Signal mit einer «Verspätung» von 8, 11, 15, 8, 13, 3, 8, 8, 8, 12, 15, 8, 8 s folgten. Danach hörte man die Funkechos noch einmal am 24. Oktober 1928 von 16.00 bis 17.00 Uhr GMT und im Februar des darauf folgenden Jahres. Allerdings wurden hierbei Laufzeitunterschiede bis zu 30 s registriert. Im Mai 1929 gelang den Franzosen *Galle* und *Talon* auf der Insel Pulo-Kondor (Indo-

china) ungefähr 2000 Funkechos mit «Verzögerungen» zum Signal von 30 s aufzunehmen. Die Amplitude dieser auf dem 25-m-Band empfangenen Echos war jedoch stark gedämpft. Sie betrug etwa nur ein Drittel der Amplitude des Grundsignals.

Im Herbst des Jahres 1929 berichtete die Presse davon, daß im Zeitraum vom 30. Mai bis 8. Juli mehr als 70 Funkechos mit einer «Verspätung» von 55 s beobachtet wurden. Weil der Zeitunterschied zwischen den direkt ankommenden Zeichen und ihrem Echo so groß war, verlegte man den hierfür notwendigen Weg einfach in den Weltraum und nannte sie «Weltenechos». Danach hörte man nichts mehr von diesem außergewöhnlichen Wiederhall der Funksignale. Es trat Stille ein um dieses merkwürdige Ausbreitungsphänomen der Dekameterwellen. Wenden wir uns nun einigen der bekanntesten Hypothesen zu, mit denen man versuchte, die Entstehungsursache der Mehrfachzeichen zu begründen.

Nach *Störmers* Vorstellungen wird die Erde von einem großen Gebiet umgeben, das die Form eines Toroiden einnimmt und über keine freien Elektronen verfügt. Die Oberfläche, die dieses Gebiet abschließt, hat, nach seiner Meinung, eine reflektierende Eigenschaft. Sie reflektiert die von der Erde auftreffenden elektromagnetischen Wellen so, daß diese dann infolge ihrer Laufzeit mit einer bestimmten «Verspätung» als Nachhall der Signale auf der Erde empfangen werden. Das reflektierende Medium kann, wie *Störmer* behauptet, in unterschiedlichen Entfernungen von der Erde entstehen und auch ganz verschwinden. Auf diese Art und Weise versuchte er, den Laufzeitunterschied für die von der Oberfläche des Toroiden reflektierten elektromagnetischen Wellen und folglich auch für die in unterschiedlichen Zeitintervallen auftretenden Mehrfachzeichen zu erklären.

Nach unseren gegenwärtigen Erkenntnissen kann diese These nur schwer beibehalten werden. Wir wissen heute, daß dort, wo *Störmer* keine freien Elektronen vermutete, in Wirklichkeit der Strahlungsgürtel der Erde existiert. Der innere Teil des Strahlungsgürtels ist etwa 500 bis 5000 km von der Erde entfernt, der äußere in einer Höhe von 1 bis 5 Erdradien ($r \approx 6371$ km). Bei einer Reflexion der Signale vom inneren Teil des Strahlungsgürtels beträgt ihre Laufzeit zur Erde nicht mehr als 0,04 s von der äußeren nur 0,31 s.

Geringe Laufzeitunterschiede sind auch dann möglich, wenn die Raumwellen zwischen Ionosphären und Erdoberfläche mehrmals reflektiert werden. Damit dürfte wohl das Geheimnis um die Herkunft der «Nahechos» gelöst sein, für die man schon 1930 eine einleuchtende Erklärung suchte. Für die mit großen «Verspätungen» zum Signal am Empfangsort ein-treffenden Wellen muß es jedoch andere physikalische Ursachen geben.

Dr.-Ing. Tschetwerik glaubt, daß eine solche Bedingung dann gegeben ist, wenn sich rings um die Erde ein geschlossener (oder fast geschlossener) «Wellenkanal» (engl.: ducting) bildet. Er kann zwischen zwei Schichten der Ionosphäre, beispielsweise zwischen der sporadischen E-Schicht und der F1- oder F2-Schicht entstehen. Derartige Erscheinungen sind meist mit einer bestimmten Periode der Sonnenaktivität verbunden, gewöhnlich mit dem Auftreten des Nordlichts. In den mittleren und höheren Breiten unseres

Planeten bilden sich dadurch in den unteren Schichten des «Wellenkanals» ausgesprochene Ionisationszentren aus. Diese sind so kräftig, daß die dort auftreffenden Dekameterwellen von ihnen reflektiert werden. Gelangt ein Signal, deren Frequenz die kritische Frequenz übersteigt, in den «Wellenkanal», wird es solange von einer inneren Schicht zur anderen reflektiert, bis die untere Schicht «Löcher» zeigt. Es gibt auch die Möglichkeit, daß die Funkwellen teilweise zur Erdoberfläche gelangen und gleichzeitig im «Wellenkanal» verbleiben, d.h. die Erde mehrmals umkreisen. Deshalb können von einem Funksignal auch mehrere Echos auftreten. Unter bestimmten Bedingungen, z. B. wenn sich die Signalfrequenz mit den Parametern des «Wellenkanals» in Resonanz befindet, ist die Dämpfung eines mehrmals um die Erde laufenden Signals nur unbedeutend.

Das Fehlen einer wissenschaftlichen Aussage über die Entstehungsursachen des Funkechos schuf günstigen Boden für die kühnsten Gedanken und phantastischsten Vorstellungen. Selbstverständlich finden sich immer Menschen und unter ihnen auch Wissenschaftler, die geneigt sind, diese oder jene bislang nicht verstandene Naturerscheinung als «überirdisches Wunder» abzutun. So vertrat der durch seine Arbeiten auf dem Gebiet der Elektrotechnik berühmt gewordene Physiker *N. Tesla* schon in den dreißiger Jahren die Auffassung, daß die Funkechos von irgendeiner interplanetarischen Zivilisation herrühren müssen. Seine Hypothese wurde aber nicht allzu ernst genommen.

Die Erfolge der Radioastronomie im letzten Vierteljahrhundert ließen die Idee von der Möglichkeit einer interstellaren Funkverbindung realistisch erscheinen. Es zeichnete sich aber immer mehr die Tendenz ab, daß allgemeine Probleme von der Vielzahl bewohnter Welten durch das der Kommunikation mit außerirdischen Zivilisationen zu ersetzen. So greift 1960 *R. Breisuell*, Professor am *Radioastronomischen Institut* der USA, die These *Teslas* wieder auf. Er gab an, daß die Funkechos Signale sind, die von einer auf der Mondumlaufbahn befindlichen kybernetischen Einrichtung eines interplanetarischen Apparates retransliert werden. Diese Hypothese bediente sich im Jahre 1966 auch *F. Sigel*. Er ging dabei soweit, daß er behauptete, die Größe der «Verspätungszeit» des Echos zum Signal würde einen uns unverständlichen Kode ausdrücken.

Schließlich fand 1972 ein englischer Astronom des Rätsels Lösung. Er stellte eine Graphik auf. Dazu trug er auf der Ordinate den Zeitunterschied zwischen Signal und Echo, auf der Abszisse ihre Ordnungszahl auf. Und siehe da, rein zufällig fand er hierbei ein ihm seit langem bekanntes Bild, und zwar die Abbildung des Sternhimmels der nördlichen Halbkugel. Allerdings nahmen die Sterne eine andere Lage ein als sie uns heute bekannt ist. So befand sich der Stern Epsilon nicht im Sternbild des Fuhrmanns. Aber auch dafür hatte er sofort eine Lösung zur Hand. Er vertrat die Ansicht, daß der kosmische Retranslator der Abgesandte eines anderen Planeten sei, der vor 13000 Jahren, eben zu jener Zeit in unser Sonnensystem kam, als sich der Stern Epsilon noch dort befand, wo er auf der Zeichnung dargestellt ist.

Wahrhaftig eine originelle Methode, um das Geheimnis unbekannter

Naturgesetze aufzudecken. Fest steht momentan jedenfalls die Tatsache, daß beim Abhören des Kosmos mit modernen Radioteleskopen bis jetzt noch keine künstlichen Funksignale aufgenommen wurden. Daher kam man auch zu der Erkenntnis, daß es in unserem Sonnensystem keine weiteren höherentwickelten Zivilisationen gibt, die auf der Suche nach Ihregleichen sind und Funksignale aussenden oder retranslieren. Kriterium der Wahrheit ist aber der experimentelle Nachweis, sind genaue Beobachtungsergebnisse, auf deren Basis eine neue Theorie entsteht. Nur eine derartige Praxis garantiert die normale Entwicklung unserer Wissenschaft und bewahrt sie vor Irrtümern.

Seit jeher gehören die Funkamateure zu den Bahnbrechern, wenn es galt, bestimmte Ausbreitungsbedingungen der elektromagnetischen Wellen zu erforschen. Wer könnte deshalb berufener sein als sie, für diese Mehrfachzeichen eine handfeste Theorie zu finden. Sie können ein solches Netz von Beobachtungsstellen errichten, wie es wohl kaum eine andere wissenschaftliche Institution zu schaffen vermag.

Um den physikalischen Vorgang der Funkechos zu beobachten, bedarf es eigentlich nur eines Empfängers mit einer Empfindlichkeit von 5 bis 15 μV sowie eines Elektronenstrahloszillografen mit einer Strahlauslenkung von 10 bis 30 s. Den Oszillografen schaltet man an den Ausgang einer beliebigen NF-Verstärkerstufe. In dem man die Form des Echos mit dem Signal vergleicht, findet man ihre Zugehörigkeit. Nunmehr muß man den Abstand zwischen Signal und Echo messen und errechnet so die «Verspätung» für die Funkechos aus. Die ermittelten Ergebnisse sind aber nur dann von wirklichem Nutzen, wenn folgende zusätzliche Angaben bekannt sind:

- die geographische Lage (Koordinaten) des Empfangsorts der Beobachtungsstation;
- das Datum und die genaue Uhrzeit der Beobachtung;
- die Trägerfrequenz des Signals;
- der Zeitunterschied zwischen Signal und Echo mit einer Genauigkeit bis $\pm 0,3$ s;
- der Typ der Empfangsantenne und ihrer Charakteristik (Orientierung, Neigungswinkel zum Horizont, Richtdiagramm);
- die Abweichung (Übereinstimmung) der Form des Echos von der des Signals und der NF-Modulation.

Für die Beobachtung erscheinen die Zeiten im Vorfrühling und Vorherbst zwischen 16.00 bis 19.00 Uhr MEZ als besonders günstig. Bleibt zu hoffen, daß sich viele Funkamateure und SWL's bei der Erforschung dieses Ausbreitungsmechanismus der Dekameterwellen beteiligen werden.

Nach einem Beitrag der sowjetischen Zeitschrift *Radio*, übersetzt und bearbeitet von *Dipl.-Ing. F. Schulze*.

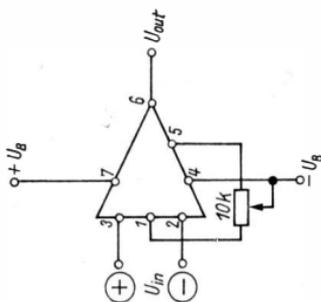
Auch im vergangenen Jahr machte die Elektronik in den Staaten des *Rates für Gegenseitige Wirtschaftshilfe (RGW)* beachtliche Fortschritte. Aus der Vielzahl der neuen elektronischen Geräte, Anlagen und Bauteile wird hier nur ein kleines Teilgebiet herausgegriffen: das der linearen integrierten Schaltkreise. Seit vielen Jahren gehören solche IS zu den Erzeugnissen der Sowjetunion. Im *Elektronischen Jahrbuch* wurde fast alljährlich darüber berichtet. Anfang 1980 überraschte nun die sowjetische Halbleiterindustrie mit einer ausführlichen Veröffentlichung [1] über neue bzw. bisher unbekannte Operationsverstärker, und zwar in Tabellenform, und wird auszugsweise wiedergegeben (Tabelle). Bild 1 zeigt die Anschlußbelegungen. Bild 2 die Sockel mit der Pin-Numerierung des Herstellers – die auch hier gilt.

Mit diesen Operationsverstärkern – das geht aus den Daten hervor – wird der Anschluß an den technischen Höchststand (1980) hergestellt. Bezüglich der in der Tabelle aufgeführten vergleichbaren internationalen Operationsverstärker ist daran zu erinnern, daß der sowjetische 8polige Rundsockel eine etwas andere Pin-Bezeichnung hat als der «internationale TO-77» (s. hierzu auch den Beitrag «*Transistorarrays und ihre Einsatzmöglichkeiten*» im *Elektronischen Jahrbuch 1981*).

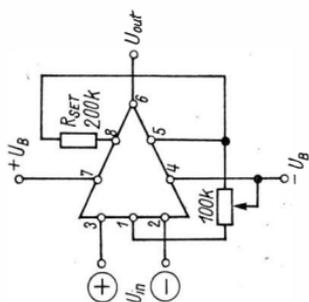
Ähnlich wie bei den Operationsverstärkern ist auch der Stand bei den Spannungskomparatoren. Auch in diesem Fall brachte die sowjetische Halbleiterindustrie völlig neue Typen auf den Markt, die bei uns noch weitgehend unbekannt sind [2]. Es handelt sich dabei um die Typen *K 521 CA 1* ($\approx \mu A 711 HM$), *K 521 CA 2* ($\approx LM 710 H$), *K 521 CA 3* ($\approx LM 111 H$) und *K 554 CA 2* ($\approx LM 710 N$). Aber nicht nur neue IS erregen die Aufmerksamkeit von Elektronikfachleuten und -amateuren. Der integrierte Doppeltaktmischer *K 140 MA 1* (Bild 3) ist zwar nicht mehr sehr neu, wurde aber im Jahre 1979 wiederentdeckt [3]. Auf Grund seiner Schaltung kann er auch als Multiplizierer verwendet werden (Bild 4) [4]. Schließlic sind auch einige IS der «Familie» *K 174* noch weitgehend unbekannt. Zu Unrecht, denn sie entsprechen weitgehend den modernen internationalen Schaltkreisen. Zu nennen sind: *K 174 YP 1* (Ton-ZF-Verstärker mit FM-Demodulator), Bild 5; *K 174 YP 2* (Bild-ZF-Verstärker), Bild 6; *K 174 YII 1* (Helligkeitssignal-Verstärker) sowie eine RGB-Matrix und ein Farbartsignalverstärker [5]. Es dürfte interessieren, daß Pin-Kompatibilität (also gleiche

Tabelle Neue Operationsverstärker aus der UdSSR (* Spitze-Spitze)

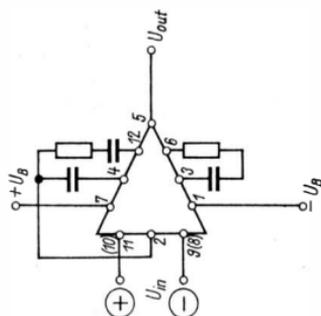
Typ	$U_{B \min}$ V	$U_{B \max}$ V	U_{10} mV	TK $\mu\text{V/K}$	R_{in} Ω	V_u dB	f_1 MHz	SR $\text{V}/\mu\text{s}$	CMRR dB	$U_{out \max}$ V	R_L k Ω	Socket Bild 2	vergleich- barer Typ
K 140 YД 1 A	± 3	$\pm 6,3$	± 7	60	4k	60	5,0	1,0	60	$\pm 2,8$	5,0	B	
K 140 YД 1 B	± 7	± 12	± 13	60	4k	63	5,0	3,5	60	$\pm 5,7$	5,0	B	μA 702
K 140 YД 1 B	± 7	± 12	± 13	60	4k	78	5,0	3,5	60	$\pm 5,7$	5,0	B	
K 140 YД 2 A	± 6	± 12	± 15	20	300k	91	2,0	0,12	80	$\pm 10,0$	1,0	B	
K 140 YД 2 B	± 6	$\pm 6,3$	$\pm 7,5$	20	300k	70	2,0	0,12	80	$\pm 3,0$	1,0	B	—
K 140 YД 5 A	± 3	± 12	± 15	50	50k	54	14	6,0	50	$\pm 6,5/-4,5$	5,0	B	
K 140 YД 5 B	± 3	± 12	± 15	10	3k	60	14	6,0	60	$\pm 6,5/-4,5$	5,0	B	μA 702
K 140 YД 6	± 5	± 15	± 20	20	1M	90	1,0	2,0	70	$\pm 11,0$	1,0	A	MC 1456 G
K 140 YД 7	± 5	± 15	$\pm 16,5$	6	400k	90	0,8	10	70	$\pm 10,5$	2,0	A	μA 741
K 140 YД 8 A	± 6	± 15	$\pm 16,5$	50	1G	94	1,0	2,0	64	$\pm 10,0$	2,0	A	
K 140 YД 8 B	± 6	± 15	$\pm 16,5$	100	1G	86	1,0	5,0	64	$\pm 10,0$	2,0	A	μA 740
K 140 YД 8 B	± 6	± 15	$\pm 16,5$	150	1G	86	1,0	2,0	60	$\pm 10,0$	2,0	A	
K 140 YД 9	± 6	± 12	± 15	20	300k	91	5,0	0,4	80	$\pm 10,0$	1,0	B	—
K 140 YД 11	± 5	± 15	± 18	70	1M	88	5,0		70	$\pm 12,0$	2,0	A	LM 118
K 140 YД 12	$\pm 1,5$	± 15	$\pm 16,5$	35	50M	46	0,8	2,0	70	$\pm 10,0$	5,0	A	μA 776
K 153 YД 1 A	± 9	± 15	$\pm 16,5$	30	200k	84	1,0	0,2	65	$\pm 10,0$	2,0	A	
K 153 YД 1 B	± 9	± 15	$\pm 16,5$	30	200k	80	1,0	0,2	65	$\pm 9,0$	2,0	A	μA 709
K 153 YД 2	± 13	± 15	$\pm 17,0$	100	300k	86	1,0	0,5	65	$\pm 10,0$	2,0	A	LM 101
K 153 YД 5	± 5	± 15	$\pm 16,5$	100	1,5M	108	1,0	0,2	94	$\pm 10,0$	2,0	A	μA 725
K 544 YД 1 A	± 8	± 15	$\pm 16,5$	30	10G	94	1,0	2,0	64	$\pm 10,0$	2,0	A	
K 544 YД 1 B	± 8	± 15	$\pm 16,5$	100	10G	86	1,0	2,0	64	$\pm 10,0$	2,0	A	μA 740
K 544 YД 1 B	± 8	± 15	$\pm 16,5$	100	10G	86	1,0	5,0	64	$\pm 10,0$	2,0	A	



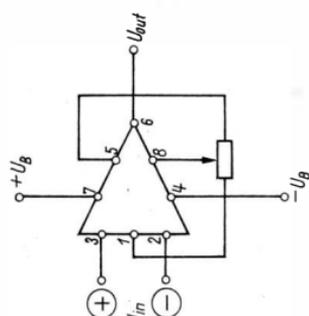
K140 УД16



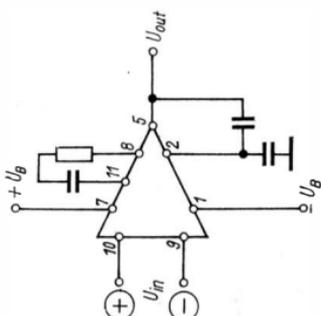
K140 УД12



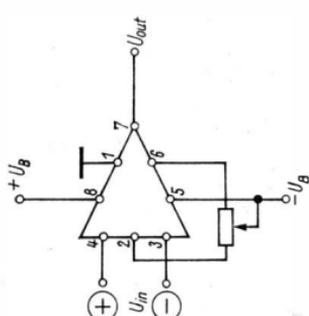
K140 УД5



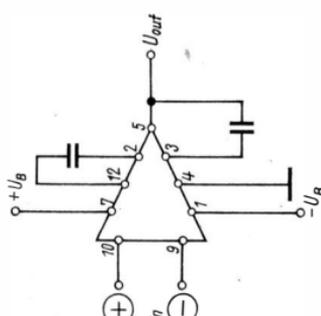
K140 УД11



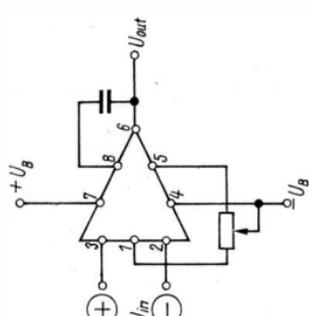
K140 УД2



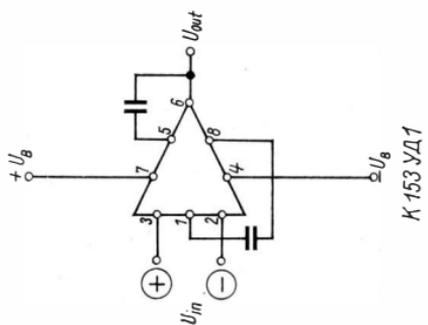
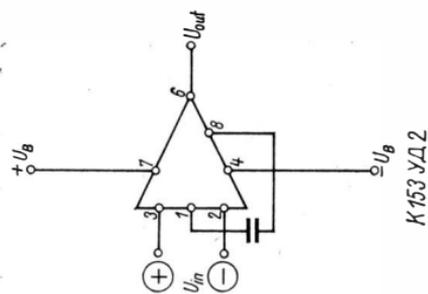
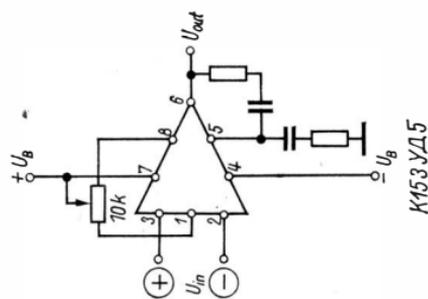
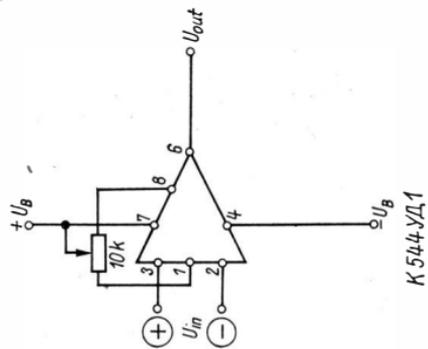
K140 УД8



K140 УД1



K140 УД7



Билд 1 Сокетсхвалууны (Pin-Белугуу) дер ин дер Табелле ангуурууны сорууеууны Оператууны сорууеууны

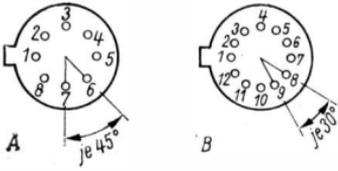


Bild 2
 Sockel (nicht maßstabgerecht) der in
 Tabelle 1 angeführten sowjetischen
 Operationsverstärker

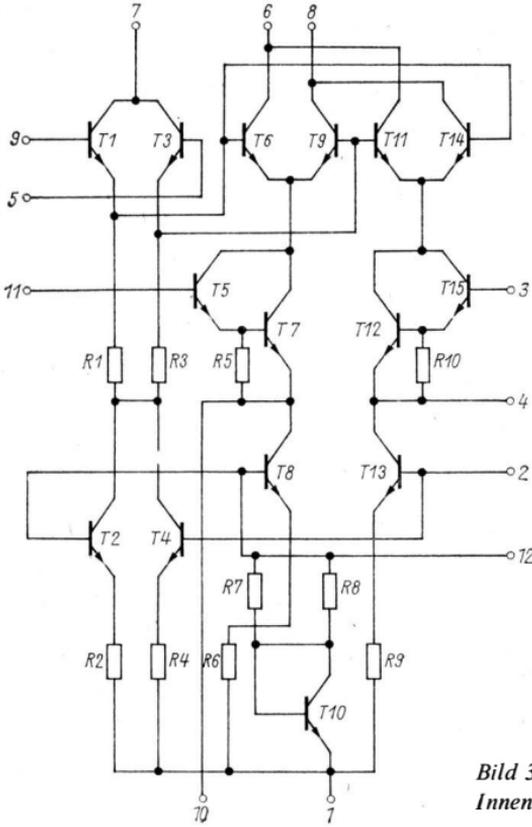


Bild 3
 Innenschaltung des K 140 MA 1

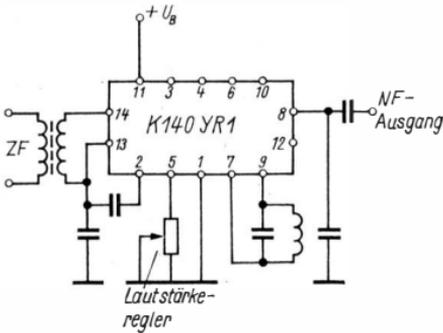


Bild 5
 Applikationsschaltung des
 K 174 YP 1

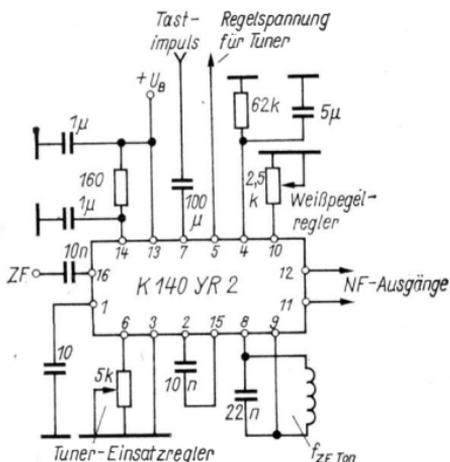


Bild 6
Applikationsschaltung des
K 174 YP 2

Anschlußfolge) zwischen *K 174 YP 1* und unserem *A 220 D* sowie zwischen dem *K 174 YP 2* und unserem *A 240 D* besteht. Allerdings sind die jeweiligen Schaltkreise nicht äquivalent, d. h. auch in ihren Daten nicht gleich.

Da der Begriff «äquivalent» oft in Zusammenhang mit der Austauschmöglichkeit einheimischer und ausländischer IS verwendet wird, dabei jedoch viele falsche Vorstellungen im Umlauf sind, einige Bemerkungen, die an sich nicht direkt zum Thema dieses Beitrags gehören. 2 Schaltkreise sind einander äquivalent, wenn sie sich in Aufbau, technischen Daten und Sockelschaltung (Pin-Belegung) gleichen.

Wie leicht zu überprüfen ist, gibt es gemäß dieser Definition kaum 2 Schaltkreise (sogar mit gleicher Typenbezeichnung, aber von unterschiedlichen Herstellern), die einander wirklich äquivalent sind. Für den Austausch ist das jedoch nicht immer notwendig. Oft genügt eine weitgehende Übereinstimmung in den Hauptkennwerten und in der Sockelschaltung. Solche Kreise bezeichnet man als «pin-äquivalent». In diesem Fall wird z. B. der Temperaturbereich, in dem die Schaltkreise verwendet werden können, vernachlässigt.

Oft werden 2 Kreise als «funktionsäquivalent» (funktionsgleich, vergleichbar) bezeichnet. Sie haben dann lediglich die gleiche elektrische Funktion in der Gesamtschaltung. Eine direkte Austauschmöglichkeit ohne kleinere oder größere Schaltungs- bzw. Bauelementeänderungen gibt es nicht!

Wenden wir uns einem anderen sozialistischen Land zu, dessen Halbleiterindustrie ständig um Weiterentwicklungen auf dem Gebiet der Schaltungstechnik bemüht ist, nämlich der ČSSR mit ihrem auch bei uns gut bekannten Werk TESLA-Rožnov. In ihrem Halbleiterkatalog 1979/80 [6] nehmen die linearen IS immerhin einen Raum von 39 A4-Seiten ein, ohne Sockelschaltungen. Schwerpunkt bei den Neuheiten bilden die zum größten Teil bereits bekannten Fernsehempfänger-IS wie die in MOS-Technik ausgeführ-

ten Sensortastenschalter *MAS 560 A* (4 Kanäle). In Verbindung mit ihm ist zu nennen die «Anzeige-IS» *MAS 1008*. Bemerkenswert sind auch der *MAS 562* (8 Kanäle), der PAL-Dekoder *MBA 530*, die Referenzschaltung *MBA 540*, der Farbartsignalverstärker *MCA 640*, der PAL-SECAM-umschaltbare Farbartsignaldemodulator *MCA 650*, der Kontrast-, Farbsättigungs- und Helligkeitssteuerungs-IS *MCA 660* [7] sowie der Vertikalablenkungs-Leistungs-IS *MDA 1044 E*. Schließlich seien die integrierten Schaltkreise für Bildschirmspiele erwähnt: *MAS 601*, *MAS 602* und *MAS 603*.

Neben diesen eigenen Neuentwicklungen zeigt sich jedoch eine Tendenz, die große Aufmerksamkeit verdient: In den Katalog von TESLA-Rožnov wurden mehrere bekannte IS aus anderen RGW-Ländern aufgenommen. Es sind das:

die Horizontalkombination (für TV-Empfänger) *A 250 D* (DDR),
die Komparatoren *A 110 C* und *B 110 C* (DDR),
der Stereosignaldekoder *UL 1611 N* (Volksrepublik Polen).

Zählt man zu diesen linearen IS noch die gleichfalls aus den Staaten des RGW stammenden zahlreichen digitalen IS von *Unitra Cemi* (Volksrepublik Polen), Transistoren (UdSSR, Volksrepublik Bulgarien, DDR, Volksrepublik Polen) und Dioden (UdSSR, DDR), so ist eine zunehmende internationale Standardisierung der Halbleiterbauelemente innerhalb des RGW zu erkennen, die in ihren Anfängen schon seit Jahren sichtbar war, sich nun aber weitgehender durchsetzt. Die Lösung ist vernünftig und dürfte allen Freunden der modernen Elektronik einleuchten: Jeder Partner fertigt das, wofür er die günstigsten Voraussetzungen hat. Eine ähnliche Tendenz gibt es für Empfänger-Elektronenröhren seit vielen Jahren.

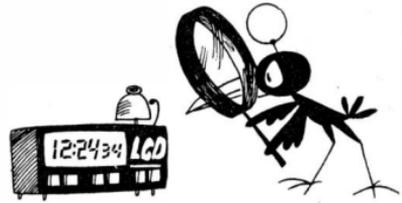
Das Erreichen und das Mitbestimmen der Weltspitze bei Halbleiterbauelementen erfordern gewaltige Investitionen. Vorbei ist die Zeit, in der «jeder alles fertigt» – oder vielmehr fertigen wollte. So wird die höhere Form der sozialistischen Integration auch auf dem Halbleitergebiet sichern, den technischen Höchststand mit zu bestimmen.

Literatur

- [1] *Назаров, Ю./Воробьев, Е.*: Сводная таблица параметров операционных усилителей, Radio, Moskva 77 (1980) 3, Seite 59 und 60
- [2] *Шило, В. Л.*: Линейные интегральные схемы в радиозлектронной аппаратуре, Sowjetskoje Radio, Moskva 1979
- [3] *Назаров, Ю./Шишукина, Л.*: Интегральная микросхема К 140, МА 1, Radio, Moskva 76 (1979) 4, Seite 59 und 60
- [4] *Birus, D./Szabolcs, E.*: К 140 МА 1 als Multiplizierer, radio fernsehen elektronik, Berlin 29 (1980) 6, Seite 383 bis 385
- [5] Integrated semiconductor Microcircuits K 174 Series, Electronsagrapostawka 1976
- [6] Polovodicové součástky 1979–80, TESLA Rožnov
- [7] *Striček, F.*: Neue Schaltkreise für TV-Geräte, radio fernsehen elektronik 28 (1979) 2, Seite 111 bis 115

Entwicklungsstand von Lichtemitter- anzeigebau-elementen

Ing. Winfried Müller



Optoelektronische Anzeigebau-elemente, für deren Funktion lichtemittierende Halbleitermaterialien eingesetzt werden, sind seit mehr als zehn Jahren bekannt. In diesem Zeitraum wurden die Lichtemitteranzeigebau-elemente ständig weiter verbessert. Beachtliche erzielte Fortschritte betreffen besonders die Lichtausbeute der lichtemittierenden Halbleitermaterialien, die Ausdehnung der Symbolgröße für Ziffern- und Symbolanzeigebau-elemente und die Anzahl der Emissionsfarben sowie spezielle konstruktive Details. Anfänglich standen nur Anzeigebau-elemente zur Verfügung, die rotes Licht abstrahlten. Gegenwärtig sind die Lichtfarben Grün, Gelb und Orange selbstverständlich. Es ist auch gelungen, blau leuchtendes Halbleitermaterial herzustellen, jedoch muß die Materialbasis dafür noch mehr erforscht werden. Außerdem bereitet das technologische Beherrschen des Herstellungsprozesses und die kostengünstige Produktion noch große Schwierigkeiten, so daß in nächster Zeit nicht mit der Massenherstellung von blau leuchtenden Lichtemitteranzeigebau-elementen zu rechnen ist.

Lichtemitterdioden-Kristallaufbauten

Für den strukturellen Aufbau eines Lichtemitterdioden-Kristallchips werden unterschiedliche Materialkombinationen und Verfahrenstechnologien herangezogen. Chips für die Emissionsfarben Rot, Orange und Gelb sind Mischkristalle aus GaAsP, die je nach gewünschter Lichtfarbe unterschiedlich mit Stickstoff dotiert werden. Mit der Materialkombination GaP läßt sich ebenfalls rotes Licht erzeugen, wenn es mit ZnO dotiert wird. Stickstoff-dotiertes GaP emittiert dagegen grünes Licht. Die aktive lichtemittierende Schicht aus GaAsP oder GaP wird mit der Gas- oder der Flüssigphasenepitaxie auf einem Substratmaterial aus GaAs oder GaP aufgebracht. Welches dieser technologischen Verfahren für die Herstellung bestimmter Mischkristalle herangezogen wird, geht aus den Angaben zu den Kristallaufbauten [1] in Bild 1 hervor. Die gezeigten Varianten der Kristallaufbauten (Chips) werden prinzipiell für alle Arten von Anzeigebau-elementen mit Lichtemitterdioden (LED) eingesetzt.

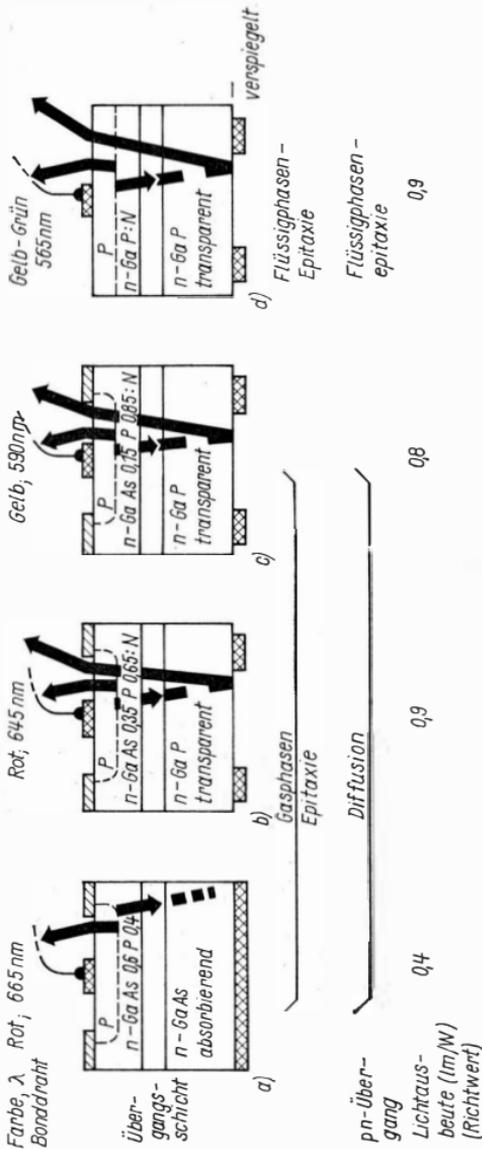


Bild 1 Kristallaufbauten, angewandte Verfahrenstechnologien. Im Kristallaufbau entsprechend Bild 1a wird ins Innere eindringendes Licht absorbiert. Nach Bild 1b bis Bild 1d wird das Licht an den Begrenzungsflächen des Substrats aus GaP reflektiert; das führt zur Verbesserung der Lichtausbeute

Lichtemitterdioden

Lichtemitterdioden werden mit unterschiedlichen Gehäusebauformen angeboten. Am meisten verbreitet, weil universell einsetzbar, sind die in Bild 2 gezeigten zylindrischen Bauformen (mit einem Linsendom in der Betrachtungsrichtung) mit 3 mm und 5 mm Durchmesser. Neben diesen schon als klassisch anzusehenden Bauformen werden solche auch in Sonderbauformen hergestellt, die nach gestalterischen Gesichtspunkten entworfen wurden und auf ihre Weise zu einem zeitgemäßen Frontplattendesign beitragen. Diese besonders geformten LED setzt man bevorzugt in Geräten der Unterhaltungs-, Musik- und Haushaltselektronik ein. Rechteck-LED (Bild 3) werden meist für elektronische Skalenanordnungen aneinandergereiht.

Ein speziell für solche Anwendungen vorgesehener integrierter Schaltkreis *A 277 D* des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) erlaubt, die Anordnung bis zu 12 LED als ein sich verlängerndes Leuchtband oder als einen wandernden Lichtpunkt anzusteuern. Geeignete Schaltungsvorschläge sind in [2] enthalten. LED-Skalenanordnungen werden beispielsweise zur analogen Anzeige der Leistungsabgabe von Verstärkerendstufen, zur Balancekontrolle

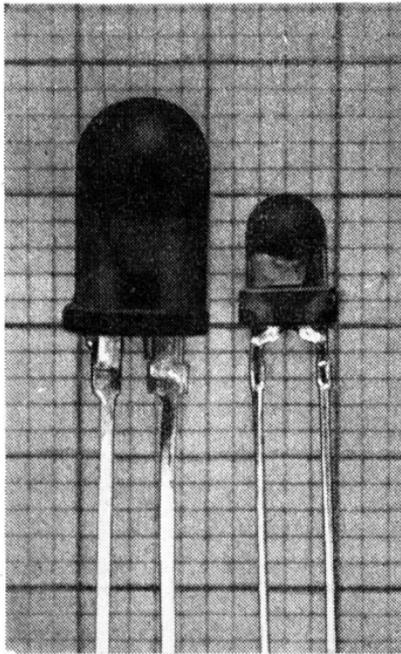


Bild 2
Universal-LED, zylindrische Bauform
5 mm Durchmesser und 3 mm Durchmesser

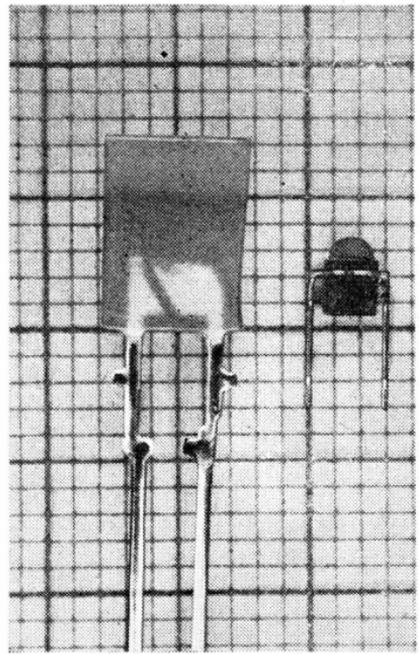


Bild 3
LED im Rechteckgehäuse und im
quadratischen Gehäuse (2 mm Kanten-
länge) mit angesetzter Linse

von Stereoverstärkern, als optoelektronische Skalanzeige in Rundfunkgeräten, als Temperaturanzeige und für vieles andere mehr benutzt. Für die erwähnten Anwendungen ist auch der Miniaturtyp gedacht, ebenfalls in Bild 3 zu sehen. Er läßt sich im Rasterabstand von 2,5 mm aneinanderreihen. 3eckige LED sind für Pfeildarstellungen vorgesehen, während quadratische und solche mit größeren Lichtaustrittsöffnungen (8,89 mm × 3,81 mm bzw. 19,05 mm × 3,81 mm) zur systemgerechten Beleuchtung von Schriftsymbolen (z. B. FM, AM, STEREO) eingesetzt werden. Für die Ausleuchtung großflächiger rechteckiger Leuchtflächen werden 2 bis 4 einzelne LED in einem Gehäuse benötigt.

Schließlich sei auf mehrfarbige LED hingewiesen. Die meisten der bereits erwähnten Gehäusebauformen werden auch für diese Spezialtypen verwendet. Die LED sind mit 2 oder 3 Chips für unterschiedliche Lichtfarben ausgestattet. Die Katode ist für alle Chips gemeinsam herausgeführt, die Anoden sind selbstverständlich einzeln zugänglich. Mehrfarbige LED ermöglichen das Anzeigen von 2 oder 3 unterschiedlichen Funktionen (Grün: Betrieb; Rot: Störung) am selben Ort, ein Vorteil für Geräte mit engen Platzverhältnissen. Der Einsatz mehrfarbiger LED erlaubt somit, die Anzeige von Funktionen auf derselben Gerätefläche zu verdoppeln. Als Spezialtypen muß man auch die LED bewerten, die mit einer im Gehäusekörper miteingebauten Konstantstromquelle versehen sind. Die Konstantstromquelle ist in integrierter Schaltungstechnik hergestellt und bewirkt, daß die LED ohne äußeren Vorwiderstand an Betriebsspannungsquellen mit unterschiedlichen Spannungen betrieben werden kann.

Lichtemitteranzeigen für Ziffern und Symbole

Für die Darstellung von Ziffern und einer begrenzten Anzahl von Symbolen sowie von einigen Buchstaben werden 7-Segment-Anzeigebaulemente benutzt. Die Darstellung aller bekannten Symbole und Buchstaben gelingt mit speziellen Anzeigebaulementen, den alpha-numerischen Anzeigen. Diese Anzeigebaulemente können aus einer Vielzahl von balkenförmigen Segmenten in einer bestimmten Anordnung oder aus Flächen, die aus 35 LED zusammengesetzt sind, bestehen. Die zuletzt genannte Variante ist die günstigere, da sie eine höhere Auflösung des darzustellenden Symbols ermöglicht oder gar erst eine Darstellung zu realisieren gestattet. Die Chips sind auf 7 Zeilen mit je 5 Chips je Zeile verteilt (7 × 5-Matrix-Anzeige). Der Ansteuer Aufwand ist erheblich. Um dem Anwender in dieser Hinsicht einen Teil des schaltungstechnischen Aufwands zu ersparen, wird ein Teil der erforderlichen Ansteuer elektronik in integrierter Schaltungstechnik im Gehäuse des Anzeigebaulements miteingebaut. Es handelt sich hierbei um den Treiber, den Dekoder und den Speicher.

7-Segment-Anzeigebaulemente für sehr kleine Symbolhöhen lassen sich monolithisch herstellen. Die Segmentanordnung ist mit den in der Halbleitertechnik eingesetzten Bearbeitungsverfahren im Kristallchip eingearbei-

tet. Für diese Technologie ist nur das rot leuchtende Kristallmaterial aus GaAsP auf GaAs (Bild 1 a) geeignet. Es hat die hier genutzte Eigenschaft, daß der Teil des erzeugten Lichts, der in das Kristallinnere eindringt, im Kristall absorbiert wird. Sichtbar wird nur das Licht, das auf direktem Wege den Kristall verläßt. Die Absorptionseigenschaft verhindert, daß von einem leuchtenden Segment Licht in benachbarte Bereiche und Segmente transportiert und dort in unerwünschter Weise sichtbar wird. Die übrigen in Bild 1 b bis 1 d gezeigten Kristallaufbauten haben nicht die erwähnte Eigenschaft. Sie können aus diesem Grund auch nicht für die Fertigung von andersfarbigen, monolithisch herzustellenden Chips verwendet werden. Diese Tatsache erklärt, warum keine grün leuchtende Taschenrechner-Anzeigeeinheiten hergestellt werden, obwohl grün leuchtendes Kristallmaterial verfügbar ist.

Monolithisch gefertigte Ziffernchips werden, wie bereits angedeutet, vorzugsweise für den Aufbau von Taschenrechner-Anzeigeeinheiten verwendet. Die Bedeutung dieser Bauelementekategorie für die genannte Gerätegruppe ist durch den Einsatz der äußerst leistungsarmen Flüssigkristallanzeigen (LCD) stark eingeeignet worden.

Lichtemitteranzeigebaulemente in Reflektortechnik

Für den Bau von 7-Segment-Anzeigebaulementen hat sich in der letzten Zeit das Prinzip der Reflektor- oder Lichtleittechnik weitgehend durchgesetzt. Für diese Technik spricht, daß sie einerseits mit wenig Kristallmaterial für ein Segment auskommt (der Kristallchip ist in der Größe mit dem einer Lichtemitterdiode vergleichbar) und sich andererseits aus dem punktförmig leuchtenden Chip auf optischem Wege ein balkenförmiges Segment formen läßt. Die doppelte Segmentlänge entspricht etwa der Symbolhöhe. Zur Zeit sind 7-Segment-Reflektorbauelemente mit Symbolhöhen von 7 bis 20 mm bekannt. Als lichtemittierendes Material werden nur Chips mit hoher Lichtausbeute eingesetzt, um die im optischen System auftretenden Lichtverluste auszugleichen. Solche Materialien sind zwischenzeitlich entwickelt worden (Bild 1 b bis Bild 1 d) und stehen auch für die Fertigung zur Verfügung.

Bild 4 zeigt das für die Reflektortechnik (auch *Lichtschachttechnik* genannt) angewendete Prinzip der Lichtleitung. Ein Lichtemitterdiodenchip ist in der Lichteintrittsöffnung einer Reflektorkammer positioniert. Für den Reflektor setzt man einen weißen Plastwerkstoff (Bild 5) mit sehr guten Reflexionseigenschaften (Reflexionsfaktor 0,95) ein. Das vom Chip emittierte Licht wird an den Innenwänden des Reflektors reflektiert und auf diese Weise zur balkenförmigen Lichtaustrittsöffnung des Segments befördert. Die Lichtaustrittsöffnung ist mit einer Diffusorfolie abgedeckt, gegen die das reflektierte Licht geworfen und zerstreut wird. Bei einigen Bauelementetechnologien anderer Fabrikate (Bild 6) sind die Hohlräume der Reflektorkammern mit einem transparenten Gießharz ausgegossen, wobei auch der Chip vom Harz umschlossen ist. Bei Modifikationen dieses Verfahrens wird auf

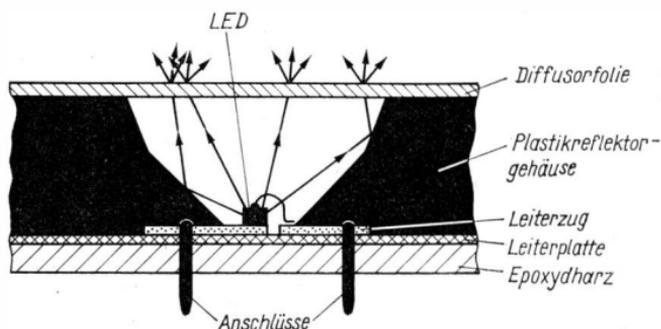


Bild 4 Konstruktionsprinzip eines Reflektoranzeigeelements, Reflektor innen hohl und mit Diffusorfolie abgedeckt

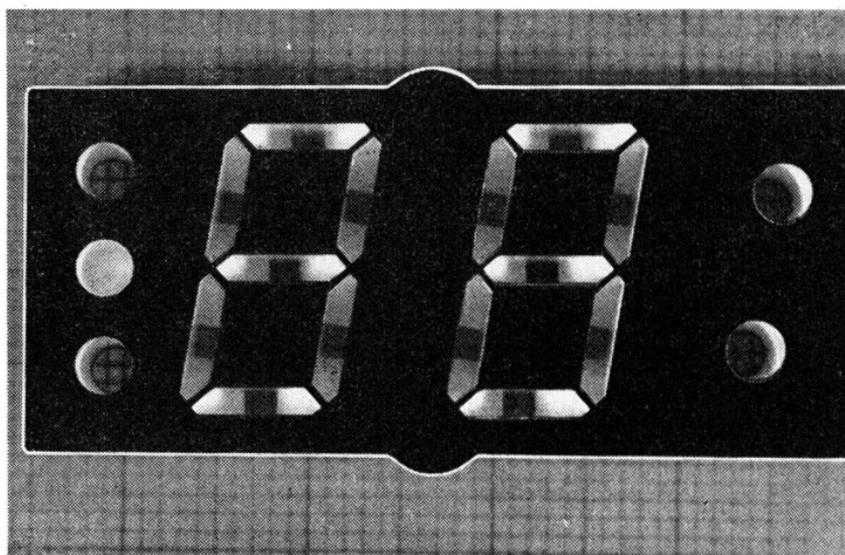


Bild 5 Hohles Reflektorsystem für ein mehrstelliges Anzeigesystem

den eigentlichen Reflektor verzichtet und das Licht über rechteckige lichtleitende Plastkörper geleitet, die in geeigneter Weise mit Zusätzen eines lichtstreuenden Materials versehen sind. Die Lichtaustrittsöffnungen der Plastkörper haben die Form und die Größe der Segmente. Sie werden durch eine Abdeckkappe mit segmentierten Öffnungen überstülpt (Bild 7).

Die Chips eines Anzeigeelements sind auf einer mit Leiterbahnen versehenen Leiterplatte (Bild 8) oder auf einem metallischen Trägersystem (Bild 9) durch einen leitenden Kleber befestigt. Die Chipunterlage und die Bonddrahtbefestigung auf der Oberfläche des Chips führen zu den An-

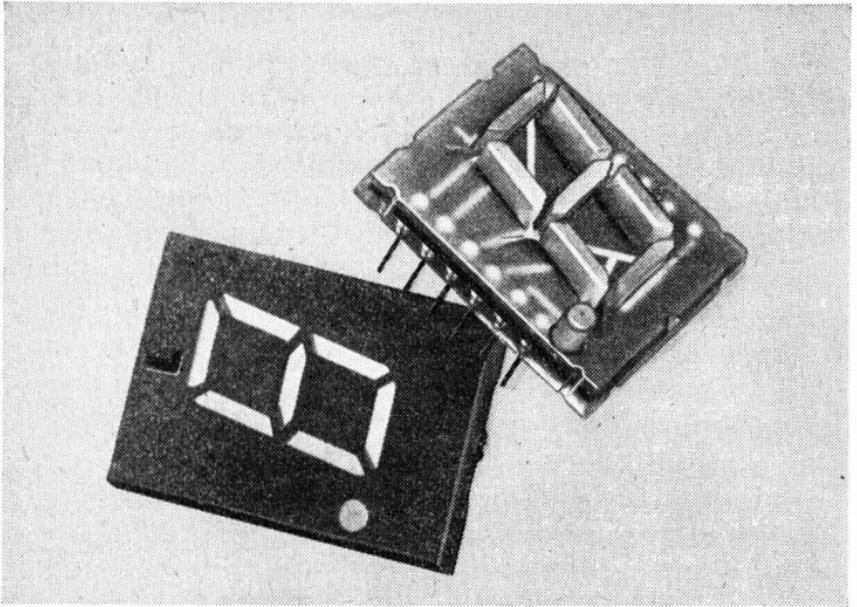


Bild 6 Anzeigebaueteil mit Lichtleitkörpern und Abdeckhaube

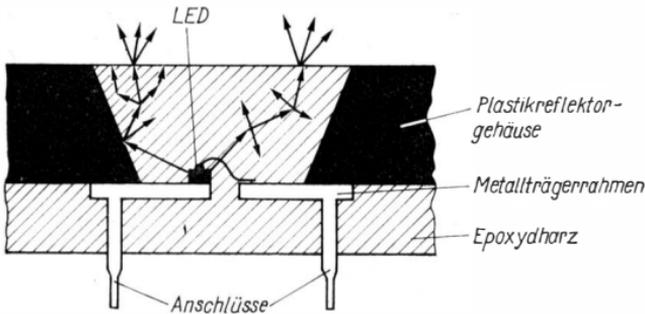


Bild 7 Konstruktionsprinzip eines Reflektoranzeigesystems. Der Reflektorraum ist mit Epoxidharz gefüllt, das als lichtleitendes Medium wirkt

schlüssen des Bauelements. Die im Bauelement vorgenommene Verschaltung der Chips führt entweder zu Anzeigebaueteilen mit gemeinsamer Katode oder gemeinsamer Anode, sie stehen dem Anwender wahlweise zur Verfügung. Die verwendeten Emissionsfarben können Rot, Grün, Orange oder Gelb sein. Neuerdings sind auch 2-Farben-7-Segment-Anzeigebaueteile entwickelt worden. In der Lichteintrittsöffnung eines Reflektors befinden sich bei diesen Bauelementen 2 Chips mit unterschiedlichen Emissionswellenlängen. Die Chips sind miteinander antiparallel geschaltet (Bild 10). Durch Umpolen der Betriebsspannung oder des Betriebsstroms läßt sich die eine

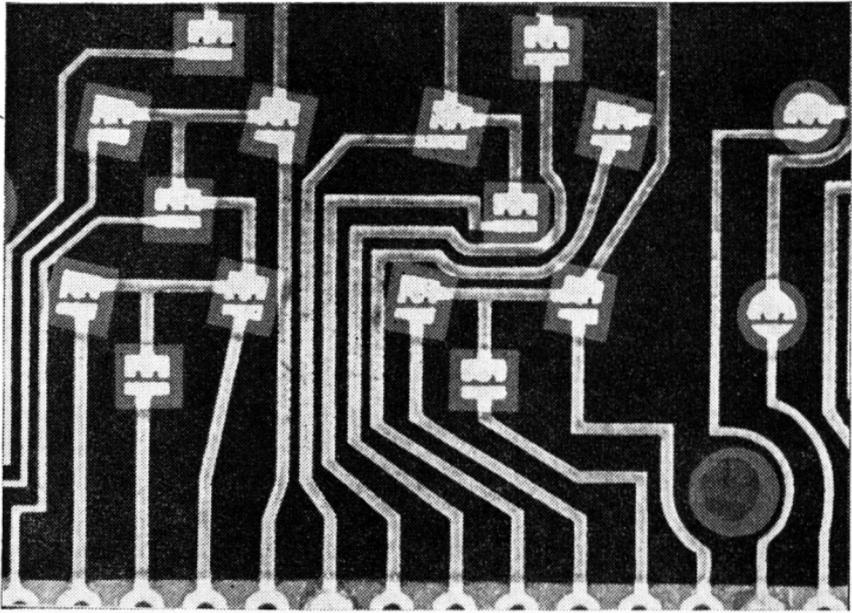


Bild 8 Leiterplatte eines mehrstelligen Reflektoranzeigesystems (Prinzip Bild 4) mit Chipplätzen für 7-Segment-Anzeige und Doppelpunkt

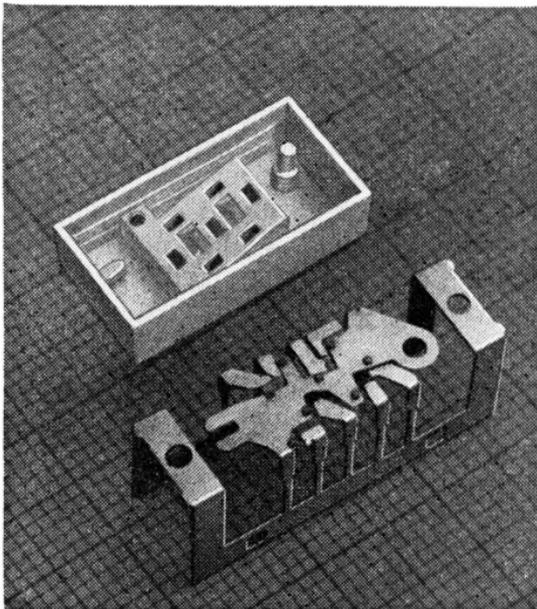


Bild 9 Metallträgersystem mit Anschlüssen für LED-Chips (Prinzip Bild 7)

oder die andere Lichtemitterdiode in Betrieb setzen. Mit dem Farbwechsel kann beispielsweise das Überschreiten vorgegebener Grenzwerte signalisiert werden.

Bild 11 zeigt eine Auswahl von der Vielfalt der Bauformen und der verwendeten Stellenzahlen. Das in Bild 12 wiedergegebene Anzeigebaulement ist ebenfalls in Reflektortechnik hergestellt. Die zeilenförmig angeordneten Reflektoren sind dem Prinzip nach wie die entsprechend Bild 5 aufgebaut. Das Bauelement ist vorzugsweise für den Einsatz in Stereogeräten gedacht. Es wird multiplex angesteuert.

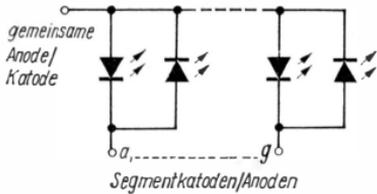


Bild 10
Innenverschaltung einer 2-Farben-7-Segmentanzeige

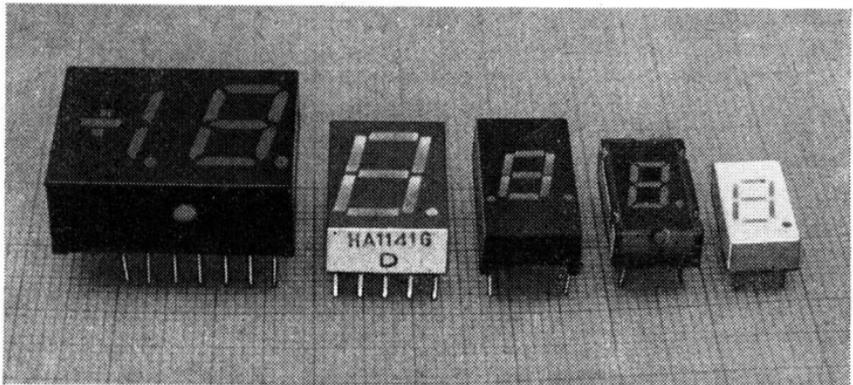


Bild 11 Unterschiedliche 7-Segment-Anzeigebaulemente in Reflektortechnik

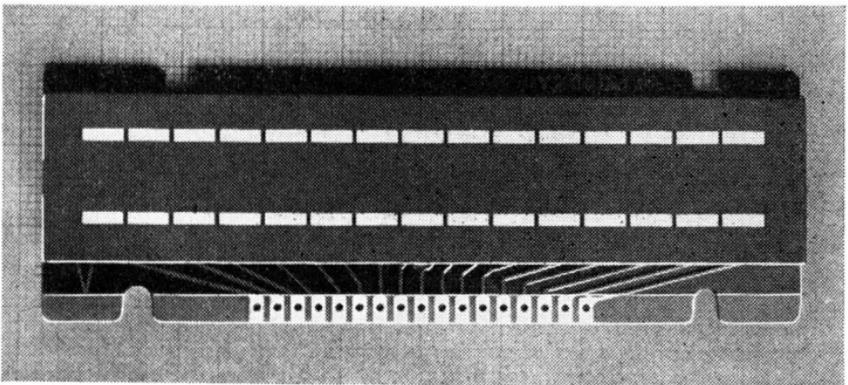


Bild 12 LED-Doppelzeile in Reflektortechnik für Stereogeräte

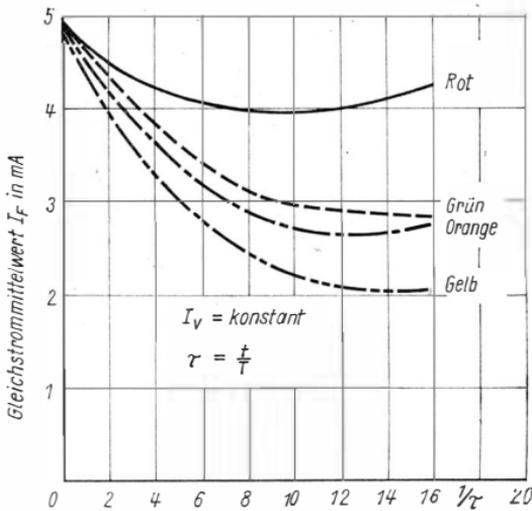


Bild 13
 Abhängigkeit des mittleren Gleichstroms I_F vom Tastverhältnis für unterschiedliche LED-Materialien bei konstanter Lichtstärke I_V

Bild 13 gibt Auskunft über Eigenschaften von Lichtemitterbauelementen unterschiedlicher Lichtfarbe, wenn sie mit Impulsfolgen betrieben werden, wie es beim Multiplexbetrieb der Fall ist. Die Kurvenscharen zeigen die Abhängigkeit des mittleren Gleichstroms I_F vom Tastverhältnis τ bei konstanter Lichtstärke I_V . Auffallend ist, daß sich für die Halbleitermaterialien mit den Emissionsfarben Grün, Gelb und Orange mit kleiner werdendem Tastgrad ($1/\tau = T/t$) die aufgenommene mittlere Leistung verringert. Eine Eigenschaft, die sich auf die Leistungsbilanz eines Geräts vorteilhaft auswirkt.

Der Rückgang des für die Aufrechterhaltung einer bestimmten Lichtstärke erforderlichen Stromes erklärt sich durch das überproportionale Ansteigen der Lichtemission bei sich erhöhendem Durchlaßstrom. Bei rot leuchtendem Material zeigt sich dagegen eine geringere Abhängigkeit des Stromes vom Tastverhältnis, wodurch auch die aufgenommene elektrische Leistung nahezu konstant bleibt.

Literatur

- [1] nach Unterlagen der Fa. Siemens
- [2] Gemeinsame Mitteilung des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) im VEB Kombinat Mikroelektronik und der Technischen Universität Dresden, Beschreibung und Applikationshinweise zum Schaltkreis A 277, 09-03-80



Thermistoren sind Widerstände, deren Wert sich bei steigender Temperatur verringert. Diese Bauelemente werden deshalb auch als Heißleiter oder NTC- (negativer Temperatur-Koeffizient) Widerstände bezeichnet. Äußerlich sind Thermistoren üblichen (Schicht-) Widerständen sehr ähnlich (besonders die der *TNM*-Reihe, Bild 2), ihrem inneren Aufbau nach den von früher bekannten Massewiderständen. Thermistoren bestehen aus gesinterten Oxyden von Nickel und Magnesium mit einigen Zusätzen. Die Temperaturabhängigkeit des Widerstandswerts von Thermistoren ist gegeben durch die Beziehung

$$R_T = r e^{b/T};$$

R_T – Widerstandswert bei einer bestimmten Temperatur T in Ω ,

r – Widerstandswert, den der Heißleiter bei der Temperatur $T = \infty$ annehmen würde, in Ω ,

b – die Energiekonstante des Heißleiters in K,

T – die absolute Temperatur, bei der sich R_T ergibt, in K.

In Bild 1 ist die Abhängigkeit des Widerstandswerts einer Auswahl von Thermistoren der *TNM*-Reihe von der Temperatur entsprechend [1] grafisch dargestellt. Hierbei ist ein Temperaturbereich bis $500^\circ\text{C} \cong 773 \text{ K}$ zugrunde gelegt. Höhere Temperaturen sind auch bei Ausführungen mit Schweißanschluß nicht zulässig. Auch bei dieser Temperatur weist der Widerstandswert noch fallende Tendenz auf, und den endgültigen kleinsten Wert, die Größe r , hat er noch nicht erreicht. Da r nur eine theoretische Größe ist, da $T = \infty$ nicht realisiert werden kann, wird zweckmäßigerweise der Widerstandswert bei $293 \text{ K} (\cong 20^\circ\text{C})$ R_{20} als Bezugsgröße gewählt. Der Widerstandswert bei einer bestimmten Temperatur T ergibt sich dann aus

$$R_T = R_{20} e^{[b/T - (b/293 \text{ K})]}.$$

Die Kurven für die Temperaturabhängigkeit des Widerstands entsprechend Bild 1 gelten nur dann genau, wenn der durch den Thermistor fließende Strom so klein ist, daß er keine nennenswerte Eigenerwärmung des Bauelements hervorruft. Je nach Bauform (Tabelle 2) liegt diese Grenze bei 0,5 oder 1 mW. Weiter enthält die Tabelle Werte für die Dissipationskonstante δ .

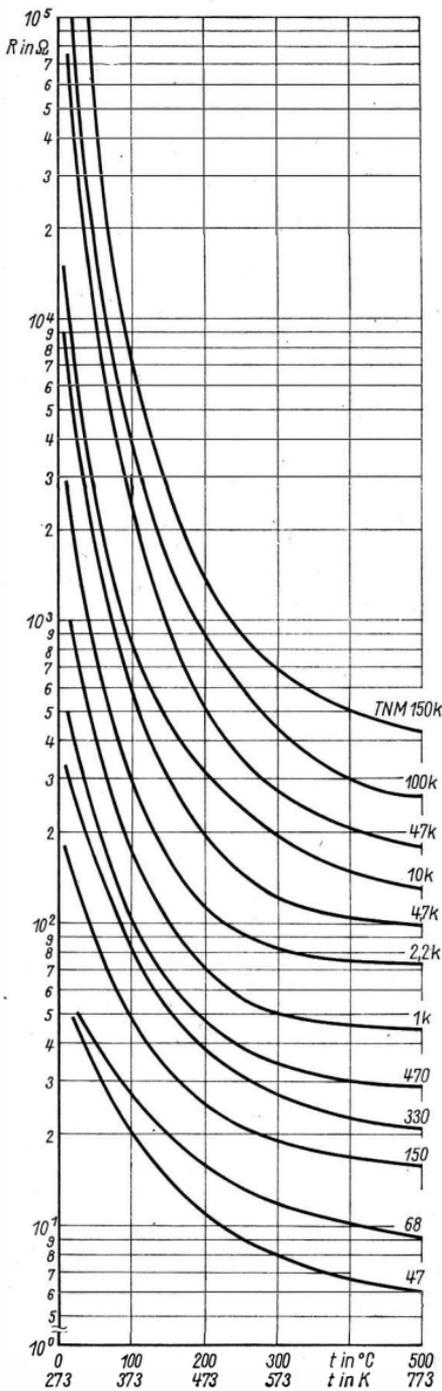


Bild 1
 Widerstandswerte
 einiger Thermistoren
 der TNM-Reihe [4]
 in Abhängigkeit von der Temperatur
 bei vernachlässigbar kleiner
 Eigenerwärmung
 durch den durchfließenden Strom

Diese gibt an, welche elektrische Leistung nötig ist, um die Temperatur des Thermistors bei ruhender Umgebungsluft um 1 K ($\cong 1^\circ\text{C}$) zu erhöhen.

Bei den meisten Anwendungsfällen werden die *TNM*- und *TNK*-Typen mit sehr kleiner Leistung betrieben, so daß ihr Widerstandswert nur von der Temperatur abhängt und durch Eigenerwärmung nicht verfälscht wird.

In einigen anderen Anwendungsfällen wird dem Thermistor eine bestimmte elektrische Leistung zugeführt, die zu einer definierten Erwärmung führt. Eine Widerstandsänderung ruft dann die Wärmeableitung durch das jeweilige umgebende Medium hervor. Die Widerstandsänderung kann zur Messung der Strömungsgeschwindigkeit des umgebenden Mediums (besonders bei Flüssigkeiten) oder der Dichte (besonders bei Gasen, auch Vakuummessung) ausgenutzt werden. Bild 2 zeigt Kennlinien einer Auswahl von Thermistoren der *TNM*-Reihe, bei denen die Eigenerwärmung berücksichtigt ist. In röhrenbestückten Fernseh- und älteren Allstrom-Rundfunkempfängern wurde die speziell für diesen Zweck ausgelegte *TNA*-Reihe von Thermistoren eingesetzt. Bild 3 zeigt die Strom-Spannungs-Kennlinien einer Auswahl der in Fernsehempfängern eingesetzten 300-mA-Reihe. Bis zur Grenze $P = 25\text{ mW}$ bzw. 50 mW zeigt die Abhängigkeit des Stromes von der Spannung einen linearen Verlauf wie bei einem üblichen Widerstand. Bei einsetzender Erwärmung infolge des Stromdurchflusses verkleinert sich der Widerstand, die Kennlinie $I = f(U)$ biegt dann ab. Eine relativ kleine Spannungsänderung führt zu einer wesentlich größeren Stromänderung als im linearen Teil. Ist erst ein gewisser Grenzwert überschritten, z. B. $U = 16\text{ V}$ bei dem *Typ TNA 10/300*, so steigt der Strom I bei fallender Spannung U infolge der Erwärmung weiter an und erreicht bei $U = 10\text{ V}$ und $I = 300\text{ mA}$ seinen Nennwert.

Die Kennlinien nach Bild 2 und Bild 3 gelten prinzipiell nur für den jeweiligen thermischen Endzustand, d. h. für den Fall, daß der Thermistor Zeit hatte, die der jeweiligen Leistung entsprechende Endtemperatur anzunehmen. Kurzzeitigen Strom- bzw. Spannungsänderungen gegenüber verhält sich der Thermistor wie ein üblicher Widerstand. Ein Maß für die Zeitabhängigkeit der Erwärmung bzw. der Abkühlung ist die Erholungszeit. Sie gibt an, in welcher Zeit sich das Bauelement von der Nenntemperatur (maximal $423\text{ K} \cong 150^\circ\text{C}$ bei den *TNM*- und *ZNK*-Typen) so weit abkühlt, bis es den halben Nennwiderstandswert aufweist. Diese Zeit hängt wesentlich von der Eigenmasse des Thermistors ab und beträgt bei den *TNM*- und *TNK*-Typen etwa 30 s , bei den wesentlich massigeren *TNA*-Typen 450 s (*TNA 10* bis 15) bzw. 550 s (*TNA 18* bis 30). Die Bezugstemperatur liegt bei den *TNA*-Typen bei $523\text{ K} \cong 250^\circ\text{C}$. Bild 4 zeigt die Bauformen.

Anwendungsbeispiel 1

Stabilisierung des Ruhestroms von Transistorstufen

Einen Transistor kann man sich aus 2 Dioden zusammengesetzt vorstellen (Basis-Kollektor-Diode und Basis-Emitter-Diode), die eine Elektrode, die

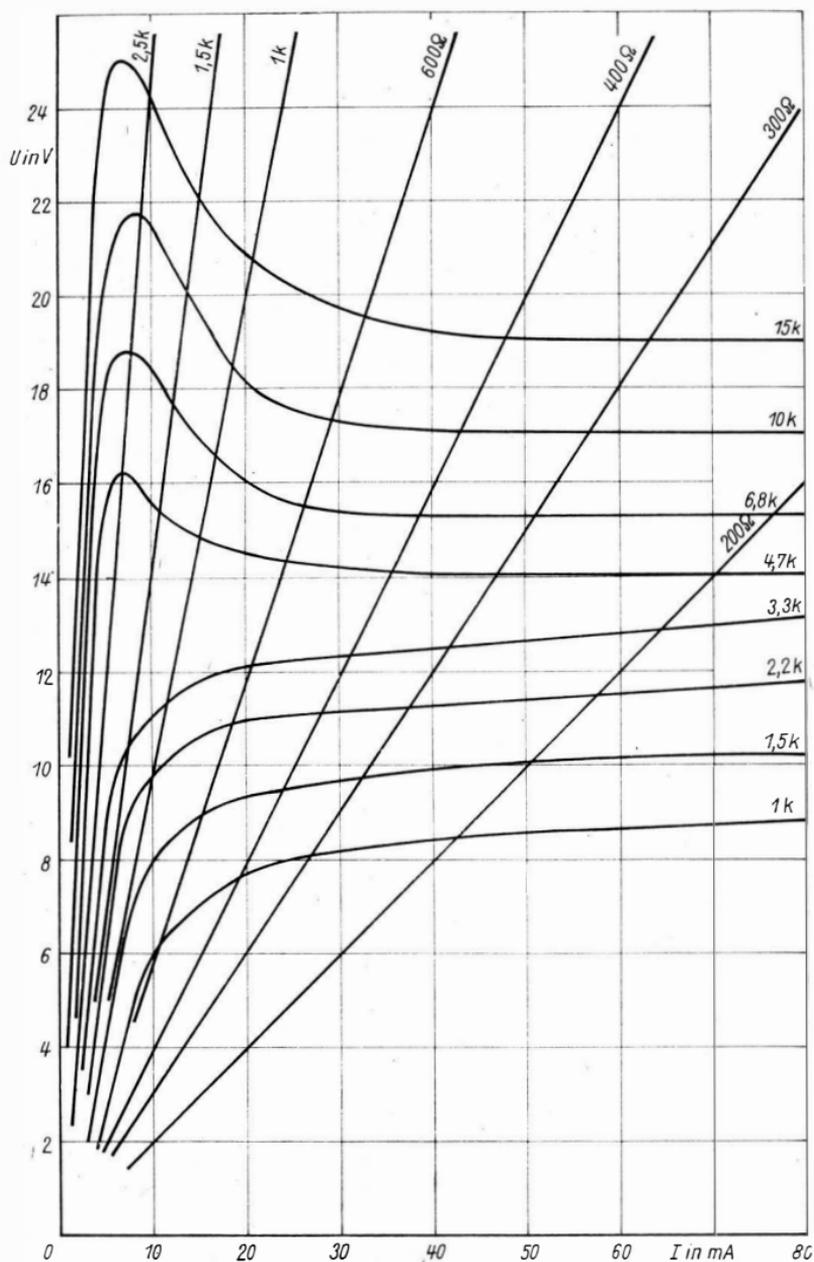


Bild 2 Strom-Spannungs-Kennlinien einiger Thermistoren der TNM-Reihe (mit Eigenerwärmung durch den durchfließenden Strom), Temperatur als Parameter

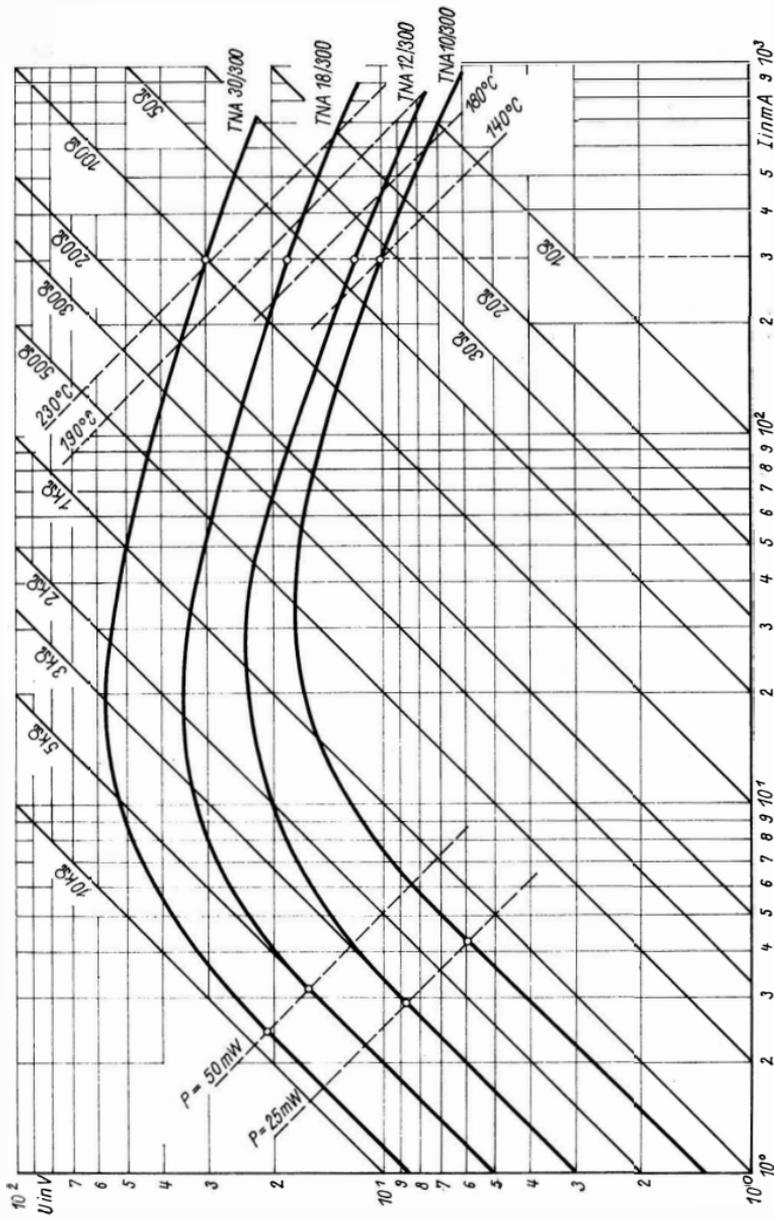


Bild 3 Strom-Spannungs-Kennlinien einiger Thermistoren der TNA-Reihe [2]

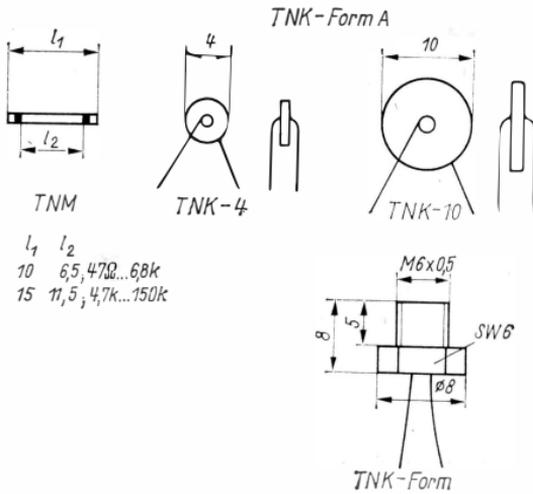


Bild 4
 Abmessungen der Thermistoren der TNM- und TNK-Reihe entsprechend [3], [4]

Basis des Transistors, gemeinsam haben. Wird an die Basis-Kollektor-Diode eines Transistors in Sperrichtung eine Spannung angelegt, so fließt bei offenem Emittter der Reststrom I_{CBO} (Bild 5). Mit steigender Temperatur steigt auch dieser Strom an. Bild 5 zeigt die I_{CBO} -Kennlinien (Mittelwerte) eines Germanium-pnp-Transistors *GS 121* und eines Silizium-npn-Transistors *SS 216* entsprechend [5]. Die jeweils entgegengesetzte Richtung von Strömen bzw. Spannungen bei pnp- und npn-Typen wurde wie auch in Bild 6 durch Betragsstriche berücksichtigt. Der temperaturabhängige Anstieg von I_{CBO} zeigt bei prinzipiell ähnlichem Verlauf einen bei Germanium gegenüber Silizium um etwa 2 Größenordnungen höheren Betrag. Der Kollektor-Emitter-Reststrom bei offener Basis I_{CEO} weist annähernd die gleiche Tendenz auf, liegt jedoch um den Stromverstärkungsfaktor β höher:

$$I_{CEO} \approx I_{CBO} \cdot \beta.$$

Als Folge des Verhaltens des Reststroms ist auch jeder beliebige andere Kollektorstrom temperaturabhängig. Bei einer festen Basis-Emitter-Spannung U_{BE} steigt der Kollektorstrom I_C mit der Temperatur an. Umgekehrt müßte die Basis-Emitter-Spannung mit der Temperatur fallen, damit der Kollektorstrom I_C konstant bleibt. Es besteht ein (reziproker) relativ linearer Zusammenhang zwischen der Sperrschichttemperatur T_j eines Transistors und der Spannung U_{BE} . Bild 6 zeigt diesen Zusammenhang jeweils für einen Ge- und einen Si-Transistor für $I_C = 1 \text{ mA}$ und $I_C = 10 \text{ mA}$. Die Steigung dieser annähernden Geraden wird auch als Temperaturdurchgriff

$$D_T = \frac{\Delta U}{\Delta T}$$

bezeichnet. Dessen Größe hängt vom Kollektorstrom I_C ab. Sie fällt mit steigendem Strom und ist bei Ge-Transistoren größer als bei Si-Typen.

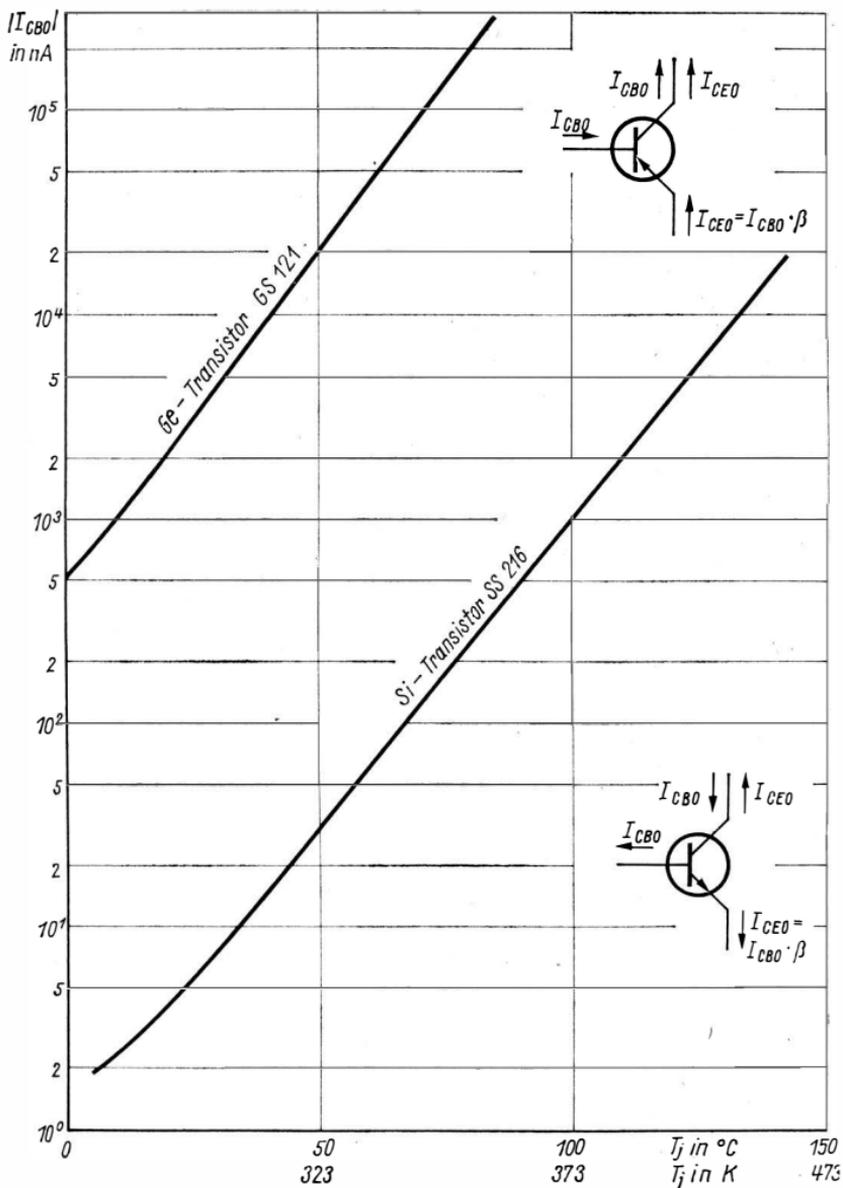


Bild 5 Kollektorreststrom I_{CBO} in Abhängigkeit von der Sperrschichttemperatur T_j für Ge-Transistoren und Si-Transistoren (Mittelwerte)

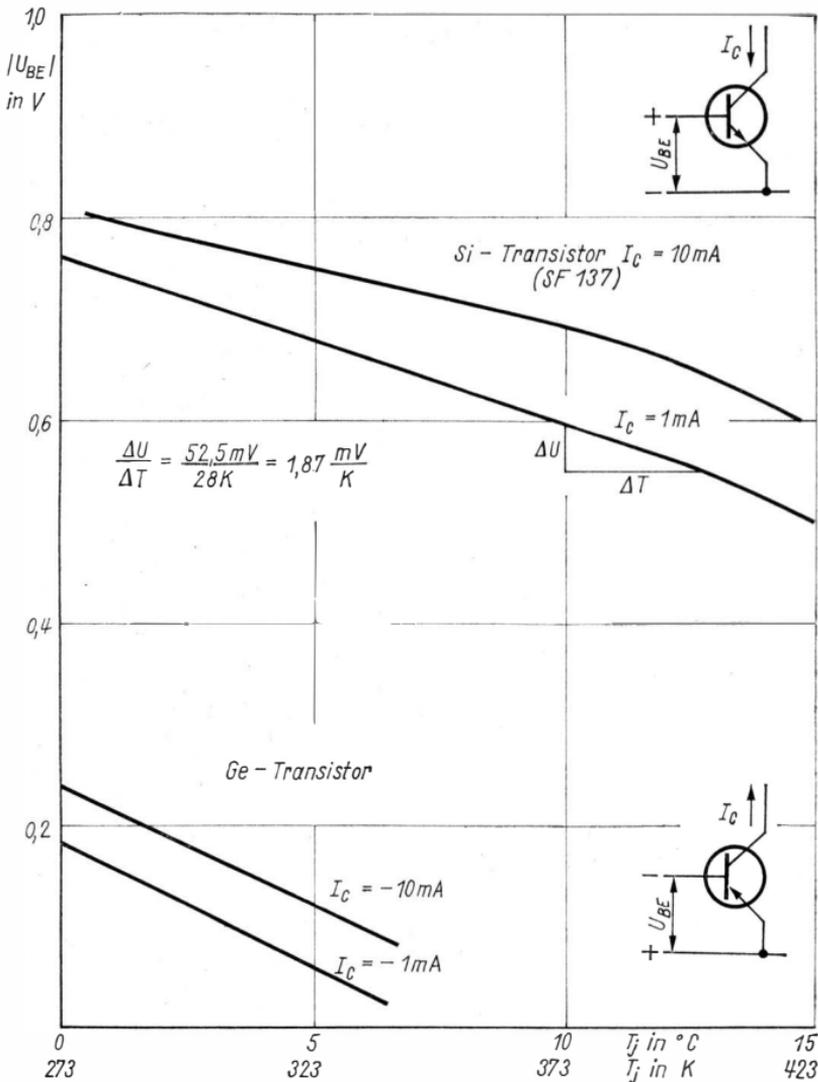


Bild 6 Abhängigkeit der Basis-Emitter-Steuerspannung U_{BE} von der Sperrschichttemperatur T_j bei konstantem Kollektorstrom I_C für Ge- und Si-Transistoren

Bild 7 zeigt die entsprechenden Abhängigkeiten vom Kollektorstrom. Aus Bild 6 geht auch hervor, daß der Temperaturdurchgriff über einen größeren Temperaturbereich konstant ist.

Von besonderer Bedeutung ist die Temperaturstabilisierung des Ruhestroms bei Transistorstufen. Während bei Transistorvorstufen durch geeignete Dimensionierung mit relativ großen Kollektor- und Emitterwider-

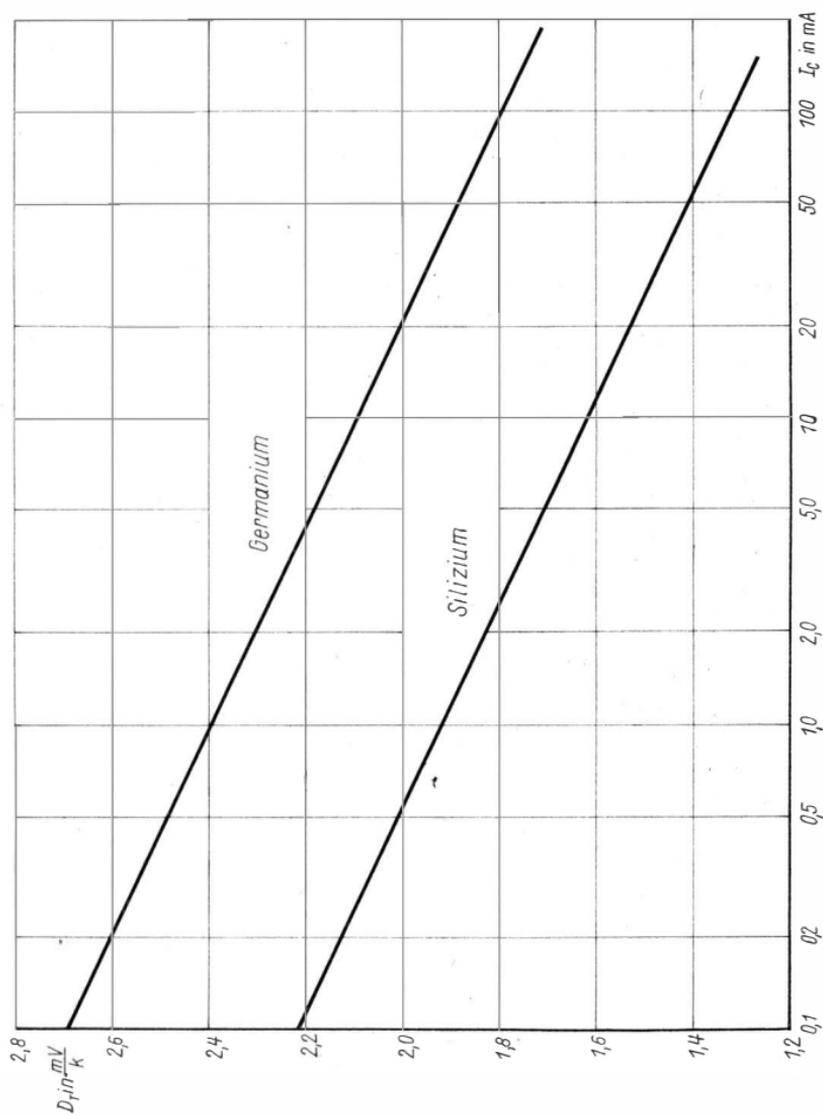


Bild 7
 Temperaturdurchgriff
 $D_T = \Delta U / \Delta T$ für Ge-
 und Si-Transistoren in
 Abhängigkeit vom
 Kollektorstrom I_C

ständen eine Temperaturstabilisierung vorgenommen werden kann, sind bei Endstufen auf Grund der relativ kleinen Widerstände im Kollektor- und Emitterkreis dafür besondere Maßnahmen erforderlich. Bild 8 zeigt eine herkömmliche Gegentakt-B-Endstufe mit Transformator und Ge-pnp-Transistoren. Die Probleme liegen bei eisenlosen und Endstufen mit Si-Transistoren prinzipiell ähnlich.

Um den Anstieg des Kollektorruhestroms mit der Temperatur zu vermeiden, wird der Basis der Endtransistoren eine mit steigender Temperatur fallende Vorspannung U_{BE} zugeführt. Der Spannungsteiler, der diese Spannung (Bild 8) erzeugt, enthält einen Thermistor R_T , dem zur Linearisierung ein temperaturunabhängiger Widerstand R_3 parallelgeschaltet ist. Ein Thermistor allein zeigt eine zu große und nichtlineare Abhängigkeit des Widerstandswerts von der Temperatur (Bild 1). Ideal wäre ein Bauelement, das genau die gleiche Temperaturabhängigkeit aufweist wie die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} bei konstantem Kollektorstrom (Bild 6).

Bei einer Reihen-Parallel-Schaltung von Thermistor und den Widerständen R_V und R_P entsprechend Bild 9a bzw. der Parallel-Reihen-Schaltung nach Bild 9b läßt sich der Gesamtwiderstand der Schaltung und die Temperaturabhängigkeit in weiten Grenzen variieren. Die Vorausberechnung einer solchen Schaltung ist relativ aufwendig. Die in [6] angegebene relativ übersichtliche Methode gilt aber nur in einem engen Bereich in der Nähe der Bezugstemperatur ($293\text{ K} \approx 20^\circ\text{C}$), für die die Temperaturkonstante T_K als

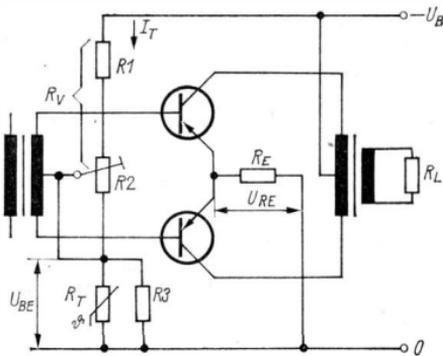


Bild 8
Temperaturkompensation bei einer Gegentakt-B-Endstufe mit Übertragern

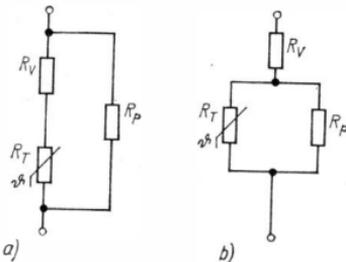


Bild 9
Reihen-Parallel-Schaltung (Bild 9a) und Parallel-Reihen-Schaltung (Bild 9b) von Thermistor und Widerständen

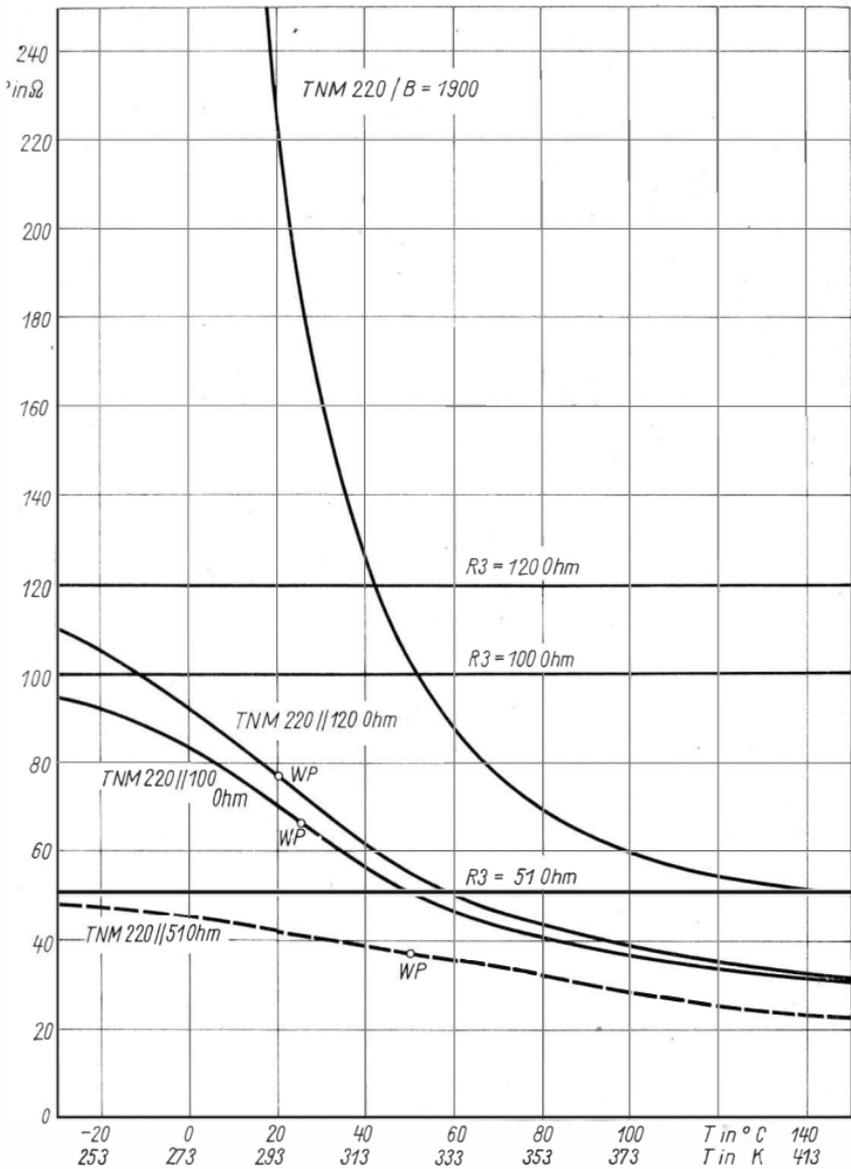


Bild 10 Widerstandwert in Abhängigkeit von der Temperatur für einen Thermistor TNM 220 und für die Parallelschaltungen eines TNM 220 mit Widerständen von 51 Ω , 100 Ω und 120 Ω

Katalogangabe bekannt ist. Andere Methoden sind mathematisch aufwendig und für Amateure nur bedingt geeignet [7], [8]. Eine grafisch-rechnerische Methode findet der Leser in [9].

In den meisten Fällen, in denen der Amateur Halbleiter zur Temperaturstabilisierung von Transistorschaltungen einsetzt, genügt eine überschlägige Bestimmung. Allgemein ist der Thermistor in einer Schaltung ähnlich Bild 8 so zu dimensionieren, daß die an ihm abfallende Steuerwechselspannung klein bleibt, die Verlustleistung nicht zu einer Erwärmung durch den durchfließenden Strom führt ($P_v \leq 0,5$ bzw. 1 mW) und an ihm annähernd die für den Ruhestrom erforderliche Spannung U_{BE} abfällt. Bei Schaltungen mit Ge-Transistoren kommen für R_T Werte von etwa 50 Ω bis zu einigen hundert Ohm in Frage, für Schaltungen mit Si-Transistoren (überwiegend eisenlose Endstufen) Werte bis zu einigen Kiloohm.

Bild 10 zeigt die Abhängigkeit bei Parallelschaltungen von Thermistor R_T und unterschiedlichen Größen von Widerständen R_3 (z. B. gestrichelte Linie $TNM\ 220\parallel 51\ \Omega$). Bei sehr niedrigen Temperaturen wird der Widerstandswert des Thermistors sehr groß. Der Gesamtwiderstand der Parallelschaltung nähert sich der Größe von R_3 . Bei sehr hohen Temperaturen schließt der Halbleiter den Widerstand R_3 nahezu kurz und bestimmt im wesentlichen den Widerstandswert der Parallelschaltung (Bild 10 bei $T = 413\ K$). Zwischen diesen beiden Extremen, die durch entgegengesetzte Krümmung der Kennlinie der Parallelschaltung gekennzeichnet sind, liegt in der Nähe des Wendepunkts WP der Teil mit der größten Linearität (gut erkennbar an den Kurven, Bild 10). Eine optimale Dimensionierung der Schaltung ist gegeben, wenn der interessierende Temperaturbereich symmetrisch um diesen Wendepunkt liegt.

Der für diese optimale Dimensionierung erforderliche Parallelwiderstand errechnet sich nach [10] aus

$$R_3 = \frac{\frac{B}{T} - 2}{\frac{B}{T} + 2} \cdot R_T;$$

B – Energiekonstante des Thermistors in K (Tabelle 1), T – Temperatur des Thermistors, bei der der Wendepunkt liegen soll, in K, R_T – Widerstand des Thermistors bei der Temperatur T in Ω , R_3 in Ω .

In der Praxis wird der Amateur einen Thermistor-Typ wählen, dessen Nennwert (bei 293 K $\approx 20^\circ C$) etwa 2- bis 5mal so groß ist wie der vorher überschlägig berechnete Wert der Parallelschaltung R_p . Aus den Kurven (Bild 1) kann der ungefähre Widerstandswert bei der gewünschten mittleren Temperatur (Wendepunkt) ersehen werden. Bei Ge-Transistoren legt man den Wendepunkt zweckmäßigerweise auf 293 K $\approx 20^\circ C$ und kann auf diese Weise bei der Berechnung von R_3 den Nennwert des Thermistors einsetzen. Als Beispiel (Bild 8) sei R_3 für einen Thermistor $TNM\ 220$ für eine mittlere Temperatur von 293 K zu berechnen. Nach Tabelle 1 ist für den $TNM\ 220$: $B = 1900\ K$;

$$R_3 = \frac{\frac{1900}{293} - 2}{\frac{1900}{293} + 2} \cdot 220 = \frac{6,48 - 2}{6,48 + 2} \cdot 220 = 0,541 \cdot 220$$

$$= 119,5 \Omega.$$

Der Wert der Parallelschaltung R_P errechnet sich aus

$$R_P = \frac{R_T \cdot R_3}{R_T + R_3},$$

wobei für R_3 ein dem errechneten Wert naheliegender Normwert, im vorliegenden Fall 120Ω , verwendet wird. Aus den Kurven (Bild 1) wird der Widerstandswert für eine zweite Temperatur, etwa 20 oder 30 K höher als der Wendepunkt, ermittelt und auch hierfür die Parallelschaltung berechnet. Für das Beispiel ergeben sich bei $313 \text{ K} \cong 40^\circ\text{C}$

$$R_T \approx 128 \Omega; \quad R_P \approx 61,5 \Omega.$$

Da die Temperaturabhängigkeit der Parallelschaltung in einem Bereich von etwa ± 20 bis 30 K als annähernd linear angesehen werden kann, wird diese mit einer Geraden durch beide Punkte, die man noch um etwa 30 K über den Wendepunkt hinaus verlängert (nach niedrigen Temperaturen hin), hinreichend genau angegeben. Setzt man diese Parallelschaltung in einem Spannungsteiler entsprechend Bild 8 ein, so läßt sich an Hand der Temperaturabhängigkeit des Widerstandswerts auch auf die der Spannung U_{BE} schließen, wobei die Wahl einer geeigneten Größe des Teilerquerstroms I_T wichtig ist. Im vorliegenden Fall erhält man mit $I_T = 2,7 \text{ mA}$

$$\text{bei } T = 293 \text{ K} : U_{BE} = 2,7 \text{ mA} \cdot 77 \Omega = 208 \text{ mV},$$

$$\text{bei } T = 313 \text{ K} : U_{BE} = 2,7 \text{ mA} \cdot 61,5 \Omega = 166 \text{ mV},$$

somit wird

$$\frac{\Delta U}{\Delta T} = \frac{208 \text{ mV} - 166 \text{ mV}}{313 \text{ K} - 293 \text{ K}} = \frac{42 \text{ mV}}{20 \text{ K}} = 2,1 \frac{\text{mV}}{\text{K}}.$$

Wie aus Bild 7 hervorgeht, wäre mit diesem Wert der Ruhestrom eines Ge-Transistors von $I_C = 10 \text{ mA}$ voll temperaturkompensiert. Auf Grund von Streuungen der Transistordaten und eines eventuell kleiner gewünschten Ruhestroms als 10 mA können die sich bei 293 K einstellenden 208 mV etwas zu groß sein. Hier hilft eine geringfügige Verkleinerung von I_T , jedoch bei einer unwesentlichen Verschlechterung der Temperaturkompensation. Andererseits fällt über dem gemeinsamen Emittterwiderstand R_E eine Spannung von üblicherweise 10 bis 50 mV ab, die ebenfalls zur Verkleinerung der zwischen Basis und Emittter wirksamen Spannung führt, die Temperaturkompensation aber nicht beeinflusst.

Anwendungsbeispiel 2

Temperaturstabilisierung bei eisenlosen Endstufen

Bei eisenlosen Endstufen (Bild 11) ergeben sich quantitativ etwas andere Verhältnisse. Zwischen den Basisanschlüssen der Treibertransistoren T2 und T4 wird eine Spannung U_{BB} benötigt, die sich zusammensetzt aus den Basis-Emitter-Spannungen der Transistoren T5, T4 und T2 sowie den Spannungsabfällen über die Emitterwiderstände von T2 und T5. Für Si-Transistoren erhält man für U_{BB} einen Wert von etwa 2,2 V und für Ge-Transistoren von etwa 0,75 V. Auf Grund der Gleichstromkopplung der Gegentaktschaltung ergibt sich näherungsweise auch eine Addition der Temperaturdurchgriffe aller 4 Transistoren (T2 bis T5). Nimmt man einen Ruhestrom für die Leistungstransistoren T3 und T5 von 50 mA und für T2 und T4 von etwa 10 mA an, so erhält man entsprechend Bild 7 bei Si-Transistoren $D_T \approx 1,6 \text{ mV/K}$ für T2 und T4 sowie $D_T \approx 1,4 \text{ mV/K}$ für T3 und T5. Als Summe aller Temperaturdurchgriffe ergibt sich

$$D_T \approx 2 \cdot 1,6 \text{ mV/K} + 2 \cdot 1,4 \text{ mV/K} = 6 \text{ mV/K}.$$

Die entsprechenden Werte für Ge-Transistoren sind

$$D_T \approx 2 \cdot 2,1 + 2 \cdot 1,7 \approx 7,6 \text{ mV/K}.$$

Wählt man für eine Schaltung mit Si-Transistoren den Wendepunkt bei $323 \text{ K} \approx 50^\circ\text{C}$ und einen Thermistor T_{NM} $1,5 \text{ k}\Omega$, so erhält man nach entsprechender Interpolation aus den Kurven Bild 1 (zwischen T_{NM} $1 \text{ k}\Omega$

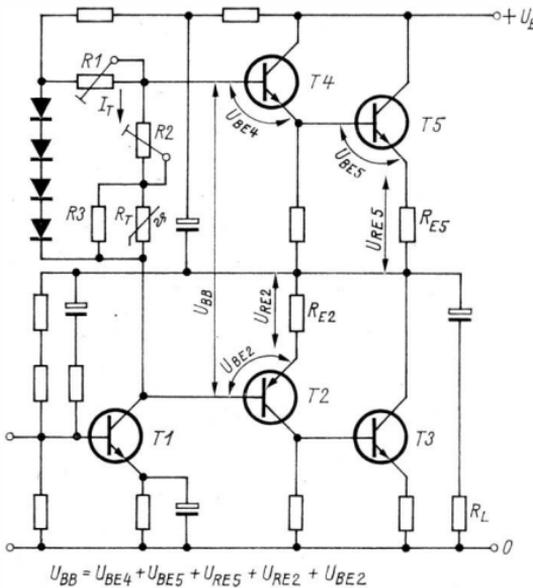


Bild 11
Eisenlose Quasi-Komplementär-Endstufe mit Kennzeichnung der für die Temperaturkompensation des Ruhestroms maßgeblichen elektrischen Größen und Bauteile

und T_{NM} 2,2 k Ω) die Werte R_T bei 323 K etwa 590 Ω , bei 353 K (80°C) etwa 300 Ω . R_3 errechnet sich dann aus

$$R_3 = \frac{\frac{2800}{323} - 2}{\frac{2800}{323} + 2} \cdot 590 = 368 \Omega, \text{ gewählt } 390 \Omega.$$

Die Werte der Parallelschaltung ergeben sich dann zu $R_p = 225 \Omega$ bei 323 K und $R_p = 170 \Omega$ bei 353 K. Bei einem Spannungsteilerquerstrom von $I_T = 3,3$ mA erhält man als Spannungsabfall über der Parallelschaltung

$$\text{für } 323 \text{ K} - \Delta U = 3,3 \text{ mA} \cdot 225 \Omega = 743 \text{ mV},$$

$$\text{für } 353 \text{ K} - \Delta U = 3,3 \text{ mA} \cdot 170 \Omega = 563 \text{ mV},$$

somit wird

$$\frac{\Delta U}{\Delta T} = \frac{743 \text{ mV} - 563 \text{ mV}}{353 \text{ K} - 323 \text{ K}} = \frac{180 \text{ mV}}{30 \text{ K}} = 6 \text{ mV/K}.$$

Zur Einstellung des Ruhestroms bei Raumtemperatur wird eine Spannung U_{BB} von etwa 2,2 V benötigt. Bei 293 K hat der Thermistor seinen Nennwiderstand von 1,5 k Ω . Die Parallelschaltung hat bei dieser Temperatur einen Wert von $R_p = 310 \Omega$. Als Spannungsabfall ΔU ergibt sich dabei $\Delta U = 3,3 \text{ mA} \cdot 310 \Omega = 1023 \text{ mV}$. Da zur Einstellung des Ruhestroms eine Spannung von etwa 2,2 V benötigt wird, muß ein zusätzlicher Widerstand R_2 eingefügt werden, an dem die Differenzspannung U_2 abfällt.

$$U_2 = 2,2 - 1,023 = 1,177 \text{ V}.$$

Somit wird

$$R_2 = \frac{1,177 \text{ V}}{3,3 \text{ mA}} \approx 350 \Omega.$$

Zur genauen Einstellung des Ruhestroms verwendet man zweckmäßig einen Einstellregler 500 Ω .

Man erkennt, daß sich durch eine Änderung des Teilerquerstroms I_T der Temperaturgang der Spannung über der Parallelschaltung von R_T und R_3 variieren läßt. Ein größerer Teilerstrom I_T ergibt bei der gleichen Widerstandskombination auch eine größere Abhängigkeit $\Delta U/\Delta T$, wobei I_T mit R_1 eingestellt werden kann. Der zusätzliche Widerstand R_2 dagegen verschiebt die Spannung U_{BB} und damit den Ruhestrom nur nach oben, ohne das Temperaturverhalten wesentlich zu ändern.

Ein größerer Wert von R_3 führt auch zu einem größeren Betrag von $\Delta U/\Delta T$ und zu einer steileren Kurve entsprechend Bild 10, aber auch zu einem tiefer liegenden Wendepunkt. Umgekehrt ergibt ein kleinerer Wert von R_3 einen Wendepunkt bei höheren Temperaturen, aber auch eine flachere Kurve. Die Parallelschaltung von R_T und R_3 sollte möglichst so

dimensioniert sein, daß ein zusätzlicher (einstellbarer) Widerstand R_2 gebraucht wird. Bei den niedrigen Werten von U_{BE} wird das bei Ge-Transistoren nicht immer möglich sein.

Als Beispiel sei für eine Schaltung mit Ge-Transistoren ähnlich Bild 11 ein Thermistor *TNM 680* gewählt. Für R_3 errechnet sich ein Wert von 430Ω . Der Widerstand der Parallelschaltung R_P beträgt bei 293 K 262Ω und bei 313 K 186Ω . Mit einem Teilerstrom von $I_T = 2,9 \text{ mA}$ erhält man die etwa gerade noch zulässige Größe von $U_{BB} = 760 \text{ mV}$. Dabei ergibt sich für $\Delta U/\Delta T = 7,33 \text{ mV/K}$ ein etwas kleinerer Wert. Bei entsprechend höherer, erforderlicher Vorspannung von T5 (Exemplarstreuung) kann auch I_T noch vergrößert werden, wodurch man auch einen günstigeren Wert für $\Delta U/\Delta T$ erhält.

Tabelle 1 Thermistoren der TNM-Reihe (Auszug aus TGL 14281 Bl.04)

TNM-Typ entsprechende Kaltwiderstände bei 20°C (293 K) in Ω	Energiekonstante b in K	Temperaturkonstante T_K bei 20°C (293 K) in $\%/^\circ\text{C}$
47	1500	1,7
56	1550	1,8
68	1600	1,9
82	1650	1,9
100	1700	2,0
120	1750	2,0
150	1800	2,1
180	1850	2,1
220	1900	2,2
270	1950	2,3
330	2000	2,4
390	2100	2,5
470	2200	2,6
560	2300	2,7
680	2400	2,8
820	2500	2,9
1 k Ω	2600	3,0
1,2 k Ω	2700	3,1
1,5 k Ω	2800	3,3
1,8 k Ω	2900	3,4
2,2 k Ω	3000	3,5
2,7 k Ω	3100	3,6
3,3 k Ω	3150	3,7
3,9 k Ω	3200	3,7
4,7 k Ω	3250	3,8
5,6 k Ω	3300	3,9
6,8 k Ω	3400	4,0

TNM-Typ entsprechende Kaltwiderstände bei 20°C (293 K) in Ω	Energiekonstante b in K	Temperaturkonstante T_K bei 20°C (293 K) in %/grad
8,2 k Ω	3500	4,1
10 k Ω	3600	4,2
12 k Ω	3700	4,3
15 k Ω	3800	4,4
18 k Ω	3900	4,5
22 k Ω	3950	4,6
27 k Ω	4050	4,7
33 k Ω	4100	4,8
39 k Ω	4200	4,9
47 k Ω	4300	5,0
56 k Ω	4400	5,1
68 k Ω	4500	5,2
82 k Ω	4650	5,4
100 k Ω	4800	5,6
150 k Ω	5000	5,8

Tabelle 2 Eigenschaften der Thermistoren der TNM-Reihe

Form	A	B	C	D
Oberfläche des Thermistors	nicht umhüllt	umhüllt	nicht umhüllt	glasiert
Anschlußdrähte	verzinnt lötbar		nicht verzinnt, schweißbar	
Temperaturbereich	-65 ... 150°C (208 ... 423 K)		-65 ... 500°C, (208 ... 773 K)	400°C (208 bis 673 K)
Belastbarkeit	1 W		2 W	
Eigenleistung ohne Erwärmung		0,5 mW		
Dissipationskonstante δ		5 mW/K		

Bauform A 4 und B		Bauform A 10	
Kaltwiderstand bei 20°C in Ω	Energiekonstante b in K	Kaltwiderstand bei 20°C in Ω	Energiekonstante b in K
47	2500	1,5	1750
470	3300	4,5	2420
1,5 k Ω	3700	18	3100
10 k Ω	4100	47	3200
		100	3400
		150	3600
		470	3800
		1 k Ω	4000

Tabelle 3 Eigenschaften der Thermistoren der TNK-Reihe

Form	A 4	A 10	B
maximale Betriebstemperatur	120°C (393 K)		80°C (353 K)
Belastbarkeit	0,5 W	1 W	— W
Eigenleistung ohne Erwärmung	0,5 mW	1 mW	— mW
Dissipationskonstante δ	6 mW/K	10 mW/K	7,5 mW/K

Literatur

- [1] VEB Keramische Werke Hermsdorf, Katalog über Halbleiterwiderstände
- [2] TGL 14281 Bl. 02, NTC-Widerstände für Anlaßzwecke, TNA-Reihe
- [3] TGL 14821 Bl. 03, NTC-Widerstände für Kompensationszwecke, TNK-Reihe
- [4] TGL 14281 Bl.04, NTC-Widerstände für Meßzwecke, TNM-Reihe
- [5] Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Kataloge über Germanium-Transistoren und Silizium-Transistoren
- [6] *Albrecht, H.*: Widerstände mit vorgeschriebenem Temperaturkoeffizienten, radio und fernsehen 14 (1965), Heft 6, Seite 182 bis 183
- [7] *Ruder, G.*: Temperaturstabilisierung mit Heißeiterwiderständen, radio und fernsehen 13 (1964), Heft 24, Seite 760 bis 761
- [8] *Markow, M.*: Linearisierung von Thermistorkennlinien, radio fernsehen elektronik 19 (1970), Heft 4, Seite 126 bis 130
- [9] *Berger, K.H.*: Dimensionierung von Heißeiterschaltungen, radio fernsehen elektronik 23 (1974), Heft 3, Seite 99 bis 102
- [10] Telefunken-Taschenbuch Röhren, Halbleiterbauteile, Ausgabe 1965, Seite 543 bis 551

Der Begriff *Varistor* ist eine Abkürzung, die aus den Worten *variable resistor* entstand. Eine häufig benutzte Bezeichnung ist VDR. Dem liegt der englische Ausdruck *voltage dependent resistor* zugrunde, was übersetzt *spannungsabhängiger Widerstand* heißt. Die nicht selten anzutreffende Bezeichnung VDR-Widerstand ist demnach nicht exakt, da die Abkürzung bereits das Wort Widerstand enthält. Dann ist es schon sinnvoller, von VDR-Element zu sprechen. Da es sich um einen Widerstand handelt, hat man das VDR-Schaltzeichen von dem des Widerstands abgeleitet. Die Beeinflussbarkeit des Widerstandswerts wird durch einen Schrägstrich angedeutet. Um kenntlich zu machen, daß die Spannung als Einflußgröße wirkt, schreibt man das Formelzeichen U an das Symbol.

Zusammenhang zwischen Strom und Spannung

Der genannte Zusammenhang kann durch eine verhältnismäßig einfache Formel ausgedrückt werden:

$$U = CI^\beta;$$

Spannung U in V, Strom I in A. Die beiden Konstanten C und β sind die eigentlichen Kennwerte eines Varistors. Sie bedeuten:

- C – Bauartkonstante, sie hängt wesentlich mit dem Querschnitt und dem Material des Varistors zusammen. C gibt an, welche Spannung angelegt werden müßte, damit ein Strom von 1 A fließen kann.
- β – Materialkonstante, die als Nichtlinearitätskoeffizient bezeichnet wird. Sie kennzeichnet den Spannungsanstieg in seinem Zusammenhang mit der Stromzunahme. $\beta = 1$ entspricht einem ohmschen Widerstand.

Varistoren bestehen aus Siliziumkarbidkörnern, die mit tonartigen Bindemitteln verpreßt werden, danach folgt eine Sinterung bei hohen Temperaturen.

Das Varistor-Kennlinienbild

Varistoren haben die Eigenheit, daß der Strom mit steigender Größe der angelegten Spannung verhältnismäßig stark zunimmt. Dieser Zusammenhang

gilt für beide Stromrichtungen gleichermaßen. Bild 1 zeigt eine typische Spannungs-Strom-Kennlinie im linearen Maßstab. Beim genauen Betrachten dieser Kennlinie wird auffallen, daß diese im Prinzip dem Verlauf der Spannungs-Strom-Kennlinie einer Ventildioden-Antiparallelschaltung gleicht. Außerdem ist aus diesem Bild gut zu erkennen, daß bei zunehmender Spannung der Strom zunächst wenig ansteigt. Der Varistor hat somit für niedrige Spannungen hohe Widerstandswerte. Zu sehen ist weiterhin, daß mit weiter wachsender Spannungsgröße der Strom im Vergleich zur Spannung schneller zunimmt, d. h. kleiner werdender Widerstandswert für höhere Spannungen.

Für die praktische Auswertung ist die Kennliniendarstellung im doppellogarithmischen Maßstab besser geeignet. Bild 2 veranschaulicht ein Beispiel. Diese Kennlinien werden vom Hersteller angegeben. Der logarithmische Maßstab ermöglicht es, in einem Bild große Zahlenbereiche derart unterzubringen, daß die Zahlenwerte vom Anfang eines solchen Bereichs ebensogut abzulesen sind wie die Zahlen von diesem Bereichsende. Der Werkstoff des Varistors weist eine gewisse Dielektrizitätskonstante auf, die sich als verlustbehaftete Eigenkapazität niederschlägt. Das führt zu einer frequenzabhängigen Kennlinie, wie das Bild 3 verdeutlicht. Somit weichen gegenüber den Kennlinien mit Gleichspannung die mit Wechselstrom aufgenommenen Kennlinien ab. Der Frequenzeinfluß macht sich besonders bei

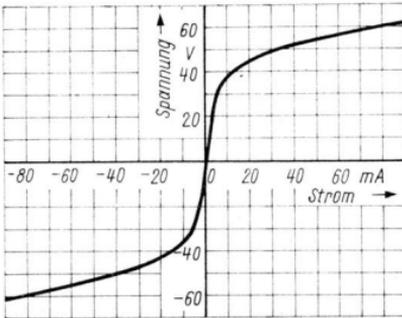


Bild 1
Varistor-Kennlinie (linearer Maßstab)

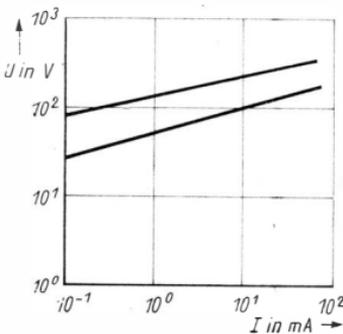


Bild 2
 U/I -Kennlinie im doppellogarithmischen Maßstab für zwei unterschiedliche Typen

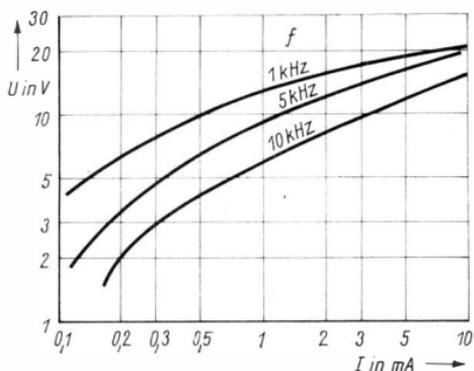


Bild 3
 Frequenzabhängigkeit
 der Spannungs-Strom-
 Kennlinie eines Varistors

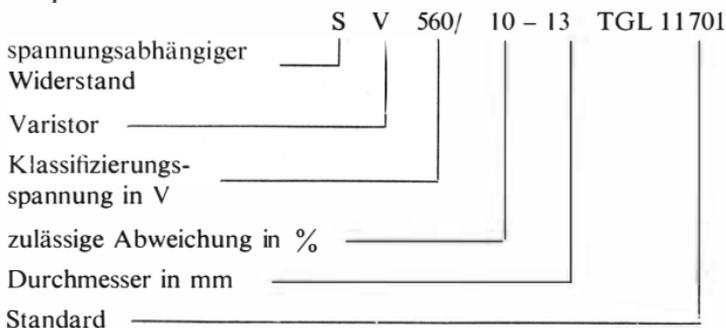
kleinen Spannungen und Frequenzen größer 200 Hz bemerkbar. Es treten bei Wechselspannung Verzerrungen der Strom- und Spannungskurven auf. Diese Verzerrungen sind um so größer, je kleiner β ist. Die Anwendungsgrenze liegt bei etwa 5 kHz.

Varistoren der DDR-Produktion

Varistoren werden nach der TGL 11 701 vom Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf gefertigt. Für den Amateur sind die SV-13- sowie SV-44-Typenreihen interessant. Tabelle 1 enthält alle wesentlichen Kenndaten dieser Reihen.

Die Kennzeichnung der Bauelemente geschieht nach folgendem Schema: Herstellerzeichen – Klassifizierungsspannung – zulässige Abweichung von der Klassifizierungsspannung – Gütezeichen – Herstellungsdatum.

Beispiel



**Tabelle 1 Kenndaten von Varistoren
des Kombinats VEB Keramische Werke Hermsdorf**

Klassifizierungs- spannung U_K in V	zulässige Abweichung in %	d in mm	s in mm	maximale Belast- barkeit in W	Nicht- linearitäts- koeffizient β		Bau- form				
					von	bis					
22	± 20				0,25	0,35					
33					0,23	0,31					
47											
56					3						
68											
82	0,19	0,27									
100	± 10	13	—	0,9	0,15	0,23	A, B				
120					5						
150											
180					± 20	± 2		—			
220											
270	7										
330											
390											
470							0,14	0,22			
560											
680											
10	± 20		3		0,25	0,40					
15					0,21	0,30					
22											
33					4,5						
47											
56											
68	44	—	3,7		0,18	0,26	B				
82											
100											
120								± 2			
150											
180	± 10	5	—								
220											
270							± 20	7	—	0,14	0,22
330											
390							8				
470											
560											
680											

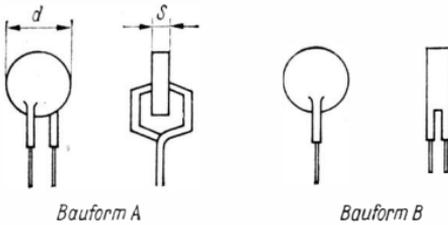


Bild 4
 Ausführungsformen von Silizium-
 Karbid-Varistoren des Kombinars
 VEB Keramische Werke Herms-
 dorf

Bild 4 enthält die lieferbaren Bauformen.

Als weitere technische Kennwerte wären zu nennen:

Maximale Betriebstemperatur (durch die Schmelztemperatur des Lotes begründet)	120°C
Maximale Belastbarkeit bei Dauerbetrieb	0,9 W (SV-13-Reihe) 3,7 W (SV-44-Reihe)
bei Impulsbetrieb	etwa 60 Ws/1 g Masse
Spannungsabnahme bei konstantem Strom und Umgebungstemperatur- erhöhung	etwa 0,15%/°C
Stromzunahme bei konstanter Spannung und Umgebungstemperatur- erhöhung	etwa 0,7%/°C

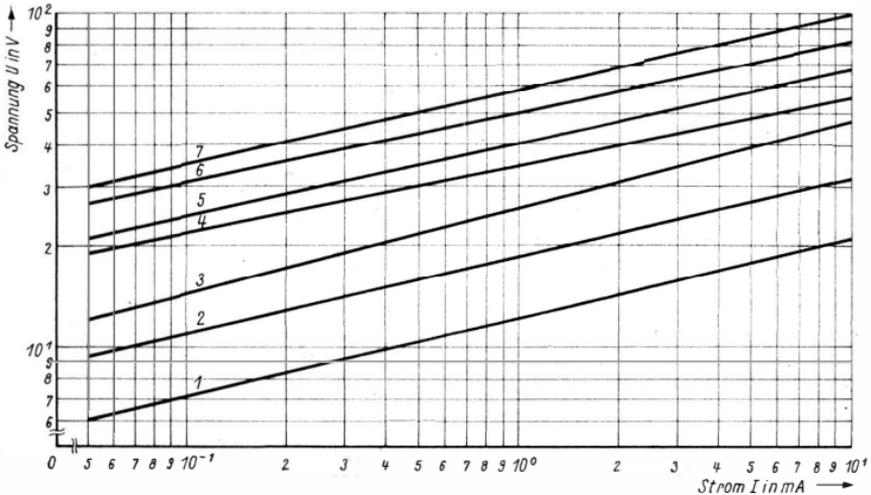


Bild 5 Statische Kennlinien einiger Varistoren (Zuordnung siehe Text)

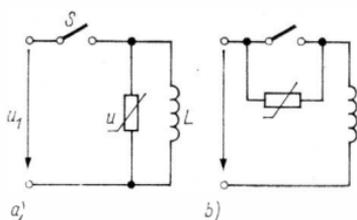


Bild 6
 Überspannungsschutz mit Varistor;
 a – Varistor parallel zur Induktivität,
 b – Varistor parallel zum Schalter

Bild 5 gibt die statischen Kennlinien einiger Varistoren der SV-13-Typenreihe wieder. Die entsprechende Kennlinien-Nummer gehört zu folgenden Typen:

Typ	Kennlinien-Nummer
SV 22/20 – 13	1
SV 33/20 – 13	2
SV 47/20 – 13	3
SV 56/10 – 13	4
SV 68/10 – 13	5
SV 82/10 – 13	6
SV 100/10 – 13	7

Anwendungshinweise

Varistoren werden vorwiegend zur Stoßspannungsbegrenzung sowie zur Spannungsstabilisierung verwendet. Bei der Anwendung ist in jedem Fall zu beachten, daß

- die höchste zulässige Betriebsspannung sowie
- die zulässige Dauerverlustleistung

nicht überschritten werden. Man beachte außerdem, daß die Dauerverlustleistung nicht nur von den elektrischen Größen, sondern auch von der Häufigkeit der auftretenden Spannungsspitzen abhängt.

In erster Linie verwendet man Varistoren zum Schutz vor Überspannungen, wie sie beim Abschalten von Induktivitäten entstehen. Bild 6 zeigt die Anwendung. Die Variante gemäß Bild 6a läßt sich für Speisespannungen bis etwa 100 V anwenden. Andernfalls wird der Varistor entsprechend Bild 6b dem Kontakt parallelgeschaltet. Hierfür sollte der Varistor so ausgewählt werden, daß dieser bei geschlossenem Schalter S etwa ein Zehntel des Spulenstroms aufnimmt. Nähere Ausführungen hierzu siehe [2] und [3]. Tabelle 2 enthält Richtwerte, wie sie beispielsweise vom Kombinat *Elektro-Apparate-Werke* Berlin für RELOG-Relais angegeben werden.

Eine sinnvolle Anwendung – wenn auch seltener – ist die Begrenzung von Überspannungen, die beim Abschalten eines Transformators entstehen. Hier kann der Varistor entweder die Primär- oder die Sekundärseite überbrücken.

**Tabelle 2 VDR-Richtwerte zur Überspannungsbegrenzung an Relaisspulen
(nach Kombinat Elektro-Apparate-Werke Berlin)**

Relais- Betätigungsspannung U_B in V	VDR-Typ
12	SV 15/10-44
24	SV 33/10-13
48	SV 56/10-13
60	SV 68/10-13

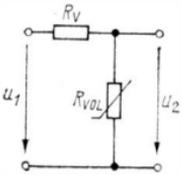


Bild 7
Schaltung zur Spannungstabilisierung

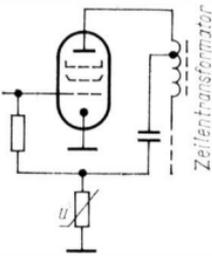


Bild 8
Regelspannungsgewinnung mit Varistor

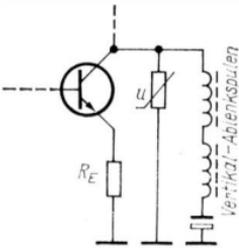


Bild 9
Varistor als Begrenzer an Ablenkspulen. Es werden die Rücklaufspannungsspitzen gedämpft, um die zulässige Spannung U_{CE} des Transistors nicht zu überschreiten

Dabei richtet sich die Varistor-Nennspannung nach seiner primär- oder sekundärseitigen Anwendung. Grundsätzlich sollte dabei eine Überspannung von 10% berücksichtigt werden. Bei derartigen Anwendungen beachte man noch folgendes:

- Der höchste Leistungsanfall ergibt sich, wenn der Transformator im Leerlauf abgeschaltet wird.
- Bei sekundärseitiger Beschaltung ist das Stromübersetzungsverhältnis zu berücksichtigen.

Ein weiteres Anwendungsgebiet wäre das der Spannungsstabilisierung. Allerdings läßt sich damit die Qualität von vergleichbaren Transistorschaltungen nicht erreichen (s. Bild 7). Näheres dazu in [4].

Schließlich werden Varistoren noch in der Fernsehelektronik für folgende Aufgaben verwendet:

- Regelspannungsgewinnung (Bild 8);
- Dämpfung von Rücklaufnungsspitzen an Ablenkspulen (Bild 9).

Literatur

- [1] *Ausborn, W.*: Elektronik-Bauelemente, VEB Verlag Technik, Berlin 1979, 6. Auflage
- [2] *Fuhrmann, H.*: Die Funkenlöschung bei magnetischen Kontakten und die Berechnung der Funkenlöschglieder, Nachrichtentechnische Zeitschrift 14 (1961), Heft 10, Seite 481 ff.
- [3] *Brynich, F.*: Dimensionierung von Funkenlöschgliedern für den Schutzrohrkontakt RKR 50 in induktiven Gleichstromkreisen, radio fernsehen elektronik 20 (1971), Heft 19, Seite 645 bis 648
- [4] *Höft, H.*: Passive elektronische Bauelemente, VEB Verlag Technik, Berlin 1977, Kapitel 1.3.3.

Wir klären Begriffe
ABSCHIRMKÄFIG



Allgemeines

Es besteht vielfach die Aufgabe, eine bestimmte stabile Frequenz, für die kein Quarzoszillator verfügbar ist, aus einer anderen Festfrequenz zu erzeugen. Ein Beispiel dafür ist die Erzeugung der Trägerfrequenzen für die ESB-Aufbereitung mit dem mechanischen Filter *MF 200 + E-0310*, wenn durch Umschalten der Trägerfrequenzen eine Seitenbandumschaltung erreicht werden soll. Grundsätzlich kann diese Aufgabe auch immer mit ganzzahliger Teilung und anschließender Vervielfachung gelöst werden. Der Vorteil des beschriebenen Teilers mit rational gebrochenem Teilungsfaktor besteht darin, daß die gewünschte Frequenz mit besonders starker Amplitude im Ausgangsspektrum enthalten ist. Bild 1 zeigt das Prinzip der Frequenzaufbereitung. Eine elektronische Umschaltung von f_A bei konstanter f_E läßt sich über die Beeinflussung von P und Q mit digitalen Steuersignalen vornehmen.

Mathematische Grundlagen

Die folgende Gleichung zeigt den Zusammenhang zwischen Ein- und Ausgangsfrequenz:

$$f_A = \frac{1}{K} f_E, \quad (1)$$

wobei $K = P/Q$ mit $P > Q$. P und Q sind ganze Zahlen. Der Quotient P/Q ist irreduzibel, d. h. nicht weiter kürzbar. Zur elektrischen Realisierung wird P/Q als Kettenbruch entwickelt. Das ist aus zwei Gründen sinnvoll: Erstens kann über den Kettenbruch leicht ein Näherungsquotient mit kleineren P und Q gefunden werden, und zweitens ergibt sich bei der elektrischen Realisierung eines Kettenbruchs mit Digitalschaltungen eine optimale Ausgangsimpulsfolge (Sequenz). Optimale Sequenzen haben eine hohe Gleichmäßigkeit der Ausgangsimpulsfolge (s. Bild 10). Damit verbunden ist eine gute Vorselektion der gewünschten Spektrallinie (s. Bild 11). Die Kettenbruch-



Bild 1
Frequenzteiler mit Selektion

entwicklung erfolgt nach dem nächsten Ganzen, weil diese Art die stärkste Konvergenz zeigt.

$$\frac{P}{Q} = b_0 \pm \frac{1}{b_x},$$

wobei b_x wiederum $b_x = b_1 \pm 1/b_\beta$
und b_β wiederum die Form $b_\beta = b_2 \pm 1/b_y$ hat.

Durch Einsetzen ergibt sich der komplette Kettenbruch:

$$\frac{P}{Q} = b_0 \pm \frac{1}{b_1 \pm \frac{1}{b_2 \pm \dots \pm \frac{1}{b_n}}} \quad (2)$$

Durch Verkürzen des Kettenbruchs kann man zu Näherungslösungen kommen. Dazu wird das jeweils letzte Glied weggelassen und der Bruch neu berechnet. Die Zahlen für P und Q nehmen dabei ständig ab, und der Fehler Δf_A steigt an. Der Kettenbruch wird nur so weit verkürzt, wie das der Fehler für f_A zuläßt.

Beispiel

$$f_E = 1000 \text{ kHz}, \quad f_A = 203,7 \text{ kHz}$$

$$\frac{f_E}{f_A} = \frac{1000 \text{ kHz}}{203,7 \text{ kHz}} = \frac{10000}{2037} = \frac{2^4 \cdot 5^4}{3 \cdot 7 \cdot 97}$$

Die Primfaktorenzerlegung zeigt, daß 10000/2037 ein irreduzibler Quotient ist.

Kettenbruchentwicklung nach Gl.(2):

$$\begin{aligned} \frac{10000}{2037} &= 5 - \frac{185}{2037} \\ \frac{2037}{185} &= 11 + \frac{2}{185} \\ \frac{185}{2} &= 92 + \frac{1}{2} \quad (\text{oder auch } 93 - 1/2) \\ \frac{P}{Q} &= 5 - \frac{1}{11 + \frac{1}{92 + \frac{1}{2}}} \end{aligned} \quad (3)$$

Der komplette Kettenbruch wird durch Gl.(3) ausgedrückt.

Elektrische Realisierung

Bei Digitalteilern mit ganzzahligem Teilungsfaktor, deren Teilungsfaktor von 2^N abweicht ($N = \text{Anzahl der } 2:1\text{-Teilerstufen}$), werden einfache Rückführungen eingesetzt. Die elektrische Realisierung des Kettenbruchs führt zu Teilern, die in den Rückführungszweigen wiederum Teiler enthalten. Bild 2 zeigt die Realisierung von Gl.(2). Wird Bild 2 umgezeichnet, so ergibt sich das elektrisch aussagekräftigere Bild 3. Die Kettenbruchentwicklung verlangt positive und negative Rückführungswirkstellen. Die negative Rückführung verringert und die positive Rückführung vergrößert den Teilungsfaktor eines Teilers. Eine Verringerung des Teilungsfaktors wird durch Einkopplung zusätzlicher Impulse am Eingang des Teilers erreicht. Die zusätzlichen Impulse werden dem Teiler, wie Bild 4 zeigt, selbst entnommen. Damit ergibt sich ein Teilungsfaktor von

$$\frac{P}{Q} = \frac{b - 1}{1}.$$

Bei der positiven Rückführung müssen Taktimpulse ausgeblendet werden. Dazu wird, wie in Bild 5 dargestellt ist, ein Speicher benötigt. Der Speicher sperrt das Impulsgatter IG bei Eintreffen eines Rückführimpulses. Der darauffolgende Taktimpuls gelangt damit nicht an den Teiler b . Er schaltet den Speicher in die Ausgangslage, die «IG offen» heißt, zurück. Der Teilungsfaktor wird damit

$$\frac{P}{Q} = \frac{b + 1}{1}.$$

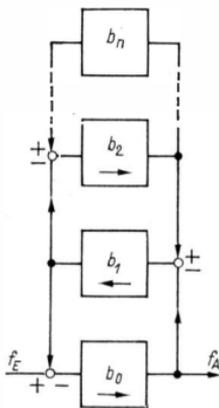


Bild 2
Realisierung des Kettenbruchs

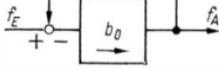
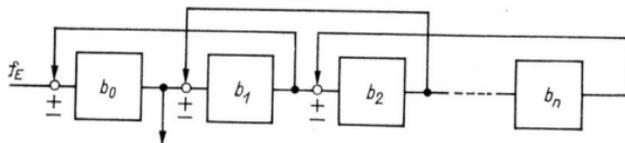


Bild 3
Realisierung des Kettenbruchs



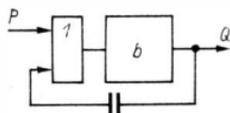


Bild 4
Schema der negativen Rückführung

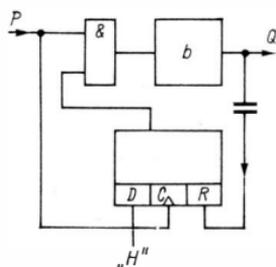


Bild 5
Schema der positiven Rückführung

Die Rückführungswirkstellen können schaltungsmäßig auf viele unterschiedliche Arten aufgebaut werden. Das hängt von den verwendeten Bauelementen und vom eigenen Einfallsreichtum ab. Während man beim JK-Trigger (*D 172*) gut die JK-Eingänge benutzen kann, ist bei Verwendung eines D-Triggers (*D 174*) das Beschalten der R- bzw. S-Eingänge günstiger.

Beispiel

Soll bei der ESB-Aufbereitung mit dem erwähnten mechanischen Filter eine Seitenbandumschaltung mit einer zweiten Trägerfrequenz vorgenommen werden, so muß diese 203,7 kHz betragen. Im vorangegangenen Abschnitt wurde der erforderliche Kettenbruch bereits berechnet. Der Aufwand für einen Teiler mit $P/Q = 10000/2037$ ist beträchtlich, und es soll geprüft werden, ob bei Zulassung einer Abweichung für Δf_A von < 30 Hz eine Näherung mit kleineren P und Q gefunden werden kann. Bei Weglassen des letzten Gliedes von Gl. (3) ergibt sich die erste Näherung zu $P_1/Q_1 = 4973/1013$ und bei Weglassen eines noch weiteren Gliedes die zweite Näherung zu $P_1/Q_2 = 54/11$. Im ersten Fall ergibt sich ein Frequenzfehler von $\Delta f_{A1} = -0,03$ Hz und im zweiten Fall von $\Delta f_{A2} = +3,7$ Hz. Eine noch weitere Reduzierung des Kettenbruchs führt zu größeren Fehlern als 30 Hz, und deshalb soll der Teiler $P/Q = 54/11$ realisiert werden.

Bei diesem Teiler ist besonders auffällig, wie bei Zulassung einer Frequenzabweichung der schaltungsmäßige Aufwand gesenkt werden kann. Bild 6 zeigt ein mögliches Schaltungsprinzip. Die mit einem Kreis gekennzeichneten Zahlen entsprechen der Anzahl der Impulse je Gesamtperiodenlänge des Teilers. Es gibt eine noch günstigere Struktur des Teilers, wenn man den Vorteil der Unterdrückung der geradzahigen Harmonischen ausnutzt. Das wird möglich, wenn P eine gerade Zahl ist. Gl.(4) kann um-

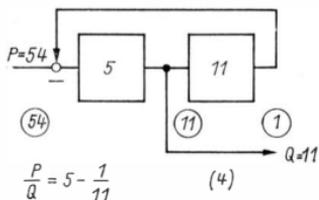


Bild 6
Prinzipschaltung des Teilers 54/11

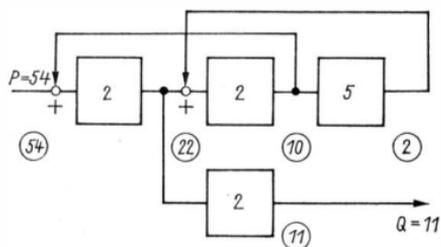


Bild 7
Teilerschaltung mit optimaler
Zeitfunktion

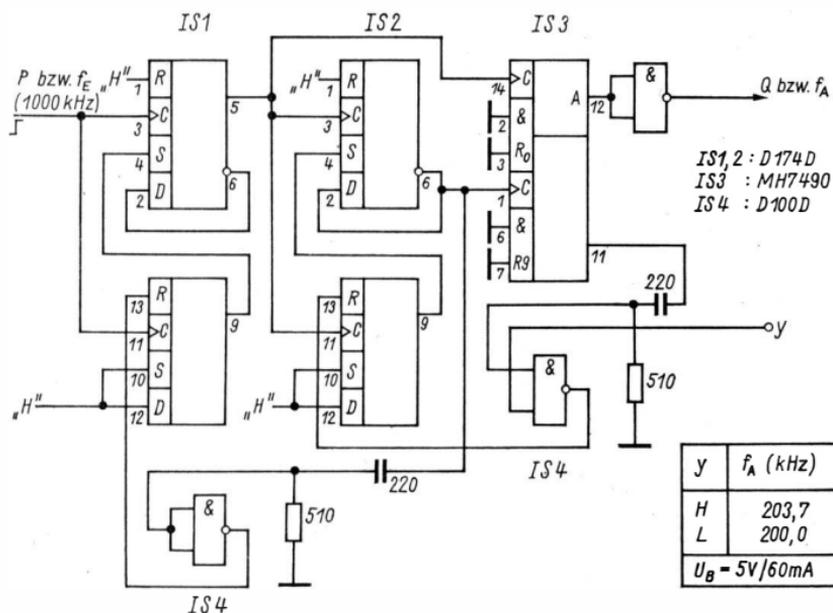


Bild 8 Stromlaufplan des Teilers mit TTL-Schaltkreisen

IS1, 2: D 174 D
 IS3: MH 7490
 IS4: D 100 D
 $U_B = 5 V/60 mA$

Y	f_A in kHz
H	203,7
L	200,0

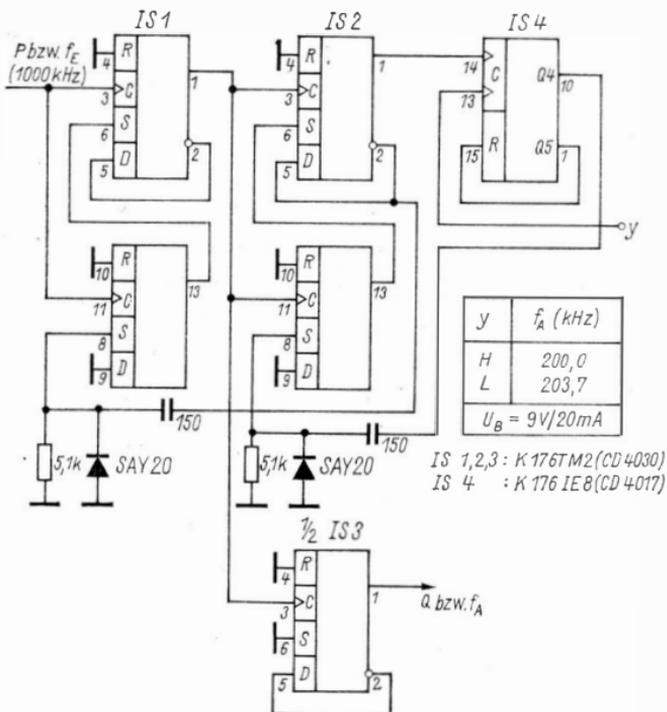


Bild 9 Stromlaufplan des Teilers mit CMOS-Schaltkreisen

IS 1, 2, 3: K 176 TM2 (CD 4013)

IS 4: K 176 IE8 (CD 4017)

U_B = 9 V/2 mA

Y	f _A in kHz
H	200,0
L	203,7

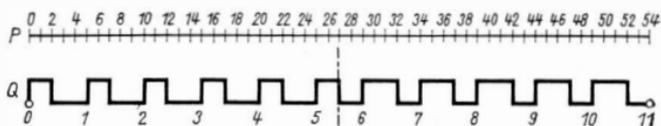


Bild 10 Zeitfunktion der Teiler nach Bild 8 und Bild 9



geschrieben werden in

$$\frac{P}{Q} = \left(2 + \frac{1}{2 + \frac{1}{5}} \right) \cdot 2. \quad (5)$$

Der in Bild 7 dargestellte Teiler ist das elektrische Modell der Gl. (5). Er hat den Vorteil, daß die Ausgangszeitfunktion durch die Teilung 2 : 1 am Ende symmetrisch wird und damit die geradzahigen Harmonischen des Ausgangsspektrums unterdrückt sind, wie in Bild 11 zu erkennen ist.

Bild 8 zeigt den Teiler Aufbau mit TTL-Schaltkreisen und Bild 9 mit Schaltkreisen der CMOS-Reihe K 176. Die Ausgangszeitfunktion ist für beide Teiler gleich und in Bild 10 dargestellt. Das in Bild 11 wiedergegebene Frequenzspektrum ist ebenfalls für beide Teiler gleich. Es handelt sich um Harmonische von f_1 mit

$$f_1 = \frac{f_E}{P}. \quad (6)$$

Bei einer Eingangsfrequenz von $f_E = 1000$ kHz ergibt sich $f_1 = 18,518$ kHz. Die 11. Harmonische erscheint besonders stark und widerspiegelt das Prinzip des Teilers mit rational gebrochenem Teilungsfaktor.

Die Forderung an das nachfolgende Selektionsmittel kann aus Bild 11 abgelesen werden. Durch den Bandpaß (BP) nach Bild 12 werden die unerwünschten Frequenzen unterdrückt und haben danach einen Abstand von > -80 dB zum Nutzsignal. Der Durchlaßbereich des BP ist in Bild 13 dargestellt, und man sieht, daß bei Umschalten des Teilers auf Ausgangsfrequenz 200 kHz keine wesentliche Änderung des Ausgangspegels auftritt. Der BP kann über einen Koppelkondensator direkt an den Teiler Ausgang angeschlossen werden, weil der Innenwiderstand des Teilers klein gegen den Scheinwiderstand des BP ist.

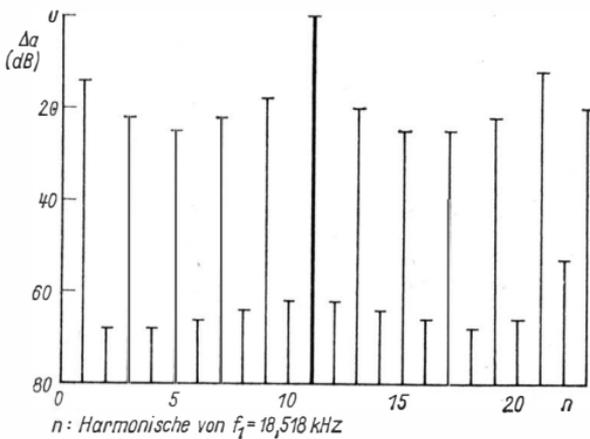
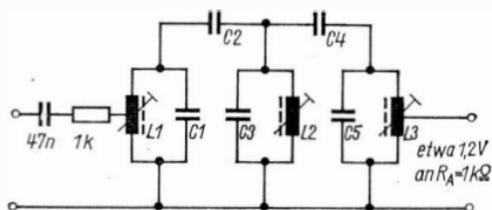


Bild 11
Frequenzspektrum
der Teiler;
 n - Harmonische
von $f_1 = 18,518$ kHz



$C1, C5 : 5 \text{ nF } 1\%$ $L1, L3 : 121/28 \mu\text{H}; 12,5 + 14 \text{ Wdg}; \text{HF-Li. } 45 \times 0,05$
 $C2, C4 : 180 \text{ pF } 2\%$ $L2 : 60 \mu ; 18,5 \text{ Wdg}; \text{HF-Li. } 25 \times 0,07$
 $C3 : 10 \text{ nF } 1\%$ $L1...3 \text{ Schalenkern } 74 \times 8, \text{ Man } 183, A_L = 160 \text{ nH}$

Bild 12 Bandpaß 202 kHz;

$C1, C5 - 5 \text{ nF } 1\%$

$C2, C4 - 180 \text{ pF } 2\%$

$C3 - 10 \text{ nF } 1\%$

$L1, L3 - 121/28 \mu\text{H}; 12,5 + 14 \text{ Wdg.}, \text{HF-Litze } 45 \times 0,05$

$L2 - 60 \mu\text{H}; 18,5 \text{ Wdg.}, \text{HF-Litze } 25 \times 0,07$

$L1-3 - \text{Schalenkern } 14 \times 8, \text{ Man } 183, A_L = 160 \text{ nH}$

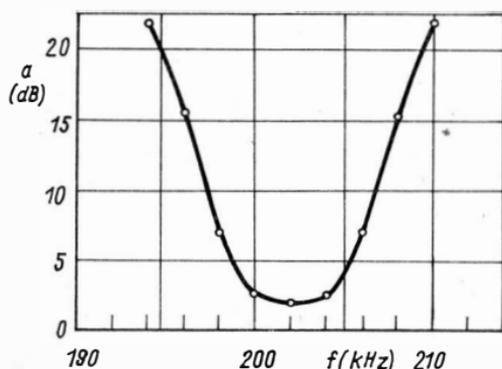


Bild 13

Dämpfungsverlauf des
BP 202 kHz

Literatur

- [1] Witzschel, G.: Digitale Schaltungsanordnung zur Pilotfrequenzerzeugung, Fernmeldetechnik 10 (1970), Heft 1, Seite 20 bis 23
- [2] Schröder, R.: Zur quasiperiodischen Frequenzteilung, Frequenz 30 (1976) 3, Seite 50 bis 55

Prinzip der Umschaltung und Verwendungszweck

Die Frequenzumschaltung von Oszillatoren geschieht vielfach so, daß die frequenzbestimmenden Bauelemente wie Kondensatoren, Spulen und Quarze direkt durch mechanische Kontakte geschaltet werden. Es kann aber zu Frequenzänderungen infolge von Alterungserscheinungen an den Kontakten kommen. Durch die notwendige enge Verbindung zwischen Oszillator und Umschalter ist außerdem die Anordnung der Baugruppen vorgeschrieben, dadurch sind die Gestaltungsmöglichkeiten der Frontplatte eingeengt. Die Verwendung von Dioden zur Umschaltung der frequenzbestimmenden Bauelemente erleichtert die Probleme, erfordert aber eine ausreichend große Umschaltspannung, um den Einfluß der Dioden auf die Schaltung gering zu halten. Die beschriebene Umschaltung ist zwar etwas materialaufwendiger, dürfte aber vom Preis her noch erschwinglich sein. Für jede Frequenz bzw. jeden Bereich wurden gesonderte Oszillatoren aufgebaut, die sich dann jeweils durch Anschalten der Betriebsspannung umschalten lassen. Die ausgeschalteten Oszillatoren belasten allerdings durch ihre Ausgangswiderstände den eingeschalteten Oszillator. Durch geeignete Entkopplungswiderstände bzw. kleine Koppelkondensatoren gelingt es jedoch, daß diese den Oszillator nur gering beeinflussen.

Der Vorteil dieser Umschaltung besteht in der großen Entkopplung von Umschaltspannung und frequenzbestimmenden Bauelementen. Die Anordnung der Umschalter kann unabhängig von der Lage der umzuschaltenden Baugruppe vorgenommen werden. Die nachfolgend beschriebenen Schaltungen sind Bestandteil eines kombinierten KW-UKW-Senders.

Oszillatoren für SSB-CW-Signalerzeugung

In Bild 1 ist die Oszillatorschaltung für die Frequenzen 200 und 201 kHz dargestellt. Der freischwingende Oszillator erzeugt das CW-Signal, das in den Durchlaßbereich eines mechanischen Filters fällt. Die Frequenzstabilität ist ausreichend und nicht so kritisch wie die Stabilität des 200-kHz-Oszillators. Die Spulen L1 und L2 sind auf Schalenkerne gewickelt, wobei

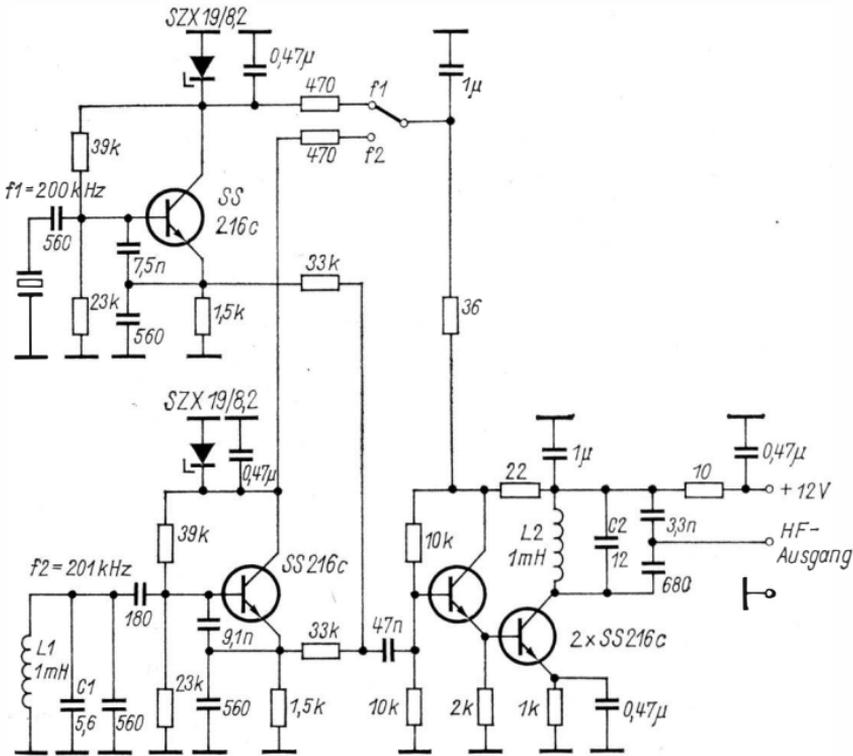


Bild 1 Oszillatorschaltungen für 200 und 201 kHz

sich die Windungszahl nach der Beziehung

$$W = \sqrt{\frac{L}{A_L}}$$

berechnen läßt.

Mit C1 läßt sich ein Feinabgleich vornehmen, mit C2 schiebt man das Maximum der Resonanzkurve auf 200,5 kHz. Die 33-k Ω -Widerstände zwischen Oszillator und Trennstufe entkoppeln die beiden Oszillatoren voneinander, verringern allerdings auch ihre Amplitude. Die Verstärkerstufe mit niederohmiger kapazitiver Auskopplung hebt die Oszillatoramplituden wieder an, damit eine nachfolgende Begrenzerstufe angesteuert werden kann.

Quarzoszillatoren für die Seitenbandumschaltung

Die Verwendung eines 10,7-MHz-Quarzfilters erforderte für eine Seitenbandumschaltung Quarzoszillatoren für 10,5 und 10,9 MHz. Bild 2 zeigt die.

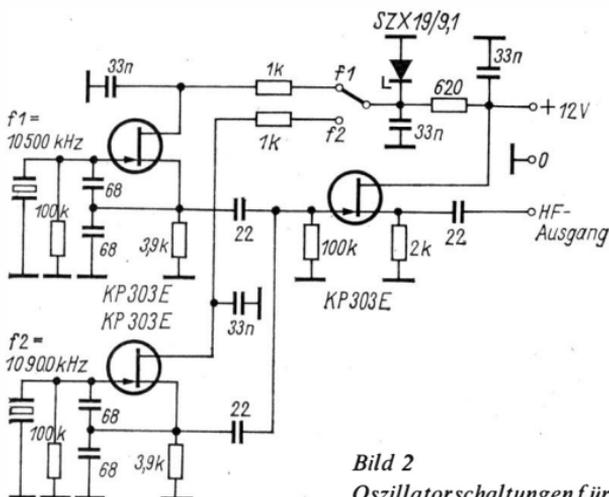


Bild 2
Oszillatorschaltungen für 10,5 und 10,9 MHz

Schaltung. Es werden die Sperrschicht-FET *KP 303 E* verwendet. Beide Oszillatoren werden mit den Kondensatoren 22 pF entkoppelt. Die Schaltung wurde mit *HC 6 U*- und *HC 18 U*-Grundwellenquarzen probiert und ergab keine Probleme beim Anschwingen.

Umschaltbarer VFO

Der VFO umfaßt den Frequenzbereich von 19,3 bis 21,3 MHz und ist in 4 Bereiche mit 500 kHz Frequenzumfang unterteilt worden. Bild 3 zeigt die Schaltung des VFO. Zur Abstimmung wird ein UKW-4fachdrehkondensator verwendet. Den genauen Abgleich nimmt man mit den Parallelkondensatoren *C1* bis *C4* vor. Die Spulen *L1* und *L2* sind auf kleine Polystyrolspulenkörper gewickelt und haben keine Abgleichkerne.

Beim Aufbau der Schaltung auf einer Leiterplatte ist darauf zu achten, daß alle Masseverbindungen der frequenzbestimmenden Bauelemente jedes Oszillators für sich dicht zusammenliegen. Die Leiterplatte wurde auf einem 2 mm starken, einseitig abgewinkelten Messingblech befestigt. Den Drehkondensator lötet man von außen seitlich an den abgewinkelten Teil an und verbindet ihn über kurze Drähte mit der Leiterplatte. Dieser kompakte Oszillator wird dann in ein Alu-Gehäuse eingebaut.

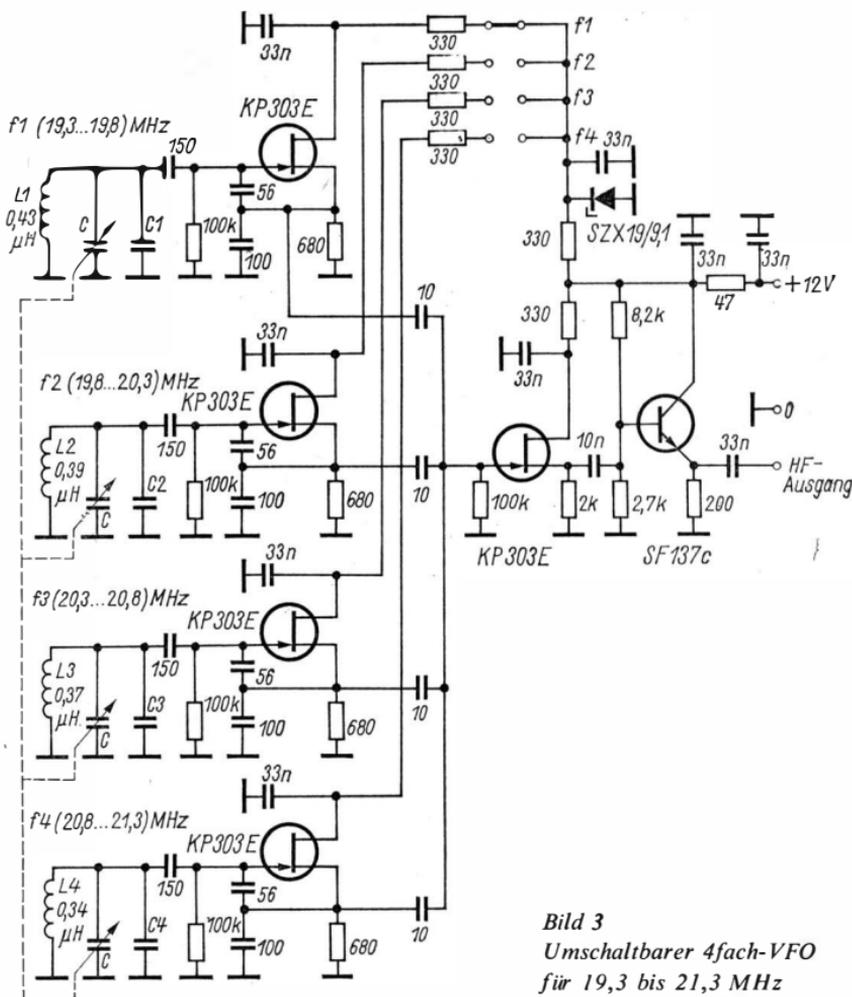


Bild 3
 Umschaltbarer 4fach-VFO
 für 19,3 bis 21,3 MHz

Begrenzerstufe

Da alle genannten Oszillatoren zur Ansteuerung von Ringmischern verwendet werden, wurde jeweils eine Begrenzerstufe vorgesehen. Die Schaltung ist in Bild 4 dargestellt. Beim 200/201-kHz-Oszillator wird der Übertrager Ü1 durch einen Widerstand von 470 Ω und einen Auskoppelkondensator von 0,33 μF ersetzt. An einem Belastungswiderstand von 180 Ω ergab sich eine Spitze-Spitze-Amplitude von 3,2 V. Beim 10-MHz-Oszillator wird für Ü1 ein Doppellochkern mit 2 × 5 Wdg., 0,45 mm-CuL-Draht, bewickelt.

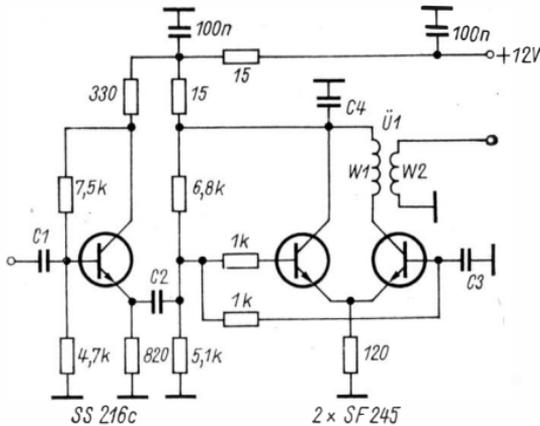


Bild 4
*Begrenzerverstärker
 zur Ansteuerung eines
 Ringmischers*

Beim VFO wird ebenfalls ein Doppellochkern für $\ddot{U}1$ verwendet ($A_L = 2800 \text{ nH}$). Es ergab sich bei einer Belastung mit 75Ω $U_{SS} = 2,4 \text{ V}$ ($W1 = 4 \text{ Wdg.}$, $W2 = 2 \text{ Wdg.}$, $0,5\text{-mm-CuL}$). Die Abblock- und Koppelkondensatoren müssen entsprechend den Frequenzen von $1 \mu\text{F}$ bis 33 nF gewählt werden.

Wir klären Begriffe
PERSONENSUCHANLAGE



Um den Einfluß des Temperaturkoeffizienten von Quarzen (z. B. in Quarzuhren, Zählern) zu minimieren, wird der Quarz in einem Thermostat bei konstanter Temperatur gehalten. Oft verwendet man dazu wärmeisolierte Behälter, die von einem Heizwiderstand über ein Thermorelais, das bei einer bestimmten Temperatur schaltet, beheizt werden.

Für Quarze kleinerer Abmessung gibt es eine einfache Möglichkeit, bei der man auf Relais und Heizwiderstand verzichtet. Zur Beheizung wird der steuernde Transistor verwendet, wobei man die in jedem Transistor entstehende Verlustwärme zur Heizung nutzt. Günstig erwiesen sich Transistoren der Reihe SF 126 ... SF 129, die bei idealer Kühlung mit 2,5 W Verlustleistung betrieben werden können.

Transistor als Heizer, Quarz (oder auch andere auf konstante Temperatur zu haltende Bauelemente) sowie Temperaturfühler werden in einen Metallblock versenkt (Bild 1). Bei den Abmessungen entsprechend Bild 1 ist bei einer Temperatur von 60 °C bei Isolierung mit 5 mm starkem Schaumpolystyrol etwa 1 W Heizleistung erforderlich. Die Verwendung von 2 Transistoren ergibt einmal eine bessere Wärmeverteilung im Block, zum anderen wird eine verminderte Belastung der Einzeltransistoren erreicht.

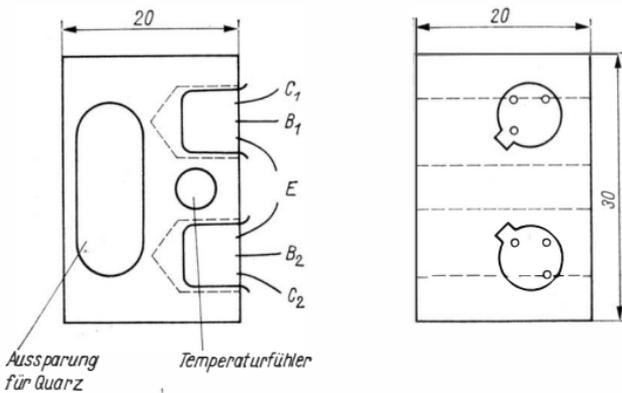


Bild 1 Transistor, Quarz und Temperaturfühler im Metallblock

Mechanischer Aufbau

Bei Verwendung als Thermostat für einen Quarz wird ein Metallblock (Cu, Fe, Al) der Abmessung 20 mm × 20 mm × 30 mm hergestellt und entsprechend Bild 1 gebohrt. Die Transistoren und der Quarz werden mit minimalem Spiel vorsichtig in den Metallblock eingedrückt. Eine weitere Bohrung ist für den Temperaturfühler vorzusehen. Der gesamte Block wird mit Schaumpolystyrol wärmegeämmt.

Elektrischer Aufbau

Die Transistoren werden im Kurzschluß betrieben, wobei man den Basiswiderstand analog der Stromverstärkung so bemißt, daß die maximale Verlustleistung entsprechend der gewählten Temperatur nicht überschritten wird (immer < 2,5 W). Auf diese Weise kann der Transistor als regelbarer Heizwiderstand genutzt werden.

Variante 1

Die vom elektrischen Aufbau einfachste und auf lange Zeit genaueste, aber vom mechanischen Aufbau und der Empfindlichkeit (Glasgerät) ungünstigste Methode ist die Messung der Temperatur mit einem Kontaktthermometer (Bild 2).

Erreicht die Temperatur den eingestellten bzw. bei Spezialthermometern vorgegebenen Wert, so wird die Basis-Emitter-Strecke kurzgeschlossen, und die Transistoren T1, T2 schalten ab. Steigt die Temperatur wieder etwas, so schalten die Transistoren wieder ein, und der Metallblock wird geheizt. Die Temperatur schwankt entsprechend der Wärmekapazität und der Heiz-

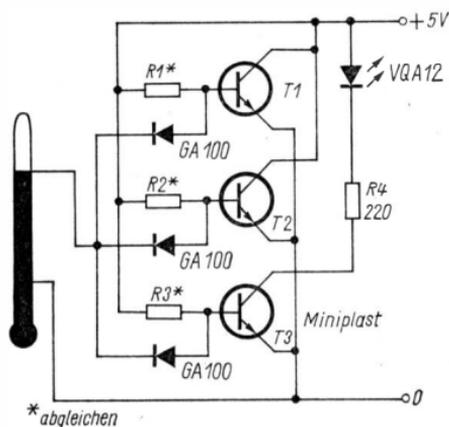


Bild 2
Messung mit Kontaktthermometer

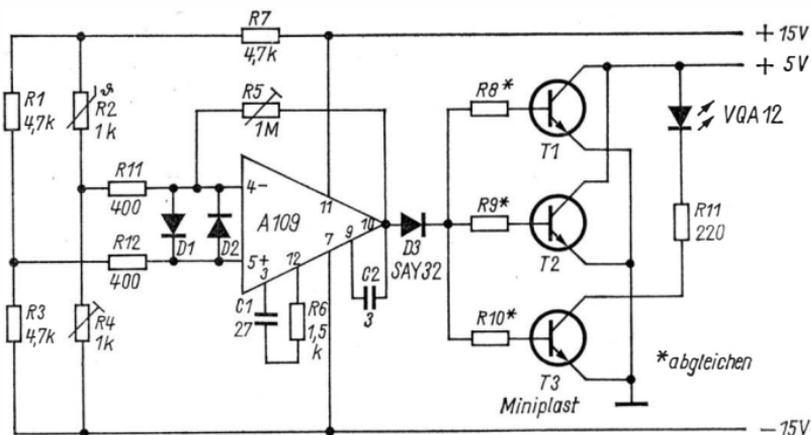


Bild 3 Stromlaufplan der Variante 2 – mit Thermistor als Temperaturfühler

leistung um einen bestimmten Mittelwert (Schwankung etwa $\pm 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$). Die Dioden D1 bis D3 wirken als Entkopplung. Das Ein- und Ausschalten und damit die Funktionstüchtigkeit der Regelung zeigt eine Kontrolllampe oder eine LED an, die über einen weiteren Transistor geschaltet wird (Bild 2). Die Widerstände R_1 bis R_3 können für jeden Transistor entsprechend der Stromverstärkung sehr unterschiedlich sein und werden deshalb in einem Vorversuch mit veränderlichem Widerstand ermittelt.

Der Kollektorstrom von T1 und T2 soll bei etwa 200 mA je Transistor liegen. Zur Einstellung wird R1 direkt an die Versorgungsspannung +5 V gelegt und R1 so lange verringert, bis sich ein Kollektorstrom von etwa 150 mA einstellt. Analog wird T2 eingestellt. Die Potentiometer werden dann durch Festwiderstände ersetzt. Danach schließt man entsprechend Bild 2 das Kontaktthermometer an, und der Thermostat ist betriebsbereit.

Betriebserfahrung

Variante 1 wird bei $60\text{ }^{\circ}\text{C}$ seit 6 Jahren in einer Zimmerquartzuhr nahezu im ununterbrochenen Betrieb ohne Ausfälle betrieben. Die Temperaturschwankungen liegen bei $\pm 0,1\text{ }^{\circ}\text{C}$ und sind damit für den Anwendungsfall ausreichend.

Variante 2

In diesem Fall wird als Temperaturfühler ein Thermistor-Widerstand in Brückenschaltung eingesetzt und die Abweichung vom Brückengleichgewicht mit Operationsverstärker (OPV) gemessen. Der Ausgang des OPV steuert die Transistoren T1 und T2.

Es entsteht eine Regelung mit P-Verhalten. Mit R5 läßt sich der Proportionalitätsfaktor so einstellen, daß ein Überschwingen vermieden wird.

D3 schützt die Basis von T1/T2 vor negativer Spannung, wenn die Temperatur durch Überschwingen über dem Sollwert liegt und der Ausgang des OPV negativ wird.

Betriebserfahrung

Variante 2 benötigt weniger Platz, ist unempfindlicher gegen mechanische Beanspruchung und läßt sich demzufolge besser in transportablen Geräten einsetzen. Bei dem Versuchsmuster wurden Schwankungen von $\pm 0,2^{\circ}\text{C}$ gemessen. Über Langzeitkonstanz kann noch nichts ausgesagt werden.

Wir klären Begriffe

GERÄUSCHUNTERDRÜCKUNG



In diesem Beitrag soll für Funkamateure ein SSTV-Empfangszusatz (Schmalbandfernsehen) beschrieben werden, der sich durch eine hohe Selektivität auszeichnet. Mit dem konsequenten Einsatz integrierter Schaltungen konnte der Aufwand bei guter Nachbausicherheit gering gehalten werden.

Es wurde hauptsächlich der Operationsverstärker *MAA 741* eingesetzt. Für sämtliche Filter entfallen somit das Wickeln und das zeitaufwendige Abgleichen von Spulen. Außerdem benötigt dieser IS gegenüber dem *A 109* und dem *MAA 709* keine äußere Frequenzkompensationsbeschaltung (bei 20 IS immerhin eine Einsparung von 60 Bauelementen). Demgegenüber steht jedoch der höhere Anschaffungspreis des *MAA 741*.

Das Grundkonzept des Empfangszusatzes entstand in Anlehnung an [1]. Ein nach dieser Schaltung aufgebaute Empfangszusatz zeigte einige Mängel: so z. B. die starke Störanfälligkeit des Synchronimpulsfilters und -demodulators gegen Störimpulse (QRM) und die Videofrequenz. Außerdem sind in dieser Schaltung mehrere Druckfehler vorhanden (Frequenzverdoppler, Bildtrigger). Diese Schaltung wurde nun um einige Stufen erweitert und vervollkommenet. Sie soll nachfolgend näher beschrieben werden.

1. Baugruppe: Begrenzer und Hochpaß

Das empfangene SSTV-Signal gelangt vom Produktdetektor des KW-Empfängers (bzw. vom Magnetbandgerät) direkt auf den Verstärker IS 1. Dieser verstärkt das Signal 10fach und steuert damit den Begrenzer IS 2 an. Die beiden Dioden D1 und D2 begrenzen die Differenzeingangsspannung auf für den IS unschädliche Werte. Am Ausgang von IS 2 steht das begrenzte Rechtecksignal mit einer Amplitude von 28 V (U_{ss}) zur Verfügung. Es folgt ein 4faches Hochpaßfilter mit einer Eckfrequenz von etwa 2,0 kHz. Ursprünglich wurde diese Eckfrequenz auf 1,0 kHz gelegt, um die Videofrequenz (maximal 900 Hz) zu unterdrücken und die Synchronfrequenz (1200 Hz) ungehindert passieren zu lassen. Dabei trat jedoch folgendes Problem auf.

Auf Grund des rechteckigen Verlaufs des begrenzten Eingangssignals hat dieses einen starken Oberwellengehalt. Bei einer Videofrequenz von 600 Hz

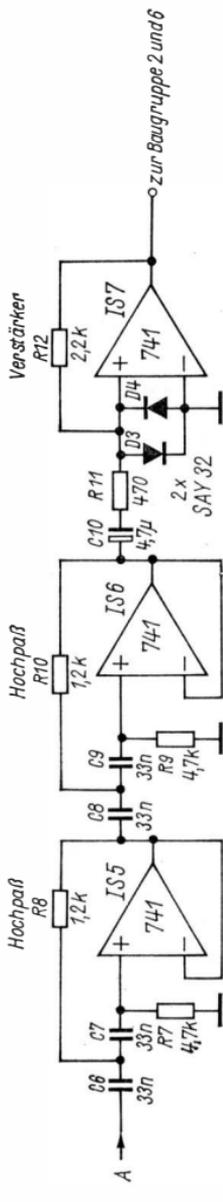
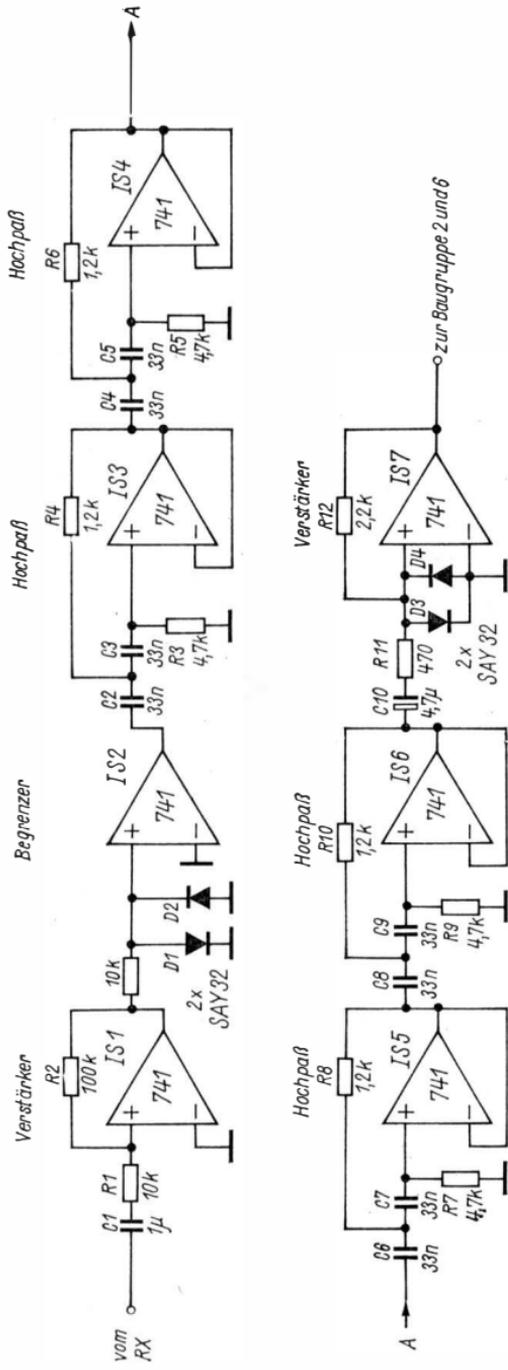


Bild 1 Baugruppe 1: Begrenzer und 4faches Hochpaßfilter

erzeugt das Hochpaßfilter einen scheinbaren Synchronimpuls (1. Oberwelle von 600 Hz), der nur um 4 dB schwächer ist als ein echter Synchronimpuls. Das ist aber völlig unzureichend. Daraufhin wurde die Eckfrequenz des Hochpasses auf 2000 Hz gelegt. Der scheinbare Synchronimpuls ist nun gegenüber dem echten um 10 dB gedämpft und stört somit nicht mehr. Die Dämpfung der 3. Oberwelle von 400 Hz ist bereits so groß, daß diese erst recht nicht stört.

Zum Pegelausgleich folgt dem Hochpaß ein Verstärker, der das Signal um 13 dB (4,6fach) verstärkt (IS 7). Das Ausgangssignal gelangt nun zur Baugruppe 2.

2. Baugruppe: Tiefpaß, Synchronimpulsfilter und -demodulator

Diese Baugruppe hat die Aufgabe, die Synchronimpulse herauszufiltern, zu demodulieren und zu triggern. Beim Nachbau des Empfangszusatzes nach *DJ 6 HP* in [1] traten in dieser Baugruppe die meisten Schwierigkeiten auf. Die Bandbreite der beiden Synchronimpulsfilter ist zu groß, so daß die Videofrequenz und der Bildträger (1,5 bis 2,3 kHz) mit hindurchgelangen. Sie sind zwar gegenüber den Synchronimpulsen geschwächt, reichen aber aus, die Ausgangsspannung des Demodulators über den Triggerpegel zu heben. Der Trigger ist somit blockiert. Durch die Verwendung des 4kreisigen Hochpasses (Baugruppe 1) wird die Videofrequenz schon um 15 dB gedämpft.

Es muß nun noch der Videoträger vom Synchronimpulsfilter ferngehalten werden. Das geschieht mit einem 2kreisigen Tiefpaßfilter (IS 8, IS 9). Dieser Tiefpaß wurde auf eine Eckfrequenz von 700 Hz gelegt. Dadurch wird der Pegelunterschied zwischen Synchronfrequenz und «Schwarz»-Frequenz (1500 Hz) von 10,2 dB erreicht. Die Absolutdämpfung bei 1500 Hz ist 12,5 dB und bei 1700 Hz bereits 29 dB. Die resultierende Filterkurve von Baugruppe 1 und Baugruppe 2 hat eine 3-dB-Bandbreite von 300 Hz und eine 10-dB-Bandbreite von 500 Hz. Mit dem Potentiometer P1 wird der Synchronimpulspegel so eingestellt, daß eine sichere Triggerung erfolgt. Zwischen Tiefpaß und Synchronimpulsfilter ist außerdem noch ein Verstärker geschaltet, der den Pegelverlust des Tiefpasses wieder ausgleicht.

Nach dem Filter folgt der Synchrondemodulator (IS 13). Dieser wandelt die Synchronfrequenz in eine der Amplitude proportionale Gleichspannung um. Für die Diode D5 sollte unbedingt eine Germanium-Spitzendiode verwendet werden. Als Trigger kann man den IS *A 902* verwenden. Dieser ist sehr klein (8 mm × 8 mm) und braucht nur einen Widerstand als äußere Beschaltung. Selbstverständlich können auch andere Triggerschaltungen verwendet werden, z. B. mit dem *D 100* oder dem *7413*. Beide nehmen jedoch weitaus mehr Platz ein als der *A 902*. An dessen Ausgang stehen nun die Bild- und Zeilensynchronimpulse zur weiteren Verarbeitung an.

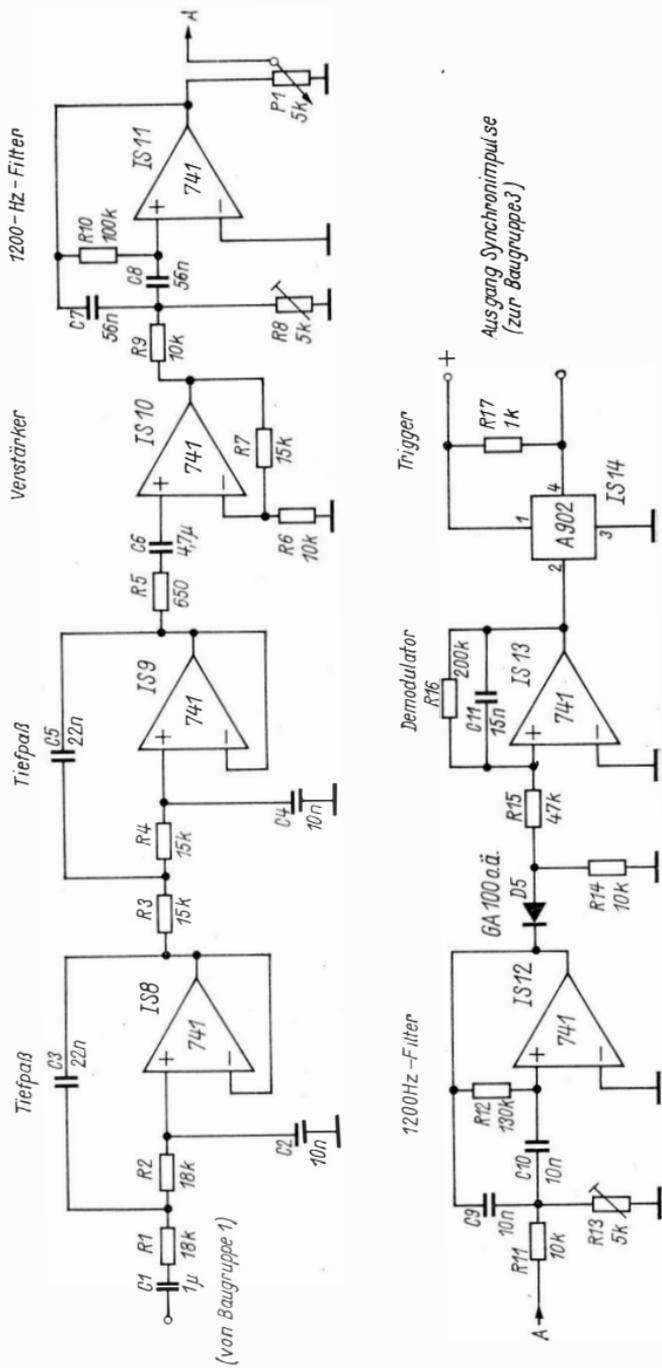


Bild 2 Baugruppe 2: 2facher Tiefpaß, Synchronimpulsfilter und Synchrondemodulator

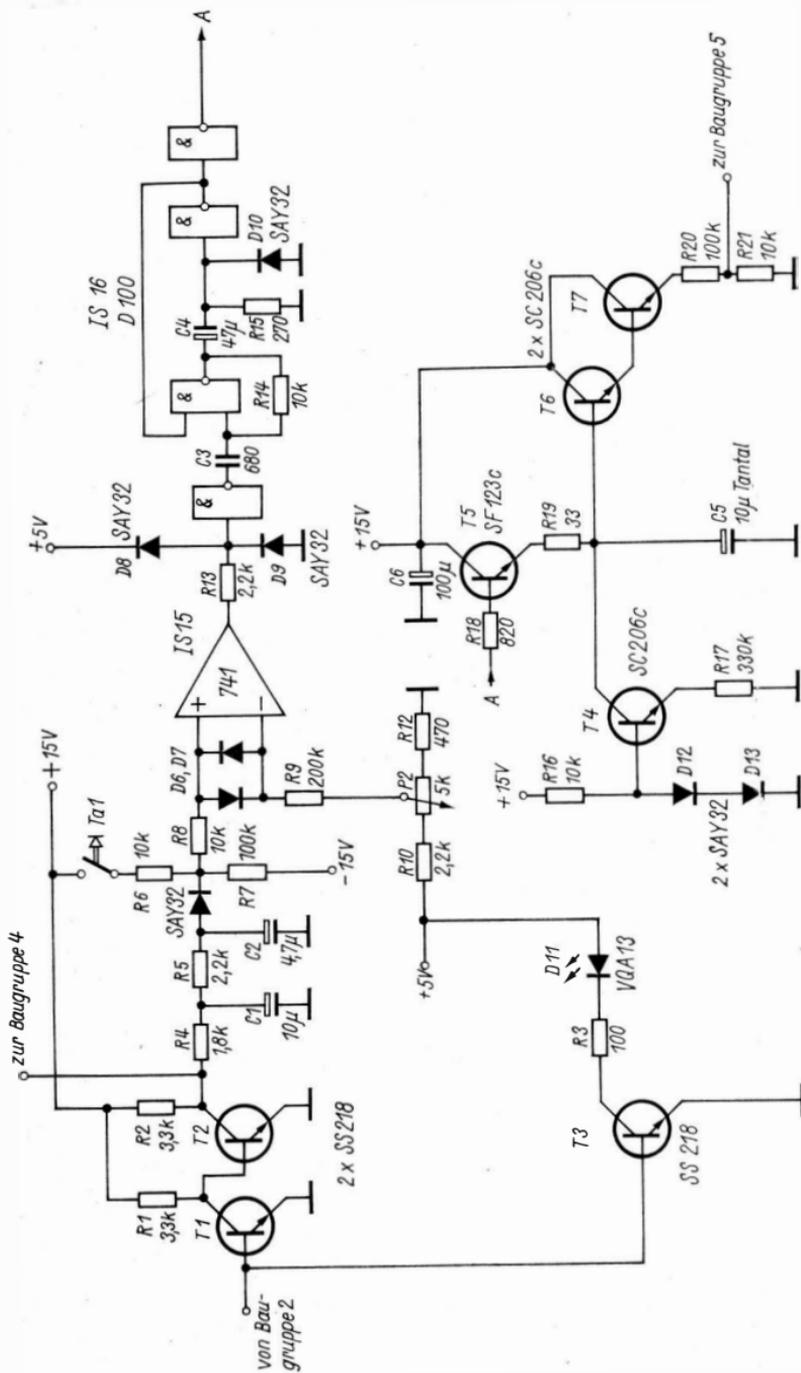


Bild 3 Baugruppe 3: Synchronimpulstrennung und Vertikalablenkung

3. Baugruppe: Synchronimpulstrennung und Vertikalablenkung

Zunächst muß nun der Bildimpuls von den Zeilenimpulsen getrennt werden. Dazu wurde eine Integrationskette nach [2] benutzt, weil das in [1] beschriebene Verfahren keine zufriedenstellenden Ergebnisse bringt. T1 und T2 verstärken die Synchronimpulse auf 15 V. Von T2 gelangen die Synchronimpulse einmal auf die Integrationskette (C1, C2, R4, R5) und weiterhin zur Baugruppe «Horizontalablenkung». An die Integrationskette schließt sich IS 15 als Trigger mit einstellbarer Triggerschwelle an. Mit dem Potentiometer P2 stellt man die Vorspannung und damit die Triggerschwelle so ein, daß eine sichere Synchronisation des Bildes erreicht wird.

Da der Bildimpuls 6mal so lang ist wie ein Zeilenimpuls, erscheint er an C2 auch mit höherer Spannung. Diese übersteigt die Vorspannung am invertierenden Eingang von IS 15, und sein Ausgang schaltet auf +15 V. D6 und D7 formen das Ausgangssignal von IS 15 in ein TTL-Signal um. IS 16 bildet einen Monoflop mit einer Kippzeit von 12 ms. Er kippt nach jedem Triggersignal von IS 15 in seinen labilen Zustand. Dadurch steuert T4 durch und lädt den Kondensator C5 auf.

Dieser sollte unbedingt ein Tantal-Elektrolytkondensator sein. Die zeitlineare Entladung sichert eine Konstantstromquelle, die aus T5, den Dioden D8, D9 und dem Widerstand R13 besteht. Die Spannung von C5 wird über eine hochohmige *Darlington*-Schaltung (T6, T7) abgenommen. Hier steht nun die Vertikalablenkspannung zur Verfügung. Die Schaltung dieser Vertikalablenkung entstammt ebenfalls [2], wurde allerdings geringfügig umdimensioniert, um ein stabileres Arbeiten zu gewährleisten. Die Leuchtdiode LED 1 gestattet die optische Kontrolle der Synchronimpulse und erleichtert das Einregeln des Synchronpegels mit P1 wesentlich.

4. Baugruppe: Horizontalablenkung

Auch der Horizontalgenerator wurde nach [2] gestaltet mit einigen geringfügigen Änderungen. Die Schaltung ist leicht zu synchronisieren und sichert einen stabilen Betrieb. Eine nach [1] aufgebaute Horizontalablenkung bringt nur mäßige Erfolge, weil die automatische Rücksetzung durch den 74121 nur in einem kleinen Spannungsbereich funktioniert und die Ausgangsspannung stark temperaturabhängig ist.

5. Baugruppe: Ablenkverstärker

Da die verwendete sowjetische Bildröhre 13 LM 31 B keine Ablenkplatten hat, muß sie magnetisch abgelenkt werden. Dazu wurde ein blechgekapseltes Ablenkensystem aus einem alten Fernseher verwendet. Es paßt zufällig genau auf den Röhrenhals der Röhre. Außerdem weist es gleichzeitig die benötigte magnetische Fokussiereinrichtung auf. Der Gleichstrominnenwiderstand der

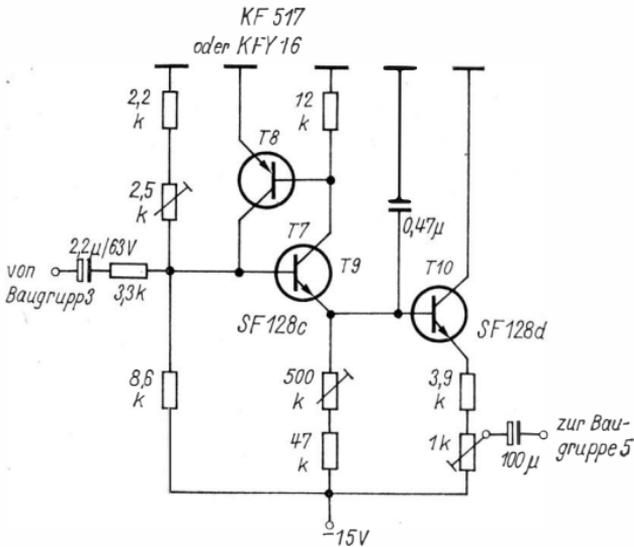


Bild 4 Baugruppe 4: Horizontalablenkung

Ablenkspulen beträgt 100 Ω . Dadurch ist es nicht möglich, als Ablenkverstärker einen Operationsverstärker 741 direkt zu benutzen. Es mußte ein Booster aus 2 komplementären Transistoren nachgeschaltet werden. Die Schaltung für die Vertikal- und Horizontalablenkung ist 2mal vorhanden und wird unter geringfügigen Änderungen nach [3] aufgebaut. R1 verschiebt das Bild und R2 verändert die Bildgröße. Um eine eventuelle Überlastung des Ablenksystems zu verhindern, wird jeder Ablenkspule ein Widerstand in Reihe geschaltet. Die Verstärkung des Ablenkverstärkers ist dazu ausreichend genug. Da in den meisten Fällen eine Bildröhre mit Ablenkplatten vorhanden sein wird, müssen die Ablenkverstärker anders gestaltet werden (z. B. als Differenzverstärker). Eine Schaltung dazu ist in [2] zu finden. Auf die Beschreibung des Sichtteils wurde verzichtet, da seine Schaltung stark von der verwendeten Bildröhre abhängig ist. Auch hier sei auf [2] verwiesen.

6. Baugruppe: Videomodulator und Videoverstärker

Die Schaltung der Videomodulation entstand ebenfalls in Anlehnung an [1]. Mit IS 17 wird das von Baugruppe 1 kommende Signal verstärkt und begrenzt. D18 und D19 wandeln das Ausgangssignal in ein TTL-Signal um, das auf den Frequenzverdoppler mit IS 18 und IS 19 gelangt. Dadurch bekommt die Trägerfrequenz einen größeren Abstand zum Videosignal und kann leichter im folgenden Tiefpaß unterdrückt werden. Im Gegensatz zu [1] wurde der Verdoppler nicht mit dem integrierten Monoflop 74121 aufgebaut, da dieser IS für die meisten OMs nur relativ schwer zu bekommen ist.

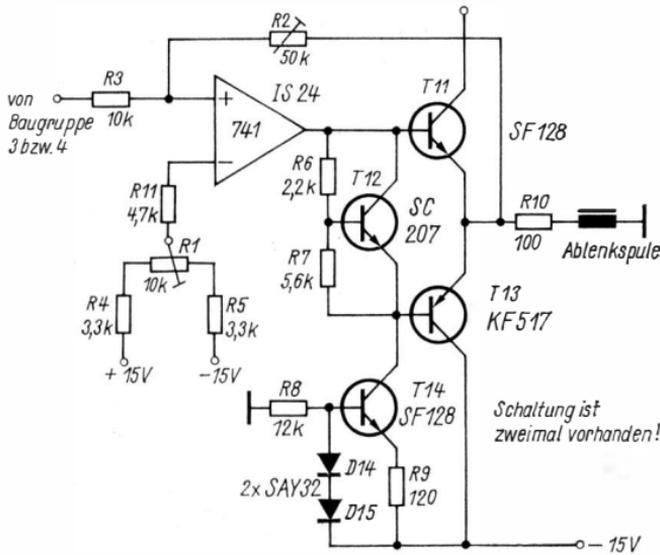


Bild 5 Baugruppe 5: Ablenkverstärker. Statt der im Stromlaufplan genannten Ablenktransistoren sind die Typen KU 611 o.ä. bzw. GD 240 o.ä. einzusetzen

Es wurde auf eine einfache Schaltung mit dem IS D 100 entsprechend [4] zurückgegriffen. Die Ausgangsimpulslänge wird nach [1] auf etwa $60 \mu\text{s}$ eingestellt. IS 18 liefert bei jeder positiven, IS 19 bei jeder negativen Flanke des Eingangsimpulses einen negativen Ausgangsimpuls. Das Gatter G8 faßt diese zusammen, und an seinem Ausgang steht (meßbar) die doppelte Eingangsfrequenz an. Die Trägerfrequenz liegt nun zwischen 3,0 und 4,6 kHz. Der Tiefpaß erster Ordnung mit IS 20 arbeitet als Videodemodulator. Er wandelt die Trägerfrequenz in eine ihr proportionale Spannung um.

Im nachfolgenden Tiefpaß (IS 21, IS 22) wird das Videosignal von Trägerresten befreit. Es gelangt nun über P3 auf den Videoverstärker. Mit P3 stellt man die Amplitude des Videosignals und damit den Kontrast ein. Der Videoverstärker wurde so ausgelegt, daß er durch Umschalten eines Widerstands auf der Leiterplatte (z. B. durch Relais) entweder als nichtinvertierender oder als invertierender Verstärker arbeitet. Dadurch ist es möglich, sowohl als Positiv wie auch als Negativ gesendete Bilder zu empfangen. Der Ausgang von IS 23 kann direkt (über einen Widerstand) den Wehnelt-Zylinder der Bildröhre steuern.

Abgleich

Baugruppe 1: benötigt keinen Abgleich.

Baugruppe 2: An den Eingang des Empfangszusatzes ein sinusförmiges Prüfsignal von 1200 Hz einspeisen (etwa $U_{\text{ss}} = 1 \text{ V}$). Am Ausgang von IS 13

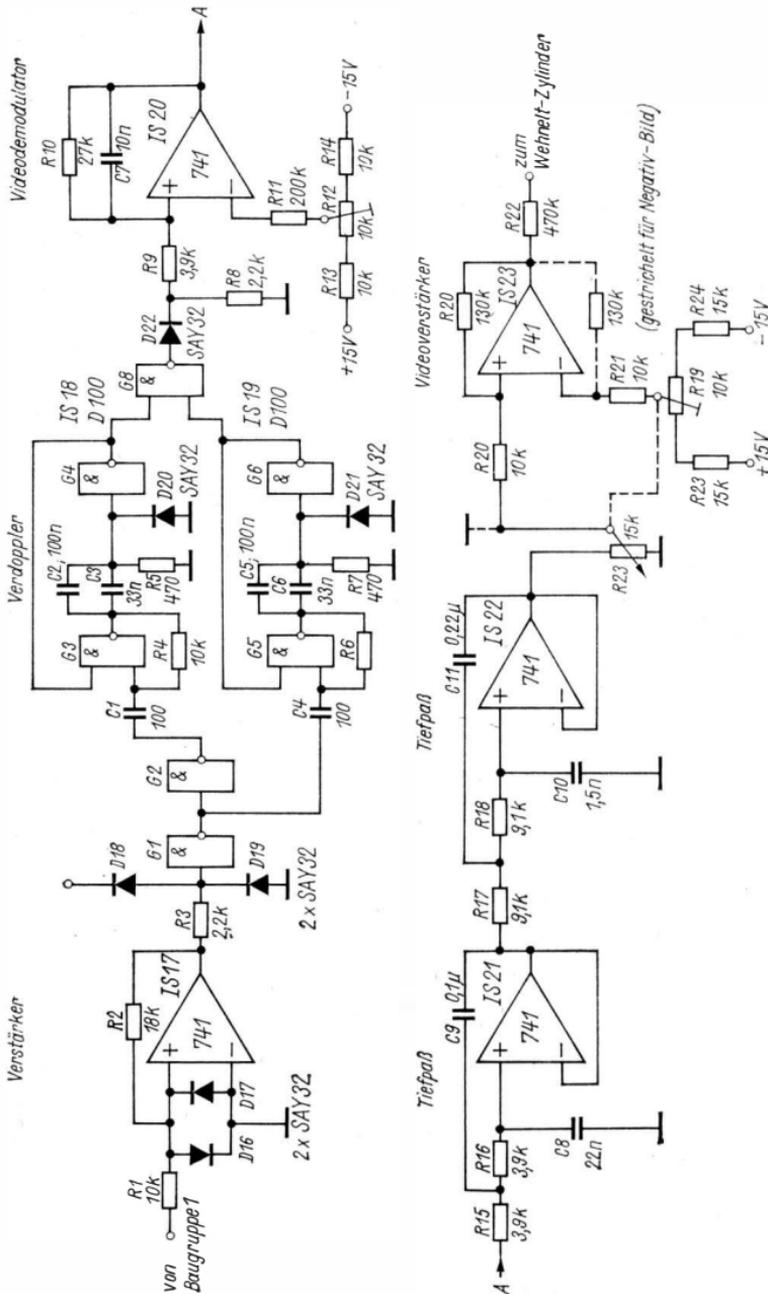


Bild 6 Baugruppe 6: Videomodulator und Videoverstärker

Vielfachmesser anschließen und mit *R8* und *R13* auf maximale Spannung abgleichen. Anschließend die Schleifer mit einem Lacktropfen sichern.

Baugruppe 3: benötigt keinen Abgleich.

Baugruppe 4: Kontrastregler auf Vollausschlag stellen, an den Eingang des Empfangszusatzes eine Frequenz von 1600 Hz anlegen. *R12* und *R19* wechselseitig so einstellen, daß die Bildröhre gerade dunkel geschrieben wird. Beim Erhöhen der Eingangsfrequenz muß die Helligkeit zunehmen und bei 2300 Hz ihr Maximum erreichen. Wird die maximale Helligkeit zu früh oder zu spät erreicht, so muß die Verstärkung des Videoverstärkers verändert werden (*R17*, *R20*).

Aufbau

Den Aufbau nimmt man auf 6 Leiterplatten vor. Sie werden mit Abreibefolie *Typofix* hergestellt. Für die IS wurden die Abreibemuster der Folie *Digital-Mosaik 2* vom *Original-Bauplan 37* benutzt. Diese eignen sich besser für IS als die von der Folie *Elektronik-Universal*.

Beim Aufbau des Sichtteils sind die allgemeinen Hinweise zu beachten. Die Bildröhre muß von einem Abschirmzylinder aus Eisenblech umgeben sein. Notfalls eignet sich dafür eine passende, ausgeglühte Konservendbüchse aus möglichst dickem Material. Die Leitungen zur Katode, zum *Wehnelt-Zylinder* und zu den Ablenkplatten müssen ebenfalls abgeschirmt werden. Der Netztransformator ist möglichst auch mit einer Haube aus Eisenblech mit entsprechenden Lüftungslöchern zu versehen, um sein Streufeld von der Bildröhre und der Schaltung fernzuhalten.

Erfahrungen

Gegenüber der Schaltung in [1] ist der Empfangszusatz wesentlich störfester. Es wird eine sichere Synchronisation auch bei schwächeren Signalen erreicht. Man kann die Störfestigkeit weitererhöhen, indem man zwischen Baugruppe 1 und Baugruppe 4 einen mehrfachen Tiefpaß mit einer Eckfrequenz von etwa 2400 Hz schaltet. Dadurch werden helle Streifen auf dem Schirm bei starkem QRM unterdrückt. IS 17 darf dann allerdings nicht begrenzen, weil sonst die Wirkung des Tiefpasses wieder aufgehoben wird.

Dieser Empfangszusatz stellt ein durchaus lohnendes Objekt für den ernsthaft am SSTV-Betrieb interessierten Amateur dar.

Literatur

- [1] *Lechner, D.*: Kurzwellenempfänger, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1975, Seite 147/149 und Anlage
- [2] *Kallenbach, B.*: Eine einfache Empfangsanlage für das Schmalbandfernsehen, FUNKAMATEUR, Heft 2/1979, Seite 87 bis 90

- [3] *Kühne, H.:* Schaltbeispiele mit dem Operationsverstärker A 109, Amateurreihe «electronica», Band 170, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1979, Seite 48 bis 50
- [4] *Jakubaschk, H.:* Das große Schaltkreis-Bastelbuch, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1978, Seite 139 bis 142

ELEKTRONIK-SPLITTER

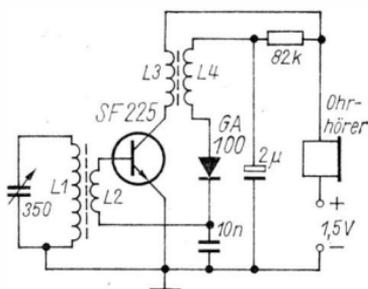
Mittelwellenempfang – ganz einfach

Für den experimentierenden Anfänger gedacht ist der Stromlaufplan eines Mittelwellenempfängers, der mit nur einem Transistor arbeitet. In der Schaltung wird der Transistor 2fach ausgenutzt, einmal als HF-Verstärker, einmal als NF-Verstärker. Das ist möglich, weil beide Frequenzbereiche sehr weit auseinanderliegen.

Das HF-Eingangssignal wird von der Ferritantenne aufgenommen, auf den gewünschten Mittelwellensender stellt man den HF-Schwingkreis (Spule $L1$ und Drehkondensator) ein. Über die Ankoppelwicklung $L2$ gelangt das HF-Signal an die Basiselektrode des Transistors und wird von diesem verstärkt. Im Kollektorkreis befindet sich ein HF-Übertrager $L3/L4$. Mit der Diode $GA 100$ erfolgt die Demodulation, das daraus erhaltene NF-Signal wird an die Basiselektrode zurückgeführt. Nach der Verstärkung ist dieses NF-Signal über den Ohrhörer hörbar. Der Kondensator 10 nF stellt für $L2$ die Verbindung zum Massepotential her und führt HF-Restspannungen nach der Demodulation nach Masse ab. Der Elektrolytkondensator hat ähnliche Aufgaben für das NF-Signal. Und der Widerstand $82\text{ k}\Omega$ ist notwendig, um die Basisspannung sicherzustellen.

Die Spulenwicklungen $L1/L2$ werden auf einem kleinen Stück Ferritstab (8 mm Durchmesser, 50 mm lang) aufgebracht, $L1$ etwa 70 bis 100 Wdg., $L2$ etwa 10 bis 15 Wdg., 0,1-mm-CuL. Für den HF-Übertrager eignet sich gut ein kleiner Ferritschalenkern, $L3$ und $L4$ haben je 180 Wdg., 0,1-mm-CuL. Bestückt wird die Schaltung mit einem HF-Siliziumtransistor mittlerer Stromverstärkung ($SF 225c$). Die Stromaufnahme beträgt nur wenige Milliampere, so daß auch 1 bis 2 Knopfzellen zur Stromversorgung ausreichen.

K. H. S.



Kommerzielle Quarzfilter

Am häufigsten setzen Funkamateure kommerzielle Quarzfilter ein. Tabelle 1 gibt Daten kommerzieller 9-MHz-Quarzfilter wieder. Die angegebenen Spezifikationen dieser Filter werden in der Praxis übertroffen, wie viele Funkamateure durch Messungen bestätigen konnten. Den Typen *XF-9A* und *XF-9B* ähnliche Quarzfilter werden von TESLA in der ČSSR unter der Bezeichnung *PKF-9-MHz-2,5/5Q* und *PKF-9-MHz-2,4/8Q* hergestellt, der zweite aber nur in sehr geringen Stückzahlen. Auch in der Volksrepublik Polen wird ein dem Typ *XF-9B* ähnliches Einseitenbandquarzfilter mit 8 Quarzen produziert.

Seit einiger Zeit liefert die Firma *Quarzverarbeitung* Neckarbischofsheim (KVG) auch die beiden Einseitenbandquarzfilter *XF-9B 01* und *XF-9B 02*. Diese beiden Filter unterscheiden sich vom Typ *XF-9B* nur durch die Lage des Durchlaßbereichs. Sie sind für 9,000 MHz Trägerfrequenz vorgesehen. Das Filter *XF-9B 01* läßt das untere Seitenband, das Filter *XF-9B 02* das obere Seitenband durch. Beim Einsatz dieser beiden Filter braucht man beim Seitenbandwechsel nicht mehr die Oszillatorfrequenz und -eichung zu korrigieren.

Tabelle 1 Daten kommerzieller 9-MHz-Quarzfilter

Typ XF-9	A	B	C	D	E	NB	
Sendart	A3I	A3I	A3	A3	F3	A1, F1	
Quarzanzahl	5	8	8	8	8	8	
B_3	2,4	2,3	3,6	4,8	11,5	0,4	kHz
B_6	2,5	2,4	3,75	5,0	12,0	0,5	kHz
Welligkeit	< 1	< 2	< 2	< 2	< 2	< 0,5	dB
Durchlaßdämpfung	< 3	< 3,5	< 3,5	< 3,5	< 3,5	< 6,5	dB
R_t	500	500	500	500	1200	500	Ω
C_t	30	30	30	30	30	30	pF
B_{50}/B_6	1,7	—	—	—	—	—	
B_{60}/B_6	—	1,8	1,8	1,8	1,8	2,2	
B_{80}/B_6	—	2,2	2,2	2,2	2,2	4,0	
Weitabselektion	> 45	> 100	> 100	> 100	> 90	> 90	dB

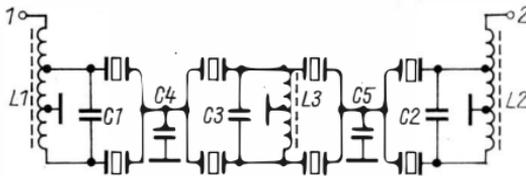


Bild 1
Innenschaltung XF9B
(Quarzhalfbrückenfilter)

Bild 1 zeigt die Innenschaltung des Quarzfilters XF-9B. Sie besteht aus der Kettenschaltung von 4 Halbbrückenfiltern. L_1 , L_2 und L_3 bewirken, daß die jeweils angeschlossenen Quarze im Gegentakt angesteuert bzw. belastet werden. Die Schwingkreise L_1/C_1 , C_3/L_3 , C_2/L_2 sind auf etwa 9 MHz in Resonanz. Dadurch wird die schädliche Wirkung der Streuinduktivität von L_1 , L_2 bzw. L_3 stark verringert. Mit C_4 und C_5 stellt der Hersteller die Kopplung der Quarzbrücken untereinander so ein, daß die Dämpfungspole die Filterflanken versteilern, aber die Rückkehrdämpfung nicht zu gering wird. Ursprünglich hatten L_1 und L_2 nur eine Anzapfung in der Mitte, und der Filteranschluß führte auch an C_1 bzw. C_2 . Im Laufe der Produktion ging der Hersteller auf ein niedrigeres Impedanzniveau durch Schaffen der 2. Anzapfung an L_1 und L_2 über.

UKW-Funkamateure verwenden häufig Quarzfilter mit 10,7 MHz Mittenfrequenz, die aus der Massenproduktion für UKW-Sprechfunkgeräte stammen und preiswert sind. 12 kHz breite Filter sind für frequenzmodulierten Sprechfunk am besten geeignet. Für den KW-Funkamateurer eignen sich Quarzfilter mit 10,7 MHz Mittenfrequenz weniger gut, denn ein Empfänger mit dieser Zwischenfrequenz weist auf einigen KW-Amateurfunkbändern Nebenempfangsstellen auf. Die unangenehmste tritt beim Empfang auf 21,4 MHz ($= 2 \times 10,7$ MHz) auf. Schwingt der Oszillator unterhalb der Empfangsfrequenz, so gilt $f_{osz} = f_z$, und der Oszillator verursacht eine starke Pfeifstelle. Schwingt der Oszillator oberhalb der Empfangsfrequenz, so gilt für $f_{ein} = 21,4$ MHz und $f_z = 10,7$ MHz $f_{osz} = 32,1$ MHz, und ein Signal in der Nähe wird über die Beziehung $2f_{ein} - f_{osz} = f_z$ nebenempfangen. Ähnliche, aber nicht ganz so schwerwiegende Nebenempfangsprobleme treten im 40-m-Band und in den übrigen KW-Amateurfunkbändern auf.

In letzter Zeit nimmt die Anzahl der international auf dem Markt angebotenen monolithischen Quarzfilter zu. In der überwiegenden Mehrheit besteht ein monolithisches Quarzfilter aus einer Quarzplatte, auf die 4 Elektroden aufgedampft sind (Bild 2). Die beiden Gegenelektroden sind zuweilen schon im Inneren, manchmal nur von außen elektrisch leitend miteinander verbunden. Die Anordnung wirkt elektrisch wie 2 getrennte Schwingquarze, die miteinander über eine Koppelkapazität verbunden sind. In Wirklichkeit wird die Verkopplung durch die mechanische Welle bewirkt, die sich über die erregende Elektrodenfläche hinaus ausbreitet. Der Koppelfaktor läßt sich durch den gegenseitigen Abstand der beiden Deckelektroden regulieren. Er ist kritisch, und eine ökonomische Herstellung wurde erst durch den

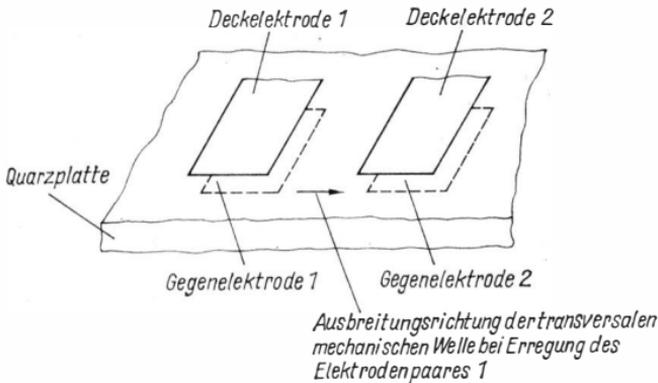


Bild 2 Monolithisches Quarzfilter (Prinzip)

Einsatz moderner mikroelektronischer Herstellungsverfahren (Elektronenstrahlolithografie) rentabel. Bisher gilt das nur für monolithische Quarzfilter, die 2 Quarze auf einer Scheibe vereinen. Ein Beispiel dafür ist das monolithische Quarzfilter *XF-912*. Es hat 9 MHz Mittenfrequenz, eine 3-dB-Durchlaßbandbreite von 15 kHz, keine eingebauten Spulen, wird im HC-18/U-ähnlichen Gehäuse mit 3 Stiften geliefert und erfordert 4 k Ω Abschlußimpedanz für *Tschebyschew*-Verhalten. Es eignet sich gut zum Einbau am Ende eines 9-MHz-ZF-Verstärkers, um die Weitabselektion des ZF-Verstärkers über den Wert hinaus, den das Kompaktfilter am Eingang liefert, zu erhöhen sowie um die Rauschbandbreite des ZF-Verstärkers einzuschränken und auf diese Weise den Produktdetektor zu entlasten.

Monolithische Quarzfilter (MQF) werden im Englischen oft MCF (monolithic crystal filter) abgekürzt. Im Handel ist es üblich, auch Kompaktfilter mit mehreren Quarzscheiben, die je ein Elektrodenpaar tragen, als «monolithisch» zu bezeichnen, obwohl sie diese Bezeichnung im physikalischen Sinne nicht verdienen. Bild 3 zeigt zwei Beispiele. Monolithische Quarzfilter sind kleiner, lassen sich mit weniger Handarbeit herstellen und haben mit diskreten Quarzfiltern vergleichbare Eigenschaften.

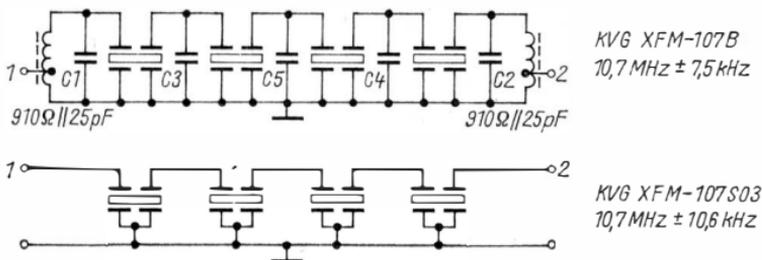


Bild 3 Innenschaltung zweier kommerzieller «monolithischer» Quarzfilter

Für den Funkamateurler unterscheiden sie sich in der Anwendung nicht von diskreten Quarzfiltern. Tabelle 2 gibt Daten von in der DDR hergestellten monolithischen Quarzfiltern wieder. Solche mit höherem Integrationsgrad sind gegenwärtig noch Gegenstand der wissenschaftlichen Forschung.

Tabelle 2 Monolithische Quarzfilter
(VEB Kombinat Elektronische Bauelemente Teltow)

	Welligkeit in dB	B_{60}/B_6
MQF 10,7-0350	≤ 2	2,1
MQF 10,7-1800/1	≤ 1	2,2
MQF 10,7-1900	≤ 1	2,3
MQF 70,2-1600/1	$\leq 0,5$	3,4

Quarzabzweigfilter

Als *Abzweigschaltung* bezeichnet man einen Zweiport, der zwischen Ein- und Ausgang abwechselnd Längs- und Querimpedanzen enthält (Bild 4). Überbrückungen zu einem entfernten Knotenpunkt dürfen nicht auftreten. Beschrieben wird die Herstellung von spulenlosen Abzweigfiltern mit $n = 2, 3, 4, 6$ oder 8 gleichen Quarzen (Bild 5) mit geringem Rechen- und Meßaufwand. Geeignet sind z.B. Trägerquarze aus Funksprechgeräten. Es können auch Obertonquarze sein. Unterhalb von etwa 3 MHz Filtermittelfrequenz läßt sich keine mehr für Einseitenbandmodulation ausreichende Bandbreite erzielen. Die Filter haben 1 dB Welligkeit.

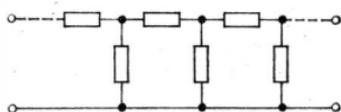


Bild 4
Abzweigschaltung (Prinzip)

Entwurfsalgorithmus

1. Probefilter mit $n = 2$ Quarzen und 3 Kondensatoren mit untereinander gleicher Kapazität C_{test} aufbauen (Bild 6). C_{test} ist innerhalb vernünftiger Grenzen frei wählbar.
2. Erforderlichen Abschlußwiderstand R_t für Generator- und Lastseite berechnen gemäß Gl.(1):

$$R_{t \text{ meß}} = \frac{0,613}{2\pi f_0 C_{\text{test}}} \quad (1)$$

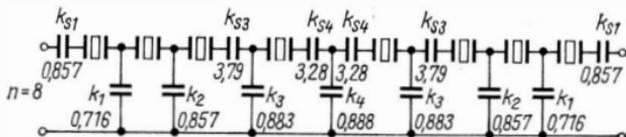
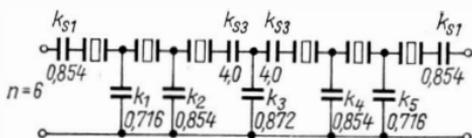
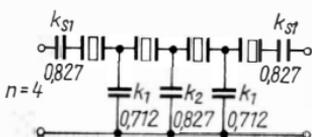
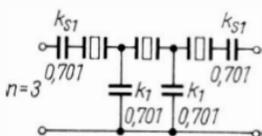
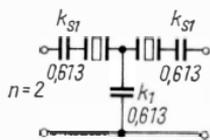


Bild 5

Quarzbandpässe in Abzweigschaltung für Quarze mit untereinander gleicher Frequenz (z. B. Kanalquarz aus Funksprechgeräten). Die Kapazitäten sind normiert (siehe Text). Die Filter haben $w = 12\% \cong 1$ dB Welligkeit im Durchlaßbereich

zum Zählfrequenzmesser

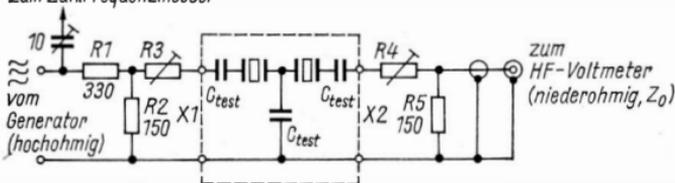


Bild 6 Testaufbau zur Ermittlung der Normierungskapazität C_0 . R3 bzw. R4 bewirken den korrekten Filterabschlußwiderstand R_t . R_t berechnet man vorher aus Gl.(1) und stellt dann $R_3 = R_t - R_2$ bzw. $R_4 = R_6 - Z_0$ ein. Z_0 ist der Wellenwiderstand des Koaxialkabels zum HF-Voltmeter (50 bzw. 75 Ω). Dieses Einstellen läßt sich zur Not mit einem Ohmmeter über dem Eingang bzw. dem Ausgang ermöglichen, das den Wert R_t anzeigen soll. Dabei soll der Eingang des Testaufbaus leerlaufen und der Ausgang kurzgeschlossen sein

3. Probefilter im Meßaufbau nach Bild 6 einsetzen.
4. R_3 so abgleichen, daß bei abgeklemmtem Generator ein Ohmmeter am Eingang des Quarzfilters (X1) $R = R_t$ anzeigt.
5. R_4 so abgleichen, daß bei kurzgeschlossenem HF-Voltmeter ein Ohmmeter am Ausgang des Quarzfilters (X2) $R = R_t$ anzeigt.
6. Durchlaßkurve des Probefilters aufnehmen.
7. Das Filter hat etwa 1 dB Welligkeit. Abweichungen sind auf ungleiche Quarz- oder Kondensatordaten bzw. falsch eingestellte R_t zurückzuführen.
8. 3-dB-Bandbreite $B_{3\text{meß}}$ aus Durchlaßkurve bestimmen.
9. Zur Kontrolle und Erhöhung der Genauigkeit Punkt 1 bis Punkt 8 mit anderen Kondensatoren der Kapazität C'_{test} wiederholen.
10. $n =$ Anzahl der Quarze im Filter wählen.
11. Normierungskapazität C_0 aus gewünschter 3-dB-Bandbreite B_{3n} des Filters mit n Quarzen und gemessener Bandbreite $B_{3\text{meß}}$ des 2kreisigen Probefilters errechnen:

$$C_0 = \frac{C_{\text{meß}}}{0,613} \cdot \left(\frac{B_{3\text{meß}}}{B_{3n}} \right)^2 \cdot \frac{R_{t\text{meß}}}{R_t} \quad (2)$$

R_t ist (innerhalb bestimmter Grenzen) frei wählbar. Zu große Werte ergeben schwer handhabbare kleine Kapazitäten und großen Einfluß der Streukapazitäten.

12. Aus Bild 5 die für das gewählte n gültigen normierten Kapazitäten $k_1, k_2, k_3 \dots$ und $k_{s1}, k_{s2}, k_{s3} \dots$ ansehen.
13. Alle benötigten Kapazitäten durch Multiplikation der normierten Kapazitätswerte mit C_0 errechnen. Zum Beispiel gilt $C_1 = k_1 \cdot C_0$ und $C_{s2} = k_{s2} \cdot C_0$.
14. Die errechneten Kapazitäten brauchen nicht bis auf 0,1 pF genau ausgemessen zu werden. Der nächstgelegene E-6-Normwert genügt im allgemeinen.
15. Das fertig verdrahtete Filter kann man im Testaufbau nach Bild 6 prüfen und bei Bedarf feinabgleichen.
16. Siehe Punkt 7.

Die niederfrequente Flanke dieser Abzweigfilter ist steiler als die hochfrequente. Das ist auf die Wirkung der Quarzparallelkapazitäten zurückzuführen und läßt sich nur durch die Wahl anderer Quarzfilterschaltungen beheben.

Quarzbrückenfilter

Ein Quarz wirkt elektrisch (Bild 7) wie ein Serienschwingkreis $L_s/C_s/r_s$ mit hoher Güte und sehr hohem L/C -Verhältnis, dem die Parallelkapazität c_p parallelgeschaltet ist. Hohe Güte vorausgesetzt, hat der Quarz bei der *Serienresonanzfrequenz*

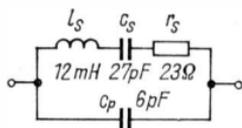


Bild 7

Ersatzschaltung eines Quarzes. Die angegebenen Werte wurden für einen HC-6-U-AT-Schwinger ermittelt. Es gilt $f_s = 8800 \text{ kHz}$, $f_p = 8820 \text{ kHz}$, $\Delta f = 20 \text{ kHz}$, $Q = 30000$

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \cdot C_s}}$$

seinen kleinsten Wechselstromwiderstand ($\approx r_s$) und bei der *Parallelresonanzfrequenz*

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s \frac{C_s \cdot C_p}{C_s + C_p}}}$$

seinen größten Wechselstromwiderstand. f_p liegt etwas höher als f_s . Den Abstand zwischen f_p und f_s bezeichnet man mit Δf :

$$\Delta f \equiv f_p - f_s \approx \frac{C_s}{C_p} \cdot f_s$$

Quarze mit Frequenzen über 1 MHz, die in die Hand des Amateurs gelangen, sind ausschließlich im AT-Schnitt gefertigt. Für sie gilt

$$\Delta f = f_s \cdot r \approx \frac{f_s}{n^3 \cdot 350}; \quad (3)$$

n ist die Ordnung des Obertons. Quarze im Frequenzbereich bis etwa 20 MHz werden meist im Grundton ($n = 1$) betrieben, Quarze von 20 bis 60 MHz meist im 3. Oberton ($n = 3$). Man kann daher etwa damit rechnen, daß ein 9-MHz-Quarz $\Delta f = 9 \text{ MHz}/350 = 25 \text{ kHz}$, ein 5-MHz-Quarz $\Delta f = 14 \text{ kHz}$, ein 1-MHz-Quarz $\Delta f = 2,8 \text{ kHz}$ und ein 27-MHz-Quarz (der ja im 3. Oberton arbeitet) $\Delta f = 8,4 \text{ kHz}$ aufweist.

Entwurf eines Quarzphasingfilters ähnlich Bild 9 nach einer vereinfachten Wellenparametertheorie:

1. Anzahl der Quarze mit gleichem Frequenzaußdruck auswählen.
2. 1. Quarz in Fassung stecken, die die gleiche Kapazität wie im späteren Filter hat.
3. Kapazität zwischen beiden Fassungsstiften mit Griddipper oder gewöhnlicher Kapazitätsmeßbrücke messen. Diesen Wert als «Parallelkapazität des 1. Quarzes C_{p1} » notieren.
4. Im Meßaufbau nach Bild 8 Serienresonanzfrequenz f_{s1} des 1. Quarzes beim Minimum des Ausschlags des HF-Voltmeters messen.
5. In Reihe zum Quarz einen Serienziehkondensator schalten. Seine Kapazität C_{zsmcB1} ist (in bestimmten Grenzen) beliebig wählbar. Größte Meßgenauigkeit erhält man bei der Wahl $C_{zsmcB1} \approx C_{p1}$.

zum Zählfrequenzmesser

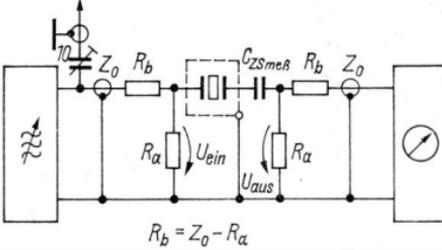


Bild 8

Meßschaltung zur Bestimmung der Quarzersatzdaten, $R_a \leq 5 \Omega$, ($R_a \ll r_s$). Um die nichtgezogene Serienresonanzfrequenz zu messen, wird C_{zs} zunächst kurzgeschlossen, Startwert für C_{zsmcB} ist $8,2 \text{ pF}$

6. Im Meßaufbau nach Bild 8 messen, wieviel Kilohertz die Serienresonanzfrequenz durch C_{zsmcB1} nach oben gezogen wurde. Diesen Frequenzabstand Δf_{szmeB1} nennen.
7. Berechne $\Delta f_1 = \Delta f_{szmeB1} (1 + C_{zsmcB1}/C_{p1})$.
8. Zur Kontrolle und Erhöhung der Genauigkeit Punkte 5 bis 7 wiederholen.
9. Berechne $f_{p1} = f_{s1} + \Delta f_1$.
10. Punkt 2 bis Punkt 9 für die übrigen Quarze durchführen.
11. Höchste gemessene Serienresonanzfrequenz f_{smax} und tiefste (indirekt) gemessene Parallelresonanzfrequenz f_{pmin} notieren.
12. Bei Bedarf die beiden nach Punkt 11 ermittelten Quarze für Trägergeneratoren bei Einseitenbandanwendungen aussondern und erneut Punkt 11 durchführen.
13. Der breiteste Durchlaßbereich, der mit einem Filter ähnlich Bild 9 erzielbar ist, liegt zwischen f_{smax} und f_{pmin} .

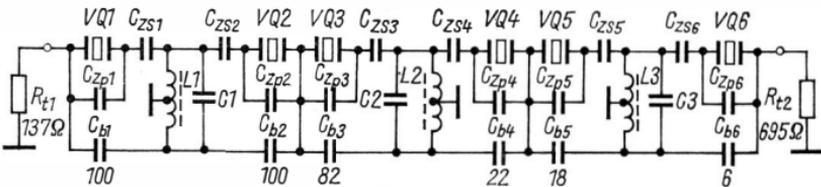


Bild 9 Quarzbandpaß, bestehend aus 6 Phasing filtersektionen. Die Erweiterungsmöglichkeit auf mehr Sektionen ist offensichtlich. Gegenüber der Struktur entsprechend Bild 1 ist die Dämpfung parasitärer Nebenresonanzen größer. Die Schwingkreise $L1/C1$, $L2/C2$ und $L3/C3$ stimmt man auf die Durchlaßmittenfrequenz ab. $L1$, $L2$ und $L3$ werden bifilar gewickelt, um ein Übersetzungsverhältnis von 1:1 und geringe Streuinduktivität zu erzielen. Berechnung der Kapazitäten C_{zs} , C_{zp} und C_b siehe Text. Die angegebenen Zahlenwerte gelten für einen Prototyp, der von W. Lechner berechnet und mit Quarzen ähnlich Bild 7 aufgebaut wurde und dienen der Illustration. C_{zp} waren Trimmer mit 10 bis 40 pF Kapazität. Sie und R_{t1} und R_{t2} wurden am Oszilloskop auf geringste Welligkeit im Durchlaßbereich abgeglichen

14. Durchlaßbereich $f_{sf} \dots f_{pf}$ des gesamten Filters innerhalb der Grenzen gemäß Punkt 13 beliebig vorgeben. Wenn die Quarzdaten untereinander nur wenig differieren, kann man also bis hinunter zu 1 MHz Mittenfrequenz 2,5 kHz breite Filter für Einseitenbandanwendungen ähnlich Bild 9 aufbauen. Je mehr man den Durchlaßbereich an f_{smax} heran nach unten verschiebt, desto niederohmiger wird der Wellenwiderstand des Filters; die benötigten Kapazitäten werden größer und lassen sich leichter handhaben.
15. Berechne

$$C_{zp1} = C_{p1} \left(\frac{\Delta f_1}{f_{pf} - f_{s1}} - 1 \right)$$

und

$$C_{zs1} = C_{p1} \left(\frac{\Delta f_1}{f_{s1} - f_{sf}} - 1 \right) - C_{zp1}.$$

Wenn man den Durchlaßbereich hinreichend nach unten festgelegt hat und die Quarzdaten untereinander wenig differieren, genügt es – für die C_{zs} meist und für die C_{zp} oft –, Festkondensatoren mit den nächstgelegenen E-12- oder E-6-Normwerten einzulöten.

16. Punkt für die übrigen Quarze durchführen.
17. C_{b1} , $C_{b2} \dots$ bemißt man im Kompromiß zwischen Weitabsektion, Rückkehrdämpfung und Flankensteilheit iterativ (Punkte 18 bis 23).
18. Berechnung der Durchlaßkurve einer Sektion (eines Phasingfilters) aus dem Gesamtfilter. An Stelle der Frequenzvariablen f wird die normierte Frequenzvariable

$$x \equiv \frac{f - \frac{1}{2} (f_{pf} + f_{sf})}{\frac{1}{2} (f_{pf} - f_{sf})}$$

eingeführt. x ist anschaulich der Frequenzabstand von der Mittenfrequenz des Filters, geteilt durch die halbe Filterdurchlaßbandbreite. Zum Beispiel kennzeichnet $x = 1$ die obere Eckfrequenz des Filters f_{pf} (= Parallelresonanzfrequenz aller gezogenen Quarze), $x = -1$ die untere Eckfrequenz f_{sf} (= Serienresonanzfrequenz aller gezogenen Quarze) des Filters und $x = 5$ eine Frequenz, die 2,5mal Filterdurchlaßbandbreite über der Filtermittenfrequenz liegt. $f_{\infty 1}$ bzw. $x_{\infty 1}$ ist die Frequenz, bei der die 1. Phasingfiltersektion (fast) unendlich starke Dämpfung zeigt.

19. $f_{\infty 1}$ im Sperrbereich bzw. $-\infty < x_{\infty 1} < -1$ oder $+1 < x_{\infty 1} < +\infty$ beliebig vorgeben.

20. Berechne und zeichne die (Spannungs-) Wellendämpfung (= Selektion bei idealer Anpassung) der 1. Phasingfiltersektion

$$a_{w1} = \sqrt{\frac{\frac{x_{\infty 1} + 1}{x_{\infty 1} - 1} \cdot \frac{x - 1}{x + 1} + 1}{\frac{x_{\infty 1} + 1}{x_{\infty 1} - 1} \cdot \frac{x - 1}{x + 1} - 1}}$$

in Abhängigkeit von x .

21. Punkt 19 und Punkt 20 für nächste Phasingfiltersektion durchführen. Zweckmäßig ist eine Wahl von x_{∞} in der Nähe der Frequenz mit der kleinsten Rückkehrdämpfung der 1. Sektion.
22. Berechne Selektion beider Sektionen $a_{w1} \cdot a_{w2}$.
23. Punkt 21 und Punkt 22 schrittweise für die nächsten Sektionen durchführen. Stellt sich heraus, daß ein gewählter x_{∞} -Wert zu einem ungünstigen Kompromiß zwischen Flankensteilheit, Rückkehrdämpfung und Weitabselektion führt, so korrigiert man ihn. Eine günstige Anordnung für ein Filter mit z. B. $n = 6$ Quarzen mit symmetrischer Durchlaßkurve, mehr als 60 dB Rückkehrdämpfung und (60 : 6)-dB-Formfaktor von 1,3 ist

$$x_{\infty 1} = -1,5; \quad x_{\infty 2} = -3; \quad x_{\infty 3} = -10; \quad x_{\infty 4} = +10; \\ x_{\infty 5} = +3 \quad \text{und} \quad x_{\infty 6} = +1,5.$$

24. Berechne Gesamtwellendämpfungskurve des Filters

$$a_{wf}(x) = a_{w12} \cdot a_w \cdot a_{w3} \dots a_{wn}.$$

25. Berechne

$$C_{b1} = \frac{(C_{p1} + C_{zp1})}{C_{p1} + C_{zp1} + C_{zs1}} \cdot \frac{x_{\infty 1} - 1}{x_{\infty 1} + 1}$$

und wähle Kondensator mit nächstgelegener E-12-Normkapazität. Die Welligkeit eines Filters nach Bild 9 im Durchlaßbereich ist um so geringer, je weniger sich die Wellenwiderstände benachbarter Sektionen voneinander unterscheiden.

26. Berechne die effektive Parallelkapazität

$$C_{peff1} = \frac{(C_{p1} + C_{zp1}) C_{zs1}}{C_{p1} + C_{zp1} + C_{zs1}}$$

des durch C_{zp1} und C_{zs1} gezogenen 1. Quarzes.

27. Punkt 26 für die übrigen Quarze durchführen.
28. Umordnung der Quarzbezeichnungen durchführen, so daß Quarz 1 der Quarz mit der kleinsten, Quarz 2 mit der zweitkleinsten Kapazität C_{peff} wird.
29. Berechne

$$\alpha_1 = \frac{x_{\infty 1} - 1}{x_{\infty 1} + 1}.$$

30. Punkt 29 für die übrigen x_∞ -Werte durchführen.
31. Umordnung der α -Bezeichnungen durchführen, so daß α_1 den größten, α_2 den zweitgrößten, usw. Wert hat.
32. Berechne $C_{b1 \text{ eff}} = C_{p \text{ eff } 1} \alpha_1$; $C_{b2} = C_{p \text{ eff } 2} \alpha_2$; ... Nächstgelegene E-12-Werte aussuchen.
33. Filter zusammenbauen und im Meßaufbau nach Bild 6 Abschlußwiderstände auf geringste Welligkeit im Durchlaßbereich abgleichen.

Bei dem beschriebenen Bemessungsverfahren nimmt die Welligkeit im Durchlaßbereich mit steigender Anzahl der Quarze im Filter ab. Bei 6 Quarzen ist sie stets für EM-Anwendungen ausreichend klein, z. B. im obigen Bemessungsvorschlag $< 1,3$ dB. Der in der Berechnung vernachlässigte Serienresonanzwiderstand des Quarzes bewirkt eine Verrundung der Kanten in der Nähe der oberen und der unteren Eckfrequenz und eine Zunahme der Welligkeit mit sich vergrößerndem Abstand von der Mittenfrequenz. Meist hat man jedoch Schwierigkeiten, die Frequenzen und Kapazitäten hinreichend genau zu messen und die benötigten Kapazitäten und Abschlußwiderstände zu realisieren. Dadurch entsteht eine größere Welligkeit im Durchlaßbereich als durch die obengenannten Effekte.

Wenn man in der Phasingfiltersektion dem Kondensator C_b einen Quarz VQ 2 parallelschaltet und VQ 2 «seinen» Phasingkondensator C_{b2} durch Parallelschaltung zu VQ 1 gibt, erhält man eine Sektion eines *Quarzhalbbrückenfilters*. Quarzhalbbrückenfilter benötigen gegenüber Phasingfiltern nur die halbe Anzahl Symmetriertransformatoren (auch *Differentialtransformatoren* genannt), und man kann mit ihnen, wenn die Quarze geeignet geschliffen (genauer: bedampft) wurden, doppelte Bandbreite erzielen. Sie weisen jedoch verschlechterte Nebenresonanzdämpfung auf. Da dieser Gesichtspunkt schwerer wiegt und vom Amateur nicht beeinflußt werden kann, empfiehlt es sich für ihn, dem Phasingfilter den Vorzug zu geben, zumal in der Mehrzahl der Amateuranwendungen die benötigte Bandbreite mit dem Phasingfilter zu erreichen ist.

Das beschriebene Entwurfsverfahren läßt sich auch für Quarzfilter anwenden, die die Quarzresonanzen im Oberton ausnutzen. Zum Beispiel kann man mit 12-MHz-Kanalquarzen sehr gut ein 36-MHz-Quarzfilter mit 2, 4 oder 8 kHz Bandbreite bauen, das in einem Kurzwellenempfänger mit hoher (erster) Zwischenfrequenz verwendet wird. Man muß dann aber die Serienresonanzfrequenzen f_s und $f_{z \text{ smeß}}$ bei 36 MHz messen und darf sie nicht etwa durch Multiplikation mit dem Faktor 3 aus den Grundtonfrequenzen errechnen. Die üblichen Hochfrequenzprobleme durch Streukapazitäten, unerwünschte Erdinduktivitäten u.ä. treten verschärft hervor. Die höchsterreichbare Flankensteilheit, gemessen in dB/kHz, ist wegen der höheren Mittenfrequenz und der geringeren Quarzgüte kleiner, braucht aber der kommerzieller Filter für diesen Frequenzbereich nicht nachzustehen. Man sollte aber bei einer Bemessung mit Werten von $|x_\infty| < 1,5$ vorsichtig sein.

Ein Problem scheint die ausreichende Nebenresonanzdämpfung in der Nähe der Grundtonfrequenz zu sein. Man sichert sie am ehesten durch

Kettenschaltung von Phasingfiltersektionen, deren Differentialtransformatoren mit einem Parallelkondensator auf Resonanz in der Nähe des Obertons abgestimmt sind. Diese Schwingkreise bewirken zusätzliche Selektion. Außerdem fallen die Grundtonresonanzen aller Quarze meist nicht genau zusammen, so daß z. B. auf der Grundtonresonanzfrequenz des 1. Quarzes meist die übrigen Quarze ausreichende Filterdämpfung ermöglichen.

Weitabselektion

Meist trägt das Kompaktquarzfilter im Amateurempfänger die Hauptlast der Selektion; es muß die stärksten Rundfunksender ($U_{\text{ant}} > 0,5 \text{ V}$) so stark schwächen, daß sie nicht die leisesten Amateursignale ($U_{\text{ant}} < 0,5 \mu\text{V}$) stören. Sehr gute Quarzfilter sollten also eine Weitabselektion von größer als $0,5 \text{ V}/0,5 \mu\text{V} = 1 \text{ Million} \cong 120 \text{ dB}$ aufweisen. Diese Forderung wird selbst von sehr guten kommerziellen Amateurfunkempfängern nicht erfüllt. Die Ursache liegt oft nicht in der zu geringen Anzahl der Quarze, sondern im wenig sorgfältigen Einbau in das Gerät. Durch Verkopplung der Stromkreise an Ein- und Ausgang umgeht ein Teil des Signals das Filter. Es reicht nicht, nach der Devise vorzugehen: «Ein- und Ausgang des Filters dürfen sich nicht sehen.» Um eine Weitabselektion von mehr als $10000 \cong 80 \text{ dB}$ bei einer Mittenfrequenz von größer 5 MHz erreichen zu können, ist mindestens erstens eine geschlossene Kammerbauweise anzuwenden und zweitens die Abschirmwand zwischen Ein- und Ausgang durchgängig an der Kammerwand anzulöten.

Für noch größere Weitabselektion muß das Filter breitflächig auf der ebenen Chassisfläche aufliegen und sehr fest angeschraubt werden. Bei hohen Dämpfungsanforderungen ist doppeltkaschiertes Halbzeug als Kammermaterial ungeeignet; man müßte die äußere Massefläche mit den beiden inneren Masseflächen zu oft in Filternähe durchkontaktieren. Man legt unter die Befestigungsmuttern des Filters je eine Lötöse und eine Zahnscheibe und benutzt die eine Lötöse als gemeinsamen Erdungspunkt für die Mischstufe und die zweite (die sich in der anderen Kammer befindet) für die 1. ZF-Stufe. Beide Kammern sollen einen vollständig schließenden Deckel tragen.

Wer beim Filteraufbau nicht auf kupferkaschiertes Halbzeug verzichten will, muß mit verringerter Weitabselektion rechnen. Beim Aufbau mit doppeltkaschiertem Halbzeug ist wie folgt zu verfahren:

1. Quarzfilter von unten gegen die untere Kaschierung schrauben.
2. Die Trennwand über der Mitte des Quarzfilters ist an beiden Seiten lückenlos mit der oberen Kaschierung und der Kaschierung der Seitenwände der Kammer zu verlöten.
3. Obere Kaschierung möglichst wenig von Leiterzügen unterbrechen, aber als «heißen» Leiter betrachten. Keine Schaltelemente auf ihr oder der Trennwand erden.
4. Schaltelemente nur über Aussenkungen an der unteren Kaschierung erden.

5. Einen Erdungspunkt in der unteren Kaschierung in der Nähe des Quarzfilters als gemeinsamen Erdungspunkt der Stufe verwenden.
6. Damit keine Kurzschlüsse entstehen, müssen die Bohrungen für alle Bauelemente in der Kammer von der Unterseite freigesenkt werden.

Die Verblockung der Leitungen, die in die Kammer führen, ist äußerst sorgfältig vorzunehmen. Man schraubt in die Kammerwand ein Durchführungsfilter *EZs 0139* (dessen 60- Ω -Einfügedämpfung bei 9 MHz aber nur etwa 3 ± 10 dB beträgt) und lötet innen und außen je einen HDK-Keramikkondensator auf kurzem Wege nach Masse (nicht zum gemeinsamen Erdungspunkt!). Die Serienresonanzfrequenz dieser Kondensatoren soll im eingebauten Zustand gleich der Filtermittelfrequenz f_0 sein. Das läßt sich durch Einspeisung eines Meßgeneratorsignals von außen, Anklemmen eines HF-Indikators (z. B. empfindliches Oszilloskop *EO 174*) innen (Bild 10) und Auswechseln gegen Kondensatoren mit anderer Kapazität C prüfen. Generator und Indikator erdet man auf kurzem Wege in der Nähe des Durchführungsfilters. Geeignete Startwerte sind $C = 10$ (33) nF bei $f_0 = 9$ (5) MHz.

Die versorgte Elektrode wird mit einem Kondensator zum gemeinsamen Erdungspunkt der Stufe hin abgeblockt. Er soll ebenfalls Serienresonanz bei f_0 aufweisen. Wenn seine Leitungen länger sind, muß er eine kleinere Kapazität haben. Beide Kondensatoren verbindet man durch eine Drossel, die auf Parallelresonanz bei f_0 abgeglichen ist. Die Parallelresonanzfrequenz läßt sich durch Ankoppeln eines Griddippers an die Drossel im eingelöteten Zustand messen. Auch außerhalb der Kammer lötet man eine Drossel an das Durchführungsfilter, damit äußere Störspannungen nur zu kleinen Chassisaußenströmen und -innenströmen führen.

Leitungen, die die folgenden Stufen des ZF-Verstärkers versorgen, brauchen um den Verstärkungsfaktor der ersten Stufen weniger sorgfältig gegen das Eindringen von ZF-Signalen verblockt zu werden. Dagegen muß beim Mischer die Verblockung für den gesamten KW-Bereich wirksam sein. Nicht

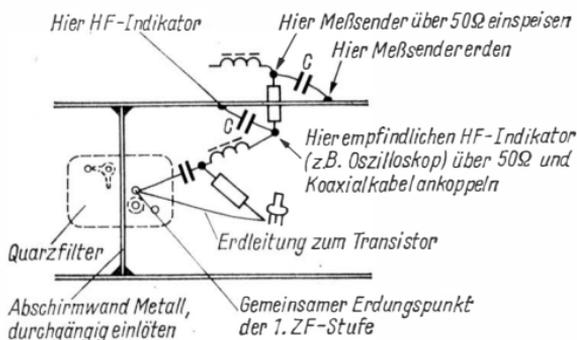


Bild 10 Korrekte Verblockung eines Quarzfilters (siehe Text)

selten umgeht das ZF-Signal das Quarzfilter über die Zuleitung vom Oszillator. Es empfiehlt sich, einen Doppelbalancemischer zu benutzen (da er den ZF-Ausgang von HF- und Oszillatoreingang etwas entkoppelt) und den HF-Eingang des Mixers mit einem ZF-Saugkreis (Trap) zu shunten.

Die geschilderten Probleme werden oft dadurch entschärft, daß in größerem Abstand von der Filtermittenfrequenz LC-Kreise im ZF-Verstärker zusätzlich zur Weitabselektion beitragen und in dichtem Abstand von der Filtermittenfrequenz das Rauschen des eigenen Überlagerungsoszillators die dynamische Selektion herabsetzt.

Abschlußimpedanz

Quarzfilter müssen am Ein- und Ausgang bestimmte Abschlußwiderstände haben, anderenfalls steigen die Betriebsdämpfung und die Welligkeit des Filters im Durchlaßbereich an. Das gilt sowohl für den ohmschen Anteil als auch den Blindanteil des Wechselstromwiderstands. Meist denkt man ihn sich hervorgerufen durch einen Widerstand R_1 , dem die Kapazität C_1 parallelgeschaltet ist. Zum Beispiel beträgt beim Quarzfilter XF-9B $R_1 = 500 \Omega$ und $C_1 = 30 \text{ pF}$.

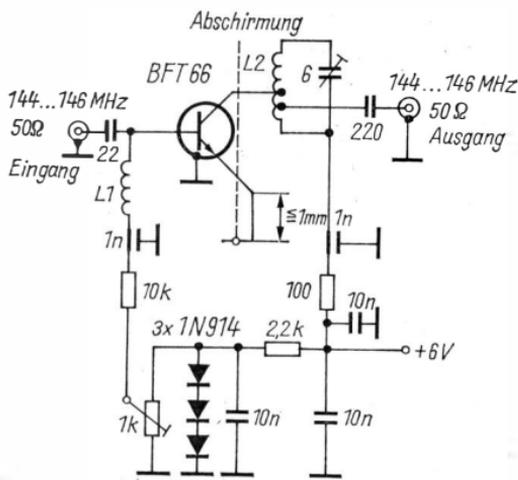
Der Betrag der Eingangsimpedanz eines Quarzfilters steigt außerhalb des Durchlaßbereichs mit zunehmendem Abstand von der Mittenfrequenz steil an. Ein Halbleitermischer, der direkt auf ein Quarzfilter als Lastwiderstand arbeitet und ein HF-Eingangssignal in die ZF-Lage außerhalb des Durchlaßbereichs umsetzt, wird in diesem Bereich deshalb leicht Intermodulation verursachen. Deshalb schaltet man immer häufiger zwischen Mischer und Quarzfilter eine Trennstufe mit geringer Rückwirkung. Die Trennstufe soll einen frequenzunabhängigen Eingangswiderstand haben, wenig rauschen und großsignalfest sein. Üblich sind transformatorgegengekoppelte Bipolartransistoren und Hochstrom-SFET in Gateschaltung.

Die Abschlußwiderstände R_1 , die das Filter haben muß, werden meist nicht durch den Einbau von Widerständen realisiert, sondern durch den Ausgangswiderstand der vorigen bzw. Eingangswiderstand der nachfolgenden Stufe. Oft unterscheiden sich diese Widerstände, und man muß sie einander anpassen (transformieren). Zu diesem Zweck schaltet man einen HF-Transformator (auf Ferritkern), einen Schwingkreis mit Anzapfung, ein L -Glied oder ein π -Glied dazwischen.

Die monolithischen Quarzfilter *MQF 10,7-1800/1* und *MQF 70,2-1600/1* erfordern $R_1 = 4,7 \text{ k}\Omega$ und einen induktiven Blindabschluß.

Rauscharmer Vorverstärker für das 2-m-Band

Eine bessere Empfindlichkeit vorhandener Empfangsanlagen kann durch Anbringen eines rauscharmen Antennenvorverstärkers in unmittelbarer Nähe der Antenne erzielt werden. Das Problem stellt sich für viele Funkamateure, die auf Grund der gegebenen örtlichen Lage Antennenzuleitungen von über 30 m haben. Hier machen sich die Kabelverluste handelsüblicher Koaxialkabel in der Gesamtempfindlichkeit einer Empfangsanlage schon bemerkbar. Mit modernen Mikrowellentransistoren lassen sich Vorverstärker für das 2-m-Band mit Rauschzahlen um 1,5 dB verhältnismäßig leicht aufbauen. Bild 1 zeigt einen solchen Vorverstärker nach DJ 7 VY [1], der mit dem Transistor BFT 66 (Siemens) realisiert ist. Da solche Transistoren eine sehr hohe Transitfrequenz und hohe Leistungsverstärkung auf-



U_B	6V	6V	70V	} Bandbreite = 26 MHz
I_C	12 mA	6 mA	20 mA	
IP	-3,5 dBm	-12 dBm	0 dBm	
F	1,46 dB	1,1 dB	1,6 dB	
6p	24 dB	23 dB	24 dB	

Bild 1
2-m-Vorstufe mit dem
BFT 66

weisen, sind sie sehr schwingfreudig. Daher ist es sehr wichtig für die Stabilität, daß der Emitter auf dem kürzesten Wege geerdet wird. Die Länge des Emitteranschlusses darf 1 mm nicht überschreiten.

Aus der in Bild 1 angegebenen Tabelle sind die Eigenschaften der Schaltung in Abhängigkeit von der Wahl des Arbeitspunkts zu ersehen. Die Temperaturstabilisierung des Gleichstromarbeitspunkts wird über die temperaturabhängige Basisvorspannung mit 3 in Reihe geschalteten Si-Dioden verwirklicht. Mit einem mittleren Interception Point (IP) von $-3,5$ dBm liegt dieses Verzerrungsmaß um $8,5$ dB niedriger, als man es mit einem Dual-Gate-MOSFET *3N200* (IP = 5 dBm, $F = 3$ dB) erzielen würde. Ein Nachteil solcher rauscharmer Vorverstärker ist aber die geringe Vorselektion auf Grund der niedrigen Betriebsgüte, wie sie zu wählen ist, um keine Verschlechterung der Rauschzahl durch die Durchlaßdämpfung des Eingabekreises zu erhalten.

2-m-HF-Vorverstärker mit Dual-Gate-MOSFET

Der Dual-Gate-MOSFET *BF 900* ist für den Einsatz als geregelter HF-Verstärker in Sourceschaltung bis zu Frequenzen von 600 MHz sowie als Mischstufe bis 900 MHz entwickelt worden. Für eine Meßfrequenz von 200 MHz ist eine typische Rauschzahl von 2 dB durch den Hersteller angegeben. Bild 2 zeigt eine Schaltung für das 2-m-Band [2]. Der Dual-Gate-MOSFET arbeitet in Sourceschaltung. Im Drainkreis wurde ein Bedämpfungswiderstand von 10Ω eingeschaltet, um parasitäre Schwingungen im UHF-Bereich zu verhindern. Die Anzapfung am Eingangskreis ist zur Erzielung der günstigsten Rauschzahl zu optimieren, Rauschzahlen um $1,5$ dB lassen sich dabei erreichen. Die Leistungsverstärkung der Schaltung beträgt 30 dB ($U = 14$ V). Um die zur Ausnutzung des vollen Regelbereichs des Verstärkers benötigte negative Spannung zwischen dem Gate 2 und Source zu umgehen, wird das Sourcepotential über die zusätzliche Stromspeisung durch den Widerstand $4,7$ k Ω auf einem minimalen Potential von $2,7$ V bei herabgeregeltem Transistor gehalten. Für den Regelbereich von 50 dB ist die Regelspannung

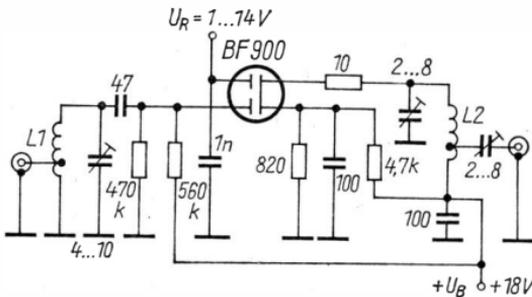


Bild 2
2-m-Vorstufe mit dem
BF 900

Gleichstromweg für T2 wird über die Neutralisationsspule *L2* sowie die Eingangsspule *L1* geschlossen.

In der dem Vorverstärker folgenden Mischstufe wird der Dual-Gate-MOSFET *KP 350 A* eingesetzt. Im Drainkreis filtert der Schwingkreis *L5* die ZF von 9 MHz aus. Die Oszillatorfrequenz von 135 bis 137 MHz wird dem Gate 2 von T3 zugeführt, sie ist nach dem Syntheseprinzip aufbereitet. Ein Grundwellenquarz um 8 MHz wird in der Oszillatorschaltung T4 auf seiner 3. Harmonischen erregt, danach folgt der als Verfünfacher arbeitende Transistor T5. Im Kollektorkreis werden 122,7 MHz ausgekoppelt und an das Gate 1 von T6 geführt, der als Mischstufe zur Erzeugung der Oszillatorfrequenz des Konverters arbeitet. Durch den VFO (T7), eine kapazitive Dreipunktschaltung, wird eine variable Frequenz von 12,3 bis 14,3 MHz erzeugt, die Gate 2 von T6 aussteuert. Über ein 2kreisiges Bandfilter filtert man das erwünschte Mischprodukt aus.

Zur Inbetriebnahme des Oszillators nur der Hinweis, daß der 30-pF-Kondensator an der Basis von T4 zuerst durch 10 nF zu ersetzen ist und anschließend der Kollektorkreis bei überbrücktem Quarz auf die Obertonfrequenz eingestellt wird. Abschließend ist der 30-pF-Kondensator so zu variieren, daß sich nur eine quarzstabilisierte Obertonerrung einstellt.

Einfacher FM-Relais-Transceiver

Dem Bedarf an einfacher Technik zur Abwicklung des Funkbetriebs über ein FM-Relais mit 600-kHz-Ablage im 2-m-Band kommt die von *OKIWPN* angegebene Schaltung in Bild 4 entgegen. Der Sender ist 4stufig aufgebaut. Ein 12-MHz-Quarz, entsprechend der genauen Frequenz für die jeweils gewünschte Relaiseingabefrequenz, wird in einer kapazitiven Dreipunktschaltung mit T1 erregt. Mit einem 2kreisigen Bandfilter wird die 3fache Quarzfrequenz 36 MHz im Kollektorkreis von T1 ausgesiebt und dem als Verdoppler arbeitenden Transistor T2 zugeführt. Durch einen Einzelkreis werden hier die 72 MHz zur Ansteuerung des weiteren Verdopplers T3 bereitgestellt. Der Endstufentransistor T4 arbeitet im Geradeausbetrieb auf 144 MHz. Die Ausgangsleistung liegt bei 100 mW und ist von der Transistorbestückung der Senderstufen in ihrer Gesamtheit abhängig. Mit der Kapazitätsdiode *KB 105* wird der Oszillator T1 frequenzmoduliert. Als Mikrofon nutzt man den Lautsprecher, und der Operationsverstärker IS2 wirkt im Sendebetrieb als Modulationsverstärker. Zur Erzeugung der Ruftongfrequenz wird ein astabiler Multivibrator (T7, T8) herangezogen.

Der Empfangsteil des kleinen Transceivers arbeitet mit einer ZF von 600 kHz, so daß die Sendefrequenz als Empfangsoszillatorfrequenz verwendet werden kann. Auf Grund der niedrigen ZF und der mäßigen Eingangselektion wird die Spiegelempfangsfrequenz nicht unterdrückt. Der HF-Verstärker des Empfängereingangs arbeitet ohne Eingangskreis für 144 MHz. Über ein 2kreisiges Bandfilter gelangt das verstärkte Eingangssignal an die Mischstufe T5, in deren Kollektorkreis ein auf 600 kHz umgestimmtes ZF-

Oberwellenfilter für 70-cm-Sender

Bei der Realisierung von Oberwellenfiltern im 70-cm-Band machen sich die parasitären Zuleitungsinduktivitäten der Kondensatoren bemerkbar. Ein interessanter Lösungsvorschlag zum Vermeiden der Zuleitungsinduktivitäten, die das Frequenzverhalten der Schaltung stören und die beabsichtigten Dämpfungswerte der Oberwellen reduzieren würden, zeigt Bild 7 [5]. Das Oberwellenfilter beginnt und endet mit einer Induktivität, so daß am Eingang und Ausgang des Filters keine zusätzlichen Zuleitungsinduktivitäten entstehen. Durch Realisieren der Kondensatoren als gedruckte Ausführungen auf einer 1,6 mm starken, doppeltkaschierten Epoxydharzleiterplatte werden für die Kondensatoren Zuleitungsinduktivitäten verhindert. Zur Entkopplung der Spulen sind 2 Abschirmbleche eingesetzt. Die Kondensatorflächen werden freigeätzt, wobei die andere Kupferseite als durchgängige Massefläche erhalten bleibt. Für den Anschluß der Kabel und der Induktivitäten $L1$ und $L3$ werden kleine Lötflächen vorgesehen. Als Durchlaßdämpfung wurden 0,6 dB gemessen, und die Dämpfung der 1. Oberwelle wurde mit mehr als 25 dB, die der 2. Oberwelle mit mehr als 35 dB angegeben.

Die Berechnung solcher Filter ist nach den üblichen Methoden möglich, und bei bekannter Dielektrizitätskonstante des Leiterplattenmaterials kann man auch die benötigten Flächen der Kondensatoren ermitteln. Die 70-cm-Oberwellenfilter lassen sich auch sehr gut unter Verwenden von Chipkondensatoren realisieren, die nach dem Prinzip in Bild 7 auf einer gemeinsamen Massefläche aufgelötet werden. Die Oberseiten der Chipkondensatoren dienen dann wieder als Lötstützpunkte.

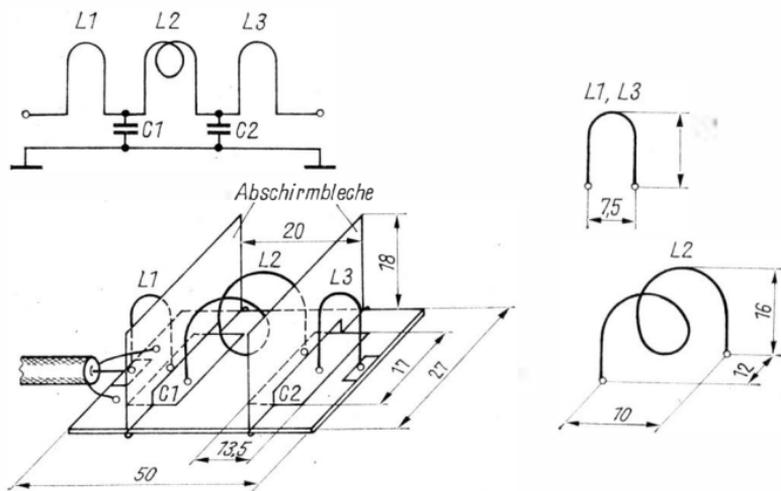


Bild 7 70-cm-Oberwellenfilter

Einfacher Rauschgenerator

In Sperrichtung betriebene Basis-Emitter-Übergänge von HF-Transistoren ermöglichen den Aufbau eines einfachen Rauschgenerators für unterschiedliche Testzwecke. Bild 9 gibt eine solche einfache Anordnung wieder. Das erzeugte Spektrum ist breitbandig und reicht bis oberhalb des 70-cm-Bands. Der Ausgangswiderstand wird durch die 3 parallelgeschalteten Widerstände realisiert. Über die Regelung des Sperrstroms kann die abgegebene Rauschleistung variiert werden. Bei Strömen oberhalb von einigen hundert Mikroampere wurde keine Zunahme der Rauschleistung festgestellt. Vielmehr trat mit steigendem Strom eine bereichsweise Reduzierung auf. Ein definierter Zusammenhang zwischen Rauschleistung und Strom besteht allerdings nicht. Durch die Nachschaltung eines Preh-Reglers oder fester Dämpfungsglieder läßt sich eine definierte Regelabschwächung verwirklichen. Mit der angegebenen Schaltung werden an einem 2-m-Empfänger mit einer Rauschzahl von 3 dB, bei einer Bandbreite von 2,4 kHz ein Rauschspannungsanstieg am Ausgang des Empfängers von 30 dB gemessen. Anwendungsmöglichkeiten sind der Abgleich von Empfängern, die Optimierung von Arbeitspunkten wie Leistungsanpassung oder Rauschanpassung, die Überprüfung der Empfindlichkeit im Empfangsbereich, die Eichung der dB-Schritte des S-Meters oder vergleichende Messungen.

Zur Auswertung der Rauschspannung hat sich der in Bild 10 angegebene einfache Rauschspannungsindikator bewährt. Mit einem Lautsprecherübertrager wird die Rauschspannung transformiert, so daß die Schwellspannung der Germaniumdiode keinen Einfluß auf die gleichgerichtete Spannung hat. Als Gleichspannungsindikator eignet sich ein Multizet mit 20 k Ω /V.

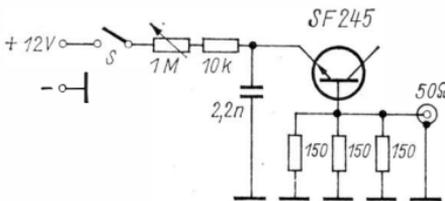


Bild 9
Ein Rauschgenerator für Testzwecke

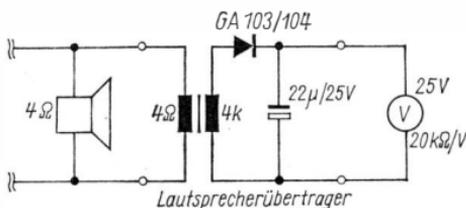


Bild 10
Einfacher Rauschspannungsindikator

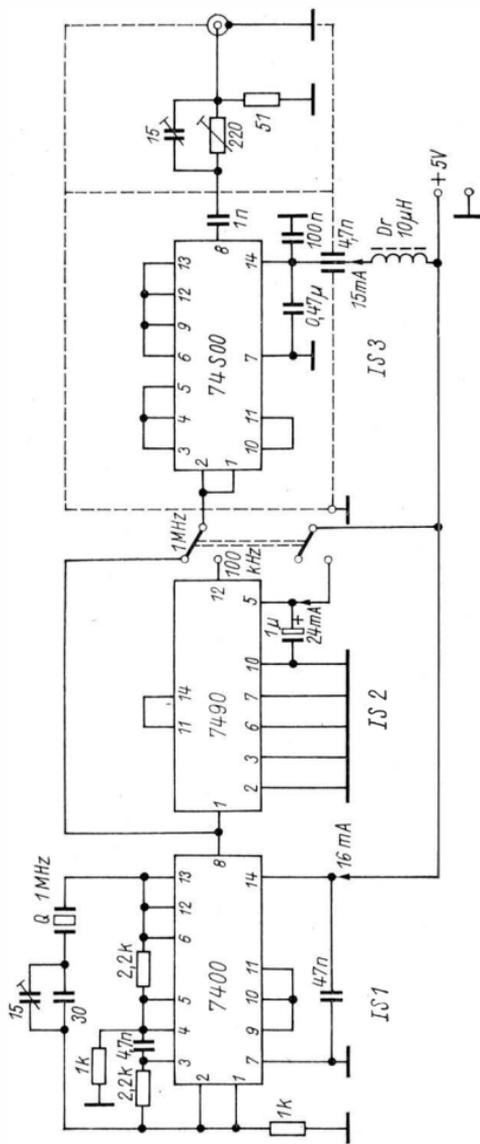


Bild 11 Eichmarkengenerator mit definierten Markenamplituden

Eichmarkengenerator

In [6] ist ein Eichmarkengenerator für 100-kHz- und 1-MHz-Marken beschrieben, die bis oberhalb des 70-cm-Bands reichen. Durch die Erzeugung extrem kurzer Impulse ist der Amplitudengang der Eichmarken zwischen 100 kHz und 150 MHz kleiner als -1 dB. Der Schaltkreis IS1 (Bild 11) arbeitet als 1-MHz-Quarzoszillator. Ihm folgt ein IS 7490 als 10:1-Teiler, und über einen Schalter wird dem Schottky-TTL-Schaltkreis 74S00 (IS3) wahlweise das 100-kHz- oder 1-MHz-Signal zugeführt. Am Ausgang 8 des Gatters entstehen unter Ausnutzen der Gatterlaufzeiten Nadelimpulse mit einer Halbwertbreite von 2 nS. Der Aufbau des 74S00 muß sehr gut abgeschirmt sein, und die Entkopplung am Anschluß 14 ist über einen möglichst kurz angelöteten Keramikkondensator 100 nF auszuführen. Mit dem Einstellregler am Ausgang der Impulserzeugungsstufe kann eine definierte Ausgangsamplitude der 100-kHz-Marken auf $100 \mu\text{V}$ im Bereich von 100 kHz bis 150 MHz eingepegelt werden. Nach Umschaltung auf 1-MHz-Marken entstehen entsprechend dem Frequenzverhältnis Markenamplituden von 1 mV. Eine nachgeschaltete Dämpfungsleitung erhöht die Einsatzmöglichkeiten des Eichmarkengenerators.

Spulendaten

(ID – Innendurchmesser)

Bild 1

L1, L2: 5 Wdg., 1-mm-CuAg, 6,5 mm ID, 8,5 mm lang, Anzapfung L2: 1,5 Wdg. und 1 Wdg. vom kalten Ende

Bild 2

L1, L2: 7 Wdg., 0,6-mm-CuAg, 6 mm Durchmesser, Anzapfung 2 Wgd. vom kalten Ende

Bild 3

L1: 7 Wdg., 0,7-mm-CuAg, Luftspule 7,5 mm Durchmesser, Anzapfung 1,5 Wdg. vom kalten Ende

L2: 18 Wdg., 0,41-mm-CuL, Spulenkörper 6,5 mm Durchmesser mit Abgleichkern (Messing 5 mm Durchmesser, 12 mm lang)

L3: 7 Wdg., 0,7-mm-CuAg, Luftspule 7,5 mm Durchmesser

L4: 6 Wdg., 0,7-mm-CuAg, Luftspule 7,5 mm Durchmesser, Anzapfung 3 Wdg. vom kalten Ende

L5: 15 Wdg., 0,35-mm-CuL, Spulenkörper 8 mm Durchmesser mit Abgleichkern (Ferritkern 4 mm Durchmesser, 12 mm lang, $\mu = 600$)

L6: 4 Wdg., 0,35-mm-CuL, um L5 gewickelt (am kalten Ende)

L7: 20 Wdg., 0,35-mm-CuL, Spulenkörper 8 mm Durchmesser mit Abgleichkern (Ferritkern 4 mm Durchmesser, 12 mm lang, $\mu = 600$)

L8: 4 Wdg., 0,7-mm-CuAg, Luftspule 8 mm Durchmesser, Anzapfungen vom heißen Ende bei 1 und 2¹Wdg.

L9: 7 Wdg., 0,7-mm-CuAg, Luftspule 8 mm Durchmesser, Anzapfung vom heißen Ende bei 0,5 Wdg.

L10: wie L9, Anzapfung bei 1 Wdg.

L11: 18 Wdg., 0,35-mm-CuL, Spulenkörper 8 mm Durchmesser mit Abgleichkern (Ferritkern 6 mm Durchmesser, 10 mm lang, $\mu = 600$)

Bild 4

L1: 5 Wdg., 0,5-mm-CuL, 3 mm ID

L2: 25 Wdg., 0,3-mm-CuL, 3 mm ID

L3: wie L2, Anzapfung 6 Wdg. vom kalten Ende

L4: 8 Wdg., 0,5-mm-CuL, 4 mm ID

L5: 3 Wdg., 0,5-mm-CuL, 6 mm ID, auf das kalte Ende von L4 gewickelt

L6: 7 Wdg., 0,8-mm-CuL, 4 mm ID

L7: 2 Wdg., 0,8-mm-CuL, 66 mm ID, auf das kalte Ende von L6 gewickelt

L8: 3 Wdg., 0,8-mm-CuL, 5 mm ID

L9: wie L8

L10: 5 Wdg., 0,5-mm-CuL, Spulenkörper 5 mm Durchmesser mit VHF-Abgleichkern

L11: wie L10

L12a: 7 Wdg., 0,5-mm-CuL, 3 mm ID

L12b: 2 Wdg., 0,5-mm-CuL, 4 mm ID, über das kalte Ende von L12a gewickelt

Drosseln: 10 Wdg., 0,2-mm-CuL, auf Ferritstab 2 bis 3 mm Durchmesser

Bauelemente für Bild 4

T1 ... T3, T5, T6: KF 124, KF 125, KF 524, KF 525, KF 167, KF 173

T4: KSY 63, KSY 21, KSY 71

T7, T8: KC 147 ... KC 149

IS1: TBA 120 S, A 220 D

IS2: MAA 501, MAA 592, MAA 504, MAA 725

Literatur

- [1] DJ 7 VY: Ein rauscharmer Vorverstärker für 144 MHz, VHF-UHF-DUBUS-TECHNIK, Seite 135
- [2] Schuermann, J., DJ 1 SK: Moderne FETs für HF-Anwendungen in Amateurfunkbändern, cq-DL (1977), Heft 11, Seite 418 bis 422
- [3] Gorbati, W. U.: Amateur-UKW-Funkstation mit Transistoren, Verlag Energie, Moskau 1978
- [4] Kooijstra, D., PA \emptyset DKO: Een 70-cm-voorversterker, Electron 34 (1979), Heft 5, Seite 325
- [5] Kooijstra, D., PA \emptyset DKO: Harmonischen-filter voor 70 centimeter, Electron 34 (1979), Heft 8, Seite 520
- [6] Waxweiler, R., DJ 7 VD: Eichmarkengenerator mit definierter Markenamplitude und definiertem Abschwächer, cq-DL (1978), Heft 8, Seite 348 bis 349

Die Antennenrauschbrücke ist ein modernes Meßgerät mit vielseitiger Anwendungsmöglichkeit, das sich wegen seines einfachen Aufbaus für den Funkamateuer besonders eignet. Die Rauschbrücke ermöglicht das Feststellen der Resonanzfrequenz und der Fußpunktimpedanz von Antennen. Ferner eignet sie sich zum Ausmessen der Resonanz von Leitungen und Schwingkreisen. Mit geringem zusätzlichem Aufwand können auch Blindwiderstände bestimmt werden.

Das Meßprinzip der Brückenschaltung beruht auf dem des Antennascope [1]. Die Unterscheidungsmerkmale zwischen Antennascope und Antennenrauschbrücke sollen die Übersichtsschaltpläne in Bild 1 verdeutlichen. Beim Antennascope (Bild 1a) verwendet man einen frequenzabstimmbaren Generator G (Meßsender, Stationssender, Griddipmeter usw.), der die Brücke jeweils mit *einer* bestimmten Frequenz erregt; das Brückennull wird allgemein durch ein Mikroamperemeter in Verbindung mit einer Gleichrichterdiode angezeigt, d. h. nicht frequenzselektiv. Bei der Antennenrauschbrücke (Bild 1b) hingegen sind die Verhältnisse umgekehrt. Der Generator G ist eine Rauschquelle, die ein «weißes Rauschen» erzeugt, das außerordentlich breitbandig ist und als aperiodisch bezeichnet werden kann.

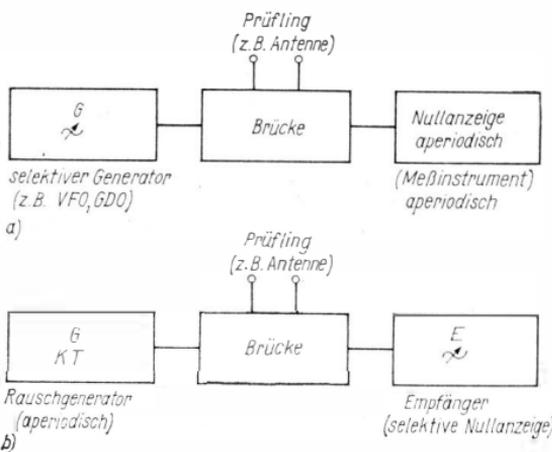


Bild 1
Übersichtsschaltplan
des Meßprinzips von
Brückenschaltungen;
a – Antennascope,
b – Rauschbrücke

Diesem nichtselektiven Generator steht ein frequenzselektiver Nullindikator in der Form eines abstimmbaren Empfängers gegenüber.

Der Praktiker weiß, daß Messungen mit dem Antennascope problematisch sind, wenn als Frequenzgenerator ein Griddipmeter verwendet wird, denn auch kommerziell gefertigte Geräte haben eine mangelhafte Frequenzstabilität und Ablesegenauigkeit. Über einen geeigneten (entsprechend kostspieligen) Meßgenerator verfügt der Funkamateureur gewöhnlich nicht. Ein brauchbarer Rauschgenerator ist dagegen mit einfachsten Mitteln – zumeist mit bereits vorhandenem Material – ohne Schwierigkeiten herzustellen. Ein Kurzwellenempfänger, der als Nullindikator wirkt, dürfte immer vorhanden sein. Er ist erheblich empfindlicher als z.B. das Drehspulmeßinstrument eines Antennascope, so daß nur eine sehr geringe Leistung des Rauschgenerators erforderlich wird. Das Rauschminimum kann sehr präzise im Empfänger abgehört bzw. an seinem S-Meter abgelesen werden.

Besonders geringen materiellen Aufwand erfordert die in Bild 2 dargestellte und von *WB2EGZ* konstruierte Rauschbrücke, die in [2] und [3] beschrieben wurde. Eine auf *ZL2AMJ* zurückgehende Schaltung [4] weist nur geringfügige Unterschiede gegenüber den vorhergenannten auf und ist in der Funktion identisch.

Als Rauschquelle wirkt die Silizium-Z-Diode *ZD* mit einer Z-Spannung von 6,2 V (z. B. *SZX 19/6,2* oder *SZX 21/6,2*). Sie hat nicht die Aufgabe der Spannungsstabilisierung, daher wird die genaue Einhaltung der angegebenen Z-Spannung von 6,2 V nicht gefordert, sie kann etwa zwischen 5 und 7,5 V variieren. Es interessieren nur die Rauscheigenschaften, deshalb sollte man von mehreren Exemplaren die Diode aussuchen, die das

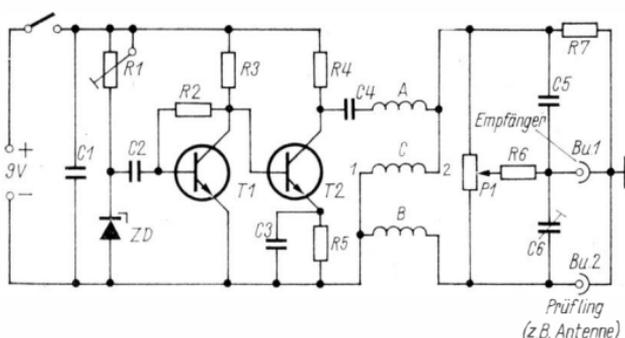
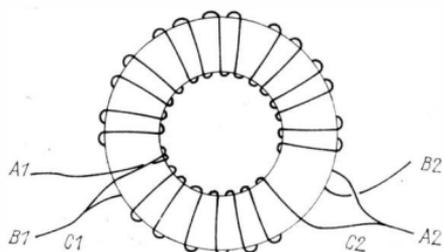


Bild 2 Die Antennenrauschbrücke nach *WB2EGZ*;

Bauelemente

R1 – 5 k Ω ; *R2* – 33 k Ω ; *R3* – 470 Ω ; *R4* – 47 Ω ; *R5* – 390 Ω ; *R6* = *R7* – 50 Ω ; *P1* – Kohleschichtpotentiometer 100 Ω ; *ZD* – Z-Diode 6,2 V; *C1* = *C3* – 1000 pF; *C2* = *C4* – 470 pF; *C5* – 10 pF; *C6* – 3 ... 30 pF; *T1* = *T2* – beliebige NPN-Transistoren hoher Transitfrequenz und großer Stromverstärkung (z. B. *SF 137*); *Tr* – Breitband-Symmetriewandler (s. Text und Bild 3)



*Bild 3
Bewicklungsschema für den
Breitband-Ringkernübertrager Tr*

stärkste Rauschen im Bereich zwischen etwa 3 und 30 MHz produziert. Da man mit dem Widerstandswert von $R1$ die Höhe des Rauschpegels beeinflussen kann, ist es zweckmäßig, diesen variabel auszuführen, wie in der Schaltung gestrichelt angedeutet (Ohmwert des Einstellreglers etwa 5 k Ω).

Der 2stufige Rauschverstärker bietet keine Besonderheiten, beide Si-npn-Transistoren sind von gleichem Typ; es ist nur zu beachten, daß sie hohe Transitfrequenz und ausreichende Verstärkung haben. Im Mustergerät wurden die Typen 2 N 918 oder 2 N 3563 verwendet. Die Verstärkung soll so groß sein, daß der an die Brücke angeschlossene Empfänger noch einen Rauschpegel von mindestens S9 + 10 dB anzeigt.

Den Übergang zur Brückenschaltung bildet der Breitband-Übertrager Tr. Seine Aufgabe ist es, die erdunsymmetrische Rauschspannung zu symmetrieren, so daß auf der Sekundärseite die Brücke symmetrisch erregt wird. Von der Güte dieses Übertragers hängt die Brauchbarkeit der Rauschbrücke maßgeblich ab. Er ist auf einen Ferrit-Ringkern geeigneten Kernmaterials aufgebracht (z. B. *Mf 343*, *Siferrit 80K1*, *Ferroxcube 4C4* oder *Ferroxcube 4C6*. o.ä.). Der Ringkern wird entsprechend Bild 3 bewickelt. Die Wicklungen A und B sind 2drähtig (bifilar) ausgeführt, sie sollen zusätzlich noch miteinander verdreht werden, so daß sich etwa eine axiale Verdrehung je Zentimeter Drahtlänge ergibt (geht nicht aus der Zeichnung hervor!). Es werden je 9 Wdg., 0,4-mm-CuL-Draht, gemäß Bild 3 auf den Ringkern aufgebracht. Der Wickelsinn von C ist – wie gezeichnet – zu beachten.

Als Potentiometer P1 benutzt man einen Kohleschichtwiderstand mit linearem Widerstandsverlauf in möglichst kapazitätsarmer Ausführung, gegebenenfalls ist eine vorhandene Metallabdeckplatte zu entfernen. Da die Linearität häufig nicht einwandfrei ist, soll die Potentiometerskala in Widerstandswerten geeicht werden, indem man an die Buchse «Prüfling» unterschiedliche Widerstände bekannten Widerstandswerts nacheinander anschaltet und jeweils mit P1 das Brückennull sucht. Der Widerstandswert wird an der betreffenden Zeigerstellung eingetragen. $R6$ und $R7$ sollen genau gleichen Wert haben (1% Toleranz) und möglichst induktivitätsarm sein. Die in der Brückenschaltung vorhandenen bzw. «eingebauten» Streukapazitäten werden mit dem Kapazitätstrimmer C6 kompensiert. Man geht dabei so vor, daß die Prüflingsbuchse mit einem 50- Ω -Widerstand ab-

geschlossen wird, gleichzeitig stellt man P1 auf Mittelstellung = 50 Ω . Ein nun noch vorhandenes Rauschen wird mit C6 zum Minimum gebracht.

Der Impedanzmeßbereich erstreckt sich von 0 bis 100 Ω , die Meßgenauigkeit nimmt zu den Bereichsgrenzen hin stark ab. Bei anderen, aber fast baugleichen Ausführungen verwendet man für P1 höhere Widerstandswerte und erreicht damit einen entsprechend größeren Impedanzmeßbereich.

Eine weitere Antennenrauschbrücke wurde von der Firma *Omega-T-Systems, Inc.* entwickelt und ist daher als *Omega-T-Schaltung* bekannt [5], [6], [7]. Bild 4 zeigt die Schaltung. Hier ist der Rauschverstärker 3stufig ausgeführt, er enthält keine Besonderheiten. Der ebenfalls auf einen Ferrit-Ringkern aufgewickelte Breitband-Symmetriewandler Tr ist bei gleicher Funktion anders gestaltet. Er wird 4drähtig mit 0,3-mm-CuL-Draht bewickelt. Es sind je 4 Drahtwindungen auf den Ringkern aufzubringen. Die 4 Einzeldrähte werden miteinander verdreht, so daß sich etwa eine axiale Verdrehung je Zentimeter Drahtlänge ergibt. Anfang und Ende jedes Drahtes sollte man kennzeichnen. Die auf diese Weise gebündelten Drähte werden gemeinsam mit 4 Windungen um den Ringkern gewickelt und so auf dessen Umfang verteilt, daß sie etwa $\frac{1}{3}$ davon bedecken. Das richtige Zusammenschalten der Drahtanfänge und Drahtenden geht aus der Buchstabenkennzeichnung in Bild 4 hervor. Es kommt vor allem darauf an, daß alle Drahtlängen auf der Brückenseite (C-C' und D-D') genau gleiche Länge haben, so daß der Punkt C'-D' exakt die elektrische Mitte darstellt. Deshalb müssen auch die Verbindungen von Punkt C zu P1 und von Punkt D' zur Prüflingsbuchse so kurz wie möglich und von gleicher Länge sein. Wenn kein passender Ferrit-Ringkern vorhanden ist, kann dafür auch

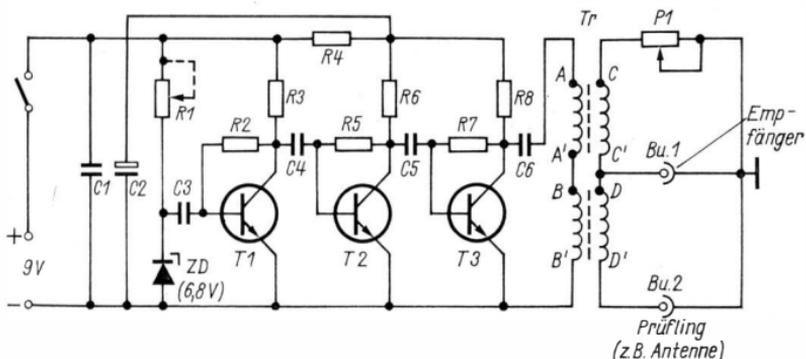


Bild 4 Die Antennenrauschbrücke in Omega-T-Schaltung;

Bauelemente

$R1 - 2,7\text{ k}\Omega$; $R2 = R5 - 100\text{ k}\Omega$; $R3 = R6 - 1\text{ k}\Omega$; $R7 - 68\text{ k}\Omega$;
 $R8 - 820\ \Omega$; $C1 - 10\text{ nF}$; $C2 - 1\ \mu\text{F}/15\text{ V}$; $C3 = C4 = C5 = C6$
 $- 1000\text{ pF}$; $P1 - \text{Kohleschichtpotentiometer } 100\ \Omega\text{ lin.}$; $ZD - Z\text{-Diode } 6,8\text{ V}$;
 $T1 = T2 = T3 - \text{beliebige npn-Transistoren hoher Transitfrequenz}$
und großer Stromverstärkung



Bild 5
Ferrit-Doppellochkern als Ersatz für
Ringkern

ein Ferrit-Doppellochkern nach Bild 5 als Wicklungsträger verwendet werden, wobei die Wicklung auf den Mittelsteg aufgebracht wird.

Die obere Grenzfrequenz für die Brauchbarkeit einer selbsthergestellten Antennenrauschbrücke hängt von der Güte der Brückenkonstruktion in Verbindung mit dem Symmetriewandler ab, wobei es hauptsächlich darauf ankommt, Streukapazitäten zu vermeiden und für bestmögliche Symmetrie in den Brückenäzweigen zu sorgen. Der Rauschgenerator bildet kein Kriterium, er «rauscht» bis in den UHF-Bereich und darüber hinaus, sofern er mit geeigneten Transistoren hoher Transitfrequenz bestückt ist. Die gute Funktion im gesamten Kurzwellenbereich ist immer gegeben. Bei Verwendung geeigneter Brückenbauteile und sorgfältigem Aufbau läßt sich die Rauschbrücke auch noch im 2-m-Band einsetzen. Für eine industriell gefertigte Antennenrauschbrücke der Firma *Omega-T*, die für den Amateurgebrauch bestimmt ist, wird z. B. eine obere Grenzfrequenz von 300 MHz angegeben.

Für den Gebrauch der Rauschbrücke gilt folgende Kurzanweisung:

1. An der Skale von P1 den zu erwartenden Impedanzwert einstellen (z. B. 50 oder 75 Ω); Empfänger über ein beliebig langes Kabel an Bu1 und zu untersuchende Antenne an Bu2 anschließen.
2. Empfänger über den Frequenzbereich durchstimmen, in dem Antennenresonanz erwartet wird; Frequenz ablesen, bei der Brückennull eintritt (geringstes Rauschen bzw. kleinster S-Meter-Ausschlag).
3. P1 nachstellen auf Rauschminimum.
4. Schritt 2. und 3. wechselseitig wiederholen, bis ein eindeutiges, nicht mehr verbesserungsfähiges Rauschminimum erreicht ist.

Die am Empfänger eingestellte Frequenz entspricht nun der Antennenresonanz, und der am Potentiometer P1 abgelesene Widerstandswert ist gleich dem Wirkanteil der Antennenimpedanz.

Exakte Meßergebnisse erhält man nur, wenn direkt am Antennenspeisepunkt gemessen wird oder wenn die Speiseleitung elektrisch genau $\lambda/2$ oder ganzzahlige Vielfache von $\lambda/2$ (bezogen auf die Antennenresonanzfrequenz) lang ist. Mit der Rauschbrücke können solche Leitungsresonanzlängen einfach und exakt ausgemessen werden, indem man das in seiner Länge grob vorausberechnete Leitungsstück (Verkürzungsfaktor beachten) an die Buchse 2 (Prüfling) anschließt und am Empfänger das Rauschnull sucht. Dabei steht P1 auf 0 Ω , und das Leitungsstück ist an seinem Ende kurzgeschlossen. Liegt das Rauschnull frequenzmäßig niedriger als gewünscht, muß die Leitung entsprechend verkürzt werden und umgekehrt.

Manchmal werden auch $\lambda/4$ -Leitungen gebraucht, z. B. als Transforma-

tionsstücke. In diesem Fall gilt die gleiche Meßanordnung mit dem Unterschied, daß die $\lambda/4$ -Leitung an ihrem Ende offen sein muß. Dieses Verfahren läßt sich auch für Leitungslängen mit ungeradzahligem Vielfachen von $\lambda/4$ ($3/4 \lambda$, $5/4 \lambda$ usw.) anwenden. Es sei noch bemerkt, daß Resonanzmessungen an allen Leitungstypen, unabhängig von deren Wellenwiderstand, durchgeführt werden können (z. B. Koaxialkabel, Bandleitungen, verdrehte Leitungen oder «Hühnerleitern»). Der Praktiker wird noch eine ganze Reihe weiterer Anwendungsmöglichkeiten für die Rauschbrücke herausfinden (siehe auch [2], [3] und [8]).

Bekanntlich ist der Fußpunktwiderstand einer Antenne nur im Resonanzfall ein reiner Wirkwiderstand. Wird sie außerhalb ihrer Eigenresonanz betrieben, treten kapazitive und induktive Blindwiderstände auf. Das bedeutet, daß man als Empfänger möglichst einen Allwellenempfänger einsetzen sollte, mit dem man auch bei stärker verstimmtten Antennen, deren Resonanzen außerhalb der Amateurbänder liegen, die Resonanzfrequenz in jedem Fall feststellen kann. Wenn nur ein Bandempfänger vorhanden ist, erweitert man zweckmäßig die Brückenschaltung entsprechend Bild 4 nach Bild 6. Es besteht dann die Möglichkeit, induktive und kapazitive Reaktanzen festzustellen.

Nach Bild 6a wird dem Potentiometer P1 ein Drehkondensator C7 mit etwa 200 pF Endkapazität parallelgeschaltet, und im anderen Brückenzweig, parallel zur Buchse 2, liegt ein Festkondensator C8 von 100 pF. Zu Beginn einer Messung muß die am Drehkondensator C7 eingestellte Kapazität genau 100 pF betragen; die Kapazität des Festkondensators wird damit kompensiert, so daß Brückengleichgewicht herrscht. Diese Grundeinstellung markiert man auf der Skale von C7. Die in Bild 6b dargestellte Brückenerweiterung [8] ist in ihrer Wirkungsweise identisch, es liegt in diesem Fall lediglich eine Reihenschaltung der Kondensatoren vor. Die Endkapazität des verwendeten Drehkondensators ist nicht kritisch, der Festkondensator C8 hat immer den halben Kapazitätswert der Drehkondensatorkapazität. Für den Kurzwellenbereich genügt ein einfacher «Quetschdrehkondensator» (Hartpapierdrehkondensator). Soll die Brücke auch im VHF-Bereich eingesetzt werden, ist ein Luftdrehkondensator vorzuziehen. Natürlich werden durch die zusätzlichen Bauelemente weitere Streukapazitäten und -induktivitäten in die Brückenschaltung eingebracht, so daß im ungünstigen Fall die Brauchbarkeit im VHF-Bereich eingeschränkt wird.

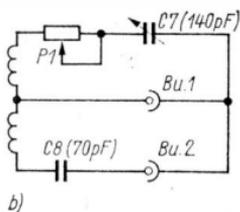
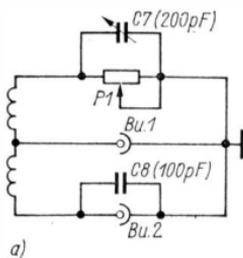


Bild 6
Die Erweiterung der Brückenschaltung für Reaktanzmessungen; a – Schaltungsanordnung nach [6], b – Schaltungsanordnung nach [8]

Muß bei Resonanzmessungen die Kapazität von C_7 , von der Grundstellung ausgehend, vergrößert werden, liegt ein kapazitiver Blindwiderstand vor. Wird eine kleinere Kapazität erforderlich, ist der Blindwiderstand induktiv. Dementsprechend muß man die Antenne verkürzen oder verlängern, um auf die gewünschte Resonanz zu kommen. Diese zeigt sich dadurch an, daß C_7 bei Rauschminimum in der Grundstellung steht (induktiver Widerstand = kapazitiver Widerstand). Gleichzeitig zeigt die Stellung von P_1 den reellen Fußpunktwiderstand der Antenne an.

Der Anwendungsbereich einer für Reaktanzmessungen erweiterten Rauschbrücke ist sehr breit. Damit kann z.B. die Resonanzfrequenz von Serien- und Parallelschwingkreisen bestimmt werden, man kann Induktivitäten und Kapazitäten messen und Empfängereingänge auf optimale Anpassung an die Antenne «hintrimmen». Solche und weitere Anwendungen werden in [8] näher beschrieben.

Literatur

- [1] *Rothammel, K.*: Antennenbuch, 9. Auflage, Abschnitt 31.5.1.. Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1979
- [2] *Glaisher, R.L.*: An RF Noise-Bridge and its Uses, The Short Wave Magazine, London, Vol XXIX (1971) July, Seite 285 bis 290
- [3] *Nelson, D.*: The rf bridge, ham radio, Greenville, Conn. (1970) December
- [4] *Hawker, P.*: Amateur radio techniques, 6th Edition, RSGB, London 1978, Seite 320 bis 321
- [5] *Hart, R.T.*: The Antenna Noise Bridge, «QST», Newington, Conn. (1967) December, Seite 39 bis 41
- [6] *Koch, O.*: Eine Antennenrauschbrücke, cq-DL, Baunatal 47 (1976), Heft 4, Seite 118 bis 120
- [7] ...: Radio Communication Handbook, 5th Edition, Vol.2, p.18.23–18.24, RSGB, London 1977
- [8] *Schifferdecker, H.*: Messung und Abstimmung von Kurzwellenantennen mittels der Rauschbrücke, cq-DL, Baunatal 50 (1979), Heft 9, Seite 396 bis 399
- [9] *Krischke, A.*: Rauschbrücke (Berichtigung zu [8]), cq-DL, Baunatal 51 (1980), Heft 1, Seite 46

Modulationsverstärker für 2-m-FM-Sender

Die Eingangsstufe des Modulationsverstärkers ist ausgelegt für ein niederohmiges, dynamisches Mikrofon. Zur HF-Entkopplung liegt zwischen Basis- und Emittierelektrode ein Kondensator 1 nF. Zur Aussteuerung sind etwa 10 mV erforderlich. Danach folgt ein gesteuerter Spannungsteiler, er besteht aus dem Widerstand 22 k Ω und der Kollektor-Emitter-Strecke von T2. An der Basiselektrode wird T2 von der Ausgangsspannung gesteuert, so daß sich eine konstantere NF-Ausgangsspannung erreichen läßt. Damit verbessert sich die Modulation des Senders. Mit T4 wird eine niederohmige Auskopplung der NF-Spannung erreicht. Durch niedrige Kapazitätswerte der Koppel- und Entkoppelkondensatoren wird erreicht, daß sich der übertragene Frequenzbereich von 300 Hz bis 3 kHz erstreckt. Die erzielbare NF-Ausgangsspannung ist etwa 2 V. Als Transistoren eignen sich SC 236/SC 239, für D1/D2 verwendet man Germaniumdioden GA 100.

Modulationsverstärker mit Sprachklipper

Bei der AM-Modulation kann die Verständlichkeit dadurch verbessert werden, indem man das NF-Signal mit Klipper symmetrisch begrenzt. Die Folge ist, daß sich das NF-Signal der Rechteckform annähert und dadurch

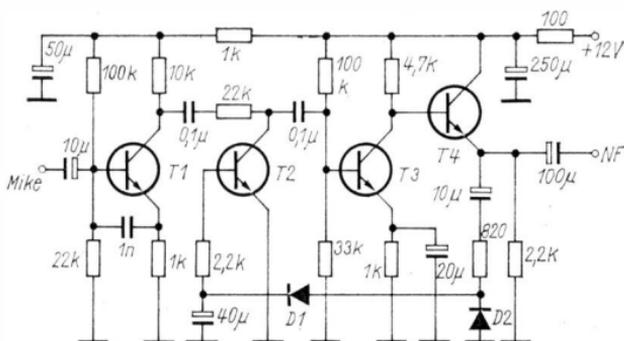


Bild 1 Modulationsverstärker mit Dynamikkompressor [1]

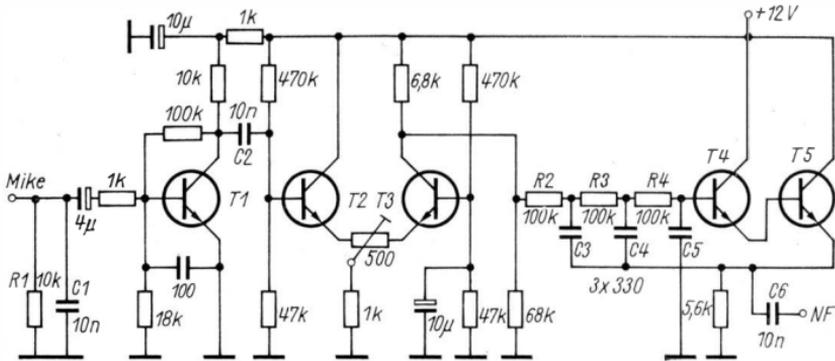


Bild 2 Modulationsverstärker mit Clipper [2]

zahlreiche Oberschwingungen entstehen. Deshalb gehören zu einem NF-Klipper zwei Voraussetzungen. So muß dem Clipper ein Tiefpaßfilter ($f_{go} \sim 3 \text{ kHz}$) folgen, das die Oberschwingungen sperrt. Da das Tiefpaßfilter aber die Oberschwingungen sehr niedriger Frequenzen passieren läßt, sollte vor dem Clipper ein Hochpaßfilter ($f_{gu} \sim 300 \text{ Hz}$) angeordnet werden.

Bild 2 zeigt einen Modulationsverstärker mit Clipper. An Stelle von 2 antiparallelen Dioden mit Vorspannung besteht der Clipper aus der Transistorschaltung T2/T3, die Symmetrie der Begrenzung kann mit dem Einstellregler variiert werden. Als Hochpaßfilter wirkt C2 mit der Eingangsimpedanz von T2, wobei die Flanke mit 6 dB/Oktave abfällt. R2 bis R4 und C3 bis C5 bilden mit T4/T5 ein aktives Tiefpaßfilter, dessen Flanke mit 18 dB/Oktave abfällt. Das dynamische Mikrofon ist niederohmig. Als Transistoren eignen sich SC 236/SC 239. Der Kondensator C6 ist so groß zu wählen, daß mit der nachfolgenden Impedanz das NF-Signal nicht übersteuert wird.

Sprachgesteuerter Schalter (VOX)

Mit der VOX (Voice operated control) wird erreicht, daß sich beim Besprechen des Mikrofons automatisch der Sender einschaltet. Dazu muß das NF-Signal, das man vom Modulationsverstärker entnimmt, verstärkt und gleichgerichtet werden. Die Gleichspannung lädt einen Elektrolytkondensator, dem ein Schaltverstärker folgt, der das Sende-Empfangs-Relais steuert. Die Schaltung muß man so dimensionieren, daß die 1. Silbe nicht verschluckt wird und die Abfallzeit nicht zu klein ist, damit das Relais beim Sprechen nicht klappert.

In der Schaltung in Bild 3 wird ein umgekehrter Weg gegangen, in dem der Kondensator C nicht von der NF-Spannung aufgeladen, sondern von der Ladespannung 12 V entladen wird. Damit ergibt sich eine sehr kurze

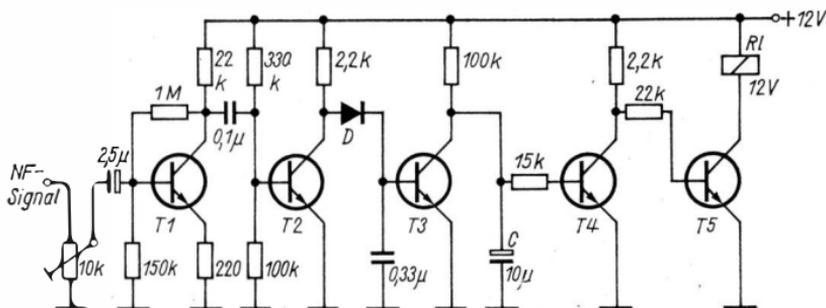


Bild 3 Sprachgesteuerter Schalter (VOX) [3]

Einschaltzeit für die VOX. Als Transistoren eignen sich *SC 236/SC 239*, die Diode *D* ist der Germaniumtyp *GA 100*.

NF-Verstärker für SSB-Empfänger

Für den Empfang von SSB-Signalen ist es günstig, wenn man die Übertragungsbandbreite des NF-Verstärkers auf das notwendige Maß einengt. Eine moderne Methode ist die Anwendung aktiver *RC*-Filterschaltungen. Bei dem in Bild 4 gezeigten Schaltungsbeispiel wird die Reihenschaltung von 2 aktiven Tiefpaßfiltern mit einer oberen Grenzfrequenz von 2,5 kHz angewendet. Dadurch erreicht man einen sehr steilen Flankenabfall von etwa 35 dB/Oktave. Der Erfolg besteht darin, daß der Empfang eines SSB-Signals sehr sauber wird, weil alle in der Nähe des Signals liegenden Geräusche abgeschnitten werden. Als Transistoren eignen sich *SC 236/SC 239*. An die NF-Ausgangsstufe kann ein Kopfhörerpaar angeschlossen werden.

SSB-9-MHz-Quarzfilter im Eigenbau

Für den Aufbau von SSB-Transceivern ist die Quarzfilterfrequenz von 9 MHz fast ein Standard. Im Ausland werden industriell solche 9-MHz-Quarzfilter mit unterschiedlicher Durchlaßbreite produziert. Das in Bild 5a dargestellte Filter wurde mit Fernsteuerquarzen aufgebaut, die eine Frequenz von etwa 27 MHz haben. Da diese Quarze Obertonquarze sind, ist die Grundfrequenz etwa 9 MHz. Für das gezeigte Filter benötigt man folgende Quarzfrequenzen:

$Qu_1 = 27,005 \text{ MHz}$ und $Qu_2 = 26,985 \text{ MHz}$.

Der Koppelübertrager besteht aus 2×10 Wdg. (bifilar), HF-Litze $10 \times 0,07 \text{ mm}$ auf einem kleinen Ferrit-Ringkern bzw. Doppellochkern. Die Abschlußwiderstände *R* haben den Wert 470Ω . Der verwendete Träger-

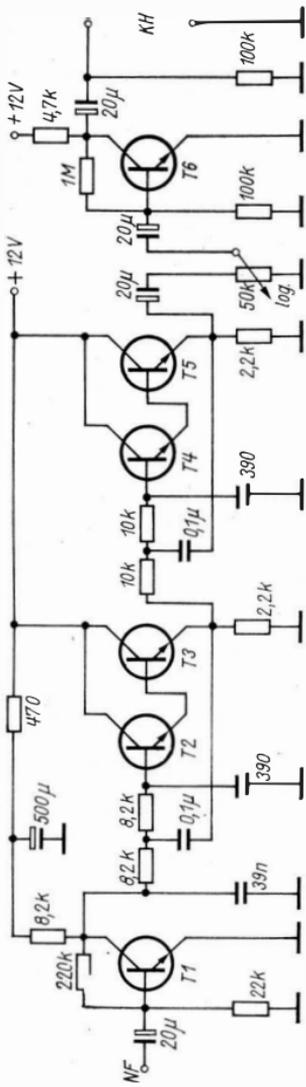


Bild 4 NF-Verstärker für SSB-Empfänger [4]

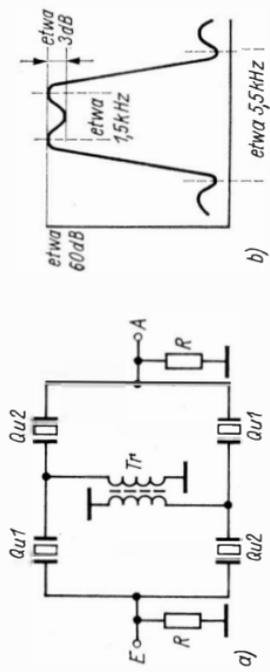


Bild 5 SSB-MHz-Quartzfilter aus Fernsteuerquarzen (a) und Durchlaßbereich (b) [5]



frequenzquarz muß die Frequenz 26,965 kHz aufweisen. Bild 5 b zeigt den erreichbaren Durchlaßbereich. Breitere Quarzfilter, z. B. für FM-Anwendungen, lassen sich mit Fernsteuerquarzen nicht realisieren.

Quarzoszillatorschaltungen

Die in Bild 6a gezeigte Quarzoszillatorschaltung für niedrigfrequente Quarze ist 2stufig, der Quarz wird in seiner Serienresonanz erregt. Mit dem Trimmerkondensator kann die Quarzfrequenz noch gering verstimmt werden. Die HF-Ausgangsspannung ist etwa 700 mV. Quarze höherer Frequenz können mit der Schaltung nach Bild 6b erregt werden. Die Kondensatoren C1 bis C3 müssen nach der Quarzfrequenz gewählt werden:

0,8 bis 4 MHz

$C1 = C3 = 2,2 \text{ nF}$, $C2 = 560 \text{ pF}$;

4,0 bis 20 MHz

$C1 = C3 = 390 \text{ pF}$, $C2 = 100 \text{ pF}$.

Eine Besonderheit ist die Auskopplung der HF-Spannung (etwa 200 mV) zwischen der Reihenschaltung von Q_u und $R1$. Quarz, $C3$ und $R1$ bilden zusammen ein Tiefpaßfilter, das die 1. Oberwelle der Quarzfrequenz mit etwa 60 dB unterdrückt.

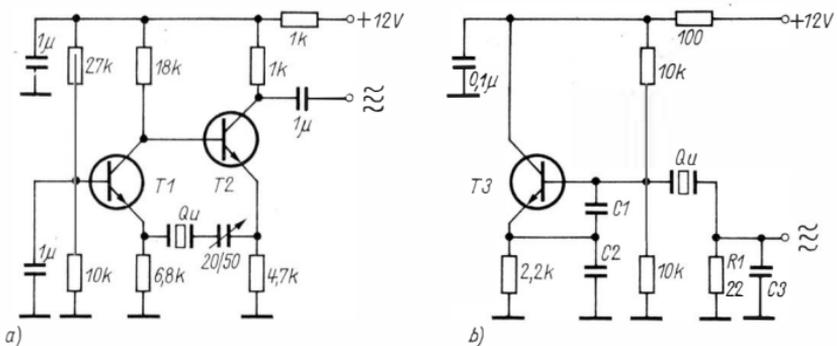
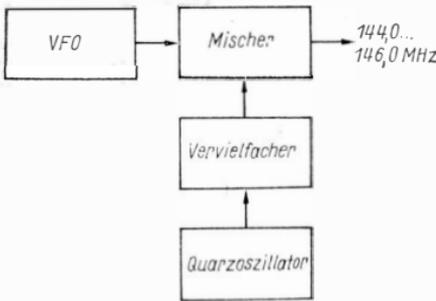


Bild 6 Quarzoszillator für das Frequenzgebiet 50 bis 800 kHz (a) und für das Frequenzgebiet 0,8 bis 20 MHz (b) [6]

in der Draingrundschtaltung arbeitet. Die Induktivität L hat 9 Wdg., 0,6-mm-CuAg, 12 mm Innendurchmesser, Anzapfung an der 3. Wdg. vom kalten Ende.

Super-VFO für das 2-m-Band

Der Frequenzbereich 144 bis 146 MHz (2-m-Band) kann direkt mit einem sogenannten Super-VFO erzeugt werden, in dem man eine abstimmbare VFO-Frequenz mit einer festen Quarzfrequenz mischt. Bild 9 zeigt das Prinzip. Für den VFO sollte man bestimmte Frequenzbereiche vermeiden, damit harmonische Frequenzen (nf_{VFO}) nicht in das 2-m-Band fallen.



*Bild 9
Prinzipschtaltung des Super-VFO
für das 2-m-Band*

Für den VFO gibt es folgende verbotene Frequenzbereiche:

- 14,400 bis 14,600 MHz – 10. Harmonische,
- 16,000 bis 16,222 MHz – 9. Harmonische,
- 18,000 bis 18,250 MHz – 8. Harmonische,
- 20,572 bis 20,857 MHz – 7. Harmonische,
- 24,000 bis 24,333 MHz – 6. Harmonische,
- 28,800 bis 29,200 MHz – 5. Harmonische,
- 36,000 bis 36,500 MHz – 4. Harmonische.

Von den übriggebliebenen Bereichen lassen sich die Bereiche 14,600 bis 16,000 MHz und 16,222 bis 18,000 MHz nicht verwenden, da diese beiden Bereiche weniger als 2 MHz breit sind.

Für den VFO eignen sich daher folgende Bereiche:

- A – 18,250 bis 20,572 MHz,
- B – 20,857 bis 24,000 MHz,
- C – 24,333 bis 28,800 MHz,
- D – 29,200 bis 36,000 MHz.

Um die Auswahl der benötigten Quarzfrequenz für diese 4 VFO-Bereiche zu erleichtern, sind nachfolgend die Quarzfrequenzbereiche mit den entsprechenden Frequenzvervielfältigungsfaktoren aufgeführt.

	1 ×	2 ×	3 ×	4 ×
A	125,428–125,750	62,714–62,875	41,809–41,917	31,357–31,437
B	122,000–123,143	61,000–61,571	40,667–41,047	30,500–30,786
C	117,200–119,667	58,600–59,834	39,067–39,889	29,300–29,917
D	110,000–114,800	55,000–57,400	36,667–38,267	27,500–28,700

Beispiel

Für eine Quarzfrequenz von 62,750 MHz wird der VFO-Bereich gesucht, um mit dem Super-VFO das 2-m-Band zu erreichen! Die Quarzfrequenz gilt für den VFO-Bereich A, sie muß verdoppelt werden. Dann ist der VFO-Bereich

$$f_{\min} = 144,00 - 2 \cdot 62,750 = 18,500 \text{ MHz,}$$

$$f_{\max} = 146,00 - 2 \cdot 62,750 = 20,500 \text{ MHz.}$$

Damit ist der VFO für den Abstimmbereich 18,5 bis 20,5 MHz zu konstruieren.

Dip-Meter für Bereich 2 bis 250 MHz

In der Praxis des Funkamateurs ist das Dip-Meter ein vielseitig verwendbares Prüfgerät zur Frequenzmessung an Schwingkreisen, die sowohl aktiv oder passiv betrieben werden. Die in Bild 10 gezeigte Schaltung arbeitet mit einem bipolaren Silizium-HF-Transistor (SF 126/SF 129, SF 136/SF 137, SF 235/SF 245). Die am Dip-Meter-Schwingkreis anstehende HF-Spannung wird von der Diode D (GA 100) gleichgerichtet und vom Meßwerk angezeigt. Mit dem Potentiometer P (10 kΩ – lin) werden die Basis- und die Kollektorspannung variiert, so daß Schwingbedingung und Anzeige bequem eingestellt werden.

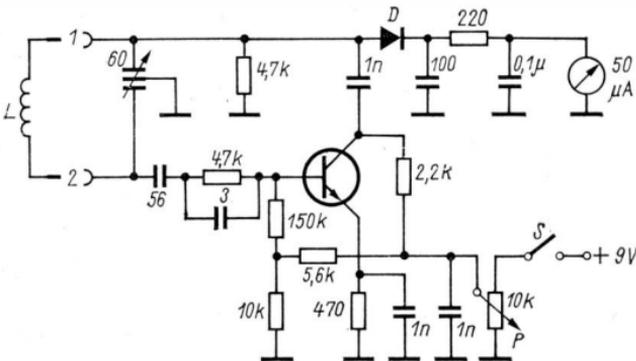


Bild 10 Stromlaufplan für ein Dip-Meter [9]

Der Drehkondensator ist ein Zweifachtyp 2×120 pF, wobei die Rotorpakete an Masse liegen. Für die Spulen L der ersten 3 Frequenzbereiche wird Plasterrohr mit einem Durchmesser von 16 mm verwendet;

- I – 2 bis 5,5 MHz – 124 Wdg., 0,25-mm-CuL,
- II – 5,5 bis 15 MHz – 27 Wdg., 0,25-mm-CuL,
- III – 15 bis 40 MHz – 10 Wdg., 0,25-mm-CuL.

Im Bereiche IV (36 bis 100 MHz) verwendet der Autor eine gedruckte Spule mit 4 Wdg., Außenvierkant 20 mm \times 20 mm. Für den Bereich V (90 bis 250 MHz) wird ebenfalls eine gedruckte Spule in Haarnadelform benutzt. Die Außenabmessungen sind 20 mm \times 30 mm, die Leiterbreite ist 6 mm.

Literatur

- [1] *Kuipers, W.*: Modulationsverstärker, Electron, Heft 9/1976, Seite 534
- [2] *Rollema, D. W.*: Literaturschau, Electron, Heft 8/1971, Seite 260/261
- [3] wie [2], Electron, Heft 6/1972, Seite 238
- [4] *Spaargaren, K.*: Eigenbauempfänger DX11-A, Electron, Heft 11/1971, Seite 387 bis 394
- [5] *Leeman, E. H.*: Selbstgemachte 9-MHz-Kristallfilter, Electron, Heft 3/1975, Seite 125
- [6] wie [2], Electron, Heft 8/1976, Seite 453/454
- [7] *Gruby, S.*: Transceiver für 144 MHz, Zeitschrift «OZ», Heft 9/1980, Seite 453 bis 464
- [8] *Peelen, R.*: Misch-VFO-Frequenzbereiche für das 2-m-Band, Electron, Heft 5/1974, Seite 202/203
- [9] *Sondergard, F. B.*: Dipmeter mit Transistor, Zeitschrift «OZ», Heft 3/1980, Seite 107 bis 111

Wir klären Begriffe
DUNKELSTEUERUNG



MW-Kleinsuper mit lichtelektrischer Batterie

Dipl.-Ing. Erhard Löser



Bei der Schaltung nach Bild 2 handelt es sich um einen dem Verwendungszweck entsprechend sparsam ausgelegten MW-5-Kreis-Super [3], [4], [5]. Er besteht aus einer selbstschwingenden Mischstufe, einem 2stufigen ZF-Verstärker mit RC-Ausgang und einem 2stufigen, galvanisch gekoppelten NF-Verstärker. Da er lichtelektrisch betrieben wird, zuvor einige Ausführungen zu Aufbau und Wirkungsweise von Selen-Fotoelementen sowie über den Umgang und die Anforderungen an lichtelektrisch gespeiste Schaltungen [1], [2].

Aufbau und Wirkungsweise von Selen-Fotoelementen

Selen-Fotoelemente wandeln Lichtenergie in elektrische Energie um. Bei Lichteinfall wandern die im Halbleiter frei werdenden Elektronen zur angrenzenden Metallschicht. Der Wirkungsgrad von Selen-Fotoelementen ist bescheiden, es wird nur etwa 1% des Lichtes in elektrische Energie umgewandelt. Die abgegebene Spannung hängt von der Belastung ab und verringert sich bei Stromentnahme. Die Energieabgabe ist von der Größe des Selen-Fotoelements abhängig.

Handelsübliche gehäuselose Selen-Fotoelemente sind Vorderwandzellen. Dieser Typ besteht aus einer metallischen Grundplatte, auf der eine lichtempfindliche, dünne Selen-Schicht und darüber eine dünnere, durchscheinende Metallschicht angebracht sind. Selen- und Metallschicht werden durch einen lichtdurchlässigen Lack geschützt. In Bild 1 ist der Schichtenaufbau eines Selen-Fotoelements vom Vorderwandtyp angegeben.

Umgang mit Selen-Fotoelementen

Unsachgemäße Behandlung der gehäuselosen Selen-Fotoelemente mindert den Wirkungsgrad erheblich. Es muß deshalb folgendes beachtet werden:

- Schutz der lichtempfindlichen Fläche vor jeder mechanischen Beschädigung (auch Kanten), vor Feuchtigkeit und Lösungsmittelklebern.

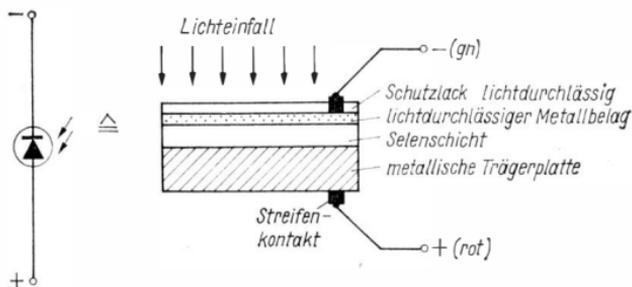


Bild 1 Aufbau von Selen-Fotoelementen (rechteckige Ausführung, Vorderwandzelle)

- Schutz der Selen-Fotoelemente vor höheren Temperaturen (maximal 60°C).
- Abgebrochene Drahtanschlüsse sind mit einem Lötkolben geringer Leistung schnell und sauber anzulöten. Dabei sollten die Streifenkontakte gerade noch schmelzen. Für den Drahtanschluß ist dünner Kupferdraht (Durchmesser 0,2 mm) zu verwenden.
- Vor Inbetriebnahme und Abgleich des Geräts sollten die Selen-Fotoelemente bereits in einen passenden Halter eingebaut werden.

Forderungen an lichtelektrisch gespeiste Schaltungen

Selen-Fotoelemente liefern nur geringe Spannungen und Ströme. Weiterhin haben sie einen relativ hohen Innenwiderstand. Um erfolgreich eine mit Selen-Fotoelementen gespeiste Schaltung aufbauen zu können, sind folgende Grundsätze zu berücksichtigen:

- Die Schaltung ist für geringen Spannungsbedarf (etwa 1 V) und kleinstmögliche Stromaufnahme (etwa 0,5 mA) auszulegen.
- Die Schaltung muß eine möglichst konstante Stromaufnahme aufweisen.
- Spannungsteiler sind zu vermeiden.
- Es sind Si-Transistoren (Planar-Epitaxie) mit einem besonders hohen Stromverstärkungsfaktor ($\beta \leq 200$) einzusetzen.
- Als Koppelkondensatoren in NF-Verstärkern sind keine Elektrolytkondensatoren zu verwenden.
- Als Energiespeicher sind Elektrolytkondensatoren hoher Kapazität einzusetzen.
- In die Stromzuführung zwischen Vorstufen und Endstufe ist eine G-Diode mit geringem Durchlaßwiderstand einzufügen. Ein Abfließen der Ladung des Vorstufenelektrolytkondensators bei erhöhter Stromaufnahme der Endstufe wird dadurch vermieden.
- Es sollten nur Bauelemente mit dem besten Wirkungsgrad verwendet werden (Luftdrehkondensator, großer Ferrit-Stab, leckstromfreie Kondensatoren usw.).

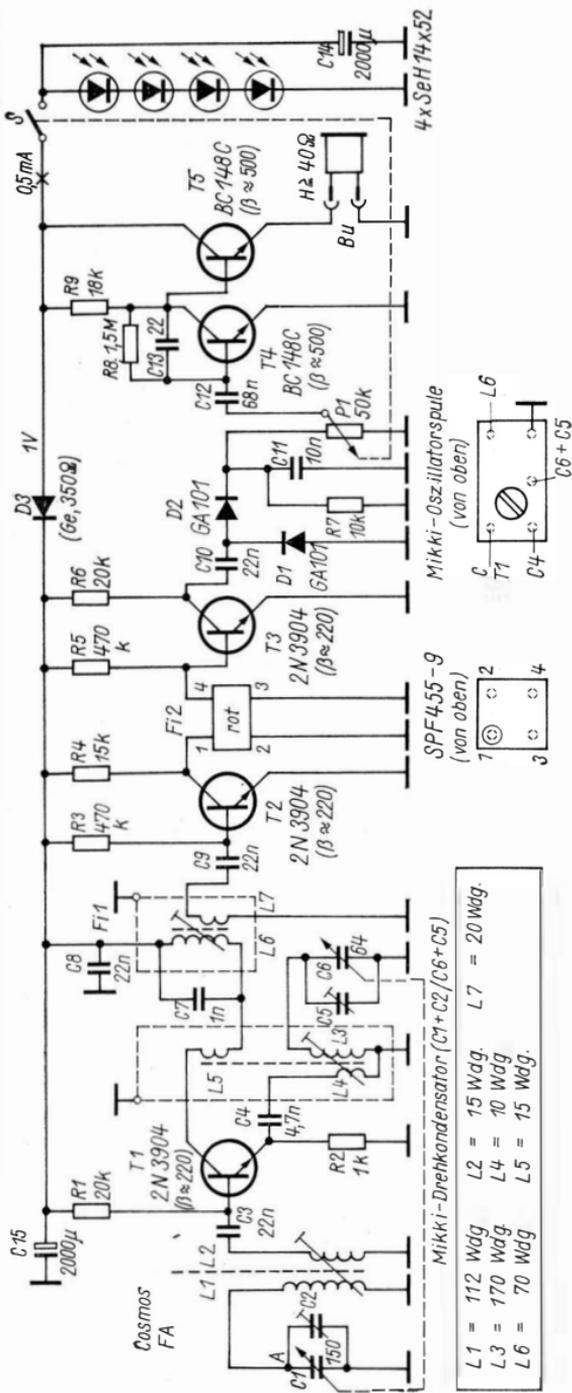


Bild 2 Stromlaufplan des MW-Kleinspersers mit lichtelektrischer Stromversorgung

Schaltungsbeschreibung

Der abgestimmte Eingangskreis, bestehend aus L_1 , C_1 und C_2 , gibt sein Signal über die Koppelwicklung L_2 und den Koppelkondensator C_3 an die Basis des Transistors T1. Durch die Widerstände R_1 und R_2 wird der Arbeitspunkt der selbstschwingenden Mischstufe festgelegt. Der Oszillator arbeitet mit induktiver Rückkopplung. Die in der Kollektorleitung befindliche Rückkopplungsspule L_5 koppelt auf den aus L_3 , C_5 und C_6 bestehenden abgestimmten Oszillatorkreis. Über den Kondensator C_4 gelangt die Oszillatorspannung an den Emitter von T1. Für die Oszillatorfrequenz (455 kHz höher als die Eingangsfrequenz) arbeitet T1 deshalb in Basis-schaltung, aber für die Eingangsfrequenz 525 bis 1605 kHz in Emitterschaltung.

Im Kollektorkreis liegt das 1kreisige ZF-Filter Fi1, bestehend aus L_6 und C_7 , das auf die Zwischenfrequenz 455 kHz abgestimmt wird. Von der Auskoppelspule L_7 kommt die ZF-Spannung über C_9 an die Basis der 1.ZF-Stufe mit T2. Diese Stufe arbeitet in Emitterschaltung ohne die sonst übliche Regelung und Dämpfungdiode. Ein Emitterwiderstand zur Stabilisierung des Arbeitspunkts wird nicht vorgesehen. Der Arbeitspunkt wird durch die Widerstände R_3 und R_4 festgelegt.

Zwischen Kollektor der 1.ZF-Stufe und Basis der 2.ZF-Stufe befindet sich ein Piezofilter *SPF 455-9* (rot).

Dieses Piezofilter Fi2 hat 2 mechanische Kreise und ist für die Ankopplung an den R-Ausgang der 1.ZF-Stufe besonders geeignet. Im Mustergerät wurde ein gerade vorhandenes Piezofilter *SPF 455 A 6* (blau, 1 elektrischer und 2 mechanische Kreise) verwendet.

Vom Ausgang des Piezofilter Fi2 gelangt das ZF-Signal an die Basis von T3, der ebenfalls in Emitterschaltung arbeitenden 2.ZF-Stufe. Diese 2.ZF-Stufe hat einen RC-Ausgang. Die Demodulation wird mit einer Spannungsverdopplerschaltung (D1, D2, C11, $R_7 + P_1$) vorgenommen, die den Spannungsverlust gegenüber einer induktiven Auskopplung ausgleichen soll. Die Größe des Siebkondensators C11 für die Rest-HF beträgt 10 nF. Der Belastungswiderstand des Gleichrichters besteht aus R_7 und dem Lautstärkeregler P1.

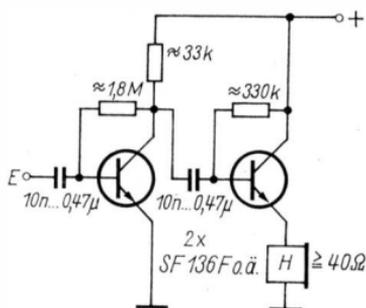


Bild 3
2stufiger NF-Verstärker mit niederohmigem Ausgang

Vom Lautstärkeregler aus wird die NF-Spannung über den keramischen Scheibenkondensator *C12* an die Basis von *T4* geführt. Diese 1. Stufe des NF-Verstärkers arbeitet in Emitterschaltung. *T5* ist galvanisch angekoppelt und arbeitet in Kollektorschaltung. Die Kollektorstufe setzt den Ausgangswiderstand herab und gewährleistet die Anpassung an den niederohmigen Ohrhörer. Der Arbeitspunkt beider NF-Stufen läßt sich besser einstellen, wenn die NF-Schaltung nach [1], siehe Bild 3, verwendet wird.

Bauelemente

Die geringsten Schwierigkeiten beim Aufbau eines Supers sind zu erwarten, wenn industriell gefertigte Bauelemente wie Ferrit-Antenne, Oszillatorspule mit dem zugehörigen Zweifach-Drehkondensator und ZF-Filter verwendet werden. Im vorliegenden Gerät wurden der *Mikki*-Drehkondensator (Import Japan), die *Mikki*-Oszillatorspule und der bewickelte Ferrit-Stab vom *Kosmos* verwendet. Dieser komplette Ferrit-Stab konnte ohne Änderung der Windungszahl eingesetzt werden. Als ZF-Filter wirkt ein umgewickelter Spulenkörper, einschließlich Ferrit-Schalenkörper vom *Bambino*. Die Abschirmhaube besteht aus einer gekürzten Filterhaube der HFW-Kleinfiler.

Für den Nachbau kommen die HFW-Kleinfiler *AM 111*, *AM 106* oder *AM 103* in Frage (Kreiskapazität 1 nF, Koppelspule in oben genannter Reihenfolge 20, 28, 34 Wdg.).

Beim Aufbau zeigte es sich, daß auch ohne Luftdrehkondensator und großen Ferritstab eine gute Empfängerempfindlichkeit erreicht wird.

Als Kondensatoren werden außer *C7* keramische Scheibenkondensatoren eingesetzt. Im HF-Teil kommen Si-Transistoren *2N 3904* hoher Stromverstärkung ($\beta = 220$) zur Anwendung. Sie können durch den Typ *SF 136/SF 137 E* ersetzt werden. Beim *SF 136/137* handelt es sich um einen npn-Planar-Epitaxie-Transistor mit Kollektor am Gehäuse. Die im NF-Teil verwendeten *BC 148 C* ($\beta = 500$) können durch die Typen *SC 206/SC 207 F*, *SC 236 ... 239 F*, *SF 121 ... SF 123 F* oder *SF 136/SF 137 F* ersetzt werden.

Als Lautstärkeregler wird ein Rändelpotentiometer 50 k Ω mit Schalter eingesetzt. Ein 5-k Ω -Rändelpotentiometer kann ebenfalls verwendet werden, *R7* ist dann aber nicht mehr notwendig. Lautstärkeregler und Schalter sind normalerweise nicht erforderlich. Sie werden trotzdem vorgesehen, weil dadurch ein Batteriebetrieb, z. B. NC-Akkumulator 1,2 V/0,1 Ah (vom *Kosmos*), möglich ist. Die Ge-Diode *D3* sollte einen geringen Durchlaßwiderstand aufweisen (etwa 350 Ω).

Als Hörer wird ein *Sternchen*-Ohrhörer *MH 65*, 40 Ω , eingesetzt. Stereokopfhörer $\geq 100 \Omega$ und hochohmige Kopfhörer sind ebenfalls gut geeignet.

Als lichtelektrische Batterie werden 4 in Reihe geschaltete Selen-Fotoelemente der Abmessungen 14 mm \times 52 mm verwendet. Unter Belastung liefern diese 4 Selen-Fotoelemente zusammen etwa 1 V bei einer Stromstärke von etwa 0,5 mA. Die genutzte lichtempfindliche Fläche beträgt je

Selen-Element etwa 5 cm^2 . Es können deshalb auch 4 runde Selen-Fotoelemente *SeG 35* (Durchmesser 35 mm) mit $6,1 \text{ cm}^2$ lichtempfindlicher Fläche je Element oder 8 rechteckige Selen-Fotoelemente *SeH 13 mm* \times 26 mm ($2,7 \text{ cm}^2$) verwendet werden.

Leiterplatte

Für den Empfänger wird eine Leiterplatte aus kupferkaschiertem Halbzeug mit den Abmessungen $56 \text{ mm} \times 85 \text{ mm}$ entworfen. Die Breite der Leiterplatte ergibt sich aus den Abmessungen der verwendeten Gehäusebauteile *Amateurelektronik*. Ansonsten wird die Größe der Leiterplatte von den zur Verfügung stehenden Bauelementen bestimmt. Auf die Darstellung des Leitungsmusters wird deshalb verzichtet. Die komplette Leiterplatte halten im Gehäuse eingeklebte Gleitschienen. In Bild 4 ist die Anordnung der Bauelemente auf der Leiterplatte zu erkennen. Die Leiterplatte wird nach einem relativ einfachen und bewährten Verfahren hergestellt:

- Entwurf des Leitungsmusters unter Beachtung der Bauelementeabmessungen (Anschlußpunkte und Bauelementeumrisse) auf Transparentmillimeterpapier.
- Zurechtsägen des kupferkaschierten Halbzeugs auf die erforderliche Größe und gründliches Säubern mit *Elsterglanz*.
- Übertragen der für die Bauelemente erforderlichen Durchbrüche (Löt-Augenmittelpunkte) mit Körner auf die Folieseite und Bohren der Löcher.
- Markieren des Leitungsmusters mit schwarzem Nitrolack mit feinem Pin-

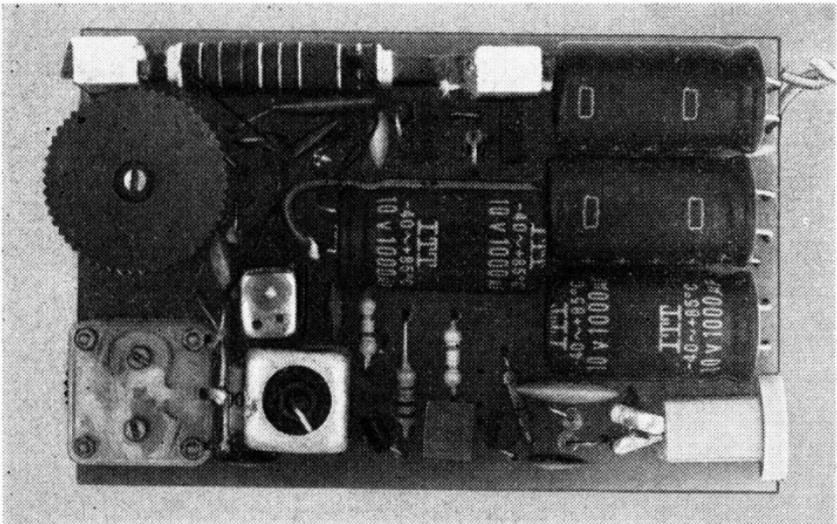


Bild 4 Bestückte Leiterplatte des MW-Kleinsupers, entsprechend Bild 2

sel. Lötäugen vorher mit einem Filzstift, der in die Farbe getaucht wird, herstellen. Die Spitze des Filzstifts wird dabei in das schon gebohrte Loch gesetzt.

- Exaktes Beschneiden der Leiterzüge nach dem Antrocknen des Lackes mit Lineal und Nadel.
- Herauslösen nichtabgedeckter Kupferpartien im Ätzbad [Eisen(III)-chlorid].
- Gründliches Waschen der Leiterplatte nach dem Ätzen (Farbe mit Lappen und Brennspritus entfernen).
- Nachbohren aller Löcher zum Entfernen der Farbe.
- Nochmaliges Polieren und Einstreichen der Leiterseite mit in Spiritus gelöstem Kolophonium.
- Einlöten der Bauelemente.

Alle Widerstände (eventuell nur Basiswiderstände) vorerst provisorisch durch Einstellregler ersetzen. Widerstandswerte nach Augenschein grob einstellen.

Gehäuse

Das Gehäuse wird aus Plastteilen des Systems *Komplexe Amateurelektronik* hergestellt. Dazu werden kleine Wandelemente, große Frontplatten und Gleitschienen verwendet. Diese Teile sägt man entsprechend zurecht, versieht sie mit den erforderlichen Aussparungen und klebt sie mit *Plastikfix* zusammen. Gleitschienen werden zur Befestigung der Leiterplatte, der Selen-Fotoelemente, der Glasscheibe 50 mm × 60 mm und der Rückwand verwendet. Die im Fotohandel erhältliche Glasschutzscheibe schützt die Selen-Fotoelemente und gewährleistet ihre gute Beleuchtung.

Damit die Anschlußdrähte der Selen-Fotoelemente nicht abbrechen, sollte eine Lötösenleiste mit Gleitschienen in das Gehäuse eingeklebt werden. Bild 5 zeigt die Ansicht des Gehäuses im Größenvergleich mit dem verwendeten Ohrhörer.

Inbetriebnahme und Abgleich

Alle Basiswiderstände R_1 , R_3 , R_5 , R_8 und R_9 (eventuell auch Emitter- und Kollektorwiderstände) müssen vorerst provisorisch durch Einstellregler ersetzt werden. Die Änderung eines Widerstandswerts wirkt sich durch die veränderte Stromaufnahme auf alle Stufen aus.

Begonnen wird mit dem Abgleich des Filters F_{11} , der Oszillatorschleife und dem Eingangskreis. Beim Abgleich der Induktivitäten ist es vorteilhaft, eine 1,5-V-Batterie oder einen NC-Akkumulator (1,2 V) zur Stromversorgung anzuschließen. Nach dem genauen Abgleich kann dann die lichtelektrische Batterie angeschlossen werden.

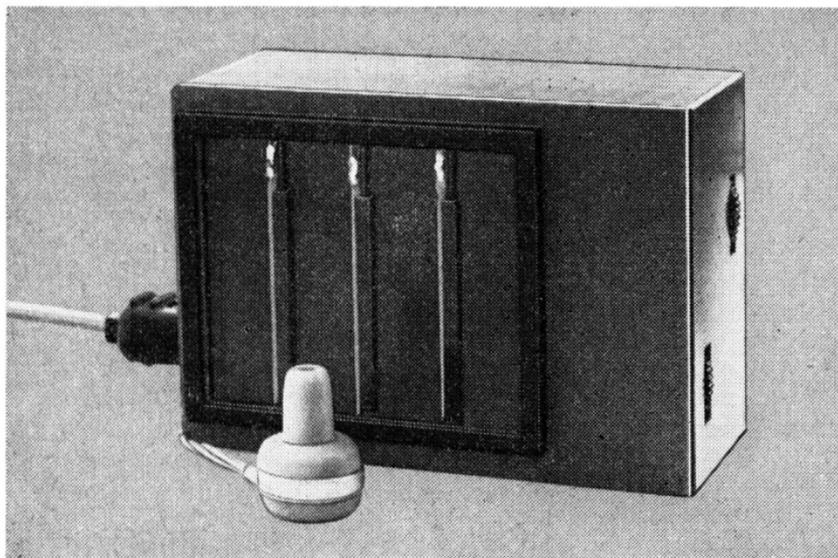


Bild 5 Gehäuse des MW-Kleinsupers mit eingebauten Selen-Fotoelementen

Es kann aber auch erforderlich werden, sich schrittweise den von der lichtelektrischen Batterie zur Verfügung gestellten geringen Strom- und Spannungswerten anzunähern. Dazu ist zwischen 1,5-V-Batterie oder NC-Akkumulator ein Einstellregler $1\text{ k}\Omega$ einzufügen. Dieser Vorwiderstand wird dann stufenweise von 0 bis etwa $500\ \Omega$ vergrößert. Die Basiswiderstände sind dabei immer auf optimalen Empfang neu einzustellen. Der wechselseitige Abgleich wird so lange durchgeführt, bis die Schaltung bei einer Spannung von etwa 1,0 V und einem Stromverbrauch von etwa 0,5 mA optimal funktioniert.

Der endgültige Abgleich der Widerstände und Spulen ist dann mit angeschlossener lichtelektrischer Batterie vorzunehmen. Dabei sind die Selen-Fotoelemente mit einer 75-W-Lampe im Abstand von 20 cm zu beleuchten. Dieser Abstand garantiert die Funktionsfähigkeit der Schaltung auch tagsüber bei bedecktem Himmel. Alle Einstellregler sind dann nacheinander durch Festwiderstände zu ersetzen.

Betriebserfahrungen

Dieser lichtelektrisch gespeiste Kleinsuper gewährleistet tagsüber auch bei starker Bewölkung guten Empfang. Im Sommer bei voller Mittagssonne machte sich infolge Überspannung bereits leichte Schwingneigung bemerkbar. Der aufgebaute Empfänger zeigte auch bei unterschiedlicher Beleuchtungsstärke eine gute Frequenzkonstanz. Die Lautstärke des eingesetzten NF-Verstärkers ist für Ohrhörerbetrieb gerade ausreichend.

Der Klirrfaktor des galvanisch gekoppelten NF-Verstärkers ist relativ hoch. Wenn die Schaltung nach Bild 3 und ein Ohrhörer (Impedanz $\geq 200 \Omega$) eingesetzt werden, läßt sich der Klirrfaktor verringern.

Literatur

- [1] *Schlenzig, K.*: Selen-Optoelektronik – Fotoelektronische Effekte in der Amateurpraxis, Amateurreihe «electronica», Band 114, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1973
- [2] *Jakubaschk, H.*: Das große Elektronikbastelbuch, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin 1974
- [3] *Klauck, D.*: 80-m-Fuchsjagdempfänger, FUNKAMATEUR 21 (1972), Heft 7, Seite 341 bis 343
- [4] *Kanthack, N.*: Ein Taschenempfänger für den Betrieb mit der 3-V-Batterie BCT 3, FUNKAMATEUR 22 (1973), Heft 6, Seite 274 und 275
- [5] *Reiß, J.*: Ein hochleistungsfähiger ZF-Verstärker, FUNKAMATEUR 21 (1972), Heft 11, Seite 555

Wir klären Begriffe
LÖSCHKOPF



Weckeinrichtung mit Melodiegenerator



Der Schaltungsvorschlag (Bild 1) soll den Gebrauchswert einer Digitaluhr erhöhen. Gemessen am Gesamtaufwand einer Quarzuhr, ist der zusätzliche Aufwand gering; sie läßt sich mit Bastelschaltkreisen preiswert realisieren. Die Schaltung wurde so ausgelegt, daß beim Erreichen der programmierten Zeit bis zur nächsten Minute ein Lied von 4 s Dauer mit dazwischenliegender Pause von 4 s ertönt. Als Eingangspiegel zum Start des Liedes «Wachet auf, wachet auf!» ist TTL-Pegel notwendig. Ist in der Uhr keine TTL-Dekodierung für dezimale Anzeige vorhanden, so muß durch zusätzliche Dekodierschaltungen bzw. durch Pegelanpassungsglieder eine solche Erweiterung vorgenommen werden.

Die Schaltung besteht aus folgenden Baugruppen:

- Ansteuerlogik,
- Taktgenerator,
- Zähler 0 bis 15,
- Dekodierung 0 bis 9,
- astabiler Multivibrator mit Lautsprecherendstufe.

Stimmen programmierte Zeit und Uhrzeit überein, so gelangt an das Gatter 22 H-Pegel. Am Ausgang des Gatters 21 ist H-Pegel. Der Taktgenerator, bestehend aus G17 bis G20, beginnt zu arbeiten. Mit R10 wird die gewünschte Taktzeit eingestellt, die den kürzesten Ton darstellt.

Tabelle Töne und dazugehörige Taktzeiten

Zählerstand	0; 1; (2; 3) 4; 5; (6; 7) (8; 9; 10; 11; 12; 13; 14; 15;)
Tonhöhe	c e g e g c' Pause

Anmerkungen: Der 3. und der 6. Ton wurden auf eine Viertelnote reduziert.

Die Rechteckimpulse gelangen an den Zähler. Nach Beendigung bzw. vor Beginn des Liedes wird über die Dioden D10 bis D13 der Zähler gelöscht. Damit der Ton beim Erreichen der nächsten Minute erlischt, wird von G23 über D14 dann T3 voll durchgesteuert und damit T4 gesperrt. Der verwendete Kodierschalter muß dezimalen Code aufweisen.

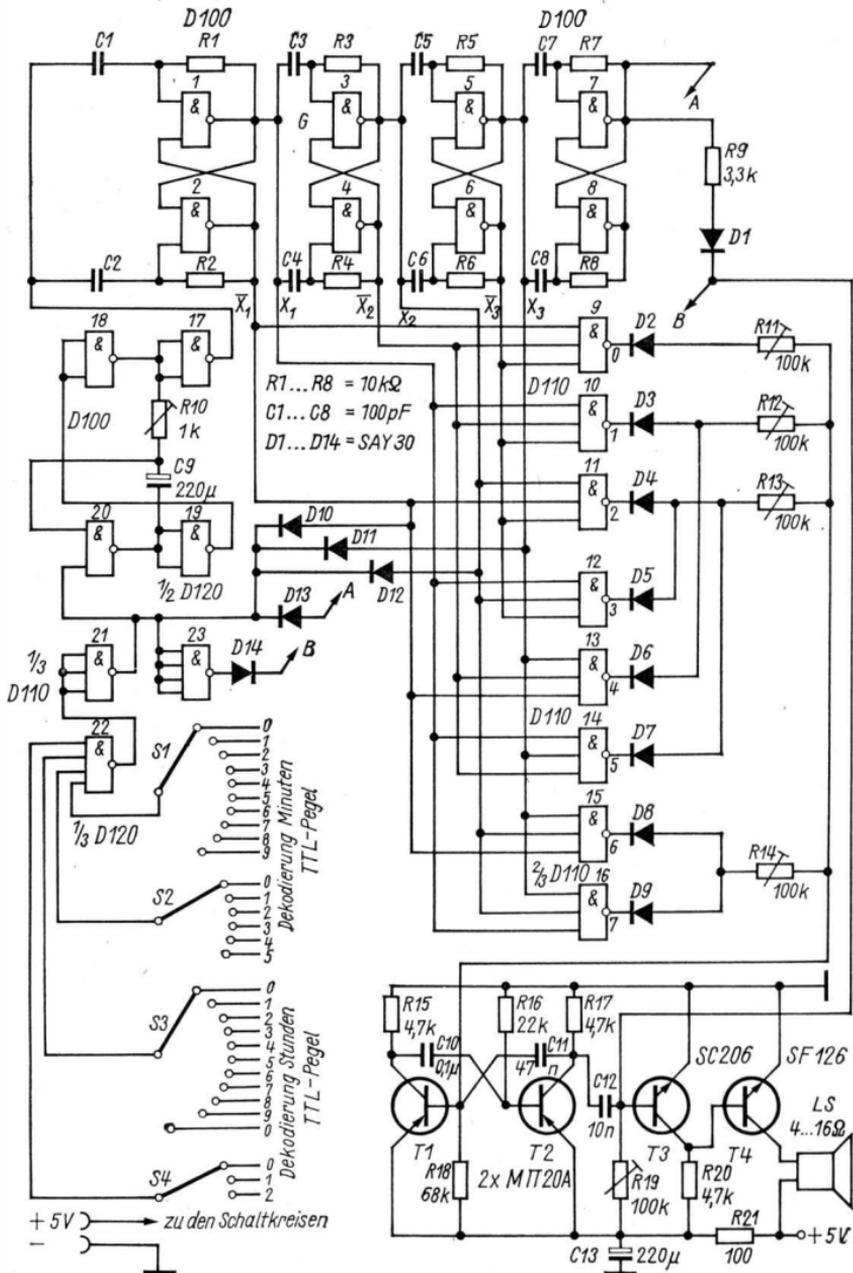


Bild 1 Stromlaufplan der Weckeinrichtung mit Melodiegenerator

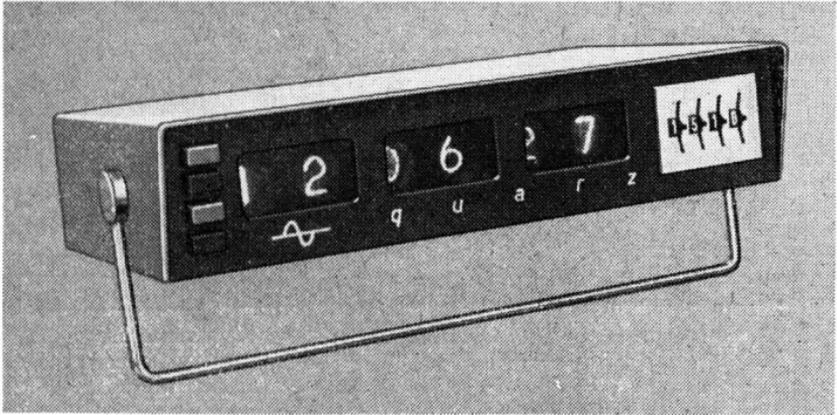


Bild 2 Ansicht der kompletten Digitaluhr mit Weckeinrichtung

Der Zähler weist keine Besonderheiten auf. Er zählt von 0 bis 15. Zur Erzeugung der Tontakte sind die Gatter 1 bis 6 zuständig. Ist der Zählerstand 8 erreicht, so springt der Ausgang von G7 auf H-Potential. Über R9 und D1 wird T4 wieder gesperrt. Beim Übergang des Zählerstands von 15 auf 0 wird die Sperrung und damit die Pause beendet.

Am Ausgang der Dekodierung, bestehend aus G9 bis G16, besteht das dezimale Signal mit L-Potential zur Verfügung. Die Dioden D2 bis D9 bewirken die Entkopplung des H-Signals am Ausgang der Gatter. Mit R11 bis R14 werden die notwendigen 5 Tonhöhen eingestellt. D4, D5 und D8, D9 sind verbunden, um die notwendigen längeren Töne zu realisieren. Um bei mehrfach vorkommenden gleichen Tonhöhen Einstellregler einzusparen, werden D3/D6 und D4/D7 verbunden.

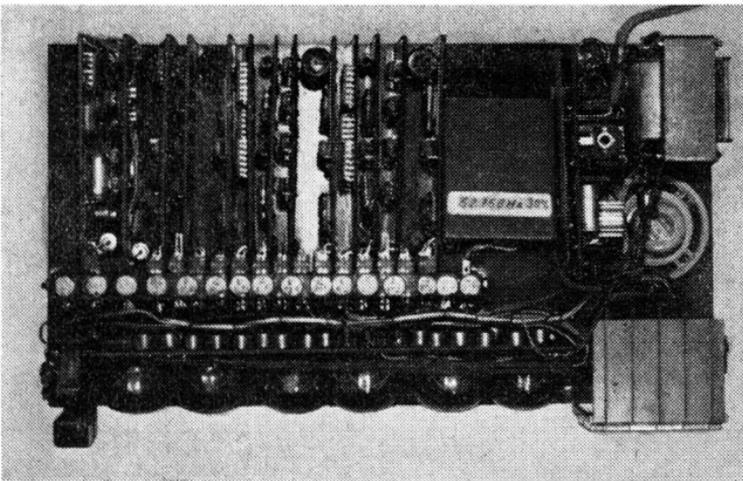


Bild 3 Innenaufbau der kompletten Digitaluhr

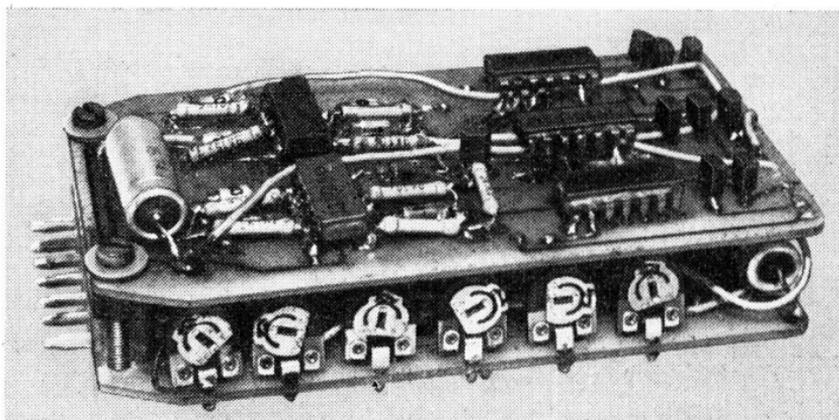


Bild 4 Ansicht der doppelten Leiterplatte mit der Weckeinrichtung und dem Melodiegenerator

Der astabile Multivibrator, bestehend aus T1 und T2, weist keine Besonderheiten auf. Er schwingt immer. Seine Konstanz ist von der Temperatur abgänglich. Über R18, R11 bis R13 und über D2 bis D9 bekommt T1 seine Steuerspannung über das Gatter der Dekodierung, das jeweils L-Potential hat. Durch die unterschiedlich entstehenden Zeitkonstanten bilden sich auf diese Weise die gewünschten Rechteck-Tonspannungen. Über C12 wird die NF ausgekoppelt. Der Verstärker wird, wie bereits erläutert, in den Pausen und in der nichtprogrammierten Zeit gesperrt. Mit R19 stellt man die Lautstärke und zugleich das Klangbild ein. Als Lautsprecher genügt eine Kleinstausführung (4 bis 16 Ω ; > 0,05 W).

R21 und C13 bewirken die Entkopplung des Vorverstärkers und des Multivibrators.

Betriebserfahrungen

Die Schaltung arbeitet in der in Bild 2 gezeigten Quarzuhr über ein Jahr ohne Störung. Temperaturänderungen wirken sich kaum merklich auf die Tonhöhen aus. Die Versorgungsspannung sollte etwa 4,8 bis 5,2 V betragen und frei von HF-Störungen sein.

Literatur

- [1] Kühne, H.: Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie D 10, Teil 1, Amateurreihe Electronica, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1976, Seite 85 bis 87
- [2] Musik Klasse 4, Volk und Wissen, Volkseigener Verlag, Berlin 1974

Vor allem für den Anfänger unter den Elektronikamateuren sollen nachfolgend einige Schaltungen vorgestellt werden, in denen integrierte Schaltungen als aktive Bauelemente verwendet werden. Um es dem Anfänger zu erleichtern, enthalten die Schaltungen nur den TTL-Schaltkreis *D 100 C* und den integrierten Operationsverstärker. Der IS *D 100 C* ist ein digitaler Schaltkreis, der 4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen enthält. Die Betriebsspannung an den Anschlüssen 7 (Minuspole) und 14 (Pluspol) darf im Bereich $U_S = 4,75$ bis $5,25$ V liegen, wobei die meisten Schaltungen auch mit der Flachbatterie $4,5$ V arbeiten. Beim Operationsverstärker kann die Betriebsspannung maximal ± 18 V sein, wobei für die meisten Schaltungen eine positive und eine negative Betriebsspannung erforderlich sind. Während der Operationsverstärker *A 109 D* für die Frequenzkompensation eine Außenbeschaltung benötigt, ist diese beim Typ *MAA 741* (TESLA) nicht notwendig. Für alle Schaltungen können Bastelausführungen der entsprechenden IS verwendet werden. Bild 1 enthält die Anschlußschaltungen der eingesetzten Schaltkreise.

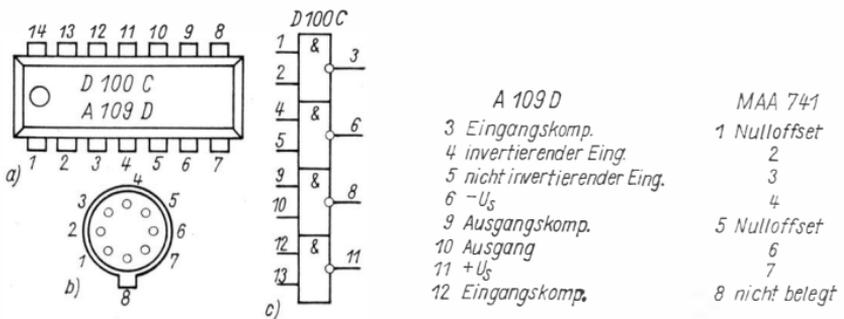


Bild 1 Gehäuse der Schaltkreise *D 100 C*, *A 109 D* (a) und *MAA 741* (b),
Anschlußbelegungen der Schaltkreise (c)

Multivibrator mit IS

Als Multivibrator allgemein bezeichnet man einen Impulsgenerator, der keinen stabilen Zustand aufweist. Deshalb ist die eigentlich richtige Bezeichnung *astabiler Multivibrator*. Es handelt sich dabei um einen stark rückgekoppelten Verstärker, wobei die *RC*-Glieder die erzeugte Frequenz bestimmen, die meist rechteckförmig ist. Bild 2 zeigt die Grundsaltung des astabilen Multivibrators mit 2 Gatterschaltungen. Die niederohmigen Gattereingänge verlangen, daß auch die angeschalteten *RC*-Glieder niederohmig sein müssen. Das bedeutet, daß die Widerstände *R* etwa im Bereich von 0,3 bis 3,3 k Ω liegen müssen, während die Kapazität der Kondensatoren von etwa 100 pF bis in den μ F-Bereich reichen darf. Näherungsweise kann man die Impulsfolgefrequenz wie folgt berechnen:

$$f = \frac{1,42}{R_1 \cdot C_1 + R_2 \cdot C_2} ;$$

f in Hz, *R* in M Ω , *C* in μ F.

Das Tastverhältnis ist etwa 1 : 1, wenn $R_1 = R_2$ und $C_1 = C_2$ ist. Sind die Widerstände *R* sehr niederohmig ($< 1,5$ k Ω), so sind zusätzliche Gatter als

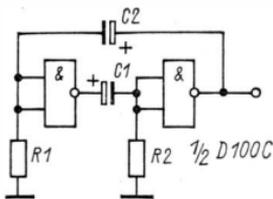


Bild 2
Prinzip des astabilen Multivibrators
mit 2 Gatterschaltungen

Anschwinghilfe erforderlich. Da sich der symmetrische astabile Multivibrator kaum frequenzvariabel gestalten läßt, wird er bevorzugt eingesetzt, wenn nur eine bestimmte Frequenz erzeugt werden soll.

Morseübungsgenerator

Das Üben der erlernten Morsezeichen geht so vor sich, daß man einen Tongenerator entsprechend tastet. Für die Schaltung des zu verwendenden Tongenerators gibt es viele Möglichkeiten. Bild 3 zeigt einen astabilen Multivibrator mit 2 Gattern, der eine Frequenz von etwa 800 Hz erzeugt. Das 3. Gatter wird benutzt, um mit der Morsetaste den Multivibrator ein- und auszuschalten. Am Ausgang (6) kann über einen Elektrolytkondensator 50 μ F ein Kopfhörer angeschlossen werden. Verwendet man für die Multivibratorschaltung den Leistungsgatterschaltkreis *D 140 C*, so läßt sich mit dem Tonfrequenzsignal eine ganze Morseklasse versorgen, da der Aus-

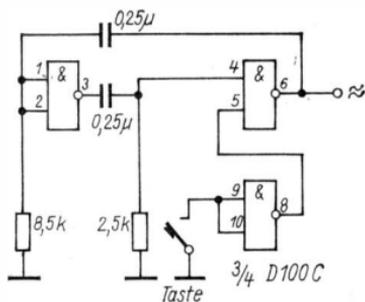


Bild 3
Morseübungsgenerator mit IS D 100 C

gang mit bis zu 20 Kopfhörern belastet werden kann. Die Stromversorgung mit einer Flachbatterie erfolgt an den Anschlüssen 7 (Minuspole) und 14 (Pluspol).

Quarzeichengenerator 100 kHz

Im Bereich höherer Frequenzen kann der astabile Multivibrator über einen Quarz im Rückkopplungszweig stabilisiert werden (Bild 4), so daß man eine quarzstabilisierte Impulsfolgefrequenz erhält. Aus den beiden restlichen Gattern des Schaltkreises *D 100 C* wird ein *Schmitt*-Trigger gebildet, der auf Grund seiner Ein- und Ausschaltswelle die Flanken der Impulsfolgefrequenz versteilert. Die Folge ist, in dem Rechtecksignal sind sehr viele Oberwellen enthalten, so daß die Eichpunkte bis in das 2-m- und 70-cm-Band reichen. Zum Feinabgleich der Quarzfrequenz ist ein *LC*-Serienglied vorhanden. Der Kondensator *C* hat eine Kapazität von 1,5 nF, für die Spule *L* benötigt man 400 Wdg., 0,1-mm-CuL, HF-Schalenkern 22 mm Durchmesser.

RC-Meßbrücke mit IS-Tongenerator

Baut man eine *RC*-Meßbrücke nach dem Prinzip von *Wheatstone* auf, so benötigt man eine Tongeneratorschaltung zur Speisung der Meßbrücken-

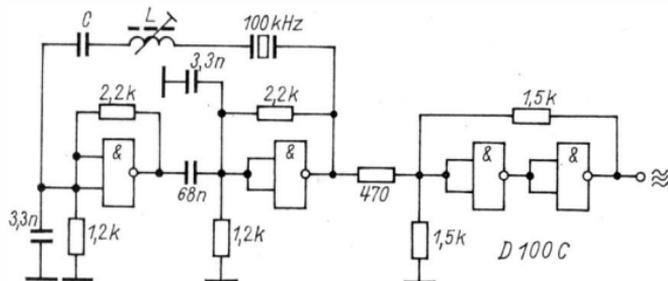


Bild 4 Stromlaufplan eines Eichpunktgebers 100 kHz

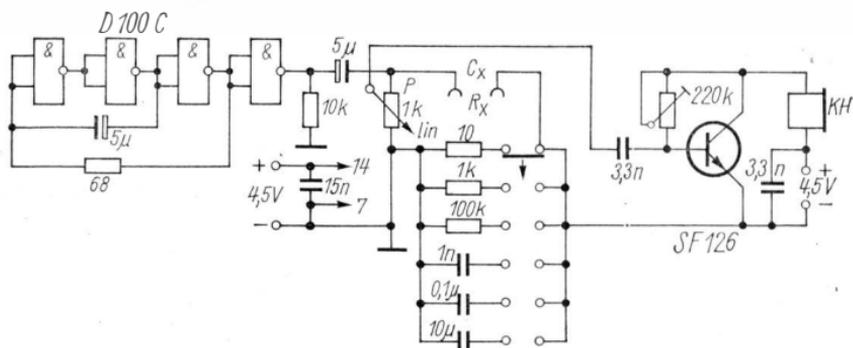


Bild 5 Stromlaufplan einer einfachen RC-Meßbrücke [1]

schaltung und einen Abhörverstärker, um im Nullzweig das Tonminimum wahrzunehmen. Bild 5 zeigt die komplette Schaltung einer einfachen RC-Meßbrücke. Mit dem Schaltkreis *D 100 C* wird ein unsymmetrischer astabiler Multivibrator gebildet, der eine Impulsfolgefrequenz von etwa 700 Hz erzeugt. Damit wird die Brückenschaltung gespeist, die aus dem Brückenabgleich-Potentiometer *P* und den Brückenzeigen für bekannten und unbekanntem Widerstand bzw. Kondensator besteht. An die andere Brückendiagonale ist der Abhörverstärker für Kopfhörerbetrieb angeschlossen. Mit dem Einstellregler kann die Abhör Lautstärke eingestellt werden.

Da die Brückennullspannung hoch liegt, müssen zur Stromversorgung des Tongenerators und des Abhörverstärkers 2 Flachbatterien 4,5 V eingesetzt werden. Man kommt mit nur einer Flachbatterie aus, wenn man zwischen Tongenerator und Meßbrücke einen NF-Übertrager 1:1 anordnet. Dann kann die Brückenspeisespannung über die Sekundärwicklung hochgelegt werden, und einen Punkt des Brückennullzweigs (an dem der Emitter des Transistors liegt) kann man an Masse legen.

Die Meßbereiche sind:

I	1 Ω bis 100 Ω	IV	100 pF bis 10 nF
II	100 Ω bis 10 kΩ	V	10 nF bis 1 μF
III	10 kΩ bis 1 MΩ	VI	1 μF bis 100 μF

Das Brückenabgleich-Potentiometer *P* erhält eine 270°-Skale, die im Bereich 0,1 bis 10 geeicht wird.

Türklingelsirene

Da man für den Aufbau eines symmetrischen, astabilen Multivibrators 2 Gatterschaltungen benötigt, kann man mit dem Schaltkreis *D 100 C*, der 4 Gatterschaltungen enthält, 2 solche Multivibratoren aufbauen. Eine Sirenschaltung besteht meist aus 2 Multivibratoren. Der eine Multivibrator erzeugt eine hörbare Tonfrequenz von 600 bis 800 Hz. Über einen Tief-

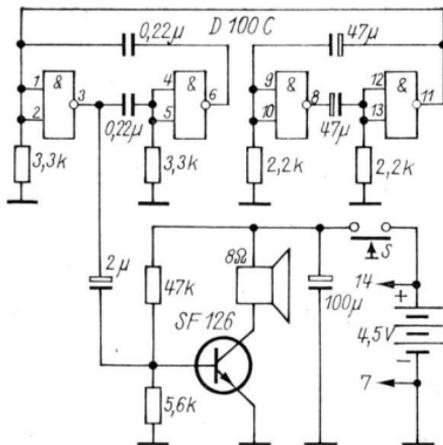


Bild 6
Stromlaufplan einer elektronischen
Sirene

ton-Multivibrator (3 bis 6 Hz) wird er dann gesteuert, so daß der auf- und abwellende Ton einer Sirene entsteht. Deshalb liegt es nahe, für diese beiden Multivibratoren einen Schaltkreis *D 100 C* zu verwenden. Bild 6 zeigt diesen Stromlaufplan. Der linke Multivibrator erzeugt eine Tonfrequenz von etwa 800 Hz. Der rechte Multivibrator steuert mit seinem 5-Hz-Signal am Gattereingang 1/2 den Tonfrequenzmultivibrator. Dem Gatterausgang 3 folgt eine NF-Verstärkerstufe, die einen Lautsprecher im Kollektorkreis enthält. Über den Druckschalter S kann der Sirenenton akustisch über den Lautsprecher abgestrahlt werden. Neben dem Einsatz als Türklingel gibt es für diese Sirenschaltung noch viele Einsatzmöglichkeiten.

Vielseitiger Impulsgenerator

Einen frequenzvariablen Impulsgenerator erhält man durch die Verbindung zweier Gatterschaltungen mit einem npn-Transistor. Mit dem Potentiometer P1 kann dann die Impulsfrequenz in einem weiten Bereich geändert werden. Allerdings ist die Ausgangsspannung stark unsymmetrisch, die aus schmalen Impulsen in einem bestimmten Abstand besteht. Deshalb baut man mit den beiden restlichen Gattern des *D 100 C* einen flankengetriggerten Flip-Flop auf. Das flankengetriggerte Flip-Flop hat 2 stabile Zustände, ein 1. Impuls läßt es kippen, ein 2. Impuls kippt es zurück. Da die vom Impuls-generator kommenden Impulse gleichen Abstand haben, ist die rechteckförmige Ausgangsspannung des Flip-Flop symmetrisch. Da allerdings zum Schalten 2 Impulse erforderlich sind, ist die Impulsfrequenz am Ausgang des Flip-Flop nur noch halb so groß. Bild 7 a zeigt die komplette Schaltung des Rechteckgenerators.

Bild 7c zeigt eine Anwendung als Morseübungsgenerator. Für den Tonfrequenzbereich ist C1 etwa 0,1 μ F und P1 etwa 100 k Ω . Anschluß 3 ist der

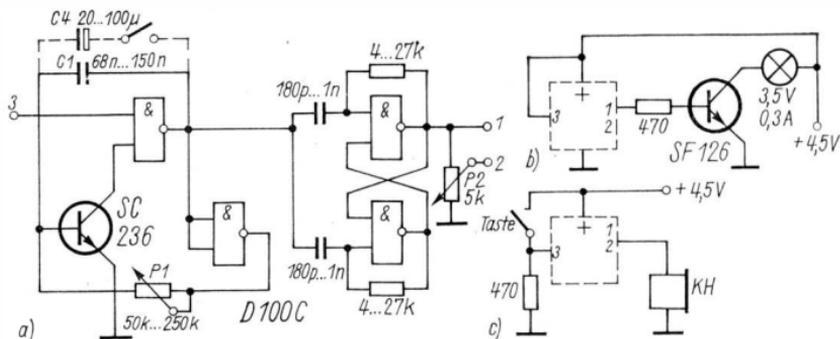


Bild 7 Stromlaufplan eines vielseitig verwendbaren Impulsgenerators (a); Anwendung als Blinkschaltung (b) und als Morseübungs-generator [2]

Takteingang, mit dem definiert geschaltet werden kann. Am regelbaren Ausgang (Anschluß 2) wird der Kopfhörer angeschlossen. Soll die Schaltung Bild 7a als Blinkgeber arbeiten, so ist C1 auf 20 bis 100 μF zu vergrößern. Bild 7b zeigt die Anschaltung der Transistorlampenstufe.

Minigel mit IS

Einfache elektronische Musikinstrumente, die nach dem Prinzip einer Elektronenorgel aufgebaut sind, bestehen meist aus einer RC-Tongeneratorschaltung zum Erzeugen der 12 Töne einer Oktave, einem Tieftongenerator für den Vibratoeffekt und einer NF-Endstufe für Lautsprecherbetrieb. Solche einfachen elektronischen Musikinstrumente lassen sich nur monophon spielen, d. h., es kann immer nur ein Ton angeschlagen werden.

Im Bild 8 ist der Stromlaufplan eines einfachen elektronischen Musikinstrumentes dargestellt. Für den Tieftongenerator wird eine Multivibratorschaltung mit 2 Gattern der IS D 100 C aufgebaut, ein weiteres Gatter schaltet den Multivibrator in Verbindung mit der Tiptaste S ein, das 4. Gatter koppelt die Multivibratordfrequenz aus, die im Bereich 3 bis 6 Hz liegen soll. Nach Ansicht des Bearbeiters wären für den Vibratoeffekt Koppelkondensatoren von 50 bis 100 μF günstiger. Der Tonfrequenzgenerator mit dem Operationsverstärker (für den auch ein A 109 D mit entsprechender Beschaltung zur Frequenzkompensation verwendet werden kann) stellt ebenfalls eine Multivibratorschaltung dar, frequenzbestimmend sind der Kondensator 10 nF und die Widerstandsbeschaltung am nichtinvertierenden Eingang. Die einzelnen Töne der eingestrichenen Oktave (c^1 bis h^1) und den Ton c^2 bewirken die Widerstände R1 bis R13 und die Einstellregler P1 bis P13. Die jeweilige Reihenschaltung endet in kleinen Kontaktflächen, so daß man mit dem Kontaktgriffel G die einzelnen Töne einschalten kann. Die Tabelle enthält die notwendigen Angaben zur Einstellung der einzelnen Töne.

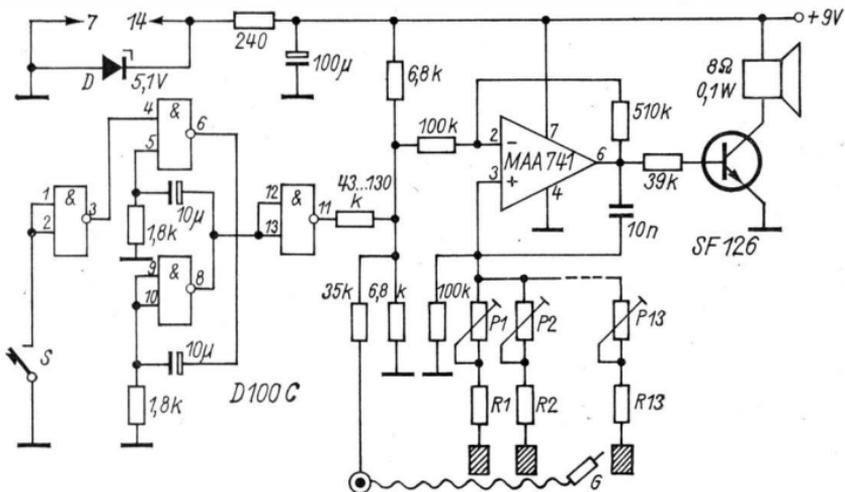


Bild 8 Stromlaufplan einer elektronischen Miniorgel [3]

Tabelle Werte zur Miniorgel (Bild 8)

Ton	Frequenz Hz	Periodenzeit μ s	P1 bis P13 k Ω	R1 bis R13 k Ω
c ¹	261,63	3,82	10	39
cis	277,18	3,61	10	35
d	293,67	3,41	10	33
dis	311,13	3,21	5	22
e	329,63	3,03	5	22
f	349,23	2,86	5	18
fis	369,99	2,70	5	15
g	392,0	2,55	5	12
gis	415,31	2,41	5	7,5
a	440,0	2,27	5	7,5
b	466,16	2,15	5	6,8
h	493,88	2,02	5	2,2
c ²	523,25	1,91	5	2,2

An den Ausgang des Operationsverstärkers wird die Transistorstufe direkt angeschlossen, im Kollektorkreis liegt der kleine Lautsprecher. Zur Stromversorgung benutzt man die 9-V-Batterie. Da der Schaltkreis *D 100 C* nur mit einer maximalen Betriebsspannung von 5,25 V betrieben werden darf, wird die 9-V-Spannung mit einer Z-Diode *SZ 600/5,1* herabgesetzt. Die 13 Kontaktflächen für die einzelnen Töne ätzt man in Form einer Klaviertastatur auf ein Stück Leiterplattenmaterial.

Meßgeräteschaltungen mit Operationsverstärker

Der Operationsverstärker ist auf Grund seiner universellen Einsetzbarkeit gut geeignet für Meßgeräteschaltungen. Bild 9a zeigt einen Gleichstrommesser mit den Strommeßbereichen $10\ \mu\text{A}$ – $100\ \mu\text{A}$ – $1\ \text{mA}$ – $10\ \text{mA}$ – $100\ \text{mA}$. Für Vollausschlag genügen am nichtinvertierenden Eingang $3\ \text{mV}$, entsprechend ist der Spannungsteiler aufgebaut. Da der Operationsverstärker meist mit einer positiven und einer negativen Betriebsspannung arbeitet, zeigt Bild 9b die Schaltung der Stromversorgung. Bild 10 zeigt den Strom-

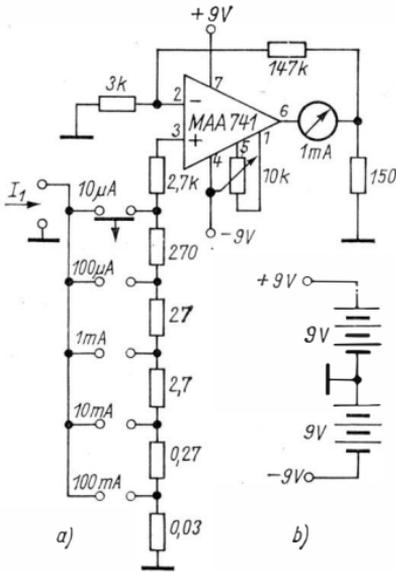


Bild 9
Stromlaufplan eines Gleichstrom-
mikroamperemeters

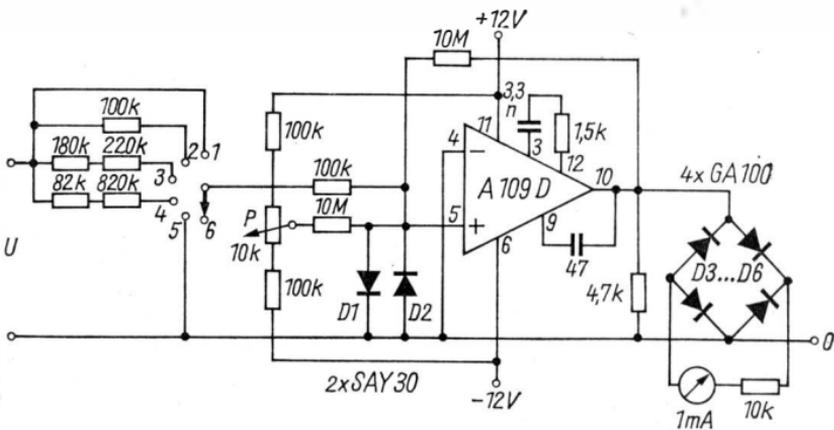


Bild 10 Stromlaufplan eines Wechselspannungsmillivoltmeters

laufplan für ein Wechselspannungsmillivoltmeter, das im NF-Bereich und im HF-Bereich bis etwa 1 MHz verwendet werden kann. Die Schalterstellungen bedeuten:

- 1 – Bereich 0 bis 100 mV
- 2 – Bereich 0 bis 200 mV
- 3 – Bereich 0 bis 500 mV
- 4 – Bereich 0 bis 1 V
- 5 – Nullpunkteinstellung
- 6 – Aus

Die Nullpunkteinstellung erfolgt mit dem Potentiometer P durch Kompensation des Eingangsstroms. Gegen Überspannungen am Eingang des Operationsverstärkers schützen die antiparallelschalteten Dioden D1/D2.

Bild 11 zeigt ein elektronisches Ohmmeter mit 5 Meßbereichen. Am nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers liegt eine stabilisierte Bezugsspannung von 3 V. Das Meßwerk zeigt ebenfalls Vollausschlag

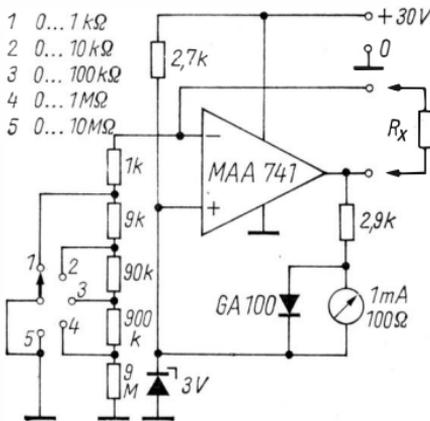


Bild 11
Stromlaufplan eines elektronischen Ohmmeters

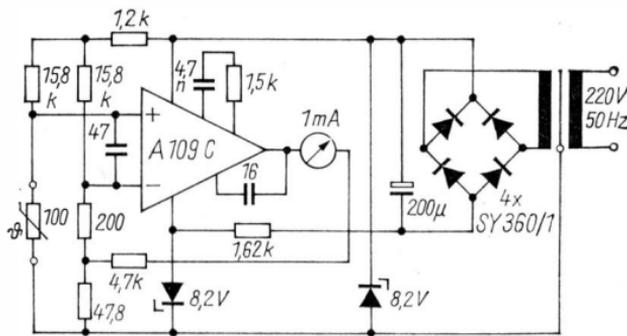


Bild 12 Stromlaufplan eines elektronischen Temperaturmessers

bei 3 V, wenn die Verstärkung 1 ist. Da es Z-Dioden für 3 V in der DDR-Fertigung nicht gibt, schaltet man 3 Z-Dioden *SZX 18/1* in Reihe. Die Meßwiderstände müssen bei allen Schaltungen eine Toleranz von $\pm 1\%$ haben.

Abschließend soll in Bild 12 noch die Schaltung eines elektronischen Temperaturmessers vorgestellt werden. In einer Widerstandsbrückenschaltung befindet sich als Temperaturfühler ein Thermistor 100Ω . Im Brückennullzweig liegt der Eingang des Operationsverstärkers, so daß Veränderungen der Brückennullspannung vom Meßwerk angezeigt werden. Der Temperaturmeßbereich reicht von 0 bis 50°C .

Literatur

- [1] *Winkler, J.*: RC-Meßbrücke, Amaterske Radio, Heft A/4 – 1980, Seite 127/128
- [2] *Belza, J.*: Impulsgenerator für Tonsignale, Amaterske Radio A/12 – 1980, Seite 406
- [3] *Tömpe, R.*: Elektronisches Musikinstrument, Tehnium, Heft 10/1980, Seite 9
- [4] *Nicolae, A.*: Elektronisches Ohmmeter, Tehnium, Heft 8/1980, Seite 11

Wir klären Begriffe
SCHALLDRUCK



Die Modulation von Lichtquellen durch NF-Signale kennzeichnet den Trend, Musik auch optisch wiederzugeben. Es sind bereits eine Reihe von Schaltungen zu dieser Thematik veröffentlicht worden. Dieser Beitrag stellt eine Erweiterung dar und baut auf vorhandenen Schaltungen auf.

Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt die Schaltung einer 3-Kanal-Lichtorgel für LO-, Dimmer- und Lauflichtbetrieb. Mit den Schaltern S2 bis S5 werden die entsprechenden Betriebsarten eingestellt. Die einzelnen Kanäle steuert man bei LO-Betrieb mit den Schieberegler P1 bis P4 und bei Dimmerbetrieb mit den Potentiometern P5 bis P7 aus. Die Umlaufgeschwindigkeit des Lauflichts (SPEED) kann mit P8 im Bereich 0,1 bis 2 s variiert werden. Das Gerät wird mit dem Netzschalter S1 eingeschaltet. Die Betriebsbereitschaft zeigt eine entsprechende LED an.

LO- und Dimmerbetrieb

Zur NF-Steuerung wird über die Buchse Bu1 das Signal eingespeist. Stereophone Signale werden an R1, R2 addiert. Die UKW-Drossel unterdrückt HF-Störfrequenzen. Beim Anschluß älterer Stereotuner kann der Restpilotton bereits zu einer Aussteuerung führen. In diesem Fall muß am Eingang eine 19-kHz-Sperre eingefügt bzw. die obere Grenzfrequenz des Höhenkanals durch Vergrößern von C2 auf etwa 14 kHz herabgesetzt werden.

Nach dem Summenregler P1 wird das Eingangssignal mit einem integrierten NF-Verstärker IS6 vorverstärkt. Die Mindestausgangsamplitude muß 2 V betragen. Mit R3 läßt sich die Verstärkung von IS6 einstellen. Ein Übersteuern sollte man vermeiden, da die Amplitude nicht mehr zunimmt und somit die Dynamik verlorenght. Mit P2 bis P4 wird die Aussteuerung der einzelnen Kanäle vorgenommen. Um die frequenzbezogene Ansteuerung der Thyristoren zu erreichen, arbeitet T1 mit kapazitiver An- und Gegenkopplung. Die Aufteilung des Frequenzspektrums wird zweckmäßig wie

folgt vorgenommen:

BASS 20 bis 150 Hz,
 MITTEN 300 bis 4000 Hz,
 HÖHEN 6 bis 16 kHz.

Außerhalb der genannten Frequenzen sollte die Verstärkung rasch abnehmen, um ein Überlappen der einzelnen Kanäle zu vermeiden. Bei Übersteuerung steigt die Bandbreite des Kanalverstärkers an und führt zu einer Begrenzung bevorzugter sowie der Verstärkung abgeschwächter Frequenzen. Die Frequenzbänder gehen ineinander über.

Alle Kanäle sind schaltungstechnisch identisch. Bei der in Bild 1 dargestellten Schaltung wird das Kollektorpotential von T1 auf wenige Zehntel Volt festgelegt. Bei Ansteuerung entstehen nur positive Kollektorsignale. Sie rufen eine Verringerung von U_{CB} des Transistors T2 hervor. Da U_{BE} annähernd konstant ist, sinkt U_{CE} . Das entspricht einer Änderung des Kollektor-Emitter-Widerstands. Am Emmitter von T2 steht eine der Ansteuerung proportionale Gleichspannung. Die kapazitive Gegenkopplung bewirkt eine Begrenzung der Übertragungsbandbreite dieser Stufe. In der Tabelle (Bild 2) sind die Richtwerte für C1 und C2 sowie die entsprechenden Frequenzspektren angegeben.

Zwischen Emmitter T2 und Basis T3 liegt die Umschaltung für LO- und Lauflichtbetrieb (Schalter S2). Beide Betriebsarten arbeiten auf einen Impulsgenerator. Diese Art Thyristoren zu zünden hat den Vorteil, daß mit ihr eine definierte Phasenanschnittsteuerung möglich ist.

Bild 3 zeigt das Prinzip einer Impulszündung mit Unijunction-Transistor. Hat der Kondensator die zur Zündung von T notwendige Spannung U_E

Bereich	C1 [F]	C2 [F]	Δf [Hz]
Bass	22 μ	0,15 μ	20...150
Mitten	0,1 μ	10 n	1k..4k
Höhen	10 n	150 p	8k...40k
Höhen*	20 n	3,3 n	5k...14k

Bild 2
 Richtwerte der kapazitiven An- und Gegenkopplung für C1, C2

* Eingrenzung der Bandbreite bei Restpilottonaussteuerung

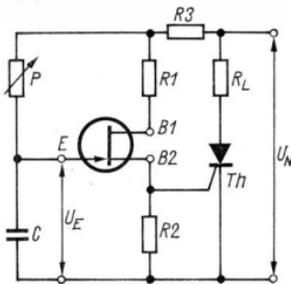


Bild 3
 Prinzip einer Impulszündung mit Unijunction-Transistor

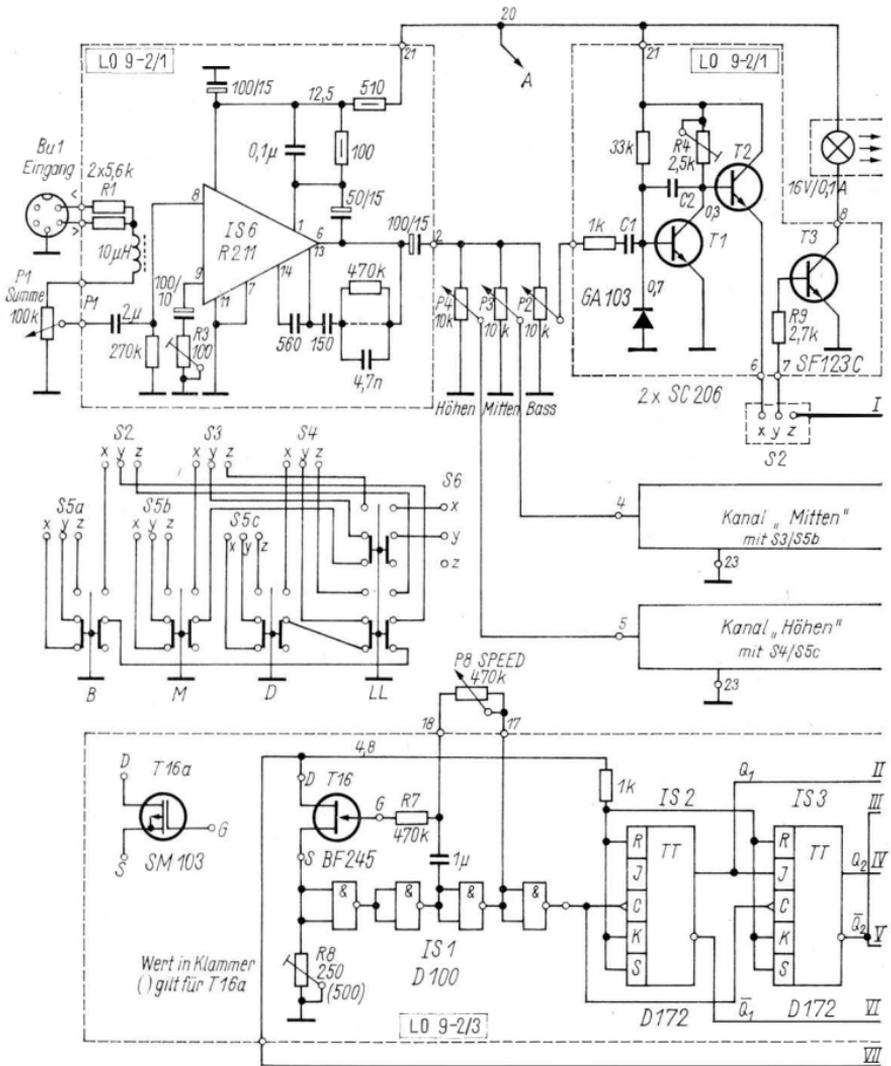


Bild 1 Gesamtstromlaufplan der Lichtorgel LO 9-2. Alle Spannungen mit Röhrenvoltmeter gegen Punkt 23 gemessen.
 Keine Taste gedrückt: Dimmerbetrieb.
 Taste B, M, D gedrückt: LO-Betrieb.
 Alle Tasten gedrückt: Lauflichtbetrieb.
 Kombination aller drei Zustände möglich.

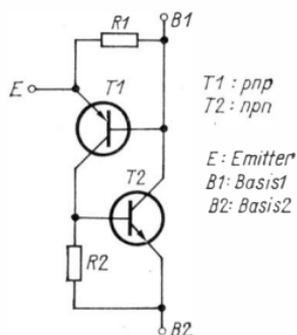


Bild 4
 Nachbildung eines Unijunction-Transistors durch Komplementär-Transistoren

erreicht, so geht der Transistor vom hochohmigen ($> 100 \text{ k}\Omega$) in den niederohmigen Zustand ($< 50 \text{ m}\Omega$) zwischen den beiden Basiselektroden B1 und B2 über. Wird U_E durch die abgebaute Kondensatorspannung unterschritten, sperrt T, und der Ladeprozess beginnt erneut. Mit dem Potentiometer P wird der Aufladevorgang zeitlich gesteuert, d. h. der Zündwinkel mit der Zeitkonstante geändert. Ersetzt man das Potentiometer durch Transistoren, Fotowiderstände o. a., so kann der Impulsgenerator beliebig gesteuert werden. In der vorliegenden Schaltung wird das Potentiometer P5 bei LO-Betrieb durch einen Fotowiderstand ersetzt. Für den Unijunction-Transistor ist eine Ersatzschaltung nach Bild 4 möglich.

R6, C3, ST1 bewirken die Entstörung und verhindern die Abstrahlung der bei Phasenanschnittsteuerung entstehenden Störfrequenzen ins Stromnetz. Die Umschaltung bei LO-Betrieb nimmt man mit dem Schalter S5a vor. Bei der Nachbildung eines Optokopplers werden als Geber Modelleisenbahnlampen 16 V/0,1 A und als Empfänger Fotowiderstände CPR 62 benutzt. Um eine Beeinflussung des Fotowiderstands durch Fremdlicht auszuschließen, werden alle Koppler optisch voneinander abgeschirmt. Für das richtige Funktionieren der Optokoppler ist es erforderlich, Lampen und Fotowiderstände so dicht beieinander wie möglich anzuordnen. Dabei ist es unerheblich, ob die Lichtsteuerung seitlich oder frontal erfolgt.

Die Netzspannung wird mit einer Graetz-Brücke gleichgerichtet. Je nach geforderter Leistung kann die Netzgleichrichtung als einfache oder doppelte Graetz-Brücke ausgelegt werden. Die Lösung mit parallelgeschalteten Dioden D1 bis D8 wurde gewählt, um die relativ teuren 10-A-Dioden zu umgehen. Bei dieser Schaltung ist eine I_{FM} -Belastung von 4 A möglich, das bedeutet eine maximal steuerbare Leistung von 880 W, etwa 290 W je Kanal. Wird eine noch höhere Leistung gefordert, ist der Einsatz von 10-A-Dioden unumgänglich. Gleichzeitig müssen neben stärkeren Thyristoren auch die Transistoren des Impulsgenerators ausgetauscht werden, da zum sicheren Zünden der Thyristoren höhere Zündströme notwendig sind. Bei einer zu steuernden Gesamtleistung von 2200 W sind die Bauelemente wie folgt zu ändern:

D1 bis D4 SY 164,
 T4 KF 517,

T5 SF 126,
 Th1 ST 121/4,
 D5 bis D8 entfallen.

Die Versorgungsspannung wird aus einem kleinen Netzteil gewonnen, das für Vorstufe und Kanaltrennung eine Spannung von +20 V bei 0,5 A und für das Lauflicht die mit T17 stabilisierte Spannung von +4,8 V bereitstellt.

Lauflicht

Unter Lauflicht versteht man das optische Umlaufen eines Lichtpunkts um die Beobachterachse. Elektronisch bedeutet das die Ansteuerung der Lampen hintereinander und mit konstanter Umlaufgeschwindigkeit bei gleichem Tastverhältnis. Bild 5 zeigt das Realisierungsprinzip. Ein Generator erzeugt eine Rechteckspannung, die mit P8 im Frequenzbereich 0,5 bis 10 Hz variiert werden kann. 2 Flip-Flop teilen die Generatorfrequenz im Verhältnis 3 : 1. An den Ausgängen Q1, $\overline{Q1}$, Q2, $\overline{Q2}$ stehen 4 in Pegel und Phase unterschiedliche Spannungen, die über eine Dekodiermatrix entsprechend der Reihenfolge der Schaltzustände dekodiert werden. Die Schaltung des Lauflichts ist im Gesamtstromlaufplan (Bild 1) zu finden und besteht aus den Schaltkreisen IS1 bis IS5 sowie aus T16. Der Generator wurde [9] entnommen und für diesen Verwendungszweck umdimensioniert. T16 ist ein n-Kanal-SFET (BF 245, KP 303) und arbeitet als Sourcefolger. Durch seinen hohen Eingangswiderstand kann das Potentiometer zur Frequenzänderung ebenfalls hochohmig gewählt werden. Mit P8 werden die Auf- und Entladezeitkonstante geändert. Die Verstärkung und die Rückkopplung werden durch die Gatter der IS1 erreicht. R7 legt die obere Grenzfrequenz fest. Beim Anlegen einer Betriebsspannung ist T16 leitend. Der Kondensator C7 wird aufgeladen. Das negative Potential am Gate steuert T16 zu, das wiederum zum Entladen von C7 führt. Bei Nullpotential am Gate öffnet der SFET wieder. Steht kein n-Kanal-SFET zur Verfügung, kann mit geringen Bauelementeänderungen und dem Einsatz eines n-Kanal-Verarmungs-MOSFET (T16a – SM 103/SM 104) der Generator ebenfalls zum Schwingen gebracht werden. Der Arbeitspunkt und das Tastverhältnis werden mit R8 eingestellt. Für die Generatorfrequenz gilt

$$f_{\text{GEN}} = 3f_{\text{TAKT}},$$

$$f_{\text{TAKT}} = 0,5 \text{ bis } 10 \text{ Hz.}$$

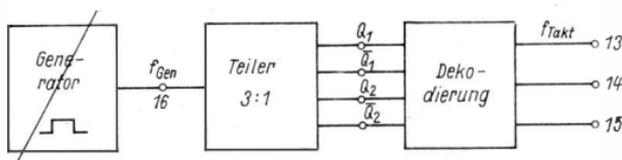


Bild 5 Prinzipschaltung des Lauflichts

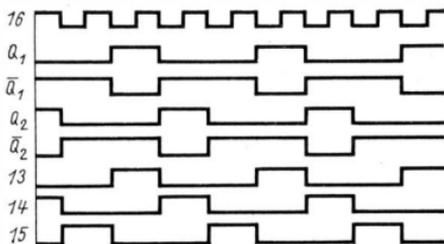


Bild 6
Potentialverhältnisse an verschiedenen Punkten des Lauflichts

Der Generator hat den Vorteil, daß bei Frequenzänderung das Tastverhältnis konstant bleibt. Das bedeutet gleich lange Brenndauer der Lampen entsprechend der Umlaufgeschwindigkeit. Der 3 : 1-Teiler ist mit 2 Master-Slave-Flip-Flop (IS2/3 = D 172) aufgebaut. Er läßt sich ebenso mit NAND-Gattern realisieren. Um eine fortlaufende Schaltfolge zu erhalten, wird die Dekodierung mit den Gattern der IS4 vorgenommen. Zur Ansteuerung der npn-Transistoren ist IS5 eingeschoben. Durch Negation entstehen positive Spannungssprünge, die zur Ansteuerung der Transistoren T3, T8, T13 benutzt werden. Die Impulsgeneratoren zünden die Thyristoren entsprechend der vorgegebenen Reihenfolge. Bild 6 zeigt die zeitlichen Verläufe der Spannungen an unterschiedlichen Punkten des Lauflichts.

Stör- und Berührungsschutzmaßnahmen

Das Durchschalten der Thyristoren bei Phasenanschnittsteuerung erzeugt HF-Störspannungen. Aus diesem Grund ist es notwendig, diese Störabstrahlung zu verhindern. Bild 7 zeigt eine Störschutzmaßnahme mit π -Glied vor der Netzgleichrichtung. Für die Spule L eignen sich Entstörschutzdrosseln mit einer Induktivität bis 5 mH und einer Strombelastung bis 4 A. Eine zusätzliche Entstörung bietet die RC -Kombination $47 \Omega/0,1 \mu\text{F}$ von der Anode zur Katode des Thyristors. Es sollte weiterhin darauf geachtet werden, daß Stark- und Schwachstromteil galvanisch voneinander getrennt sind.

Ebenso wichtig ist die Schutzleiterführung. Um bei einer Lichtorgel mit galvanischer Trennung alle Bedienelemente auch an metallischen Front-

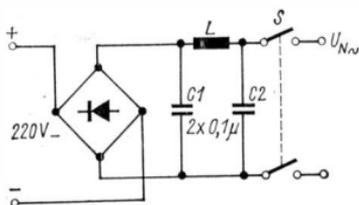


Bild 7
Schaltung eines Störschutzes mit LC-Glied

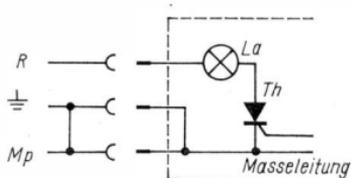


Bild 8
Betrieb der Lichtorgel bei Verbindung mit Schutzkontakt mit der Masseleitung

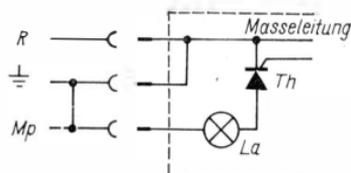


Bild 9
Kurzschluß der Netzspannung bei Verbindung von Schutzkontakt mit der Masseleitung und Drehen des Netzsteckers

oder Montageplatten befestigen zu können, dürfen die innere Masse und das Gehäuse nicht mit dem Schutzleiter verbunden werden. Bei einer solchen Verbindung sind schwerwiegende Folgen zu erwarten, wenn Null und Phase durch Drehen des Netzsteckers vertauscht werden (Kurzschluß in der Zuleitung, Zerstörung einer Strecke der Netzgleichrichtung) Bild 8 und Bild 9 verdeutlichen das.

Aufbau

Die Lichtorgel ist in einem Gehäuse, bestehend aus 2 Plasteilhalbschalen und der dazugehörigen Front-, Montage- und Rückplatte, untergebracht. Leiterplatten, Kühlbleche für Dioden und Thyristoren, Bedienelemente sowie sonstige Bauteile sind entsprechend zusammengefaßt und gegebenenfalls in Etagenbauweise ausgeführt. Als selbständige Einheiten sind die Dio-

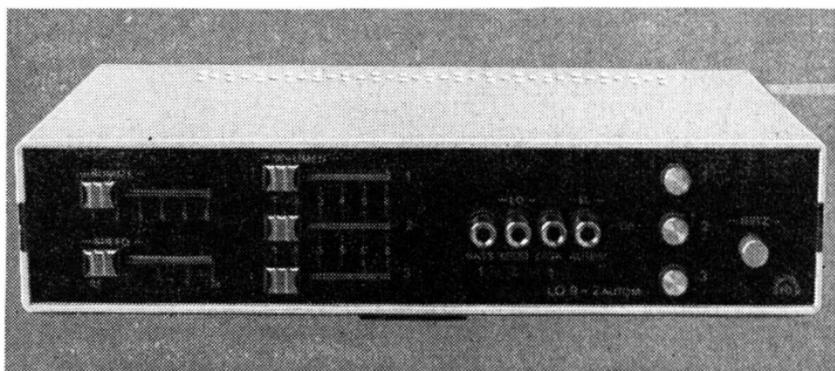


Bild 10 *Vorderansicht der Lichtorgel LO 9-2. Rechts vom Tastensatz befinden sich die Schieberegler für SUMME, SPEED, VOLUMEN der 3 Kanäle. Links die Potentiometer für Dimmerbetrieb in entsprechender Kanaluordnung*

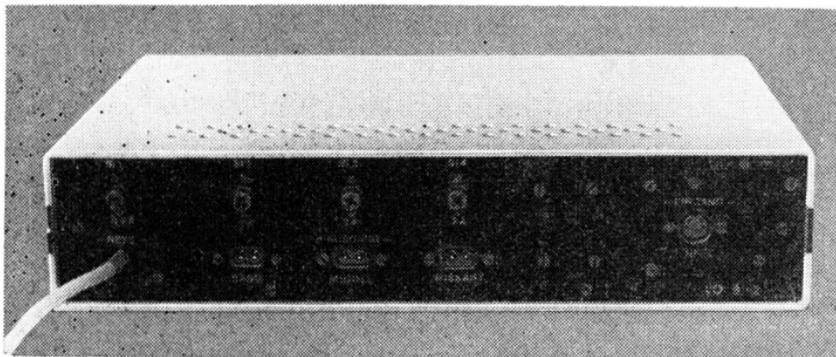


Bild 11 Rückansicht der LO 9-2. Über dem jeweiligen Kanalausgang befindet sich die dazugehörige Sicherung, rechts der NF-Eingang

den der Netzgleichrichtung und die Thyristoren auf speziell dafür vorgesehenen Kühlblechen und die Optokoppler an der Rück- bzw. Montageplatte befestigt. Um ein schnelles Auswechseln eventuell defekter Lampen der Optokoppler zu gewährleisten, kann die Abschirmkappe durch Lösen zweier Schrauben leicht entfernt werden. Alle notwendigen Sicherungen sind von der Rückseite leicht zugänglich und den entsprechenden Ausgängen zugeordnet.

Abgleich und Inbetriebnahme

Alle Funktionsgruppen werden vor dem Einbau geprüft und, soweit notwendig, vorabgeglichen. Nach dem Zusammenbau ergibt sich nachfolgender Abgleichvorgang.

Vorverstärker und Kanaltrennung

Am Eingang Bul wird ein NF-Signal mit $U_E = 25 \text{ mV}$ bei $f = 1 \text{ kHz}$ und voll aufgeregeltem P1 eingespeist. Mit R3 stellt man am Punkt 2 eine Amplitude von 6 V ein. Die Voreinstellung der Kanalverstärker führt man ohne Aussteuerung durch. Mit dem Regler R4 wird das Kollektorpotential von T1 auf etwa 0,3 V festgelegt. Es darf keine Lampe des Optokopplers aufleuchten. Die beiden anderen Kanäle stellt man analog ein. Zur Funktionsprüfung wird eine Eingangsspannung von 25 mV der jeweiligen Bandmittenfrequenz angelegt und mit den Schiebereglern P2 bis P4 die Funktion oszillografisch überprüft. Am Emitter von T2 stehen Nadelimpulse mit einer Amplitude von etwa 5 V. Die Ansprechschwelle von T3 kann mit R9 festgelegt werden.

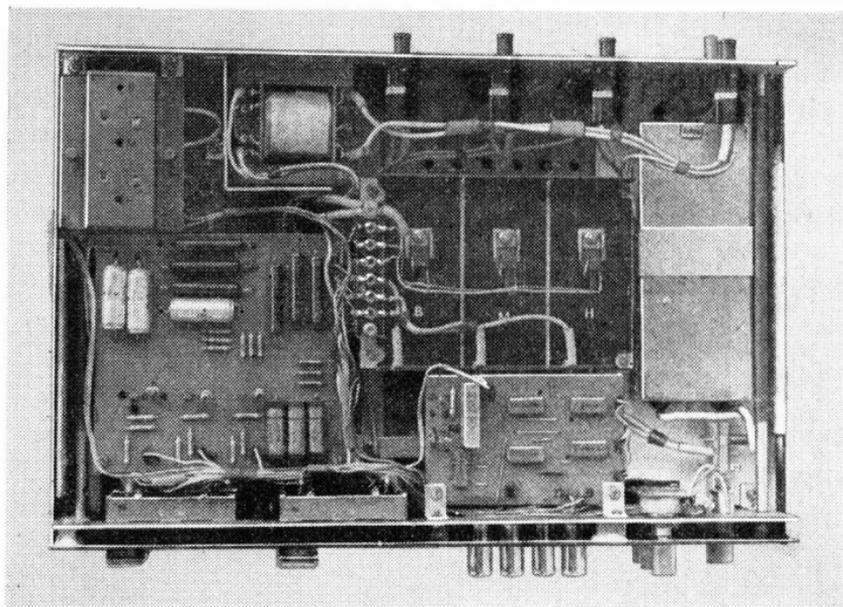


Bild 12 Aufbau des Geräts. Rechts die in Etagenbauweise ausgeführten Leiterplatten 1 und 2, die Kühlflächen für Dioden und Thyristoren. Links hinten die abgeschirmten Optokoppler

Starkstromsteuerung

Zur Prüfung der Impulsgeneratoren wird Dimmerbetrieb eingestellt und ein Verbraucher zugeschaltet. Mit P5 verändert man die Impulsfrequenz und kontrolliert oszillografisch am Punkt 12. Gleichzeitig muß sich die Spannung am Verbraucher ändern. Sollte der Impulsgenerator sehr niederfrequente Schwingneigung zeigen, ist R5 zu ändern ($R5 < 700 \Omega$). Mit R10, R11 können die Empfindlichkeit und der maximale Zündwinkelbereich vorgegeben werden. Sicherer Arbeitsbereich bei $R10 = R11 = 1$ bis $10 \text{ k}\Omega$.

Lauflicht

Zur Prüfung der Funktionsgruppe Lauflicht wird am Punkt 16 mit einem Röhrevoltmeter oder Oszillografen (Gleichspannungseingang) die Taktfrequenz kontrolliert. An den Ausgängen Punkt 13, 14, 15 ist eine dem Teilverhältnis entsprechende Taktspannung zu erkennen. Bei Einsatz eines elektronischen Mehrkanalschalters können die Spannungsverhältnisse Bild 6 entsprechend dargestellt werden. R7 legt die obere Grenzfrequenz des Taktgenerators und R8 das Tastverhältnis fest.

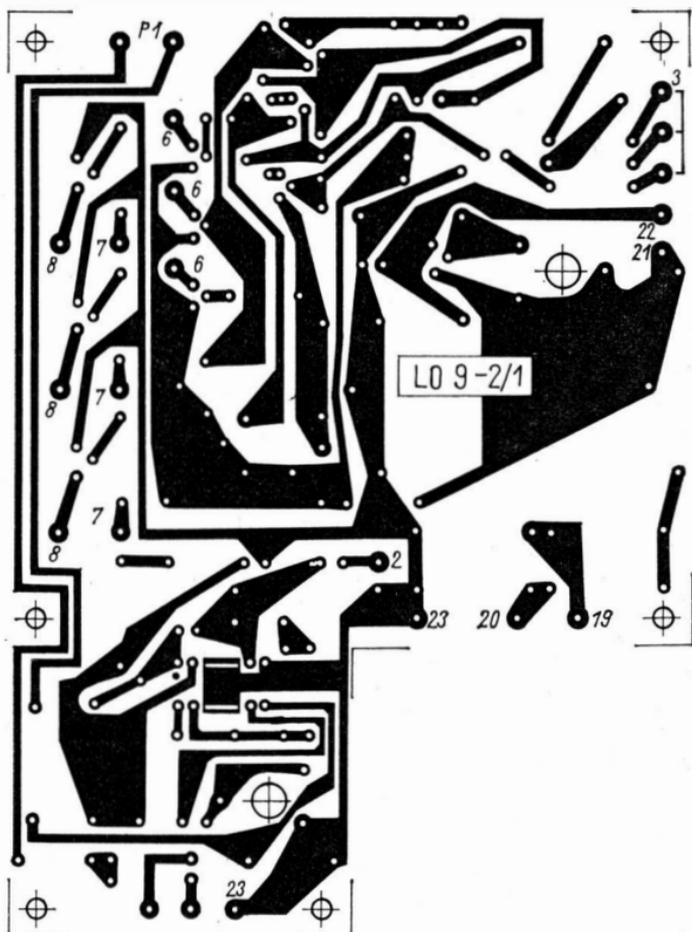


Bild 13 Leiterzugseite für die Leiterplatte 1 «Vorverstärker, Kanaltrennung, Netzteil» (120 mm × 160 mm; Ausschnitt: 60 mm × 50 mm)

Netzteil

Am Punkt 21 stellt sich im Ruhebetrieb eine Spannung von +20 V ein, die unter Last auf +18 V zurückgeht. Mit R12 wird bei eingeschaltetem Lauflicht am Punkt 22 eine Spannung von +4,8 V eingestellt.

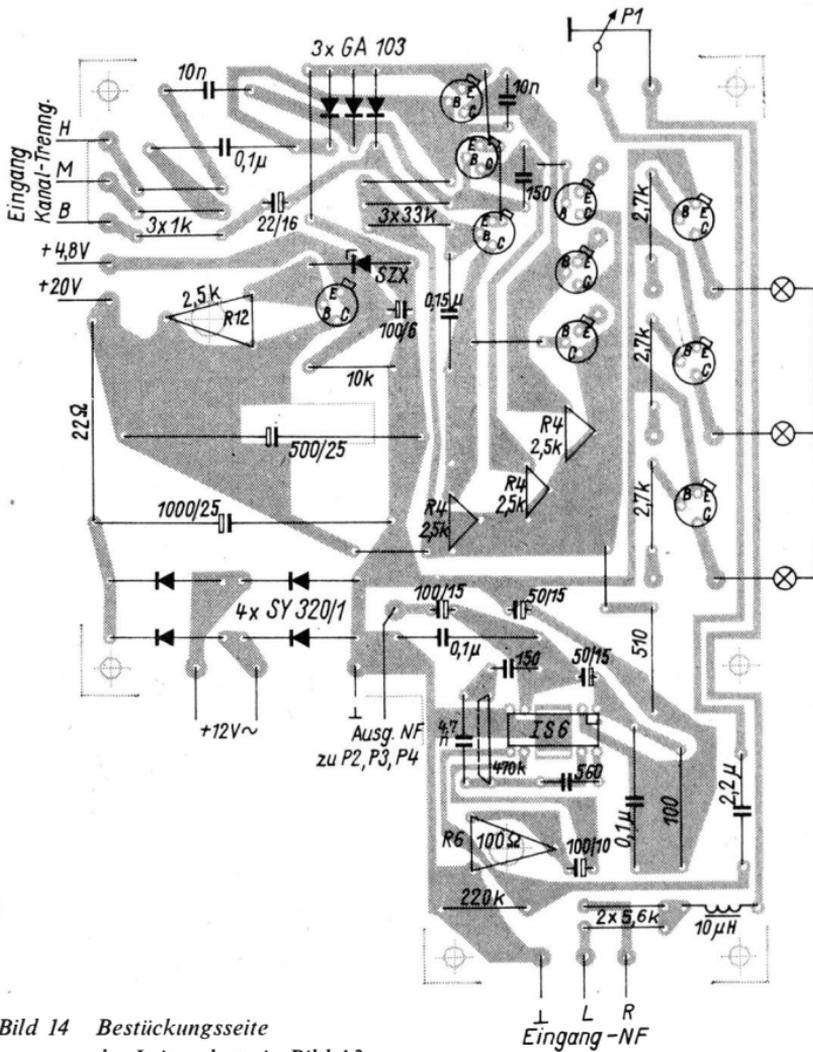


Bild 14 Bestückungsseite
der Leiterplatte in Bild 13

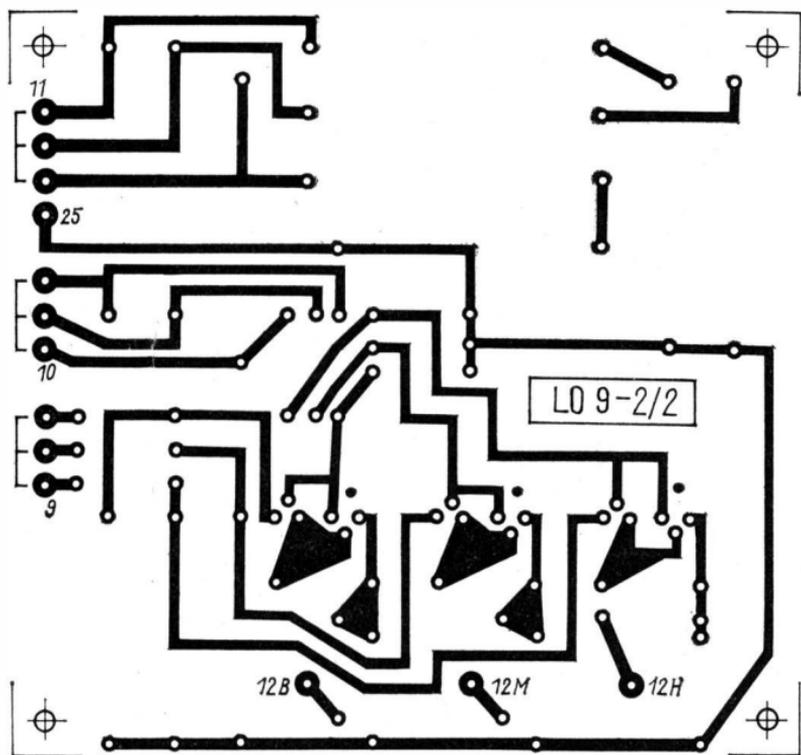


Bild 15 Leiterzugseite der Leiterplatte 2 «Phasenanschnittsteuerung» (120 mm × 110 mm)

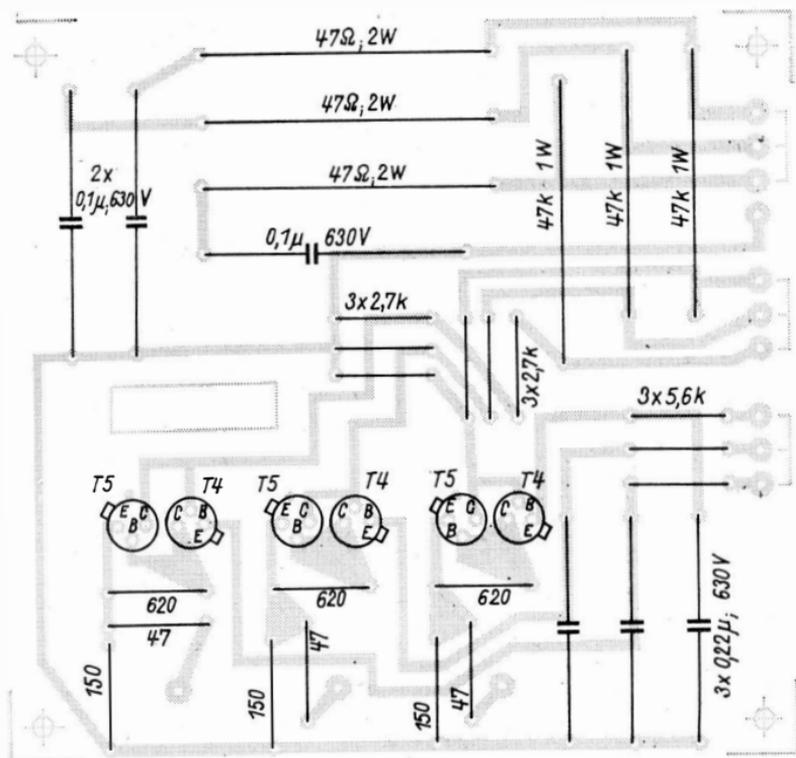


Bild 16 Bestückungsseite der Leiterplatte in Bild 15

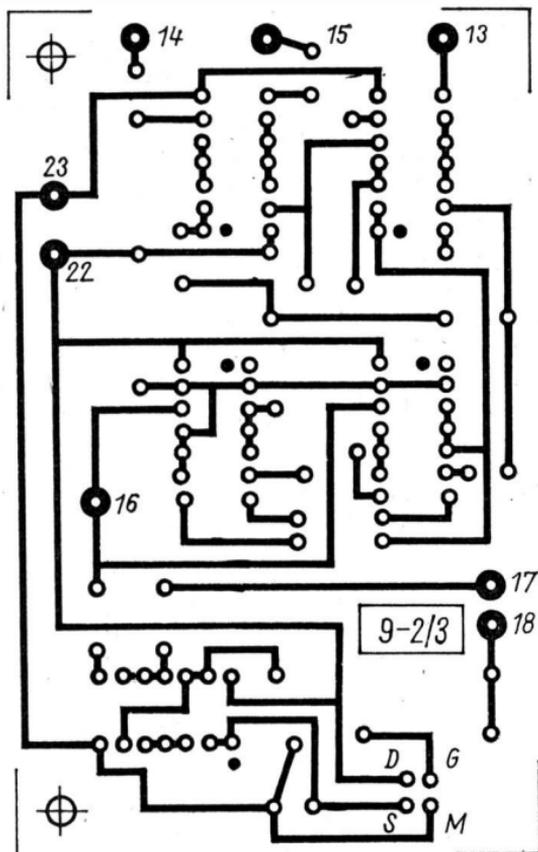


Bild 17
Leiterzugseite der Leiterplatte 3 «Lauflicht»
(95 mm × 60 mm)

Literatur

- [1] Kaiser, K.: Thyristororgel mit Phasenanschnittsteuerung, FUNKAMATEUR 26 (1977), Heft 12, Seite 592ff.
- [2] Sabrowski, L.: Selbstgebaute Lichtorgeln Teil 1 und 2, FUNKSCHAU 41 (1969), Heft 22, Seite 795ff.
- [3] Kühne, H.: Helligkeits- und Drehzahlsteuerung mit Thyristoren, FUNKAMATEUR 22 (1971), Heft 9, Seite 435ff.
- [4] Theilig, H.J.: Lichteffektanlage «Sound-Light 2000», FUNKAMATEUR 25 (1974), Heft 6, Seite 274ff.

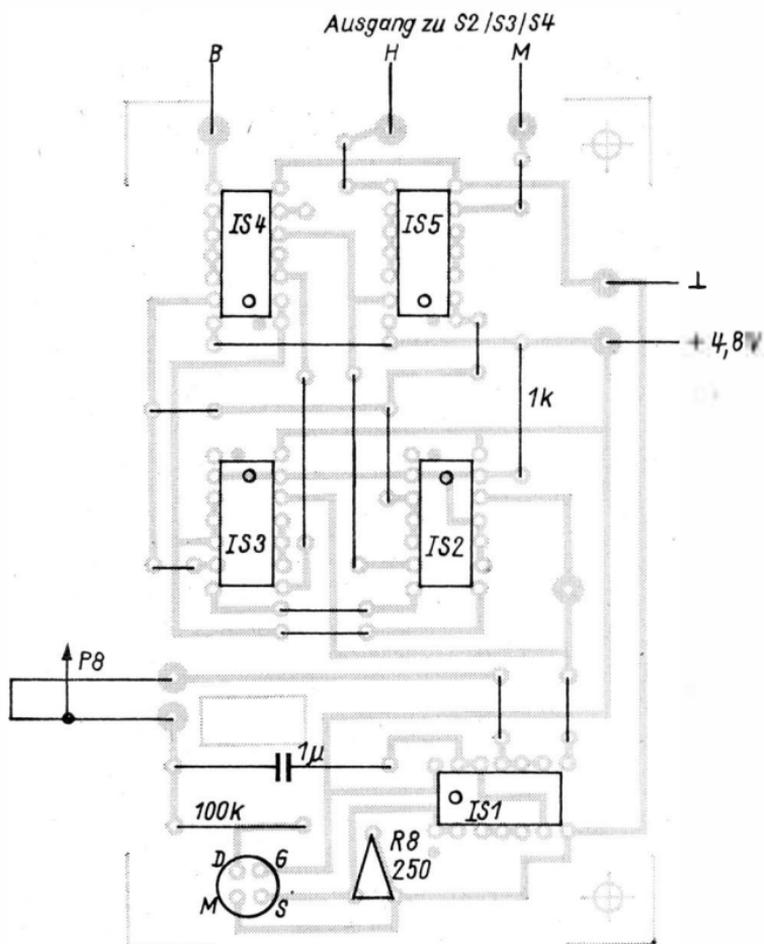


Bild 18 Bestückungsseite der Leiterplatte in Bild 17

- [5] Wagner, M.: Thyristoren – Schaltmöglichkeiten und Anwendung, FUNK-AMATEUR 22 (1971), Heft 3, Seite IXff.
- [6] Dr. Kretzmar, R.: Handbuch der Elektronik, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Bln.-Borsigwalde, 1968
- [7] Ausborn, W.: Elektronik-Bauelemente, VEB Verlag Technik, Berlin, 1973
- [8] Kunze, E.: Stör- und Berührungsschutz von Lichtorgeln, MELODIE UND RHYTHMUS 19 (1975), Heft 12
- [9] rfe-Kurzberichte, rfe 26 (1977), Heft 23/24, Seite 813

draht 1/2/3 – einfaches Telefon für Ausbildung, Sport und Spiel

Ing. Egon Klaffke –
Y22FA

Die folgenden Schaltungen sind für Arbeitsgemeinschaften der Klassen 5 bis 8 der allgemeinbildenden polytechnischen Oberschulen gedacht. Mit den Modellen nach Bild 3 und Bild 5 wird die Brettschaltung entsprechend [1] beibehalten. Damit kann die AG-Tätigkeit stufenweise fortgesetzt werden. Bild 7 erlaubt dann bereits einen Aufbau als Baugruppe und nach eigenen Vorstellungen. Die Schaltungen weisen keine Besonderheiten auf und sind leicht nachzubauen. Weitere Ausführungen über Technik und Entwicklung des Fernsprechens findet der Leser in [3], [4], [5], [6].

Anforderungen

Die einfachste Telefonverbindung ist in Bild 1 dargestellt. Ein solches «Streckentelefon» besteht aus je einer Hörkapsel, die abwechselnd vor den Mund als Mikrofon und anschließend als Hörer an das Ohr gehalten wird. Diese Schaltung eignet sich zum Experimentieren. Man nimmt 2 Kopfhörer oder Kopfhörerpaare und versucht, eine solche Schaltung von einem Raum zum Nachbarraum aufzubauen. Es funktioniert zwar, aber das Ergebnis ist nicht zufriedenstellend.

Als wichtigstes Bauelement wird ein Handapparat, eine Kombination von Mikrofon und Hörer, benötigt. Entweder baut man sich einen solchen Handapparat aus einer Kohlemikrofonkapsel und einer Hörkapsel selbst zusammen, oder man versucht einen kompletten Handapparat aus Altbeständen oder aus Umrüstungen von Betrieben zu bekommen.

Für die Stromversorgung wurde die in [1] beschriebene kontaktsichere Klemmvorrichtung beibehalten. Diese Klemmvorrichtungen nach Bild 2 können auf jeder Brettschaltung fest montiert werden. Bild 2a oder Bild 2b eignen sich auch als separate Baugruppe für draht 3. Als Winkel und Winkelbänder kann man die Teile aus dem Metallbaukastensystem *Construc-tion* verwenden.



Bild 1
Einfachste Schaltung – Strecken-
telefon

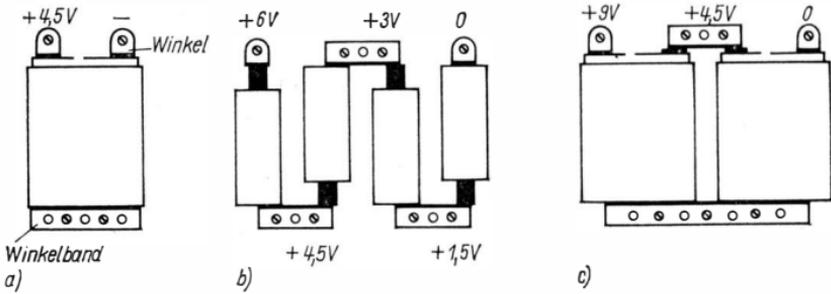


Bild 2 Klemmvorrichtung für Batterien; a – Flachbatterie 4,5 V; b – Gnomzellen = 6 V; c – 2 Flachbatterien = 9 V

Mit diesen Voraussetzungen sind Anforderungen erfüllt wie

- einfacher und übersichtlicher Aufbau,
- nur Schraub- und Klemmverbindungen für die Anfänger bei draht 1 und draht 2,
- einfache Lötverbindungen bei draht 3 für Fortgeschrittene,
- Richtungsverkehr für draht 1 und draht 2,
- Richtungs- und Netzverkehr für draht 3,
- gute Verständigung,
- Eignung für die individuelle und organisierte Freizeitgestaltung, für die Ausbildung, für das Ferienlager und das Pioniermanöver.

Es muß allerdings beachtet werden, daß die aus Klingeldraht bestehende Fernleitung keine Störungen verursacht. Sie darf nicht über öffentliche Wege und Plätze führen und nicht in der Nähe anderer Leitungen liegen.

draht 1

Das ist ein einfaches, funktionstüchtiges Telefon, das für kurze Entfernungen eingesetzt werden kann. Es besteht aus einem Handapparat, einem Umschalter und einer Spannungsquelle. Vor Beginn des Gesprächs sind die

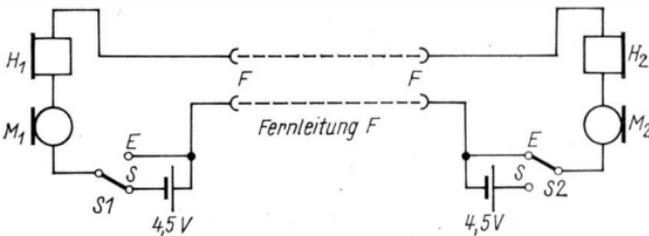


Bild 3 Stromlaufplan draht 1

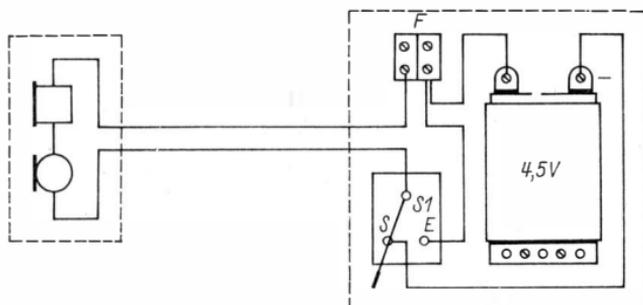


Bild 4 Aufbauschema draht 1

Umschalter S1 und S2 beider Sprechstellen auf Empfang E gestellt. Schaltet nun Sprechstelle 1 auf Senden S, ist im Hörer der Sprechstelle 2 ein leises Knacken zu hören. Jetzt schaltet die Sprechstelle 2 auf Senden S, und das Gespräch kann beginnen. Nach Beendigung des Gesprächs schalten beide Sprechstellen wieder auf Empfang E. Auf diese Weise kann der Anruf auch von der zweiten Sprechstelle vorgenommen werden. Der Nachteil besteht darin, daß *draht 1* keine besondere Rufeinrichtung aufweist. Dafür ist aber der Aufbau sehr einfach.

Als Umschalter eignet sich ein Klingelumschalter. Solche Umschalter sind einzeln oder in den *elektro-set*-Packungen und in PIKO-Elektrobaukästen erhältlich. Zum praktischen Aufbau werden noch eine 2polige Lüsterklemme und 2 Winkel und ein Winkelband aus dem Metallbaukasten benötigt. Bild 4 zeigt das Aufbauschema auf einem Grundbrett. Nach eigenen Vorstellungen baut man sich eine Halterung für den Handapparat. Es ist auch möglich, das Grundbrett in einen kleinen Kasten oder in ein Gehäuse einzubauen. Beim Einbau der Spannungsquellen ist die Polung zu beachten. In der Sprechstelle 1 liegt der Pluspol, in der Sprechstelle 2 der Minuspol an der Fernleitung. Diese Polung darf auch beim Anschließen der Fernleitungen nicht vertauscht werden.

Manchmal reichen 4,5 V als Betriebsspannung nicht aus. Zu lange Fernleitungen erhöhen den Widerstand, die Lautstärke wird geringer. Das läßt sich in bestimmten Grenzen durch Erhöhen der Betriebsspannung ausgleichen. Wie andere Betriebsspannungen erreicht werden können, ist aus Bild 2 zu ersehen.

draht 2

Diese Schaltung erfordert etwas mehr Aufwand, enthält aber dafür eine Rufeinrichtung. Es werden eine Taste, ein Wecker und ein Kippumschalter benötigt. Taste und Wecker sind ebenfalls einzeln in *elektro-set*-Packungen und in PIKO-Elektrobaukästen erhältlich. Statt des Klingelumschalters

kann eine einzelne Drucktaste verwendet werden, die einen 2poligen Umschalter enthält.

Die Funktionsweise von draht 2 ist aus Bild 5 zu erkennen. Sprechstelle 1 schaltet S1 auf EIN. Taste T1 wird gedrückt. In Sprechstelle 2 ertönt der Wecker. Man verfolge den Stromkreis: B1-Pluspol, Fernleitung, S2 über Kontakt 1 und 2, W2, Fernleitung, T1, S1 über Kontakt 3 und 4, B1-Minuspol. Ein anderer Weg ist nicht möglich.

Wird bei Sprechstelle 1 die Taste T1 losgelassen, ertönt der Wecker nicht mehr. Sprechstelle 2 schaltet ebenfalls auf EIN. Nun gilt folgender Stromweg: B2-Pluspol, Fernleitung, B2, S2 über Kontakt 3 und 4, Handapparat M2 H2, Fernleitung, Handapparat HIM1, S1 über Kontakt 3 und 4, B1-Minuspol. Es kann beiderseits gesprochen werden. Nach dem Gespräch sind S1 und S2 auszuschalten. Danach können sich die Sprechstellen wieder gegenseitig anrufen.

Aus Bild 6 ist das Aufbauschema für draht 2 zu ersehen. Der Handapparat wird über eine besondere Lüsterklemme angeschlossen. Die zweite Lüsterklemme ist für die Fernleitung vorgesehen. Der Kippumschalter oder

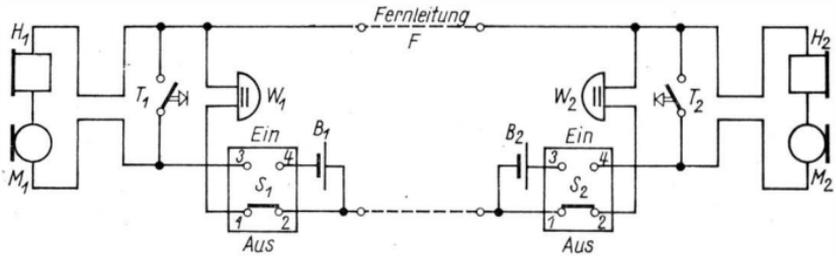


Bild 5 Stromlaufplan draht 2

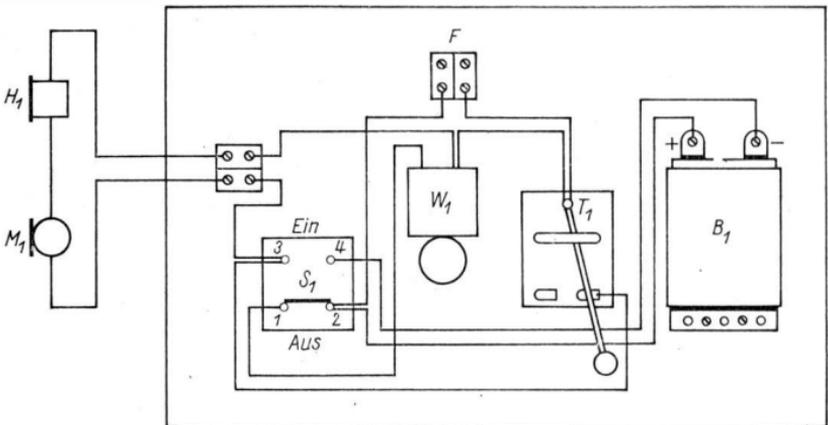


Bild 6 Aufbauschema draht 2

die Drucktaste sind mit einem besonders anzufertigenden Blechwinkel auf dem Grundbrett zu befestigen. Wecker und Taste werden mit kleinen Holzschrauben angebracht. Beim Einsetzen der Batterie ist darauf zu achten, daß in der Sprechstelle 1 der Pluspol an der Fernleitung liegt. In der Sprechstelle 2 liegt der Minuspol an der Fernleitung. Daraus folgt wieder, daß beim Verbinden der Sprechstellen über die Fernleitung die Anschlüsse nicht verwechselt werden dürfen. Diese Tatsache verhindert auch den Aufbau eines Fernsprechnetzes. *draht 1* und *draht 2* eignen sich nur zum Richtungsverkehr.

draht 3

Die Schaltung eignet sich für den Verkehr im Fernsprechnetze. Dabei schaltet man alle *draht 3* parallel, d.h., alle Klemmen F1 sind über die Fernleitungen miteinander zu verbinden, ebenso alle Klemmen F2. Der Anruf wird durch einen LC-Generator erzeugt. Als Übertrager \ddot{U} (Bild 7) wird ein Ausgangsübertrager K21 oder K31, deren Anschlüsse aus Bild 8 zu ersehen sind, verwendet. Transistor Tr1 ist ein 400-mW-Typ GC 301 o.ä. aus dem *Halbleiter-Bastlerbeutel 1*. F1 und F2 werden als Buchsen ausgeführt. S1 ist ein Drucktaster. Die gesamte Schaltung läßt sich sehr klein auf einer Universalleiterplatte oder auf einer Lochrasterplatte aufbauen. Im letzten Fall wird dann konventionell verdrahtet. Außerdem sind folgende Besonderheiten zu beachten.

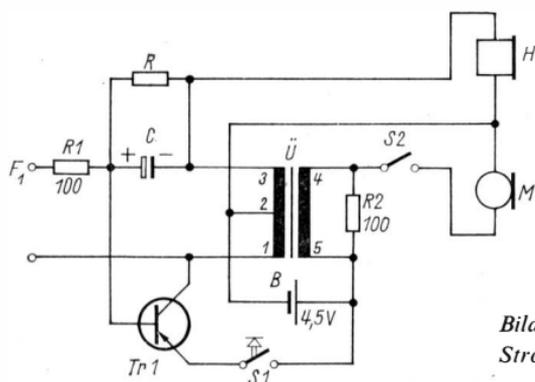
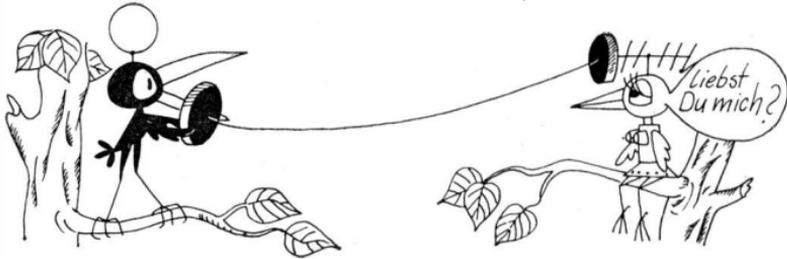


Bild 7
Stromlaufplan draht 3

	K21	K31
1	rot	rot
2	grün	grün
3	rot	gelb
4	blank	blank
5	blank	blank

Bild 8
Anschlüsse des Übertragers \ddot{U} für draht 3



Der Kombination $R-C$ schenke man besondere Aufmerksamkeit. C bestimmt die Tonhöhe des Rufgenerators und ist in den Grenzen $1 \leq C \leq 10 \mu\text{F}/10 \text{ V}$ wählbar. R hat Einfluß auf den Basisstrom des Transistors. Infolge der Exemplarstreuungen bei Basteltransistoren ist der erforderliche Basisstrom unterschiedlich. Um eine optimale Schaltung zu erreichen, muß experimentiert werden. Der Wert kann zwischen $0,5 \leq R \leq 5 \text{ k}\Omega$ liegen. Bei ungünstiger Wahl des Widerstands R kann der Generatorton zunächst völlig unterdrückt werden.

Der Handapparat hat in diesem Fall 3 Anschlüsse. Besitzt man einen Handapparat mit 2 Anschlußschnüren, dann muß die fehlende dritte Leitung entweder an einen Mikrofon- oder Höreranschluß angelötet werden, und zwar so, daß die dritte Leitung zwischen Mikrofon und Hörer als Mittenanzapfung liegt.

Der Schalter $S2$ läßt sich unterschiedlich ausführen: $S2$ kann ein Gabelschalter sein. Er muß den Stromkreis schließen, wenn der Handapparat aufgenommen wird. $S2$ ist manchmal als Sprechaste im Handapparat eingebaut und muß beim Sprechen gedrückt werden. $S2$ kann eine Aufhängevorrichtung sein, ein Haken, an dem der Handapparat hängt. Beim Abnehmen des Handapparats wird der Kontakt geschlossen. Die einfachste Lösung ist auch hier wieder ein EIN-Schalter beliebiger Ausführung.

Die Verkehrsabwicklung ist unkompliziert. Wenn man bei der Sprechstelle 1 $S1$ drückt, wird die Sprechstelle 2 gerufen. Dort wird $S2$ geschlossen, und der Teilnehmer meldet sich. Schließt man nun bei Sprechstelle 1 Schalter $S2$, kann telefoniert werden. Nach dem Gespräch wird bei beiden Sprechstellen der Schalter $S2$ wieder geöffnet.

Literatur

- [1] Klaffke, E.: Funkbetrieb in Arbeitsgemeinschaften, Broschürenreihe Der junge Funker, Band 21, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1978
- [2] Schubert, K.-H.: Mit Transistor und Batterie, Broschürenreihe Der junge Funker, Band 6, Militärverlag der DDR, Berlin 1965
- [3] Conrad, W.: Forscher, Funker, Ingenieure, VEB Fachbuchverlag Leipzig, 1969

- [4] *Temi, A.*: Friedrich-Tabellenbücher ELEKTROTECHNIK, VEB Fachbuchverlag Leipzig, Leipzig 1974, 16., neubearbeitete Auflage
- [5] *Jakubaschk, H.*: Das kleine Elektrobastelbuch, Kinderbuchverlag, Berlin, 1975
- [6] Autorenkollektiv, Grundlagen der Fernsprechtechnik, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

ELEKTRONIK-SPLITTER

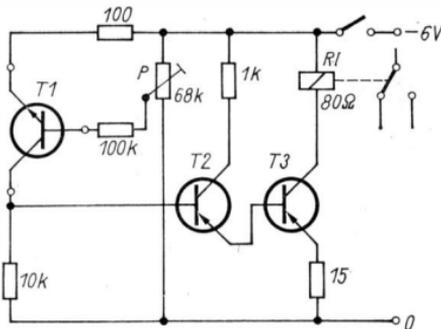
Einfacher Thermoschalter

Mit einem Siliziumtransistor (T1) als Wärmefühler arbeitet die Schaltung des einfachen Thermoschalters im Bereich von 0 bis 100°C. Der Schaltverstärker mit 2 Germaniumtransistoren in *Darlington*-Schaltung schaltet das Relais, wenn für T2 eine bestimmte Basisspannung erreicht ist. Die Temperatur-Schaltswelle stellt man mit dem Einstellregler P ein, die Basisspannung für den Wärmefühlertransistor wird damit festgelegt. Für den Transistor T1 verwendet man einen metallverkappten Siliziumtransistor, z. B. *SF 126*, *SF 136*. Der Schaltverstärker arbeitet mit Germaniumtransistoren wie *GC 121*, *GC 301*. Sollen mit dem Thermoschalter Geräte am Netz geschaltet werden, so muß man ein weiteres Relais nachschalten, dessen Kontaktsatz für Netzspannung und Betriebsstrom ausgelegt ist. Die Genauigkeit der temperaturabhängigen Schaltvorgänge wird erhöht, wenn man den Spannungsteiler mit dem Einstellregler P aus einer stabilisierten Spannung betreibt. Dazu muß die Betriebsspannung auf 9 V erhöht, parallel zum Einstellregler eine Z-Diode *SZX 21/6,2* angeschlossen und zwischen Kollektorwiderstand von T2 und dem oberen Anschluß von P ein Vorwiderstand von etwa 120 Ω eingefügt werden.

K. H. S.

Literatur

Wasilew, M.: Thermorelais und Thermometer mit Transistorfühler, Mlag Konstruktor, Heft 10/1975, Seite 5/6



Prüfgerät für TTL-Schaltkreise

Lothar Schilling

Es wird ein Prüfgerät vorgestellt, mit dem sich ohne großen Zeitaufwand die wichtigsten für die Praxis interessierenden Parameter von TTL-Schaltkreisen ermitteln lassen. Das Gerät ermöglicht die Überprüfung folgender Kennwerte:

- Feststellung der logischen Pegelwerte L und H,
- Ermittlung der Ansprechspannung von Triggern,
- Ermittlung des Ausgangslastfaktors (N_0),
- Ermittlung des Wertes bis zu dem ein Gattereingang noch «L» liest (R_L).

Bild 1 zeigt die Gesamtansicht des Prüfgeräts für TTL-Schaltkreise.

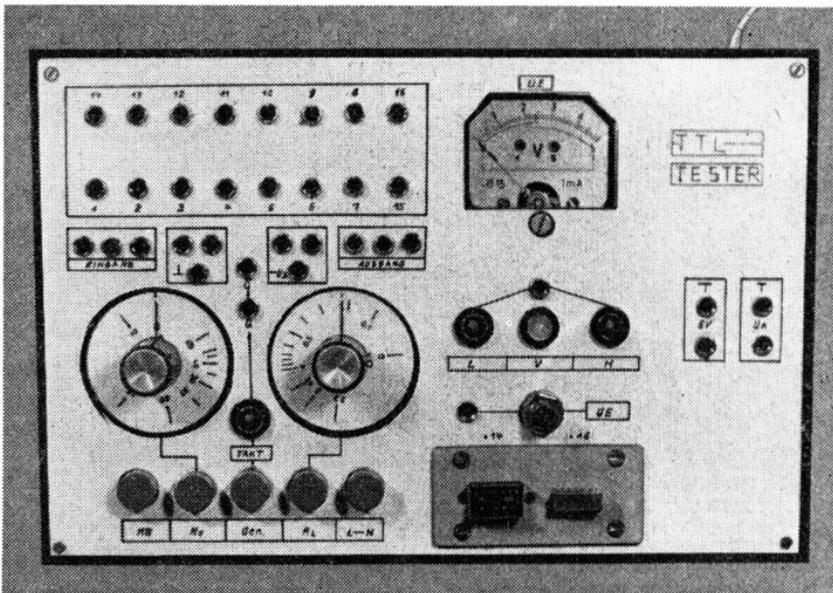
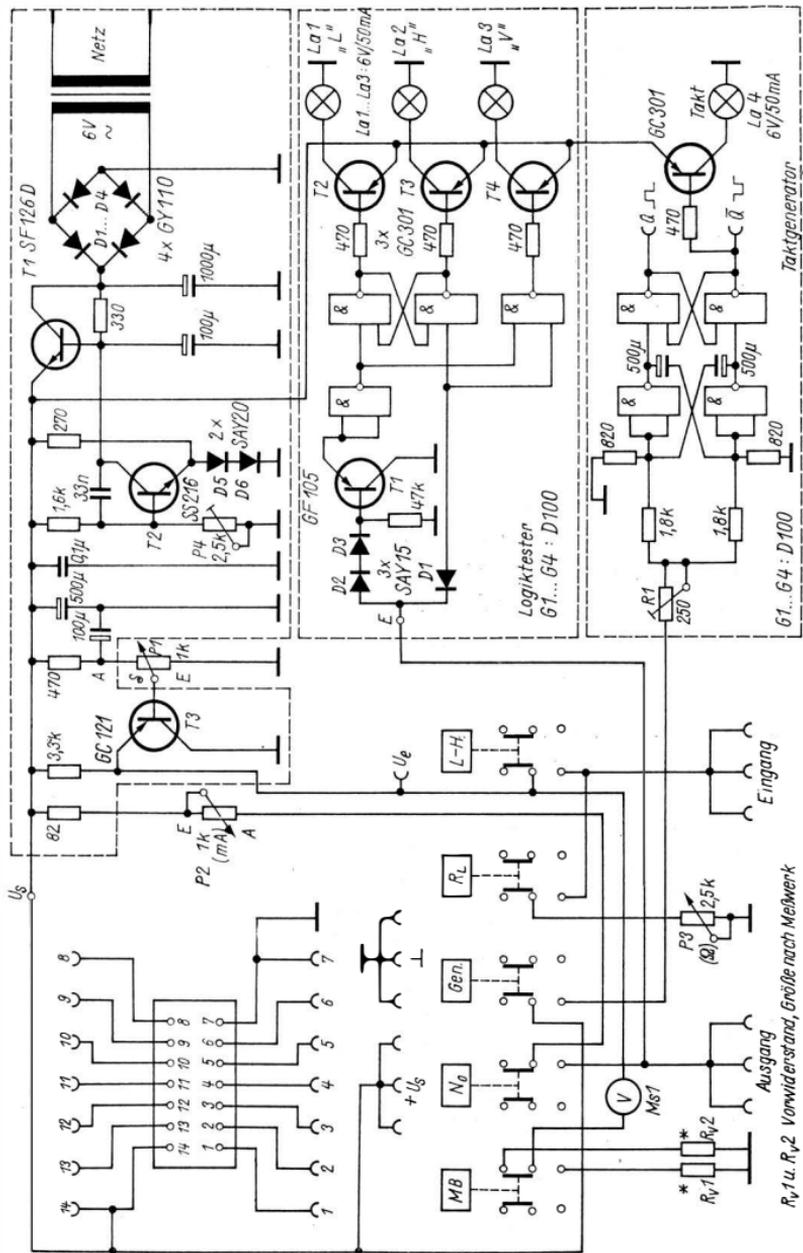


Bild 1 Gesamtansicht des Prüfgeräts für TTL-Schaltkreise



Schaltung des Prüfgeräts

Das Gerät besteht aus den Baugruppen Netzteil, Logiktester und Taktgenerator. Der Gesamtstromlaufplan ist in Bild 2 dargestellt. Die 14 Anschlüsse der Schaltkreisfassung Fa sind mit den Telefonbuchsen 1 bis 14 verbunden. Das Netzteil ist dem Anwendungszweck entsprechend einfach ausgeführt. Die Schaltung wurde [1] entnommen. Die Spannung ist mit den Transistoren T1 und T2 stabilisiert, mit P4 wird die Spannung U_s auf 5 V eingestellt.

Zum Feststellen der logischen Pegelwerte dient P1, mit dem sich die Ausgangsspannung des Netzteils von 0 bis 3,5 V einstellen läßt. Dazu betätigt man die Taste «L-H», wobei der Ausgang des Netzteils an die Buchsen «Eingang» gelegt wird. Gleichzeitig läßt sich mit MS1 die eingestellte Ausgangsspannung kontrollieren. Mit der Taste «MB» wird der Meßbereich des Spannungsmessers von 1 auf 5 V erweitert.

Der jeweilige Meßbereich wird durch eine der 2 im Meßgerät angeordneten Glimmlampen angezeigt. Nachdem Eingang und Ausgang des jeweils zu prüfenden Gatters mit den Buchsen «Eingang» und «Ausgang» des Testers verbunden sind, kann mit P1 dem Gattereingang eine regelbare Gleichspannung zugeführt werden. Mit dem am Gatterausgang liegenden Logiktester lassen sich die Grenzwerte 0,8 V für L-Pegel (La1), 1,2 bis 1,6 V für den verbotenen Bereich (La3) und 2,0 V für H-Pegel (La2) ermitteln. Die Ansprechspannung von Triggern kann in dieser Weise ebenfalls kontrolliert werden.

Nach dieser Überprüfung läßt sich durch Drücken der Taste « N_0 » die Belastbarkeit des Gattereingangs, der Ausgangslastfaktor, ermitteln, was bei nichtklassifizierten Schaltkreisen von Interesse ist. Durch Taste « N_0 » wird P2 an den Ausgang des Schaltkreises gelegt. Der Eingang des Gatters bleibt offen, so daß der Ausgang auf L-Pegel liegt. Mit P2 wird nun dem Gatterausgang ein Strom aufgeprägt. Mit dem Logiktester läßt sich feststellen, bis zu welchem Wert des Stromes der Ausgang noch den L-Pegel ($> 0,4$ V) einhält. P2 wurde dazu in Milliampere geeicht. Eine Eichung in Ausgangslastfaktoren N_0 ist ebenfalls möglich, eine N_0 -Einheit entspricht dabei 1,6 mA. Durch Drücken der Taste R_L läßt sich im Anschluß daran feststellen, bis zu welchem Widerstandswert gegen Masse ein Gattereingang noch L-Pegel liest, d. h. seinen Ausgang auf H-Pegel hält. P3 wurde dazu unmittelbar in Ohm geeicht. Einwandfreie Gatter sollten bis etwa 700 Ω ihren Ausgang auf H-Pegel halten. Ab 1,5 k Ω ist am Gatterausgang L-Pegel vorhanden. Der Taktgenerator mit der Frequenz von 1 Hz wird mit der Taste «Gen» in Betrieb gesetzt. Die Schaltung dazu stammt ebenfalls aus [1].

Die Taktfrequenz am Ausgang Q zeigt La 4 an. Beide Ausgänge Q und \bar{Q} sind an 2 Buchsen gelegt, die mit den Eingängen der Schaltkreise verbunden werden können, so daß sich auch statisch arbeitende Flip-Flop überprüfen lassen. Eine Feineinstellung der Frequenz läßt sich mit P1 vornehmen.

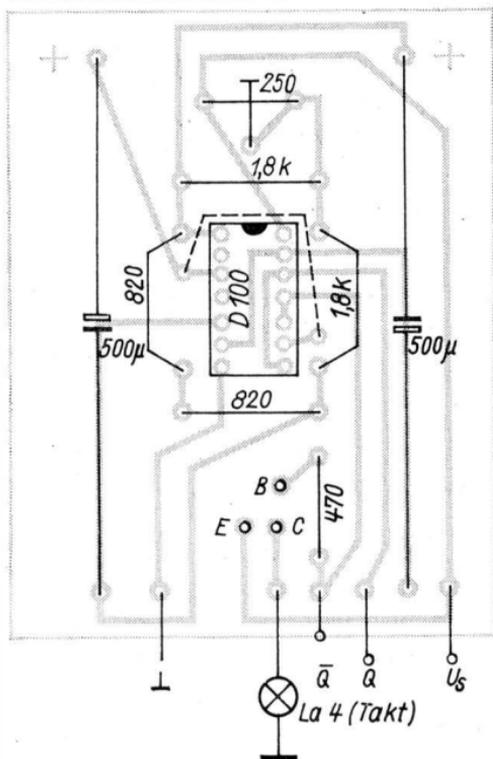
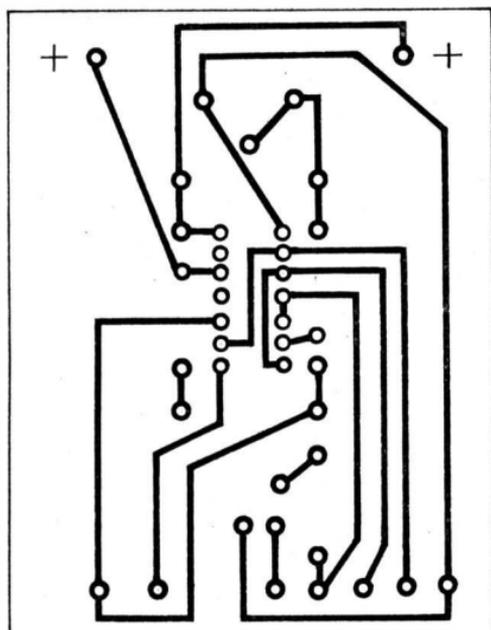


Bild 3
Leiterplatte (a) und Be-
stückungsplan (b) des Takt-
generators

Aufbau des Geräts

Netzteil, Taktgenerator und Logiktester sind auf jeweils einer Leiterplatte aufgebaut. Die Leiterplatten dieser Baugruppen sind in Bild 3 bis Bild 5 dargestellt. Als Netztransformator wird ein Klingeltransformator verwendet. Alle Baugruppen und Teile werden auf einer 3 mm starken Hartgeweblatte mit den Abmessungen 270 mm × 180 mm montiert und verdrahtet. Diese Platte setzt man in einen dazu passenden, im Handel erhältlichen Transportbehälter ein. Die Frontplatte wird mit weißglänzendem Papier abgedeckt, auf dem die Beschriftung mit einem *Skribent* vorgenommen wurde. Darüber schraubt man eine 1 mm starke *Piacryl*-Platte.

Beim Bau geht man so vor, daß zunächst die Hartgeweblatte und die *Piacryl*-Platte zugeschnitten werden. Nach dem Anreißern der Bohrungen wird die *Piacryl*-Platte in den Eckpunkten mit Schrauben M2,5 auf die Hartgeweblatte geschraubt. Danach bohrt man gleichzeitig beide Platten. Für die Potentiometer P2 und P3 werden 6-mm-Löcher gebohrt. Für die Schaltungsfassung wird ein Ausschnitt von der Größe 50 mm × 20 mm ausgearbeitet. Die Fassung ist auf einer 1,5 mm starken Hartgeweblatte befestigt, mit der der ausgearbeitete Ausschnitt abgedeckt wird.

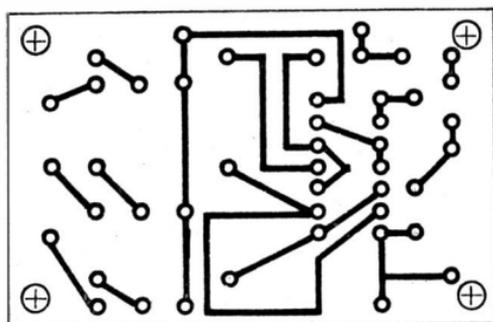
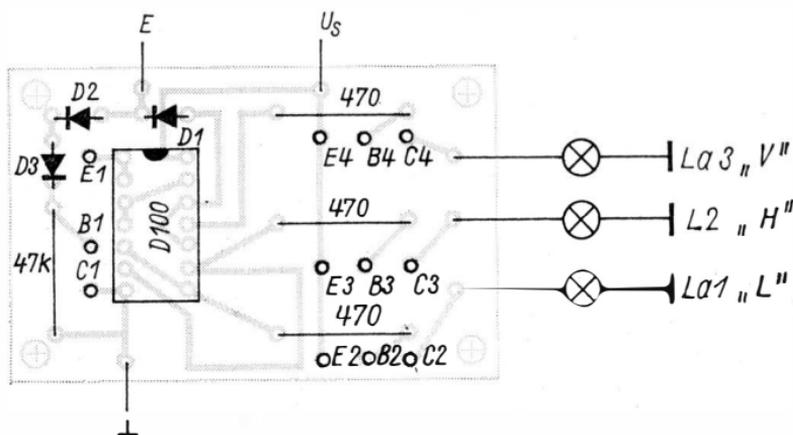
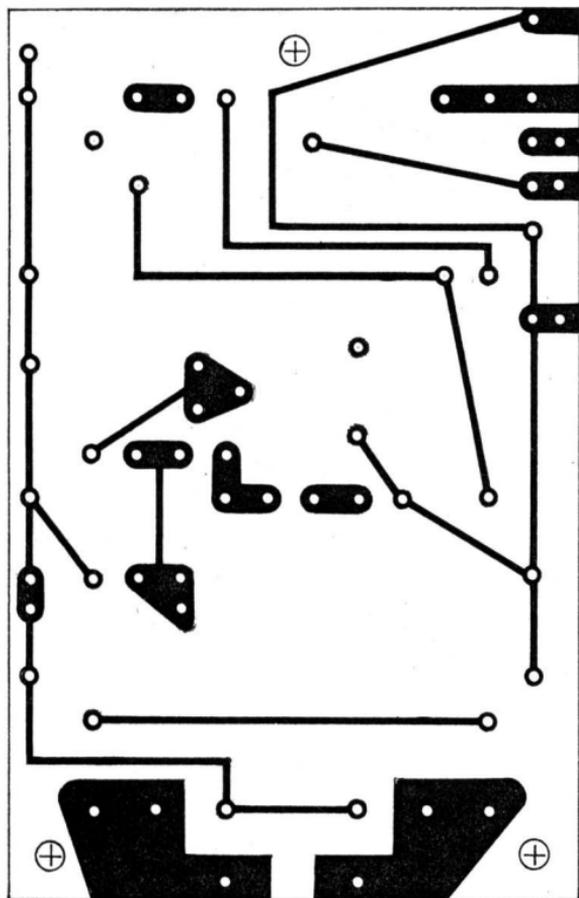
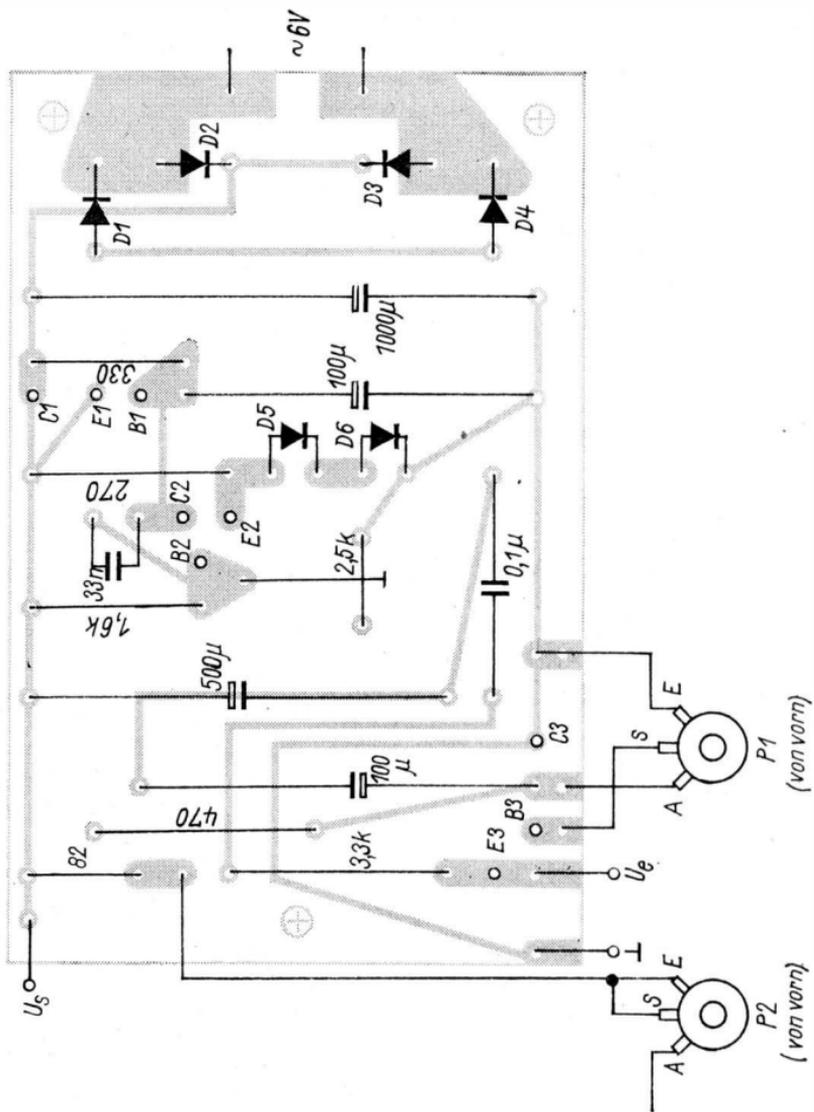


Bild 4
Leiterplatte (a) und Bestückungsplan (b) des Logiktesters





*Bild 5
Leiterplatte (a) und Bestückungsplan (b)
des Netzteils*



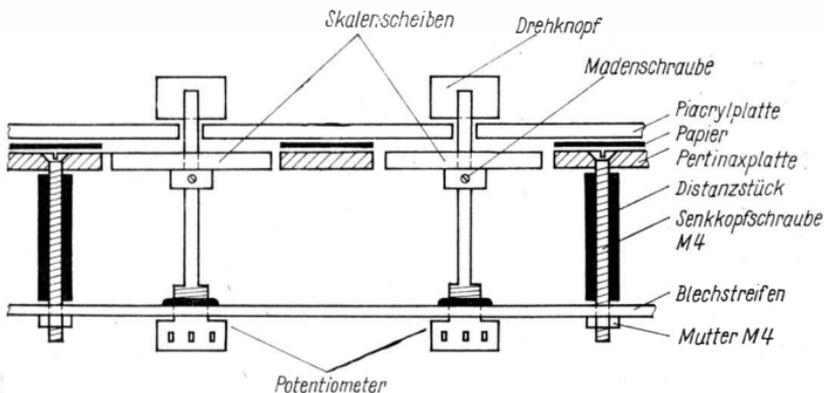


Bild 6 Montage der Potentiometer P2 und P3

Nach dem Bohren werden die Ausschnitte für die Skalenscheiben der Potentiometer P2 und P3 mit einem Kreisschneider auf der Hartgewebeplatte ausgeschnitten. Der Ausschnitt für das Meßwerk ist ebenfalls nur auf der Hartgewebeplatte auszuarbeiten. Mit einem Locheisen und einer Rasierklinge werden die Durchbrüche auf dem Papier hergestellt. Nach der Beschriftung kann man dann alle Bauteile befestigen. Bild 6 zeigt die Befestigung der Potentiometer P2 und P3. Zum Einbau von Meßwerk, Transformator, Leiterplatten und Tastensatz läßt man von oben in die Hartgewebeplatte Senkkopfschrauben ein, die durch das für die Beschriftung aufgelegte Papier abgedeckt werden. Dadurch erhält das Gerät ein gefälliges Äußeres.

Literatur

- [1] Jakubaschk, H.: Das große Schaltkreisbastelbuch, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1978

Wir klären Begriffe
ALARMANLAGE



Kontaktlose elektronische Transistor- zündanlage

Karl-Heinz Gesellensetter

Elektronische Zündanlagen sind schon seit mehr als 15 Jahren bekannt, aber erst seit kurzem wird international auf breiter Basis der Einsatz in Serienfahrzeugen vollzogen. Die Gründe für den Durchbruch liegen in den Fortschritten auf dem Bauelementesektor, strenger Abgasgesetzgebung sowie im Erreichen von Wartungsfreiheit und entsprechender Zuverlässigkeit der elektronischen Zündanlagen. Im RGW-Maßstab haben das Simson-Mokick *S50 B2* sowie der *TATRA 613* kontaktlose elektronische Zündanlagen mit induktivem Geber [1], [2].

Es wird eine kontaktlose Transistorzündanlage beschrieben, die besonders für 4-Zylinder-Viertaktmotoren mit 12-V-Bordnetz gedacht ist. Gegenüber Zweitaktfahrzeugen muß hier eine Zündspule über einen Kontakt 4 Zündkerzen versorgen. Das bedeutet durch die außerdem größere Drehzahl der Viertakter eine etwa 2,5fache Funkenanzahl ($n_{\max} = 12000$ bis 15000 Funken/min). Da der Strom i_{pr} durch die Zündspule exponentiell nach

$$i_{pr} = \frac{U}{R} (1 - e^{-t/\tau_a}) \quad (1)$$

mit

$$i_{pr \max} = \frac{U}{R} \quad (2) \quad \text{bei} \quad t \gg \tau_a = \frac{L}{R} \quad (3)$$

ansteigt, benötigt er nach Gl. (3) eine bestimmte Zeit zur Sättigung. Die in der Zündspule gespeicherte Energie

$$E_s = \frac{1}{2} \cdot i_{pr}^2 \cdot L_{pr} \quad (4)$$

hängt in höchstem Maß von dem zum Abschaltpunkt anliegenden Strom i_{pr} ab. Dieser wird aber mit höheren Drehzahlen ($t \leq \tau_a$) kleiner und mit ihm auch die Zündenergie und die Hochspannung. Deshalb ist die Einhaltung des vorgeschriebenen Schließwinkels des Unterbrecherkontakts von großer Bedeutung, um die erforderliche Funkenanzahl ohne Aussetzer zu erreichen.

Durch den Einsatz kontaktloser Zündanlagen kann man den Schließwinkel (Verhältnisse der Winkelsegmente der Scheibe, Bild 2) auf etwa 75%

steigern und erhält außerdem eine wartungs- und verschleißfreie Zündanlage mit konstantem Zündzeitpunkt während der Laufzeit. Zusätzlich kann die Anlage bei hohen Drehzahlen stärkere Funken und eine höhere Funkenanzahl durch die höheren Abschaltströme erzeugen, denn die Zündspule wird zeitlich etwa 15% länger mit «Strom versorgt».

Eine weitere Erhöhung des Schließwinkels ist zu vermeiden, da einerseits dann die Zündspule thermisch zu hoch belastet wird und andererseits bei hohen Drehzahlen ein Zündwinkel von etwa 30 bis 40° an der Kurbelwelle (= 15 bis 20° auf der Geberscheibe) nicht unterschritten werden sollte.

Beim Einsatz in Zweitaktfahrzeugen erreicht man als großen Vorteil auch die Verschleißfreiheit, benötigt aber auf Grund der fehlenden Hochspannungsverteilung den Schaltungsaufwand für jeden Zylinder.

Beschreibung der Zündanlage

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan für die Transistorzündung (TSZ) mit kontaktlosem optoelektronischem Geber. Da der Unterbrecher zur Einhaltung der Zündverstellcharakteristik (Bremsmoment durch Reibung) im Fahrzeug verbleiben muß, wurde die Optoelektronik im Verteiler über dem Kontakt angeordnet. Bei einem eventuellen Ausfall der Elektronik kann man so auf diese Weise leicht durch einfaches Umstecken des Kabels von Punkt 5 an den Unterbrecher mit der herkömmlichen Zündanlage weiterfahren.

Im Verteilergehäuse wird unter dem Verteilerfinger eine Geberscheibe nach Bild 2 über Distanzhülsen am Nockenteil befestigt. Sie wird von der Verteilerwelle zusammen mit dem Nocken über die Fliehkraftverstellung angetrieben. Diese Scheibe steuert periodisch die Lichtschranke aus D1 und

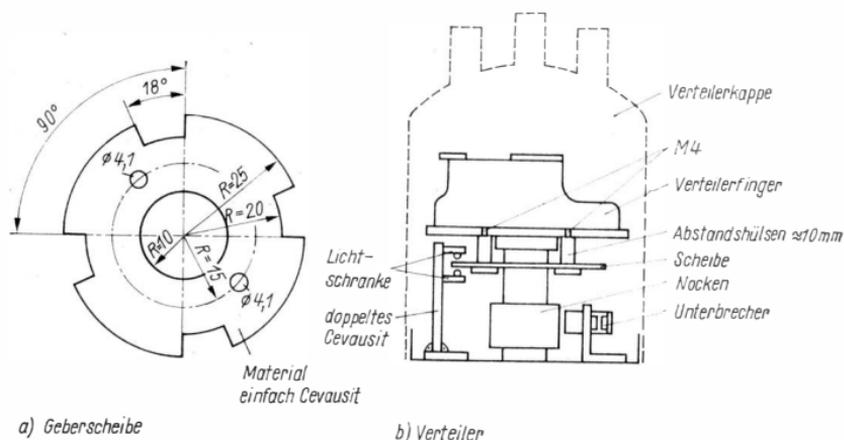


Bild 2 a – Maßskizze der Geberscheibe für die Optoelektronik (Radien für Lada);
b – Anordnung der Geberscheibe im Verteiler



T1, T2 bildet eine Stromquelle, die im Bereich von 7 bis 16 V den Strom durch D1 auf etwa 25 mA konstant hält. Die Lichtschranke ist an der Unterbrechergrundplatte befestigt.

Wenn T1 durch Erreichen eines der 4 Ausbrüche auf der Scheibe leitet, dann leitet auch der Emitterfolger T3 (T4 bis T7 sperren). Damit wird der Strom durch die Zündspule (analog der Öffnung des Unterbrechers) unterbrochen und, vereinfacht gesagt, der Zündfunken ausgelöst.

Der Transistor T8 wird über das Glied R10 und C3 so rückgekoppelt, daß sich bei sehr kleinen Drehzahlen die Stromabschaltung beschleunigt (Triggerverhalten). Zusätzlich hält er gemäß $\tau = RC$ für etwa $200 \mu\text{s}$ jegliche Störungen von der Endstufe fern, da ja T8 den Transistor T3 kurzschließt. Die Dioden D3, D4, D6, D10 sollen die BE-Strecken der Transistoren schützen. D7 bis D9 begrenzen die Primärinduktionsspitze der Zündspule auf maximal 360 V. Auch ZnO-Varistoren sind dafür geeignet. Zur weiteren Sicherheit wurde R8 mit $5,6 \Omega$ sehr niederohmig ausgelegt, um die U_{CE} -Sperrspannung der Transistoren zu erhöhen. Da der maximale Zündspulenstrom um 4 A liegen kann, wurden 2 Transistoren SU 165 parallelgeschaltet (T6/T7). Der SU 165 ist ein Anfalltyp des SU 161 mit einem $U_{CE0} \geq 350 \text{ V}$ und einem $I_{C\text{max}} = 3 \text{ A}$. Er wird in ähnlicher Funktion zur Schaltung von Induktivitäten in Schaltnetzteilen industriell angewendet. Die Z-Diode KC 620 A ist ein sowjetisches Erzeugnis für eine Z-Spannung von 120 V.

In Bild 3 sind Impulsbilder der TSZ bei der Drehzahl von etwa $n=2000 \text{ U je min}$ dargestellt. Dabei konnte festgestellt werden, daß die Größe des Kondensators C1 Einfluß auf den Spannungsanstieg und die Höhe der Hochspannung (Funkenlänge) hat. Zur Erzielung einer größeren Anstiegsgeschwindigkeit der Spannung und damit einer verbesserten Nebenschlußempfindlichkeit wurde der Kondensator C1 auf 22 nF reduziert.

Testen läßt sich die TSZ leicht außerhalb des PKW, indem z. B. ein Spielzeugmotor die Geberscheibe antreibt bzw. ein geeigneter Rechteckgenerator die TSZ ansteuert. Beim Betrieb ohne Batterie sollte das Stromversorgungsgerät mit 10 bis 20 mH an den Ausgangsklemmen gestützt werden.

Achtung! Bei Inbetriebnahme und Test ist die Gefahr vor hohen Berührungsspannungen unbedingt zu beachten. Auch beim eventuellen Anschluß transistorisierter Meßgeräte ist entsprechende Vorsicht geboten.

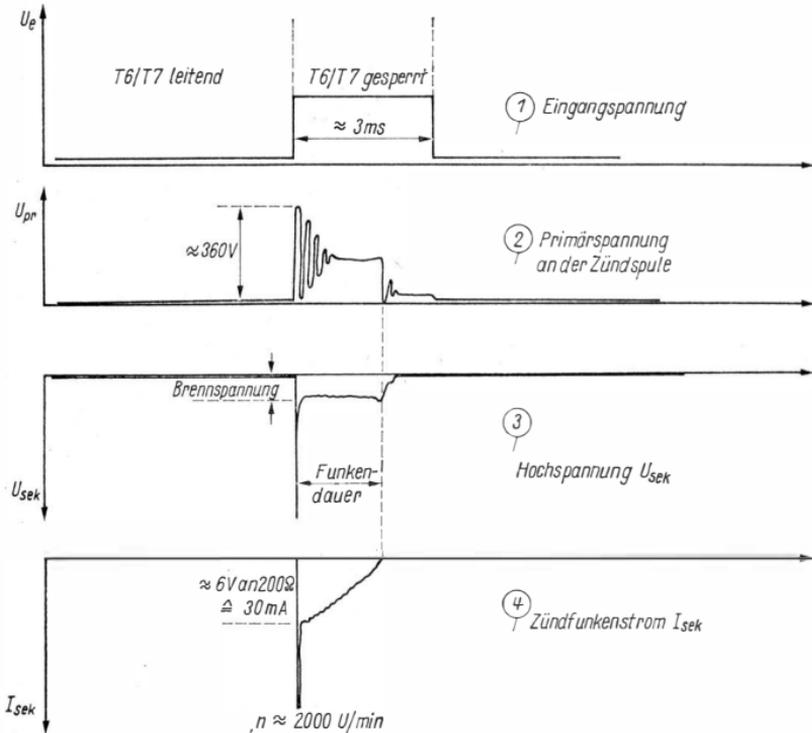
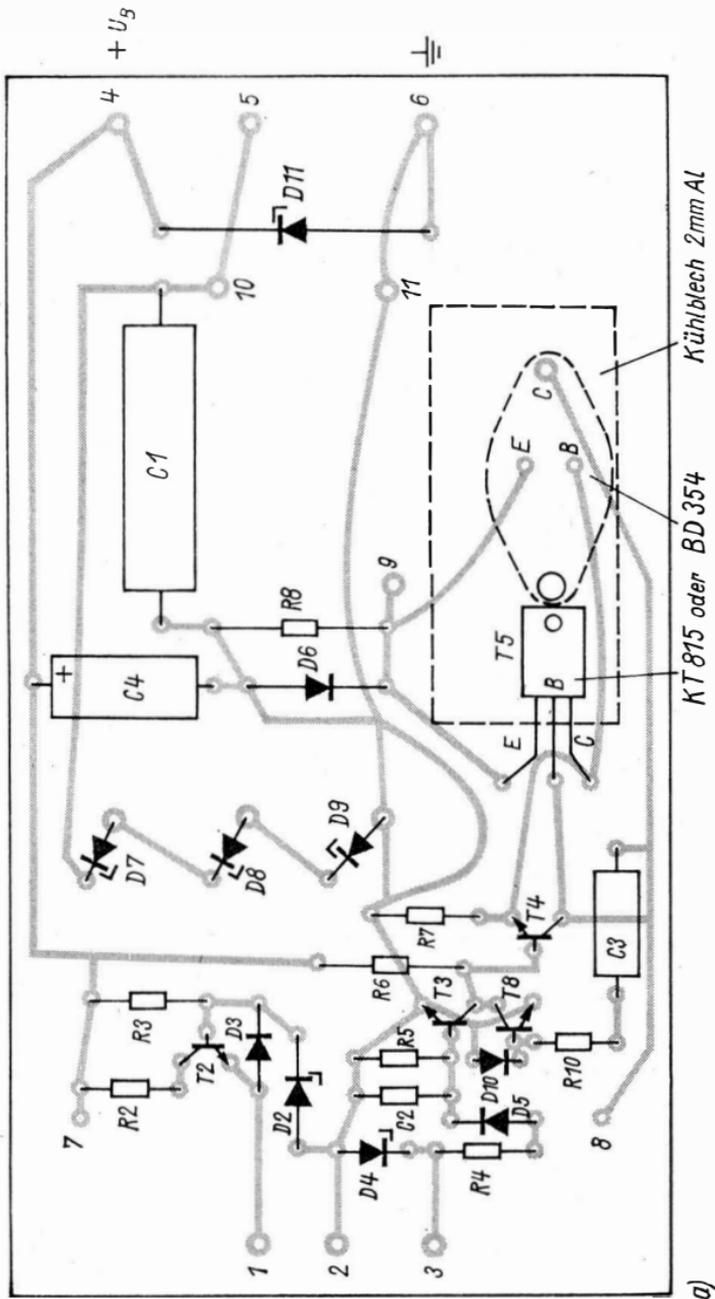


Bild 3 Impulsbilder der TSZ mit großer 12-V-Zündspule bei $U_B = 14\text{ V}$ und 8-mm-Funkenstrecke (Oszillograf Pikoskop – siehe Anschlußschaltung im Bild 1 rechts)

Hinweise zum Aufbau

Beim Eigenbau elektronischer Zündanlagen ist zum Erreichen der gewünschten Standfestigkeit und Zuverlässigkeit die besondere Beanspruchung der Bauelemente und der gesamten Konstruktion im PKW zu beachten. Das betrifft

1. den Temperaturumfang, der -30°C bis über $+85^\circ\text{C}$ betragen kann und in hohem Maß vom Einbauort abhängt;
2. den Schutz der Elektronik vor Nässe und Korrosion (Schutzlack aufbringen);
3. die solide, schwingungs- und stoßfeste Ausführung der Konstruktion, der Verdrahtung (flexibel) und Bauelementebefestigung (kurze Anschlüsse eventuell Festlegung mit Cenusil);
4. die Schutzmaßnahmen gegen Störspannungspitzen;
5. die sichere Auslegung der Dimensionierung und das Vermeiden des Betriebs von Bauelementen nahe ihrer Grenzdaten.



a)

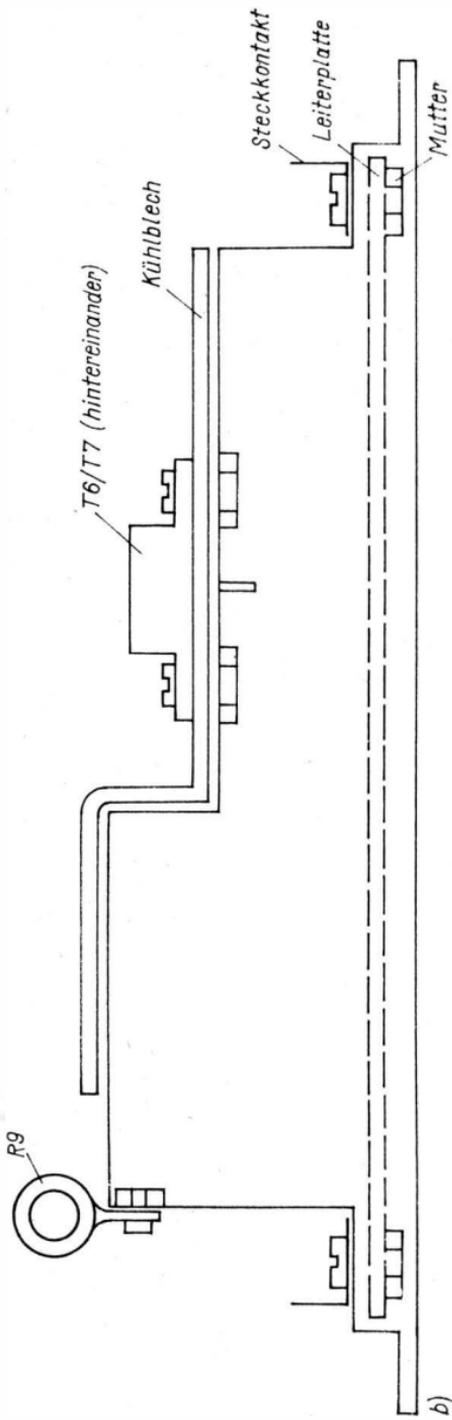


Bild 4 a – Leiterplattenbestückung der TSZ für Bild 1; b – Gehäuseaufbau der TSZ

Die Bauelemente außer dem Geber sowie T6/T7 und R9 werden auf einer Leiterplatte 75 mm × 140 mm gemäß Bild 4 angeordnet und in ein Gehäuse des Waschmaschinen-Schaltverstärkers SV1 (war in Berliner Amateurfilialen preiswert erhältlich) eingebaut. Die äußeren Verbindungen werden mit Kfz-Steckkontakten realisiert. Die Geberscheibe ist so genau wie möglich ($< 1^\circ$ Abweichung von der Symmetrie) anzufertigen, damit die Frühzündwinkel aller 4 Zylinder gleich sind. Die Optoelektronik justiert man durch Verschieben so ein, daß der Zündzeitpunkt gleich dem der herkömmlichen Zündung wird. Zum Einbau ist der Verteiler auszubauen. Vorher wird die Kurbelwelle (Marke auf der Riemenscheibe) auf den Zündpunkt gedreht und die Lage des Verteilers durch Anriß gekennzeichnet.

Ergebnisse

Die Zündanlage wurde in einem *Lada* bisher 10000 km gefahren. In Verbindung mit einer Reduzierung der Kraftstoffdüse der 1. Vergaserstufe auf 1,25 mm und der Erhöhung des Zündkerzenelektrodenabstands auf 0,9 mm sowie der Erhöhung der Frühzündung um 5° (ohne Klingeln) wurde eine Benzineinsparung zwischen 0,5 und 1 l auf 100 km erreicht.

Weitere Vorteile sind die noch bessere Drehwilligkeit und das stabilere Anlassen. Die Anlage ist wartungsfrei, und der Zündzeitpunkt weist dauerhafte Konstanz auf.

Literatur

- [1] *Streubel, G.*: Kontaktlose Magnetzündung, KFT 19 (1976), Heft 6, Seite 270 bis 271
- [2] *Conrad, K. H.*: Hochspannungs-Kondensator-Zündanlage des «TATRA 613», KFT 21 (1978), Heft 10, Seite 319 bis 320

Fernsehton in Pseudo-Stereo

Wenn im Tonkanal eines Fernsehempfängers ein Ausgangsübertrager vorhanden ist (z. B. Elektron 24), so kann mit der Filterschaltung in Bild 1 ein Pseudo-Stereo-Signal erzeugt werden, das einem vorhandenen Stereoverstärker zur Wiedergabe des Fernsehtons zugeführt wird. Vorausgesetzt, die niederohmige Lautsprecherwicklung (4 bis 5 Ω) ist nicht an Masse angeschlossen, da Fernsehempfänger Allstromgeräte sind! Der Lautsprecher des Fernsehempfängers wird entweder einseitig abgetrennt, oder man schaltet ein 50- Ω -Potentiometer vor. Damit kann man die abgestrahlte Schallleistung verringern.

Das Filter in Bild 1 symmetriert die NF-Spannung über R_1/R_2 , der Massepunkt ist mit einem Masseanschluß des Stereoverstärkers zu verbinden. Die nachfolgenden RC-Schaltungen erzeugen verschiedene Phasenverschiebungen, so daß etwa im Frequenzbereich von 300 Hz bis 6 kHz eine Phasenverschiebung von 90° zwischen Kanal L und Kanal R vorherrscht. Unterhalb und oberhalb dieser Frequenzen wird die Phasenverschiebung geringer. Die NF-Ausgangsspannung ist abhängig von der Einstellung des Lautstärkereglers am Fernsehgerät.

Pseudo-Quadrofonie

Bei der echten Quadrofonie sind 4 getrennte Kanäle erforderlich. Damit ist der Aufwand doppelt so groß wie bei der Stereophonie. Schwierigkeiten bereitet vor allem die Tonspeicherung, da auch bei Schallplatte und bei Magnetband 4 getrennte Toninformationen vorhanden sein müssen. Bei der Wiedergabe läßt sich sehr einfach die Pseudo-Quadrofonie verwirklichen, wenn man ein Stereosignal zur Verfügung hat. Bild 2 zeigt eine einfache Schaltung, für die man lediglich 2 Zusatzlautsprecher (etwa 5 VA; 4 bis 8 Ω) benötigt. Man bringt am Chassis des Stereoverstärkers 2 zusätzliche Lautsprecherbuchsen an und verschaltet sie entsprechend Bild 2. Der Pluspol des Lautsprechers ist meist durch einen Farbpunkt gekennzeichnet. Durch die angewendete Serienschaltung und die gegensinnige Polung der Zusatzlautsprecher entspricht der abgestrahlte Schalldruck von L_H den Signalspannungen ($L - R$), bei R_H ist entsprechend $-(R - L)$. Die Stereo-

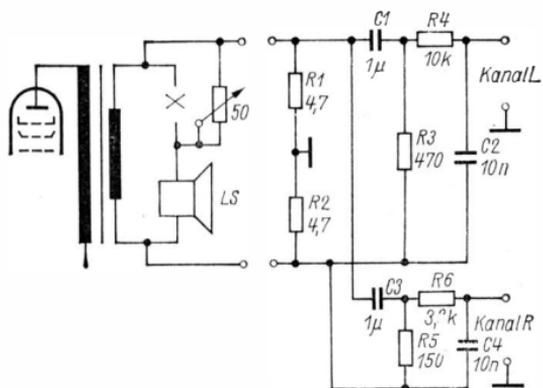


Bild 1
 Filterschaltung zur Erzeugung eines Pseudo-Stereosignals aus einem Monosignal [1]

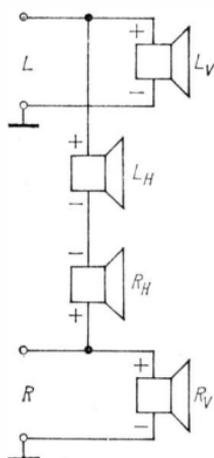


Bild 2
 Anordnung der Lautsprecher an einem Stereoverstärkerausgang für eine Pseudo-Quadrofonie-Wiedergabe

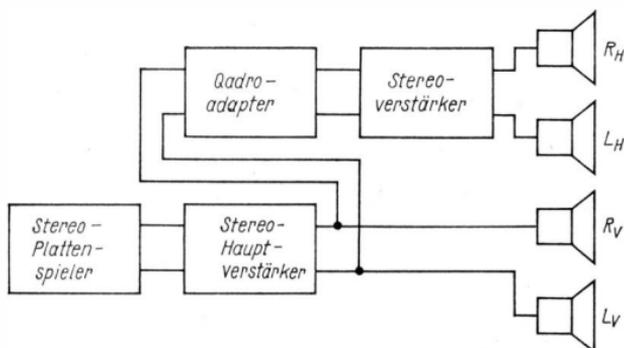


Bild 3 Prinzipdarstellung einer Pseudo-Quadrofonie-Anlage mit Quadroadapter

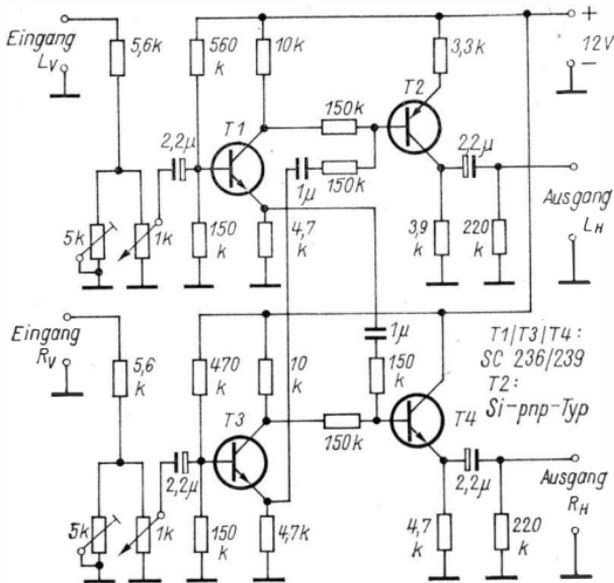


Bild 4 Stromlaufplan eines Quadroaders [2]

lautsprecherboxen (L_V und R_V) stehen seitenrichtig vor dem Hörer, sie müssen seitenrichtig mit den Stereolautsprecherboxen übereinstimmen.

Wenn man 2 Stereoverstärker zur Verfügung hat, wird der Stereoverstärker für die hinteren Lautsprecher über einen Quadroadapter angesteuert (Bild 3). Dieser hat die Aufgabe, aus den beiden Stereosignalen die beiden zusätzlichen Signale für die Pseudo-Quadrofonie zu gewinnen. Bild 4 zeigt den Stromlaufplan des Quadroaders. Durch Phasendrehungen und Zuführung von Signalen des einen Kanals in den anderen entstehen an den Ausgängen die erforderlichen Zusatzsignale. Für die hinteren Lautsprecher reicht eine Verstärkerleistung von 2×3 bis 6 VA aus.

Filter für Lautsprecherboxen

Um mit Lautsprecherboxen HiFi-Qualität zu erreichen, müssen mehrere Lautsprechersysteme eingebaut werden. Man unterscheidet 2-Wege-Boxen mit Tiefton- und Hochtonlautsprecher und 3-Wege-Boxen mit Tiefton-, Mittelton- und Hochtonlautsprecher. Die Aufteilung des Frequenzbereichs auf die Lautsprecher erfolgt über Filterschaltungen. Dabei werden die Induktivitäten meist als Luftspulen ausgeführt. Verwendet man Ferritkerne, so muß der Luftspalt groß sein wegen der sonst möglichen Verzerrungen. Die Kapazitäten sind meist Elektrolytkondensatoren in bipolarer Ausführung. Oft hat man diese nicht zur Verfügung, so daß man Elektrolyt-

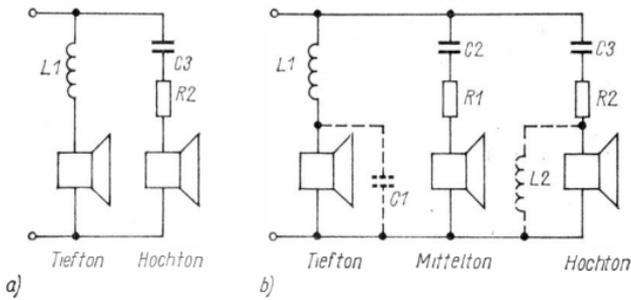


Bild 5 Filterschaltungen für Lautsprecher; a – 2-Wege-Box, b – 3-Wege-Box [3]

kondensatoren mit dem doppelten Kapazitätswert gegenseitig gepolt in Reihe schalten muß.

Bild 5a zeigt die Schaltung einer 2-Wege-Box. Für Lautsprecher 4Ω ist $L1 = 0,4 \text{ mH}$, $C3 = 10 \text{ bis } 22 \mu\text{F}$, $R2 = 1 \Omega$. Bei 8Ω ist $L1 = 0,8 \text{ mH}$, $C3 = 3,3 \text{ bis } 10 \mu\text{F}$, $R2 = 2 \Omega$. Die Schaltung für eine 3-Wege-Box zeigt Bild 5b. Für $4\text{-}\Omega$ -Lautsprecher ist $L1 = 0,8 \text{ bis } 2,0 \text{ mH}$, $L3 = 0,3 \text{ bis } 0,5 \text{ mH}$, $R1 = 1 \text{ bis } 3 \Omega$, $R2 = 1 \text{ bis } 3 \Omega$, $C1 = 100 \text{ bis } 300 \mu\text{F}$, $C2 = 33 \text{ bis } 100 \mu\text{F}$, $C3 = 4,7 \text{ bis } 10 \mu\text{F}$. Bei 8Ω ist $L1 = 1,5 \text{ bis } 5,0 \text{ mH}$, $L3 = 0,7 \text{ bis } 1,0 \text{ mH}$, $R1 = 1 \text{ bis } 5 \Omega$, $R2 = 1 \text{ bis } 5 \Omega$, $C1 = 47 \text{ bis } 220 \mu\text{F}$, $C2 = 16 \text{ bis } 47 \mu\text{F}$, $C3 = 1,5 \text{ bis } 6,8 \mu\text{F}$.

Kohlemikrofon-Anschlußschaltung

Ein Kohlemikrofon funktioniert nur dann, wenn die mit Kohlegrus gefüllte Kapsel von einem kleinen Gleichstrom durchflossen wird. Beim Besprechen der Membran wird der Widerstandwert bzw. der Gleichstrom verändert. Früher war es üblich, das Kohlemikrofon mit einer Batterie in Reihe zu schalten und über einen NF-Übertrager an den Verstärkereingang anzuschließen. Bild 6 zeigt eine elektronische Lösung. Das Kohlemikrofon bildet einen Teil des Emittorwiderstands. Am Kollektor kann das beim Besprechen erzeugte NF-Signal abgenommen werden.

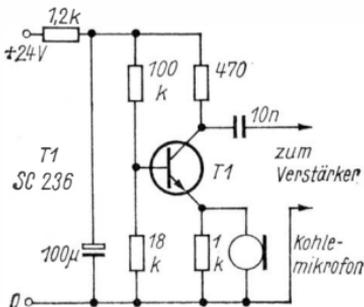


Bild 6
Anschlußschaltung
für ein Kohlemikrofon

Mithörverstärker für Magnetbandaufnahmen

Bei Kassettenbandgeräten ist es oft so, daß man bei der Aufnahme nicht mithören kann. Dazu benötigt man einen kleinen Zusatzverstärker, an dem sich ein Ohrhörer oder ein Kopfhörer anschließen läßt. Die 5poligen Diodenbuchsen sind doppelt vorhanden und parallelgeschaltet. An eine Buchse kommt das Kassettenbandgerät, an die andere Buchse der Ausgang z. B. des Plattenspieler (oder des Mischpults, des Rundfunkempfängers bzw. ein anderes Magnetbandgerät).

Bild 7 zeigt den Stromlaufplan des Mithörverstärkers. Die Buchsen werden für Stereobetrieb beschaltet, an einem Stereokanal wird der Mithörverstärker angeschlossen. Die Schaltung stellt einen 2stufigen NF-Verstärker für Kopfhörerbetrieb dar, mit dem Potentiometer P kann die Lautstärke variiert werden. Die Stromaufnahme ist etwa 12 mA. Die komplette Schaltung bringt man in einem kleinen Kasten unter, den man aus Leiterplattenmaterial zusammenlötet, nur die Bodenplatte wird aufgeschraubt.

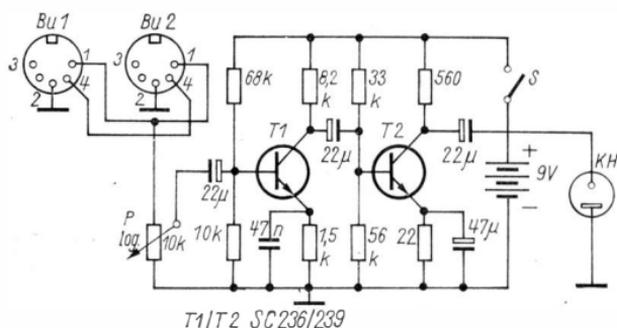


Bild 7. Stromlaufplan für einen Mithörverstärker bei Aufnahmen mit dem Kassettenbandgerät

Ton-Licht-Metronom

Als Taktgeber bei der Musik oder beim Morseunterricht wird ein Metronom verwendet. Bild 8 zeigt dafür eine elektronische Schaltung, die wahlweise mit Lichtimpulsen bzw. Schallimpulsen arbeiten kann (umschaltbar mit S2). Die Schaltung ist eine Art Sperrschwinger, im Moment des Einschaltens sind beide Transistoren gesperrt, und der Elektrolytkondensator wird aufgeladen. Wenn die Emitterspannung etwa 0,6 V unter der Basisspannung bei T1 ist, schalten die Transistoren durch. Der nun fließende Strom läßt La aufleuchten, bzw. der Lautsprecher gibt ein Knackgeräusch ab. Da der Elektrolytkondensator über die Emitter-Kollektor-Strecke von T2 entladen wird, wiederholt sich dieser Vorgang ständig. Die Größe der Basisspannung von T1 kann mit dem Potentiometer eingestellt werden. Dadurch kann die

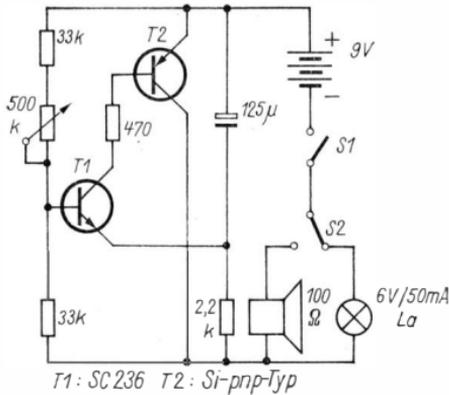


Bild 8
Stromlaufplan für ein Metronom
 [5]

Lampe La in der Minute 30 bis 180mal aufleuchten, bzw. man erhält 60 bis 360 Knackgeräusche über den Lautsprecher.

RC-Oszillator mit Doppel-T-Netzwerk

Für die Erzeugung einer Tonfrequenz gibt es viele Schaltungsmöglichkeiten, wobei die RC-Schaltung bevorzugt wird. In der Schaltung nach Bild 9 liegt zwischen Eingang und Ausgang der 2stufigen Transistorschaltung zur Rückkopplung ein Doppel-T-Netzwerk ($R1/R2/R3$ und $C1/C2/C3$). Für dieses Netzwerk gelten folgende Beziehungen:

$$R1 = R2, \quad R3 = 0,1 \cdot R1,$$

$$C1 = C2, \quad C3 = 2 \cdot C1,$$

$$f_0 = \frac{280}{R1 \cdot C1};$$

R in $k\Omega$, C in μF , f in kHz.

Mit diesen Angaben kann für eine NF-Frequenz sehr einfach das Doppel-T-Netzwerk dimensioniert werden.

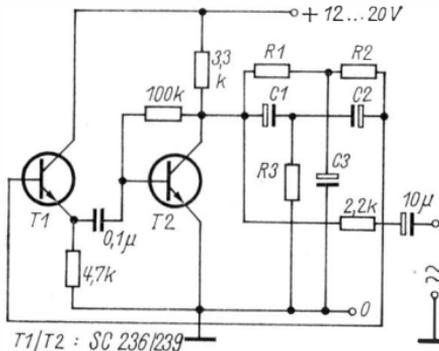


Bild 9
RC-Generator mit Doppel-T-Netzwerk

Es soll z. B. die NF-Frequenz $f = 400 \text{ Hz}$ erzeugt werden. Wählt man $C1 = 10 \mu\text{F}$, dann ist

$$R1 = \frac{280}{f_0 \cdot C1} = \frac{280}{0,4 \cdot 10} = \frac{280}{4} = 70 \text{ k}\Omega.$$

Das Doppel-T-Netzwerk besteht dann aus folgenden Bauelementen:

$$\begin{aligned} R1 = R2 = 70 \text{ k}\Omega, & \quad R3 = 0,1 \cdot R1 = 0,1 \cdot 70 = 7 \text{ k}\Omega, \\ C1 = C2 = 10 \mu\text{F}, & \quad C3 = 2 \cdot C1 = 2 \cdot 10 = 20 \mu\text{F}. \end{aligned}$$

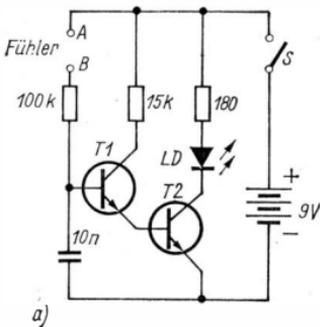
Feuchteindikator

Die Schaltung für einen Feuchteindikator ist verhältnismäßig einfach zu realisieren. Man nutzt dabei aus, daß ein sehr kleiner Basisstrom einen wesentlich größeren Kollektorstrom hervorruft. Wendet man dabei die *Darlington*-Schaltung mit 2 Transistoren an, so kann ein Strom im μA -Bereich am Schaltungseingang die Leuchtdiode LD zum Aufleuchten bringen. Bild 10a zeigt die Schaltung. Der Feuchtefühler ist ein Teil des Basisvorwiderstands. Ist er trocken, so hat der Widerstand zwischen den beiden Elektroden einen so großen Wert, daß kein Basisstrom fließt. Der Widerstand verringert sich wesentlich, wenn der Zwischenraum zwischen beiden Elektroden befeuchtet wird. Dann wird schließlich der Basisstrom so groß, daß die Transistoren durchsteuern, die Leuchtdiode leuchtet auf. Bild 10b zeigt eine mögliche Ausführung für den Feuchtefühler. Hergestellt wird er aus einem Stück Leiterplattenmaterial (etwa $25 \text{ mm} \times 25 \text{ mm}$), das man bis auf die beiden Elektroden A–B freiläßt.

Eingesetzt werden kann der Feuchteindikator vielseitig. So als Regenmelder, als Überlaufwarnung für die Badewanne usw.

Thyristor-Leistungssteller

Für die Leistungsregelung von Wechselstromverbrauchern (Lampen, Bohrmaschine usw.) eignet sich der Thyristorleistungssteller. Bild 11 zeigt eine



T1/T2 SC 236/239

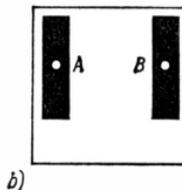


Bild 10
Stromlaufplan für
Feuchteindikator (a)
und Vorschlag für
Feuchtefühler (b) [6]

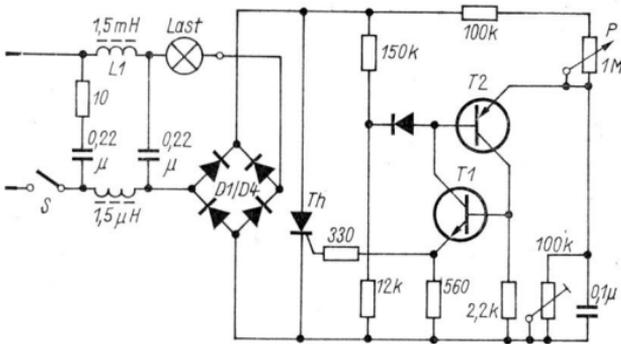


Bild 11 Stromlaufplan für einen Thyristor-Leistungsteiler [7]

geeignete Schaltung. Die Transistoren T1/T2 bilden die Zündspannung, vom Emitter T1 aus wird der Thyristor gesteuert. Die mögliche Phasenverschiebung wird mit dem Potentiometer P geregelt. Mit dem Einstellregler 100 k Ω ist eine Feineinstellung des minimalen Leistungswertes möglich. Wichtig ist eine ausreichende Entstörung der Netzeingangsschaltung, da die steilen Flanken der angeschnittenen Halbwellen HF-Störungen hervorrufen. Als Entstördrosseln eignen sich Ferritstabstücke (10 mm Durchmesser, 40 mm lang), auf die man in 3 Lagen 140 Wdg., CuL-Draht 0,7 mm, aufbringt.

Der Thyristor sollte auf einem Kühlblech 50 mm \times 50 mm \times 2 mm befestigt werden. Als Bauelemente eignen sich

D1 bis D4 – SY 204, D5 – SY 360/3,

Th – ST 103/4, T1 – SF 128, T2 – Si-pnp-Typ.

Mit dem Potentiometer P läßt sich der Phasenwinkel im Bereich 15 bis 165° einstellen, so daß eine Leistungseinstellung von 10 bis 300 VA möglich ist.

Literatur

- [1] Jak, W.: Pseudo-Stereo-Fernsehton über Stereoanlage, Radio Electronica, Heft 6/1972, Seite 193/194
- [2] Diefenbach, W. W.: Pseudo-Quadro-Adapter, Radio Electronica, Heft 8/1974, Seite 267/268
- [3] Nonhebel, D. J.: Frequenzfilter für Lautsprecher, Radio Bulletin, Heft 11/1976, Seite 457 bis 459
- [4] Diefenbach, W. W.: Mithörverstärker für Bandaufnahmen, Radio Electronica, Heft 24/1974, Seite 829/830
- [5] Birkhoff, W.: Metrolux, Radio Bulletin, Heft 9/1974, Seite 343/344
- [6] Birkhoff, W.: RB-Feuchteindikator, Radio Bulletin, Heft 9/1974, Seite 339/340
- [7] ...: Thyristor-Leistungsregler, Radio Electronica, Heft 13 bis 14/1972, Seite 476 bis 478

Mit *Siegmar Pusch* hatte alles angefangen. Als er nach Armee- und Studienjahren in Wittenberg seßhaft geworden war, ging er zum GST-Kreisvorstand, um nachzufragen, wo in der Elbestadt die Hochburgen des Nachrichtensports seien. *Siegmar* war während seines Ehrendienstes bei den Grenztruppen der DDR Nachrichtenmann gewesen, hatte als Leiter einer Fernschreibstelle gedient, und nun hatte der Stabsgefreite der Reserve Sorge, seine Spezialkenntnisse könnten verschüttgehen. Er aber wollte sie erhalten, auffrischen, nutzbringend anwenden. Na, und im Vertrauen: Ein Lehrer wie *Siegmar Pusch* ohne eine außerunterrichtliche Arbeitsgemeinschaft – das wäre sowieso undenkbar. Warum, so dachte er, nicht eine für Fernschreiber, was Spaß macht, nützlich ist und dem Reservistenauftrag entspricht?

Beim Vorsitzenden im Büro

Nun hatte *Siegmar* mit seinem Vorstoß den GST-Kreisvorstand ganz schön ins Schwitzen gebracht. Fernschreiben? Nein, so etwas gab es im ganzen Kreis Wittenberg nicht. Zwar existierte in der GST-Grundorganisation *Ernst Thälmann* im VEB *Gummiwerk Elbe* eine starke, aktive, erfolgreiche Sektion Nachrichten, die sich um die vormilitärische Ausbildung künftiger Tastfunker der NVA, um den Amateurfunknachwuchs und um den Funkmehrkampf kümmerte – aber Fernschreiben, dafür fehlten vor allem die Fachleute.

Jemandem fiel zu guter Letzt ein, daß die Grundorganisation vor vielen Jahren mal eine Fernschreibmaschine bekommen haben muß – sicherlich war sie schon längst abgeschrieben, vielleicht auch im wörtlichen Sinne des Wortes.

Doch *Siegmar* reichte diese Auskunft. Er trabte zum Vorsitzenden der Grundorganisation, auch ein Reservist: Oberfeldwebel der Reserve *Horst Storbeck*. Und in einem Keller fand sich wirklich die vermutete Fernschreibmaschine. *Siegmar* polierte sie auf, brachte sie zum «Spielen». Und er wollte nun eine Ausbildungsgruppe aufbauen, waren doch zwei weitere Fernschreibmaschinen bald in Aussicht gestellt. Doch wo sollte die Ausbildung stattfinden?

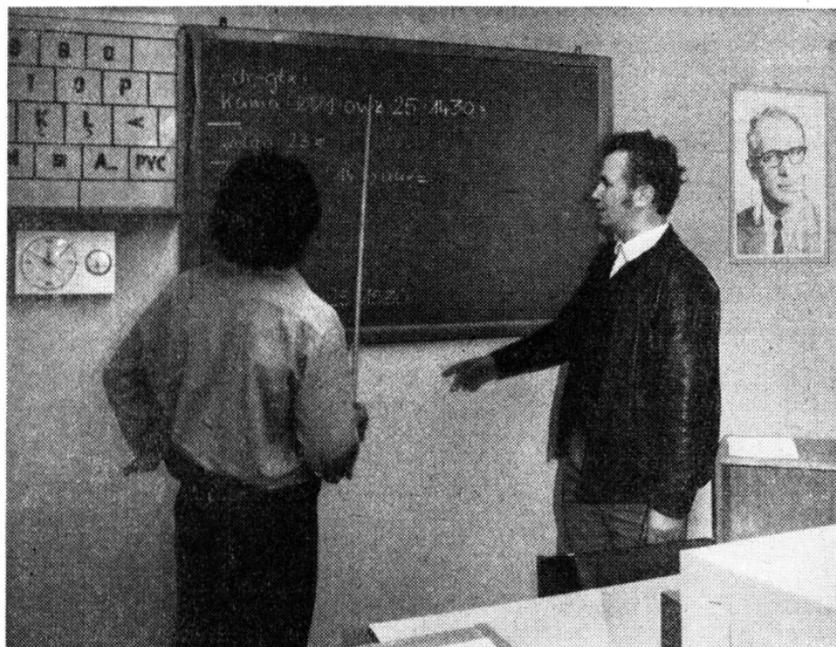


Bild 1 Fernschreibbetriebsdienst in dem großzügig und modern eingerichteten Fernschreibstützpunkt der Sektion Nachrichten der GST-Grundorganisation Ernst Thälmann des VEB Gummiwerk Elbe Wittenberg. Ausbilder ist der Stabsgefreite der Reserve Siegmur Pusch

Horst Storbeck ist nicht der Mann, der Initiative hemmt oder sie an solchen Kleinigkeiten wie einem fehlenden Raum scheitern ließe. Kurzerhand installierten sie die Fernschreibmaschinen im Zimmer des Vorsitzenden, und die Ausbildung für Fernschreibmehrkämpfer konnte beginnen – das war im Jahre 1964. Übrigens hatte sich der Vorsitzende der Grundorganisation doch verkalkuliert: Er hielt den natürlichen Lärm, den die Ausbildung machte, und die damit für ihn verbundenen Unbequemlichkeiten nicht lange aus und besorgte einen anderen Raum. Der wurde dann gleich richtig hergerichtet, mit fester Installation und einer Lehrtafel. Die GST muß im VEB Gummiwerk Elbe Wittenberg hoch im Kurs stehen, denn welcher Betrieb klagt nicht über chronischen Raumangel?

Von der ersten Generation

Die erste Ausbildungsgruppe wurde von Siegmur Puschs Schülern gebildet. Er hatte an der Schule kräftig die Werbetrommel gerührt – und viele waren ihrem Mathematiklehrer gefolgt. Zu Siegmur Puschs erster Ausbildungs-

gruppe gehört auch *Hans-Jürgen Herrmann*, der damals 16 Jahre alt war und eigentlich nur mit zum Fernschreiben gegangen war, weil alle seine Kumpel dort waren. Für *Hans-Jürgen* müssen das Klappern der Maschinen, das doch mühevoll Erlernen des Zehnfingerblindschreibens, die ersten Leistungsvergleiche und Wettkämpfe entscheidend gewesen sein, denn der unterdessen 33jährige Unteroffizier der Reserve ist immer noch dabei. « Als ich von neunzehnhundertdreiundsiebzig bis neunzehnhundertsechundsiebzig bei der Armee war, hatten meine Kameraden den Kontakt nie abreißen lassen. Und das lag ganz bestimmt nicht nur daran, daß ich in einer Nach-

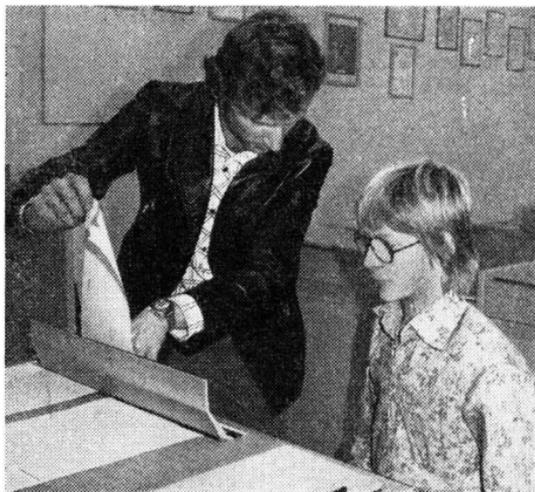


Bild 2
Geduldig, mit pädagogischem Fingerspitzengefühl, für diese Tätigkeit besonders qualifiziert: Hans-Jürgen Herrmann, Unteroffizier der Reserve – hier mit Peter Wohlrab, der größten Hoffnung der Wittenberger Fernschreibmehrkämpfer



Bild 3
Der Vorsitzende der GST-Grundorganisation Ernst Thälmann im VEB Gummivabrik Elbe Wittenberg, Oberfeldwebel der Reserve Horst Storbeck

richtenwerkstatt der Luftstreitkräfte/Luftverteidigung Fernschreibmaschinen reparierte! *Horst Storbeck* und *Siegmar Pusch* warteten schon regelrecht auf mich, wollten mich zum Ausbilder für Fernschreibmehrkampf qualifizieren.»

Diesen Lehrgang in Schönhagen, wo sich das Schulkombinat *Ernst Schneller* der GST befindet, hat *Hans-Jürgen* unterdessen längst besucht. Für ihn war es wirklich selbstverständlich, sich als gedienter Reservist wieder einzutakten in die GST. «Es ist doch so, daß man während der Armeezeit sehr viele politische Einsichten, praktische Erfahrungen vom Soldatenalltag, umfangreiche Kenntnisse von der modernen Militärtechnik erhalten hat. Wer, wenn nicht die gedienten Reservisten, soll in der GST die Soldaten von morgen auf ihren Dienst in den bewaffneten Kräften vorbereiten, jungen Leuten helfen, sich auf ihren militärischen Beruf vorzubereiten?» *Hans-Jürgen* steht mit der Ansicht nicht allein. In der GST-Grundorganisation *Ernst Thälmann* in Wittenberg ist der Anteil der gedienten Reservisten an dem Ausbilder- und Übungsleiterstamm ungewöhnlich hoch. Auch das spricht für Ansehen und Gewicht der GST-Arbeit in dem Betrieb.

Erfolge langfristig planen

«Die künftigen Wehrpflichtigen werden es den Reservisten in Euren Reihen, ihren Ausbildern und Übungsleitern sicher zu danken wissen, wenn sie ihnen frühzeitig ein wahrheitsgetreues Bild über das Leben und die Anforderungen in unserer Armee vermitteln, ihnen die Härten und Strapazen, aber auch die schönen Seiten des Soldatenlebens nicht verschweigen. Eure Arbeit, liebe Genossen, verlangt von Euch als Ausbilder und Funktionäre der GST großes Können, aber auch ebensoviel pädagogischen Takt, Feingefühl, einen kameradschaftlichen Ton und Achtung gegenüber jungen Menschen. Das sind unerläßliche Voraussetzungen, um unsere Jugend zu gewinnen, zu begeistern, anzuspornen und zu hohen Leistungen zu führen.» So formulierte Armeegeneral *Heinz Hoffmann*, Mitglied des Politbüros des Zentralkomitees der SED und Minister für Nationale Verteidigung der DDR, auf dem VI. Kongreß der GST den Anspruch an die Reservisten. Und sicherlich wird das bestärkt auf dem bevorstehenden VII. Kongreß der GST, der in diesem Jahr in Cottbus stattfinden wird.

Natürlich gibt es einige Bedingungen, die die Grundorganisationen der GST selbst schaffen müssen, um für die Reservisten Anziehungspunkt zu sein, ihnen eine Heimstatt zu geben, in der sie sich wohl fühlen können, wo sie gefordert, gefördert werden, anerkannt sind.

Die wichtigste Bedingung ist wohl eine gut gestaltete vormilitärische und wehrsportliche Ausbildung selbst, zu der auch Leistungsvergleiche, Bestenermittlungen, Wettkämpfe, der Amateurfunkbetrieb unter dem Ausbildungsrufzeichen, der planmäßige Erwerb von Berechtigungen und Genehmigungen gehören. Denn wo die nachrichtensportliche und vormilitärische Nachrichtenausbildung, der Übungs- und Wettkampfbetrieb Spaß machen, dort-

hin zieht es die jungen Kameraden immer wieder zurück – vorausgesetzt, daß auch während des Dienstes in den bewaffneten Kräften die Verbindung zwischen GST-Grundorganisation und dem jungen Soldaten nicht abriß.

Eine weitere Erfahrung der Wittenberger ist: Je länger die Verbindung mit der GST besteht (im besten Fall begann sie in einer Arbeitsgemeinschaft *Junge Funker* oder *Junge Fuchsjäger*), je differenzierter die Anforderungen waren, je mehr die Persönlichkeit des Jugendlichen gefördert wurde, je größer die Erfolge waren (und sei es, daß ein junger Kamerad schon mit kleinen Aufgaben als «Assistent» des Ausbilders betraut wurde), um so sicherer ist das Interesse am Nachrichtensport, an einer Tätigkeit in der GST auch nach dem aktiven Wehrdienst.

Richtig ansprechen

Es wird wohl die Ausnahme bleiben, daß ein gerade aus dem aktiven Wehrdienst in die Reserve versetzter junger Mann sofort und aus eigenem Antrieb in der GST eine ehrenamtliche Tätigkeit aufnimmt. Es ist verständlich, daß einem frischgebackenen Reservisten zunächst berufliche und persönliche Probleme mehr unter den Nägeln brennen, bis er im Arbeitskollektiv wieder Fuß gefaßt hat.

Aber die Atmosphäre dort entscheidet vieles. In den Kollektiven des VEB *Gummiwerk Elbe* stehen Fragen der Landesverteidigung regelmäßig auf der Tagesordnung – auch ohne eine große Versammlung. Das wird nicht zuletzt dadurch erleichtert, daß auf allen Leitungsebenen dem Zusammenhang von Ökonomie und Landesverteidigung die nötige Aufmerksamkeit gewidmet wird, daß zum Beispiel die GST-Grundorganisation einen guten Ruf im Betrieb hat, weil in der Belegschaft bekannt ist und anerkannt wird, was die Kollegen in der GST leisten.

Weil im Betrieb eine parteiliche, offene Atmosphäre zu allen Belangen der Landesverteidigung herrscht, weil jeder der Reservisten in den Kampfgruppen der Arbeiterklasse, der Zivilverteidigung oder der GST engagiert ist, deshalb hat die GST-Grundorganisation keine Sorgen, eine ausreichende Anzahl und die Reservisten als Ausbilder oder Übungsleiter zu gewinnen.

Die Mitglieder des Vorstandes der Grundorganisation der GST vereinen unter der Führung der Betriebsparteiorganisation der SED ihre Anstrengungen mit der staatlichen Leitung, mit den Meistern, den jungen Reservisten die Einsatz- und vielfältigen Qualifizierungsmöglichkeiten in der GST aufzuzeigen. In der vormilitärischen Nachrichtenausbildung können sie nach entsprechenden Lehrgangsbesuchen als Ausbilder für Tastfunk, Ausbilder für Fernschreiben oder Kreisausbildungsleiter eingesetzt werden. Im Nachrichtensport bestehen Qualifizierungs- und Einsatzmöglichkeiten als Ausbilder im Amateurfunk und Funkmehrkampf, Fernschreibausbilder, Ausbilder im Funkpeilmehrkampf, Übungsleiter in diesen Disziplinen, Leiter von Arbeitsgemeinschaften *Junge Funker* und *Junge Fuchsjäger*, Leiter oder Mitglied von Reparaturkollektiven.

Die Wittenberger Fernschreibmehrkämpfer um *Siegmar Pusch* haben keine Sorgen, daß sie in ihren ehrenamtlichen Funktionen in der GST alt werden müssen, denn sie kümmern sich auch selbst um Auszubildernachwuchs. Der 17jährige *Peter Wohlrab* beispielsweise, die große Hoffnung, sagt schon heute: «Wenn ich meinen Armeedienst beendet habe, komme ich wieder her, ist doch klar.» Das ist für ihn ebenso selbstverständlich wie eine 3jährige Dienstzeit – natürlich am liebsten als Fernschreiber.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Einfacher Temperaturmesser

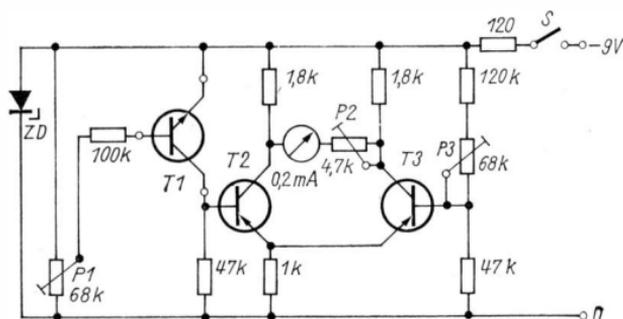
Für die gezeigte Schaltung eines Temperaturmessers wird ein Siliziumtransistor als Wärmefühler verwendet. Die Anzeigeschaltung ist eine Brückenschaltung mit 2 Germaniumtransistoren, bei der eine Basisspannung (T2) vom Wärmefühlertransistor beeinflußt wird. Damit man eine stabile Anzeige erreicht, ist die Betriebsspannung mit einer Z-Diode zu stabilisieren. Außerdem sind die beiden Transistoren (T2/T3) mit einem gemeinsamen Kühlblock zu versehen. Für den Temperaturmeßbereich 0 bis 100°C sind nachfolgende Abgleicharbeiten vorzunehmen. Bei 0°C wird mit den Einstellreglern P1 und P3 der Zeiger des Meßwerks auf den Skalenwert 0 eingestellt. Mit dem Einstellregler P2 wird dann bei 100°C der Skalendendwert für den Meßwerkzeiger einreguliert.

Der Transistor T1 ist ein metallverkappter Siliziumtransistor, z.B. *SF 126*, *SF 136*. Für T2/T3 eignen sich die Germaniumtransistoren *GC 121*, *GC 301*. Die Z-Diode ZD hat eine Z-Spannung von etwa 6 V, z.B. der Typ *SZX 21/6,2* ist geeignet.

K. H. S.

Literatur

Wasilew, M.: Thermorelais und Thermometer mit Transistorfühler, Mlag Konstruktor, Heft 10/1975, Seite 5/6



MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR

Nachdem Huggy auf den *Bezirksmessen der Meister von morgen* herumgeflattert war und auch einige Betriebsmessen besucht hatte, bereitete er sich zur Landung auf der *XXIII. Zentralen Messe der Meister von morgen* in Leipzig vor. Die jährliche Leistungsschau junger Arbeiter und Genossenschaftsbauern, Studenten und Lehrlinge, Soldaten sowie junger Wissenschaftler der Deutschen Demokratischen Republik, die 1980 in der Zeit vom 10. bis 21. November stattfand, zeigte die hervorragenden Ergebnisse, die die Jugend in der *Parteitagsinitiative der FDJ* erbracht hatten.

Innerhalb der Bewegung *Messe der Meister von morgen* beteiligten sich 1980 2483913 FDJler und Pioniere. Auf den Kreismessen waren 10900 Jugendbrigaden vertreten. Die besten von ihnen konnten nun ihre Exponate auf der *XXIII. Zentralen Messe der Meister von morgen* zeigen und ihre Erfahrungen austauschen. Über 1900 Exponate waren das Ergebnis einer erfolgreichen Forscher- und Rationalisierungstätigkeit in Vorbereitung auf den X. Parteitag der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands. Die Exponate ergeben einen hohen volkswirtschaftlichen Nutzen, indem 1249 Arbeitskräfte, 1,1 Millionen Arbeitsstunden, 12632 Tonnen Material, 20021 t Brennstoff und 48610 Megawattstunden Elektroenergie eingespart werden. Von den über 1900 Exponaten werden bereits 1745 genutzt und 317 überbetrieblich nachgenutzt. Über 1175 Exponate haben ihre Grundlage in den Plänen Wissenschaft und Technik der Kombinate und Betriebe. Mit diesen Leistungen trugen die jungen Werktätigen gleichzeitig dazu bei, den Plan 1980 zu erfüllen und 2 zusätzliche Tagesproduktionen zu sichern.

Die Nationale Volksarmee und die Grenztruppen der DDR wurden durch 254 junge Neuerer und Rationalisatoren auf der *XXIII. Zentralen Messe der Meister von morgen* vertreten, die 63 Exponate ausstellten. Davon waren 8 Ausstellungsstücke gemeinsam mit Rationalisatoren und Erfindern der Gruppe der sowjetischen Streitkräfte in Deutschland entstanden. 45 Neuerungen hatten ihre Grundlage in Planaufgaben, und 30% der Exponate fanden bereits ihren Niederschlag in der Gefechtsausbildung.

Diese gute Bilanz ist darauf zurückzuführen, daß im Ausbildungsjahr 1979/80 mehr als 24000 Armeeingehörige und Zivilbeschäftigte an der Neuererbewegung teilnahmen und von ihnen 16000 Neuerungen eingereicht wurden. Davon konnten bereits über 90% truppenwirksam werden.

Damit haben die Angehörigen der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR sowie die Zivilbeschäftigten einen Teil ihrer Verpflichtungen im Rahmen des sozialistischen Wettbewerbs KAMPFPOSITION X.PARTEITAG *Für hohe Gefechtsbereitschaft! Alles zum Wohle des Volkes!* erfüllt.

In seiner Ansprache auf der Auszeichnungsveranstaltung anlässlich der *XXIII. Zentralen Messe der Meister von morgen* in Leipzig am 14.11.1980 sagte der Stellvertreter des Ministers für Nationale Verteidigung, Generaloberst *Fleißner*: «Auch an der Neuererbewegung wird sichtbar: Je gründlicher, je umfassender die Massen die Politik unserer Partei verstehen, um so größer ist auch ihre Bereitschaft, deren Beschlüsse zu realisieren. Der Kampf um einen hohen militärischen Nutzen der Neuerungen ist harte ideologische Arbeit, ist Teil unserer Parteiarbeit. Wichtigstes Kriterium für diesen militärischen Nutzen ist, daß eine Neuerung beachtlich die Gefechtsbereitschaft steigern hilft und schnell auf die Truppe übertragen werden kann.»

Generaloberst *Fleißner* stellte für das Ausbildungsjahr 1980/81 drei Schwerpunktaufgaben, die im Rahmen des sozialistischen Wettbewerbs auch innerhalb der Neuerer- und Rationalisatorenbewegung zu erfüllen sind:

Erstens gilt es, den militärischen Nutzen des sozialistischen Wettbewerbs zu erhöhen.

Zweitens ist die erzieherische Wirksamkeit aller Wettbewerbsanstrengungen in dem Sinne zu steigern, daß der Kommunismus dort beginnt, wo sich einfache Menschen in selbstloser Weise Sorgen machen um die Erhöhung der Arbeitsproduktivität, um das Ganze, um Dinge, die der gesamten Gesellschaft zugute kommen.

Drittens ist es wichtig, daß der sozialistische Wettbewerb in den Kampf- und Arbeitskollektiven lebendig ist.

So, wie viele junge Werktätige bis zum X.Parteitag der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands eine weitere zusätzliche Tagesproduktion erbrachten, rangen auch die Angehörigen der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR sowie die Zivilbeschäftigten um die Erhöhung der Gefechtsbereitschaft zum Wohle unseres Volkes.

Für die Leser des *Elektronischen Jahrbuches*, die nicht die *XXIII. Zentrale Messe der Meister von morgen* besuchen konnten, stellt Huggy nun wieder eine kleine Auswahl von Exponaten vor. Nachstehend zunächst die Anschriften der Dienststellen, die Nachnutzern von Neuerervorschlägen weitere Auskünfte erteilen. Dabei ist zu beachten, daß Dienststelle und entsprechende Registriernummer des Neuerervorschlags übereinstimmen.

Nationale Volksarmee

7022 Leipzig

Postfach 13315/H

Registriernummern 10000 bis 19999 und

73900 bis 74899

Nationale Volksarmee

2040 Neubrandenburg

Postfach 15515/W

Registriernummern 20000 bis 29999

Nationale Volksarmee

1260 Strausberg

Postfach 14415/C

Registriernummern 30000 bis 39999

Nationale Volksarmee

2500 Rostock

Postfach 18815/B

Registriernummern 40000 bis 49999

Grenztruppen der DDR

1600 Königs Wusterhausen

Postfach 16614

Registriernummern 50000 bis 69999

Nationale Volksarmee

1501 Wildpark-West 2/Potsdam

Postfach 11115

Registriernummern 70000 bis 70999 und
75000 bis 76999

Hauptverwaltung Zivilverteidigung

Bereich BVS

1080 Berlin

Mauerstraße 18–20

Postfach 192

Registriernummern 90000 bis 90025

Nationale Volksarmee

1260 Strausberg

Postfach 98421

alle übrigen Registriernummern

Ausgewählte Exponate

1. Elektroakustische Anlage – K/L (Bild 1, Reg.-Nr.: 8001/80)

Neuererkollektiv: *Hauptmann Perrin, Eberhard*

Die Anlage schafft die Möglichkeit, 4 Rundfunkprogramme der DDR und 1 Eigenprogramm wahlweise in jedem Unterkunfts- und Dienstzimmer zu empfangen.

Neben einer durch die Industrie gefertigten zentralen Steuereinheit für den Anschluß von 65 Teilnehmern wurden als Neuererleistung zur



Bild 1
*Elektroakustische An-
lage – K/L*



Bild 2
Zündspulenprüfgerät

Wiedergabe der gesendeten Programme handelsübliche Lautsprecher so modifiziert, daß eine Auswahl der Programme sowie eine Umschaltung auf Pflichtempfang möglich ist.

2. Zündspulenprüfgerät (Bild 2, Reg.-Nr.: 17901/80)

Neuererkollektiv: *Fähnrich Krause, Wolfgang*

Mit diesem Gerät lassen sich Zündspannung, Zündenergie, Spannungsüberschläge in der Sekundärwicklung und Kurzschlüsse innerhalb des Primär- und Sekundärstromkreises von 6- und 12-V-Zündspulen bei einer Temperatur bis 70°C feststellen.

Die Prüfergebnisse werden als *einsatzbereit* oder *nichteinsatzbereit* dargestellt.

Der Nutzen dieses Geräts besteht darin, daß sich die Instandsetzungszeit senken läßt.

3. Funkstörsimulator (Bild 3, Reg.-Nr.: 54642/79)

Neuererkollektiv: *Leutnant Fett, Bernd*

Die Neuerung wird für die Ausbildung der Funker unter Bedingungen, die den realen Möglichkeiten nahekommen, eingesetzt.

Das Gerät erzeugt 4 unterschiedliche Arten von Störungen. Das Signalpegel-/Störpegel-Verhältnis kann entsprechend der Notwendigkeit eingestellt werden. Die Ausgangsleistung des NF-Verstärkers für Kopfhörer beträgt 2 W und für Lautsprecher 5 W/4 Ω.

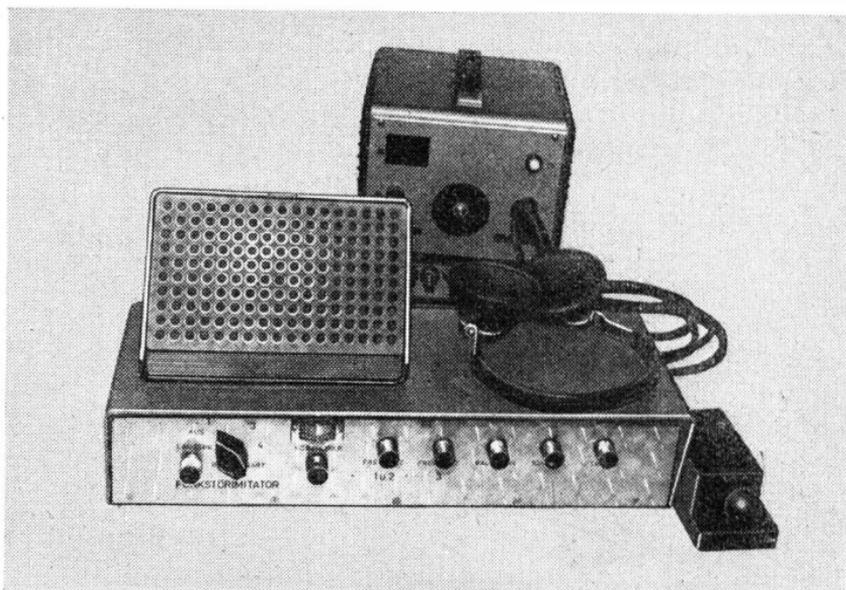


Bild 3 Funkstörsimulator

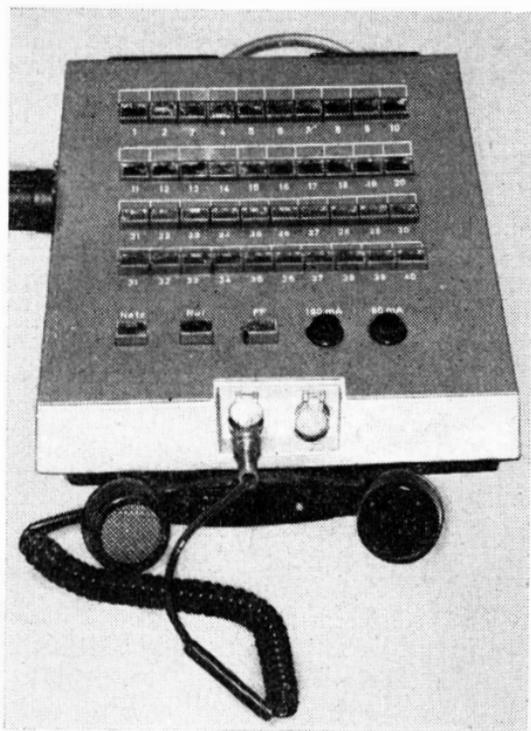


Bild 4
Trainingsgerät für
Vermittlungspersonal
P-240

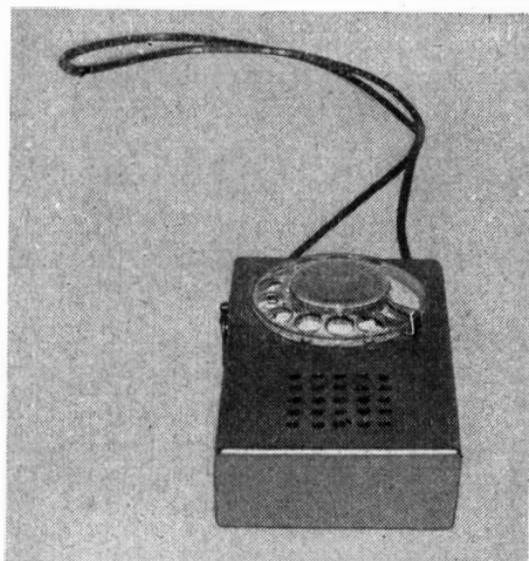


Bild 5
Prüfgerät für WL-
und GWN-Anlagen

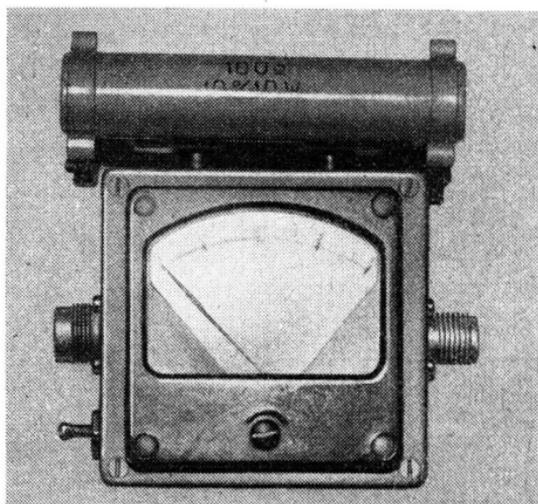


Bild 6
Universeller HF-
Leistungsmesser

4. Trainingsgerät für Vermittlungspersonal P-240
(Bild 4, Reg.-Nr.: 23708/80)

Neuererkollektiv: *Leutnant Daschkeit, Rainer*

Mit dem Gerät ist es möglich, den Fernsprechbetriebsdienst unter den Bedingungen der mittleren und höchsten Belastung während der Ausbildung an der Vermittlung P-194 zu simulieren.

Die Hauptbaugruppen sind der Rufgenerator, der Mikrofonverstärker und die 40 Tasten zum Wählen unterschiedlicher Vermittlungswege.

Die Vermittlung kann direkt oder auch über die Ausgänge am P-299 bzw. P-240/41 angeschlossen werden.

Betrieb ohne Netzspannung ist möglich und das Nutzen unter feldmäßigen Bedingungen gewährleistet. Das Gerät läßt sich in jeder Nachrichtenwerkstatt aufbauen.

5. Prüfgerät für WL- und GWN-Anlagen (Bild 5, Reg.-Nr.: 25306/79)

Neuererkollektiv: *Stabsfeldwebel Schönfeld, Heiko*

Bei unkomplizierter Bedienung, geringem Gewicht und kleinen Ausmaßen können mit dem Gerät Wechselsprech- und Fernsprechverbindungen ZB/OB geprüft werden.

In Verbindung mit einer zusätzlichen Induktivität ist es möglich, Leitungen zu orten.

Das Gerät ist netzunabhängig und als Taschengerät ausgebildet. Mit ihm können Verbindungen an jedem Ort ohne technischen Aufwand in kürzester Zeit geprüft werden.

6. Universeller HF-Leistungsmesser (Bild 6, Reg.-Nr.: 25705/80)

Neuererkollektiv: *Fährich Blüml, Hans-Joachim*

Mit diesem Gerät kann die Sendeleistung im Frequenzbereich von

1,5 MHz < f < 52 MHz geprüft werden. Es stellt eine Ergänzung zum Meß- und Prüfsatz *IK-2* dar.

Es erlaubt, die HF-Leistung an einem Abschlußwiderstand im Bereich von $50 \Omega < R_p < 75 \Omega$ zu bestimmen.

Durch die freie Wahl des Abschlußwiderstands wird der Einsatz des Geräts an den unterschiedlichen Funkgeräten gewährleistet.

Die Leistung wird gemessen, indem man die HF-Spannung mit dem Diodenvoltmeter bestimmt.

7. Prüfgerät für *UFT 422* (Bild 7, Reg.-Nr. 68027/75)

Neuererkollektiv: Fähnrich *Laeven, H.-Jürgen*

Dieses Gerät ist ein Instandsetzungshilfsmittel, mit dem UFT-Geräte einzeln in allen Kanälen geprüft werden können.

Die Quarze der Geräte lassen sich über eine spezielle Buchse auf Schwingfähigkeit testen.

Durch einen eingebauten und geeichten Indikator ist es möglich, eine genaue Aussage über die abgestrahlte Leistung der geprüften Geräte zu erhalten.



Bild 7 Prüfgerät für *UFT 422*

Aleksander Lwowitsch Minz – ein Pionier der sowjetischen Funktechnik (II)

Der Sender WZSPS

Unserem Kollektiv wurde großes Glück zuteil. Wir erhielten den Auftrag, die größte Rundfunkstation der Welt zu bauen. Anfangs war vorgesehen, daß dieser Rundfunksender von der deutschen Firma *Telefunken* gebaut wird. Das war Ende 1927. Die Firma *Telefunken* führte Vorgespräche und gab die Zusage für den Bau des Senders. Seine Leistung sollte nicht mehr als 50 kW betragen. Dafür verlangte die Firma einige Millionen Goldmark und veranschlagte eine Bauzeit von 2,5 bis 3 Jahren.

Dagegen wandte sich ganz entschieden *Sergej Ordshonikidse*. Er war überzeugt, daß in der Sowjetunion Menschen gefunden werden, die in der Lage sind, keinen schlechteren Sender zu bauen. Zur gleichen Zeit faßte das Zentralkomitee der Partei den Beschluß, die gesamte Arbeitsgruppe, die am Sokolniki-Sender gearbeitet hatte, aus Moskau nach Leningrad zu schicken, um dort die erste im Lande spezialisierte Organisation für den Rundfunkbau – das *Büro für leistungsstarke Sender bei der Vereinigung der Schwachstromfabriken* – zu bilden.

Den Vorschlag *Ordshonikidses* unterstützte *Sergej Mironowitsch Kirow*, der ebenfalls meinte, daß man in Leningrad das gleiche erreichen könne wie die Deutschen in Berlin. Dank der Unterstützung durch *Ordshonikidse* und *Kirow* erhielten wir den entsprechenden lang erwarteten Auftrag für den Bau des Senders.

Wer nahm an dieser Arbeit teil? In erster Linie möchte ich meinen Stellvertreter, *Porfiri Porfirjewitsch Iwanow*, und die Ingenieure *Witali Demitrijewitsch Seleiwochin*, *Michail Iwanowitsch Schbykin*, *Nikolai Iwanowitsch Oganow*, *Michail Iwanowitsch Bassalajew* und *Aleksander Wladimirowitsch Parfanowitsch* nennen.

Die Gruppe reiste nach Leningrad und nahm am 2. Februar 1928 ihre Arbeit auf. Wir arbeiteten nicht nur viel, sondern auch nach einem anderen Stil, als er in den *Vereinigten Schwachstromwerke* üblich war. Wir vertraten die Auffassung, daß bei einem großen Mitarbeiterstab viel Zeit für Beratungen und Abstimmungen erforderlich sei. 7 Mitarbeiter dagegen könnten die Ausarbeitung des technischen Projekts bewältigen und benötigen dafür auch weniger Zeit. Das bewies sich sehr schnell in der Praxis. In 2,5 Monaten war die Arbeit geschafft, für die gewöhnlich 1,5 bis 2 Jahre benötigt wurden.

Nachdem das Projekt für den Sender vorlag, gingen die Entwickler unmittelbar auf den Bau als Helfer. Früher wurde die Arbeit den Montage- und Bauspezialisten übergeben.

Schon nach kurzer Zeit wurde unser Büro in eine *Zweigstelle des Rundfunklaboratoriums für Sendeeinrichtungen* umbenannt, das dann bis 1935 bestand. Unsere Zweigstelle hatte die Aufgabe, die Entwicklung und den Bau aller leistungsstarken Sender der Sowjetunion zu projektieren, zu konstruieren und zu bauen.

Am Vorabend unserer Abreise nach Moskau gab es ein Abschiedsessen. Ich schenkte jedem, der abreiste, einen kleinen Taschenspiegel. Auf der Rückseite hatte er folgende Inschrift: «Wenn Du in schweren Zeiten Dich fragst, welcher Dummkopf das projiziert hat, was Du jetzt bauen sollst, so dreh diesen Spiegel um und schaue hinein.»

Die Rundfunkstation *WZSPS*, die wir bauten, hatte nicht eine Leistung von 50 kW, wie es die Firma *Telefunken* vorgeschlagen hatte, sondern eine von 100 kW. Und an Stelle der 2,5 bis 3 Jahre Bauzeit benötigten wir nur 17,5 Monate. Wir hatten für diesen Sender eine originelle Schaltung entwickelt. Erstmals wandten wir die Quarzstabilisierung für die Frequenz an. Diese Rundfunkstation zeichnete sich auch durch eine hohe Wiedergabequalität aus. In unzähligen Briefen aus dem In- und Ausland wurde uns das von den Hörern bestätigt.

Das war der Beginn einer neuen Étape beim Aufbau des Rundfunks. Die Sowjetunion nahm damals sehr schnell den ersten Platz in der Welt hinsichtlich der Gesamtleistung aller Rundfunkstationen ein und hatte auch die leistungsstärksten Sender in ihrem Land.

Nach der Rundfunkstation *WZSPS* wurden noch 4 – jede mit 100 kW Sendeleistung – gebaut. Man muß bemerken, daß zu dieser Zeit die leistungsstärksten Sender der USA insgesamt eine Leistung von 50 kW hatten. Erst 1934 bauten die USA die erste 500-kW-Rundfunkstation in Cincinnati. Wir hatten aber bereits am 1. Mai 1933 eine solche Station fertiggestellt und ihr den Namen *Komintern* gegeben.

Im Namen der Komintern

Immer größere Teile des Landes sollten durch den Rundfunk erfaßt werden. Daher wurde Anfang der 30er Jahre beschlossen, eine Rundfunkstation mit einer Sendeleistung von 500 kW zu bauen.

Wenn man sich die Karte des europäischen und des asiatischen Teils der Sowjetunion betrachtete, so fiel auf, daß sie zusammen eine Figur bildeten, die einem Oval ähnlich war. Das bedeutete, bei der Projektierung einer Rundfunkstation die Energie der elektromagnetischen Wellen so zu verteilen, daß sich der größere Teil nach dem Westen und dem Osten ausbreitete und der kleinere Teil nach dem Norden und dem Süden abgestrahlt wurde. Um uns zu überzeugen, daß das überhaupt möglich sei, führten wir nicht nur Berechnungen durch, sondern bauten auch ein Modell der Antenne

im Maßstab 1 : 8 und erprobten sie am östlichen Ufer des Finnischen Meerbusens.

Unsere Mitarbeiter verladen ihre Empfangsgeräte auf ein Boot, fuhren damit auf dem Finnischen Meerbusen herum und nahmen das Richtdiagramm der Antenne auf. Das Richtdiagramm erwies sich tatsächlich als oval und hatte genau die Form, die wir anstrebten. Nachdem die Rundfunkstation aufgebaut war, umflogen wir sie mit einem Luftschiff in einer Entfernung von 120 km und nahmen nochmals das Richtdiagramm der Antenne auf. Das Richtdiagramm wies auch dabei die ideale Form eines Ovals auf.

Die von uns entwickelte Antenne zeichnete sich auch noch durch eine weitere Eigenschaft aus. Die Antenne hatte einen sehr hohen Strahlungswiderstand, d. h., die Strahlungsleistung floß nicht in die Erde ab oder ging in den Kabeln verloren, sondern sie wurde in den Raum abgestrahlt. Und die Hauptsache, es gelang uns, die hohe Strahlungsleistung mit bescheidenen Elektronenröhren zu erzielen.

Unsere leistungsstarken Senderöhren hatten eine Leistung in der Größenordnung von 100 kW, aber wir mußten 500 kW erreichen. Deshalb wurde vorgeschlagen, und ich glaube, das war eine der besten Arbeiten in meinem Leben, ein System zu schaffen, später nannte man es Blocksystem. Dieses System gestattet es, die Leistung von 6 100-kW-Sendern zu addieren. Etwas mehr als 50 kW gingen zwar in den verschiedenen Kabeln verloren, aber über 500 kW wurden der Antenne zugeführt. Der Aufbau der Rundfunkstation wurde, wie bereits erwähnt, zum 1. Mai 1933 beendet, und wir nannten sie *Komintern*.

Im Zusammenhang mit diesem Ereignis erinnere ich mich an eine lustige Diskussion auf den Seiten der Zeitschrift *Radiofront*. Einer der hervorragenden sowjetischen Funkspezialisten, das Korrespondierende Mitglied der Akademie der Wissenschaften der UdSSR, *Michail Aleksandrowitsch Bontsch-Brufjewitsch*, bemerkte einmal, daß unser Land sehr groß sei und man deshalb die Leistung der zentralen Rundfunkstation bedeutend steigern müsse. Er nannte damals eine Leistung von 500 bis 1000 kW. Das verschlug mir den Atem, und ich antwortete ihm auf den Seiten derselben Zeitschrift etwa in der Weise: «Selbstverständlich, zu schreiben, man benötigt 1000 kW, ist leicht, aber wie soll man sie erzeugen? Wie soll man sie in die Antenne bekommen? Was muß getan werden, damit diese Energie nicht zu Entladungen führt, d. h. die Zuleitungen aufleuchten und Energie verlorenght? Bevor diese Aufgaben nicht gelöst sind, ist es sinnlos, solche Probleme zu stellen.»

Später, als die 500-kW-Rundfunkstation aufgebaut war, lachte mich *Bontsch-Brufjewitsch* aus: «Sehen Sie, Sie haben gestritten und haben es selbst vollbracht.» Ich gab zu, daß ich damals etwas voreilig mit meiner Ansicht war.

Die größte in der Welt

1941, in den ersten Tagen des Krieges, wurde der Beschluß gefaßt, den Sendebetrieb der Moskauer Rundfunksender einzustellen, um dem Gegner

keine Möglichkeit zu geben, sie als Navigationshilfen für seine Flugzeuge zu benutzen. Wir brauchten deshalb einen Sender im tiefen Hinterland, der die Sendungen des Moskauer Rundfunks über Drahtleitungen zugeführt bekam. Der Standort des neuen Senders war an der Wolga. Die Leistung dieser Rundfunkstation mußte wesentlich größer sein als die des Kominternsenders, d. h. etwa 1200 kW. Das war damals eine phantastische Leistung für einen Rundfunksender.

Mit der Verlegung des Senders nach dem Osten mußten die Rundfunkhörer im europäischen Teil der Sowjetunion weiterversorgt und gleichzeitig die Empfangsbedingungen in Sibirien verbessert werden. Dieser neue Sender unterschied sich grundsätzlich von dem Sender *Komintern*. Für ihn wurde ebenfalls das Blocksystem angewendet, aber in verbesserter Form, so daß es einen um den Faktor 1,5 höheren Wirkungsgrad aufwies.

Anfang Juli 1941 mußte ich auf die Baustelle des neuen Senders fahren. Dort herrschten ungewöhnliche Bedingungen. Ein Bauprojekt für die neue Station gab es nicht. Ein großer Teil der Geräte und Einrichtungen wurde beim Transport aus Leningrad vernichtet. Die Schuten mit den Geräten an Bord wurden auf dem Ladogasee bei Bombenangriffen versenkt. Aber zum Glück blieben die Elektronenröhren erhalten. Ihre Herstellung am neuen Standort des Senders wäre äußerst schwer zu organisieren gewesen. Vor uns stand vor allem die Aufgabe, die Arbeit so zu organisieren, daß die Rundfunkstation schneller errichtet werden konnte. Zusammen mit meinem Stellvertreter *Porfir Porfirjewitsch Iwanow* erarbeiteten wir in 5 bis 6 Tagen eine Konzeption für den künftigen Sender. Und dann begannen die Projektanten, die zeitweilig in der Dorfschule untergebracht waren, entsprechend dem Ablauf der Bau- und Montagearbeiten die Zeichnungen der einzelnen Gebäude und der Einrichtungen anzufertigen.

Als wir die allgemeinen Konturen der neuen Rundfunkstation bestimmt hatten, begannen die Bagger mit ihrer Arbeit. Sie arbeiteten Tag und Nacht. Dann mußte das Eisenbetonfundament gegossen werden, auf dem das Rundfunkgebäude errichtet werden sollte. Die Zeichnungen dafür wurden kurzfristig angefertigt, und wir begannen noch vor den starken Frösten im Winter 1941/42 mit dem Betonieren. Die Temperaturen sanken damals bis -46°C . Der Frost war von starkem Wind begleitet. Den Arbeitern erstarrten die Hände, und der Frost vereiste ihre Gesichter. Wir waren gezwungen, aus Decken warme Handschuhe und Gesichtsmasken herzustellen.

Parallel dazu ging die Projektierung der gesamten Station weiter. Besonders schwer war es, daß wir nicht ein Werk zur Verfügung hatten, das Erfahrungen im Bau der notwendigen Funktechnik hatte. Zum Beispiel war eins der komplizierten Details, den für einen leistungsfähigen Sender erforderlichen Hochfrequenzkondensator herzustellen. Gewöhnlich verwendet man als Dielektrikum Glimmer. Aber wir hatten es nicht. Wir entschlossen uns deshalb, Kondensatoren zu bauen, in denen als Dielektrikum Stickstoff unter einem Druck von 15 at verwendet wurde. Diese Kondensatoren baute eine Vergäserfabrik, die, wie der Name schon sagt, bis dahin noch niemals Kondensatoren gebaut hatte.

Ungeachtet der Schwierigkeiten bereiteten wir zum 17. November die fertige Rundfunkstation zur Übergabe vor. Und da passierte das Unvorhergesehene. Zusammen mit der Kommission berieten wir die Reihenfolge der Abnahme der Station. Unerwartet wurde das Gebiet, in dem der Sender lag, von dichtem Nebel eingehüllt. Ein Flugzeug verfiel sich in 100 m Höhe in einem der 200-m-Masten. Es sollten insgesamt 8 Antennenmasten sein, darunter 4 mit einer Höhe von 200 m und 4 mit 150 m Höhe. Die Kommission stellte fest, daß die Station unvollständig zur Abnahme vorbereitet sei. Und in der Tat, durch die Katastrophe fehlte ein Mast. Der Sender konnte zwar betrieben werden, und er arbeitete auch, aber die Unvollständigkeit blieb.

Die Organisation des Aufbaus eines neuen selbsttragenden Metallmastes war nicht leicht. Die Werke, die in den ersten Monaten des Krieges noch Mastelemente produzierten, waren auf den Panzerbau umgestellt worden. Sie von der Panzerproduktion für die Front zu befreien war nicht möglich. So begannen wir sorgfältig, unsere eigenen Reserven zu mobilisieren. Aus Rohren für Bohrtürme bauten wir an Ort und Stelle einen neuen 200 m hohen Mast.

Unsere 1200-kW-Rundfunkstation nahm faktisch 1 Jahr nach Baubeginn ihren Betrieb auf, allerdings nicht mit der vollen Leistung. Vollständig fertig war sie im August 1943. 2 Jahre und 2 Monate – ein solches Bautempo kannte keine Rundfunkstation dieser Leistungsgröße der Erde.

Der Sender erhielt eine hohe Einschätzung seitens des *Staatlichen Komitees für Verteidigung*. Die Teilnehmer am Bau wurden mit Orden und Medaillen geehrt. Ich persönlich erhielt eine staatliche Auszeichnung. Sechs Mitarbeiter aus der Industrie erhielten sie ebenso wie die Erbauer der Sendemasten.

Ich erinnere mich immer mit innerer Erregung an den Enthusiasmus, der damals in unserem Kollektiv herrschte. Die Seele aller Bauten in dem Gebiet waren *A. P. Lepilow*, *B. R. Netschajewski* und *W. W. Wolkow*. Sie haben uns viel geholfen. Mein Stellvertreter für den Bauabschnitt, *Nikolai Lawrowitsch Kolesnikow*, war ein mutiger Ingenieur, der die Betonierungsarbeiten unter schwierigsten klimatischen Bedingungen meisterte. Der Bau ging auch bei strengsten Frösten voran. Die Betonsäulen, davon waren 144 im Hauptgebäude, die Zwischendecken und die Außenwände wurden während der Fertigung elektrisch beheizt. Als die *Staatliche Kommission* die Säulen abnahm, entbrannte ein Streit darüber, ob nicht die Bauvorschriften und Normen verletzt worden seien. Zu der Zeit galt, daß bei Frost Betonierungsarbeiten in Wärmezelten durchgeführt werden müssen, oder man wartete auf besseres Wetter. Wir aber fieberten dem Ende des Baus entgegen.

Die Errichtung dieser leistungsstarken Rundfunkstation war das Ergebnis der heldenhaften Arbeit von 6000 Menschen, d. h. eines gewaltigen Kollektivs. Die Organisation der Arbeit, die parallele Projektierung und der Bau, die Produktion der Anlagen in Werken, die dafür nicht eingerichtet waren, all das forderte von uns große Anspannung. Aber es tobte der Große Vaterländische Krieg, und jeder von uns wollte für den Sieg alles tun, was in seinen Kräften stand.

Heißleiter (NTC-Thermistor)

TNA-Typenreihen (Anlaßheißleiter)

100-mA-Typenreihe:

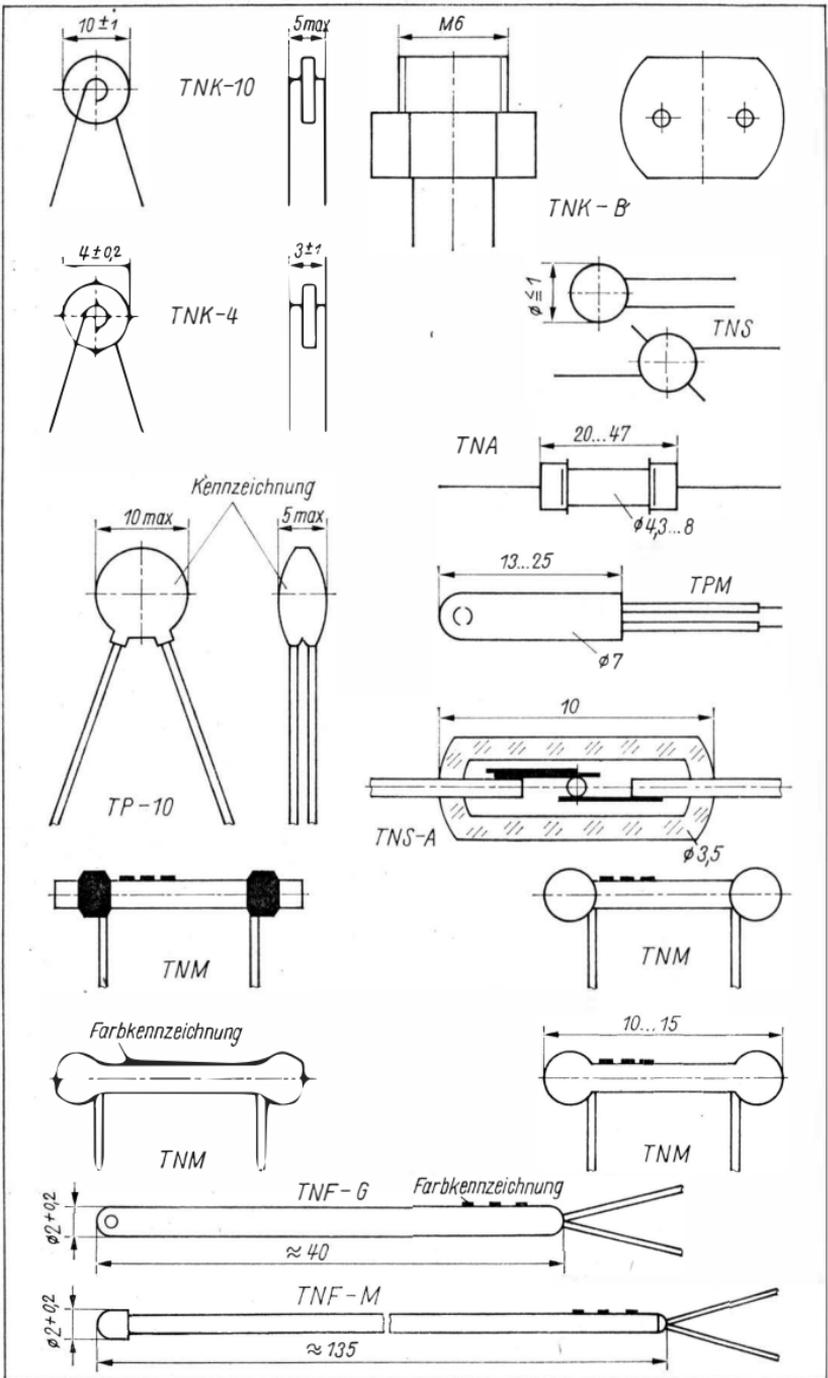
Betriebsstrom	100 mA
maximale Betriebstemperatur	250 °C
Toleranz für Spannungsabfall und Energiekonstante	± 10%, ± 20%

Typ	Spannungsabfall bei 100 mA in V	Kaltwiderstand R_{20} in k Ω	Energiekonstante in K	P_{max} in W	Erholzeit, bezogen auf 100 mA in min	Dissipationskonstante in mW/K
TNA 10/100 10		2,0 ± 1,0	3600	4,2	4	13
TNA 12/100 12		3,0 ± 1,5	3900	4,2	4	13
TNA 15/100 15		4,0 ± 1,5	4100	4,2	4	13

300-mA-Typenreihe:

Betriebsstrom	300 mA
maximale Betriebstemperatur	250 °C
Toleranz für Spannungsabfall und Energiekonstante	± 10%, ± 20%

Typ	Spannungsabfall bei 300 mA in V	Kaltwiderstand R_{20} in k Ω	Energiekonstante in K	P_{max} in W	Erholzeit, bezogen auf 300 mA in min	Dissipationskonstante in mW/K
TNA 10/300 10		2,0 ± 1,0	4200	7,3	6	20
TNA 12/300 12		3,0 ± 1,5	4500	7,3	6	20
TNA 15/300 15		4,0 ± 1,5	4700	7,3	6	20
TNA 18/300 18		5,0 ± 1,5	4300	10,4	8	38



TNK-Typenreihen (Kompensationsheißleiter)

TNK-10-Typenreihe:

maximale Betriebstemperatur	120°C
maximale Belastbarkeit in Luft	0,7 W
Toleranz für R_{20} und Energiekonstante b	$\pm 10\%$, $\pm 20\%$
Grenzleistung ohne Eigenerwärmung	≈ 1 mW
Erholzeit, bezogen auf 120°C	(120 \pm 60) s
Dissipationskonstante	10 mW/K

Typ	R_{20} in Ω	b in K	Typ	R_{20} in Ω	b in K
TNK 1,2-10	1,2	1680	TNK 39-10	39	3100
TNK 1,5-10	1,5	1750	TNK 47-10	47	3100
TNK 1,8-10	1,8	1950	TNK 56-10	56	3300
TNK 2,2-10	2,2	2130	TNK 68-10	68	3300
TNK 2,7-10	2,7	2270	TNK 82-10	82	3400
TNK 3,3-10	3,3	2330	TWK 100-10	100	3400
TNK 3,9-10	3,9	2370	TNK 120-10	120	3400
TNK 4,7-10	4,7	2420	TNK 150-10	150	3600
TNK 5,6-10	5,6	2470	TNK 180-10	180	3600
TNK 6,8-10	6,8	2540	TNK 220-10	220	3600
TNK 8,2-10	8,2	2620	TNK 270-10	270	3800
TNK 10 -10	10	2700	TNK 330-10	330	3800
TNK 12 -10	12	2800	TNK 390-10	390	3800
TNK 15 -10	15	3000	TNK 470-10	470	3800
TNK 18 -10	18	3200	TNK 560-10	560	4000
TNK 22 -10	22	3100	TNK 680-10	680	4000
TNK 27 -10	27	3100	TNK 820-10	820	4000
TNK 33 -10	33	3100	TNK 1000-10	1000	4000

TNK-4-Typenreihe:

maximale Betriebstemperatur	120°C
maximale Belastbarkeit in Luft	0,6 W
Toleranz für R_{20} und Energiekonstante b	$\pm 10\%$, $\pm 20\%$
Grenzleistung ohne Eigenerwärmung	≈ 1 mW
Erholzeit, bezogen auf 120°C	(30 \pm 10) s
Dissipationskonstante	7 mW/K

Für Kaltwiderstände zwischen 10 Ω und 10 k Ω erfolgt die Stufung dieser Typenreihe nach der Reihe E6.

TNK-B-Typenreihe:

maximale Betriebstemperatur	80 °C
maximale Belastbarkeit, eingebaut in Chassis	1 W
Toleranz für R_{20} und Energiekonstante b	$\pm 10\%$, $\pm 20\%$
Grenzleistung ohne Eigenerwärmung	≈ 1 mW
Erholzeit, bezogen auf 80 °C	(40 \pm 20) s
Dissipationskonstante	15 mW/K
Für Kaltwiderstände zwischen 10 Ω und 10 k Ω erfolgt die Stufung dieser Typenreihe nach der Reihe EG.	

TNM-Typenreihe (Meßheißleiter)

maximale Betriebstemperatur je nach Ausführung	(120 bis 500) °C
maximale Belastbarkeit in Luft	
je nach Ausführung	(1 bis 2) W
Toleranz für R_{20} und Energiekonstante b	$\pm 10\%$, $\pm 20\%$
Grenzleistung ohne Eigenerwärmung	$\approx 0,5$ mW
Erholzeit, bezogen auf 150 °C	(30 \pm 10) s
Dissipationskonstante	≈ 5 mW/K
Für Kaltwiderstände zwischen 47 Ω und 150 k Ω erfolgt die Stufung dieser Typenreihe nach der Reihe E12.	

TNS-Typenreihen (Spezialheißleiter)

TNS-Typenreihe (Mikroheißleiter, normal):

maximale Betriebstemperatur	200 °C
maximale Belastbarkeit	60 mW
Toleranz für R_{20}	$\pm 10\%$, $\pm 20\%$
Toleranz für Energiekonstante b	$\pm 5\%$, $\pm 10\%$, $\pm 20\%$
Grenzleistung ohne Eigenerwärmung	0,01 mW
Dissipationskonstante	$\approx 0,3$ mW/K
Für Kaltwiderstände zwischen 680 Ω und 680 k Ω erfolgt die Stufung dieser Typenreihe nach der Reihe E6.	

TNS-A-Typenreihe (Mikroheißleiter, Verglast)

Werte und Stufung entsprechen der TNS-Typenreihe.

TNF-Typenreihen (Heißleiter in Fühlerform)

TNF-G-Typenreihe (Glasfühler):

maximale Betriebstemperatur	200 °C
maximale Belastbarkeit	60 mW
Toleranz für R_{20} und Energiekonstante b	$\pm 10\%$, $\pm 20\%$
Grenzleistung ohne Eigenerwärmung	0,01 mW
Erholzeit, bezogen auf 150 °C	
in Luft	60 s
in Öl	5 s
Dissipationskonstante	$\approx 0,4$ mW/K
Für Kaltwiderstände zwischen 680 Ω und 680 k Ω erfolgt die Stufung dieser Typenreihe nach der Reihe E6.	

TNF-M-Typenreihe (Metallfühler):

Werte und Stufung entsprechen der TNF-G-Typenreihe, abweichend Erholzeit, bezogen auf 150 °C

in Luft	45 s
in Öl	5 s

Hersteller: Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf

Kaltleiter (PTC-Widerstand)

TP-10-Typenreihe:

maximale Betriebsspannung bei
etwa 25 °C Umgebungstemperatur

50 V

Toleranz für R_{20}

± 50%

Dissipationskonstante

≈ 10 mW/K

Typ	R_{20} in Ω	Anstiegs- felder in fA	Sprung- temperatur t_s in °C	maximale Temperatur t_M in °C	Kenn- farbe
TP 30/50-10	30	1000	50	130	gelb
TP 30/90-10	30	1000	90	170	orange
TP 30/120-10	30	1000	120	190	rot

TPM-Typenreihe (Fühlerform):

Durchschlagspannung

> 2,3 kV

Toleranz für R_{20}

± 50%

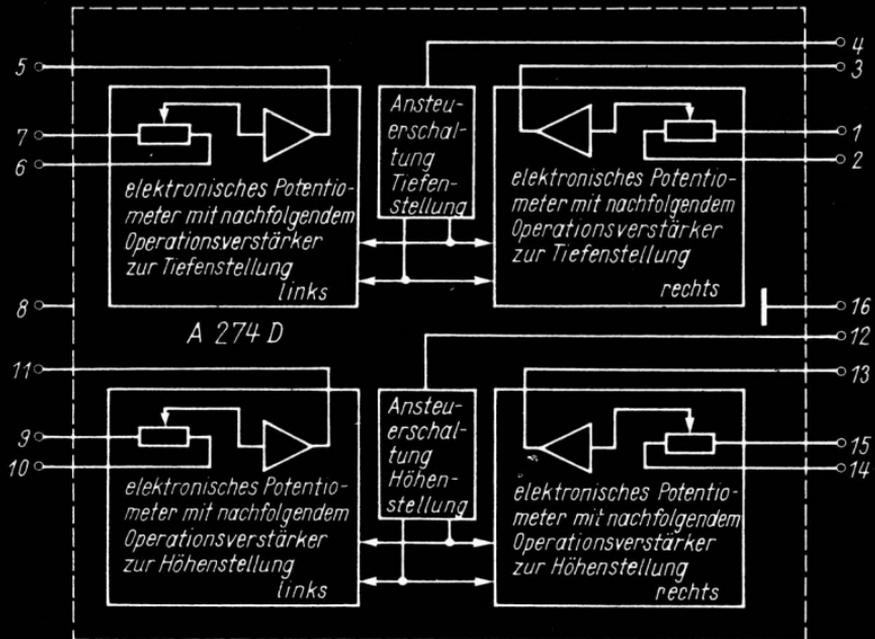
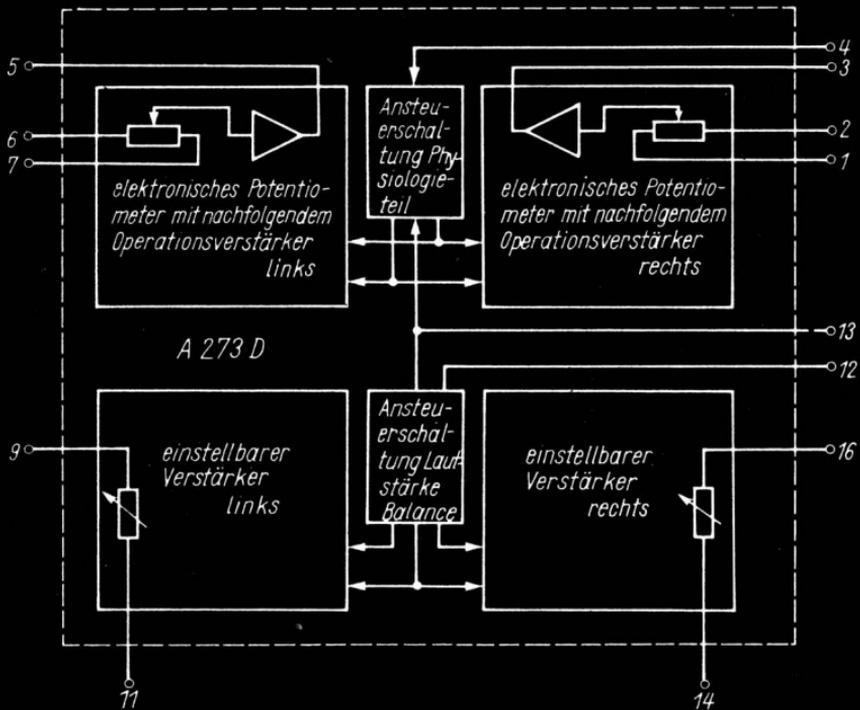
Zeitkonstante

(5 ... 9) s

Typ	R_{20} in Ω	Schaltgrenztemperatur in °C	
		$R_{max} = 500 \Omega$	$R_{min} = 900 \Omega$
TMP 90	60	80	90
TMP 100	60	90	100
TMP 110	60	105	110
TMP 115	60	110	115
TMP 120	60	115	120
TMP 130	60	120	130
TMP 170	60	160	170

Hersteller: Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf

Grundsaltungen inte



DRUCKSACHE



**Militärverlag der
Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin**

Abt. Technische Amateurliteratur

1055 BERLIN

Storkower Straße 158

Absender

Alter: _____ Beruf: _____

Wünsche und Vorschläge