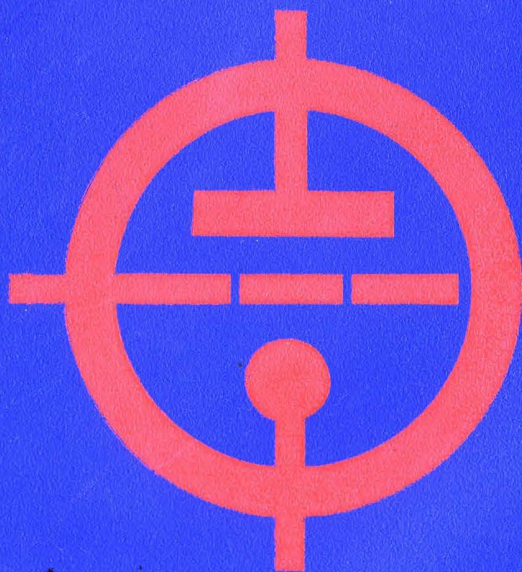


**ELEKTRONISCHES  
JAHRBUCH 1975**



Herausgeber : Ing. Karl-Heinz Schubert  
DM 2 AXE

# **Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1975**



Militärverlag  
der Deutschen Demokratischen Republik

1.-35. Tausend

Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) - Berlin, 1974

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3535

Lektor: Freg.-Kpt. Dipl.-Päd. Werner Krüger

Illustrationen: Hans-Joachim Purwin, Harri Förster

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos, Zentralbild, Militärbilddienst

Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Hannelore Lorenz

Korrektor: Gertraut Purfürst

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Offizin Andersen Nexö,

Graphischer Großbetrieb, Leipzig III/18/38-5

Redaktionsluß: 1. 2. 1974

Bestellnummer: 745 570 7

EVP 7,80

## Inhaltsverzeichnis

<i>Lucie Sturzbecher</i> <i>Ministerium für Elektrotechnik und Elektronik</i> RGW-Länder schaffen gemeinsam Voraussetzungen für ein reichhaltiges Warenangebot .....	11
<i>Ing. Heinz Fuhrmann</i> Sozialistische ökonomische Integration in der Elektronik .....	15
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i> Die Elektronik-Fachzeitschriften im RGW-Bereich .....	22
<i>Marschall der Nachrichtentruppen I. T. Peressypkin</i> Die Nachrichtentruppen der Sowjetarmee im Großen Vaterländischen Krieg .....	28
<i>Ing. W. Kulikow</i> Die elektromagnetische Verträglichkeit elektronischer Geräte ..	37

### Wissenswertes über moderne Technik

<i>Dr.-Ing. Hans-Joachim Fischer</i> Was gibt es Neues in der Kraftfahrzeugelektronik? .....	46
<i>Dipl.-Math. Claus Goedecke</i> Datenfernverarbeitungssysteme .....	55
<i>Nach Pressematerialien redaktionell zusammengestellt</i> Der Empfang von Wettersatellitenbildern .....	64
<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Fernsehtuner mit Programmtasten .....	72
<i>Dipl.-Phys. Wolfgang Schlesok</i> Die Basis der elektrischen Meßtechnik .....	78
<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Neue Rundfunkempfänger aus dem RGW-Bereich .....	93

## Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Ing. W. Konjajew</i>	
Leuchtdioden und ihre Anwendung .....	107
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Integrierte Schaltkreise aus der UdSSR .....	117
<i>Joachim Lesche</i>	
Wissenswertes über Kondensatoren .....	127

## Moderne Technik für den Funkamateurl

<i>Hans-Jürgen Reinhold – DM 2 ANI</i>	
Ein Fuchsjagdsender für das 80-m-Band .....	144
<i>Siegmar Henschel – DM 2 BQN</i>	
Ein leistungsfähiger Fuchsjagdeempfänger für das 80-m-Band ...	151
<i>Dr. Walter Rohländer – DM 2 BOH</i>	
Optimal-Transistor-VFO (HFO) .....	160
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Universalmeßgerät Dip-Meter mit Halbleiterbestückung .....	171
<i>L. Rud – RB 5 LCE</i>	
Transistorisierter Konverter für 144 MHz .....	184
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Funkamateurschaltungen aus Bruderzeitschriften .....	189
<i>Bernhard Linnecke – DM 2 CKG</i>	
Zwei Antennen für den Amateurfunk .....	201
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Der Direktmischempfänger für den KW-Empfang .....	207

## Bauanleitungen für den Elektroniker

<i>Winfried Domesle</i>	
NF-Komplementärverstärker .....	219
<i>Martin Richard</i>	
Stereo-Verstärker für 2 × 40 W Musikleistung .....	225
<i>Siegmar Rasche</i>	
Elektronischer Kurzzeitwecker .....	233

<i>Vacláv Pochtiol, Ladislav Lapiš</i>	
Synchrodetektor für den FM-Superhet .....	241
<i>Dipl.-Ing. Klaus Kühner</i>	
Thyristorsteller für große Leistung .....	246
<i>Harro Kühne</i>	
Elektronisch gesteuerte Aufladung von Akkumulatoren .....	252
<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Quarzuhr mit digitaler Zeitanzeige .....	258
<i>Walter Koch</i>	
Schwingfrequenzprüfung bei MOSFETs .....	278

### **Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen**

<i>Dipl.-Ing. Bernd Petermann – DM 2 BTO</i>	
Funkamateure plaudern über DX-Arbeit .....	280
<i>Ing. Hans-Uwe Fortier – DM 2 COO</i>	
DX-Arbeit auf den UKW-Amateurfunkbändern .....	283
<i>Oberstleutnant Ing. Siegfried Batschick</i>	
Aus dem Leben in der Nachrichtentruppe .....	285
<i>Fregattenkapitän Werner Krüger</i>	
MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee .....	287
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (IX) .....	295
<i>Hans-Werner Tzschichhold</i>	
Neues von Huggy, dem Elektronenraben .....	300

### **Tabellenanhang**

Nomogramme für den Funkpraktiker .....	304
Formeln für den Funkpraktiker .....	311
Halbleiterbauelemente aus der VR Bulgarien .....	316





# 1975

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



*Lucie Sturzbecher  
Ministerium für Elektrotechnik  
und Elektronik*

## **RGW-Länder schaffen gemeinsam Voraussetzungen für ein reichhaltiges Warenangebot**

Farbfernsehgeräte, Transistorenradios und elektrische Haushaltgeräte aus der UdSSR, Elektroherde, Fruchtsaftzentrifugen und Tischbügelmaschinen aus der Volksrepublik Bulgarien, Plattenspieler, Magnetbandgeräte und Batterien aus der VR Polen, Magnetbandgeräte aus der CSSR, Fernsehempfänger, Magnetbandgeräte und elektrische Heißwasserspeicher aus der Ungarischen Volksrepublik – diese Erzeugnisse sind in der DDR gut bekannt. Sie gehören zum Angebot an elektrischen und elektronischen Konsumgütern in unserer Republik. Andererseits bereichern Konsumgüter des Industriebereiches Elektrotechnik und Elektronik der DDR das Sortiment in unseren sozialistischen Bruderländern.

Das sind einige Ergebnisse der sich planmäßig entwickelnden Zusammenarbeit der sozialistischen Staaten bei der Herstellung von elektrischen Konsumgütern. Die Bruderländer intensivieren die Beziehungen auf diesem Gebiet systematisch auf der Basis des RGW-Komplexprogramms. Das entspricht ganz dem gemeinsamen Anliegen, das materielle und kulturelle Lebensniveau der Werktätigen zu erhöhen. Die Parteiführung der SED und die Regierung der DDR faßten mehrere Beschlüsse zur Entwicklung der Konsumgüterproduktion. Dabei nimmt die sozialistische ökonomische Integration eine bedeutende Rolle ein.

Zur Weiterentwicklung und Vertiefung der Zusammenarbeit sind bereits Vereinbarungen getroffen worden, so die Festlegung der 13. Paritätischen Regierungskommission DDR/UdSSR über die gemeinsame Entwicklung und Kooperation der Produktion elektronischer Konsumgüter. Dazu gehören auch die bestätigten Arbeitspläne und Vereinbarungen der wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit mit der UdSSR und den anderen sozialistischen Staaten. Weitere Abkommen und Vereinbarungen über die Forschungs- und Produktionskooperation werden vorbereitet.

Die Zusammenarbeit sieht insbesondere vor, gemeinsam Betriebe zu rekonstruieren und zu rationalisieren, um das Produktionsvolumen

zu erhöhen und auf der Basis langfristiger Abkommen und Vereinbarungen stabile Exportlinien aufzubauen; gemeinsam planmäßige Forschung und Entwicklung zu betreiben, wissenschaftlich-technische Ergebnisse effektiv zu nutzen und technische Grundlösungen zu übernehmen.

Den Partnern geht es darum, ein hohes Tempo der Entwicklung und Produktion zu gewährleisten und schrittweise dauerhafte Lösungen zu schaffen. Es ist ihr Ziel, die Bevölkerung bedarfsgerecht mit elektrischen und elektronischen Konsumgütern zu versorgen, die zur Erleichterung und Rationalisierung der Hausarbeit, der Raum- und Körperhygiene, der Unterhaltung, Bildung und Wissensvermittlung sowie der Freizeitgestaltung dienen. Gleichzeitig stehen die Versorgung mit Ersatzteilen und ein umfangreicher Service auf dem Programm gemeinsamer Bemühungen. Besonders eng sind die Beziehungen zur Sowjetunion. So wurden von den Partnerministerien der DDR und der UdSSR bereits Pläne zur Vertiefung der Arbeitsteilung ausgearbeitet. Sie dienen der Erhöhung der Arbeitsproduktivität, der Steigerung der Produktion und der Verbesserung der Qualität der Erzeugnisse. Dabei kommen den Partnern, angefangen von den Ministerien bis zu den Kombinat und Betrieben, auch die Erfahrungen zugute, die bei der Zusammenarbeit auf anderen Gebieten gemacht wurden, wie z.B. bei der Schaffung des Einheitlichen Systems der Elektronischen Rechentechnik (ESER). Gemeinsames Vorgehen der beteiligten RGW-Staaten von der langfristigen Planung, der Forschung und Entwicklung, der Konstruktion und Projektierung bis zur Produktion und zum Export/Import führten hier zum Erfolg.

Nach bestätigten Arbeitsplänen der wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit wirken das Ministerium für Elektrotechnik und Elektronik der DDR und das Ministerium für Elektronische Industrie der UdSSR bei der Herstellung von elektrischen Konsumgütern zusammen. Auf der Leipziger Herbstmesse 1973 unterzeichneten die DDR und die UdSSR einen Vertrag über den Export von Konsumartikeln aus der sowjetischen Elektroindustrie im Werte von etwa 1,9 Mio Rubel. Es sind Waren aus dem abgestimmten Produktionsprogramm. Die Arbeitsteilung zwischen beiden Ländern ermöglicht u. a., das Sortiment an leistungsfähigen, form schönen Rundfunk- und Kofferempfängern, Kassetten- und Fernsehgeräten wesentlich zu bereichern, wobei neue Gebrauchseigenschaften wie Sensor-Technik, Ultraschallfernbedienung und automatischer Suchlauf schnell in die Praxis eingeführt werden.

Auch in der Konsumgüterindustrie zählt sich die Nutzung sowjetischer Erfahrungen auf dem Gebiet der sozialistischen Wirtschaftsführung aus. Das im sowjetischen Fernsehgerätewerk Lwow eingeführte automatisierte System der Leitung und Planung wurde seiner

Vorteile wegen auch vom Partnerbetrieb in Staßfurt übernommen. Die zusätzliche industrielle Warenproduktion aus der Einführung des Systems *Lwow* betrug in Staßfurt im Jahre 1972 etwa 9,8 Mio M. 1973 werden es 17 Mio M und 1974 etwa 25 Mio M sein.

Viele neue Impulse für die effektivere Gemeinschaftsarbeit der Bruderländer zur Erzeugung von elektrotechnischen Konsumgütern vermittelte die 14. Tagung der Paritätischen Regierungskommission für ökonomische und wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit zwischen der DDR und der UdSSR. Noch während der Tagung schlossen die DDR und die UdSSR ein Abkommen zur Herstellung galvanischer Elemente in der UdSSR ab. Die dafür erforderlichen Ausrüstungen liefert die DDR. Die nach dem sowjetischen Verfahren hergestellten galvanischen Elemente zeichnen sich durch einen 2- bis 2,5fach höheren Gebrauchswert gegenüber den bisher üblichen aus. Außerdem wurde auf dieser Tagung vereinbart, durch Zusammenarbeit der Rundfunkindustrie beider Länder in den nächsten 2 bis 3 Jahren eine Serie erstklassiger Transistorengeräte zu entwickeln. Inzwischen wurden von den Partnerministerien alle auf der Leipziger Herbstmesse 1973 geäußerten guten Gedanken in konkrete Maßnahmen umgesetzt. Dazu gehören neben der wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit der Austausch von Dokumentationen, gemeinsame Standardisierungsvorhaben und Vorschläge zur Bauteilkooperation mit dem Ziel, die schönsten und besten Konsumgüter kostengünstig herzustellen und zwischen beiden Ländern auszutauschen.

Auch die DDR und die Volksrepublik Polen arbeiten bei der Herstellung technischer Konsumgüter auf der Grundlage eines Komplexprogramms zusammen. Es wurde auf der 12. Tagung des Wirtschaftsausschusses DDR/VR Polen angenommen und gilt für die Jahre 1973 bis 1975.

Davon ausgehend legten beide Seiten die Schwerpunktkomplexe für die Arbeitsteilung und die Kooperation auf wissenschaftlich-technischem Gebiet fest und einigten sich über den Warenaustausch. Für zahlreiche Erzeugnisse ist der Abschluß eines Spezialisierungsvertrages vereinbart worden. Die Volksrepublik Polen soll zur Bedarfsdeckung der DDR u.a. bei Plattenspielern, Rundfunk- und Magnetbandgeräten beitragen. Die DDR ihrerseits liefert an die VR Polen z.B. elektrische Haushaltgeräte. Bei weiteren Erzeugnissen wird die Spezialisierung geprüft.

Einen immer größeren Umfang nimmt die Zusammenarbeit der DDR mit der ČSSR und der Ungarischen Volksrepublik an. Ohne größeren Investitionsaufwand können mit diesen Ländern weitere Spezialisierungs- und Kooperationsmöglichkeiten genutzt werden. Diesem Ziel diente auch die Anfang Oktober 1973 in Budapest durch-

geführte Konsumgüterausstellung, an der die elektrotechnische und elektronische Industrie der DDR und der UVR beteiligt waren.

Aus der sozialistischen ökonomischen Integration ziehen alle Beteiligten großen Nutzen. Bei der Konsumgüterproduktion ist er besonders augenfällig, da die Auswirkungen für jedermann am Warenangebot sichtbar sind. Die Zusammenarbeit erschließt den Partnern Möglichkeiten, den Umfang des Sortiments elektrischer und elektronischer Konsumgüter über die eigenen Ressourcen hinaus zu erweitern.

Ständig müssen neue Erzeugnisse entwickelt, projiziert und produziert werden, weil neue Bedürfnisse entstehen, weil ältere Erzeugnisse den Ansprüchen nicht mehr gerecht werden. Das kulturelle und materielle Lebensniveau der Werktätigen steigt systematisch. Damit wächst auch die Nachfrage nach hochwertigen elektrischen und elektronischen Geräten. Bei dieser Entwicklung ist die Produktion einem Strukturwandel unterworfen, dem auch bei der sozialistischen ökonomischen Integration Rechnung getragen wird.

**Tabelle Produktion von langlebigen Konsumgütern in RGW-Ländern in 1000 Stück**

	Fernsehgeräte		Magnetbandgeräte		Rundfunkempfänger	
	1960	1972	1960	1972	1960	1972
VRB	0,4	102	—	2,3	157	141
UVR	139,0	350	18,5	38,3	212	193
DDR	416,0	430	83,8	48,5	810	1041
VRP	171,0	730	6,7	372,0	627	981
SRR	—	324	—	—	167	527
UdSSR	1726,0	5968	128,0	1636,0	4165	8842
ČSSR	263,0	268	19,3	236,0	270	249

## **Sozialistische ökonomische Integration in der Elektronik**

*Ing. Heinz Fuhrmann*

Vor 25 Jahren ist der Rat für Gegenseitige Wirtschaftshilfe – RGW – zwischen den sozialistischen Ländern gebildet worden. Aus den ersten Anfängen eines koordinierten Warenaustausches heraus hat sich die dynamischste Wirtschaftsregion unserer Erde entwickelt. Die Industrieproduktion der RGW-Länder hat sich in diesem Zeitraum auf mehr als das 12fache erhöht, während in derselben Zeit die Industrieproduktion der entwickelten kapitalistischen Länder noch nicht einmal auf das 4fache gestiegen ist. Dabei haben die Länder des RGW, insbesondere die UdSSR, die schweren Zerstörungen des zweiten Weltkriegs überwinden und in der Folgezeit viele imperialistische Störversuche abwehren müssen. Das gilt auch für die DDR, die schon wenige Monate nach ihrer Gründung als gleichberechtigtes Mitglied im Jahre 1950 in den RGW aufgenommen worden ist.

Aus dem einfachen Warenaustausch lebenswichtiger Güter in den ersten Jahren entwickelte sich die planmäßige Spezialisierung und Kooperation zwischen den Mitgliedsländern, aus ersten Dokumentationsübergaben die langfristige Forschungsk Kooperation nach abgestimmten Programmen innerhalb des RGW. Von besonderer Bedeutung für alle Länder des RGW ist dabei die sich ständig vertiefende zweiseitige Zusammenarbeit, besonders mit der UdSSR.

Im Juli 1971 wurde das Komplexprogramm für die weitere Vertiefung und Vervollkommnung der Zusammenarbeit und Entwicklung der sozialistischen ökonomischen Integration auf der XXV. Tagung des RGW angenommen. Es ist der Generalplan für die gemeinsame ökonomische und wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit der Mitgliedsländer für einige Fünfjahrpläne.

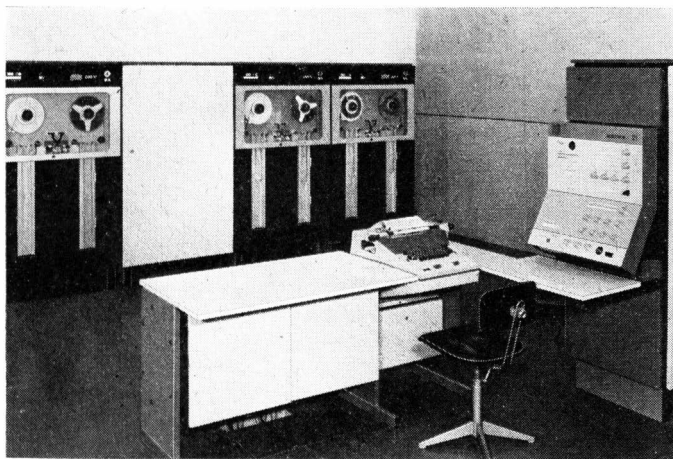
Die sozialistische ökonomische Integration ist ein von den kommunistischen und Arbeiterparteien und den Regierungen der RGW-Länder bewußt und planmäßig gestalteter Prozeß der internationalen sozialistischen Arbeitsteilung und der Herausbildung einer modernen, hocheffektiven Struktur der nationalen Wirtschaften.

Die Zusammenarbeit im RGW beruht von Anfang an auf den Prin-

zipien der vollen Gleichberechtigung der Partner, der Achtung der nationalen Interessen, der gegenseitigen kameradschaftlichen Hilfe und der Mitverantwortung jedes einzelnen Landes für die gemeinsame sozialistische Sache.

Die sozialistische ökonomische Integration unterscheidet sich damit grundlegend von der kapitalistischen Integration in ihren Zielen, Formen und Methoden, ihren sozialen und politischen Folgen. Die kapitalistische Integration führt, ausgehend von den Monopolinteressen, unweigerlich zur Unterordnung der schwächeren unter die stärkeren Partner und letztlich zur Unterhöhlung der ökonomischen Grundlagen für die staatliche Souveränität der schwächeren Teilnehmerländer.

In den letzten Jahren hat die Zusammenarbeit zwischen den Ländern des RGW auf dem Gebiet der Elektronik an Bedeutung gewonnen. Das drückt sich sowohl in dem ständig steigenden Warenaustausch auf diesem Gebiet als auch in der sich vertiefenden wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit und in der langfristigen gemeinsamen Planung ganzer Komplexe aus. Ein wichtiges Ergebnis dieser Arbeit ist zum Beispiel das Zusammenwirken auf dem Gebiet der Rechentechnik. Es ist in kurzer Zeit gelungen, eine Familie von Rechnern der 3. Generation einschließlich der peripheren Geräte zu



*Bild 1 Das Elektronische Datenverarbeitungssystem ROBOTRON 21 der 3. Rechengeneration stimmt mit den geräte- und anwendungstechnischen Eigenschaften des einheitlichen Systems der elektronischen Rechentechnik (ESER) der sozialistischen Länder voll überein*



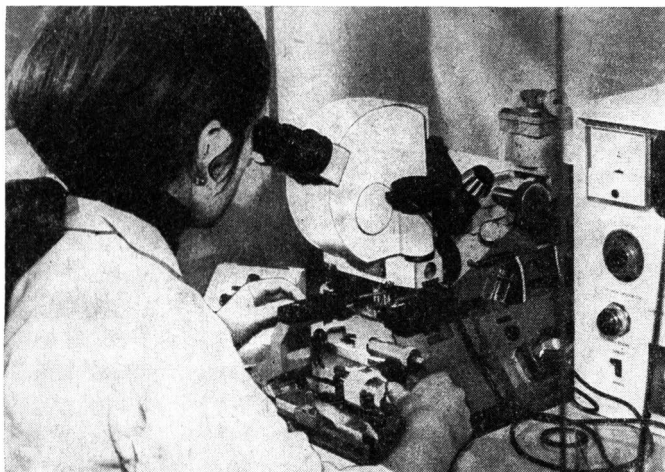


*Bild 2 Die hauchdünnen Drahtverbindungen zwischen dem Chip des MOS-Schaltkreises und den einzelnen Anschlüssen werden im Kombinat VEB Funkwerk Erfurt mit dem Ultraschall-Bonder hergestellt*

schaffen. Besonders hervorzuheben ist, daß für alle einzelnen Bestandteile des Systems ESER eine einheitliche Basiskonstruktion und einheitliche Bauelemente verwendet werden. Nach gleichen oder ähnlichen Prinzipien ist die Zusammenarbeit inzwischen auf vielen anderen Gebieten organisiert.

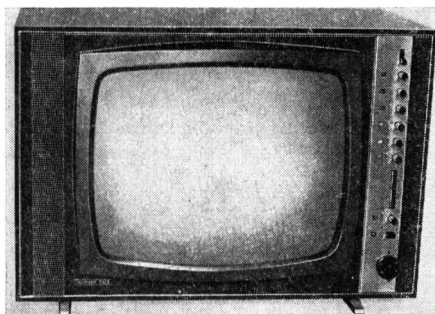
In den Sektionen des RGW arbeiten viele Spezialisten aus Betrieben und Einrichtungen der DDR an der perspektivischen Gestaltung der einzelnen Komplexe der Elektronik mit. Zum Beispiel wird durch die Spezialisten der Bauelementeindustrie der RGW-Länder ein einheitliches Bauelementesortiment entwickelt, das den zukünftigen Erfordernissen der Geräteindustrie entspricht. Sie lösen dabei solche komplizierten Aufgaben wie die Ausarbeitung einheitlicher Standards und bestimmen die Grundrichtungen der weiteren Spezialisierung und Arbeitsteilung von Entwicklungsbeginn an.

Die Spezialisten der sozialistischen Länder können sich auf eine entwickelte elektronische Industrie in allen Ländern des RGW stützen und davon ausgehen, daß durch jedes einzelne Mitgliedsland ein entscheidender Beitrag zur schnellen Entwicklung der Elektronik gesichert werden kann.



*Bild 3 Mittels optischer und elektrischer Kontrollen werden im TESLA-Halbleiterwerk Roznov (CSSR) die Transistoren vor dem Trennen der Siliziumscheiben überprüft*

Am Beispiel der Bauelementebereitstellung für die elektronische Industrie der DDR wird dafür bereits heute der Beweis angetreten. Bei vielen Erzeugnissen sind die Produktion und selbstverständlich auch die Entwicklung in der DDR eingestellt und der Bezug dieser Bauelemente durch langfristige Verträge mit Ländern des RGW vereinbart worden. Das gilt zum Beispiel für Si-Leistungstransistoren, Höchsthfrequenztransistoren, Leistungsthyristoren, Typen von inte-

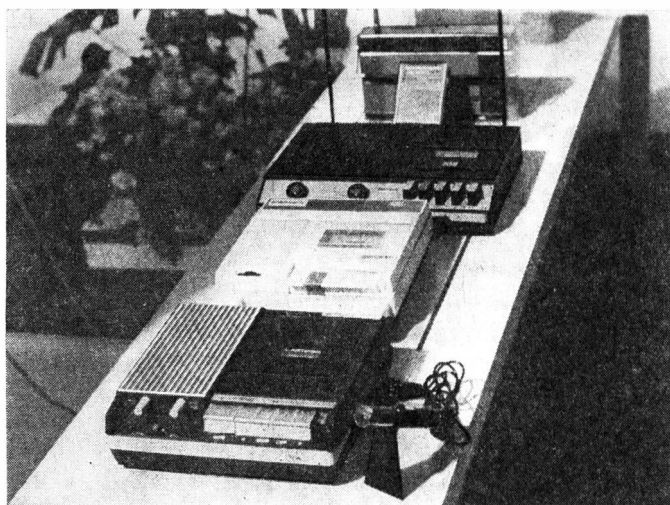


*Bild 4 Für den Binnenmarkt der DDR werden auch in der UdSSR Farbfernsehgeräte produziert. Das Bild zeigt den sowjetischen Farbfernsehempfänger Rubin 707, der in dieser Weiterentwicklung weitgehend transistorisiert ist*

grierten Schaltkreisen, Typen von Kondensatoren und Widerständen. Andererseits liefert die Bauelementeindustrie der DDR ausgewählte Erzeugnisse ihrer Produktion in die Länder des RGW und hat ihre Versorgung mit diesen Bauelementen vollständig oder teilweise übernommen.

Eine bedeutende Erweiterung zwischen den einzelnen Ländern hat in den letzten Jahren die direkte zweiseitige Zusammenarbeit erfahren. Partnerschaftsbeziehungen zwischen Betrieben und Einrichtungen der DDR, insbesondere mit gleichartigen Einrichtungen in der UdSSR, haben zur gemeinsamen und arbeitsteiligen Entwicklung von Technologien, Werkstoffen, Erzeugnissen und Rationalisierungsmitteln geführt. Besonderer Wert wird nach dem XXIV. Parteitag der KPdSU und dem VIII. Parteitag der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands sowie den Parteitagen der Bruderparteien auf die gemeinsame Entwicklung elektronischer Konsumgüter einschließlich der dazu notwendigen elektronischen Bauelemente gelegt.

Mit vollem Recht kann man bereits heute sagen, daß durch die sozialistische Arbeitsteilung ein wesentlicher Beitrag zur Erhöhung



*Bild 5 Reichhaltig ist das Angebot an Geräten der Konsumgüterelektronik aus den sozialistischen Ländern, die in den Fachgeschäften der DDR angeboten werden. Das Bild zeigt (v. o. n. u.): den MW-Taschensuper Cora (SR Rumänien), die Kassettenbandgeräte MK 23 und MK 25 (Ungarische VR) und das Kassettenbandgerät MK 125 (VR Polen)*



*Bild 6 Enge Wissenschafts- und Produktionskooperation mit der UdSSR und den anderen sozialistischen Ländern sind der Hauptfaktor für die weitere progressive Entwicklung der DDR-Industrie. Das Bild zeigt das RGW-Gebäude in Moskau, dessen nachrichtentechnische Anlagen vom Industriezweig RFT-Nachrichten- und Meßelektronik der DDR projiziert, geliefert und montiert wurden*

*Fotos: RFT-Pressedienst (2), Karl-Heinz Schubert (4), ROBOTRON-Pressedienst, TESLA-Pressedienst.*

der Effektivität der Entwicklung der Produktion der elektronischen Industrie in jedem einzelnen sozialistischen Land geleistet worden ist.

Neben den vielen ausgezeichneten wissenschaftlich-technischen und ökonomischen Erfolgen ist als weiteres Ergebnis durch die direkte Zusammenarbeit eine Festigung und Vertiefung der Freundschaft zwischen unseren Völkern erreicht worden. Die unzähligen Begeg-

nungen zwischen Arbeitern, Wissenschaftlern und Ingenieuren unserer Länder bei der Lösung gemeinsamer Aufgaben haben viel dazu beigetragen. Gleichzeitig ist bei dieser gemeinsamen Arbeit das Bewußtsein über die Kraft und die Möglichkeiten unserer sozialistischen Staatengemeinschaft entscheidend gewachsen.

Welche Aufgaben hat die elektronische Industrie der sozialistischen Staaten in den kommenden Jahren zu lösen?

Besondere Bedeutung wird die gemeinsame langfristige Planungsarbeit erlangen, die von der Koordinierung der Forschungsarbeit bis zur Investitionsdurchführung reichen wird. Beispiele dafür gibt es bereits in der chemischen Industrie, in der Leichtindustrie und in anderen Bereichen. Sie dient dem Ziel, die vollständige Bedarfsdeckung nach qualitativen und quantitativen Gesichtspunkten bei elektronischen Bauelementen und Geräten in unseren Ländern zu gewährleisten. Selbstverständlich wird bei diesen Arbeiten von den neuesten wissenschaftlichen Ergebnissen ausgegangen, wie sie sich beispielsweise aus der Mikroelektronik ergeben.

Wichtig ist weiterhin die gemeinsame Arbeit zur Rationalisierung der Fertigung elektronischer Bauelemente und Geräte. Dazu gehört die künftige Entwicklung neuer Technologien ebenso wie die arbeitsteilige Entwicklung und Fertigung der dazugehörigen Ausrüstungen als wesentliche Mittel zur Kostensenkung.

Aus diesen Zielen erwachsen unseren Industriezweigen der Elektronik verantwortungsvolle Aufgaben bei der wissenschaftlich-technischen und ökonomischen Zusammenarbeit. Bedeutungsvoll ist es aber auch, unseren Arbeitern, Wissenschaftlern und Ingenieuren Informationen in ausreichender Menge aus unseren sozialistischen Bruderländern zur Verfügung zu stellen.

Auch hier sollten neue Formen der Zusammenarbeit zwischen der Industrie und der Fachpresse gesucht werden.

Es läßt sich abschließend feststellen, die sozialistische ökonomische Integration, auch auf dem Gebiet der Elektronik, ist zu einem entscheidenden Faktor der weiteren Entwicklung unserer sozialistischen Staaten geworden.

Unter der Führung der kommunistischen und Arbeiterparteien der sozialistischen Länder ist die sozialistische ökonomische Integration der Weg zum weiteren Zusammenschluß und der Entwicklung der sozialistischen Staatengemeinschaft als der entscheidenden anti-imperialistischen Kraft, als Bollwerk des Friedens und des sozialen Fortschritts.

Für die Informationsgewinnung haben Fachzeitschriften eine große Bedeutung. Und Informationen benötigen auch Funkamateure und Elektronikamateure, um sich in der praktischen Arbeit weiterentwickeln zu können. Es sollen deshalb in diesem Beitrag die Elektronik-Fachzeitschriften aus dem RGW-Bereich vorgestellt werden, die für die Praxis dieses Leserkreises von Interesse sind. Kurz erwähnt nur werden spezielle Fachzeitschriften bzw. wissenschaftliche Zeitschriften, die für die praktische Bautätigkeit der Funk- und der Elektronikamateure von untergeordneter Bedeutung sind. Aus dem gleichen Grund werden Firmenzeitschriften nicht berücksichtigt.

Nun könnte man allerdings die Frage stellen, ob ohne Sprachkenntnisse überhaupt ein Auswerten dieser Fachzeitschriften möglich ist. Aus meiner jahrelangen Praxis heraus möchte ich diese Frage bejahen. Allerdings muß man Schaltungen »lesen« können, also theoretische und praktische Kenntnisse auf den Gebieten der Elektronik besitzen. In einer veröffentlichten Schaltung stecken derart viele Informationen, daß man sie auch in den meisten Fällen verwenden kann, ohne den dazugehörenden Text zu verstehen. Auch Berechnungen und Datenangaben lassen sich aus dem fremdsprachigen Text »herauslesen«. In Zweifelsfällen hilft ein gutes technisches Wörterbuch.

Die hier aufgeführten Elektronik-Fachzeitschriften haben einen umfangreichen technischen Teil, der zahlreiche praktische Bauanleitungen enthält. Für die Information und die Wissenserweiterung sind sie somit sehr ergiebige Quellen, die der ernsthafte Funk- bzw. Elektronikamateur nutzen sollte. Die Zusammenarbeit der Redaktionen ist gut. Mit den höher werdenden Anforderungen der sozialistischen ökonomischen Integration wird sich diese Zusammenarbeit weiterentwickeln. Bei internationalen Wettkämpfen im Nachrichtensport und bei Fachausstellungen treffen sich die Redakteure der Bruderzeitschriften und tauschen Erfahrungen aus. Einige Zeitschriften referieren in Kurzform den Inhalt der anderen. So bringt



unsere Zeitschrift FUNKAMATEUR regelmäßig die Inhaltsangaben der Zeitschriften »Radio«, »Amaterske Radio«, »Radioamator« und »Radiotechnika«. In zunehmendem Maße werden von einzelnen Redaktionen für die anderen Beiträge organisiert, so daß über die Tätigkeit der Nachrichtensportler und Funkamateure und die Weiterentwicklung der Elektronikindustrie der Bruderländer berichtet werden kann.

#### UdSSR: »Radio«

Unter den in den RGW-Ländern erscheinenden Elektronik-Fachzeitschriften ist die sowjetische Zeitschrift »Radio« die älteste und auf-

lagenstärkste Zeitschrift. Sie wurde 1924 gegründet und erscheint gegenwärtig mit einer monatlichen Auflage von 800 000 Exemplaren. Herausgegeben wird die Zeitschrift »Radio« im Verlag der DOSAAF, der Bruderorganisation unserer Gesellschaft für Sport und Technik. Das Format ist 207 mm × 258 mm. Sie hat 64 Seiten Inhalt, 4 Seiten Umschlag und 4 Seiten Beilage, jeweils mit 4-Farben-Druck. Die monatlich erscheinende Ausgabe kostet 40 Kopeken. Für einen Bezug durch die Deutsche Post gilt die Index-Nummer 70772.

Die Zeitschrift »Radio« hat einen sehr informativen Berichtsteil (18 bis 20 Seiten) mit Beiträgen aus dem Funksport der DOSAAF, aus dem Militärwesen und aus Wissenschaft und Industrie. Der größere Teil der Zeitschrift enthält technische Beiträge, dabei vor allem praktische Bauanleitungen für Funk- und für Elektronikamateure. Besondere Aufmerksamkeit schenkt man dem Nachwuchs, für den u.a. interessante Beitragsserien erscheinen. Ständige Rubriken sind vorbehalten dem Vorstellen von neuen Bauelementen der UdSSR-Industrie und von neuen Schaltungen aus ausländischen Fachzeitschriften. Auf den Konsultationsseiten werden Fragen der Leser beantwortet.

In der UdSSR erscheint außerdem die wissenschaftliche Zeitschrift »Radiotechnik«, die vor allem theoretische Beiträge aus allen Gebieten der Nachrichtenelektronik veröffentlicht.

#### *VR Bulgarien: »Radio – Fernsehen – Elektronik«*

Diese bulgarische Fachzeitschrift erscheint 1975 im 24. Jahrgang. Sie wird herausgegeben vom Dimitroff'schen Kommunistischen Jugendverband, gemeinsam mit dem Informationsministerium. Die monatliche Ausgabe zum Preis von 0,30 Lewa besteht aus 32 Seiten Inhalt, 4 Seiten Umschlag und 4 Seiten Beilage. Das Format der Zeitschrift ist 202 mm × 272 mm. Für den Bezug der Zeitschrift durch die Deutsche Post gilt die Index-Nummer 20820.

Im Inhalt der Zeitschrift sind etwa 4 Seiten allgemeininteressierenden Beiträgen vorbehalten, die restlichen Seiten enthalten technische Beiträge aus allen Gebieten der Elektronik. Wer die russische Sprache beherrscht, kann auch diese Zeitschrift gut auswerten. Ständige Serien befassen sich mit der Fernsehreparatur, mit Industrieschaltungen und mit interessanten Schaltungen.

#### *ČSSR: »Amaterske Radio«*

Beliebt ist in der ČSSR die Fachzeitschrift »Amaterske Radio«, die alle Gebiete der Radiotechnik und des Amateurfunks behandelt. Herausgegeben wird die Zeitschrift im Auftrag des SVAZARM (Bru-



derorganisation der GST) durch den Verlag MAGNET. Die monatlich erscheinende Ausgabe kostet 5,- Kronen. Der Umfang besteht aus 40 Seiten Inhalt und 4 Seiten Umschlag. Das Format der Zeitschrift ist 207 mm × 296 mm. 1975 erscheint der 24. Jahrgang. Für den Bezug durch die Deutsche Post gilt die Index-Nummer 45115.

Der Organisationsteil umfaßt etwa 10 Textseiten und 3 Bildseiten. Im übrigen Teil findet man technische Beiträge, wobei praktische Bauanleitungen überwiegen. Sehr gute Serienbeiträge hat die Redaktion seit einigen Jahren für die Anfänger organisiert. Außerdem führt sie in Zusammenarbeit mit der Industrievereinigung TESLA Amateurkonstrukteur-Wettbewerbe durch, die besten Konstruktionen erscheinen dann in der Zeitschrift. Seit einigen Jahren wird auf den 4 Mittelseiten eine Transistortabelle veröffentlicht, in der alle bekannten Transistoren enthalten sind. Interessante baupraktische Beiträge erscheinen für Funkamateure, so u. a. die Serie »Schule des Funkamateurs«. Alle in Bauanleitungen veröffentlichten Leiterplatten werden in einem Radioklub des SVAZARM produziert und sind in Fachgeschäften erhältlich.

In der ČSSR erscheinen außerdem die Zeitschriften »Sdelovaci Technika« und »Slaboproudy Obzor«. Die erstgenannte Zeitschrift veröffentlicht theoretische und praktische Beiträge aus der Nachrichtenelektronik, vor allem im Hinblick auf die Orientierung und auf die Qualifizierung der Fachkader der Industrievereinigung TESLA. Die Zeitschrift »Slaboproudy Obzor« ist eine wissenschaftliche Zeitschrift zur Publizierung vor allem theoretischer Beiträge.

#### *DDR: »FUNKAMATEUR«*

Die Zeitschrift »FUNKAMATEUR« wird herausgegeben vom Zentralvorstand der Gesellschaft für Sport und Technik, sie erscheint monatlich im Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik zum Preis von 1,30 M. Der Umfang einer Ausgabe ist 48 Seiten Inhalt, 4 Seiten Umschlag und 4 Seiten Beilage. Das Format ist 205 mm mal 290 mm. Die Index-Nummer der Zeitschrift ist 31747.

Die Zeitschrift »FUNKAMATEUR« berichtet über das Leben im Nachrichtensport der GST und behandelt aktuelle Probleme der vormilitärischen und Laufbahnausbildung in der GST. Sie bringt aktuellpolitische und allgemeininteressierende Beiträge über Wissenschaft und Technik im Elektronikbereich und berichtet aus den Nachrichteneinheiten der NVA. Der umfangreiche technische Teil ist ganz auf die Baupraxis der Elektronik- und der Funkamateure ausgerichtet.

Ständige Serien sind »Die aktuelle Schaltung«, »Das aktuelle Nogramm«, »FA-Korrespondenten berichten«, »Mitteilungen des Radioklubs der DDR« und »In anderen Zeitschriften geblättert«. In der

Rubrik »Zeitschriftenschau« wird der Inhalt folgender Zeitschriften referiert: »Radio«, »Amaterske Radio«, »Radioamator« und »Radio-technika«.

Außerdem erscheinen in der DDR die Zeitschriften »radio – fernsehen – elektronik« und »Nachrichtentechnik«. Die wissenschaftliche Zeitschrift »Nachrichtentechnik« bringt Originalbeiträge meist theoretischer Natur aus den Gebieten der Nachrichtenelektronik.

Die Zeitschrift »radio – fernsehen – elektronik« erscheint halbmonatlich zum Preis von 2,- M je Ausgabe. Der Heftumfang ist 32 Seiten Inhalt und 4 Seiten Umschlag. Mehrere Hefte im Jahrgang enthalten eine 4seitige Beilage. Das Format ist 208 mm × 296 mm. Zum Leserkreis gehören vor allem Fachkräfte der Elektronikindustrie und des Fachhandwerks, aber auch viele Elektronik- und Funkamateure. Die Zeitschrift berichtet über Probleme aus allen Gebieten der Elektronik, sie veröffentlicht aber auch praktische Bauanleitungen. Ständige Rubriken sind »rfe-Kurzberichte«, »Für den Service«, »Halbleiterinformationen« und Serien zu den Themen »Digitale Informationsverarbeitung« und »Farbfernsehempfänger«.

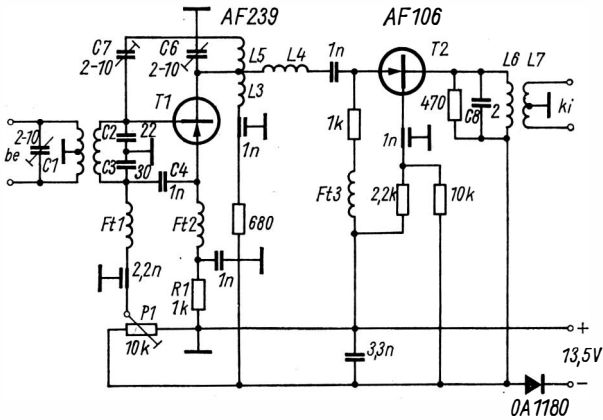
#### *VR Polen: »Radioamator i Krotkofalowiec«*

In der VR Polen erscheint für die Fachinteressenten und für die Funk- und die Elektronikamateure monatlich die Zeitschrift »Radioamator i Krotkofalowiec«. Jede Ausgabe hat einen Umfang von 24 Seiten Inhalt, 4 Seiten Umschlag und 4 Seiten Beilage. Die Ausgabe kostet 5,- Złoty, das Format ist 205 mm × 289 mm. Herausgegeben wird die Zeitschrift von einem technischen Verlag, 1975 erscheint der 25. Jahrgang. Für einen Bezug durch die Deutsche Post gilt die Index-Nummer 37504.

Diese Zeitschrift enthält Beiträge zu Neuheiten der Elektronikindustrie (3 bis 4 Seiten), technische Beiträge und Bauanleitungen (18 bis 20 Seiten) und die Mitteilungen des polnischen Kurzwellenverbandes (PZK). Die Beilage enthält meist Beschreibungen und Schaltungen von Rundfunk- bzw. Fernsehempfängern der polnischen Elektronikindustrie.

#### *Ungarische Volksrepublik: »Radiotechnika«*

Von der ungarischen Bruderorganisation der GST, der MHSZ, wird die Zeitschrift »Radiotechnika« herausgegeben, die 1975 im 25. Jahrgang erscheint. Die monatliche Ausgabe hat einen Umfang von 40 Seiten Inhalt und 4 Seiten Umschlag. Der Preis beträgt 5,- Forint je Ausgabe, das Format ist 203 mm × 276 mm. Etwa 6 Seiten sind allgemeininteressierenden Themen vorbehalten, im übrigen Teil findet



*Diese Schaltung aus der ungarischen Zeitschrift Radiotechnika (Heft 6/1973, Seite 233) stellt einen 2stufigen Fernsehantennenverstärker für Band III dar. Man beachte die Verwendung eines anderen Transistorsymbols im Stromlaufplan!*

man technische Beiträge und praktische Bauanleitungen. Für einen Bezug durch die Deutsche Post gilt die Index-Nummer 25733.

Im technischen Teil findet man ständig zwei größere Komplexe, das ist einmal die Amateurfunktechnik (etwa 8 bis 10 Seiten), zum anderen die Fernsehtechnik (etwa 6 bis 7 Seiten). In jeder Ausgabe gibt es auch feste Seiten für den Anfänger und für die Veröffentlichung von modernen Halbleiterschaltungen sowie eine Seite mit schaltungs-technischen Preisfragen.

Abweichend von den übrigen Elektronik-Fachzeitschriften im RGW-Bereich wird in der »Radiotechnika« für die Darstellung des Transistors in einer Schaltung eine andere Form des Transistorsymbols verwendet (siehe Bild).

*Marschall  
der Nachrichtentruppen  
I. T. Peressypkin*

## **Die Nachrichtentruppen der Sowjetarmee im Großen Vaterländischen Krieg**

Für erfolgreiche Gefechtshandlungen der sowjetischen Streitkräfte während des Großen Vaterländischen Krieges hatte die ununterbrochene Truppenführung große Bedeutung. Sie ist ein wichtiger Bestandteil der sowjetischen Kriegskunst.

Im vergangenen Krieg waren die Gefechtshandlungen durch schnelle Entwicklung, entschiedenen Charakter, großes Ausmaß, durch Manöver und eine vielfältige technische Ausrüstung der Truppen gekennzeichnet. Die Gefechtshandlungen wurden durch vereinte Anstrengungen aller Waffengattungen geführt, die eine exakte Organisation und das ununterbrochene Zusammenwirken erforderten. Deshalb bestand der Hauptinhalt der Arbeit der Kommandeure und Stäbe aller Stufen in einer sorgfältigen Organisation der Führung der unterstellten Truppen, in der Sicherstellung des engen Zusammenwirkens der Truppenteile und Einheiten aller Waffengattungen und in der sinnvollen Ausnutzung der verschiedenen Nachrichtenkräfte und -mittel im Interesse der Aufgaben.

Die Erfahrung des Großen Vaterländischen Krieges lehrt, daß eine zentralisierte und ununterbrochene Truppenführung bei Operationen von Anfang bis zum Ende notwendig und wichtig ist. Im Verlauf der Operationen studierten die Kommandeure und die Stäbe systematisch die Lage, verfolgten sie alle Veränderungen, präzisierten sie die Gefechtsaufgaben der unterstellten Einheiten, nahmen Umgruppierungen von Truppenteilen und Einheiten vor und richteten die Hauptanstrengungen auf die Vernichtung des Gegners. Das war nur möglich bei ununterbrochen arbeitenden Nachrichtenverbindungen, die während der Kampfhandlungen das wichtigste Mittel für die Truppenführung waren.

Eine stabile Nachrichtenverbindung unter Gefechtsbedingungen aufrechtzuerhalten war nicht leicht. Die faschistischen Truppen versuchten, die Nachrichtenverbindungen der sowjetischen Truppen zu unterbrechen. Systematisch wurden die Stäbe, die Gefechtsstände, die Reservegefechtsstände, Freileitungen und Nachrichtenknotten mit

Bomben und Artilleriefeuer belegt. Die sowjetischen Truppen taten das gleiche, um die faschistische Truppenführung zu unterbrechen. Das war eine Kampfmethode, um dem Feind eine Niederlage zu bereiten.

Die Nachrichtensoldaten der Sowjetarmee hatten es schwer, stabile Nachrichtenverbindungen aufrechtzuerhalten. Die intensiven Luftangriffe der faschistischen Truppen auf die Leitungen und die Nachrichtenknoten führten zu häufigen Unterbrechungen auf den Drahtnachrichtenverbindungen. Das sowjetische Hauptquartier legte großen Wert auf ununterbrochene Nachrichtenverbindungen und lenkte die Aufmerksamkeit aller Kommandeure und Stäbe darauf, »daß der Verlust der Nachrichtenverbindung Verlust der Führung bedeutet und der Verlust der Führung der Truppen im Gefecht unausbleiblich zur Niederlage führt«.

Das Hauptquartier und der Generalstab der Sowjetarmee schenken während des Großen Vaterländischen Krieges große Aufmerksamkeit den Fragen der Organisation und der Ausnutzung der Nachrichtenverbindungen. Sie wachten streng über den Zustand der Nachrichtenverbindungen und forderten systematisch von den Kommandeuren und Stäben den Einsatz aller Nachrichtenmittel zur Sicherstellung einer ununterbrochenen Truppenführung. Beide Organe leiteten verschiedene Maßnahmen ein, wenn es darum ging, Schwierigkeiten auf dem Gebiet des Nachrichtenwesens schnell zu überwinden. Viel wurde von den Fronten, den Armeen, den Truppenteilen und Einheiten getan, die Nachrichtenverbindungen ständig zu verbessern. Mit Hilfe der Kommandeure und der Stäbe erfüllten die Chefs der Nachrichtentruppen und die ihnen unterstellten Einheiten im Verlauf des Krieges aufopferungsvoll ihre vaterländische Pflicht, zuverlässige Nachrichtenverbindungen unter beliebigen Bedingungen sicherzustellen.

An der Spitze der Nachrichtentruppen der Fronten und in den Armeen standen erfahrene Organisatoren und hochqualifizierte Spezialisten. Viele von ihnen hatten besonders großen Anteil bei der Sicherstellung stabiler Nachrichtenverbindungen. Unter ihnen der Chef Nachrichten der 1. Belorussischen Front, Generalleutnant der Nachrichtentruppen P. J. Maksimenko, der mit seinen Truppen den ruhmreichen Weg von Stalingrad bis Berlin zurücklegte; der Chef Nachrichten der 1. Ukrainischen Front, Generaloberst der Nachrichtentruppen I. T. Bulytschew, unmittelbarer Teilnehmer an den Kämpfen um Berlin; der Chef Nachrichten der 3. Ukrainischen Front, Generaloberst der Nachrichtentruppen, der spätere Marschall der Nachrichtentruppen, A. I. Leonow; der Chef Nachrichten der 4. Ukrainischen Front, Generaloberst der Nachrichtentruppen I. F. Korolew. Sie alle führten umsichtig die unterstellten Truppen vom Anfang bis zum siegreichen Ende des Großen Vaterländischen Krieges.

In unzähligen Operationen des vergangenen Krieges erfüllten die Angehörigen der Nachrichtentruppe der Sowjetarmee, vom Kommandeur bis zum letzten Soldaten, ihre Aufgabe, Sicherstellung der Nachrichtenverbindungen unter verschiedenen Bedingungen der Gefechtslage. Dabei waren sie sich bewußt, daß eine ununterbrochene Nachrichtenverbindung, ihre Standhaftigkeit und Mobilität im Kriege nicht nur von den Organisatoren, und mögen sie noch so gut ihr Handwerk verstehen, abhängt, sondern von den unmittelbar Ausführenden, ihren Entscheidungen und Ideen, von den Offizieren, Sergeanten und Funkern, Fernschreibern, Fernsprechern und anderen Spezialisten der Nachrichtentruppe. In der täglichen Arbeit und unter komplizierten Gefechtsbedingungen halfen den Nachrichtensoldaten ständig die Mitarbeiter des staatlichen Nachrichtenwesens. Sie sahen es als ihre Pflicht an, der militärischen Führung ununterbrochene Nachrichtenverbindungen zu sichern. Zusammen mit den Nachrichtensoldaten bauten sie neue Leitungen und setzten zerstörte Leitungen wieder instand. Sie richteten auch Nachrichtenknoten ein, versahen technischen Wartungsdienst und stellten so notwendige Nachrichtenverbindungen sicher. Hier muß man anmerken, daß für den fehlerfreien Betrieb der stationären Anlagen und der technischen Nachrichtensmittel der Truppen viele Menschen die Verantwortung trugen. Diesen Gedanken soll ein Beispiel aus den Kriegsjahren unterstreichen.

Im Herbst 1942 stießen die faschistischen Truppen bis zur Wolga, in das Gebiet von Stalingrad vor. Dadurch wurden alle Drahtnachrichtenverbindungen, die den Stab der Transkaukasischen Front und die Truppen, die sich im Nordkaukasus verteidigten, mit dem Hauptquartier verbanden, unterbrochen. Dabei ging auch die Fernschreibverbindung von Moskau nach Aserbaidshan, Armenien und Grusinien verloren. Um diese Verbindungen wiederherzustellen, mußte man eine Umgehungsleitung über große Entfernungen bauen. Die Verbindung auf dieser äußerst langen Leitung und auf den Endstellen sicherten viele hundert Soldaten und Mitarbeiter des staatlichen Nachrichtenwesens. Die Stabilität dieser Verbindung hing von der Arbeit jedes einzelnen von ihnen ab. Das gleiche Bild zeigte sich auch bei vielen anderen Fernverbindungen des Generalstabes der Sowjetarmee.

Zur Sicherstellung der Nachrichtenverbindungen wurden alle Mittel eingesetzt, die sich in der Bewaffnung der sowjetischen Truppen befanden: Fernschreibgeräte, Telefone, Funkgeräte und Richtfunkgeräte, Verbindungsflugzeuge, aber auch bewegliche Nachrichtensmittel wie Kfz, gepanzerte Fahrzeuge, Krafträder und manchmal sogar Panzer. Abhängig von der Lage, der Jahreszeit und dem Gelände, in dem Gefechtshandlungen stattfanden, wurden auch nicht selten im Interesse der Truppenführung Melder zu Fuß und zu Pferde, auf Skiern, Kutter und Motorboote eingesetzt.

Oberstes Prinzip, zuverlässige Nachrichtenverbindungen in der Sowjetarmee sicherzustellen, war der komplexe Einsatz aller Funk- und Richtfunkmittel, der Drahtnachrichtennetze, beweglicher Nachrichtenmittel bis hin zu Verbindungsflugzeugen. Die Zweckmäßigkeit des Einsatzes dieser Mittel wurde von den konkreten Bedingungen der Gefechtslage, dem Charakter der Kampfhandlungen, den Anforderungen der Truppenführung und von den taktisch-technischen Eigenschaften der Mittel bestimmt. Die Stäbe der sowjetischen Truppen achteten streng darauf bei der Organisation der Nachrichtenverbindungen, so daß auch unter schwierigen Gefechtsbedingungen stabile Nachrichtenverbindungen gehalten werden konnten. Das wichtigste Nachrichtenmittel war jeweils das, das den Anforderungen der Truppenführung unter den gegebenen Umständen am besten entsprach.

Die Sowjetarmee nutzte während des Krieges für die Truppenführung in hohem Maße Drahtnachrichtenverbindungen aus. Für die Nachrichtenverbindungen vom Generalstab zu den Armeestäben wurden Fernschreibgeräte und Trägerfrequenzgeräte eingesetzt. In den Korps, Divisionen und kleineren Einheiten dominierten Fernspreverbindungen. In einzelnen Fällen wurden auch hier Fernschreibverbindungen ausgenutzt. Fernschreib- und Fernspreverbindungen bestanden vornehmlich in der Verteidigung, in den Ausgangsstellungen für den Angriff und bei Angriffshandlungen. Bei hohem Angriffstempo und bei der Verfolgung des Gegners überwogen Drahtnachrichtenverbindungen bei der Entfaltung unserer Truppen zur Überwindung von Zwischenverteidigungsstreifen des Gegners. Richtfunkverbindungen setzte die Sowjetarmee erstmals beim Überwinden des Dnepr im Herbst 1943 ein. Danach fand der Richtfunk aus verschiedenen Gründen keine allzu große Verbreitung.

In allen Führungsebenen der sowjetischen Truppen nutzte man die Funkverbindungen umfassend aus. In der Bewaffnung befanden sich zu dieser Zeit verschiedene Funkgeräte – angefangen von kleinen tragbaren KW- und UKW-Stationen, zur Sicherstellung von Funkverbindungen in der taktischen Ebene, bis hin zu 1-kW-Funkstationen (mobile) der höheren Stäbe. Am Ende des Großen Vaterländischen Krieges und während des Krieges mit Japan, als die Stäbe der Fronten weit entfernt von Moskau handelten, nutzte der Generalstab leistungsfähige Funkstationen (auf Eisenbahnwaggons) und stationäre Funkstellen aus.

Im Krieg entwickelten die sowjetischen Funkspezialisten neue Funkgeräte. Die Industrie fertigte in Großserie die prinzipiell neue UKW-Funkstation A-7 mit Frequenzmodulation. Das war die erste Funkstation in der Sowjetarmee, die zuverlässige Fernspreverbindungen innerhalb der mot-Schützen-Bataillone und in den Artillerieeinheiten ermöglichte. Außerdem wurden auch andere

Nachrichtengeräte neu entwickelt und bereits vorhandene weiter vervollkommnet.

Eine große Rolle spielten die sowjetischen Verbindungsflieger. Verbindungsflieger gab es beim Generalstab der Sowjetarmee, bei den Stäben der Fronten, bei den Armeen, den Panzer-, den mechanisierten Korps und den Kavalleriekorps. Diese ruhmreichen Flieger vollbrachten viele Heldentaten bei der Erfüllung von Aufgaben für die Truppenführung. Unabhängig von der Luftlage beförderten sie regelmäßig Gefechts- und operative Dokumente, Generale und Verbindungsoffiziere zu den Stäben, flogen sie in das Hinterland des Feindes, zu den Partisanenabteilungen. Zwischen solchen wichtigen Einsätzen flogen sie Feldpost und Zeitungen und manchmal sogar Nachrichtengeräte.

Diese Helden haben viel geleistet, wenn es bei Unterbrechungen der Funk- und der Drahtnachrichtenverbindungen galt, rechtzeitig den unterstellten Stäben die notwendigen Anweisungen zu überbringen oder Gefechtsmeldungen von den unterstellten Einheiten zu den vorgesetzten Stäben zu befördern.

Als Verbindungsflugzeug diente während des Krieges das Flugzeug U-2 (später Po-2 genannt) von dem sowjetischen Konstrukteur Polikarpow. Dieses Flugzeug war ein unersetzliches Nachrichtenmittel besonders dann, wenn die elektrischen Nachrichtenmittel ausgefallen waren. Dieses Flugzeug eignete sich auch gut als Nachtbomber.

Melder zu Fuß, Kradmelder, Kfz und andere Möglichkeiten zur Nachrichtenübermittlung wurden besonders in der taktischen Führungsebene, als Hilfsnachrichtenmittel und zur Ergänzung der Funk- und Drahtnachrichtenverbindungen eingesetzt. Unter bestimmten Gefechtsbedingungen waren sie jedoch manchmal die einzige Möglichkeit für die Sicherstellung der Truppenführung.

Über die Gefechtstätigkeit der Nachrichtentruppen der Sowjetarmee im Großen Vaterländischen Krieg kann man in einem kleinen Beitrag nicht ausführlich berichten. Deshalb sollen für die aufopferungsvolle Arbeit vieler Nachrichtensoldaten einige Beispiele stehen.

*Leningrad.* In der Vorkriegszeit unterhielt der Generalstab der Sowjetarmee mit dem Stab des Leningrader Militärbezirks Fernschreib- und Fernsprechverbindungen auf Leitungen, die entlang der Oktober-Eisenbahnlinie verliefen. Nachdem die faschistischen Truppen an mehreren Abschnitten bis an die Eisenbahnlinie vorgedrungen waren und durch Bomben und Artilleriebeschuß die Nachrichtenverbindungen Moskau – Leningrad ständig unterbrochen hatten, entfiel die Nutzung dieser Leitungen. Die Nachrichtenverbindung mit Leningrad wurde über eine andere Richtung organisiert. Aber auch diese Verbindung war nur kurze Zeit in Betrieb.

Nachdem der Gegner die Stadt Schlüsselburg (Petrokrepost) eingenommen hatte, ging die Fernschreib- und Fernsprechverbindung



auf der Leitung Moskau – Leningrad völlig verloren. Jetzt bestand nur noch Verbindung mit Leningrad über Funk. Das reichte jedoch nicht aus. Es wurde der Entschluß gefaßt, unverzüglich durch den Ladogasee ein Unterwasserkabel zu verlegen.

An einem unfreundlichen Herbsttag, bei Sturm (Stärke 8 bis 9) und unter Luftangriffen des Gegners, verlegten die Nachrichtensoldaten zusammen mit Matrosen in 8 Stunden angestrengter Arbeit etwa 40 km Kabel durch den Ladogasee. Anschließend richteten sie noch die Nachrichtenknoten am West- und Ostufer des Sees ein. Dank ihres selbstlosen Einsatzes wurde das Problem einer stabilen Fernschreib- und Fernsprechverbindung zwischen Moskau und Leningrad und der Verbindung des Stabes der Leningrader Front mit den benachbarten Fronten und den unterstellten Truppen, die am Ostufer des Ladogasees operierten, erfolgreich gelöst.

*Stalingrad.* Beispiellose Heldentaten vollbrachten die Sowjetsoldaten in der Stalingrader Schlacht. Zusammen mit den Soldaten, Sergeanten und Offizieren der anderen Waffengattungen erfüllten die Nachrichtensoldaten die Aufgaben der Armeeführung.

Weder am Tage noch in der Nacht setzte die ohrenbetäubende Artilleriekanonade aus. Die Gefechtsordnungen der sowjetischen Truppen und die Stadt waren pausenlosen Luftangriffen des Gegners ausgesetzt. An allen Frontabschnitten tobten Nahkämpfe. Gebäude wurden zerstört, das Nachrichtennetz der Stadt fiel aus, ununterbrochen wurden die Feldkabelleitungen beschädigt. Unter diesen komplizierten Bedingungen war es unsagbar schwer, stabile Nachrichtenverbindungen für die Kommandeure und die Stäbe der sich verteidigenden Truppen aufrechtzuerhalten. Dennoch, ungeachtet dieser Schwierigkeiten, gab es Nachrichtenverbindungen bei den sowjetischen Truppen, und über sie konnten die Aufgaben der Truppenführung erfüllt werden.

Der ehemalige Kommandierende der Stalingrader Front, Marschall der Sowjetunion A. I. Jeremenko, schätzte in seinem Buch »Stalingrad« die Heldentaten der Nachrichtensoldaten hoch ein.

»Wenn man sich an die Arbeit der Nachrichtensoldaten erinnert«, schrieb A. I. Jeremenko, »denkt man unwillkürlich an die unsterbliche Heldentat des Gardenachrichtensoldaten Putilow. Im Feuer der schweren Kämpfe fiel in einem Regiment der 308. Schützendivision die Nachrichtenverbindung vom Stab zu den unterstellten Einheiten aus. Um die Verbindung wiederherzustellen, übertrug man, nachdem bereits zwei Nachrichtensoldaten bei der Erfüllung der Aufgabe gefallen waren, Sergeant Putilow diese Aufgabe. Bei der Suche nach der Unterbrechung in der Leitung wurde er durch einen Splitter an der Schulter verwundet. Trotz hohen Blutverlustes und starker Schmerzen bewegte er sich weiter bis zu der Stelle, an der die Leitung unterbrochen war. Hier traf ihn ein zweiter Splitter, der ihm eine Hand verletzte. Der

Sergeant nahm beide Leitungsenden in den Mund und biß sie mit den Zähnen zusammen. Er hatte so seine Aufgabe erfüllt. Die Einheiten erhielten die notwendigen Angaben für einen Gegenangriff. Seine Kameraden fanden ihn tot an der Stelle, an der er seine Heldentat vollbracht hatte. Es gibt wohl nichts, was die selbstaufopfernde Arbeit der Nachrichtensoldaten in Stalingrad noch besser kennzeichnen kann.«

Die sterbliche Hülle des 19jährigen mutigen Komsomolzen, Matwej Mefodiewitsch Putilow, ist am Fuße des Mamajew-Hügels in Wolgograd beigesetzt.

*Übersetzen über den Dnepr.* Die Truppen der 7. Gardearmee erreichten am 24. September 1943, bei der Verfolgung des Gegners, mit den Hauptkräften den Dnepr. In der Nacht zum 25. September begannen die Vorausabteilungen aller Schützenkorps mit dem Überwinden des Flusses. Zum Abend des 26. September hatten sie auf dem Westufer des Flusses mehrere Brückenköpfe gebildet.

In der Ausgangsstellung, während des Übersetzens und im Verlauf der Gefechtshandlungen um die Brückenköpfe auf dem Westufer, sicherten die Nachrichtensoldaten der 7. Gardearmee ununterbrochene Nachrichtenverbindungen in vielen Richtungen. Die Drahtnachrichtenverbindungen waren, vom Stab der Armee ausgehend, über den Reservegefechtsstand und den Beobachtungspunkt des Kommandeurs organisiert.

Der Stab der Armee hatte Fernschreib- und Fernsprechverbindungen mit den Stäben der Front, den benachbarten Armeen, den unterstellten Korps und mit der 2. Staffel des Stabes der Armee. Der Nachrichtenknoten des Reservegefechtsstandes der Armee unterhielt Drahtnachrichtenverbindungen mit dem Stab der Armee, dem Beobachtungspunkt des Armeebefehlshabers, den Korpskommandeuren, den Brückenkommendanten und den Kommandeuren der Fähren. Der Armeebefehlshaber hatte auf seinem Beobachtungspunkt direkte Fernsprechverbindungen zu den Beobachtungspunkten aller Korpskommandeure.

Das verzweigte Drahtnachrichtennetz gestattete dem Armeebefehlshaber und seinem Stab, die unterstellten Truppenteile und Einheiten beim Überwinden des Dnepr und beim Kampf um die Brückenköpfe sowie in der Tiefe der gegnerischen Verteidigung ununterbrochen zu führen.

Außer Drahtnachrichtenverbindungen wurden bei diesen Kampfhandlungen auch Funkmittel eingesetzt. Die Funkverbindungen dienten der Führung von Gefechtshandlungen der Truppen in allen Ebenen, der Sicherstellung des Zusammenwirkens und der Führung der Pioniereinheiten, die die Fähren bedienten. Besondere Bedeutung erlangte die Funkverbindung während der Kämpfe um die Brücken-

köpfe, weil die Drahtnachrichtenverbindungen durch Waffeneinwirkung häufig ausfielen.

Beim Überwinden des Dnepr handelten gemeinsam mit den anderen Waffengattungen in den Vorausabteilungen auch Nachrichtensoldaten. Mit behelfsmäßigen Übersetzmitteln und teilweise schwimmend setzten sie auf das andere Ufer über.

Der Gardesergeant G. A. Saporoschtschenko, Kommunist, überwand den Dnepr zusammen mit den Schützen des 211. Gardeschützenregiments in der Nacht zum 26. September 1943. Er hatte den Befehl, die Verbindung mit dem Divisionsstab aufrechtzuerhalten. Tagsüber suchte er mehrmals seine Fernsprechleitung unter Feindeinwirkung nach Unterbrechungen ab und beseitigte Störungen. Die Leitung, die der unerschrockene Nachrichtensoldat zu überwachen hatte, lag in einem Gebiet das ständig unter Artillerie- und Granatwerferbeschuß war. Einzelne Gruppen faschistischer Soldaten hielten die Leitung unter direktem MPI-Beschuß. Für seine Heldentaten beim Überwinden des Dnepr und beim Kampf um den Brückenkopf wurde dem Sergeanten der Titel *Held der Sowjetunion* verliehen.

Das war kein Einzelfall von Heroismus, den Nachrichtensoldaten hervorbrachten. So wurden z.B. für ihren Einsatz bei der Überwindung des Dnepr mehr als hundert Nachrichtensoldaten vom Präsidium des Obersten Sowjets der UdSSR mit dem Titel *Held der Sowjetunion* geehrt.

*Berlin.* Interessant organisiert waren die Nachrichtenverbindungen der 5. Stoßarmee, deren Truppen unmittelbar an der Berliner Operation teilnahmen. Zu Beginn der Operation waren auf dem Nachrichtenknoten des Armeebefehlsstandes 18 Fernschreibverbindungen geschaltet. Zum Stab der 1. Belorussischen Front gab es 3 Leitungen über verschiedene Richtungen. Außerdem unterhielt der Stab der Front Verbindung mit dem Reservegefechtsstand der Armee. Zuverlässig und stabil arbeiteten die Drahtnachrichtenverbindungen zu den Beobachtungspunkten, zur 2. Staffel des Stabes der Armee und zu den Gefechtsständen aller Korps. Sichere Verbindung bestand auch zur 16. Luftarmee, zur 2. Panzerarmee und zur 8. Gardearmee, mit denen die 5. Stoßarmee eng zusammenwirkte. Außerdem waren auf dem Beobachtungspunkt des Armeebefehlshabers über zwei Richtungen Drahtnachrichtenverbindungen mit allen Beobachtungspunkten der Korpskommandeure und mit den vorgeschobenen Beobachtungspunkten der Armee organisiert.

Im Verlauf der Kämpfe in Berlin wurden alle Gefechtsstände so weit als möglich in der Nähe der Hauptkampflinie untergebracht. Die Achse der Armeenachrichtenverbindungen wurde bis zu den Stäben der Schützenregimenter geführt. Auf dieser Achse wurden ständig vorgeschobene Hilfsnachrichtenknoten entfaltet. Die Gefechtsstände

der Armee und der Korps befanden sich 500 bis 800 m von der Hauptkampflinie entfernt. Während der Kampfhandlungen in der Stadt verfügte die 5. Stoßarmee über stabile Nachrichtenverbindungen, so daß die unterstellten Truppenteile und Einheiten über Drahtnachrichtennetze ununterbrochen geführt werden konnten. Außerdem wurden in großem Umfang Funkmittel eingesetzt. Eine Besonderheit der Organisation der Funkverbindungen bestand darin, daß mehrere Kanäle mit verschiedenen Funkgeräten geschaltet waren.

Einige Bemerkungen über die Nutzung der Nachrichtenverbindungen im 79. Schützenkorps, das in Richtung des Reichstages handelte. Die Drahtnachrichtenverbindungen des Kommandeurs und des Stabes waren in 2 bis 3 Richtungen zu jeder Division organisiert. Beim Sturm auf den Reichstag wurden hinter jeder Abteilung zwei Leitungen verlegt. Für die Führung des 380. und des 674. Schützenregiments, die den Reichstag stürmten, war ein spezielles Funknetz »Reichstag« mit KW-Funkstationen vom Typ RB geschaltet worden. Auf diesem Netz unterhielt der Korpskommandeur ununterbrochene Verbindung zu den Regimentskommandeuren. So war eine sichere Führung der Truppen, die den Reichstag stürmten, gewährleistet.

In den schweren Verteidigungsschlachten mit den faschistischen Eroberern und während der zielstrebigsten Angriffsoperationen erfüllten die sowjetischen Nachrichtensoldaten selbstlos und unermüdlich ihre militärische Pflicht und trugen so zum Sieg im Großen Vaterländischen Krieg bei. Sie vollbrachten viele Heldentaten und schrieben ruhmreiche Seiten in der Geschichte des bewaffneten Kampfes des Sowjetvolkes gegen die faschistischen Eindringlinge.

Die sowjetische Heimat zollte der heldenhaften Arbeit der Nachrichtensoldaten hohe Anerkennung. Hunderttausende Nachrichtensoldaten wurden mit Orden und Medaillen der Sowjetunion ausgezeichnet. 294 Soldaten, Sergeanten und Offiziere der Nachrichtentruppe wurde der Titel *Held der Sowjetunion* verliehen. Für ihre militärischen Verdienste erhielten viele Truppenteile Orden und den verpflichtenden Namen Gardenachrichtentruppenteil und andere Ehrenbezeichnungen. Das Sowjetvolk vergißt niemals den treuen Dienst der Nachrichtensoldaten für ihre geliebte Heimat im Großen Vaterländischen Krieg.

# Die elektromagnetische Verträglichkeit elektronischer Geräte

*Ing. W. Kulikow*

Funkverbindungen, Rundfunk, Fernsehen, Funkmeßtechnik, Funknavigation, Funkfernsteuerung, Funkfernmessung, Radioastronomie, Radiometeorologie, Funkaufklärung, Funkgegenwirkung – das ist bei weitem nicht die volle Aufzählung der bereits weitentwickelten Gebiete der Funkelektronik. Die Erkenntnisse auf diesen Gebieten dringen auf breiter Front in der Industrie, in der Medizin und bei wissenschaftlichen Forschungen vor. Die schnelle Ausbreitung der Funkelektronik auf allen Gebieten zeigt, daß sie keine Schwierigkeiten auf ihrem Weg kennt. Im Gegenteil, mit jedem Jahr wird es schwerer, die großen Möglichkeiten der funkelektronischen Geräte im zivilen und im militärischen Bereich zu realisieren. Das erklärt sich aus verschiedenen Faktoren, unter denen das ständige Anwachsen der Zahl funkelektronischer und elektrotechnischer Geräte, die Verstopfung des Äthers mit elektromagnetischen Ausstrahlungen, die Steigerung der Sendeleistung und die Erhöhung der Empfängerempfindlichkeit von Empfangsgeräten sowie das Anwachsen der gegenseitigen und industriellen Störungen vorrangig zu nennen sind.

Für die Aktualität des Problems spricht die Tatsache, daß z. B. die Zahl der mobilen Bodenfunkstationen in allen Ländern der Erde sich alle vier Jahre verdoppelt, wobei aber das Frequenzband das gleiche bleibt. Gleichzeitig nimmt die Zahl funkelektronischer Geräte zu. Man kann sich darüber ein Bild machen, wenn man die Anzahl von Schiffen, Flugzeugen und anderen beweglichen Objekten in Betracht zieht, die gleichfalls ständig mit neuen Funk- und elektronischen Geräten ausgerüstet werden. Die Handelsflotte der Welt verfügte 1970 über 70 000 Schiffe. Bis zum Jahre 2000 erwartet man, daß sich die Zahl der Schiffe auf 130 000 erhöht. Ein anderes Beispiel. Die Zahl der Auslandsfluglinien betrug 1965 65 000. Bis zum Jahre 1976 steigt diese Zahl um das 12fache.

Der effektive Einsatz funkelektronischer Geräte wird durch die ständig steigende Strahlungsleistung der Sender gestört. Aber neben der hauptsächlichen Ausstrahlung des Senders entstehen sogenannte

Nebenstrahlungen, die andere Funkgeräte stören. Nach den bestehenden Normen darf die Nebenstrahlung der Sendeeinrichtung 1 Prozent der Hauptstrahlung nicht übersteigen. Das bedeutet aber Hunderte Watt bei einem modernen Sender. Es ist vollkommen verständlich, daß solche Ausstrahlungen den Betrieb anderer Geräte erschweren und bei entsprechender Entfernung vollkommen unmöglich machen können, wenn z.B. Empfänger mit solchen Signalen in der Größenordnung von einigen Watt beaufschlagt werden.

Diese Situation wird noch dadurch verschärft, daß die Empfindlichkeit der Empfangsgeräte enorm gestiegen ist; moderne Funkempfangsgeräte können Signale mit einer Leistung von  $10^{-22}$  W aufnehmen. Jeder Empfänger hat neben seinem Hauptempfangskanal noch Nebenempfangskanäle. Man unterscheidet vier Möglichkeiten für das Eindringen störender Strahlungen im Empfänger, die einen unzulässigen Störpegel schaffen. Abhängig davon, auf welchem Kanal (Haupt- oder Nebenkana) des Empfängers die eine oder andere Strahlung (Haupt- oder Nebenstrahlung) des störenden Senders einfällt, addieren sich die Störfaktoren.

Die zunehmende gegenseitige Störung wird auch durch den komplexen Einsatz verschiedener funkelektronischer Geräte auf kleinem Raum ausgelöst. So gehören zu einem modernen Funkmeßkomplex außer ein bis zwei Funkmeßstationen, Richtfunk- und Troposphärenfunkstellen, Fernmeßsysteme und andere. Besonders schwierig wird es an Bord von Flugzeugen und Schiffen, wo der Platz für den Aufbau funkelektronischer Geräte äußerst begrenzt ist. So sind z. B. an Bord eines modernen Kriegsschiffes der USA auf einer Fläche von 2250 m<sup>2</sup> bis zu 40 funkelektronische Geräte mit vielfältigen Antennen untergebracht.

Die Charakteristik des Funkchaos, das im Äther entstanden ist, ist unvollständig, wenn man nichts über die industriellen Funkstörungen und die Aussendungen künstlicher Erdsatelliten sagt, die durch ihre spezifische Funktion in einem relativ langen Zeitraum große Teile der Erdoberfläche elektromagnetisch bestrahlen.

So erlangt das Problem der elektromagnetischen Verträglichkeit funkelektronischer Einrichtungen eine außerordentliche Bedeutung. Unter der elektromagnetischen Verträglichkeit versteht man allgemein die Gesamtheit von Eigenschaften der Geräte und die Bedingungen ihres Einsatzes, wenn durch den Betrieb der funkelektronischen Einrichtung keine Funkstörungen entstehen, die die Effektivität des Einsatzes anderer Einrichtungen herabsetzen, und wenn erstere selbst noch bei einem bestimmten Pegel industrieller und Funkstörungen normal arbeiten.

Um das Problem der elektromagnetischen Verträglichkeit zu lösen, bedarf es einer allseitigen Untersuchung der sogenannten elektro-

magnetischen Lage. In der Regel hängt sie ab von der Anzahl funkelektronischer Geräte, ihrer Leistung, des ausgestrahlten Frequenzbandes elektromagnetischer Wellen, dem Charakter industrieller Funkstörungen am Ort, an dem die elektromagnetische Lage aufgeklärt werden soll, als auch vom kosmischen Rauschen (Funkstörungen natürlicher Herkunft aus dem Kosmos) und atmosphärischen Störungen (Funkstörungen, die durch Prozesse in der Atmosphäre ausgelöst werden). Es ist offensichtlich, daß eine solche Vielfalt von Faktoren, von denen die elektromagnetische Lage beeinflußt wird, die Untersuchung und die Einschätzung kompliziert gestalten.

Die Analyse der elektromagnetischen Lage in einem bestimmten Territorium wird besonders erschwert durch das ununterbrochene Zu- und Abschalten von Strahlern elektromagnetischer Wellen, durch Frequenzwechsel und die Standortänderung der Strahlungsquellen. Im Umkreis großer Städte und von Industriezentren erweist sich die Situation noch komplizierter und verworrener, da dort in jedem Fall eine große Zahl von Geräten konzentriert ist, die elektromagnetische Wellen aussenden. Man muß also die elektromagnetische Lage ununterbrochen mit dem Ziel steuern, um der Vielzahl technischer Geräte normale Betriebsbedingungen zu schaffen. Es gibt viele Verfahren der Steuerung, darunter solche, die in großem Umfang angewendet werden, wie die Frequenzverteilung nach Raum und Zeit.

Betrachten wir kurz die Parameter funkelektronischer Geräte, die in der einen oder anderen Weise die elektromagnetische Lage bestimmen und damit auf die Lösung des Problems der elektromagnetischen Verträglichkeit Einfluß haben. Diese Parameter bezeichnet man als Parameter der elektromagnetischen Verträglichkeit und teilt sie in 2 große Gruppen ein.

Zur ersten Gruppe gehören Parameter, die wichtige Elemente der Kenngrößen von Funkgeräten sind. Das sind die Betriebsfrequenzen, die Leistung des Senders in der Hauptausstrahlung, die Empfängerempfindlichkeit, die Frequenzabweichungen des Senders und des Empfängers im beanspruchten Frequenzband. Einen bedeutenden Platz unter diesen Parametern nehmen die Modulationstiefe, die Frequenzdeviation, die Impulslänge und die Impulsfolgefrequenz und andere ein. Zu dieser Gruppe gehören auch der Antennenverstärkungsfaktor, das Richtdiagramm der Antenne bei der Arbeitsfrequenz, die Richtdiagrammbreite der Hauptstrahlkeule, die Bandbreite, die Zwischenfrequenz, der Rauschfaktor sowie die Selektionsfähigkeit des Empfangstrakts, der Koeffizient der Frequenzfilterung und der Störabstand.

Aus der ersten Gruppe von Parametern sind zunächst solche auszugliedern wie das beanspruchte Frequenzband, die Hauptausstrahlung und der Störabstand. Es sei erinnert, daß man unter dem bean-

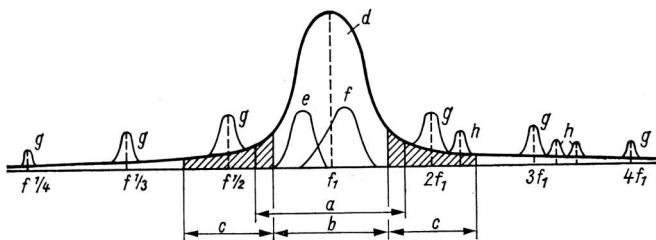


Bild 1 Verteilung der elektromagnetischen Ausstrahlungen eines funkelektronischen Geräts.

*a* – lestrichenes Frequenzband; *b* – notwendiges Frequenzband; *c* – Nebenausstrahlungen; *d* – Hauptstrahlung; *e* – Intermodulationsausstrahlungen; *f* – kombinierte Ausstrahlungen; *g* – Harmonische; *h* – parasitäre Ausstrahlungen

spruchten Frequenzband (Bild 1) eine solche Bandbreite versteht, in deren Bereich zwischen unterer und oberer Grenze die mittleren ausgestrahlten Leistungen gleich sind dem Prozentwert ( $B/2$ ) von der gesamten mittleren Leistung der gegebenen Ausstrahlung (in vielen Fällen ist  $B/2 = 0,5\%$ ).

Unter dem Störabstand versteht man das minimal notwendige Verhältnis der Nutzsinalgröße zur Störgröße, bei dem noch die vorgegebene Empfangsqualität der Information erreicht wird. Dieses Verhältnis ist derzeit noch schwer zu bestimmen, weil es von vielen Faktoren abhängt – der Modulationsart sowohl des Nutz- als auch des Störsignals, dem Grad der Übereinstimmung der Trägerfrequenzen funkelektronischer Geräte und vieler anderer mehr. Heute werden die Störabstände der funkelektronischen Einrichtungen nur in einzelnen Fällen bestimmt, wenn als Störfaktor der zur Anlage gehörende Sender in Frage kommt.

Die zweite Gruppe von Parametern der elektromagnetischen Verträglichkeit umfaßt solche Daten funkelektronischer Geräte, die, wenn sie in ihren Werten verringert werden könnten, zur größeren Wirksamkeit der Geräte beitragen würden. Dazu gehören: die Leistung der Nebenwellenausstrahlung, Strahlungen auf Harmonischen, parasitäre Strahlungen, kombinierte und Intermodulationsstrahlungen, die Breite der Rück- und Nebenstrahlungen des Richtdiagramms der Antenne, der Antennenverstärkungsfaktor in einem breiten Frequenzband (einige Oktaven), das Richtdiagramm der Antenne auf Nebenfrequenzen, Charakteristiken auf Nebenkanälen.

Mit den Parametern in dieser Gruppe hat man am häufigsten bei der Entwicklung und der Nutzung von funkelektronischen Geräten



zu tun. Im einzelnen gehören dazu Nebenbandausstrahlungen, die bei Modulation rechts und links der modulierten Frequenz entstehen. Man rechnet, daß 100 Prozent der ausgestrahlten Leistung (d.h. die Leistung der Haupt- und Nebenstrahlung) praktisch in einem Frequenzband konzentriert ist, gerechnet mit 60 dB im Verhältnis zur mittleren ausgestrahlten Sendeleistung.

Einen bedeutenden Teil der Nebenbandstrahlungen machen Harmonische, parasitäre, kombinierte und Intermodulationsstörungen aus. Sie kann man in der Regel senken, ohne Gefahr für die Übertragung des Nutzsignals, da sie unabhängig entstehen, so z.B. durch nichtlineare Verzerrungen beim Fluß von HF-Strömen oder anderen Prozessen in funkelektronischen Geräten, die zufälligen Charakter haben.

Spezialisten weisen darauf hin, daß mehr und mehr Einfluß auf die elektromagnetische Lage Intermodulationsausstrahlungen ausüben. Sie entstehen in den Stufen eines Senders infolge unerwünschter elektromagnetischer Kopplungen mit einem anderen Sender. Am häufigsten tritt das ein, wenn zwei oder mehrere Sender mit einer Antenne arbeiten oder mehrere Antennen nahe beieinander entfaltet sind und betrieben werden. Das größte Niveau erreichen Intermodulationsausstrahlungen, wenn die Frequenz, die im Ergebnis der Summierung oder Differenz der zusammenwirkenden Sender sich der Frequenz der Hauptstrahlung eines der Sender nähert.

Zu den Parametern der elektromagnetischen Verträglichkeit, die die elektromagnetische Lage aktiv beeinflussen, gehören auch verschiedene bereits genannte Antennendaten.

Um die elektromagnetische Verträglichkeit funkelektronischer Geräte zu gewährleisten, stützt man sich auf organisatorische und technische Maßnahmen. Unter den organisatorischen Maßnahmen stehen an erster Stelle solche, die der rationellen Ausnutzung der Frequenzen dienen. Darin sind eingeschlossen die Frequenzverteilung und die Nutzung einzelner Frequenzbänder von verschiedenen Funkdiensten und funkelektronischen Geräten sowie die Kontrolle über die festgelegte Ordnung bei der Nutzung von Frequenzen. Hierzu gehören auch die Kontrolle über die Einhaltung der Empfehlungen und Normen, die der Gewährleistung der elektromagnetischen Verträglichkeit dienen, die Ausarbeitung, Annahme und der Versand gültiger Regeln und Hinweise mit verbindlichem Charakter für alle Nutzer von Funkfrequenzen bis zur Einleitung von strafrechtlichen Maßnahmen bei Verstößen gegen die geltenden Bestimmungen.

Die sinnvolle Ausnutzung des Funkfrequenzspektrums verlangt nicht nur die entschiedene Durchsetzung der genannten Maßnahmen, sondern erfordert auch Kenntnisse über die Besonderheiten der einzelnen Bereiche. Es sei daran erinnert, daß das Spektrum der

elektromagnetischen Wellen einen Frequenzbereich umfaßt, der etwa von  $10^{-3}$  bis  $10^{23}$  Hz reicht. Ein Teil dieses Spektrums, 3 Hz bis 3 THz ( $3 \times 10^{12}$  Hz), bezeichnet man als das Funkfrequenzspektrum, das in 12 Bereiche unterteilt wird (s. Tabelle). Jedem Frequenzbereich entspricht ein Funkwellenbereich. Der häufig in der Praxis angewandte Begriff »Frequenzband« ist ein Funkfrequenzgebiet, das einen Teil eines oder zweier benachbarter Frequenzbereiche umfaßt.

In Übereinstimmung mit den Prinzipien und Methoden des Komitees wissenschaftlich-technische Terminologie der Akademie der Wissenschaften der UdSSR wurde für jeden Bereich ein Hauptbegriff festgelegt [parallel dazu kann man noch einen anderen Begriff (Nebenbegriff) verwenden]. Einige oft verwendete Begriffe, z.B. »Submillimeterwellen« werden nicht empfohlen. Der Grund dafür ist, daß diese Begriffe dem in den letzten Jahren eingeführten internationalen Einheitensystem, in dem Grundeinheiten und abgeleitete Einheiten verwendet werden, nicht entsprechen. Aus diesem Grund verwendet man an Stelle des Begriffs »Submillimeterwellen« die Bezeichnung »12. Wellenbereich«; an Stelle von »Ultralang-, Lang-, Mittel- und Kurzwellen« die Bezeichnung »4. (Myriameter-), 5. (Kilometer-), 6. (Hektometer-) und 7. (Dekameter-) Wellenbereich«. Gleichzeitig wird unterstrichen, daß die Bezeichnungen »Lang-, Mittel- und Kurzwellen« wie bisher für Frequenzbereiche des Hörrundfunks verwendet werden können.

Zu den technischen Maßnahmen bei der Lösung des Problems der elektromagnetischen Verträglichkeit gehört die Ausarbeitung verschiedener Empfehlungen, um Funkstörungen innerhalb des eigenen Landes und im internationalen Maßstab zu vermeiden bzw. zu unterdrücken. Hierzu dienen Filter, Abschirmungen und spezielle Schaltungen zur Unterdrückung (Kompensation) von Funkstörungen in Empfangsgeräten. Gleichfalls gehören hierher die Erhöhung der Frequenzstabilität von Sendern und Oszillatoren, die Verbesserung der Richtwirkung von Antennen, die Verringerung des bestrichenen Frequenzbandes, die Unterdrückung von Nebenkeulen, die Anwendung entsprechender Modulationsarten usw.

Wie kompliziert und vielseitig die technischen Maßnahmen für die elektromagnetische Verträglichkeit funkelektronischer Geräte sind, läßt sich nach den Verfahren beurteilen, die z.B. in modernen Funkmeßanlagen angewendet werden. Bei der Entwicklung von Funkmeßgeräten strebt man danach, dem Eindringen von Funkstörungen in den Empfangs-Anzeige-Trakt entgegenzuwirken. Das erfolgt mit speziellen Filterschaltungen.

Die Unterschiede in der Zeitstruktur von Signalen und Funkstörungen sind die Grundlage für die Kodierung von Signalen nach Impulszahl und der Intervalle zwischen ihnen, nach der Folgefrequenz usw., um den Einfluß von Funkstörungen herabzusetzen. Um aktiven

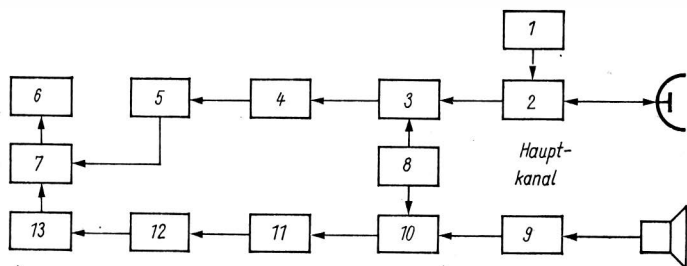
Funkfrequenzbereich

Funkwellenbereich

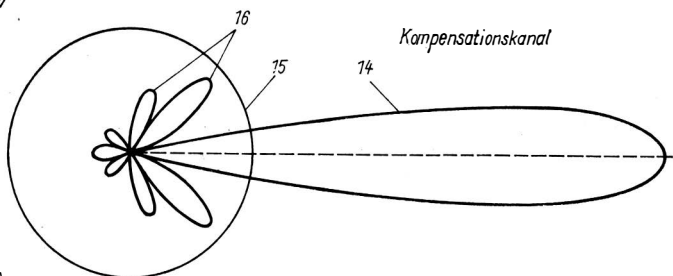
Bereichsbezeichnung

Bereichsbezeichnung

Hauptbegriff		Nebenbegriff	Bereichsgrenzen		Hauptbegriff	Nebenbegriff	Bereichsgrenzen
Vollständige Bezeichnung		Abkürzung (UdSSR)					
1. Frequenzbereich	äußerst niedrige Frequenzen	KHЦ	3 ... 30 Hz	1. Wellenbereich	Dekameterwellen		100 ... 10 Mm
2. Frequenzbereich	super niedrige Frequenzen	CHЦ	30 ... 300 Hz	2. Wellenbereich	Megameterwellen		10 ... 1 Mm
3. Frequenzbereich	Infrafrequenzen	ИHЦ	0,3 ... 3 kHz	3. Wellenbereich	Hektokilometerwellen		1000 ... 100 km
4. Frequenzbereich	sehr niedrige Frequenzen	OHЦ	3 ... 30 kHz	4. Wellenbereich	Myriameterwellen		100 ... 10 km
5. Frequenzbereich	niedrige Frequenzen	HЦ	30 ... 300 kHz	5. Wellenbereich	Kilometerwellen		10 ... 1 km
6. Frequenzbereich	mittlere Frequenzen	СЦ	0,3 ... 3 MHz	6. Wellenbereich	Hektometerwellen		1 ... 0,1 km
7. Frequenzbereich	hohe Frequenzen	ВЦ	3 ... 30 MHz	7. Wellenbereich	Dekameterwellen		100 ... 10 km
8. Frequenzbereich	sehr hohe Frequenzen	OBЦ	30 ... 300 MHz	8. Wellenbereich	Meterwellen		10 ... 1 m
9. Frequenzbereich	ultra hohe Frequenzen	УВЦ	0,3 ... 3 GHz	9. Wellenbereich	Dezimeterwellen		1 ... 0,1 m
10. Frequenzbereich	super hohe Frequenzen	CBЦ	3 ... 30 GHz	10. Wellenbereich	Zentimeterwellen		10 ... 1 cm
11. Frequenzbereich	äußerst hohe Frequenzen	KВЦ	30 ... 300 GHz	11. Wellenbereich	Millimeterwellen		10 ... 1 mm
12. Frequenzbereich	hyper hohe Frequenzen	ГВЦ	0,3 ... 3 THz	12. Wellenbereich	Dezimeterwellen		1 ... 0,1 mm



a)



b)

**Bild 2** Blockschaltbild eines Funkmeßgeräts mit Subtraktionskompensation von Funkstörungen (a) und Richtcharakteristik der Antennen der Kompensationseinrichtung (b).

1 - Sender; 2 - Antennenumschalter; 3 - Mischer; 4 - log. ZF-Verstärker; 5 - Detektor; 6 - Sichtgerät; 7 - oberer Begrenzer; 8 - Oszillator; 9 - Antennenumschalter; 10 - Mischer; 11 - log. Verstärker; 12 - Detektor; 13 - unterer Begrenzer; 14 - Hauptkeule des Richtdiagramms der Antenne des Hauptkanals; 15 - Richtdiagramm der Antenne des Kompensationskanals; 16 - Nebenkeulen

und passiven Funkstörungen auszuweichen, bedient man sich auch Verfahren, die den Unterschied in der Polarisationsstruktur von Signalen und Störungen berücksichtigen. In großem Umfang nutzt man in Funkmeßgeräten Verfahren zur Kompensation von Funkstörungen aus. Grundlage dieses Verfahrens ist der Unterschied zwischen der räumlichen Lage des Ziels und der Störquelle (sogenannte räumliche Selektion).

Die Kompensation besteht darin, daß aus der Gesamtheit der Störungen und des Nutzsignals die Störung abgezogen wird, die über den Nebenchanel eingeht. Auf diese Weise kann man das Nutzsignal von Störungen in hohem Maße befreien. Im Rahmen dieses Beitrags erscheint von Interesse die Kompensation zur Unterdrückung von

Funkstörungen, die in den Empfangstrakt einer Funkmeßstation über die Nebenkeulen des Richtdiagramms der Antenne gelangen (Bild 2). Der zusätzliche Empfangskanal (Kompensationskanal) umfaßt die Kompensationsantenne, den Empfänger mit logarithmischem Verstärker und die Subtraktionseinrichtung für Signale. Der Antennenverstärkungsfaktor muß in diesem Fall gleich oder, wenn möglich, größer sein als der Pegel der größten Nebenkeule der Antenne des Hauptkanals.

Die Signale, die von der Kompensationsantenne aufgenommen werden, sind immer größer als die der Nebenkeulen der Hauptantenne, weil die Kompensationsantenne eine hohe Richtwirkung hat. Wenn die Subtraktionseinrichtung so eingeregelt wird, daß am Ausgang nur Signale erscheinen, wenn die des Hauptkanals diejenigen des Kompensationstraktes übersteigen, so werden die über die Nebenkeulen einfallenden Störungen vollständig unterdrückt. Die logarithmischen Verstärker erweitern den dynamischen Bereich der Eingangssignale.

Nennen wir einige Richtungen, in denen Wissenschaftler forschen, die sich mit dem Problem der elektromagnetischen Verträglichkeit befassen. Da sind zunächst Arbeiten zu nennen, die im Rahmen der internationalen Vereinigung für elektrische Nachrichtenverbindungen durchgeführt werden. Sie haben die Analyse des bestehenden Frequenzverteilungsplans und die Ausarbeitung von Empfehlungen für eine Umverteilung zum Gegenstand. Die ersten Veröffentlichungen über Empfehlungen liegen vor, die Frequenzbereiche 4, 6, 7 und 8 GHz von kosmischen Funkverbindungen frei zu machen und diese in den Frequenzbereich über 10 GHz zu verlagern.

Man versucht auch Funkfrequenzbereiche von dem Einsatz solcher funkelektronischer Mittel frei zu machen, die in anderen, nicht so überlasteten Bereichen arbeiten können. Es wird nach Wegen geforscht, mit effektiveren Methoden den Dekameterwellenbereich auszunutzen. Dieser Bereich dient gegenwärtig für Funkverbindungen mit Schiffen, Flugzeugen und anderen beweglichen Objekten oder auch für den Nachrichtenaustausch zwischen den Kontinenten. Viele Möglichkeiten ergeben sich aber auch noch durch die weitere Verbesserung der technischen Parameter der funkelektronischen Geräte.

*Aus Technika i voorushenije  
(UdSSR), Heft 6/73, Seite 12-14*

## Was gibt es Neues in der Kraftfahrzeugelektronik?

*Dr.-Ing. Hans-Joachim Fischer*

Neben der bereits in früheren Jahrbüchern beschriebenen elektronischen Zündung gibt es inzwischen eine Reihe anderer elektronischer Neuentwicklungen für Kraftfahrzeuge, die entweder den Fahrkomfort vergrößern, die Sicherheit erhöhen oder die Umweltverschmutzung verringern. Weiterhin wird die Elektronik in immer steigendem Maße beim Service an Kraftfahrzeugen eingesetzt. In der nachfolgenden Tabelle sind eine Reihe möglicher Geräte oder Baugruppen zu einzelnen Sachgebieten aufgeführt. In jedem Falle wird ihr Einsatz in großem Umfang vom Preis der elektronischen Bauelemente bestimmt. Erst seitdem es möglich ist, billige Siliziumtransistoren, Si-Dioden und integrierte Schaltkreise herzustellen, kann ein serienmäßiger Elektronikeinsatz im Kfz-Bau ins Auge gefaßt werden.

Geräte zur Erhöhung des Fahrkomforts	Geräte zur Erhöhung der Fahrsicherheit und Sicherheit	Geräte zur Verringerung der Umweltverschmutzung	Geräte zum Service am Kfz
Scheibenwischersequenzelektronik	Elektronische Stotterbremsung	Elektronische Benzineinspritzung	Spezial-Volt-Ampere-Messer
Dämmerungs-Parklichtautomatik	Diebstahlwarngerät	Verteilerverstell-elektronik (zur Abgasentgiftung)	Elektronischer Drehzahlmesser
Elektronischer Drehzahlmesser	Automatische elektronische Scheinwerferabblendung	Rechnergesteuerte Motoroptimierung	Schließwinkelmeßgerät
Transistorisierte Borduhr	Meßgeräte für Umweltparameter (z. B. Eiswarngerät)	Transistor- und Thyristorzünd-geräte	Zündungsprüf- oszillograf
Kassettenmagnetbandgerät	Verzögerte Hecklampenabschaltung		Abgasprüfgerät
Stereoempfänger und -bandgerät	Drehstromlichtmaschine mit elektronischer Regelung		
	Sequenzrichtungsblinker		

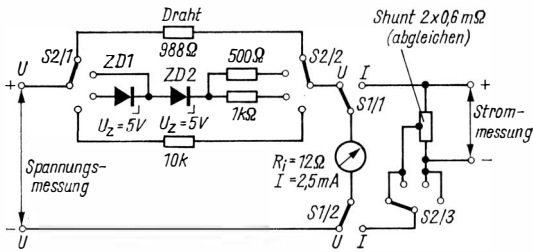


Bild 1 Autoelektrik-Meßgerät für Gleichspannungen und -ströme

Zu jeder Gruppe gibt es praktische Beispiele – auch bei uns in der DDR –, und der Elektronikamateur, der selbst Kraftfahrer ist, kann noch eine ganze Reihe weiterer möglicher Anwendungsfälle für die moderne Elektronik nennen. Nachfolgend werden einige Beispiele näher dargestellt. Beginnen wir mit einem einfachen Meßgerät für Strom und Spannung am Kfz-Bordnetz. Es sind zur Einstellung von Regler und Rückstromschalter Ströme von 15/30 A und Spannungen um 6 oder 12 V mit hoher Genauigkeit zu messen. Bild 1 zeigt ein Volt-Ampere-Messer mit unterdrücktem Nullpunkt für Spannungsmessungen und mit zwei Strommeßbereichen. Schalter *S* 1 schaltet von Spannungs- auf Strommessung um, während *S* 2 folgende Stellungen hat: 1 – Zellenspannungsprüfung (2,5 V Endausschlag); 2 – 6 V für Bordspannung, mit unterdrücktem Nullpunkt; 3 – 12 V für Bordspannung, mit unterdrücktem Nullpunkt und 4 – 25 V Endausschlag. Die Z-Dioden sind für den jeweiligen Meßbereich auszusuchen, mit einem Präzisionsinstrument wird der Volt-Ampere-Messer geeicht. Die dritte Schalterebene von *S* 2 schaltet den Strommeßbereich so um, daß bei 6 V bis 30 A und bei 12 V bis 15 A gemessen werden können.

Für weitergehende Serviceaufgaben sollte zu diesen Strom-Spannungsmessungen noch eine Drehzahlmessung und eine Zündwinkelmessung hinzukommen. Bild 2 zeigt einen in der UdSSR entwickelten Kfz-Tester mit universeller Einsatzmöglichkeit. Er gestattet in Schaltstellung 1 die Messung der Bordnetzspannung im Bereich 9...14 V, in Schaltstellung 2 die Schließwinkelmessung und in Schaltstellung 3 die Drehzahlmessung. Eine stroboskopische Kontrolle der Zündwinkelverstellung mit einer Glimmlampe ist ebenfalls möglich (Glimmlampe wird vom Drehzahlmesser gesteuert).

Das Gerät enthält einen Transverter mit den Transistoren T6 und T7, damit auch bei 9-V-Bordspannung noch die Z-Diode über D7 und C5 die notwendige Speisespannung erhält. Der Nullpunkt der Skale wird mit R15 eingestellt, der Endausschlag mit R3. Bei Spannungs-

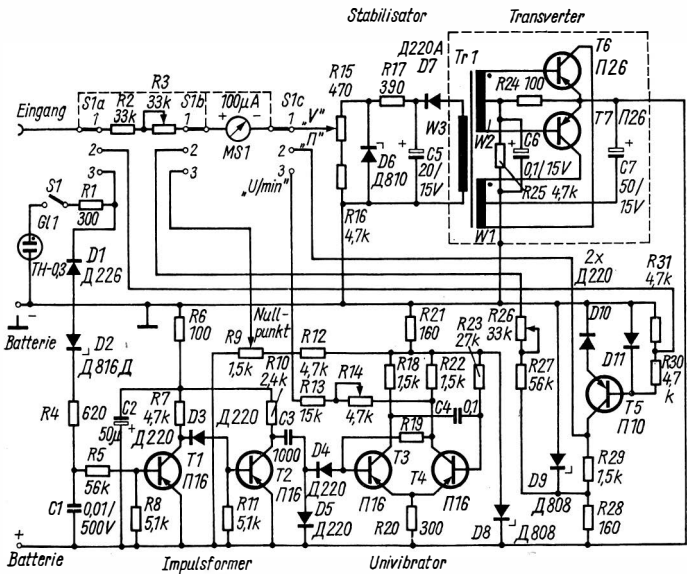


Bild 2 Sowjetisches Prüfgerät für Otto-Motoren: Bordnetz - Schließwinkel - Drehzahl; Batterie-Minuspol an Masse

messungen muß das Gerät mit beiden Klemmen der Batterie am Kfz verbunden werden, die Buchse *Eingang* wird mit dem zu kontrollierenden Punkt verbunden.

In Schaltstellung 2 (Schalter *S 1*) können der Unterbrecherabstand und die Federkraft des Unterbrecherkontakts gemessen werden. Die Eingangsbuchse wird mit dem Unterbrecher verbunden. In der Zeit, in der der Unterbrecher geöffnet ist, gelangt an die Basis von *T5* über *R30* eine positive Spannung und öffnet ihn. Ist der Unterbrecher geschlossen, so ist *T5* gesperrt. An *R29* ergeben sich Rechteckimpulse, deren Folgefrequenz mit der Funkenfrequenz des Zündsystems übereinstimmt und deren Mittelwert umgekehrt proportional dem Schließwinkel des Unterbrechers ist. Die Anzeige ist – bei guter Federwirkung des beweglichen Unterbrecherkontakts – drehzahlunabhängig. Wenn die Anzeige mit steigender Drehzahl zurückgeht, ist die Feder ermüdet. Die Amplitude der Impulse wird über *D9* und *R28* konstant gehalten. Diode *D11* schützt den Transistor *T5* vor negativen Spannungsspitzen am Eingang. *R30* begrenzt den Basisstrom von *T5*, *D10* sorgt für sicheres Sperren desselben. Die Eichung der Anzeige erfolgt mit *R26*.



In Schaltstellung 3 wird die Drehzahl gemessen, der Zündzeitpunkt bestimmt und der Zentrifugal- und Unterdruckversteller für die Zündung getestet. Man verbindet die Eingangsschnur mit der Primärklemme der Zündspule, der Rückschlagimpuls an der Primärwicklung wird dann als Triggerimpuls für den Impulsformer mit nachfolgendem Univibrator und Anzeigeintegrator benutzt. Der Impulsformer arbeitet als Begrenzer und Differentiator, der Univibrator gibt Impulse konstanten Energieinhalts mit der Zündfolgefrequenz – die wiederum proportional der Drehzahl ist – zum Integrator, dessen Ausgangs-gleichstrom dann eine Analoganzeige der Drehzahl ist. Der Univibrator ist mit T3, T4 aufgebaut, C4 bestimmt die Impulslänge. Mit R9 wird der Nullpunkt, mit R14 der Endausschlag des Drehzahlmessers eingestellt.

Die Prüfung des Zündzeitpunktes und der Arbeit der Zündversteller erfolgt mit der Glimmlampe Gl 1 nach dem Stroboskopprinzip. Die Glimmlampe sitzt in einem Prüfstift mit Kabelanschluß innerhalb eines Reflektors. Sie wird im Tester in einem Fach untergebracht, das einen inneren Schalter hat, der beim Herausnehmen automatisch einschaltet. Die Eichung des Spannungsmessers (Schaltstellung 1) erfolgt mit einem Meßwerk der Klasse 0,5 für 30 V Vollausschlag. Für die Schließwinkelmessung gilt für einen Viertakt-Vierzylinder-Motor  $\gamma = 0,40 \dots 0,56$ , das entspricht  $36 \dots 50^\circ$ . Für Sechs- oder Achtzylindermotoren liegt  $\gamma$  zwischen 0,62 und 0,71. Der Transverterüber-träger ist ein Bandkern OL 12/20-6,5 aus Eisenblech E-330 von 0,08 mm

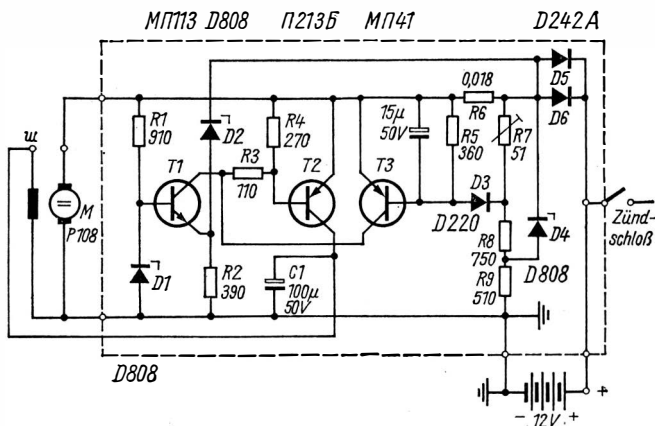


Bild 3 Transistorregler für Gleichstromlichtmaschine (Moskwitsch 408)

Stärke. Er wird mit 0,1-mm-CuL-Draht bewickelt, und zwar  $w_1 = 200 + 200$  Wdg.,  $w_2 = 20 + 20$  Wdg. und  $w_3 = 260$  Wdg.

Ein oft gebautes Gerät ist der transistorisierte Spannungsregler für die Lichtmaschine. Ein Beispiel aus der UdSSR soll das verdeutlichen. Für den *Moskwitsch 408* wurde der Gleichstromgenerator *G 108M* mit einem Transistorregler nach Bild 3 versehen. Dieser hält die Gleichspannung auf 14,5...14,8 V, den maximalen Strom auf 17...19 A. Bei kleinen Drehzahlen schalten die Dioden die Lichtmaschine vom Bordnetz ab. Der Transistor T1 vergleicht die Ankerspannung des Generators mit der Referenzspannung der Z-Diode D1. Eine zweite Z-Diode D2 sorgt für gute Regeleigenschaften. Der Kollektorstrom von T1 zeigt die in Bild 4 dargestellte Abhängigkeit von der Ankerspannung. Durch T2 wird dieser Strom soweit verstärkt, daß er zur Speisung der Feldwicklung benutzt werden kann. Seine Abhängigkeit von der Ankerspannung zeigt Bild 5. C1 verhindert induktive Überspannungsspitzen; der Maximalstrom liegt bei 2 A, der mittlere Arbeitspunktstrom bei 0,6 A. Zur Überstrombegrenzung dient R6, an ihm fällt bei maximalem Strom eine Spannung von 0,35 V ab. Dieser Spannungsabfall summiert sich mit dem an R7 und öffnet den Transistor T3, der den Eingang von T2 kurzschließt. Bei Strömen unter 17 A bleibt T3 gesperrt und hat auf den Regler keinen Einfluß. Die Diode D3 versteilert den Einsatz der Überstrombegrenzung. Die beiden Dioden D5 und D6 wirken als Rückstromschalter. Oft läßt sich die Elektronik im Gehäuse des mechanischen Relaisreglers noch unterbringen. Durch Einbau eines solchen Transistorreglers ergibt sich eine wesentlich stabilere Bordspannung.

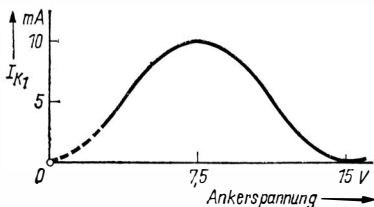


Bild 4  
Kollektorstrom von T1  
(Vergleichsstufe) als Funktion  
der Ankerspannung in der  
Schaltung nach Bild 3

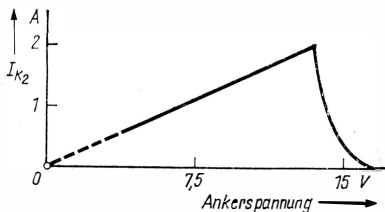


Bild 5  
Erregerstrom an der Lichtmaschine  
als Funktion der Ankerspannung  
für den Regler nach Bild 3

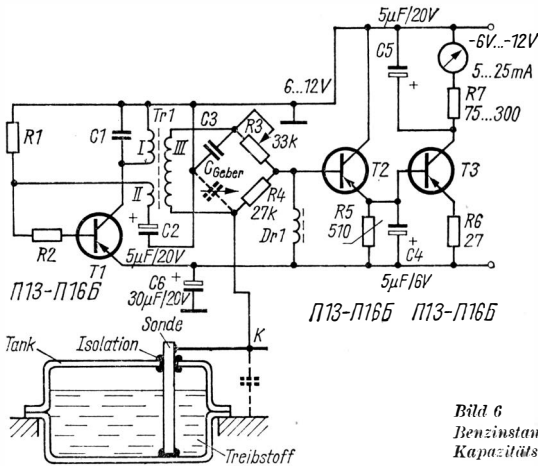


Bild 6  
Benzinstandmesser nach dem  
Kapazitätsbrückenprinzip

Ein weiteres Beispiel für die Kfz-Elektronik ist der HF-Benzinstandmesser nach Bild 6. Dabei wird ein isolierter Stab als kapazitive Sonde im Benzintank angeordnet. Seine Kapazität gegen Masse ist bei leerem Tank kleiner als bei gefülltem, weil die Dielektrizitätskonstante von Benzin höher als die von Luft ist. Die Oberfläche des Sondenstabs sollte größer als  $100 \text{ cm}^2$  sein.

Die Sonde ist Bestandteil einer  $RC$ -Brücke, die von einem Transistoroszillator mit einer Frequenz  $20 \dots 25 \text{ kHz}$  gespeist wird. Mit  $R3$  erfolgt der Abgleich der Brücke bei leerem Tank.  $T2$  ist als Emitterfolger mit Drosselzugang geschaltet. Bei Unsymmetrie der Brücke steht an  $Dr1$  eine Wechsellspannung, die durch  $T2$  gleichgerichtet wird.  $T3$  verstärkt die gleichgerichtete und geglättete Spannung, sie wird mit einem Meßwerk (Endausschlag  $5 \dots 25 \text{ mA}$ ) angezeigt. Transformator und Drossel sind auf Ferritringkerne von  $20 \dots 30 \text{ mm } \varnothing$  gewickelt ( $\mu = 1000$  bis  $2000$ ). Die Drossel  $Dr1$  erhält  $500 \dots 800 \text{ Wdg. } 0,1\text{-mm-CuL}$ , der Transformator folgende Wicklungen mit gleichem Draht:  $w_1 = 200 \text{ Wdg.}$ ,  $w_2 = 80 \text{ Wdg.}$ ,  $w_3 = 1100 \text{ Wdg.}$

Als modernes Bauelement für Drehzahlmesser soll hier der integrierte Schaltkreis *SW 780* der Firma Stewart-Warner beschrieben werden. Dieses Beispiel zeigt den Stand der Technik und gibt Anregung für unsere Halbleiterindustrie. Selbstverständlich sind eine Reihe transistorisierter Drehzahlmesser mit diskreten Bauelementen bereits in unserer Literatur beschrieben, aber für einen speziellen monolithischen Schaltkreis spricht

- ein erweiterter Temperaturbereich;
- eine höhere Betriebszuverlässigkeit;
- ein geringerer Großserienpreis.

Bild 7 zeigt die Innenschaltung des in einem Dual-in-line-Gehäuse (wie bei unserer *D-100*-Serie) untergebrachten Bausteins. Die Schaltung ist ein Multivibrator, dessen Impulsdauer durch ein äußeres *RC*-Glied festgelegt werden kann. Die Ausgangsstufe liefert Ströme bis 40 mA bei einer Speisespannung von 12 V. Bei  $U_b = 12$  V ergeben sich folgende Kennwerte: Betriebstemperatur  $-30 \dots +70$  °C, Triggeramplitude 6,9...7,4 V, Betriebsstrom 7...10 mA, Ladereferenzspannung 6,5 V, Einschaltsschwelle 1,4...1,6 V. Bild 8 zeigt die äußere Schaltungbelegung und Bild 9 schließlich die Kurvenformen der Impulsspannungen. Die Größe von *C2* wird nach Motor- und Meßwerktyp wie folgt berechnet: gegeben sind ein Meßwerk mit Endausschlag 1 mA und ein Viertakt-Vierzylindermotor mit max. 6000 U/min. Die Zündimpulsfolge beträgt dann 12000 je Minute oder  $f = 200$  Hz. Das minimale Triggerintervall ist  $t = 5$  ms, was man

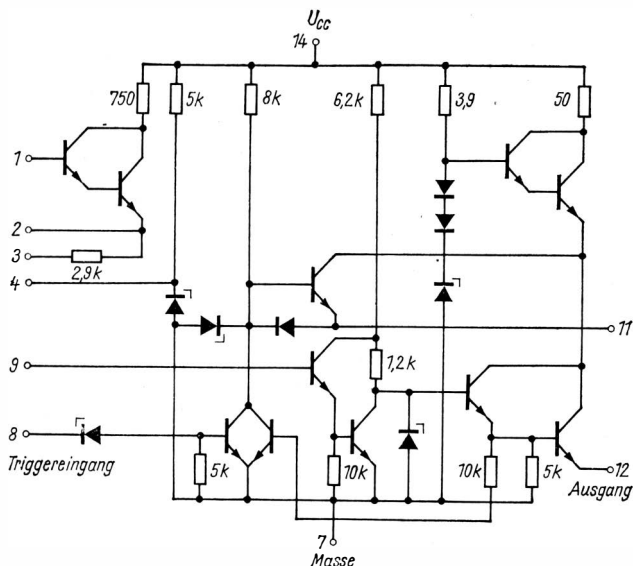


Bild 7 Integrierter Drehzahlmesser-Schaltkreis SW 780 (Steward-Warner Electronics USA)

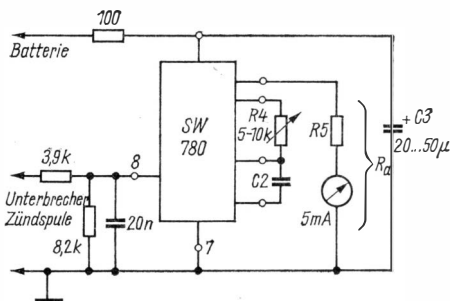


Bild 8  
Äußere Beschaltung des  
Drehzahlmesser-IS vom  
Typ SW 780

aber nicht voll ausnutzen sollte. Deshalb wählt man ein Tastverhältnis  $\tau/t = 0,75$ . Der Meßwerkspitzenstrom beträgt somit  $1/0,75 = 1,33\text{mA}$ . Daraus errechnet sich der Gesamtlastwiderstand (mit der Spannung  $5,2\text{V}$  an Klemme 12 nach Bild 9) zu  $R_a = R_5 + R_{\text{instr.}}$ , bei niederohmigem Meßwerk  $R_a \approx R_5$ . Die Ausgangsimpulsdauer beträgt  $5 \cdot 0,75 = 3,75\text{ms}$ ; für  $C_2$  ergibt sich dann:

$$\tau = 0,92 \cdot R_t \cdot C_2 \quad (R_t \approx R_4, \text{ aber nicht kleiner als } 2,7\text{ k}\Omega)$$

$$C_2 = \frac{\tau}{0,92 R_t};$$

$R_4$  wird mit  $7,5\text{ k}\Omega$  gewählt, dann ist  $C = 0,403\text{ }\mu\text{F}$ ,

und man wählt den nächsten Normwert  $0,47\text{ }\mu\text{F}$ . Mit  $R_4$  wird der Endausschlag mittels Tongenerator geeicht (Anmerkung: Netzfrequenz  $50\text{ Hz}$  entspricht in unserem Beispiel einer Drehzahl von  $1500\text{ U/min}$ ).

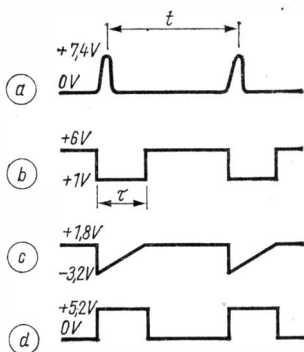


Bild 9  
Spannungsverläufe in der Schal-  
tung nach Bild 7  
a) Impuls an Anschluß 8,  
b) Rechteckimpuls an An-  
schluß 11,  
c) Sägezahnspannung an An-  
schluß 9,  
d) Ausgangssignal an An-  
schluß 12

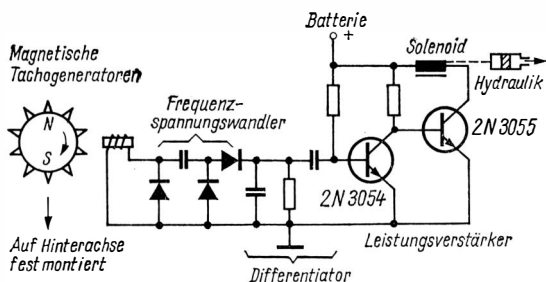


Bild 10 Prinzipschaltung eines elektronischen Sicherheitsbremsystems

Zum Abschluß soll noch ein prägnantes Beispiel für den Elektronik-einsatz im Kfz zur Erhöhung der Fahrsicherheit erwähnt werden. Es ist die rutschfeste Bremsung (anti-skidbraking), die eine Stotterbremsung auf elektronischem Wege bewirkt in Abhängigkeit vom Radialgeschwindigkeitsunterschied der angetriebenen und nicht-angetriebenen Räder. Erfahrene Kraftfahrer *pumpen* mit dem Bremspedal, wenn eine Schleudersituation durch die Fahrbahn o.ä. bevorsteht. Damit kann man den Bremsweg bedeutend verkürzen, denn wenn die Räder erst einmal die Haftreibung verloren haben, rutscht das Kfz. Bild 10 zeigt die Prinzipschaltung der notwendigen Elektronik (für Auslegung als verzögerungsgeregelte Bremsung einer Achse – mit Differenzbildung kann die Schaltung für o. a. Verfahren eingesetzt werden). Über einen Tachogenerator (magnetisches Rad mit Aufnahmespule für die drehzahlproportionalen Impulse  $\approx 30$  bis 100 je Umdrehung) und einen Frequenz-Analogspannungs-Wandler sowie einen Differentiator wird ein Steuerimpuls für den elektromagnetisch betätigten Hydraulikzylinder des Bremssystems abgeleitet. Durch Polaritätsauswahl wird dafür gesorgt, daß das System bei Beschleunigung nicht wirkt.

Die kleine hier besprochene Auswahl zeigt, daß die Kfz-Elektronik ein sich rasch entwickelndes Gebiet mit zunehmender Bedeutung ist.

#### Literatur

- [1] *Sinelnikow, A. H.*: Elektronik im Automobil, Massenradiobibliothek, Band 724, Moskau 1969
- [2] *Morgulew, A. S., Sonin, J. K.*: Halbleiter-Zündsysteme für Kfz, Massenradiobibliothek, Band 669, Moskau 1968
- [3] *Ksanfomaliti, L.*: 25 000 km mit dem Pkw mit elektronischem Block (Lichtmaschinenregler und Thyristorzündung), Radio (russ.), Heft 12 (1968), Seite 37–43

Die Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung als wichtiger Bestandteil der sozialistischen Rationalisierung hat in den letzten Jahren zunehmend an Bedeutung gewonnen. Die aus den verschiedenen Anwendungsgebieten entstandenen Erfahrungen und Forderungen nach einer weiteren Vervollkommnung der Datenverarbeitungssysteme haben dabei in den Anlagen der dritten Generation ihren Niederschlag gefunden.

Die Anlagen der dritten Generation (siehe Elektronisches Jahrbuch 1974) werden einheitlich für alle Länder des RGW durch die Anlagen des Systems ESER repräsentiert. Ausgehend von der Erkenntnis, daß die sozialistische ökonomische Integration entscheidend dazu beiträgt, die Vorteile des Sozialismus voll zu erschließen, wurde das System ESER unter Leitung der Sowjetunion gemeinsam von der UdSSR, der Ungarischen Volksrepublik, der Volksrepublik Polen, der Volksrepublik Bulgarien, der ČSSR und der DDR entwickelt.

Zum System ESER gehören dabei gegenwärtig die 6 folgenden Anlagenmodelle:

- das Modell ES 1010 aus der Ungarischen Volksrepublik,
- das Modell ES 1020 als Gemeinschaftsentwicklung der UdSSR und der Volksrepublik Bulgarien,
- das Modell ES 1021 aus der ČSSR,
- das Modell ES 1030, entstanden in Zusammenarbeit der UdSSR mit der Volksrepublik Polen,
- das Modell ES 1040 als Beitrag der DDR zum ESER,
- das Modell ES 1050 aus der UdSSR.

Im Mai 1973 wurden diese Modelle nach nicht einmal 4 Jahren Entwicklungszeit mit der Ausstellung *ESER 73* der internationalen Öffentlichkeit in Moskau vorgestellt.

Zwischenzeitlich wurde zur weiteren Vervollkommnung des Systems von der Sowjetunion bereits das Modell ES 1060 angekündigt, das mit einer Operationsgeschwindigkeit von etwa 2 Millionen Operationen/s

neue Maßstäbe für die Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung setzt.

Die qualitativ neuen Möglichkeiten, die grundsätzlich durch die Anlagen der dritten Generation geboten werden, bilden die Voraussetzung für eine effektive Anwendung der Datenfernverarbeitung. Die Datenfernverarbeitung ist eine besondere Form der Nutzung elektronischer Datenverarbeitungsanlagen. Sie ermöglicht den Zugriff von dezentralen Stationen, die durch solche Entfernungen vom zentralen Datenverarbeitungssystem getrennt sind, daß eine Verbindung im herkömmlichen Lokalananschluß nicht mehr möglich ist, sondern die Zwischenschaltung zusätzlicher Datenfernübertragungseinrichtungen erfordert.

## Entwicklung der Datenfernverarbeitung

Datenverarbeitung, Datenfernübertragung und Datenfernverarbeitung entwickelten sich in der genannten Reihenfolge in zeitlichen Abständen von etwa jeweils 10 Jahren. Die Grundlage der elektronischen Datenverarbeitung wurde im Zeitraum von 1943 bis 1946 durch die Entwicklung und Inbetriebnahme der Rechenanlage *ENIAC* geschaffen.

Mit der Zunahme der Datenverarbeitungsanwendungen entstand aus der Diskrepanz des Zeitaufwands zwischen dem Verarbeitungsprozeß einerseits und zum anderen den Prozessen der Datenbereitstellung bzw. der Zurverfügungstellung der Ergebnisse auf der Grundlage des körperlichen Datenträgertransports die Forderung nach einer Datenfernübertragung.

Die ersten Versuche zur Datenfernübertragung mit Hilfe der Nachrichtentechnik wurden dabei Anfang der fünfziger Jahre durchgeführt. Im Jahre 1952 erfolgte in den USA die erste Übertragung von Daten einer Lochkarte über eine Fernsprechleitung zwischen Poughkeepsie und New York.

Die Impulse für die ersten Datenfernverarbeitungs-Anwendungen gingen vom militärischen Sektor aus. Eine Vorstufe bildete in den USA das System *SAGE* (Semi-Automatic Ground Equipment), das 1958 in einer ersten Ausbaustufe in Betrieb genommen wurde. Es diente als Warnsystem für die militärische Luftüberwachung.

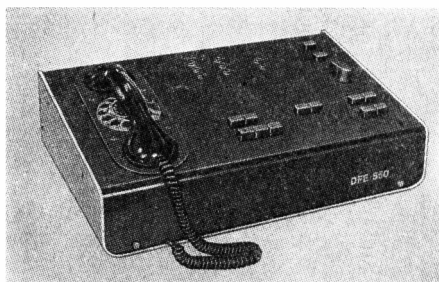
Im Jahre 1961 entstand am Massachusetts Institute of Technology (MIT) das Projekt *MAC* (Multitaccess Computing), das auf der Grundlage der Datenverarbeitungsanlage *IBM 7094* den eigentlichen Beginn der Anwendung der Datenfernverarbeitung darstellte. Die grundlegende Arbeitsweise beruhte auf dem Prinzip der Zeiteilung (Time-Sharing), wodurch gleichzeitig bis zu 30 entfernte Nutzer be-



dient werden konnten. Kurze Zeit später wurde das System SABRE entwickelt, das als Flugbuchungssystem der American Airlines diente.

Die erste umfangreichere Datenfernverarbeitungs-Anwendung in Europa erfolgte im Rahmen der Olympischen Winterspiele 1964 in Innsbruck. Eine größere Verbreitung fand die Anwendung der Datenfernverarbeitung jedoch erst Ende der sechziger Jahre. 1968 waren dabei in den USA etwa 10% der installierten Datenverarbeitungssysteme mit Datenfernübertragungseinrichtungen ausgestattet.

Etwa zur gleichen Zeit begann in Verbindung mit dem Einsatz der Anlagen *Robotron 300* auch die Anwendung der Datenfernverarbeitung in der DDR. Zur Datenfernübertragung dienten die mittelschnellen Datenfernübertragungseinrichtungen *DFE 550*, deren Entwicklung Ende 1967 abgeschlossen war (Bild 1). Der Einsatz dieser



*Bild 1*  
*Ansicht der Datenfern-*  
*übertragungsanlage*  
*DFE 550*

Geräte erfolgte in den verschiedensten Anwendungsgebieten. So wurde im Rahmen der Leipziger Frühjahrmesse 1969 auf der Grundlage dieser Geräte eine Datenfernübertragung zwischen der Messehalle 20 und einem Rechenzentrum in der Sowjetunion demonstriert, wodurch es möglich war, eine in der Messehalle ausgestellte numerisch gesteuerte Werkzeugmaschine nahezu unmittelbar auf der Grundlage eines im Rechenzentrum der Sowjetunion ausgearbeiteten Steuerprogramms zu steuern.

Eine andere Anwendung erfolgte beispielsweise anlässlich der Europameisterschaften im Sportschießen im August 1971 in Suhl. Zur Einhaltung des Zeitlimits für die Ergebnisbereitstellung war es notwendig, die Entfernung zwischen den Schießsportanlagen und dem Rechenzentrum mit Hilfe der Datenfernübertragung zu überbrücken.

## Aufbau eines Datenfernverarbeitungssystems

Allgemein läßt sich die Datenfernverarbeitung (DFV) als die Verbindung von Datenverarbeitung (DV) und Datenfernübertragung (DFÜ) zu einem technisch-organisatorischen Gesamtsystem charakterisieren.

Der Aufbau eines Datenfernverarbeitungssystems leitet sich unmittelbar aus der Datenfernübertragung ab, wo zwei räumlich getrennte Datenendeinrichtungen, z.B. Fernschreiber oder Lochbandstationen, durch Übertragungseinrichtungen miteinander verbunden sind (Bild 2). Kennzeichnend für die Datenfernverarbeitung ist dabei, daß für mindestens eine Datenendeinrichtung eine elektronische Datenverarbeitungsanlage verfügbar sein muß, um einen mit der Übertragung unmittelbar zusammenhängenden Verarbeitungsprozeß zu realisieren.

In Abhängigkeit von der Verbindung der elektronischen Datenverarbeitungsanlage mit den Übertragungseinrichtungen unterscheidet man zwei verschiedene Formen der Datenfernverarbeitung:

- die indirekte Datenfernverarbeitung (off-line-Datenfernverarbeitung) auf der Grundlage einer rechnerunabhängigen Datenfernübertragung und
- die direkte Datenfernverarbeitung (on-line-Datenfernverarbeitung) auf der Grundlage einer rechnerabhängigen Datenfernübertragung.

Während bei der indirekten Datenfernverarbeitung die Verbindung zwischen Übertragungs- und Verarbeitungsprozeß über Zwischendatenträger erfolgt, wird bei der direkten Datenfernverarbeitung die elektronische Datenverarbeitungsanlage selbst zur Datenendeinrichtung. Die direkte Datenfernverarbeitung stellt damit die höhere Form der Anwendung der Datenfernverarbeitung dar und wird heute mit dem Begriff Datenfernverarbeitung weitgehend identifiziert. Da die

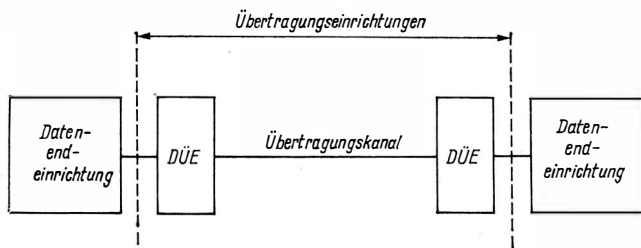


Bild 2 Aufbau eines Datenfernübertragungssystems

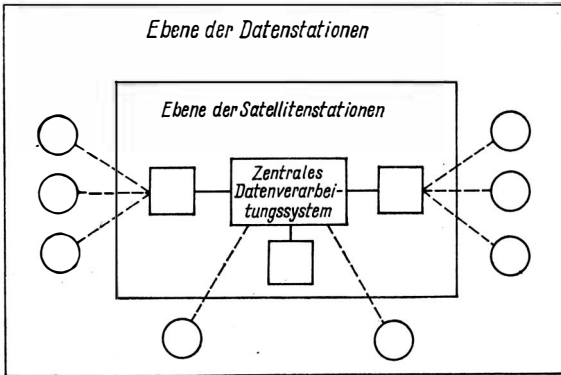


Bild 3 Hierarchische Struktur eines Datenfernverarbeitungssystems

Datenfernverarbeitung in den meisten Fällen erst dann wirtschaftlich einzusetzen ist, wenn eine größere Anzahl von Anwendern diese Möglichkeiten nutzt, sind Datenfernverarbeitungssysteme so ausgelegt, daß mehrere Übertragungsleitungen mit der elektronischen Datenverarbeitungsanlage verbunden sind. Ein Datenfernverarbeitungssystem setzt sich damit aus folgenden Komponenten zusammen:

- dem zentralen Datenverarbeitungssystem in Form einer leistungsfähigen elektronischen Datenverarbeitungsanlage,
- Übertragungseinrichtungen, die in ihrer Gesamtheit das Übertragungssystem bilden,
- dezentralen Stationen.

Die Skale der dezentralen Stationen reicht von einfachen Signalgebern bis wieder zu elektronischen Datenverarbeitungsanlagen. Unter dem Aspekt der hierarchischen Strukturierung eines Datenfernverarbeitungssystems ist es zweckmäßig, dezentrale Stationen zu untergliedern in Satellitenstationen, die selbst wieder die Funktion einer Zentrale übernehmen können, und Datenstationen, die ausschließlich Ein- und Ausgabeprozesse realisieren.

Der Aufbau eines allgemeinen Datenfernverarbeitungssystems setzt sich damit aus folgenden Ebenen zusammen (Bild 3):

1. Ebene: Zentrales Datenverarbeitungssystem.
2. Ebene: Satellitenstationen.
3. Ebene: Datenstationen.

Das zentrale Datenverarbeitungssystem hat die Aufgabe, den Verarbeitungsprozeß durchzuführen und die Übertragung der Daten zu

steuern. Da die Anwendungsfälle der Datenfernverarbeitung gewöhnlich dadurch charakterisiert sind, daß sie nicht zu vorher bestimm- baren Zeitpunkten auftreten, sondern durch den Anwender je nach Bedarf ausgelöst werden und damit in ihrer Verteilung den Gesetzen der Wahrscheinlichkeitstheorie unterliegen, werden an das zentrale Datenverarbeitungssystem spezielle Anforderungen gestellt. Zu diesen Anforderungen gehören:

- ein leistungsfähiges Unterbrechungssystem,
- ein wirksamer Speicherschutz,
- Vorhandensein eines Zeitgebers,
- Unterstützung des Multiprogramm-Betriebs.

Diese Anforderungen werden durch die Anlagen des Systems ESER grundsätzlich erfüllt. In Abhängigkeit von den Anwendungsformen der Datenfernverarbeitung ergeben sich darüber hinaus Anforderungen an die Speicherkapazität.

Die Zugriffsmöglichkeiten für Datenfernverarbeitungs-Anwendungen können dabei zwischen den folgenden Möglichkeiten liegen:

- alle Anwender eines Datenfernverarbeitungssystems benutzen gleichberechtigt zum gleichen Zweck das gleiche, einem bestimmten Anwendungsgebiet zugeordnete zentral gespeicherte Programmsystem, z.B. bei einem Platzbuchungssystem;
- die Anwender eines Datenfernverarbeitungssystems arbeiten an voneinander unabhängigen Aufgaben auf der Grundlage eigener Programme, z.B. bei der Nutzung von Anlagenkapazitäten dienstleistender Rechenzentren.

Diese beiden Anwendungsformen der Datenfernverarbeitung werden als Teilhaberbetrieb und als Teilnehmerbetrieb bezeichnet. Der Teilhaberbetrieb ist eine spezielle Anwendungsform der Datenfernverarbeitung und kann mit Hauptspeicherkapazitäten ab 64 K Bytes realisiert werden. Der Teilnehmerbetrieb ist die allgemeinere Anwendungsform der Datenfernverarbeitung, erfordert zu seiner Realisierung gewöhnlich aber mindestens 256 K Bytes Hauptspeicherkapazität.

Während spezielle Datenfernverarbeitungssysteme damit bereits mit den kleineren Modellen des ESER als zentralem Datenverarbeitungssystem realisiert werden können, erfordern universelle Datenfernverarbeitungssysteme den Einsatz von ESER-Anlagen ab der Leistungsfähigkeit des Modells ES 1040.

Die Übertragungseinrichtungen stellen die Verbindung zwischen dem zentralen Datenverarbeitungssystem und den dezentralen Stationen her. Unter dem Begriff Übertragungseinrichtungen sind dabei die Datenübertragungsendeinrichtungen und die Übertragungskanäle zu

verstehen. Die Datenübertragungsendeinrichtungen realisieren die Modulation und Demodulation der digitalen Daten (Modem), die Anpassung (Anpassungsgerät) und die Datensicherung (Fehlerkorrekturgerät).

Zur eigentlichen Übertragung der Daten stehen zwei prinzipiell unterschiedliche Übertragungswege zur Verfügung:

- Übertragung über drahtgebundene Übertragungskanäle,
- Übertragung über nichtdrahtgebundene Übertragungskanäle.

Die drahtlose Datenübertragung beschränkt sich dabei gegenwärtig auf Spezialanwendungen, z.B. Land-See-Verbindungen. Für die Datenfernübertragung über drahtgebundene Leitungswege stehen die folgenden Leitungsarten zur Verfügung:

- Fernschreibleitungen,
- Fernsprechleitungen,
- Breitbandleitungen.

Sie unterscheiden sich dabei insbesondere in ihren Übertragungsgeschwindigkeiten und sind mit unterschiedlichen Kosten verbunden. Die Übertragungsgeschwindigkeiten über Fernschreibleitungen liegen zwischen 50 und 200 bit/s, während sie im Fernsprechnet 200 bis 2400 bit/s, teilweise auch 4800 bit/s erreichen (Bild 4). Die Übertragungsgeschwindigkeiten bei Breitbandleitungen betragen 50 000 bit/s und darüber. Sie werden in Zukunft vor allem für direkte Rechnerverbindungen angewendet werden. Gegenwärtig erfolgen die meisten Übertragungen im Bereich mittlerer Geschwindigkeiten über

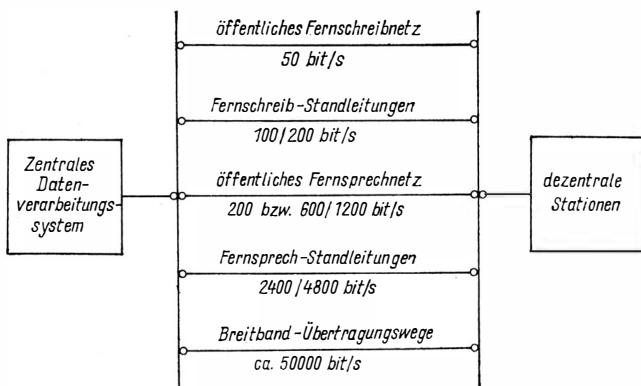


Bild 4 Arten von Übertragungskanälen bei der Datenfernverarbeitung

Fernsprechleitungen. Dabei ist zu unterscheiden zwischen Wählverbindungen und Standleitungen.

Standleitungen erfüllen höhere Übertragungsansprüche als Wählleitungen und sind bei kritischen Antwortzeitbedingungen unumgänglich. Wählleitungen sind demgegenüber in Abhängigkeit von der Entfernung und dem Übertragungsvolumen für eine Reihe von Anwendungen kostengünstiger, so daß die Entscheidung über Stand- oder Wählleitungen den konkreten Anwendungsfall berücksichtigen muß.

Die dezentralen Stationen ermöglichen den Zugriff der Anwender zum zentralen Datenverarbeitungssystem. Sie sind damit das Bindeglied zur Umwelt im Datenfernverarbeitungssystem.

Satellitenstationen werden vorrangig durch elektronische Datenverarbeitungsanlagen und Prozeßrechner realisiert. Dabei sind sowohl die kleineren Modelle des Systems ESER oder die Anlage *Robotron 21* als Datenverarbeitungsanlagen bzw. die Rechner *R 4000* oder *R 4200* zur Steuerung und Kontrolle von Produktionsprozessen einsetzbar.

Datenstationen werden sowohl aus einzelnen Geräten als auch aus bestimmten Gerätekombinationen gebildet. Sie müssen dabei die Anpassung an das jeweilige Anwendungsgebiet gewährleisten. Aus der Vielzahl unterschiedlicher Anwendungsmöglichkeiten der Datenfernverarbeitung ist es erforderlich, daß ein breites Geräteangebot zur Ausstattung von Datenstationen zur Verfügung steht.

Davon ausgehend werden im Rahmen des Systems ESER unter anderem von der Sowjetunion, der Ungarischen Volksrepublik und

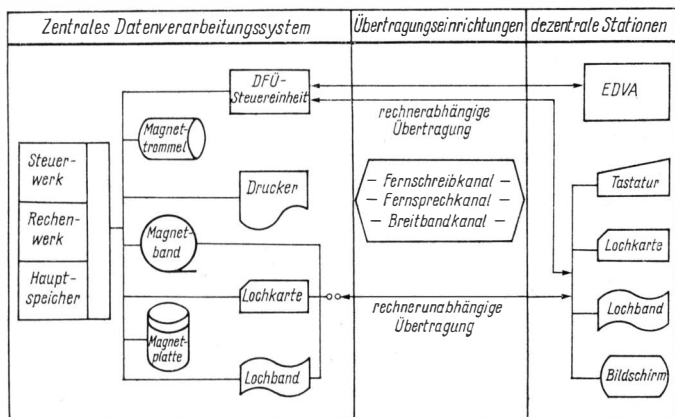


Bild 5 Realisierungsmöglichkeiten für die Komponenten eines Datenfernverarbeitungssystem

der DDR entsprechend abgestimmte Entwicklungen durchgeführt, die Bildschirmeinheiten, Tastaturen, Schreibwerke, Lochbandstationen usw. umfassen und damit eine anwendungsgerechte Ausstattung von Datenstationen ermöglichen. Als Beitrag der DDR wird dabei das on-off-line-Datenerfassungssystem *darö-Cellatron 1600* entwickelt, das als Abonnentenpunkt 5 in das System ESER einbezogen ist.

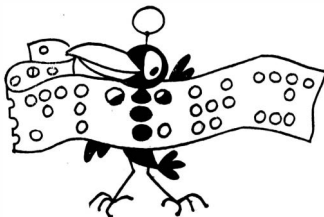
Zu den im System 1600 verfügbaren Ein- und Ausgabebaugruppen gehören u.a. Tastaturen, Druckwerke und ein Register-Ausweisleser, die zu 3 verschiedenen Typen von Datenendplätzen kombiniert werden können. Der Einsatz dieses Systems ermöglicht dem Anwender ein schnelles Erfassen und Übertragen von Daten der verschiedensten Anwendungsgebiete.

Einen zusammengefaßten Überblick über Realisierungsmöglichkeiten für die Komponenten eines Datenfernverarbeitungssystems vermittelt Bild 5.

Das System ESER umfaßt neben der Gerätetechnik auch die programmtechnische Unterstützung für die Anwendung der Datenfernverarbeitung. Im Ergebnis der sozialistischen Integration wird es damit möglich, die Effektivität der Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung für unsere sozialistische Volkswirtschaft weiter zu erhöhen. Durch den gezielten Einsatz der Datenfernverarbeitung können sowohl bestimmte Anwendungsgebiete besser realisiert und neue erschlossen als auch eine effektive Auslastung der leistungsfähigen Anlagen des Systems ESER gewährleistet werden.

#### Literatur

- [1] *Autorenkollektiv*: Datenübertragung im System der EDV, Schriftenreihe Datenverarbeitung, herausgegeben vom VEB Kombinat Robotron, 1970
- [2] *Villiger, R. M.*: Möglichkeiten, Probleme und Auswirkungen der Datenfernverarbeitung, Hamburg - Berlin 1969
- [3] System der Datenfernverarbeitung, Prospekt VEB Kombinat Robotron, 1973

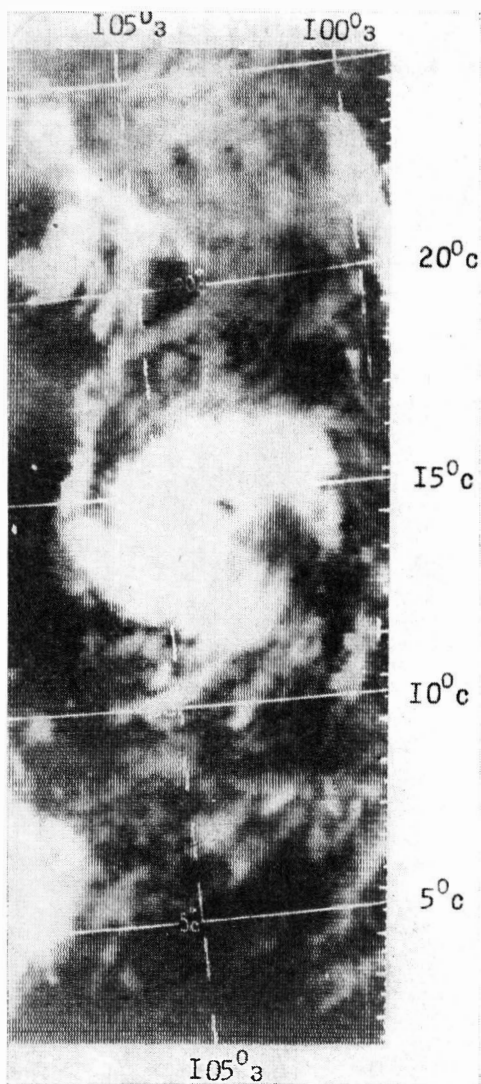


Neben einem bedeutenden Nutzen für die weitere wissenschaftliche, technische und technologische Forschung bringen die hohen Zielstellungen der Weltraumforschung auch indirekt großen Nutzen auf den Gebieten der kosmischen Meteorologie, des kosmischen Nachrichtenwesens und der kosmischen Biologie und Medizin. Durch Wettersatelliten der UdSSR (Meteor-System) und der USA (Tiros, Nimbus, ITOS und NOAA) sind heute eine globale Wetterüberwachung und eine exaktere Wettervoraussage möglich geworden.

Das sowjetische Meteor-System begann am 28. 2. 1967 mit dem Satelliten *Kosmos 144*, vorher war ein Teststart des Systems mit *Kosmos 122* erfolgt. Das Meteor-System benutzt polare Bahnen mit 600 bis 800 km Bahnhöhe und rund 81° Bahnneigung. Die nachfolgende Tabelle enthält Daten der sowjetischen Wettersatelliten.

Bezeichnung	Startdatum	Bahnhöhe	Bahnneigung	Umlaufzeit	Ende der Lebensdauer
<i>Kosmos 144</i>	28. 2. 67	625 km	81,2°	96,92 min	29. 3. 68
<i>Kosmos 156</i>	27. 4. 67	630 km	81,2°	97,0 min	22. 8. 67
<i>Kosmos 184</i>	25. 10. 67	635 km	81,2°	97,14 min	23. 5. 68
<i>Kosmos 206</i>	14. 3. 68	630 km	81,0°	97,0 min	18. 5. 68
<i>Kosmos 226</i>	12. 6. 68	603...650 km	81,2°	96,7 min	21. 2. 69
<i>Meteor 1</i>	26. 3. 69	644...713 km	81,2°	97,9 min	
<i>Meteor 2</i>	6. 10. 69	613...681 km	81,2°	97,7 min	
<i>Meteor 3</i>	17. 3. 70	555...643 km	81,2°	95,6 min	
<i>Meteor 4</i>	28. 4. 70	637...736 km	81,2°	98,1 min	
<i>Meteor 5</i>	23. 6. 70	863...906 km	81,2°	102 min	
<i>Meteor 6</i>	15. 10. 70	—	—	—	
<i>Meteor 7</i>	20. 1. 71	630...679 km	81,2°	97,6 min	
<i>Meteor 8</i>	17. 4. 71	620...646 km	81,2°	97,2 min	
<i>Meteor 9</i>	16. 7. 71	618...650 km	81,2°	97,3 min	
<i>Meteor 10</i>	29. 12. 71	880...905 km	81,2°	102,7 min	
<i>Meteor 11</i>	30. 3. 72	878...903 km	81,2°	102,6 min	
<i>Meteor 12</i>	30. 6. 72	897...929 km	81,2°	103,0 min	





*Bild 1 Infrarotbild eines tropischen Wirbelsturms (Celeste) aufgenommen vom sowjetischen Satelliten Kosmos 226 (15. 7. 1968 im Stillen Ozean)*



*Bild 2* Wolkenbild im sichtbaren Spektralbereich vom 8. 5. 73, aufgenommen als APT-Bild mit der WES-2 (gedehnte Aufzeichnung mit 96 U/min des Abstradiometers)

Die Satelliten sind mit Fernsehkameras für die Wolkenbedeckung, mit Infrarotsensoren und Aktinometern ausgerüstet. Das FS-System tastet die Erde streifenförmig mit 1000 km Breite längs der Flugbahn ab, die Subsatelliten-Auflösung beträgt  $1,3 \text{ km} \times 1,3 \text{ km}$ , bei Infrarotbildern  $15 \text{ km} \times 15 \text{ km}$ . Die sowjetischen Satelliten arbeiten bis jetzt nur im Abfragebetrieb (Empfangszentren in Moskau und Nowosibirsk), während die USA-Satelliten nach dem APT-Verfahren (automatic picture transmission) Direktsendungen durchführen.

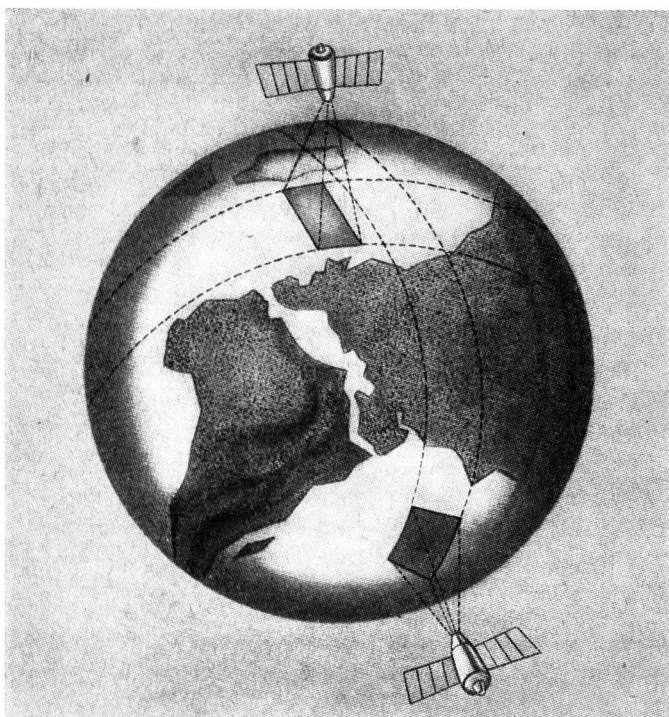
Zwei Beispiele für Satellitenbilder, das erste im Infrarotbereich aufgenommen von *Kosmos 226* am 15. 7. 68 (Bild 1). Es zeigt den tropischen Wirbelsturm *Celeste* im Stillen Ozean, Länge und Breite sind angegeben. Die hellen Stellen haben höhere Temperatur. Die Bedeutung eines solchen Bildes für aktuelle Unwetterwarnung zur Verhütung volkswirtschaftlichen Schadens braucht nicht unterstrichen zu werden. Auch Kosmonauten haben solche Wirbelsturmbesichtigungen durchgeführt. Bild 2 zeigt die Qualität eines Wolkenbedeckungsfotos im sichtbaren Bereich. Man kann synoptische Erscheinungen deuten und Bewölkungsprozesse analysieren (Depressionen, Fronten, Konvergenzonen, Strahlströme, konvektive Prozesse u.a.m.). Weiterhin gestatten diese Bilder eine Vereisungsanalyse. In Bild 3 ist die Wolkenverteilung über die gesamte Erdoberfläche dargestellt, wie sie von einem geostationären Satelliten aus 36 000 km Höhe oder von einer interplanetaren Sonde aus gleicher Erdentfernung aus gesehen wird. Man erkennt den Ort eines Wirbelsturms auf der Südhalbkugel, die fast wolkenfreien Steppenzonen und die stark bewölkten Polkappen. Bild 4 zeigt schematisch die Bahn eines Meteor-Satelliten und die Größe des abgetasteten Gebiets auf der Erde.



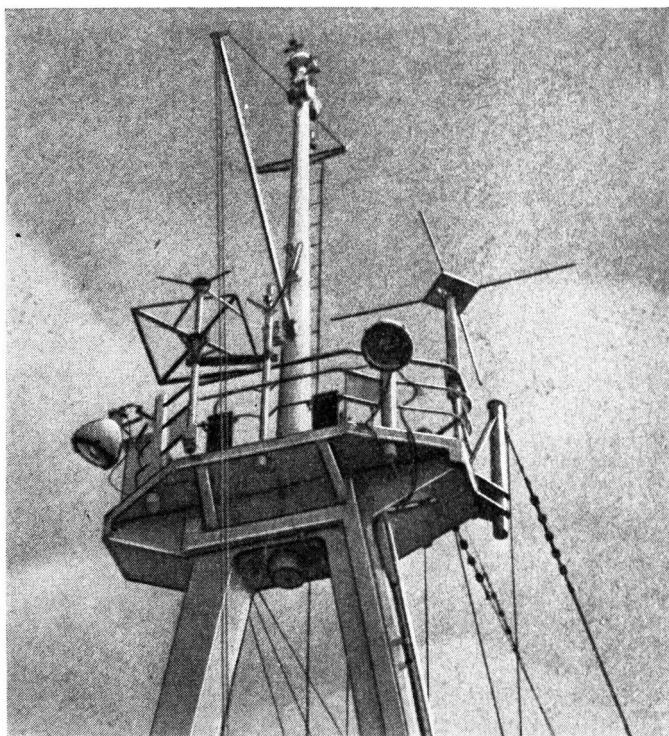
*Bild 3 Aufnahme der globalen Wolkenverteilung über der Erde von einem geostationären Satelliten aus*

Für die Direktübertragung von Satellitenwolkenbildern wird ein Verfahren mit Amplitudenmodulation im VHF-Gebiet benutzt (Unterträger 2,4 kHz, zu Beginn 3 s lang ein 300-Hz-Startsignal, dann 5 s Einphasungssignal und 150 bzw. 200 s Bildinhalt). Das Empfangsgebiet einer Berliner Station (wie sie beim meteorologischen Dienst in Potsdam im Routineeinsatz ist) reicht vom Ural bis Grönland und von der mittleren Sahara bis Spitzbergen. Bilder dieses Gebiets erhält man von jedem Satelliten einmal am Tage und einmal in der Nacht von jeweils vier Durchgängen.

Die Wetterbildanlage *WES-2* gestattet nun den Empfang der Signale direkt sendender Wettersatelliten mit einem feststehenden Kreuzdipol. Das ist möglich durch einen speziellen Empfänger-



*Bild 4 Umlaufbahn eines Wettersatelliten und Größe des von ihm abgetasteten Bereichs auf der Erdoberfläche*



*Bild 5 Aufbau der Empfangsantenne des Wetterbildsystems WES-2 auf dem Großmast eines Schiffes*

Doppelsuperhet mit kohärenter Demodulation (phasengeregelte Schleife, PLL-Demodulator). Durch das ebenfalls benutzte Zweikanal-Empfangsprinzip mit automatischer Steuerung der Kanäle auf optimales Signal-Rausch-Verhältnis wird ein sicherer Empfang auch bei Änderung der Einfallspolarisation oder der Einfallsamplitude ermöglicht.

Natürlich kann ein versierter Funkamateurl auch die Signale von Wettersatelliten mit einem Kreuz-Yagi und einem umgebauten 2-m-Empfänger aufnehmen, sie dann als Wehneltzylinder-Modulation auf einen Oszillografen geben, dessen Leuchtpunkt zeilenweise nach der APT-Norm über den Bildschirm geführt wird, und die Helligkeits-



*Bild 6 Wetterbild eines Sturmwirbels mit leichten Störungen des Empfangs durch funktechnische Mittel an Bord des Schiffes*

verteilung fotografisch registrieren. Aber ein solches System wäre nicht für den Routinebetrieb im Wetterdienst geeignet.

Durch Kopplung dieses Empfängers mit einem neuentwickelten Bildschreiber mit Faseroptik entstand eine Anlage, die den Weltstand auf diesem Gebiet mitbestimmt. Sie ist in mehreren Veröffentlichungen genau beschrieben, so daß hier eine umfangreichere Erörterung entfallen kann. Der Einbau dieser Anlage auf Schiffen gestattet es, operative Kursänderung bei Unwetter durchzuführen, und spart mögliche Verluste an Menschen und Material. In Bild 5 ist der Aufbau der Empfangsantenne auf dem Großmast eines Schiffes gezeigt. Durch

die Verwendung eines bedienungsarmen Bildschreibers kann die Anlage vom zuständigen Schiffpersonal mitbedient werden.

Im praktischen Betrieb treten zeitweise Störungen durch Funkdienste auf, die sich aber auf die Auswertbarkeit der Wetterbilder wenig auswirken. Ein Beispiel für die Einwirkung eines Funkgeräts zeigt Bild 6. Hier kann der im oberen Bildrand befindliche Wirbel trotz der Störungen einwandfrei erkannt und analysiert werden. Es ist klar, daß Anlagen mit einer so hohen Eingangsempfindlichkeit wie die Anlage *WES-2* ( $0,2 \mu\text{V}$  reichen für die Bildschreibung aus!) auch störepfindlich sind. Störungen treten aber nur bis zu kleineren Prozentzahlen der Gesamtzahl der empfangenen Bilder auf. Mit dem Wetterbildsystem *WES-2* wurde die Empfangstechnik weiter entwickelt und eine volkswirtschaftliche Nutzung der Kosmostechnik begonnen. In der Welt arbeiten z.Z. mehrere 100 APT-Empfangsstationen im Dauerbetrieb, und der Nutzen für Schifffahrt, Luftfahrt, Landwirtschaft und Industrie ist nachweisbar.

Technische Daten der Anlage *WES-2*:

Antenne: zwei gekreuzte Dipole mit je einem Antennenverstärker, Reflektorebene, Dipole angewinkelt.

Rauschzahl des Antennenverstärkers:  $2,5 kT_0$  bei  $\Delta f = 4 \text{ MHz}$ ,  $V = 25 \text{ dB}$

Empfangsband: 135,5...138 MHz.

1. ZF: 10,7 MHz

2. ZF: 455 kHz

ZF-Bandbreite: 45 kHz, maximal verarbeitbarer Hub  $\pm 15 \text{ kHz}$

Bildaufzeichnungsverfahren: fotografisch, positiv

Papierformat: 254 mm breit, 30-m-Spule

Bildformat: Breite 220 mm, Länge 180 bis 690 mm

Bildunterträger: 2,4 kHz, Spannung am Bildschreibereingang 0,7 bis 2 V

## Literatur

- [1] *Schneider, W.*: Die Wetterbildempfangsstation WES-2 – ein Beitrag der DDR zum Interkosmosprogramm Feingerätetechnik 21, Heft 12 (1972), Seite 567 bis 570
- [2] *Fischer, H. J., Kempe, V., Rienäcker, J., Schmelovsky, K. H.*: Zweikanal-Wetterbildempfangsanlage mit Optimaldemodulator ZEA-1 radio, fernsehen, elektronik 20, Heft 18 (1971), Seite 585–590
- [3] *Plauschin, U., Schneider, W.*: Das Bildaufzeichnungsgerät BAG-1 zur Aufzeichnung von Wolkenbildern radio, fernsehen, elektronik 20, Heft 23 (1971), Seite 767–778
- [4] *Fischer, H. J., Rienäcker, J.*: Empfangsanlage für Wettersatellitenbilder APT 137/3 radio, fernsehen, elektronik 20, Heft 8 (1971), Seite 256–266

## Fernsehtuner mit Programmtasten

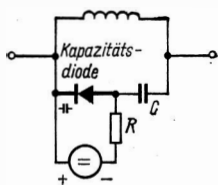
Ing. Klaus K. Streng

Unsere Eltern kannten schon Programmtasten an ihrem Rundfunkempfänger. Diese waren zwar nur in Großempfängern und Autoradios zu finden – soweit es vor 30 Jahren schon Autoradios gab. Aber Programmtasten im Fernsehempfänger? Hier könnten Kritiker sofort einwenden: »Den Abstimmknopf werden die Leute wohl noch drehen können!«

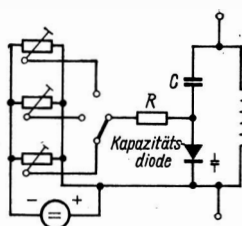
Dieser Einwand ist nicht stichhaltig. Zunächst: Die programmierte Abstimmung mit Drucktasten ist exakter als die von Hand. Die Drucktastenabstimmung hat zum Ergebnis eine bessere Bildqualität sowie kein ständiges Suchen am Abstimmknopf; wenigstens sollte es so sein. Zudem gibt es auch in unserer Republik viele Gegenden, in denen zwei Sender des Fernsehens der DDR empfangen werden können, auch oft mit dem gleichen Programm. Fällt nun ein Sender aus, was ja doch vorkommt, kann der andere Sender eingeschaltet werden. Ohne Programmtasten dauert dies mehr oder weniger lange (vielleicht an der spannendsten Stelle eines Fernseh-Krimis!). Oder denken wir an das Umschalten vom Empfang des 1. Programms auf das 2. oder umgekehrt. Programmtasten haben also durchaus einen Sinn.

Wie werden sie realisiert? Mechanische Vorrichtungen, die z. B. den Abstimmdrehkondensator in vorprogrammierte Stellungen bringen, scheiden aus (zu großer Aufwand, zu ungenau). Aber bietet nicht die elektronische Abstimmung (Abstimmung mit Kapazitätsdioden) hier ideale Möglichkeiten? Fassen wir das Wesentliche der elektronischen Abstimmung kurz zusammen: Jede Halbleiterdiode hat eine Sperrschichtkapazität, d.h., sie wirkt, als ob zwischen ihren beiden Anschlüssen eine Kapazität vorhanden wäre. Diese Sperrschichtkapazität ist abhängig von der Sperrspannung der Diode. Schaltet man die Diode parallel zu einer Induktivität, so läßt sich die Resonanzfrequenz des als Induktivität plus Sperrschichtkapazität gebildeten Schwingkreises durch eine Gleichspannung ändern. Bild 1 zeigt diese Schaltung. Der Kondensator  $C$  verhindert, daß die Spule die Gleichspan-





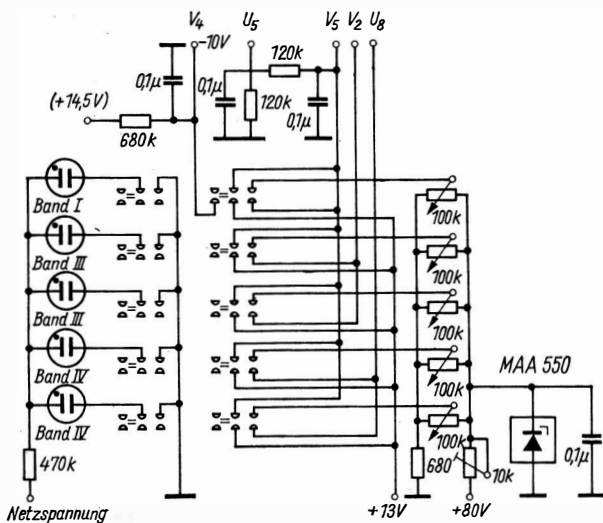
**Bild 1**  
Prinzipschaltung der Abstimmung  
mit Kapazitätsdioden



**Bild 2**  
Abstimmung von programmierten  
Abstimmfrequenzen mit Kapazitätsdioden

nung an der Diode (ihre Sperrspannung) kurzschließt, der Widerstand  $R$  sorgt dafür, daß die Hochfrequenzspannung am Schwingkreis nicht in die Gleichspannungsquelle fließt und ihrerseits dort kurzgeschlossen wird.

Ein Schritt weiter: Schaltet man bestimmte Gleichspannungen mit dem Schalter (Bild 2) an die Kapazitätsdiode, so wird die Resonanzfrequenz des Schwingkreises auf vorher programmierbare Werte abgestimmt.



**Bild 3** Stromlaufplan des Drucklasten-Abstimmteils im Fernsehempfänger  
Luxomat (VEB Fernsehgerätekwerk Staßfurt)

Und nun zum Fernsehempfänger *Luxomat* des VEB Fernsehgeräte-  
werke Staßfurt. In Bild 3 ist die Schaltung der Programmtasten zu  
sehen. Die Gleichspannung für die Abstimmioden muß natürlich  
sorgfältig stabilisiert werden, damit der einmal eingestellte Sender  
nicht »wegläuft«. Dazu dient der integrierte Spannungskonstant-  
halter *MAA 550* von TESLA. Er liefert eine konstante Spannung von  
etwa 33 V, die den 5 parallelgeschalteten 100-k $\Omega$ -Potentiometern zu-  
geführt wird. Je nach Tastendruck führt man die Spannung am  
Schleifer eines dieser Potentiometer dem UHF- oder VHF-Tuner zu  
(Bild 4 und 5). Der gewünschte Sender wird so empfangen.

Der Vorgang verläuft wesentlich komplizierter, als man nach der  
einfachen Schaltung in Bild 1 erwarten könnte. Doch das ist nicht  
alles, für die Tastenabstimmung muß der VHF-Tuner (Band I oder  
Band III) entsprechend umgeschaltet werden. Auch das geschieht  
durch Dioden.

Wie man mit Dioden schalten kann, ist allgemein bekannt. Je nach  
Polarität der angelegten Gleichspannung (Bild 6) läßt die Diode den  
Strom durch (*a*, entspricht Durchlaßrichtung) oder ist für ihn ge-  
sperrt (*b*, entspricht Sperrichtung). Natürlich läßt sich einwenden, daß  
die Diode kein idealer Schalter ist, denn dieser hat ja entweder prak-  
tisch keinen Widerstand (geschlossen) oder einen unendlich großen  
Widerstand (offen) zwischen seinen Anschlüssen. So ideal ist der  
»Diodenschalter« nicht. Geschlossen hat er einen Durchlaßwiderstand

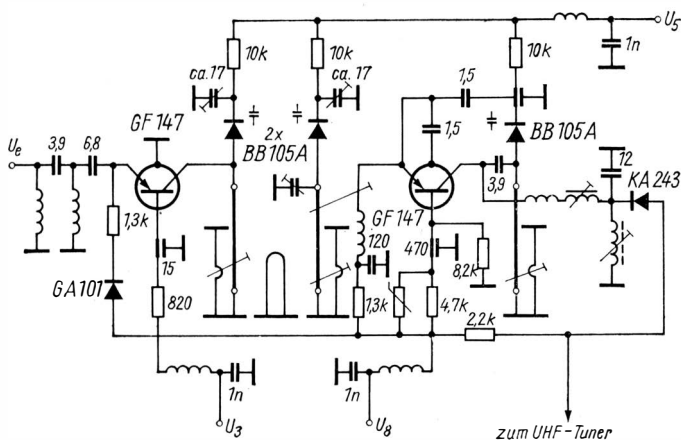


Bild 4 Stromlaufplan des UHF-Tuners im Luxomat



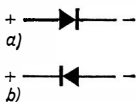


Bild 6 Prinzip des Diodenschalters. a) Schalter geschlossen (Durchlaßrichtung der Diode); b) Schalter offen (Sperrichtung der Diode)

(Größenordnung einige  $\Omega$ ), geöffnet einen Sperrwiderstand (Größenordnung einige  $10^5 \Omega$ ).

Die Praxis beweist jedoch, daß man mit diesem unvollkommenen Schalter HF-Spannungen z. B. im Tuner schalten kann. Beim durchstimmbaren VHF-Kanalwähler (den der VEB Fernsehgerätekwerke Staßfurt bereits im Röhrenzeitalter entwickelte) muß ein Teil der Induktivitäten der Schwingkreise beim Übergang von Band I (Kanäle 2 bis 4) auf Band III (Kanäle 5 bis 12) kurzgeschlossen werden. Das besorgen Dioden. Die Sperrspannung wird durch die Drucktasten mitgeschaltet (Bild 3: Bei Taste I – Band I – schaltet man so eine Gleichspannung von etwa  $-10$  V, bei Band III beträgt sie etwa  $+12$  V). Außerdem wird bei UHF die Mischstufe des VHF-Tuners als zusätzliche ZF-Verstärkerstufe benutzt. Dazu ist wieder eine Schaltungdiode erforderlich. Sie ist im Ausgangskreis des UHF-Tuners untergebracht. Bei UHF-Betrieb liegt die Betriebsspannung (U8 über den  $2,2\text{-k}\Omega$ -Widerstand) an der Diode, die jetzt leitet. Die Ausgangsspannung des UHF-Tuners wird der VHF-Mischstufe zugeführt. Anders bei VHF-Empfang, da fehlt die Betriebsspannung des UHF-Tuners an U8, die Diode sperrt.

Man muß Bild 3 bis Bild 5 wirklich aufmerksam studieren, um die Wirkungsweise des Schaltertuners zu verstehen. Zum besseren Verständnis seien noch einmal die an den einzelnen Tunerteilen anliegenden Spannungen genannt.

VHF-Tuner (Bild 5):

V2  $+12$  V (Betriebsspannung);

V3  $+9,5 \dots +3,5$  V (Regelspannung);

V4  $+12$  V (Band III) bzw.  $-10$  V (Band I), (Schaltspannung);

V5  $+1,5 \dots +25$  V (Abstimmspannung);

V8  $+12$  V (Betriebsspannung).

UHF-Tuner (Bild 4):

U3  $+9,5 \dots +3,5$  V (Regelspannung);

U5  $+0,8 \dots +12$  V (Abstimmspannung);

U8  $+12$  V (Betriebsspannung).

Die beiden Tuner (VHF- und UHF-Tuner) sind mit Steckanschlüssen versehen, was ihr eventuelles Auswechseln zu Reparaturzwecken erleichtert.

Es gibt noch manch andere Problematik des Tastentuners, die hier aber nicht behandelt werden soll, so die Temperaturkompensation der Oszillatoren, die Dämpfung unerwünschter Frequenzen, speziell im Eingang des VHF-Tuners, und anderes mehr.

Soweit in kurzen Zügen die Beschreibung, wie ein moderner Tasten-Fernsehtuner funktioniert. Dies ist natürlich keine Gerätebeschreibung, wie sie vom Herstellerwerk u.a. für die Werkstätten herausgegeben wird. So bleibt Raum für die Überlegung, welche Möglichkeiten diese Tastenwahl noch bieten kann. Da lediglich mit Gleichspannung sowohl abgestimmt wie auch umgeschaltet wird, bietet sich ja die Fernbedienung an.

Fernbedienungen für Fernsehempfänger gibt es seit langem, aber sie beschränkten sich auf die Funktionen Lautstärke, Helligkeit und eventuell Kontrast. Fernabgestimmt wurde nie, denn das wäre beim bisherigen Kanalwähler nur mit großem mechanischem Aufwand möglich gewesen (Servomotor o.ä.) Mit dem neuen Tasten-Kanalwähler verhält es sich anders. Auch im Zeitalter der scheinbar entwickelten Fernsehempfängertechnik sind noch Weiterentwicklungen möglich!

Noch eine Anmerkung: Obwohl der Tastentuner speziell durch den Fernsehempfänger *Luxomat* vom VEB Fernsehgerätekwerke Staßfurt bekannt geworden ist, ist der beschriebene Tastentuner nicht nur für diesen bestimmt. Wir finden ihn auch im neuen Farbfernsehempfänger *Color 21* sowie in dem neuen S-W-Gerät *Visiomat*. Und wenn dieses Buch erschienen ist, dann wird es vielleicht schon weitere Geräte geben, in denen man sich dieser Schaltung bedient.



Das hinreichend genaue Darstellen der Einheiten für Stromstärke, Widerstand und Spannung ist die Voraussetzung für die gesamte elektrische und elektronische Meßtechnik in Wissenschaft und Technik. Alle Meßmittel für elektrische und magnetische Größen werden unmittelbar oder mittelbar an diese Einheiten angeschlossen. Für einige volkswirtschaftliche Bereiche sind die Meßmittel für diese Größen besonders wichtig, vor allem für die Elektrotechnik, Elektronik, Energieversorgung und -übertragung, das Post- und Fernmeldewesen, das Verkehrswesen sowie die Datenverarbeitung.

In der DDR ist das Amt für Standardisierung, Meßwesen und Warenprüfung (ASMW) dafür zuständig, die erforderlichen Normale und Normalverfahren für die elektromagnetischen Größen mit der notwendigen höchsten Genauigkeit bereitzustellen. Das ASMW hat in diesem Rahmen u. a. die Aufgabe, für die Industrie Beglaubigungen, Eichungen und Sonderprüfungen durchzuführen. Schließlich dienen internationale Vergleiche – insbesondere mit den sozialistischen Staaten – dazu, die eigenen Normale zu sichern.

### **Die elektrischen Fundamenteinheiten und ihre Absolutdarstellung**

#### *Das Internationale Einheitensystem*

Durch die Verordnung über die physikalisch-technischen Einheiten vom 14. August 1958 wurde in der DDR das mit den Beschlüssen der 9. und 10. Generalkonferenz für Maß und Gewicht eingeführte MKSA-System (Meter-Kilogramm-Sekunde-Ampere-System) übernommen; es bildet einen Teil der Systeme International d'Unités (SI). Die Einheit der Stromstärke, das Ampere, ist also eine Grundeinheit des SI und wird wie folgt definiert: Das Ampere ist die Stärke eines zeitlich unveränderlichen elektrischen Stroms durch zwei geradlinige,

parallele, unendlich lange Leiter der relativen Permeabilität 1 und von vernachlässigbarem Querschnitt, die einen Abstand von 1 m haben und zwischen denen die durch den Strom elektrodynamisch hervorgerufene Kraft im leeren Raum je 1 m Länge der Doppelleitung  $2 \cdot 10^{-7}$  N beträgt.

Der Definition des Ampere liegt die Gleichung für die Kraft zugrunde, mit der zwei parallele, von den Strömen  $I_1$  und  $I_2$  durchflossene Leiter der Länge  $l$  im Abstand  $r$  aufeinander einwirken:

$$F = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \frac{I_1 \cdot I_2 \cdot l}{r} . \quad (1)$$

Durch diese Definition wird gleichzeitig der Wert der magnetischen Feldkonstanten zu  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ N} \cdot \text{A}^{-2}$  festgesetzt. Das bedeutet aber, daß das Ampere nicht – wie die mechanischen Grundeinheiten Meter, Kilogramm und Sekunde – unabhängig von anderen Grundeinheiten definiert ist.

Die SI-Einheit der elektrischen Spannung ist das Volt, wobei gilt:

$$1 \text{ V} = 1 \text{ W/A} . \quad (2a)$$

Die Einheit der elektrischen Leistung, das Watt (W), ist dabei mit der Einheit der mechanischen Leistung identisch. Die SI-Einheit des elektrischen Widerstands ist das Ohm, wobei gilt:

$$1 \Omega = 1 \text{ V/A} . \quad (2b)$$

Um die elektrischen Einheiten direkt darzustellen, genügt es also, die Grundeinheit und eine der abgeleiteten elektrischen Einheiten zu realisieren. Andererseits ist es aber auch möglich, abgeleitete elektrische Einheiten ohne Kenntnis des Ampere unmittelbar an die mechanischen Grundeinheiten anzuschließen.

#### *Verfahren zur Darstellung des Ampere*

Die Stromstärkeeinheit wird gemessen durch den Vergleich der durch einen Strom erzeugten elektromagnetischen Kräfte mit mechanisch meßbaren Kräften. Kurz nachdem *Gauß* und *Weber* 1832 das System der elektromagnetischen Einheiten aufgestellt hatten, begannen auch Arbeiten mit dem Ziel, das Ampere darzustellen. Als Vorläufer gelten dabei die Untersuchungen von *Becquerel* (1837) sowie von *Lenz* und *Jacobi* (1839), die die Kräfte zwischen einer Spule und einem Magneten gemessen haben. Dabei befestigten sie die Spule am Ende des Hebelarms einer Waage. Weitere Versuche, das Ampere mit sogenannten Stromwaagen darzustellen, unternahmen *Cazin*, *Mascart*, Lord *Rayleigh*, *Helmholtz* und *Kelvin*.

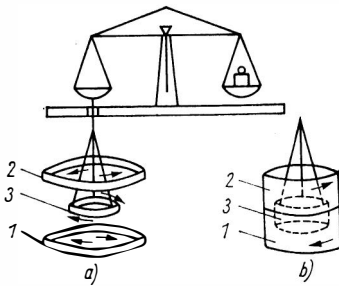


Bild 1  
Prinzipische Skizze der Stromwaage; 1, 2 –  
feststehende Spulen, 3 – bewegliche  
Spule; Erläuterungen im Text

Mit Hilfe einer Stromwaage kann das Ampere »realisiert« werden. Ersetzt man die in der Begriffsdefinition verwendete unendlich lange Doppelleitung durch zwei koaxiale Kreisläufe, so bleibt das Verhältnis des Produkts der Ströme  $I_1 \cdot I_2$  zur elektrodynamischen Kraft  $F$  aus den geometrischen Abmessungen und  $\mu_0$  berechenbar. In den neueren Stromwaagen werden allgemein Zylinderspulen verwendet (Bild 1). Die Stromwaage besteht dabei prinzipiell aus einer Feinwaage mit einer an eine Waagschale angehängten Spule (Spule 3), die sich zwischen zwei gleichartigen feststehenden Spulen (Spulen 1 und 2) in axialer Richtung bewegt. Fließt Strom durch die Spulen, so wird auf die bewegliche Spule 3 eine Kraft  $F$  in senkrechter Richtung ausgeübt, die sich aus den Kräften zwischen der beweglichen Spule und den beiden festen Spulen zusammensetzt. Sind die Ströme in den

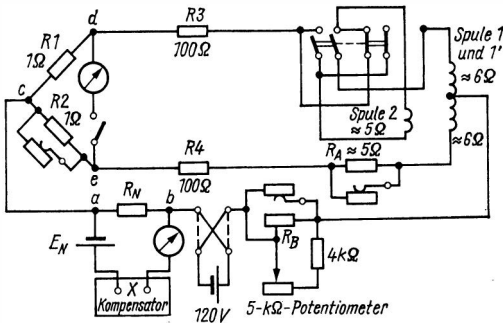


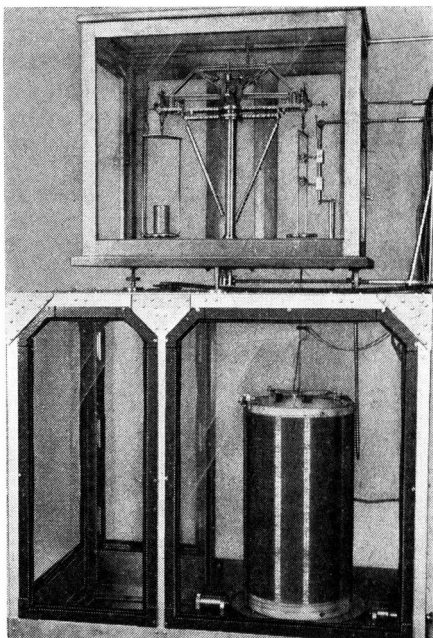
Bild 2 Elektrische Schaltung der Stromwaage; a...d – wichtige Anschlußpunkte zwischen einzelnen Teilen der Anordnung;  $R_1, R_2$  – Brückenwiderstände;  $R_3, R_4$  – Festwiderstände in den beiden Zweigen; weitere Erläuterungen im Text



festen Spulen entgegengesetzt gleich, so hat die Gesamtkraft auf die bewegliche Spule in der Mittellage zwischen den festen Spulen ein Maximum. Den Absolutwert eines durch alle drei Spulen fließenden gleichen Stroms  $I$  erhält man als die Quadratwurzel aus dem Verhältnis der gemessenen Kraft zu der für die Stromstärke 1 A berechneten Kraft.

Die im ASMW verwendete Schaltung zeigt Bild 2. Der von einer Batterie (120 V) gelieferte Strom von 2 A wird durch eine fotoelektrische Nachführeinrichtung ( $R_B$ , 4 k $\Omega$ ) mit Motorpotentiometer (5 k $\Omega$ ) auf  $1 \cdot 10^{-6}$  konstant gehalten und erzeugt am Widerstand  $R_N$  einen Spannungsabfall, der durch die EMK (elektromotorische Kraft) des Normalelements  $E_N$  kompensiert wird. Die festen Spulen sind stets auf einem gemeinsamen Spulenkörper gewickelt. An diesen festen Spulen (1, 1') teilt sich der Strom in die beiden Zweige, von denen der eine noch die bewegliche Spule (2) und der andere einen Ausgleichswiderstand ( $R_A$ ) enthält.

Über eine Brückenordnung können die Teilströme auf  $1 \cdot 10^{-6}$  gleich gehalten werden. Gleichzeitig mit dem Kommutieren des



*Bild 3  
Gesamta.nordnung der im  
ASMW verwendeten  
Stromwaage*

Stroms in der beweglichen Spule – d. h. mit dem Ändern der Kraft- richtung – werden geeignete Wägestücke zum Ausgleich aufgelegt oder abgenommen. Man erhält so die doppelte elektrodynamische Kraft zwischen den Spulen, die frei von gleichbleibenden Störungskräften ist. Bild 3 zeigt die im ASMW verwendete Gesamtanordnung.

Die beim Bestimmen des absoluten Ampere mit der Stromwaage erhaltenen wahrscheinlichen Fehler (für die definitionsgemäß die statistische Sicherheit  $P = 50\%$  beträgt) liegen bei  $4 \cdot 10^{-6}$ .

In den letzten Jahren wurde vorgeschlagen, den Zusammenhang zwischen der Präzisionsfrequenz  $\omega$  von Protonen in einem Magnetfeld und dessen Induktion  $B$  zu verwenden, um das Ampere absolut dar- zustellen. Man mißt dabei die Frequenzen in zwei verschiedenen Magnetfeldern. Im ersten starken Magnetfeld gilt:

$$\omega_1 = \gamma \cdot B_1 \quad (3)$$

( $\gamma$  – gyromagnetischer Koeffizient). Die Induktion  $B_1$  bestimmt man, indem man die Kraft  $F$  mißt, die auf einen stromführenden Leiter der Länge  $l$  im Magnetfeld ausgeübt wird. Dabei gilt:

$$F = I \cdot l \cdot B_1, \quad (4)$$

und man erhält

$$\gamma = \frac{\omega_1 \cdot I \cdot l}{F}. \quad (5)$$

In dem zweiten, schwachen Magnetfeld ergibt sich die Resonanz- frequenz analog zu

$$\omega_2 = \gamma \cdot B_2. \quad (6)$$

$B_2$  wird durch ein homogenes, berechenbares Magnetfeld einer Zylin- derspule dargestellt und ist

$$B_2 = \mu_0 \cdot C \cdot I \quad (7)$$

( $C$  – Spulenkonstante).

Entsprechend (5) erhält man

$$\gamma = \frac{\omega_2}{\mu_0 \cdot C \cdot I}. \quad (8)$$

Das heißt aber,  $\gamma$  ist einmal proportional, das andere Mal umgekehrt proportional der Stromstärke. Durch Kombination der Gleichungen (5) und (8) erhält man für die Stromstärke  $I$ :

$$I = \sqrt{\frac{\omega_2 \cdot F}{\omega_1 \cdot \mu_0 \cdot C \cdot l}}. \quad (9)$$

Das Ampere könnte nach diesem Verfahren mit einem wahrscheinlichen Fehler von etwa  $2 \cdot 10^{-6}$  dargestellt werden. Tabelle 1 zeigt die in den metrologischen Staatsinstituten verschiedener Länder durchgeführten Absolutbestimmungen des Ampere nach 1945.

**Tabelle 1 Absolutdarstellungen des Ampere nach 1945**

Jahr	Land	Wahrscheinlicher Fehler
1956	USA	$6 \cdot 10^{-6}$
1957	UdSSR	$5 \cdot 10^{-6}$
1962	England	$4 \cdot 10^{-6}$
1968	USA	$8 \cdot 10^{-6}$
1971	DDR	$8 \cdot 10^{-6}$

### *Verfahren zur Darstellung des Ohm*

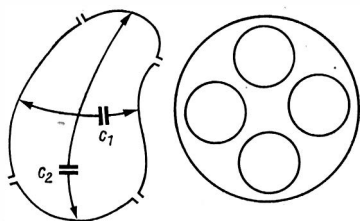
Um das Ohm darzustellen, braucht man nicht das Ampere zu kennen, sondern kann unmittelbar von mechanischen Messungen ausgehen. Im vorigen Jahrhundert wurde das Ohm bereits nach verschiedenen Verfahren bestimmt. Diese klassischen Methoden wurden von *Weber*, *Kohlrausch*, *Lorenz*, *Kirchhoff* u. a. erarbeitet. Danach – und zwar bis etwa 1960 – beruhten alle Ohmbestimmungen darauf, daß die Widerstandsnormale in Brückenschaltungen bei bekannter Frequenz auf den Wert von Gegen- oder Selbstinduktionsnormalen bezogen wurden. Letztere konnten dabei aus ihren geometrischen Dimensionen absolut berechnet werden. Eine Wende auf diesem Gebiet brachte das Jahr 1960, als das Ohm erstmals mit einem berechenbaren Kapazitätsnormal bestimmt wurde:

Die Kapazität eines Kondensators hängt – abgesehen von der Dielektrizitätszahl  $\epsilon_r$  des Mediums – nur von seinen geometrischen Abmessungen und einem Proportionalitätsfaktor ab, der elektrischen Feldkonstanten  $\epsilon_0$ .  $\epsilon_0$  wiederum ist von der magnetischen Feldkonstante  $\mu_0$  und von der Lichtgeschwindigkeit  $c$  abhängig:

$$\epsilon_0 = \frac{1}{\mu_0 \cdot c^2} \quad (10)$$

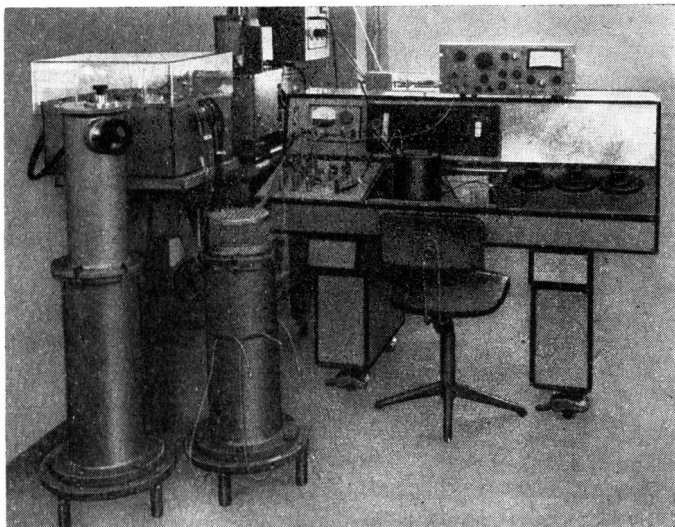
Bei dem von *Thompson* und *Lampard* entwickelten Kreuzkondensator sind vier Elektroden zylindrisch angeordnet und voneinander durch schmale isolierende Spalte getrennt (Bild 4). Bezeichnet man die nahezu gleichen Kapazitäten zwischen je zwei gegenüberliegenden Elektroden der Länge  $l$  mit  $C_1$  und  $C_2$ , so gilt für die mittlere Kreuzkapazität  $C_m$  im Vakuum:

$$C_m = \frac{C_1 + C_2}{2} = \frac{\ln 2}{\mu_0 \cdot c^2 \cdot \pi} \cdot l \quad (11)$$



*Bild 4  
Prinzipskizze des Kreuzkondensators; Erläuterungen im Text*

Die so erhaltenen Kapazitätswerte liegen zwischen 0,1 pF und 0,5 pF. Mit einer Kapazitätsmeßbrücke mit induktiven Teilern werden an  $C_m$  in mehreren Schritten Kondensatoren von 5 bzw. 10 nF angeschlossen. Bild 5 zeigt die im ASMW verwendete Apparatur. Danach wird in einer Wechselstromschaltung bei einer Frequenz von  $f = 10^4/2\pi$  Hz der Wert eines Widerstandes von  $10000\Omega$  mit Hilfe zweier bekannter Kapazitäten von 5 bzw. 10 nF bestimmt. Man kennt dann einen reellen Wechselstromwiderstand von  $10000\Omega$ , der zum Anschluß eines  $10000\Omega$ -Normalwiderstands bei Gleichstrom dient. In einem zweiten Vergleich mit einem speziellen sogenannten Transferwiderstand muß außerdem die erforderliche Wechselstrom-Gleich-



*Bild 5 Gesamtanordnung der im ASMW verwendeten Kapazitätsmeßeinrichtung*

strom-Korrektur ermittelt werden. In einer Gleichstrombrücke werden dann an den 10-k $\Omega$ -Normalwiderstand – durch Widerstände, die im Verhältnis 1 : 100 umschaltbar sind – in zwei Stufen die Normale von 1  $\Omega$  angeschlossen. Somit kann die Abweichung des «nationalen» Ohm vom absoluten Ohm festgestellt werden. Nach diesem Verfahren erhält man das absolute Ohm mit einem wahrscheinlichen Fehler von einigen  $10^{-7}$ . Tabelle 2 enthält einige der erreichten Werte.

**Tabelle 2** Absolutdarstellungen des Ohm nach 1945

Jahr	Land	Wahrscheinlicher Fehler
1949	USA	$3 \cdot 10^{-6}$
1954	England	$5 \cdot 10^{-6}$
1957	Kanada	$2 \cdot 10^{-5}$
1961	USA <sup>1</sup>	$4 \cdot 10^{-6}$
1964	Japan	$1 \cdot 10^{-5}$
1964	Australien <sup>1</sup>	$5 \cdot 10^{-7}$
1964	England	$2 \cdot 10^{-6}$
1967	Australien	$5 \cdot 10^{-7}$

<sup>1</sup> mit berechenbarem Kondensator

#### *Verfahren zur Darstellung des Volt*

Das Volt kann absolut nach zwei Verfahren dargestellt werden:

1. entsprechend seiner Definition aus einer anderen, bereits dargestellten elektrischen Einheit und der mechanisch definierten Leistungs- und Energieeinheit durch Vergleich elektrischer und mechanischer Leistung bzw. Energie;

2. unabhängig von anderen elektrischen Einheiten aus den Kraftwirkungen in einer Kondensatoranordnung (elektrostatische Verfahren).

Im ersten Fall fließt der Strom  $I$  durch einen Verbraucher und wandelt in diesem die elektrische Leistung  $P$  in Wärme um. Die am Verbraucher abfallende Spannung ist dann  $U = P/I$ . Experimentell schwierig ist es hierbei, die je Zeiteinheit gebildete Wärmemenge durch den Vergleich mit einer äquivalenten, aus mechanischer Energie gebildeten Wärmemenge in einem Differentialkalorimeter zu messen. Die Spannung könnte auf diese Weise nur mit einem wahrscheinlichen Fehler von  $1 \cdot 2 \cdot 10^{-5}$  absolut bestimmt werden.

Die elektrostatischen Verfahren beruhen darauf, die Anziehungskraft  $F$  zu ermitteln, die durch die Spannung  $U$  zwischen den im Abstand  $d$  angeordneten Platten eines Kondensators der Kapazität  $C$  erzeugt wird. Es gilt

$$F = \frac{1}{2} U^2 \cdot \frac{\partial C}{\partial d} . \quad (12)$$

In der Spannungswaage nach *Ohlon* führt man den Vorgang auf das Messen der Größen  $F = m \cdot g$ ,  $d$  und  $C$  zurück. Bei dem Flüssigkeitselektrometer nach *Clothier* wird die eine Platte des Kondensators durch die Oberfläche einer leitenden Flüssigkeit gebildet. Der Anstieg des Flüssigkeitsspiegels beim Anlegen einer Spannung von etwa 10 kV wird interferometrisch gemessen. Bei beiden Verfahren kann mit einem Fehler von  $2 \dots 3 \cdot 10^{-6}$  gerechnet werden. Bisher wurden diese Methoden allerdings in der Praxis noch nicht benutzt, um das Volt darzustellen.

### *Sekundärverfahren*

In jüngster Zeit verwendet man Verfahren, bei denen die elektrischen Einheiten Ampere und Volt an Atomkonstanten angeschlossen werden. Diese Methoden sind allerdings nicht zur Definition der Einheiten verwendbar, wenn man nicht die Vorteile des absoluten Systems aufgeben will.

So führt man mit dem bereits erwähnten gyromagnetischen Effekt die Einheit der Stromstärke auf Frequenzmessungen zurück und überwacht damit ihre Konstanz. Mißt man z. B. einen Strom einerseits auf dem üblichen Weg (durch Vergleich des Spannungsabfalls an einem Widerstand mit der EMK eines Normalelements) und andererseits mit der Resonanzfrequenz einer Protonenprobe, die sich in einem von diesem Strom erzeugten Magnetfeld befindet, so ist die Beziehung zwischen Strom und Frequenz nur noch von der Konstanz und Homogenität des Magnetfeldes abhängig. Die Beziehung ist so lange reproduzierbar, wie sich die Spulendimensionen nicht ändern. Auf diese Weise läßt sich mit einer Genauigkeit von besser als  $1 \cdot 10^{-6}$  feststellen, ob sich eine Stromstärke von 1 A geändert hat. Mit dem sogenannten Josephson-Effekt kann auch die Einheit der Spannung auf Frequenzmessungen zurückgeführt werden. Ein Element aus zwei punktiert verbundenen Supraleitern zeigt bei Durchgang von Gleichstrom mit überlagertem Wechselstrom der Frequenz  $f$  eine treppenförmige Strom-Spannungs-Kennlinie mit einem Spannungsstufenabstand

$$U_n - U_{n-1} = \frac{h}{2e} f. \quad (13)$$

Hierbei ist  $e$  die Elektronenladung und  $h$  das Plancksche Wirkungsquantum. Für  $f = 10$  GHz und einer Stufenzahl von  $n = 50$  ergibt sich eine Spannung von  $U \approx 1$  mV, die mit geeigneten Spannungsteilern an eine absolut gemessene Spannung bzw. an die EMK eines Normalelements angeschlossen werden kann. Damit ist es möglich,

die Stabilität des nationalen Spannungsnormals mit einem wahrscheinlichen Fehler von  $< 5 \cdot 10^{-8}$  zu überwachen.

### *Nationale Normale*

Da die Absolutbestimmungen der elektrischen Einheiten umfangreiche wissenschaftliche Arbeiten erfordern, hat man sogenannte Maßverkörperungen geschaffen, um die Einheiten bewahren und weitergeben zu können. In allen metrologischen Staatsinstituten werden dazu in erster Linie Gruppennormale von ausgewählten 1- $\Omega$ -Normalwiderständen und Normalelementen benutzt (Primärnormal). Das Gruppennormal des ASMW für den elektrischen Widerstand besteht aus zehn 1- $\Omega$ -Normalwiderständen. Diese Normale sind in Büchsen eingeschlossene Drahtspulen aus Manganin oder Goldchrom. Sie haben Temperaturkoeffizienten von  $< 2 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$ ; ihre jährlichen Änderungen gegenüber dem Mittelwert sind  $< 5 \cdot 10^{-7}$ . Die Widerstände werden untereinander in einer voll abgeglichenen sogenannten Kelvin-Brücke mit einer Meßunsicherheit von  $1 \cdot 10^{-7}$  gemessen. Das Gruppennormal des ASMW für die elektrische Spannung besteht aus 30 sogenannten internationalen *Weston*-Elementen, deren jährliche Änderung gegenüber dem Mittelwert  $< 1 \cdot 10^{-6}$  ist. Sie werden untereinander in einem Differenzverfahren mit einer Meßunsicherheit von  $2 \cdot 10^{-7}$  gemessen.

Die Mittelwerte dieser nationalen Gruppennormale werden als konstant angenommen und repräsentieren die konventionelle Widerstands- und Spannungseinheit des betreffenden Landes. Die nationalen Einheiten der 10 bedeutendsten Staatsinstitute werden mit transportablen Vergleichsnormalen in Zeitabständen von 3 Jahren untereinander und mit der konventionellen Einheit  $\Omega_{69-BI}$  und  $V_{69-BI}$  des Bureau International des Poids et Mesures (BIPM) verglichen. Die Indizes deuten auf das Neufestlegen der BIPM-Einheiten durch Angleich an die absoluten Einheiten im Jahr 1969 hin.

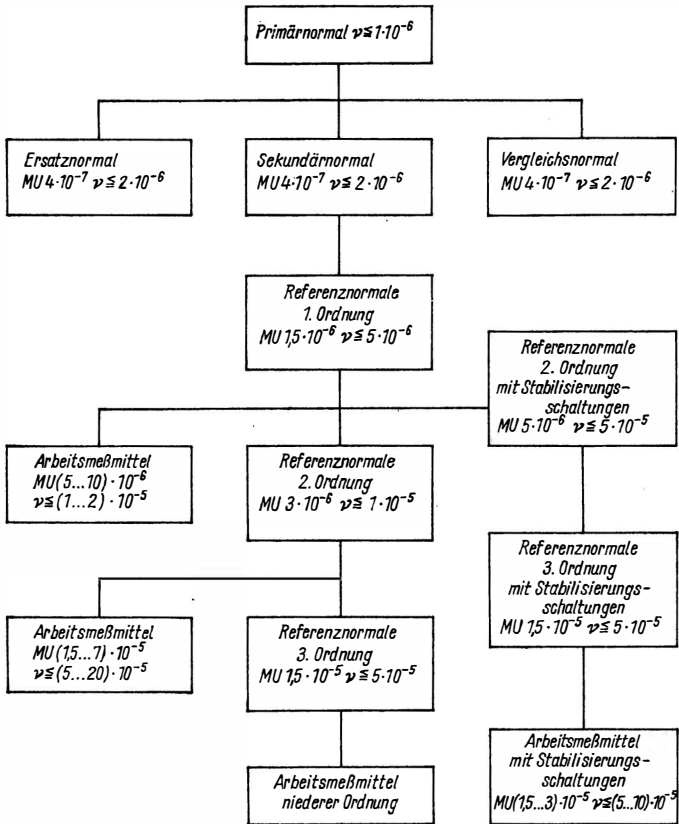
Eine der wichtigsten Aufgaben eines Staatsinstitutes besteht darin, Primärnormale auf einen den wissenschaftlichen und industriellen Anforderungen entsprechenden Wertebereich der Größen und auf Normale niederer Ordnung zu übertragen. So werden an die 1- $\Omega$ -Normalwiderstände zur Weitergabe der Einheit sowie ihrer Teile und Vielfachen Widerstandsnormale von  $10^{-5} \dots 10^{14} \Omega$  durch Brückenmessungen im Verhältnis 1 : 10 oder 1 : 1 mit umschaltbaren Widerständen angeschlossen. Gleichspannungen von weniger als  $1 \mu\text{V}$  bis 100 kV werden auf die Spannungseinheit mittels Kompensator und Spannungsteiler zurückgeführt. Für den Anschluß der in der Praxis eingesetzten Meßmittel an die Einheiten existiert ein System eingestufteter Normale, das bis in die vom ASMW zugelassenen *Meßtech-*

nischen Prüfstellen der Industrie und anderer Institutionen reicht. Die Tabellen 3 und 4 zeigen, wie die Normale für Widerstand und Spannung gestaffelt sind.

Die Angaben der Meßunsicherheit (MU) beziehen sich auf eine statistische Sicherheit  $P = 99,7\%$ . Mit  $\nu$  wird die jährliche Änderung der Einzelnormale bezeichnet, die nicht überschritten werden darf.

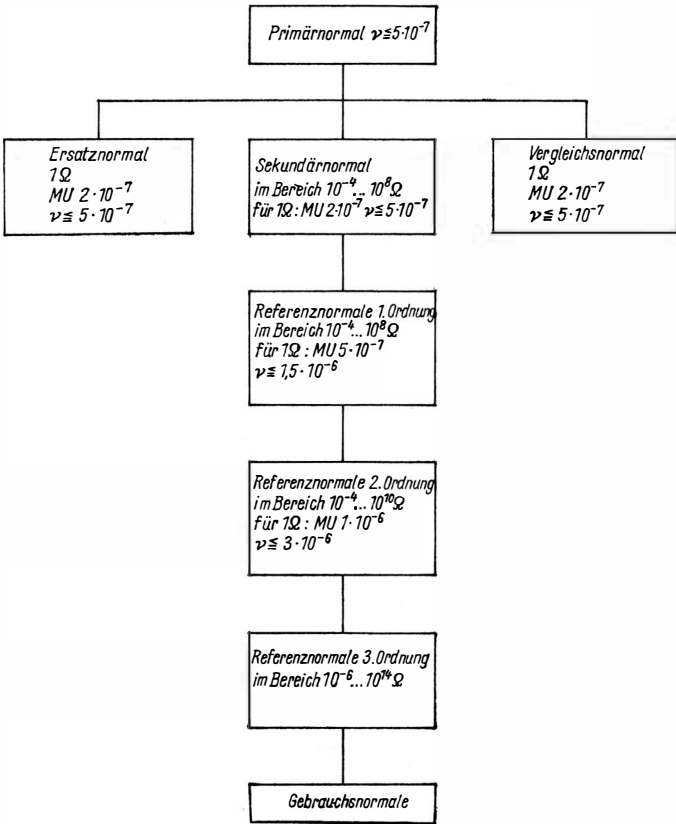
Die Primär-, Sekundär-, Vergleichs- und Ersatznormale (jetzt Sicherungsnormale) werden ausschließlich in den jeweiligen metrolo-

**Tabelle 3** Staffe­lung der Normale für den Widerstand: MU – Meßunsicherheit,  $\nu$  – höchstzulässige Änderung der einzelnen Normale





**Tabelle 4** Staffelung der Normale für die Spannung



gischen Staatsinstituten aufbewahrt und verwendet. Die Normale niederer Ordnung gelangen bis in die Prüfstellen der Industrie.

## Technologie der Normale für Widerstand und Spannung

### Widerstandsnormale

An die Normale, die zum Bewahren und Weitergeben der Einheit des elektrischen Widerstands dienen, müssen hohe Anforderungen – ins-

besondere bezüglich der zeitlichen Konstanz – gestellt werden. Das setzt besondere Werkstoffe und Bauformen voraus. Für Präzisionswiderstände braucht man einen Werkstoff, der folgende Eigenschaften hat:

1. hohen, zeitlich unveränderlichen spezifischen Widerstand von

$$> 0,2 \Omega \text{mm}^2/\text{m};$$

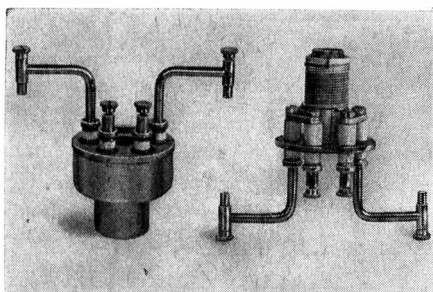
2. kleinen Temperaturkoeffizienten des Widerstands, dessen Absolutwert bei 20 °C den Betrag von  $2,5 \cdot 10^{-5} \text{K}^{-1}$  nicht übersteigt;

3. geringe Thermokraft gegen Kupfer von höchstens  $1 \cdot 10^{-5} \text{V/K}$  bei 20 °C.

In der DDR sind zur Zeit die Legierungen Manganin, Aurotan 43 und Goldchrom als Werkstoffe für Präzisionswiderstände zugelassen (Tabelle 5). Für technische Widerstände können beliebige Werkstoffe eingesetzt werden.

**Tabelle 5 Widerstandslegierungen für technische und Präzisionswiderstände**

Handelsname	Bestandteile (Zahlen in Klammern – ungefähre Masse-%)	Spezifischer Widerstand bei 20 °C in $\Omega \text{mm}^2/\text{m}$	Temperatur- koeffizient bei 20 °C in $10^{-6} \text{K}^{-1}$	Thermo- spannung gegen Cu bei 20 °C in $\mu\text{V/K}$
Konstantan	Cu (55), Ni (44)	0,49	$\pm 40$	- 42
Aurotan 43	Cu (82 ... 84),	0,43	- 5	- 1
Manganin	Mn (12 ... 15), Ni (2)		bis + 20	
Goldchrom	Au, Cr (2)	0,33	$\pm 2$	7
Aurotan 130	Ni (71), Cr (21),	1,33	$\pm 10$	1
Isaohm	Cu (3)			
Nikrothal Lr	Ni (75), Cr (20), Si, Mn			



*Bild 6  
Bauform eines 1- $\Omega$ -Normal-  
widerstands*

Bild 6 zeigt die für das nationale Gruppennormal verwendete Bauform. Der Draht mit einem Durchmesser von etwa 0,8 mm wird bifilar auf einen Keramikzylinder gewickelt, bei 400 bis 550 °C künstlich gealtert und in eine luftdicht verschließbare Metallbüchse eingebaut. Um den Widerstand vor atmosphärischen Einflüssen zu schützen, wird das Gefäß evakuiert, anschließend jedoch wieder mit einem Edelgas gefüllt, das für einen guten Wärmekontakt mit der Umgebung sorgen soll.

### *Spannungsnormale*

Als Normal für die Einheit der elektrischen Spannung verwendet man das *Weston-Element*. Bezogen auf das physikalisch-chemische Verhalten unterscheidet man zwei Arten:

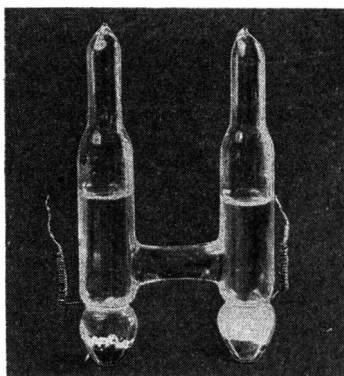
1. das Internationale *Weston-Element* mit  $\text{CdSO}_4 \cdot 8/3 \text{H}_2\text{O}$  als Bodenkörper entsprechend folgender Kette:

$\text{Cd-Amalgam}/\text{CdSO}_4 \cdot 8/3 \text{H}_2\text{O}$  (gesättigt),  $\text{Hg}_2\text{SO}_4/\text{Hg}$ ;

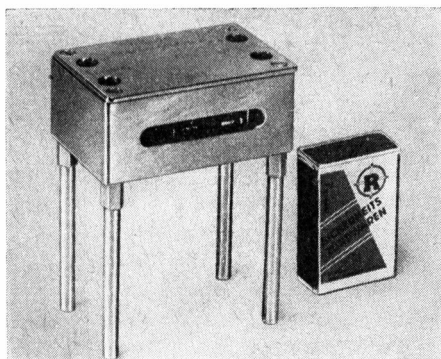
2. das Standard-*Weston-Element* mit einer bei 4 °C gesättigten  $\text{CdSO}_4$ -Lösung entsprechend der Kette  $\text{Cd-Amalgam}/\text{bei } 4 \text{ }^\circ\text{C gesättigte CdSO}_4\text{-Lösung, Hg}_2\text{SO}_4/\text{Hg}$ .

Dabei ist in der DDR für Beglaubigungen nur das Internationale *Weston-Element* zugelassen.

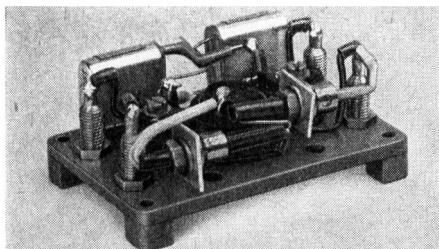
Präzisions-Normalelemente werden in *H*-förmigen Glasgefäßen hergestellt, die nach dem Füllen abgeschmolzen werden (Bild 7). Nicht genügend hohe Reinheitsgrade der Ausgangssubstanzen, Verunreinigungen und ungenügende Sorgfalt beim Herstellen sind die Hauptursachen für die Instabilität der EMK von Normalelementen.



*Bild 7*  
*Bauform eines Normalelements*



*Bild 8*  
*Außenansicht des Z-Di-*  
*oden-Spannungsnormal*



*Bild 9*  
*Ansicht der Brücke mit*  
*Vorstufe*

Normalelemente müssen außerordentlich sorgfältig gehandhabt werden. Sie müssen u. a. bei konstanter Temperatur gehalten, dürfen nicht durch Strom belastet oder mechanisch erschüttert werden. Das erschwert natürlich den Einsatz. Doch lassen sich diese Schwierigkeiten z. T. umgehen, indem man als transportable Spannungsnormalen niederer Ordnung Halbleiterbauelemente verwendet. Hohen Ansprüchen genügt eine Brückenschaltung aus temperaturkompensierten ausgesuchten Z-Dioden und Manganinwiderständen, deren Ausgangsspannung von etwa 8 V unabhängig von evtl. schwankender Eingangsspannung ist. Bei einem Temperaturkoeffizienten von  $\leq 5 \cdot 10^{-6} \text{ K}^{-1}$  ändert sich bei einigen derartigen Spannungsnormalen die Ausgangsspannung im Jahr um weniger als  $\pm 3 \cdot 10^{-6}$ . Bild 8 zeigt die Außenansicht eines Z-Dioden-Spannungsnormal, Bild 9 die Ansicht der Brücke mit Vorstufe.

## Neue Rundfunkempfänger aus dem RGW-Bereich

Ing. Klaus K. Streng

Immer wieder interessant sind Einzelheiten über neue Rundfunkempfänger. Dabei sollte man nicht nur an die Entwicklungen unserer eigenen Industrie denken, sondern auch an die unserer befreundeten Nachbarstaaten, die sozialistischen Staaten, die im *Rat für Gegenseitige Wirtschaftshilfe* (RGW) zusammengeschlossen sind; mit denen uns immer stärkere wirtschaftliche Beziehungen verknüpfen.

Der größte Partner im RGW ist für uns die UdSSR. Über ihre neuen Entwicklungen auf dem Sektor Rundfunkempfänger berichtete Karl-Heinz Schubert im *Elektronischen Jahrbuch 1974*. [1] Doch diese Beschreibung ist heute nicht mehr ganz aktuell. Ein neuer tragbarer Rundfunkempfänger (*Meridian 201*) liegt uns vor. Auch er ist, genau wie der bereits in [1] erwähnte *Ural 301*, mit Integrierten Schaltungen aufgebaut (Bild 1) [2]. Die Stromlaufpläne dieser IS zeigt Bild 2.

Diese IS aus der Sowjetunion sind für die meisten unter uns neu. Aus Bild 2 geht hervor, daß es sich bei der Bestückung von *Meridian 201* um analoge IS handelt. Ihr Aufbau (»dual-in-line«-Gehäuse, ähnlich DIL 14) und ihre Schaltung entsprechen dem internationalen Stand. Nicht zuletzt im ständig wachsenden Einsatz von Integrierten Schaltungen auch in Geräten der Konsumgüterelektronik kommt die moderne Entwicklungstendenz dieses Zweiges der Technik zum Ausdruck.

Bereits in [3] wurden die Empfänger *Lido*, *IN 70* und *Rena* von TESLA (ČSSR) erwähnt, die gleichfalls mit IS ausgerüstet sind. Auf sie soll nicht noch einmal zurückgegriffen werden, doch sind andere Rundfunkempfänger (die schon beinahe »klassisch« anmuten) aus der ČSSR bei uns noch relativ unbekannt geblieben. Bild 3 zeigt den Stromlaufplan des Empfängers *2011 B Carina* von TESLA. [4] An ihm ist bemerkenswert, daß er sowohl im Kraftfahrzeug als auch als konventioneller Reiseempfänger verwendet werden kann. Deshalb finden sich auch hier die Anschlüsse für äußere Stromversorgung (Autobatterie), Lautsprecher und Autoantenne und die nur kurzzeitig einschaltbare Skalenbeleuchtung (Momentanskalenbeleuchtung).



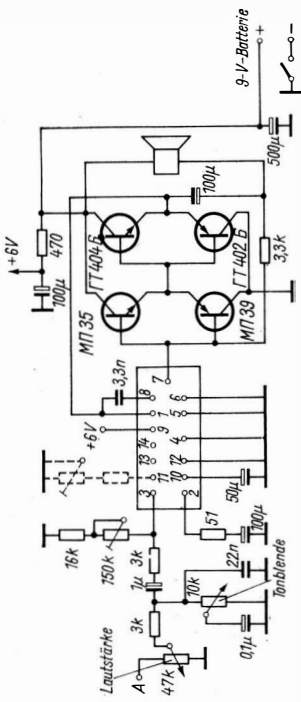


Bild 1 Stromlaufplan des sowjetischen Reisesupers Meridian 201

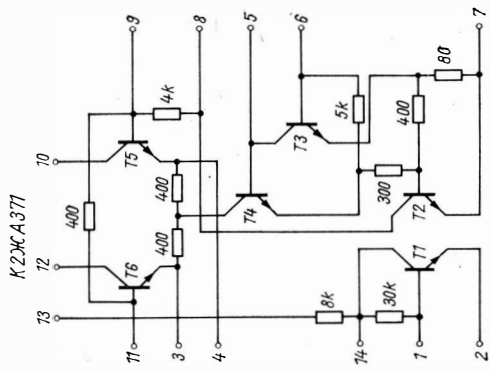
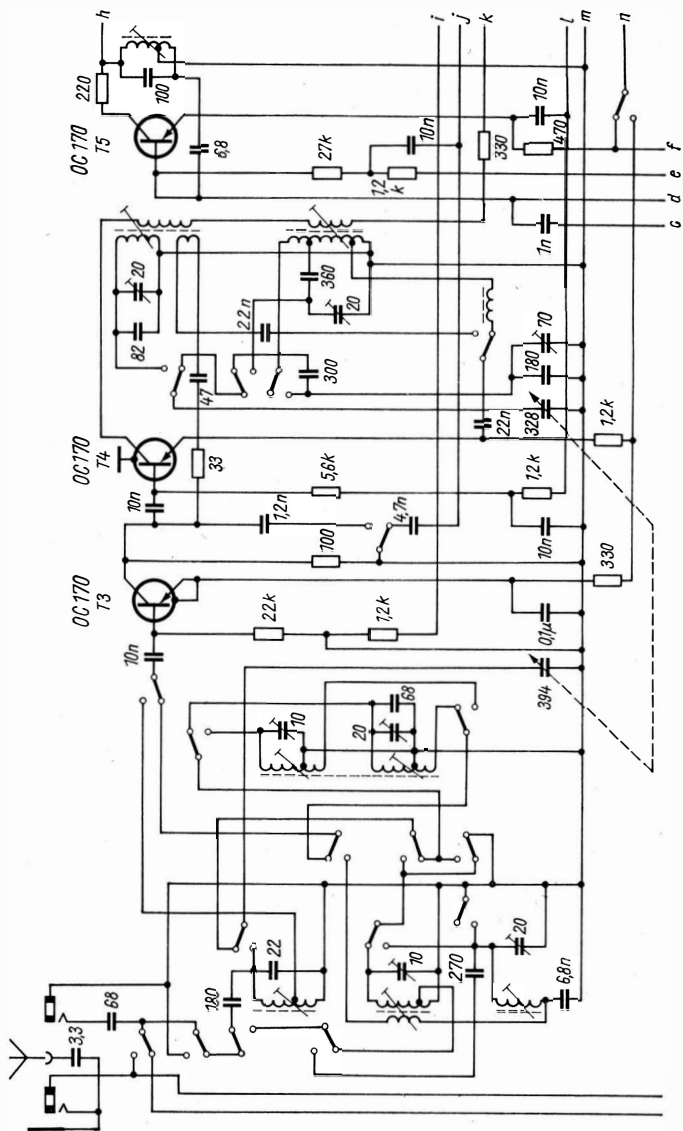
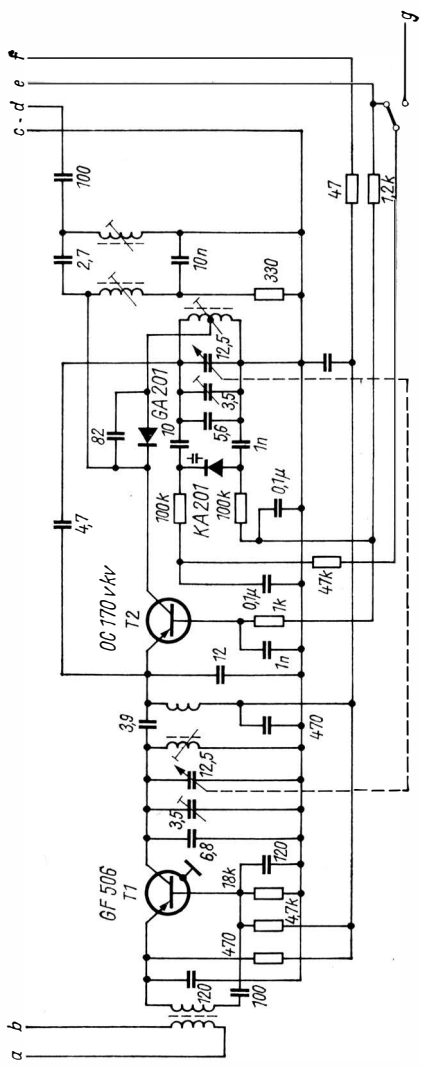


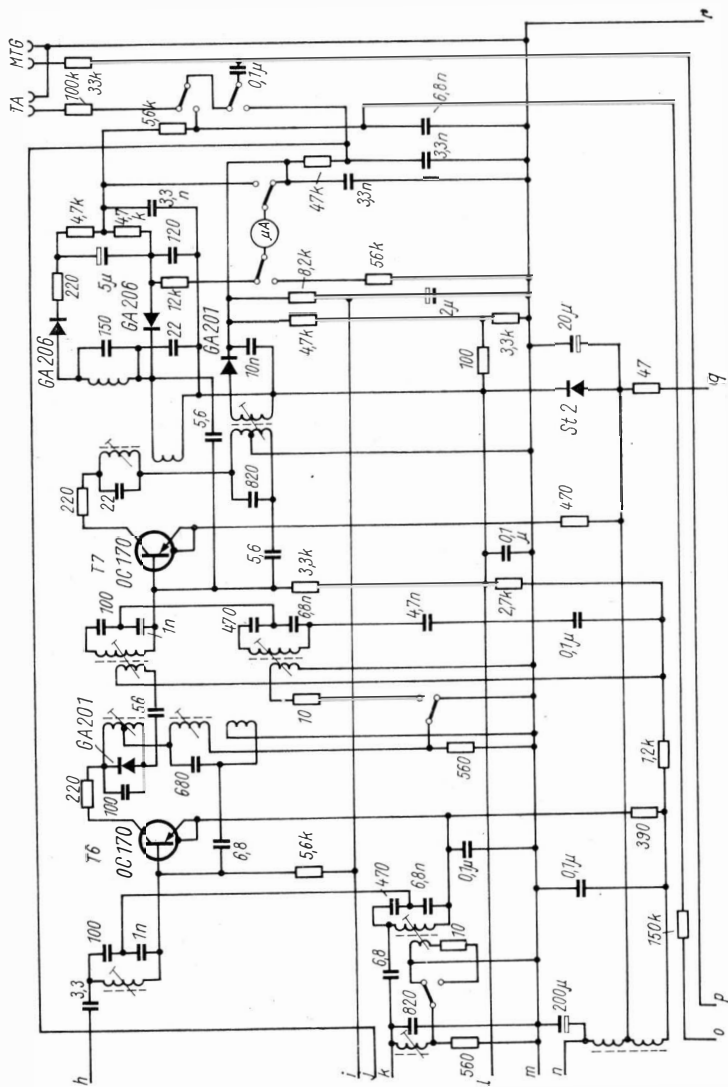
Bild 2 Innere Schaltung der Integrierten Schaltungen im Meridian 201 (siehe auch Seite 96)











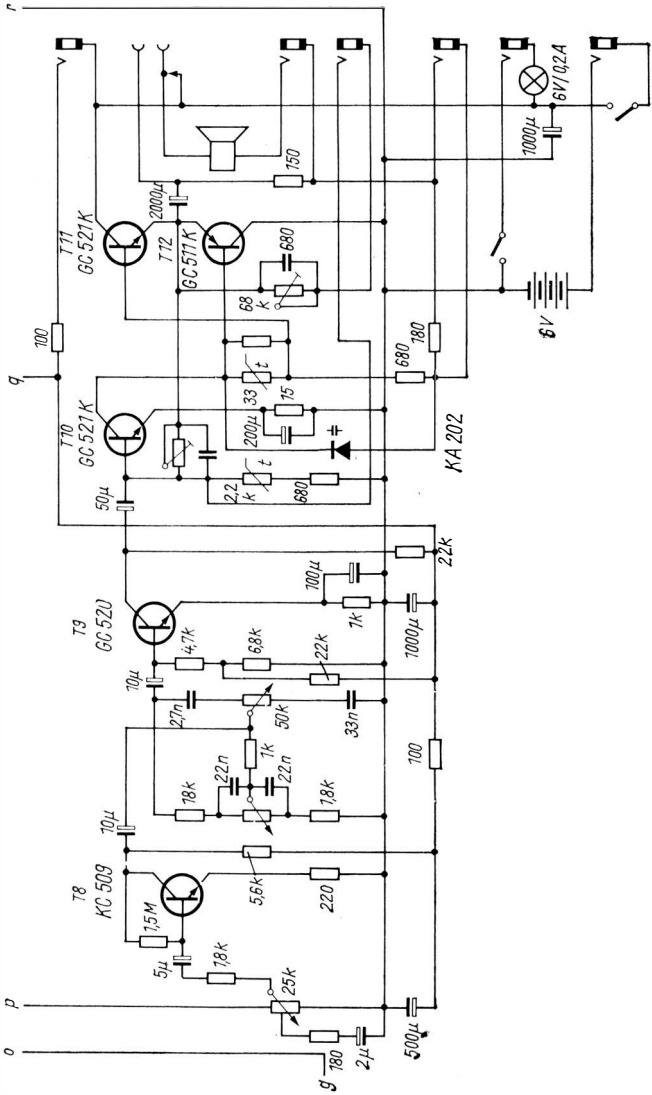


Bild 3 Stromlaufplan des Empfängers 2011 Carina von TESLA

Es lohnt sich, den Stromlaufplan von *Carina* aufmerksam zu studieren – handelt es sich doch um ein Spitzen-Portablegerät mit *konventioneller* Bestückung (diskrete Bauelemente).

Der UKW-Tuner (T1 und T2) hat AFC, bietet aber nichts Besonderes. In den AM-Bereichen folgt einer HF-Vorstufe (T3) eine selbstschwingende Mischstufe (T4). Die Kopplung der beiden Stufen erfolgt aperiodisch. Der folgende Transistor T5 dient nur als FM-ZF-Stufe, erst die Transistoren T6 und T7 sind ZF-Verstärkerstufen für AM und FM.

Nach der konventionellen Demodulation folgt eine Abstimmanzeige mit einem kleinen Drehpulmeßwerk und die NF-Verstärkung in 4 Stufen (5 Transistoren): Einer Vorverstärkerstufe folgen das stark dämpfende Klangregelnetzwerk, eine weitere Verstärkerstufe, eine Treiberstufe und eine Komplementär-Endstufe.

Hervorzuhebende *Kleinigkeiten* sind: ein physiologisch wirksamer Lautstärkereglер, die Bestückung (11 Transistoren, alle von TESLA), die sorgfältige Temperaturkompensation der Endstufe, die Stabilisierung der Basisvorspannung durch ein Selen-Stabilisierungselement, die zahlreichen Anschlußmöglichkeiten für TA, MTG, Lautsprecher usw. Es handelt sich hier wirklich um ein Spitzengerät und könnte eine wertvolle Anregung für jene Elektronikamateure sein, die sich ihren Rx noch selbst bauen. Schade nur, daß der FM-Bereich in der *Carina* für das OIRT-UKW-Band ausgelegt ist – unsere UKW-Sender können damit nicht empfangen werden.

Aus der Ungarischen Volksrepublik kommt unter anderen der Autoempfänger *RD 603*, der speziell für den Einbau im sowjetischen PKW *Shiguli* bestimmt ist, aber auch in zahlreichen anderen Kraftfahrzeugen verwendet werden kann. Er ist für eine Betriebsspannung von 12 V ausgelegt, nur für Mittel- und Kurzwellenempfang bestimmt (49-m-Band) und zeichnet sich aus durch kleine Abmessungen (39 mm × 95,5 mm × 150 mm) und geringe Masse (750 g). Bild 4 zeigt den Stromlaufplan, bei dem u. a. die wahrhaft internationale Transistorbestückung auffällt [5].

Vom *RD 603* gibt es auch eine Variante für 6-V-Betriebsspannung. Die Schaltung dieser Variante ist identisch mit der im Bild 4 gezeigten, lediglich die Werte einiger Bauelemente ändern sich etwas. Bild 4 zeigt die Werte der 12-V-Ausführung.

Unser Handel importiert seit einigen Jahren Rundfunkempfänger auch aus der Sozialistischen Republik Rumänien. Eines der zuletzt importierten Geräte dieser Art ist der *select S 722 TE 2* [6]. Das mit 11 Transistoren aus rumänischer Fabrikation bestückte Gerät hat eine hervorragend funktionierende Spannungsregelung (Bild 5). Die Betriebsspannung an den Transistoren bleibt ab etwa 180 bis 250 V Netzspannung konstant.

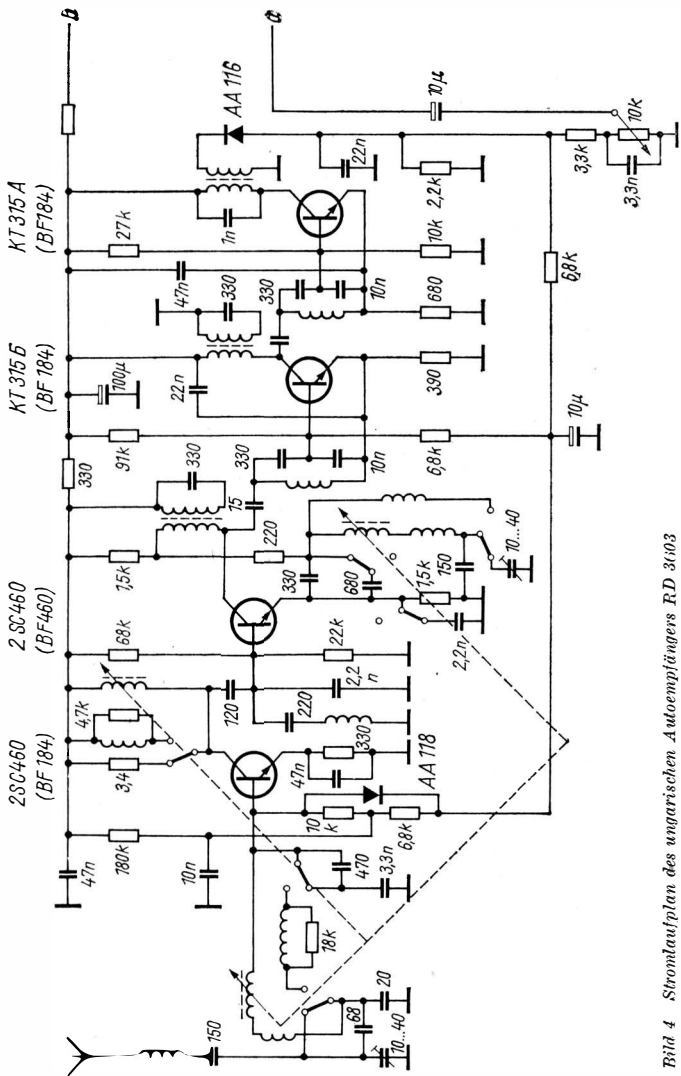
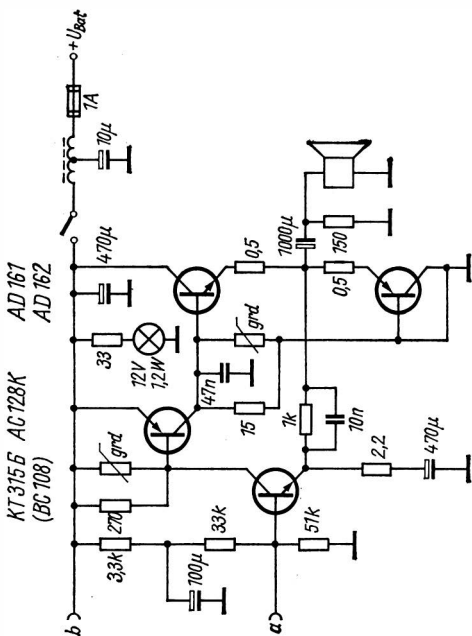


Bild 4 Stromlaufplan des ungarischen Autoempfängers RD 3C103



Kehren wir nun von diesem kurzen Ausflug in die Rundfunkempfangertechnik anderer Mitgliedstaaten des RGW zurück zu unserer eigenen Industrie. Hier sehen wir eine Neuentwicklung der Reiseempfänger, den *Stern-Automatic N* aus dem VEB Kombinat Stern-Radio Berlin. Gegenüber seinem Vorgänger *Stern-Automatic* wurden einige Einzelheiten verändert, u. a. durch den *transformatorlosen* Transverter für die Abstimmspannung. Die Programmierung der

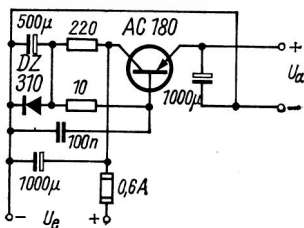


Bild 5  
Regelteil für die Betriebsspannung im  
select S 722 TE 2

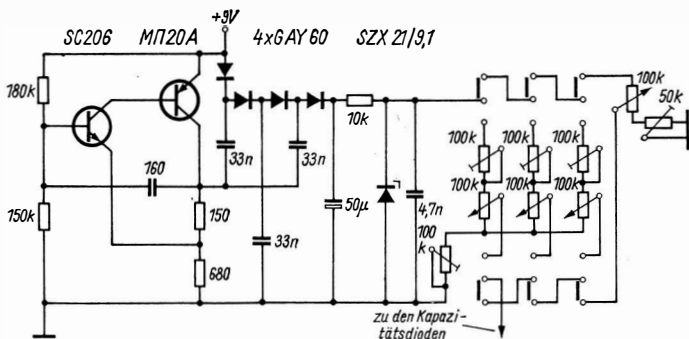


Bild 6 UKW-Teil, Programmspeicher und Transverter im Stern-Automatic N vom VEB Kombinat Stern-Radio Berlin

UKW-Sender erfolgt mit Potentiometern, die den Kapazitätsdioden im Oszillator- und Zwischenkreis eine bestimmte Gleichspannung zuführen (s. auch *Fernsehtuner mit Programmtasten* in diesem Jahrbuch). Bild 6 gibt den Stromlaufplan des UKW-Teils mit Tastenspeicher und Transverter wieder [7].

Auch im Stromlaufplan des *Stern-Automatic N* zeigt sich wieder die internationale Transistorbestückung, hier aus sozialistischen Staaten (UdSSR, ČSSR und DDR). An solchen Kleinigkeiten – die Transistorbestückung ist nur eine davon – kommt auch die wachsende Integration der sozialistischen Staatengemeinschaft zum Ausdruck, in der jeder Partner die Erzeugnisse herstellen soll, für die er die besten Voraussetzungen hat.

Tabelle 1 Technische Daten des Meridian 201

Wellenbereiche	Langwelle 150...408 kHz
	Mittelwelle 525...1605 kHz
	Kurzwelle 4 : 3,95...6,3 MHz
	Kurzwelle 3 : 7,0...7,3 MHz
	Kurzwelle 2 : 9,5...9,8 MHz
Kurzwelle 1 : 11,7...12,1 MHz	
Zwischenfrequenz	465 ± 2 kHz
Empfindlichkeit an Ferritantenne für $P_{aus} = 50$ mW	LW 500 μV/m
	MW 250 μV/m
	KW 200 μV/m
Empfindlichkeit an Außenantenne, $P_{aus} = 50$ mW	LW 350 μV
	MW 250 μV
	KW 4 150 μV
	KW 1...3 100 μV



Trennschärfe bei $\pm 10$ kHz Verstimmung (MW, LW)	> 46 dB
Ausgangsleistung	600 mW
Stromversorgung	6 Monozellen ( $6 \times 1,5 = 9$ V)
Bestückung	4 Transistoren, 3 Integrierte Schaltkreise
Abmessungen	255 mm $\times$ 155 mm $\times$ 70 mm
Masse	1,5 kg

**Tabelle 2 Technische Daten des 2011 Carina**

Wellenbereiche	Langwelle 150...285 kHz Mittelwelle 525...1605 kHz Kurzwelle 5,95...11,68 MHz Ultrakurzwelle 66...73 MHz
Zwischenfrequenzen	AM 455 kHz FM 10,7 MHz
Empfindlichkeit über Außenantenne	LW 70 $\mu$ V MW 40 $\mu$ V KW 20 $\mu$ V UKW 5 $\mu$ V
Trennschärfe (bez. auf Nachbarkanal)	AM schmal 30 dB AM breit 20 dB FM 24 dB
Ausgangsleistung	750 mW an 2 $\Omega$ bzw. 2 W an 8 $\Omega$ , jeweils bei $k = 10\%$
Stromversorgung	4 Elemente ( $4 \times 1,5 = 6$ V) oder 12-V-Autobatterie
Bestückung	12 Transistoren, 7 Dioden, 1 Selenstabilisator
Abmessungen	280 mm $\times$ 156,5 mm $\times$ 78 mm
Masse	2,2 kg

**Tabelle 3 Technische Daten des RD 603**

Wellenbereiche	Mittelwelle 525...1605 kHz Kurzwelle 5,05...6,3 MHz
Zwischenfrequenz	465 $\pm$ 2 kHz
Empfindlichkeit für $P_{aus} = 50$ mW:	MW 8 $\mu$ V KW 8 $\mu$ V
Trennschärfe	bei MW 40 dB bei KW 20 dB
Ausgangsleistung	2 W
Bestückung	8 Transistoren, 2 Dioden
Abmessungen	39 mm $\times$ 95,5 mm $\times$ 150 mm
Masse	750 g

**Tabelle 4 Technische Daten des Stern-Automatic N**

Wellenbereiche	Langwelle 150...285 kHz Mittelwelle 520...1605 kHz Kurzwelle 5,82...7,55 MHz Ultrakurzwelle 87,5...100 MHz
Zwischenfrequenzen	AM 455 kHz FM 10,7 MHz
Empfindlichkeit	LW 8 $\mu$ V/m MW 3 $\mu$ V/m KW 2 $\mu$ V/m UKW etwa 2 $\mu$ V
Trennschärfe (auf Nachbarkanal bezogen)	1 MHz: 26 dB 94 MHz: 26 dB
Ausgangsleistung	1 W bei $k \approx 10\%$
Stromversorgung	6 Elemente ( $6 \times 1,5 = 9$ V) oder Netzteil 220 V
Bestückung	13 Transistoren, 7 Dioden, 1 Z-Diode, 2 Kapazitätsdioden
Abmessungen	322 mm $\times$ 212 mm $\times$ 97 mm
Masse	3,5 kg

**Literatur**

- [1] *Schubert, K.-H.*: Schaltungspraxis bei sowjetischen Transistor-Rundfunkempfängern, in »Elektronisches Jahrbuch 1974«, Berlin 1973
- [2] ...: Prijímac MERIDIAN-201; Sdělovací technika, Praha 21, Heft 5 (1973), Seite 197-200
- [3] *Streng, K.K.*: Sowjetische und tschechoslowakische Transistorrundfunkgeräte, Band 112 der Reihe »electronica«, Berlin 1973
- [4] ...: Kufrikovy přijímací TESLA 2011 B CARINA s džákem do automobilu 1 PK 150 15; Sdělovací technika, Praha 19, Heft 11 (1973), Seite 384-388
- [5] *János, D., Szabo, L. and Udvaros, G.*: Az »RD 3603« Zsiguli autórádió; Radio-technika, Budapest 23, Heft 5 (1973), Seite 191-193
- [6] ...: Wir lernten kennen: Heimempfänger select S 722 TE 2; radio fernsehen elektronik, Berlin 22, Heft 21 (1973), Seite 692-694
- [7] *Scheubner, R.*: Reiseempfänger Stern-Automatic N; radio fernsehen elektronik, Berlin 22, Heft 20 (1973), Seite 663-666

**Wir klären Begriffe**

HOCHTONLAUTSPRECHER



Einen zukunftssträchtigen Weg zur Erhöhung der Zuverlässigkeit und der Schaltgeschwindigkeiten sowie zur Verringerung des Aufwands bei funkelektronischen Geräten eröffnet eine neue Richtung in der Elektronik, die Optoelektronik. Sie basiert darauf, daß elektrische Signale in Lichtsignale und umgekehrt umgewandelt werden. Diese Signalumwandlung erfordert neue Lösungen für Übertragung, Bearbeitung und Speicherung von Informationen, die auf dem Lichtweg übertragen werden. Die wichtigsten Bauelemente optoelektronischer Geräte sind elektrisch steuerbare Halbleiterstrahler, Lichtleiter und Fotoempfänger. Die Leuchtdiode ist ein Hauptbauelement in optoelektronischen Geräten. Sie ist ein Halbleiterbauelement, das bei direktem Stromfluß die Eigenschaft hat, eine inkohärente optische Strahlung bestimmter Spektralzusammensetzung auszusenden. Zwei Erscheinungen sind die Grundlage für diese Wirkungsweise von Leuchtdioden; die Injektion von Ladungsträgern durch den pn-Übergang bei angelegter Spannung und die Lichtausstrahlung bei der Rekombination von np-Paaren.

Über diese Eigenschaft verfügen einige komplizierte Halbleitermaterialien, die Silizium-Karbid (SiC), Gallium (Ga) und Arsen (As) zur Grundlage haben. Heute gibt es bereits einige Materialien, die in verschiedenen Spektralbereichen strahlen – im Infrarotbereich, im sichtbaren Bereich und im Ultraviolettbereich.

Die Eigenschaften und die Effektivität von Halbleiterleuchtdioden werden komplex durch ihre elektrischen, Leucht- und Ausnutzungskennwerte bewertet. Die Hauptkennwerte sind die Leistung oder die Leuchthelligkeit, der Wirkungsgrad der Umwandlung elektrischer Energie in Lichtenergie, die  $U/I$ -, Spektral- und die dynamischen Kennwerte sowie die räumliche Verteilung der Strahlung.

Bis jetzt haben sich drei Anwendungsrichtungen für Halbleiterleuchtdioden herausgebildet – als Indikatoren, als Strahlungsquellen in optoelektronischen Bauelementen und beim Betrieb von Kinomaschinen. Da in der populärwissenschaftlichen Literatur eine Ver-

allgemeinerung von allen Angaben zu Schaltungen mit Halbleiterleuchtdioden noch fehlt, scheint es angebracht, kurz einige typische Schaltungen mit diesen Bauelementen zu betrachten.

Am weitesten verbreitet für die Leuchtanzeige in funkelektronischen Geräten sind heute noch Glühlampen, Gasentladungsröhren und Elektrolumineszenzindikatoren. Im Vergleich zu diesen Bauelementen zeichnet sich die Leuchtdiode als Indikator durch geringes Gewicht und kleine Abmessungen, größere Wirtschaftlichkeit, längere Lebensdauer, Trägheitslosigkeit und hohe Stabilität bei mechanischen Einwirkungen aus. Außerdem erlauben Leuchtdioden direkte Verbindungen mit transistorisierten Stufen. Tabelle 1 enthält einige Daten zum Vergleich von Glühlampen, Gasentladungsröhren und Leuchtdioden.

**Tabelle 1**

Indikatoren	Typ	Spannung V	Strom mA	Abmessungen Durchmesser × Länge mm	Lebens- dauer Std.
Miniatur- glühlampen	MH1-	1	68	12 × 24	250
	0,068 5-MH2, 0,15	2,5	150	12 × 24	45
Glühlampen	KM1	6	65	6 × 46	350
Neonlampen	MH4	80	1,5	16 × 37	500
Gasent- ladungs- ziffernanzeige- röhren	IH-2	200	2	17 × 25	5000
Halbleiter- leuchtdioden	AJ1 102B	4,5	20	5 × 3 <sup>1)</sup>	10000
	AJ1 102F				
	KJ1 101A KJ1 101B	5,5	10-40	2,1 × 2, 1 × 2 × 2 <sup>1)</sup> 2)	10000
Halbleiter- ziffern- indikatoren	K 104 A	6	10	16 × 22	10000

<sup>1)</sup> Abmessungen ohne Abschlüsse

<sup>2)</sup> Es sind Länge, Breite und Höhe angegeben

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Logik-Elements, in dem Leuchtdioden als Zustandsindikatoren eingesetzt wurden. Sobald Signale an den Eingängen 1 und 2 ankommen, sperrt T1, der Strom im Kreis D3-R7-R8 steigt steil an, und die Leuchtdiode beginnt Licht auszusenden. Das entspricht dem Übergang von T2 in den Sättigungszustand und der Abgabe eines Ausgangssignals. Der Einsatz einer Leuchtdiode gestattet, im gegebenen Fall die Schaltung zu vereinfachen, die

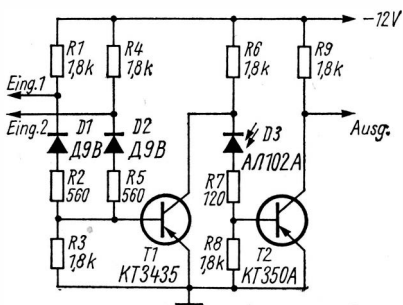


Bild 1  
Schaltung eines Logik-  
Bausteins mit einer  
Leuchtdiode

Zahl der Bauelemente herabzusetzen und die Lebensdauer des Logik-Bausteins zu erhöhen. Die Zustandsanzeige von Logik- und Schaltbausteinen erleichtert bedeutend die Ausnutzung einzelner Blöcke in der Automatik.

Den Einsatz einer Leuchtdiode in einem Sperrschwinger zeigt Bild 2. Im Ausgangszustand sind beide Transistoren gesperrt. Sobald die Eingangsimpulse mit denen an der Basis von T1 übereinstimmen, schwingt der Sperrschwinger, und durch die Leuchtdiode fließt ein Stromimpuls, der die Diode aufleuchten läßt.

Die Helligkeit der Strahlung einer Leuchtdiode ist proportional dem Wert des durchfließenden Stroms, so daß die Leuchtdiode auch als Indikator mit veränderlicher Leuchtstärke eingesetzt werden kann. In einem solchen Fall kann man die Betriebsfähigkeit des Geräts oder einzelne Parameter nach der Leuchtstärke bestimmen. Die hohe Wirtschaftlichkeit und die niedrigen Betriebsspannungen, durch

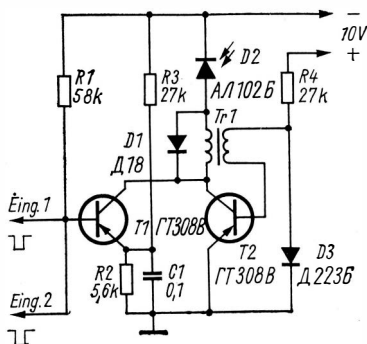


Bild 2  
Einsatz einer Leuchtdiode in  
einem Sperrschwinger

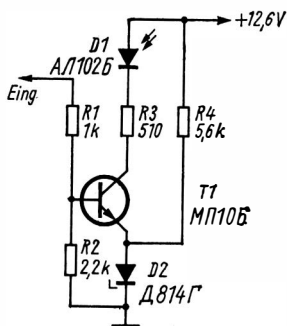


Bild 3  
Schaltung einer Leuchtdiode als Indikator

die sich Leuchtdioden auszeichnen, sind die Ursache dafür, sie als Indikatoren zusammen mit Mikroschaltungen einzusetzen. Bild 3 zeigt eine solche Kombination. An den Eingang gelangen Signale definierter Amplitude von einer Mikro-Logik-Schaltung. An Hand der Leuchtstärke von D1 wird die Betriebsfähigkeit der Schaltung oder der Wert des entsprechenden Parameters beurteilt. Die Speisenspannung ist die gleiche wie für das gesamte System.

Heute gibt es bereits in Serie produzierte Ziffernanzeige bauelemente auf Festkörperbasis, die eine Kombination von mehreren Leuchtdioden mit einer gemeinsamen Anode sind. Ein Indikator, der sieben derartige Kombinationen von Leuchtdioden (Leuchtdiodenbänder) umfaßt, kann alle Ziffern von 0 bis 9 und einige Buchstaben (insgesamt 27 Zeichen) abbilden. Mit 16 Leuchtdiodenbändern kann man eine unbegrenzte Zahl von Zeichen abbilden. Verallgemeinerte Daten von Ziffernanzeigen enthält Tabelle 2. Halbleiterziffernanzeigen sind zweckmäßig in Kleingeräten, in Datenausgabegeräten von Elektronenrechnern, in Kontrolleinrichtungen und in Meßgeräten einzusetzen.

Bild 4 zeigt die Schaltung für die Steuerung einer Ziffernwiedergabe-einrichtung auf Halbleiterbasis. Für die Wiedergabe jedes Zeichens

Tabelle 2

Kenndaten	Werte
Arbeitsstrom, mA	10
Sichtwinkel, Grad	150
Höhe des Zeichens, mm	9
Schaltgeschwindigkeit, $\mu$ s	1
Lebensdauer, Std.	10000

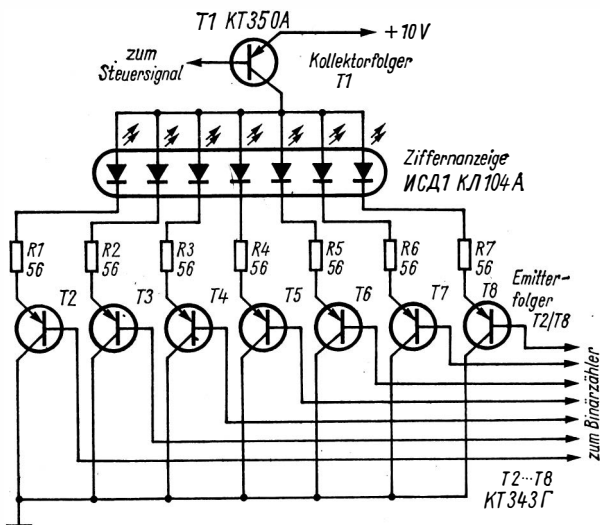


Bild 4 Prinzipschaltung einer Ziffernanzeige mit Leuchtdioden

werden vom Binärzähler entsprechende Signale an die transistorisierten Emittierfolger T2/T8 gegeben. Über den Kollektorfolger T1 der Leuchtdiodenanzeige wird die Speisespannung zugeführt.

Das Bedürfnis nach schnellwirkenden und kleinen optoelektronischen Geräten, die sich durch eine hohe Entkopplung zwischen den Eingangs- und den Ausgangskreisen auszeichnen, gab den Anstoß, einen neuen Typ von Halbleiterbauelementen zu entwickeln – optoelektronische Koppler. Im Koppler wird unter dem Einfluß der Eingangsspannung die Leuchtdiode zur Lichtausstrahlung angeregt, die von einem Halbleiterfotoempfänger (Fototransistor) aufgenommen wird (Bild 5). Das Signal wird nur in einer Richtung übertragen, so daß Störungen im Primärkreis durch unterschiedliche Belastungen nicht entstehen können.

Gegenwärtig sind folgende Kombinationen optoelektronischer Paarungen weit verbreitet:

- Leuchtdiode – Fotowiderstand;
- Leuchtdiode – Fotodiode;
- Leuchtdiode – Fototransistor;
- Leuchtdiode – Fotothyristor.

Solche Koppler können in einfachen Verstärkern, die eine starke

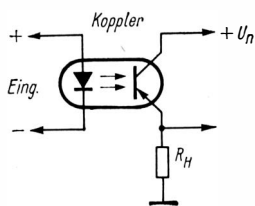


Bild 5  
Optoelektronischer Koppler in der  
Paarung Leuchtdiode - Fototransistor

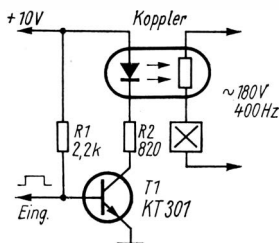


Bild 6  
Optoelektronischer Koppler im Steuerkreis  
eines Elektrolumineszenzindikators

Entkopplung von den übrigen Baustufen erfordern, und in Linienverstärkern kleiner Leistung eingesetzt werden.

Bild 5 zeigt einen Teil einer Verstärkerschaltung mit dem optoelektronischen Koppler in der Kombination Leuchtdiode - Fototransistor. Der Verstärker kann an die Stelle von Impulstransformatoren treten, besonders dann, wenn es notwendig ist, eine konstante Komponente des Signals zu übertragen.

Der niedrige dynamische Widerstand von Leuchtdioden gestattet, zwei und mehr dieser Bauelemente in Reihe zu schalten. Diese Schaltungen zeichnen sich durch eine hohe Betriebssicherheit aus.

Optoelektronische Bauelemente, denen geringe Abmessungen und die anderen bereits genannten Vorzüge eigen sind, ersetzen erfolgreich die weitverbreiteten elektromagnetischen Relais. Die Schaltgeschwindigkeit optoelektronischer Relais liegt bei  $10^4 \dots 10^8$  Hz, das sind einige Größenordnungen mehr als bei elektromagnetischen Relais.

Bild 6 gibt die Schaltung eines optoelektronischen Kopplers (Leuchtdiode - Fotowiderstand) im Steuerkreis eines Elektrolumineszenzindikators wieder. Im Vergleich zu einem transformatorischen Entkopplungsglied gestaltet sich die Indikatorsteuerung mittels eines optoelektronischen Kopplers wesentlich einfacher, senkt die Leistungsaufnahme und verringert das Gewicht und die Abmessung des Geräts.

Die optoelektronische Kopplung erlaubt, funktional-logische Umwandler herzustellen, in denen der Aufgabenwechsel mittels Schablonen in der Lichtstrecke zwischen dem Strahler und dem Fotoempfänger eingegeben wird. Die Leuchtdioden und die Fotoempfänger montiert man auf einer Platte. Die Schablonen können die Form von Lochkarten oder Mikrofilmen haben. Die Lichtstrahlen vom Strahler treten durch die Öffnungen in der Lochkarte und werden vom Foto-



empfänger aufgenommen. So entsteht die erforderliche funktionale Verbindung zwischen den beiden Teilen des optoelektronischen Kopplers. Es sind auch Systeme denkbar, die mit der Reflektion der Strahlen arbeiten.

Auf der Grundlage der Optoelektronik kann man logische Universalumwandler schaffen, die in Programmierereinrichtungen und in komplizierten automatisierten Leitungssystemen eingesetzt werden.

In Bild 7 sind zwei Schaltungen logischer Elemente mit optischer Entkopplung zwischen dem Eingang und dem Ausgang zu erkennen.

Zum Schalten großer Ströme setzt man oft Thyristoren zusammen mit verschiedenen Steuergeräten ein. Bild 8a zeigt die Schaltung eines transformatorlosen Thyristorstellers. Solange der Fototransistor T1 nicht beleuchtet wird, sind der Transistor T2 und der Thyristor Th2 gesperrt. Der Thyristor öffnet, und durch die Belastung fließt Strom, wenn auf den Fototransistor Licht fällt. Eine weitere transformator-

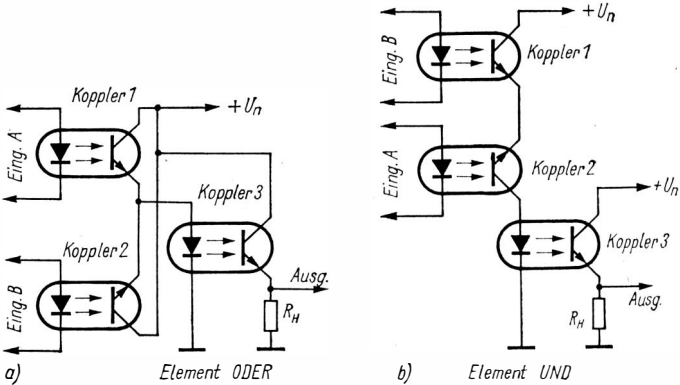


Bild 7 Schaltung zweier logischer Elemente mit optoelektronischer Entkopplung

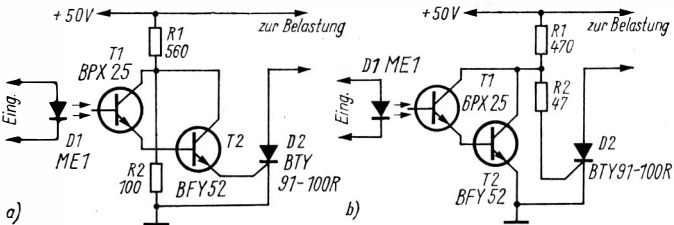


Bild 8 Schaltungen einer transformatorlosen Thyristorsteuerung

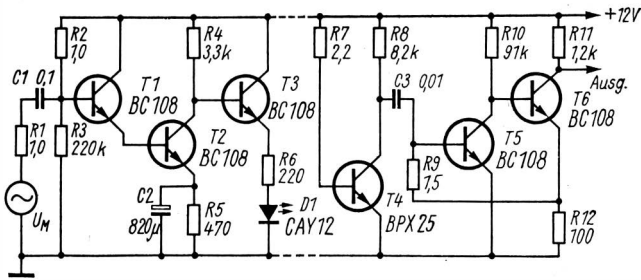


Bild 9 Modulatorschaltung mit einer Leuchtdiode und einem Fototransistor

lose Regeleinrichtung, die Bild 8b zeigt, ist so aufgebaut, daß der Thyristor so lange geöffnet ist, wie kein Licht auf den Fototransistor fällt.

In jüngster Zeit wurden Nachrichtensysteme entwickelt, die mit modulierter Infrarotstrahlung arbeiten. Dafür setzt man auch Halbleiterleuchtdioden auf der Basis von Galliumarsenid ein. Bild 9 zeigt eine Modulatorschaltung mit Leuchtdiode und Fototransistor. Die Transistoren T1...T3 verstärken die Spannung der zu modulierenden Frequenz, die gleichzeitig den Modulationsstrom durch die Leuchtdiode D1 bestimmt. Als Empfänger für den modulierten Lichtstrom dient der Fototransistor T4. Bei einer Beleuchtungsstärke des Fototransistors von 1 Lux erreicht die Ausgangssignalspannung den Wert 400 mV.

Die angeführten Schaltungen bieten die Möglichkeit, zukunfts-trächtige Nachrichtensysteme, die sich durch hohe Störfestigkeit und Handlichkeit sowie einfache Bedienung und Abstimmung auszeichnen, zu entwickeln. Die Lichtsignale (im sichtbaren oder Infrarotbereich), die als Informationsträger dienen, können ohne Schwierigkeit über einige hundert Meter übertragen werden.

Die bekannten Einrichtungen zur Registrierung elektrischer Signale auf Kinofilm sind relativ kompliziert im Aufbau, arbeiten ungenau und zeichnen sich durch geringe Zuverlässigkeit und Arbeitsgeschwindigkeit aus. Durch den Einsatz von Halbleiterlumineszenzwandlern für elektrische Signale können viele der oben genannten Nachteile überwunden werden.

Bild 10 veranschaulicht die Wirkungsweise eines Geräts für die diskrete Registrierung elektrischer Signale. Die Ausgabeeinrichtung des Geräts ist als Mehrelement-Leuchtdiodenband ausgebildet. Die elektronische Vermittlung 1 schaltet die Ausgänge mehrerer Signalquellen an den Eingang der Anpassungseinrichtung 2, es entsteht ein

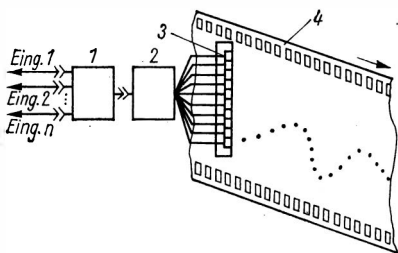


Bild 10  
Arbeitsweise einer diskreten Registratur elektrischer Signale mit Leuchtdioden

Stromimpuls, der eine der Leuchtdioden aus dem Leuchtdiodenband 3 aufleuchten läßt. Das geschieht entsprechend dem diskreten Wert des Eingangssignals zum gegebenen Zeitpunkt. Die Leuchtpunkte werden auf dem sich bewegenden Film 4 aufgezeichnet, und sie beschreiben dort eine Kurve, die den Änderungen des Eingangssignals entspricht. Die Abmessungen des Diodenbands sind so gehalten, daß man auf der Filmbreite einige hundert Elemente unterbringen kann. So hat man die Möglichkeit, das Eingangssignal in eine große Zahl diskreter Werte zu zerlegen und eine hohe Genauigkeit der Registratur zu erreichen. Die Leuchthelligkeit und die Länge der Fronten des Lichtimpulses gestatten, bei Kontaktentwicklung hochempfindlichen Filmmaterials Stromimpulse mit einer Dauer bis  $0,01 \mu\text{s}$  zu fixieren.

Beim Einsatz von Leuchtdioden in funkelektronischen Geräten ist dem elektrischen Arbeitsbereich große Aufmerksamkeit zu schenken. Man muß unbedingt den direkten Gleichstrom oder den Mittelwert des Stromimpulses der Leuchtdioden und die größte Amplitude der Sperrspannung prüfen. Höhere Werte als die zulässigen können die Leuchtdioden zerstören.

Um Leuchtdioden vor Überlastung durch den direkten Stromfluß zu schützen, nutzt man Z-Dioden aus (D1 in Bild 11). Bei großen Schwankungen der Sperrspannung können Leuchtdioden durch Dioden mit einem hohen Sperrwiderstand, die in Reihe zu schalten sind, geschützt werden (Bild 12).

Hohe Umgebungstemperaturen, die  $50^\circ\text{C}$  übersteigen, lassen die zulässigen Betriebswerte der Leuchtdioden stark absinken. Das ist bei der Berechnung des Betriebsbereichs von Geräten zu beachten.

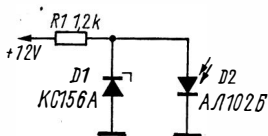


Bild 11  
Schutzschaltung für Leuchtdioden



Bild 12  
Schutzschaltung für Leuchtdioden

Nachdem kurz die Perspektiven des vielfältigen Einsatzes von Leuchtdioden in funkelektronischen Geräten gestreift wurden, kann man sagen, daß bereits heute verschiedene Ausführungsformen dieser Bauelemente existieren. Entwickelt und in Serie produziert werden Leuchtdioden auf Halbleiterbasis, die im sichtbaren und im Infrarotbereich arbeiten, sowie Ziffernanzeigeindikatoren. Große Perspektiven ergeben sich für den Einsatz von sogenannten Leuchtdiodenlinealen, die Zeigermeßgeräte, besonders in mechanisch beanspruchten Geräten, verdrängen können. Es gibt bereits eine Vierschicht-Leuchtdiode mit Thyristorcharakteristik.

*Anmerkung:*

Die im Artikel angeführten Bauelementtypen können entsprechend der Übersicht durch sowjetische Bauelemente ersetzt werden:

2N2369	KT315B, KT315F
2N497	KT602A, KT801B
2N335	П307B; МП113A
BFY52	KT602A
BC108	KT342
BTY91-100R	KY204B
LED10, ME1, CAY12	A/1103A
BPX25	ФТ-1K

*Aus Radio (UdSSR) Heft 3/73*

**Literatur**

- [1] Sweschnikow, S. W.: Elementy optoelektroniki, Sowjetskoje radio, 1971
- [2] Poljanin, O. W., Ushakov, E. W.: Optiko-elektronije ustroistwa, Energija, 1969
- [3] Adirowitsch, E. J.: Optoelektronika, sb. Mikroelektronika, Sowjetskoje radio, 1967
- [4] Arpad A. Bergh, Dean P. J.: Swetodiodi, per. s angliskogo, TIIEP, Nr. 2, T. 60 (1972)
- [5] Kerran: Uspechi optoelektroniki (obsor), per. s angliskogo, Elektronika, Nr. 26 (1969)

Die Spezialisierung der Produktion bei elektronischen Bauelementen wirkt sich im RGW-Bereich günstig auf die Effektivität der beteiligten Elektronikindustrien aus. So werden viele der von sowjetischen Betrieben produzierten elektronischen Bauelemente auch von der Elektronikindustrie der DDR verarbeitet. Ein Vorteil von vielen ist auch der, daß unsere Elektronikindustrie von Importen aus kapitalistischen Staaten unabhängig wird.

Zu allen im RGW-Bereich produzierten Bauelementen liegen in der Zentralen Leitstelle für Applikation (ZLA) im *VEB Elektronikhandel* Berlin ausführliche Unterlagen bereit. Die Bestellung von Mustern ist deshalb von Industriebetrieben und von Forschungsstellen beim *VEB Elektronikhandel* Berlin vorzunehmen. Für den nachfolgenden Beitrag wurden u. a. auch Pressematerialien des *VEB Elektronikhandel* verwendet.

In der UdSSR gibt es eine umfangreiche Produktion von integrierten Schaltungen, wobei verschiedene Technologien angewendet werden. Neben den monolithischen integrierten Schaltkreisen fertigt man in der Sowjetunion viele Schaltkreistypen, die in Hybridtechnik aufgebaut sind. Der Anwendungsbereich der IS umfaßt sowohl die Digital- als auch die Analogtechnik. Zur besseren Unterscheidung hat man die Seriennummern der IS wie folgt aufgeteilt:

100er Serie	monolithisch integrierte Schaltkreise,
200er Serie	in Hybridtechnik aufgebaute Schaltkreise.

Die Bezeichnung der einzelnen IS setzt sich zusammen aus einer Ziffer, zwei kyrillischen Buchstaben und drei nachfolgenden Ziffern,

z.B. *1 LB 551*.

Die erste und die beiden den Buchstaben folgenden Ziffern bilden die 3stellige Seriennummer der IS-Gruppe. Der angeführte IS *1LB 551* gehört daher zur Serie 155, es ist ein monolithisch integrierter Schalt-

kreis. An die Grundbezeichnung kann in der Reihenfolge A, B, C, D ein Buchstabe angefügt sein, der auf Abweichungen der technischen Daten desselben Typs hinweist, also andere Betriebsspannung, unterschiedlicher Temperaturbereich, andere Verlustleistung usw. Die beiden Buchstaben zwischen den Ziffern geben den Verwendungszweck an für die IS. In Tabelle 1 ist der Schlüssel für diese Buchstabenkennzeichnung angegeben.

**Tabelle 1 Kurzbezeichnungen für integrierte Schaltkreise sowjetischer Produktion**

Klasse		Gruppe		Kurzzeichen d. Kombination Klasse u. Gruppe
Bezeichnung	Kurzzeichen d. Klasse	Bezeichnung	Kurzzeichen d. Gruppe	
1	2	3	4	5
Verstärker	У	für sinusförmige Signale	С	УС
		für Gleichstrom	Т	УТ
		für Videosignale	В	УВ
		Impulsverstärker	И	УИ
		Wiederholer	Э	УЭ
		sonstige	П	УП
Generatoren	Г	sinusförmiger Schwingungen	С	ГС
		spezieller Signalformen	Ф	ГФ
Wandler	И	Frequenzwandler	С	ИС
		Phasenwandler	Ф	ИФ
		Formwandler	М	ИМ
		Spannungswandler	Н	ИН
		Kodierwandler	К	ИК
		Dekodierwandler	Д	ИД
		sonstige	П	ИП
Modulatoren	М	Amplitudenmodulatoren	А	МА
		Frequenzmodulatoren	С	МС
		Phasenmodulatoren	Ф	МФ
		Impulsmodulatoren	И	МИ
		sonstige	П	МП
Detektoren	Д	Amplitudendetektoren	А	ДА
		Frequenzdetektoren	С	ДС
		Phasendetektoren	Ф	ДФ
		Impulsdetektoren	И	ДИ
		sonstige	П	ДП
Trigger (Flip-Flop)	Т	asynchrone	С	ТС
		Ein-Speicher	Р	ТР
		Mehr-Speicher	К	ТК
		Schmitt-Trigger	Ш	ТШ
		dynamische	Д	ТД

1	2	3	4	5
Elektronische Schalter	К	transistorisierte	Т	КТ
		Diodenschalter	Д	КД
		optoelektronische	З	КЗ
		sonstige	П	КП
Filter	Ф	für hohe Frequenzen	В	ФВ
		für niedrige Frequenzen	Н	ФН
		Bandfilter	П	ФП
		Grenzfilter	Г	ФГ
		Glättungsfilter	С	ФС
Verzögerungsleitungen	Ш	für Schaltungen	С	ШС
		sonstige	П	ШП
Logische Schaltungen	Л	UND-Schaltungen	И	ЛИ
		ODER-Schaltungen	Л	ЛЛ
		NOR-Schaltungen	Н	ЛН
		UND-NOR/ODER-NOR-Schaltungen	Б	ЛБ
		UND-ODER-Schaltung	С	ЛС
		UND-ODER-NOR-Schaltung	Р	ЛР
		sonstige	П	ЛП
Speichereinrichtungen	Я	auf Magnetbandbasis	Л	ЯЛ
		Matrixspeicher	М	ЯМ
		sonstige	П	ЯП
Elemente arithmetischer und diskreter Einrichtungen	И	Register	Р	ИР
		Addierer	С	ИС
		Halbaddierer	Л	ИЛ
		Zähler	Е	ИЕ
		Chiffratoren	Ш	ИШ
		Dechiffratoren	Д	ИД
		kombinierte	К	ИК
sonstige	П	ИП		
Ein Satz von Bauelementen	Н	Widerstände	С	НС
		Kondensatoren	Е	НЕ
		Dioden	Д	НД
		Transistoren	Т	НТ
		kombinierte	К	НК
Selektions- und Vergleichschaltungen	С	Amplituden	А	СА
		Zeit	В	СВ
		Frequenz	С	СС
		Phasen	Ф	СФ
Vielfachfunktions-schaltungen	Ж	analoge Schaltungen	А	ЖА
		Impulsschaltungen	И	ЖИ
		logische Schaltungen	Л	ЖЛ
		Analog-Impulsschaltungen	Е	ЖЕ
		Analog-Logik-Schaltungen	В	ЖВ
		Impuls-Logik-Schaltungen	Г	ЖГ
Analog-Impuls-Logik-Schaltungen	К	ЖК		

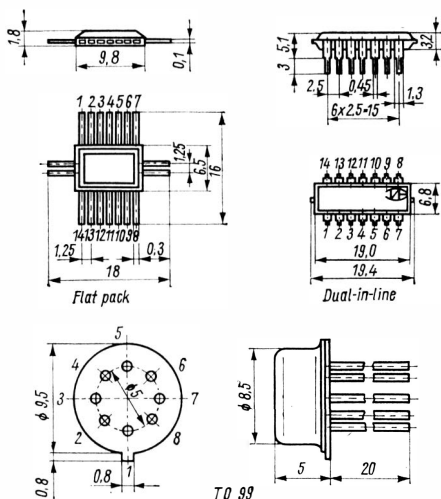


Bild 1  
Gehäusebauformen der  
SU-Schaltkreise mit mono-  
lithischer Integration

Die monolithisch integrierten Schaltkreise werden in den international verwendeten Gehäuseformen *Flat-pack* (Glas/Keramik und Metall/Plast), *Dual-in-line* und *TO 99* angeboten (Bild 1). Bei den Hybridschaltkreisen gibt es Sondergehäuseformen mit unterschiedlichen Rastermaßen. Dabei ist das verwendete Rastermaß für alle Gehäuseformen metrisch, der Abstand der Anschlußfahnen beträgt also 1,25 bzw. 2,5 mm.

Einige Schaltkreisserien werden für zwei Betriebstemperaturbereiche angeboten. Der normale Temperaturbereich ist  $-10^{\circ}\text{C}$  bis  $+70^{\circ}\text{C}$ . Durch Kapselung der Chips im Flat-pack-Gehäuse erweitert sich der Temperaturbereich auf  $-60^{\circ}\text{C}$  bis  $+125^{\circ}\text{C}$ .

In der UdSSR werden die beiden TTL-Serien 133 und 155 gefertigt. Sie unterscheiden sich wie folgt:

Serie 133	Flat-pack-Gehäuse	$-60^{\circ}\text{C} \dots +125^{\circ}\text{C}$ ,
Serie 155	Dual-in-line-Gehäuse	$-10^{\circ}\text{C} \dots +70^{\circ}\text{C}$ .

Die wichtigsten Kenndaten enthält die nachfolgende Übersicht.

Betriebsspannung:	5 V $\pm$ 10% (Serie 133)
	5 V $\pm$ 5% (Serie 155)
Statische Verlustleistung je Gatter:	15 mW
Verzögerungszeit:	15 ns
Störabstand:	0,9 V
Fan out:	10



Eingangsstrom bei »O«:	1,6 mA
Eingangsstrom bei »L«:	90 $\mu$ A
Ausgangsstrom bei »O«:	16 mA
Ausgangsstrom bei »L«:	1 mA
Ausgangsspannung bei »O«:	0,4 V
Ausgangsspannung bei »L«:	2,4 V

Die Anschlußbelegung für Flat-pack ist identisch mit der für Dual-in-line. Die TGL-Grundgatter der UdSSR gleichen der TTL-Logik von *Texas Instruments* (TI, 74er Reihe). Die Anschlußbelegungen sowjetischer TTL-Schaltkreise sind mit den Dual-in-line-Typen der 74er Reihe von TI identisch. Bemerkenswert ist, daß einige TI-Typen mit Mehrfachgattern von der SU in einfacher Ausführung hergestellt werden. Die nachfolgende Übersicht veranschaulicht die geringfügigen Abweichungen der Gehäuseabmessungen der SU- und TI-Schaltkreise.

Dual-in-line-Gehäuse (SU-Serie 155)	alle Maße in mm	
	SU	TI
Gehäuselänge	19	18,03
Gehäusebreite	6,8	6,35
Montagehöhe	5,1	5,08
Abstand der Anschlußreihen gegeneinander	10	8,26
Abstand der Anschlußfahnen untereinander	2,5	2,5 und 2,54
Flat-pack-Gehäuse (SU-Serie 133)	alle Maße in mm	
	SU	TI
Gehäuselänge	9,9	6,35
Gehäusebreite	6,6	3,56
Gehäusehöhe	2	0,89
Abstand der Anschlußfahnen untereinander	1,25	1,27

Die gleichen Gatter der TTL-Serien 133 und 155 werden auch mit einer Verlustleistung von 3 mW und einer Verzögerungszeit von 60 ns angeboten. Diese Low-power-Schaltkreise werden in zwei Gehäuseausführungen produziert. Die Serie 158 mit Dual-in-line-Gehäuse ist für den normalen Temperaturbereich gedacht, die Serie 136 im Flat-pack-Gehäuse für den erweiterten Temperaturbereich. Damit sind die Serien 136 und 158 vergleichbar mit der 54-L- bzw. 74-L-Reihe von TI. Die nachfolgende Übersicht gibt die wichtigsten Kenndaten der Serien 136 und 158 an.

Betriebsspannung:	5 V ± 10%
Verlustleistung je Gatter:	3 mW
max. Verzögerungszeit:	60 ns
Störabstand:	0,9 V
Ausgangsspannung bei »O«:	0,35 V
Ausgangsspannung bei »L«:	2,4 V

Das Angebot an ECL-Schaltkreisen besteht aus den Serien 137 (4 Typen, Dual-in-line) und 139 (3 Typen, Flat-pack). Beide Serien enthalten die Funktionen NOR/OR mit 3 Eingängen einfach sowie mit Ausgangserweiterung und 2 Expander mit je 3 Eingängen. In der Serie wird zusätzlich ein OR-Inverter mit 3 Eingängen produziert.

	Serie 137	Serie 139
Eingangsspannung:	- 5 V ± 5%	- 5 V ± 5%
Verlustleistung:	110 mW	40 mW
Verzögerungszeit:	4 ns	10 ns
Störabstand:	0,2 V	0,2 V

Im Fertigungsprogramm der UdSSR sind neben TTL- und ECL-Reihen auch Logikbaureihen mit geringer Leistungsaufnahme und mit relativ großen Verzögerungszeiten vorhanden. Dazu zählen die

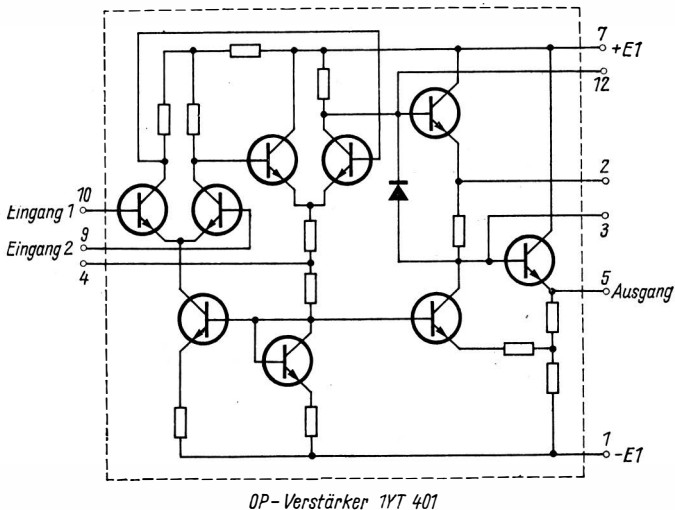


Bild 2 Innenschaltung des Operationsverstärkers 1UT401

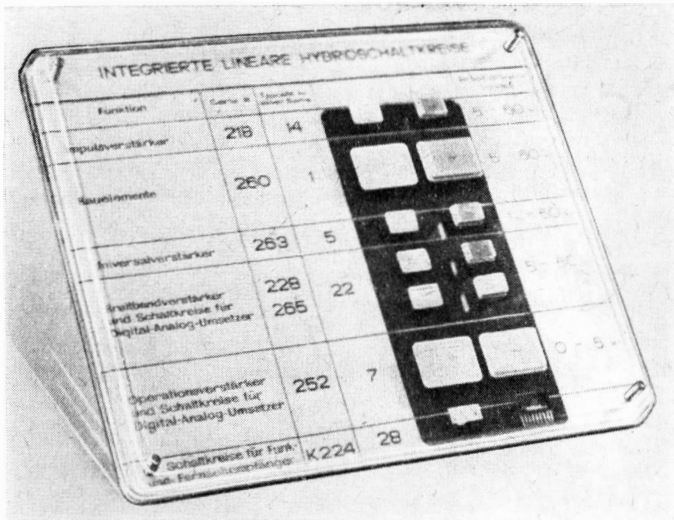


Bild 3 Tafel mit den Bauformen verschiedener linearer Hybridschaltkreise

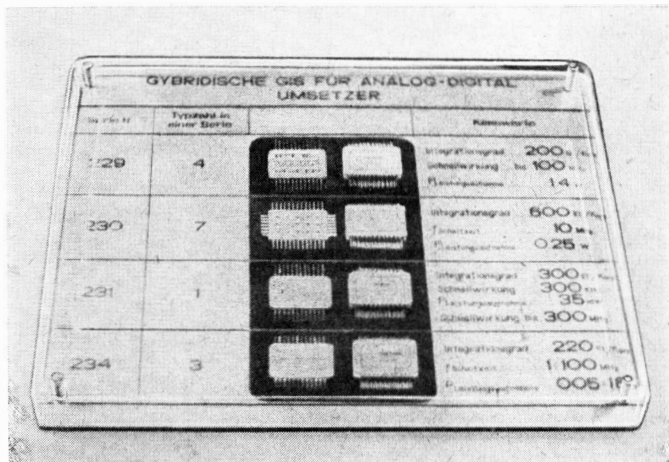


Bild 4 Tafel mit den Bauformen verschiedener Analog-Digital-Umsetzer in Hybridtechnik

RTL- und die DTL-Schaltkreisreihen, die im Flat-pack-Gehäuse und anderen Gehäuseformen mit unterschiedlichen Rastermaßen gefertigt werden. Die Verlustleistung beträgt bei der RTL-Reihe 2 mW, die Verzögerungszeit ist 500 ns. Bei der DTL-Reihe ist die Verlustleistung 20 mW, und die Verzögerungszeit erreicht Werte von 20 bis 50 ns.

Das Typenprogramm der UdSSR enthält auch MOS-Schaltkreise. Es sind 7 Serien bekannt. Die Serien 160 und 172 werden im Dual-in-line-Gehäuse verpackt, alle anderen Serien im Flat-pack-Gehäuse. Aus der Vielzahl der in MOS-Technik angebotenen Funktionen seien die wichtigsten herausgestellt, wie Gatter, Schieberegister, Speicher-elemente, reversible Zähler und Flip-Flops in verschiedenen Varianten.

In Tabelle 2 sind die dem Autor bekannten Logik-Schaltkreisreihen aus der UdSSR-Fertigung zusammengestellt.

Sehr umfangreich ist das Sortiment an analogen Schaltkreisen aus der UdSSR-Produktion. Der Operationsverstärker 1 UT 401, der bis auf die Stabilisierungsdioden dem Typ  $\mu A 702$  entspricht, wird in den Gehäusebauformen TO 99 (12polig) und Dual-in-line produziert. Nachfolgend einige Kennwerte für die Typen 1 UT 401A und 1 UT 401B.

Betriebsspannung:	6,3 V (A) und 12,6 V (B)
Eingangsdriftspannung:	3 mV
Eingangsdriftstrom:	0,6 $\mu A$
Eingangswiderstand:	17 k $\Omega$
Spannungsverstärkung:	400... 4500 (A) 1300...12000 (B)
Frequenzbereich:	0...5 MHz

Monolithisch integrierte Verstärkerschaltungen enthalten die Serien 118 (Dual-in-line), 119 (Flat-pack) und 122 (TO 99, 12polig), wobei die Serien 118 und 122 identisch sind. Dabei handelt es sich um Videoverstärker (1 UB 221), 2stufige Breitbandverstärker (1 UC 221), Kaskodenverstärker (1 UC 222), Differenzverstärker (1 UT 221) und Schmitt-Trigger (1 TSCH 221). Vollständige NF-Verstärker im TO-99-Gehäuse mit 12 Anschlüssen enthält die Serie 173, die Ausgangsleistung ist 0,5 bzw. 1,0 W.

In Tabelle 3 wird ein Überblick gegeben über die bekannten linearen Schaltkreise mit monolithischer Integration. Von untergeordneter Bedeutung sind heute die logischen Schaltkreise in Hybridtechnik. Tabelle 4 gibt dafür eine kurze Übersicht. Interessanter sind die analogen Schaltkreise in Hybridtechnik, vor allem die, die in Rundfunk- und Fernsehempfängern eingesetzt werden. Im Elektronischen Jahrbuch 1974 sind einige dieser Schaltkreise vorgestellt worden. Für diesen Anwendungsbereich werden die Serien 224 und 237 produziert.

Die Verkappung der Serie 237 erfolgt in einem etwas größeren Dual-in-line-Gehäuse. Tabelle 5 gibt eine Übersicht über die linearen Hybridschaltkreise.

**Tabelle 2 Monolithisch integrierte Logikschaltkreise aus der SU-Produktion**

Serie 104	DTL	Flat-pack	13 Typen
106	TTL	Flat-pack	26 Typen
113	RTL	Flat-pack	7 Typen
114	RTL	Sondergehäuse	11 Typen
121	DTL	TO 99, 12polig	3 Typen
133	TTL	Flat-pack	22 Typen
147	MOS	Flat-pack	4 Typen
155	TTL	Dual-in-line	20 Typen
172	MOS	Dual-in-line	5 Typen
192	Foto	Sondergehäuse	1 Typ

**Tabelle 3 Monolithisch integrierte lineare Schaltkreise aus der SU-Produktion**

Serie 101	Doppeltransistor	TO 99, 8polig	1 Typ
118	Verstärker	Dual-in-line	5 Typen
119	Verstärker	Flat-pack	5 Typen
122	Verstärker	TO 99, 12polig	5 Typen
123	Verstärker	Flat-pack	1 Typ
140	Op.-Verstärker	TO 99, 12polig	1 Typ
173	NF-Verstärker	TO 99, 12polig	2 Typen

**Tabelle 4 Logikschaltkreise in Hybridtechnik aus der SU-Produktion**

Serie 201	DCTL	11 Typen
202	DTL	13 Typen
204	RCTL	5 Typen
205	RTL	6 Typen
215	DTL	6 Typen
217	DTL	14 Typen
221	DTL	5 Typen
243	TTL	11 Typen

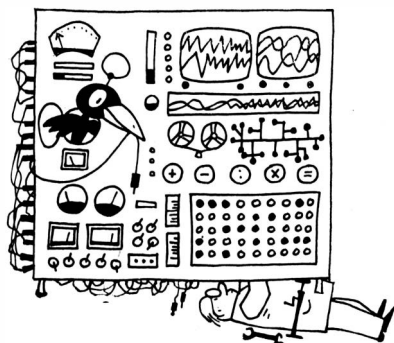
**Tabelle 5 Lineare Schaltkreise in Hybridtechnik aus der SU-Produktion**

Serie 218	Impulsverstärker	14 Typen
224	Rundfunk, Fernsehen	28 Typen
228	Breitbandverstärker	22 Typen
229	Analog-Digital-Umsetzer	4 Typen
230		7 Typen
231		1 Typ
234		3 Typen
237		Rundfunk, Fernsehen
242	Universalverstärker	1 Typ
246	Bauelemente	2 Typen
252	Op.-Verstärker	7 Typen
260	Bauelemente	1 Typ
263	Universalverstärker	5 Typen
265	Breitbandverstärker	22 Typen

**Tabelle 6 Äquivalente Typen zu sowjetischen TTL-Schaltkreisen**

SU	DDR	TI
1 LB 553/333	D 100 C	SN 7400/5400
1 LB 558/338	D 103 C	SN 7403/5403
1 LB 557/337 <sup>1</sup>		
1 LB 554/334	D 110 C	SN 7410/5410
1 LB 551/331	D 120 C	SN 7420/5420
1 LB 555/335		
1 LB 552/332	D 130 C	SN 7430/ 5430
1 LB 556/336	D 140 C	SN 7440/5440
1 LR 551/331	D 150 C	SN 7450/5450
1 LP 552/332 <sup>1</sup>		
1 LR 553/333	D 153 C	SN 7453/5453
1 LP 551/331	D 160 C	SN 7460/5460
1 LP 553/333 <sup>1</sup>		
1 TK 551/331	D 172 C	SN 7472/5472

<sup>1</sup> enthält nur ein System des Schaltkreises



Der Kondensator als elektrostatischer Ladungsspeicher mit seiner Kapazität  $C$  ist durch seine zahlreichen Ausführungsformen und durch das praktisch verfügbare Kapazitätswertespektrum von mehr als  $1 : 10^{10}$  (d. h. von weniger als 1 pF bis zu mehreren 10000  $\mu\text{F}$ ) das vielseitigste passive Bauelement.

Die Hauptfunktionen des Kondensators in elektrischen und elektronischen Schaltungen kann man so zusammenfassen:

1. als Ladungs- bzw. Energiespeicher,  
z. B. in Siebschaltungen, zur Stoßentladung, in Zeitgliedern und in Schwingkreisen, als Informationsspeicher;
2. als Koppelglied,  
mit der Trennfunktion für Gleich- und Wechselstrom bzw. allgemein mit der Frequenzabhängigkeit des kapazitiven Widerstands;
3. als Phasenglied,  
in Verbindung mit Induktivitäten oder Wirkwiderständen zur Erzeugung bestimmter Phasenlagen von Wechselströmen und -spannungen, z. B. als Motorkondensator zur Gewinnung der Hilfsphase oder zur Kompensation von Blindstromanteilen.

Diese Einteilung entspricht zwar der Anwendungspraxis, sie ist aber willkürlich gewählt und beinhaltet keine selbständigen, voneinander unabhängigen oder getrennt existierenden Funktionen des Kondensators. Diese Funktionen sind stets gemeinsam vorhanden, nur liegt eben der anwendungstechnische Schwerpunkt jeweils auf der einen oder anderen Funktion. Da es keinen *idealen* Kondensator gibt, also ein Bauelement

- mit reiner, verlustfreier Kapazität,
  - mit beliebig großer Spannungsfestigkeit,
  - mit optimalem Kapazitäts/Volumen-Verhältnis
  - und ohne Abhängigkeit von thermischen und anderen Einflüssen,
- ist es erforderlich, den jeweils geeigneten, zweckmäßigen Kondensatortyp auszuwählen. Dabei können allerdings hier nur elektronische,

d.h. nachrichten- bzw. informationstechnische Kondensatoranwendungen behandelt werden, während die zahlreichen Fälle in der Starkstromtechnik wie auch in der Leistungselektronik unberücksichtigt bleiben. Bild 1 und Tabelle 1 geben einen Überblick über das z.Z. in der DDR gefertigte Kondensatorsortiment. Auf Einzelheiten hinsichtlich der verschiedenen Ausführungsformen, der Klimafestigkeit und der zahlreichen Sondertypen für bestimmte kommerzielle Anwendungen mußte jedoch im Interesse der Übersichtlichkeit verzichtet werden.

Bild 1 zeigt die Verteilung der verschiedenen Kondensatortypen nach Kapazitäts- und Spannungsreihen. Im mittleren Teil des Diagramms fällt eine Typenhäufung auf. In diesem Bereich der C-Werte von etwa 1 nF bis zu einigen Mikrofarad und Spannungen zwischen 160 V und 1000 V gibt es mehrere Auswahlmöglichkeiten, auf die im einzelnen noch eingegangen wird. Hohe Spannungen bei kleinen

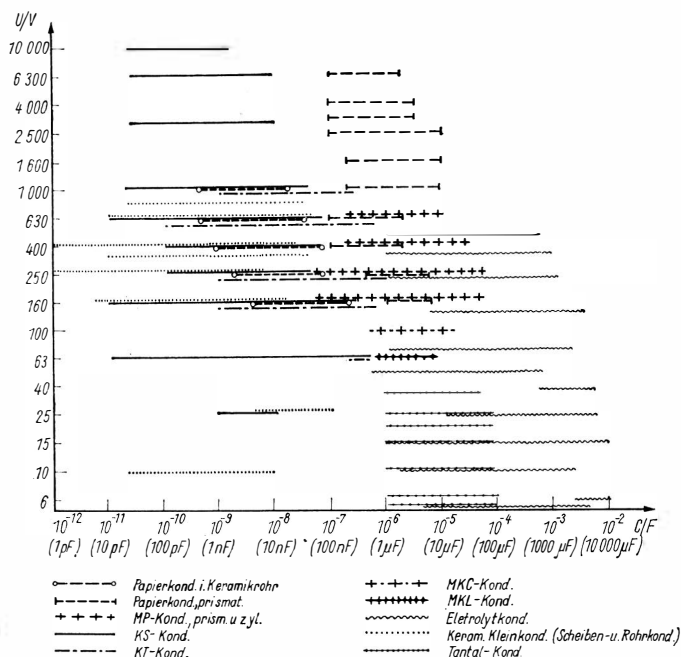


Bild 1 Kapazitäts- und Spannungsreihen der wichtigsten Kondensatorenarten für elektronische Anwendung



**Tabelle 1<sup>1</sup> Festkondensatoren der DDR-Fertigung**

**A. Die wichtigsten statischen Kondensatoren (außer keramischen Kondensatoren und Starkstromkondensatoren)**

Kondensatortyp <sup>2</sup>	Bauform	Kapazitätsspektrum	Nennspannung $U_n/V$	C-Toleranz
Papier 200-8276	prismat. Stahlgehäuse	0,1 $\mu F$ ... 10 $\mu F$	160; 250; 400; 630; 1000; 1600	$\pm 10\%$
			2 kV; 3,2 kV; 4 kV; 6,3 kV	
(Metallpapier) MP 200-8277	prismat. Stahl- gehäuse	470 pF ... 0,22 $\mu F$	160; 250; 400; 630; 1000	$\pm 20\%$ (C = 0,1 u. 0,22 $\mu F$ : $\pm 10\%$ )
		$b \times h =$ 30 mm $\times$ 30 mm 45 mm $\times$ 45 mm 30 mm $\times$ 30 mm Mehrfach-Kap.	160; 250; 400; 630	$\pm 20\%$ C < 1 $\mu F$ $\pm 10\%$ C $\geq 1 \mu F$
(Polystyrol) KS 200-8281	zyl. gehäuselos, m. axialen Drahtanschlüssen (exzent. od. zentr.)	39 nF ... 4 $\mu F$	160; 250; 400; 630	$\pm 20\%$ C < 1 $\mu F$ $\pm 10\%$ C $\geq 1 \mu F$
		2 $\mu F$ ... 40 $\mu F$		
200-8281	zyl. gehäuselos, m. axialen Drahtanschlüssen (exzent. od. zentr.)	10 pF ... 22 nF	25; 63; 160; 400; 630	$\pm 2,5$ ; 5; 10; 20%
		47 pF ... 510 nF	63; 160; 250; 630	$\pm 0,5$ ; 1; 2; 5; 10; 20%
200-8281	zyl. gehäuselos, für Hoch- spannung	22 pF ... 10 nF	3 kV; 6,3 kV; 10 kV	$\pm 5$ ; $\pm 10$ ; $\pm 20\%$

<sup>1</sup> Tabelle 1 mußte geteilt werden. Zur leichteren Benutzung der Tabelle wurden die in voller Breite durchlaufenden Zeilen rechts bzw. links mit Zahlen in spitzen Klammern < > versehen.

<sup>2</sup> Die unter dem jeweiligen Kondensatortyp vermerkte Nr. ist die TGI, sBegriffe, Allgemeine Techn. Forderungen, Prüfung und Lieferung (bei MKC gleich der angegebenen Bauform-TGI.)

Kondensatortyp <sup>a</sup>	Bauform	Kapazitätsspektrum	Nennspannung $U_n/V$	C-Toleranz
(Polyester) KT 200-8426	zyl. gehäuselos, m. beider- seitigen exzentrischen Drahtanschlüssen	100 pF ... 1 $\mu$ F	160; 250; 630; 1000	$\pm 5$ ; $\pm 10$ ; $\pm 20$ %
	zyl. m. Selbstklebeband umhüllt, m. beiderseit. zentr. Drahtanschlüssen	10 nF ... 470 nF	63; 160; 250; 630; 1000	$\pm 10$ %; $\pm 20$ %
	zyl. gehäuselos, f. gedr. Schaltg. (Stehender Wickel)	10 nF ... 1 $\mu$ F	160; 250; 630	$\pm 10$ %; $\pm 20$ %
(Polycarbonat, metallis.) MKC	zyl., m. Selbstklebeband umhüllt, m. beiderseit. zentr. Drahtanschlüssen	0,47 $\mu$ F ... 15 $\mu$ F	100	$\pm 20$ %
(Lackkondensatoren) MKL 200-8283	zyl., in Alu-Rohr, vergossen zyl., dicht (in Stahlbecher) prismat. umgossen, f. gedr. Schaltungen	0,47 $\mu$ F ... 2,2 $\mu$ F 0,47 $\mu$ F ... 2,2 $\mu$ F 0,47 $\mu$ F ... 6,8 $\mu$ F	63	$\pm 20$ %

**<10>**

Verlustfaktor tan $\delta$ bei 20 °C	Isolationswiderst. $R_{is}$ bzw. -zeitkonstante	Betr. Temperatur	TGL	Bemerkungen
$\leq 10 \cdot 10^{-3}$ (800 Hz)	$\geq 12000 M\Omega$ C $\leq 0,33 \mu F$ $\geq 4000 s$ C $> 0,33 \mu F$	- 55 ... + 85 °C - 40 ... + 70 °C	14117 14118	C-Reihe: 0,1-0,25-0,5-1-2-4-10 (Glättungs-Kond.)
$\leq 10 \cdot 10^{-3}$ (800 Hz)	$\geq 12000 M\Omega$	- 40 ... + 70 °C	11 654	C-Werte nach E3-Reihe, C-Änderung im 1. Jahr: $\pm 3$ %

**<11>**

**<12>**

$\leq 12 \cdot 10^{-3}$ $C \leq 10 \mu\text{F}$ (800 Hz) $\leq 8 \cdot 10^{-3}$ $C = 20; 40 \mu\text{F}$ (50 Hz)	$\geq 400 \text{ s}$ $U_n \leq 400 \text{ V}$ $\geq 10000 \text{ s}$ $U_n = 630 \text{ V}$	$- 55 \dots + 70 \text{ }^\circ\text{C}$	14119 14120 8751	C-Reihe: 0,22-0,47-1-2-4-6-8-10-20-40 2fach-C in 160; 250; 400 V; 3fach in 250 V
(5) $\leq 10 \cdot 10^{-3}$ (800 Hz) (wie MP prismatisch)	$\geq 4000 \text{ s}$ $C 0,1 \mu\text{F}$ (sonst wie MP prism.)	$- 25 \dots + 70 \text{ }^\circ\text{C}$	10790 8752	C-Reihe: 39-47-56-68 nF 0,1-0,22-0,33-0,47-1-2-4 $\mu\text{F}$ C-Reihe: 2-4-6-8-10-20-40
(6) $\leq 0,2 \cdot 10^{-3}$ (800 Hz)	$\geq 100000 \text{ M}\Omega$	$- 10 \dots + 70 \text{ }^\circ\text{C}$	5155	C-Werte nach E6- oder E12-Reihe
(7) $\leq 0,2 \cdot 10^{-3}$ $C \leq 22 \text{ nF}$ $\leq 0,3 \cdot 10^{-3}$ $C 22 \dots 100 \text{ nF}$ $\leq 0,5 \cdot 10^{-3}$ $C > 100 \text{ nF}$	$\geq 100000 \text{ M}\Omega$	$- 10 \dots + 70 \text{ }^\circ\text{C}$	13144 5156	$\leq 3 \text{ nF}$ alle C-Werte auf volle 1 pF $3 \dots 10 \text{ nF}$ auf volle 5 pF, $> 10 \text{ nF}$ auf volle 10 pF $\leq 100 \text{ nF}$ auf volle 100 pF, $> 100 \text{ nF}$ auf volle 1000 pF
(8) $\leq 0,2 \cdot 10^{-3}$ (800 Hz)	$\geq 100000 \text{ M}\Omega$	$- 10 \dots + 70 \text{ }^\circ\text{C}$	11655	C-Werte nach E12-Reihe C-Änderung f. alle KS-Kond. im 1. Jahr: $\pm 0,5\%$
(9) $\leq 6 \cdot 10^{-3}$ $C \leq 1 \text{ nF}$ $\leq 8 \cdot 10^{-3}$ bis $0,1 \mu\text{F}$ $\leq 10 \cdot 10^{-3}$ bis $0,47 \mu\text{F}$ $\leq 20 \cdot 10^{-3}$ $C > 0,47 \mu\text{F}$ (bei 1000 Hz)	$\geq 30000 \text{ M}\Omega$ $C \leq 0,33 \mu\text{F}$ $\geq 10000 \text{ s}$ $C > 0,33 \mu\text{F}$	$- 40 \dots + 100 \text{ }^\circ\text{C}$	200-8424 200-8425 25604	C-Werte nach E6-Reihe C-Werte nach E3-Reihe C-Werte nach E3-Reihe C-Änderung f. alle KT-Kond. nach 3 Jahren: $\pm 3\%$
(10) $2 \dots 5 \cdot 10^{-3}$ (800 Hz)	$\geq 10000 \text{ s}$	$- 55 \dots + 100 \text{ }^\circ\text{C}$	200-8447	C-Werte nach E6-Reihe (zukünftig durch MKT ersetzt)
(11) $\leq 20 \cdot 10^{-3}$ (800 Hz)	$\geq 200 \text{ s}$	$- 40 \dots + 70 \text{ }^\circ\text{C}$	10793/1 10793/2 10793/3	C-Werte nach E6-Reihe C-Werte nach E6-Reihe C-Werte nach E6-Reihe, (zukünftig auch 0,1 ... 0,33 u. 10 $\mu\text{F}$ )
(12)				

B. Die wichtigsten Elektrolytkondensatoren (außer Fotoblitz- u. Motoranlaufkondensatoren)

Kondensatortyp:	Bauform	Kapazitätsspektrum	Nenn-/Spitzenspannung V	C-Toleranz
Aluminium-Elektrolyt-Kondensatoren - Hochvolt - (HV) 200-8278	II A	zyl. freitragend, m. axialen Drahtanschl.	150/165; 250/275;	
		zyl. stehend für gedr. Schaltungen	350/385; 450/500	C = 10 $\mu$ F; + 100% - 10%
		zyl. Alugehäuse m. Zentralbefestigung M 18	10 $\mu$ F...500 $\mu$ F	
		dto., Doppelkapazitäten	10 + 10 $\mu$ F bis 100 + 100 $\mu$ F	C = 10 $\mu$ F; + 50% - 10%
	dto. für gedr. Schaltungen	50; 100; 20 + 20; 50 + 50 $\mu$ F	350/385	
I A	zyl. freitragend, m. axialen Drahtanschl.	1 $\mu$ F...20 $\mu$ F	150/165; 250/275;	+ 50% - 10%
	zyl. Alugehäuse m. Zentralbef. M 18 bzw. m. Flachsockel	10 $\mu$ F...2500 $\mu$ F	350/385; 450/500	
	zyl. Alugehäuse m. M 18-Zentralbef. Doppelkapazitäten	10 + 10 $\mu$ F bis 100 + 100 $\mu$ F		
I B	zyl. freitragend, m. axialen Drahtanschl.	1 $\mu$ F...20 $\mu$ F	150/165; 250/275; 350/385; 450/500	+ 80% - 0%
	zyl. Alugehäuse m. Zentralbef. M 18 bzw. m. Flachsockel	20 $\mu$ F...2500 $\mu$ F	150/165; 250/275; 350/385; 450/500; 500/550	(Gleichspannungskapazität)

Aluminium- Elektrolyt- Kondensatoren - Niedervolt - (NV) 200-8278	II A	zyl. freitragend, m. axialen Drahtanschl.	0,5 $\mu$ F ... 5000 $\mu$ F	3/4; 10/12; 15/18;	$U_n = 50$ V: + 100 % - 10 %
		zyl. stehend für gedr. Schaltungen	10 $\mu$ F ... 5000 $\mu$ F	25/30; 50/60; 70/80	
		im zyl. Kunststoffgehäuse m. Drahtanschl. f. gedr. Sch.	5 $\mu$ F ... 200 $\mu$ F	3/4; 10/12; 15/18	$(U_n = 70$ V: C-Fol. wie Hochvolt II A)
		zyl. Alugehäuse m. Zentral- befestigung M 18	200 $\mu$ F ... 1000 $\mu$ F	6/8; 15/18; 25/30; 35/40; 70/80	
	I A	prismatisches Kunststoff- gehäuse f. gedr. Schaltungen	1 $\mu$ F ... 200 $\mu$ F	15/18; 35/40; 70/80	+ 50 % - 20 %
	IA; IB	zyl. Alugehäuse m. Zentral- befestigung M 18	50 $\mu$ F ... 500 $\mu$ F	15/18; 35/40; 70/80	IA: + 30 % - 20 % IB: + 50 % - 0 %
Tantal- kondensatoren 200-7279		in dicht verlötetem zyl. Metallgehäuse m. axialen Drahtanschl.	1 $\mu$ F ... 100 $\mu$ F	3/4; 6/8; 10/12; 15/18; 20/25; 25/30; 35/40	$\pm 20$ %
(1)					
Verlustfaktor $\tan \delta$ bei 20 °C u. 50 Hz		Betriebsreststrom $I_r/\mu$ A bei $U_n$ u. 20°C	Betr. Temperatur	TGL	Bemerkungen
	$U_n = 150$ V; $\leq 0,15$		7 199	C-Reihe 1-2-5-10-20-50	
$U_n = 250$ u. 385 V; $\leq 0,10$ $U_n = 450$ V; $\leq 0,12$		$0,02 \cdot C_n \cdot U_n + 20$	150 ... 350 V; - 25 ... + 70 °C	10 585/2 10 586/2	$\emptyset 10 \dots 14$ mm m. Kunststoffsockel $\emptyset 16$ mm m. Metallschelle (C-Reihe wie oben, usw.)
			450 V; - 10 ... + 55 °C	51 51/2 9 225	C-Werte nach Katalog (insgesamt 9 Bauvorschriften)
(2)					
			9 089		mit Lötstiften zum direkten Einlöten auf Leiterplatten
(3)					
(8)					

Verlustfaktor $\tan \delta$ bei 20 °C u. 50 Hz	Betriebsreststrom $I_r$ $\mu$ A bei $U_n$ u. 20 °C	Betr. Temperatur	TGL	Bemerkungen
$\leq 0,08$	$0,01 \cdot C_n \cdot U_n + 10$	- 25 ... + 70 °C	200-8513/2 200-8514/2 200-8515/2	C-Reihe 1-2-5-10-20 M 18-Befestig. bis 45 mm $\varnothing$ Flach- sockel 60 mm $\varnothing$ (große C-Werte) C-Werte nach Katalog (insges.) 14 Bauvorschr.)
$U_n = 150 \text{ V}; \leq 0,10$		$U_n \leq 350 \text{ V};$ - 25 ... + 70 °C	200-8294/2 14122/2	C-Reihe wie Typ IA. Stoßladefestigkeit: für CU <sup>2</sup> /2 $\leq 10 \text{ Ws}$ bei 3600/h > 10 <sup>8</sup> Zykl. > 10 Ws bei 720/h > 10 <sup>8</sup> Zyklen. C-Abweichung danach: $\leq + 3 \dots - 10 \%$
$U_n \geq 250 \text{ V}; \leq 0,08$	$0,01 \cdot C_n \cdot U_n + 5$	$U_n > 350 \text{ V};$ - 25 ... + 55 °C		
$U_n = 3 \text{ V}; \leq 0,35$			7198	C-Reihe 1-2-5-u. Dezimal-Vielfache davon
$U_n = 6 \text{ V}; \leq 0,30$ bis 25 V: $\leq 0,25$	$0,02 \cdot C_n \cdot U_n + 20$	- 25 ... + 70 °C	10585/1 10586/1	$\varnothing 8 \dots 14 \text{ mm m. Kunststoffsockel}$ $\varnothing 16 \dots 18 \text{ mm m. Metallschelle}$
$U_n = 35 \text{ V}; \leq 0,20$ bis 70 V: $\leq 0,15$		- 25 ... + 70 °C ( $U_n = 3 \text{ V};$ - 10 ... + 70 °C)	200-8308	Längerer Draht: Anodenanschluß, Drahtabstand 3,5 mm (Raster- Diagonale)
$U_n = 15 \text{ V}; \leq 0,15$ $U_n = 35 \text{ V}; \leq 0,12$	$0,01 \cdot C_n \cdot U_n + 10$	- 25 ... + 70 °C - 40 ... + 85 °C	5151/1 26629	C-Reihe 1-2-5 (Dezimalvielfache) im gelben Polypropylengehäuse, dicht verschweißt, anodenseitig Kante ab- geschrägt, Drähte im Rastermaß
$U_n = 70 \text{ V}; \leq 0,10$		0 ... + 55 °C (als Typ II A; - 10 ... + 70 °C)	14122/1	Einsatzbedingungen ähnlich Typ IA (1B) Hochvolt.
$\leq 0,06$	$0,02 \cdot C_n \cdot U_n + 2$	- 65 ... + 125 °C	200-8519	C-Werte nach E6-Reihe. (Auch prismat. Bauform für gedr. Schaltungen)

C-Werten sind, abgesehen von den nicht dargestellten Keramik-Hochleistungskondensatoren, durch Polystyrolkondensatoren (KS-Hochspannungstypen) erfaßt, größere Kapazitätswerte im höheren Spannungsbereich durch Papierhochspannungskondensatoren (auch als Glättungskondensatoren bezeichnet). Die sehr kleinen C-Werte sind fast ausschließlich den keramischen Kondensatoren, die großen Kapazitätswerte dagegen den Elektrolytkondensatoren vorbehalten. Letztere gibt es bis zu sehr niedrigen Spannungen (z. B.  $3/4$  V). Sie haben ein besonders günstiges Kapazitäts/Volumen-Verhältnis, d. h. geringe Abmessungen, was – zusammen mit Tantalkondensatoren für hohe Anforderungen – von besonderer Bedeutung für den Einsatz in Halbleiterschaltungen und in Verbindung mit mikroelektronischen Schaltkreisen und Baugruppen ist.

### Papierkondensatoren

Der Papierkondensator ist der *klassische* Wickelkondensator, der neben dem geschichteten Glimmerkondensator bis zum Ende der zwanziger Jahre das Kapazitätsbauelement war und der besonders zur Realisierung der größeren C-Werte diente. Seine anfangs recht großen Abmessungen konnten im Laufe der Zeit durch bessere Werkstoffe und Technologien verringert werden. Heute können die mit hochwertigen Kondensator-Spezialpapieren und etwa  $7 \mu\text{m}$  dicker Alu-Folie aufgebauten und mit Isolieröl, Vaseline oder chloriertem Diphenyl imprägnierten Wickel als fertiger Kondensator im prismatischen Stahlblechgehäuse z. B. in der Spannungsreihe 1000 V eine Kapazität von 15 bis  $20 \mu\text{F}/\text{dm}^3$  aufnehmen. Damit gilt auch heute noch der Papierkondensator für viele Zwecke als wirtschaftlicher und besonders zuverlässiger Kondensatortyp. Das betrifft vor allem – außer den hier nicht besonders zu behandelnden Leistungskondensatoren für die Starkstromtechnik – die Hochspannungs- oder Glättungskondensatoren für Spannungen von 1 kV aufwärts. Überall, wo hohe gleichgerichtete Spannungen zu glätten sind, in Siebketten von Sendernetzteilen, in Meßgeräten u. a., sind diese Kondensatoren einzusetzen.

Um die Lebensdauer der Papierkondensatoren nicht nachteilig zu beeinflussen, ist es erforderlich, bei Anwendungstemperaturen oberhalb  $+40^\circ\text{C}$  die Dauergrenzspannung abzusenken, z. B. bei  $+70^\circ\text{C}$  auf maximal  $0,86 U_n$  und bei  $+85^\circ\text{C}$  auf  $0,65 U_n$ . Gegen kurzzeitige Überlastung sind diese Kondensatoren dagegen nicht empfindlich, sofern  $U_n$  nicht um mehr als 10% überschritten wird. Bei Wechselspannungsüberlagerung – das gilt praktisch für alle Kondensatortypen – darf der Kondensator bis zur Höhe der Nennspannung be-

lastet werden, d. h., die Summe aus Gleichspannung und dem Scheitelwert der überlagerten Wechselfpannung darf nie höher als  $U_n$  liegen. Der zulässige Wechselfpannungsanteil richtet sich nach der Frequenz, er ist bei allen Kondensatoren von der Höhe des dielektrischen Verlustfaktors ( $\tan \delta$ ) und der Größe der Oberfläche des Kondensators (wegen des Wärmeaustausches mit der Umgebung) abhängig. Für große Papierkondensatoren dürfen z. B. bei 50 Hz max. 20%, bis 100 Hz max. 15%, bis 1 kHz max. 3% und bis 10 kHz max. 1% Wechselfpannungsanteil in der Betriebsspannung enthalten sein. Bei reinem Wechselfpannungsbetrieb, für den diese Kondensatoren an sich nicht vorgesehen sind, kann ein 630-V-Papierkondensator ohne Schaden mit 220 V (50 Hz) belastet werden, während bei den öl-impregnierten 1000-V- und 1600-V-Kondensatoren jeweils 0,25  $U_n$  als maximaler Effektivwert der Wechselfpannung zulässig ist, also 250 bzw. 400 V.

Als stabiler, klimafester und zeitlich konstanter Kondensator hat sich ebenfalls seit vielen Jahren der Papierkondensator im Keramikrohr (auch als »Sikatrop«-Kondensator bekannt) bewährt, der im mittleren Kapazitäts- und Spannungsbereich für viele Anwendungszwecke benutzt wird. Besonders für Geräte der Meß- und Regeltechnik ist er von Bedeutung, aber auch als Koppelkondensator, für *RC*-Zeitglieder u. a. in Amateurgeräten zu finden. In den beiderseits dicht verlöteten Keramikrohren mit Lötflächenanschlüssen sind entweder kontaktsichere (k) oder (zusätzlich) durch stirnseitige Kontaktierung induktivitäts-, d. h. dämpfungsarme (d) Wickel eingebaut. Für die Anwendung bei höheren Frequenzen ist das zu beachten, hier sind die d-Typen zweckmäßig. Alle übrigen Angaben können Bild 1 und Tabelle 1 entnommen werden.

Ein gegenüber dem Papierkondensator mit Foliebelägen qualitativ neuer Kondensatortyp ist der 1934 erfundene Metallpapier- (MP-) Kondensator. Als leitende Beläge dienen auf das Papier aufgedampfte Zinkschichten (Vakuumbedampfung). Damit konnte eine beachtliche Volumenverringerng erzielt werden. Die Aluminiumfolie entfiel, und man erreichte den Effekt der *Selbstheilung* bei Spannungsdurchschlägen, was einen wesentlich dünneren Aufbau des Papierdielektrikums ermöglichte. Bei einem Durchschlag – auch als *Formierung* bezeichnet – verdampft durch den sich bildenden Lichtbogen in Sekundenbruchteilen um die Durchschlagsstelle herum der leitende Belag. Das Dielektrikum wird nicht beschädigt und ein Kurzschluß vermieden, der den Kondensator zerstören würde. Die Formierungsfähigkeit wird durch den Sauerstoffgehalt des Zellulosemoleküls begünstigt. Es bilden sich nur gasförmige Zersetzungsprodukte, kein elementarer Kohlenstoff, der leitende Verbindungen herstellen könnte. Die Volumenkapazität eines MP-Kondensators kann gegenüber dem Papier-



foliekondensator auf das 3- bis 6fache gesteigert werden; besonders bei niedrigen Spannungen (160 bis 630 V) ergeben sich bedeutende Vorteile.

MP-Kondensatoren gibt es in Alu-Rohr-Gehäusen, die ähnlich Elektrolytkondensatoren mit M18-Zentralbefestigung versehen sind, für Kapazitäten bis zu 40  $\mu\text{F}$ . Kleinere C-Werte sind in zylindrisch-freitragender Form mit beiderseitigen axialen Drahtanschlüssen ausgeführt. Für höhere klimatische Anforderungen gibt es die dicht eingebauten prismatischen MP-Kondensatoren der *Großreihe* (Breite mal Höhe = 45 mm  $\times$  50 mm) und der *Kleinreihe* (30 mm  $\times$  30 mm), letztere auch mit Zwei- und Dreifach-Kapazitäten. MP-Kondensatoren kommen in elektronischen Geräten aller Art vor und sind wegen ihrer Unempfindlichkeit gegen Überlastung auch bei den Elektronikamateuren beliebt. Für zeit- bzw. frequenzbestimmende Schaltungen ist zu beachten, daß sie gegenüber Papierkondensatoren infolge des schwächeren Dielektrikums einen etwa um den Faktor 10 kleineren Isolationswiderstand haben. Die Isolationszeitkonstante ( $\tau$  in s =  $M\Omega \cdot \mu\text{F}$ ) liegt bei nur 400 s (bzw. 1000 s für die 630-V-Reihe), während sie für Papierkondensatoren mindestens 4000 s beträgt. Alle MP-Kondensatoren haben eine stirnseitige Kontaktierung der Wickel mit einem aufgespritzten Lötmetall. Sie sind dadurch dämpfungsarm. Der Betriebstemperaturbereich ist nach oben mit + 70 °C begrenzt. Thermische Überlastung kann zu unerwünschten Veränderungen der Kapazität führen, in ungünstigen Fällen auch zu nicht regenerierbaren Kurzschlüssen, sogenannten Wärmedurchschlägen.

### Kunststoffoliekondensatoren

Die seit dem Ende der dreißiger Jahre bekannte Polystyrolfolie (mit dem Handelsnamen *Styroflex*) weist hervorragende dielektrische Eigenschaften auf, besonders hinsichtlich des Isolationswiderstands, des Verlustfaktors und der Spannungsfestigkeit. Daraus gefertigte Kondensatoren, Polystyrol- oder KS-Kondensatoren genannt, eroberten sich schnell weite Einsatzgebiete, besonders in der HF-Technik, wo sie – neben keramischen Kondensatoren – am häufigsten in Schwingkreisen, in *RC*-Gliedern und als Koppelkondensatoren eingesetzt werden. Wegen des extrem hohen Isolationswiderstands von mehr als 1 000 000  $M\Omega$  sind sie auch zur Ladungsspeicherung über längere Zeiträume, z.B. in Informationsspeichern, hervorragend geeignet. Für den Einsatz in Schwingkreisen ist der negative Temperaturkoeffizient der Kapazität ( $TK_c = 150 \cdot 10^{-6}/\text{grad}$ ) vorteilhaft, da sich damit der positive TK der Spuleninduktivität einfach kompensieren läßt.

Der KS-Kondensator ist bezüglich des Isolationswiderstands und

des Verlustfaktors ein vollwertiger Ersatz für das frühere *Idealdielektrikum* Glimmer, nicht allerdings im Hinblick auf die Temperaturstabilität. Zwar ist der Betriebstemperaturbereich von früher  $+ 60^{\circ}\text{C}$  durch Einsatz höhermolekularen Polystyrols auf  $+ 70^{\circ}\text{C}$  heraufgesetzt worden, aber dennoch ist Vorsicht sowohl beim Einlöten als auch bei der Plazierung dieser Bauelemente in der Nähe von Wärmequellen (Röhren, Heizwiderständen) geboten, um die C-Stabilität nicht zu gefährden. Die zeitliche Kapazitätsänderung ist bei vorschriftsmäßig eingesetzten KS-Kondensatoren kleiner als 0,5% nach einem Jahr Betriebsdauer, wobei allerdings auch die klimatischen Verhältnisse *normal* sein müssen. Denn alle für den Einsatz beim Elektronikamateur verfügbaren KS-Typen sind gehäuselos (*Nacktwickel*), die außer den feuchtigkeitsabweisenden Eigenschaften des Polystyrols und dem stirnseitigen Temperverschluß keinen weiteren Klimaschutz haben. In den Baureihen der TGL 13144 (auf Polyamidkern, für gedruckte Schaltungen) und TGL 5156 (Standwickel für große Kapazitäten, ebenfalls auf Polyamidkern) sind die KS-Kondensatoren mit kleinen Zusatzkapazitäten zum Feinabgleich durch den Hersteller versehen, die eine exakte Einstellung des gewünschten C-Wertes in sehr engen Grenzen erlauben. Alle KS-Kondensatoren sind mit geschweißten Anschlüssen versehen und daher auch für kleinste Spannungen kontaktsicher.

Da bei Polystyrol der Sauerstoff im Molekül fehlt, hat es sehr schlechte Selbsttheileigenschaften, lassen sich metallisierte Kondensatoren analog MP, MKT oder MKC mit diesem Material nicht ohne weiteres herstellen. In der weiteren Entwicklung zeigt sich international z.T. ein Ersatz bzw. eine Ergänzung des Sortiments der KS-Kondensatoren durch Polypropylen- (KP-) Kondensatoren, die eine bessere Wärmestabilität aufweisen.

Seit einigen Jahren wird als neuer Kunststoffkondensator der KT-Kondensator (Polyesterkondensator auf der Basis von Polyäthylenterephthalatfolie) gefertigt, mit dem verschiedene ältere Papierkondensatoren-Sortimente, u.a. Duroplast und Gewaplast, ersetzt wurden. Diese KT-Kondensatoren haben bessere Eigenschaften als die genannten Papiertypen. Die Verlustwerte sind kleiner, und sie können infolge der Festigkeit und Feuchtigkeitsunempfindlichkeit der Polyesterfolie gehäuselos und unimprägniert, also wirtschaftlicher hergestellt werden. Sie eignen sich praktisch für alle vorkommenden Anwendungen in der NF-Technik, einschließlich der gesamten Unterhaltungselektronik, für viele HF-technische Zwecke sowie für Meß- und Regelgeräte, nicht zuletzt auch für die EDV- und die Informationsverarbeitungsanlagen. Die C- und die  $U_n$ -Werte liegen in den mittleren Bereichen. Sie sind bei Temperaturen von  $- 40$  bis  $+ 100^{\circ}\text{C}$  verwendbar.

An metallisierten Kunststoffoliekondensatoren werden z.Z. MKC- und MKL-Kondensatoren angeboten. Infolge der sehr geringen Dicke des Dielektrikums – beim MKC-Kondensator Polycarbonatfolie und beim MKL-Kondensator ein Lackfilm auf der Basis von Zellulosederivaten – kann man große C-Werte auf kleinstem Raum erreichen. Diese beiden Typen sind daher besonders für den Einsatz in Halbleiterschaltungen aller Art geeignet, da sie auch mit ihren Nennspannungen von 100 bzw. 63 V den dafür üblichen Betriebsspannungen am besten entsprechen. Überall dort, wo es auf hohe Isolationszeitkonstanten ankommt, ist der MKC-Kondensator zu wählen, wenngleich er auch preislich höher als andere Typen liegt. Der Temperaturbereich der freitragenden, mit Selbstklebeband umhüllten und stirnseitig harzvergossenen MKC-Kondensatoren ist  $-55$  bis  $+100$  °C.

In Zukunft werden diese durch den etwas preisgünstigeren MKT-Kondensator ersetzt werden, der später auch als Nachfolgetyp für einen großen Teil der jetzigen MP-Kondensatoren anzusehen ist, da er auch in den entsprechenden Spannungsreihen wirtschaftlich hergestellt werden kann. Das Selbstheilverhalten von MKC und MKT ist zwar nicht so günstig wie bei MP, aber dafür sind Verlustwerte und Isolationswiderstand wesentlich besser. Bei Einhaltung der vorgeschriebenen Nennspannungen und der Betriebsbedingungen ist die Zuverlässigkeit dieser Bauelemente so hoch, daß Durchschläge nicht zu befürchten sind.

MKL- oder Lackkondensatoren als das kleinste (statische) Kondensatorbauelement werden mit einer etwa  $2\ \mu\text{m}$  dicken Dielektrikumschicht gefertigt und sind in vergossener, dichter und prismatisch umgossener Bauform – letztere für gedruckte Schaltungen – im Sortiment. Sie genügen allen Anwendungsfällen in der Halbleitertechnik, bei denen es nicht auf höchste Isolationswerte und niedrigste Verluste ankommt. Hinsichtlich ihrer Abmessungen kommen sie fast in die Größenordnung von Elektrolytkondensatoren, sind jedoch rein statisch funktionierende Kondensatoren, d.h., sie weisen keinen Reststrom und keine Polarität auf, können also auch mit reinem Wechselstrom oder mit Gleichstrom wechselnder Polarität dauernd betrieben werden. Natürlich ist dabei die zulässige Höhe der effektiven Wechselspannung zu beachten, für einen 63-V-Lackkondensator sollte sie bei 50 Hz z. B. 10 V nicht überschreiten.

## Elektrolytkondensatoren

Hochreines Aluminium bildet bei anodischer Polarisierung in schwachen Elektrolyten, z. B. wäßriger Borsäurelösung, eine stabile Ventilschicht, die aus  $\gamma\text{-Al}_2\text{O}_3$  besteht. Diese Schicht hat eine von der an-

gelegten Spannung abhängige Dicke (maximal in der Größenordnung von 1  $\mu\text{m}$ ) und dielektrisch besondere Eigenschaften. Ihre Spannungsfestigkeit beträgt etwa 1 MV/mm, ist somit um ein Vielfaches höher als die anderer Isoliermaterialien, und außerdem hat sie eine hohe Dielektrizitätskonstante (8 bis 9). Zwischen dem anodischen Aluminium und dem Elektrolyten entsteht damit ein Kondensator mit besonders hoher Flächenkapazität. Diese Erkenntnis führte zum Bau der ersten Elektrolytkondensatoren (1926), die in der Folgezeit einen bedeutenden Platz unter den hochkapazitiven Bauelementen einnahmen. Durch chemische oder elektrochemische Aufrauung der Anodenfolie sowie durch weitere konstruktive Verbesserungen ist es heute möglich, Elektrolytkondensatoren – kurz: Elkos – herzustellen, die gegenüber einem Papierkondensator gleicher Spannungsreihe weniger als 1% Volumen einnehmen.

**Tabelle 2 Zulässige Wechselstromüberlagerung ( $I_{\text{eff}}$  in mA) für Elektrolytkondensatoren Typ IIA – normale Anforderungen – und Typ IA – für erhöhte Wechselspannungsbelastung –**

$C_n$	Frequenz	150/165 V		250/275 V		350/385 V		450/500 V	
		IIA	IA	IIA	IA	IIA	IA	IIA	IA
1	50	-	-	-	15	12	19	13	21
	100	-	-	-	17	14	22	15	25
2	50	-	20	17	27	19	30	22	34
	100	-	24	20	30	22	35	25	39
5	50	30	38	35	53	40	61	43	65
	100	35	44	40	60	45	70	50	75
10	50	50	68	55	85	60	92	75	115
	100	57	80	64	100	70	105	88	130
20	50	75	110	100	160	105	185	150	205
	100	90	125	115	185	125	215	175	240
50	50	150	230	240	330	240	350	290	405
	100	175	260	275	380	275	410	335	465
100	50	300	370	375	550	410	620	500	665
	100	355	430	435	580	470	720	580	770
200	50	470	630	650	870	710	1000	-	-
	100	550	730	760	1000	820	1160	-	-
500	50	1000	1330	-	-	-	-	-	-
	100	1175	1540	-	-	-	-	-	-

Durch den Scheitelwert der überlagerten Wechselspannung darf die Nennspannung des Kondensators nicht überschritten werden, ebenso darf keine Spannung von umgekehrter Polarität von mehr als 2 V auftreten.

(Nach TGL 200–8278 und Katalog »Elektrolytkondensatoren« des VEB Kondensatorenwerk Gera, Ausg. 1972, [2])

Elkos sind im Gegensatz zu anderen Kondensatoren gepolt einzusetzen, d.h., sie sind stets an Gleichspannung so anzulegen, daß die Anodenfolie am positiven Potential liegt. Ein bestimmter, wenn auch sehr geringer, Betriebsreststrom ist zur Aufrechterhaltung der Sperrschichteigenschaften erforderlich, so daß der Elektrolytkondensator ein dynamisches System darstellt – im Gegensatz zu allen statischen Kondensatoren. Wechselspannungsüberlagerungen sind typengebunden zulässig (siehe Tabelle 2), kurzzeitige Umpolung jedoch nur bis zur Höhe von 2 V. Üblich ist eine Einteilung in Hochvolt- und Niedervolt-Elkos, wobei erstere die Spannungsreihen von 150 V bis 450 V (für Sondertypen, wie Fotoblitz, auch 500 V) und Niedervolt-Elkos die Spannungsreihen von 3 V bis 70 V umfassen. Zur Angabe der Nennspannung wird allgemein die Spitzenspannung zugefügt, diese darf nur kurzzeitig, z. B. während des Anheizens von Röhrengeräten, in Anspruch genommen werden, jedoch keinesfalls für den Dauerbetrieb. Das an allen größeren Elko-Gehäusen vorhandene Ventil schützt den Kondensator vor Zerstörung durch evtl. auftretenden Überdruck. Kondensatoren, bei denen das Ventil angesprochen hat, sollten aus Gründen der Betriebssicherheit unbedingt ausgewechselt werden.

Die C-Werte von Elkos haben physikalisch bedingt wesentlich

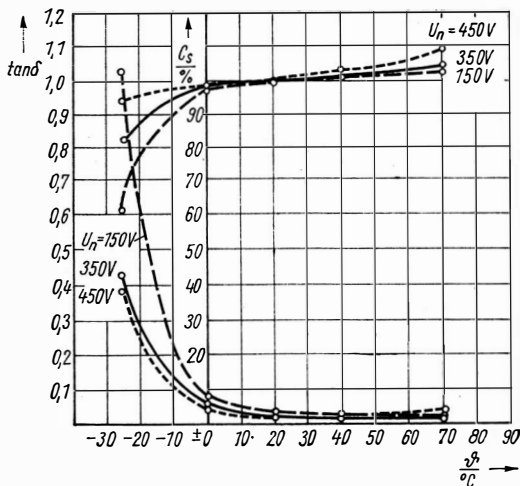


Bild 2 Temperaturverhalten der Wechselspannungskapazität (Scheinkapazität  $C_s$ ) und des Verlustfaktors  $\tan \delta$  bei Elektrolytkondensatoren Typ IA (nach [2])

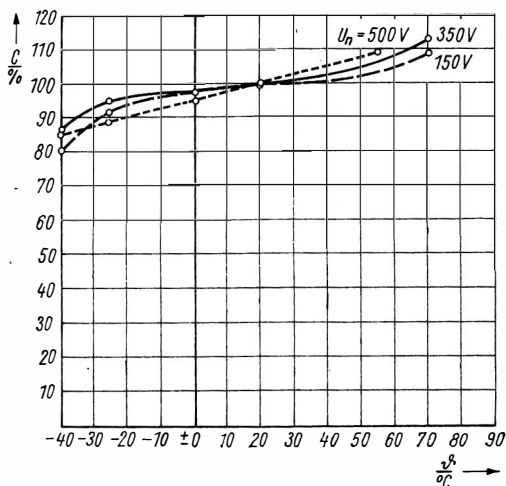


Bild 3 Temperaturverhalten der Gleichspannungskapazität (ermittelt durch Ladungsmessung) bei Elektrolytkondensatoren Typ IB (nach [2])

größere Toleranzbereiche als die anderer Kondensatoren, auch ist der Temperaturgang der Kapazität zu beachten (Bild 2, Bild 3). Wichtig ist die Einteilung in Typ II – für normale Anforderungen – und Typ I – für erhöhte Anforderungen. Letzterer wird weiter in Typ IA und IB unterschieden, wobei Typ IA für besonders hohe Wechselspannungsbeanspruchung und Typ IB für häufige Auf- und Entladevorgänge bestimmt sind. Aus dieser Einteilung ergibt sich zwangsläufig die zu bevorzugende Anwendung: Typ II für alle üblichen Zwecke in Siebschaltungen (als Lade- und Sieb-Elkos) sowie für Koppelglieder bei Frequenzen bis zu einigen 10 kHz<sup>1</sup>, sofern für diesen Zweck nicht spezielle Tonfrequenz-Elkos (glatte Folie!) eingesetzt werden. Typ IA ist ebenfalls als Siebkondensator bestimmt, jedoch für höhere Belastungen, z. B. nach Silizium-Gleichrichtern mit impulsförmiger Richtspannung, während Typ IB sowohl für Stoßentladungen als auch für Zeitglieder mit großen C-Werten geeignet ist. Dabei ist jedoch auch in diesem Fall keine besonders hohe Konstanz z. B. eines RC-Gliedes erreichbar, da eben Elkos zeit- und temperaturabhängige C-Abweichungen zeigen. Für hohe Exaktheit bei zeitbestimmenden Glie-

<sup>1</sup> Diese Elkos bezeichnet man meist als Typ IIA, dagegen sind Typ-II B-Elkos die normalen Fotoblitzkondensatoren.

dern sollten immer statische Kondensatoren, z.B. MKC-Kondensatoren, eingesetzt werden.

Wesentlich konstanter in allen Parametern als Aluminium-Elkos, dafür aber bedeutend teurer, sind Tantalkondensatoren. Diese werden in zylindrisch dichter Ausführung hergestellt (Werte siehe Tabelle 1 und Bild 1). Sie sind hochwertige Bauelemente für besonders hohe Ansprüche. Im Aufbau sind sie dem Alu-Elko insofern ähnlich, als sie ebenfalls ein Sperrschicht-Dielektrikum haben ( $Ta_2O_5$ ), das auf einem Tantalsinterkörper aufgebracht ist, dessen hochporöser Oberfläche ein fester Elektrolyt, meist  $MnO_2$ , eindiffundiert ist (durch Imprägnierung und nachfolgende Pyrolyse). Die katodische Kontaktierung erfolgt meist über außen am Sinterkörper aufgebraachte Graphitschichten. Somit ist der Tantalkondensator ein Festelektrolytkondensator, der in Herstellung und Anwendung Ähnlichkeiten mit Halbleiterbauelementen hat. Sein Einsatz entspricht, vorwiegend in der kommerziellen Technik, weitgehend dem der Aluminium-Niedervolt-Elkos. Besonders vorteilhaft ist diesen gegenüber jedoch der geringe Reststrom sowie die wesentlich niedrigere Temperaturabhängigkeit der Kapazität, wodurch auch bei sehr tiefen und hohen Temperaturen ein störungsfreier Betrieb elektronischer Geräte und Anlagen gewährleistet wird.

#### Literatur

- [1] Sämtliche in Tabelle 1 angeführten TGL
- [2] Katalogmaterial des Kombinates VEB Kondensatorenwerk Gera
- [3] *Renne, W. T.*: Folienkondensatoren mit organischem Dielektrikum (russ.), Leningrad 1971

#### Wir klären Begriffe



RAUSCHZAHL

Ein Fuchsjagdsender<sup>1</sup>, der annähernd dem heutigen Stand der Technik entspricht, sollte folgende Forderungen erfüllen:

1. HF-Ausgangsleistung etwa 1 W ;
2. gute Frequenzkonstanz unter Fuchsjagdbedingungen, d.h. eine Frequenzgenauigkeit von  $0,5 \cdot 10^{-4}$  ;
3. einfache Bedienung und Funktionskontrolle ;
4. einfacher Antennenaufbau ;
5. kleines Volumen und kleine Masse.

Die Beschaffung der Bauelemente für einen solchen Sender wird mit Ausnahme des erforderlichen Schwingquarzes keine unüberwindlichen Schwierigkeiten bereiten. Sollte ein Quarz geeigneter Frequenz, d.h.  $f = 3500$  kHz bis  $3650$  kHz, zur Verfügung stehen, gibt es genügend Schaltungsvorschläge in der Literatur, nach deren Auswertung der Funkamateure einen geeigneten Sender entwerfen und aufbauen kann. Ein solcher Sender besteht in der Regel aus 3 Stufen und hat in der PA-Stufe einen Transistor vom Typ *P 601*, *P 602*, *SF 127* o.ä.

Da es jetzt noch eine große Anzahl ungenutzter Quarze vom Typ *QLEV5* mit  $f = 352$  kHz und vom Typ *QLEV4* mit  $f = 353$  kHz gibt, wurde versucht, mit den genannten Quarzen einen Fuchsjagdsender für die Ausgangsfrequenzen von  $3,52$  MHz bzw.  $3,53$  MHz zu bauen. Die Frequenzaufbereitung erfolgt durch Verfünfachung der Quarzfrequenz und anschließende Verdoppelung. Besonders die Verfünfachung verursacht einen bedeutenden Leistungsverlust, so daß 4 Stufen für den Sender erforderlich sind.

Die Senderschaltung (Bild 1) zeigt im Oszillator eine aperiodische Schwingungsschaltung. Durch den hier nicht erforderlichen *LC*-Kreis verringern sich Abgleicharbeit und Abschirmaufwand, jedoch ist die

<sup>1</sup> *Achtung! Der Aufbau und die Inbetriebnahme von Amateurfunksendern ist nur Funkamateuren gestattet, die im Besitz einer Amateurfunkgenehmigung der Deutschen Post sind.*



Schaltung nicht tastfähig. Die Tastung wird deshalb in die positive Stromführung zu T3, zwischen die Schaltungspunkte *d...e* gelegt. Der Auskoppelkondensator *C4* des Oszillators darf nicht zu groß gewählt werden, sonst schwingt der Oszillator wegen zu großer Belastung nicht. Ungewöhnlich sind noch die großen Werte der Kreiskapazitäten *C14* und *C15* in der *PA*. Wir müssen aber daran denken, daß die optimalen Lastwiderstände der Leistungsstufen dieser Größenordnung im Bereich von 50 bis 100  $\Omega$  liegen. Die Schwingkreise hinter T3 und T4 arbeiten auf der gleichen Frequenz. Deshalb ist die in Bild 5 ersichtliche 50 mm hohe Schirmwand aus 1,5 mm dickem Alu-Blech notwendig.

Die Leiterplatte hat neben den Spulen *L3/L4* noch Platz für eine weitere Spule mit gleichem Aufbau, um eventuell ein Bandfilter aufbauen zu können. Die Koppelspule *L4* entfällt in diesem Fall, sie wird statt dessen auf die zweite Bandfilterspule aufgebracht. Auch Löt-  
augen für das zugehörige Kreis-*C* sind vorhanden. Zwischen dem heißen Anschluß dieser Kreiskapazität und dem heißen Anschluß von *C10* läßt sich ein Koppelkondensator von etwa 8 pF einlöten, um den Koppelfaktor zu erhöhen. Jedoch müssen dann beide Spulen den richtigen Wicklungssinn aufweisen, z. B. vom heißen Wicklungsanfang an gleichsinnig gewickelt sein.

Die *PA*-Stufe mit T4 ist eine Emitterschaltung, obwohl die HF-Auskopplung am Emitter geschieht. Im Gegensatz zum Emitterfolger (Kollektorschaltung) erfolgt die Ansteuerung zwischen Emitter und Basis, d. h., im Ansteuerkreis liegt kein rückgekoppelter Ausgangsanteil, wie es zum Beispiel bei einer Gegenkopplung der Fall wäre.

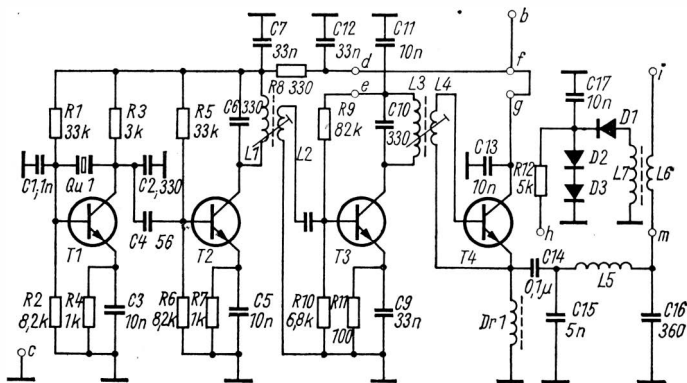


Bild 1 Schaltung des beschriebenen Fuchsjagdsenders für das 80-m-Band

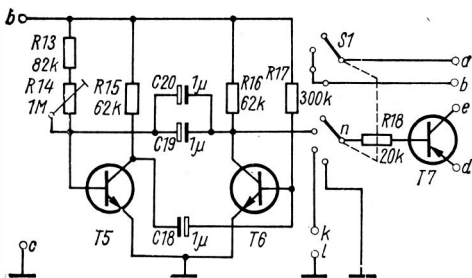


Bild 2 Schaltung des Taktgebers und der Tastschaltung für den Fuchsjagdsender

Vorteil der Schaltung nach Bild 1 ist es, daß die Kollektorkapazität einschließlich der des Gehäuses und der des Kühlsterns von T4 nicht in die Schwingkreis­kapazität eingehen. Jedoch soll nicht verschwiegen werden, daß bei einer Kapazität von 3 nF für C14 die Kollektor­kapazität nicht gestört hätte. Es verbleibt aber der Vorteil, T4 nicht in die Abschirmung einbeziehen zu müssen, da sein Gehäuse und sein Kühlstern HF-mäßig kalt sind. Anderenfalls müßte T4 auf der anderen Seite des Schirmbleches liegen, um eine unerwünschte Rück­kopplung zu vermeiden.

Die Zuleitung zur Antennenbuchse vom Schaltungspunkt *m* zum Schaltungspunkt *a* führt durch das Zentrum eines Manifer-Ringes (Außendurchmesser 10 mm, Innendurchmesser 6 mm, Dicke 4 mm). Diese Zuleitung stellt praktisch *L6* dar. *L7* besteht aus 6 Windungen isoliertem Schaltdraht 0,3 mm. Nach Gleichrichtung mit Diode D1 und Begrenzung mit den Dioden D2, D3 als Überlastungsschutz des Meßwerks M1, liegt am Schaltungspunkt *h* eine dem Antennenstrom proportionale Gleichspannung, die zur *Output*-Anzeige und zur Antennenanpassung genutzt wird. Die Befestigung des Manifer-Ringes erfolgt in einfacher Weise mit etwas Vergußmasse (Bienenwachsersatz) auf dem zur Antennenbuchse führenden isolierten Schaltdraht. *L6/L7*, C17, D1...D3 und R12 befinden sich nicht auf der Senderplatine, sondern sind frei verdrahtet, ebenso der Drehkondensator C15.

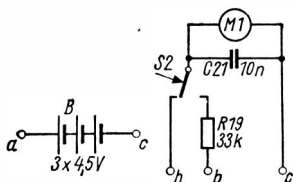
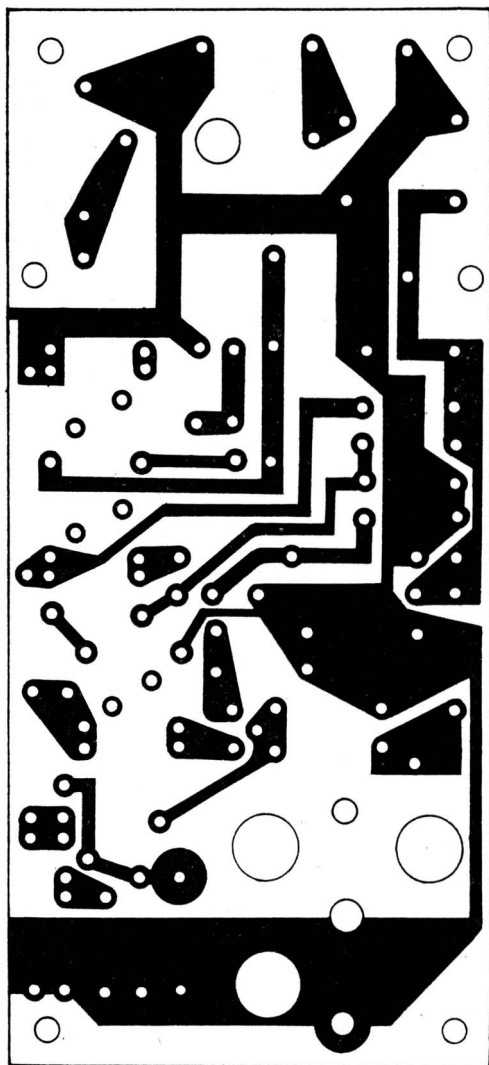


Bild 3 Schaltung für das Meßwerk und für die Batterie-Stromversorgung



*Bild 4 Platinenzzeichnung für den Fuchsjagdsender (Maßstab 1:1)*

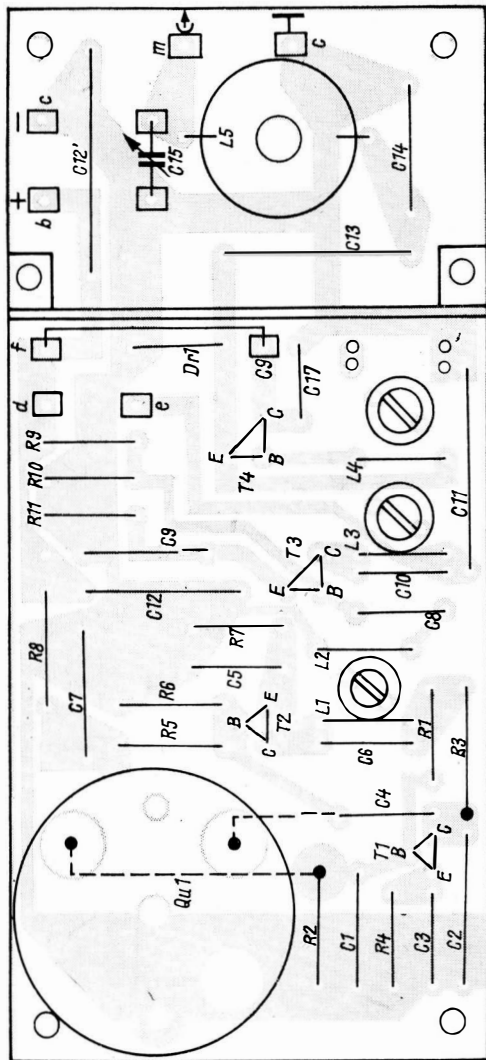


Bild 5 - Bestückungsplan für die Platine nach Bild 4

Beim Abgleich von  $L1$  ist darauf zu achten, daß wirklich auf die 5. Harmonische (entspricht der 4. Oberwelle) abgeglichen wird. Der Abgleichbereich des Abgleichkerns erfaßt eventuell die darunter- oder die darüberliegende Harmonische, so daß man zu einer falschen Ausgangsfrequenz gelangen kann.

Trotz Tastung des Senders in einer positiven Stromzuführung ist es wünschenswert, die Taste gegen Masse anzuschließen. Das wird erreicht durch Einsatz des  $pnp$ -Transistors  $T7$  nach Bild 2, der als Schalter arbeitet und in der Literatur oft zur Verhinderung von Tasteklicks empfohlen wird. Schalter  $S1$  dient zum Einschalten des Senders sowie zum Wählen zwischen Taste, anzuschließen an den Schaltpunkten  $k \dots l$ , Dauerton und einem Taktgeber, bestehend aus einem astabilen Multivibrator. Dessen Pausenlänge, bezogen auf die Kollektorspannung von  $T6$ , kann mit dem Einstellregler  $R14$  verändert werden. Das entspricht einer Veränderung der gesendeten Strichlänge. Bei Trainingsfuchsjagden kann man eventuell auf die international festgelegte Kennung der Fuchssender wegen Personalmangel verzichten und stellt statt dessen verschiedene Strichlängen ein, wenn man die Sender automatisch arbeiten lassen will.

Bild 3 zeigt die Reihenschaltung der 3 zur Stromversorgung dienenden Flachbatterien mit je 4,5 V, die erfahrungsgemäß für 2 Fuchsjag-

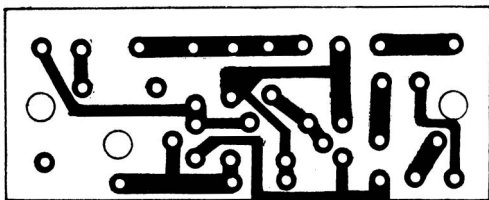


Bild 6 Platinezeichnung für den Taktgeber

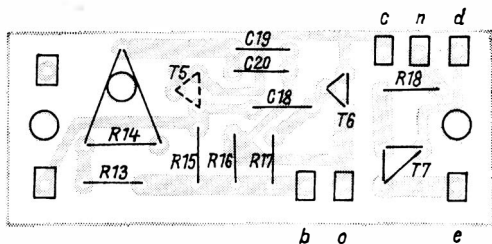


Bild 7 Bestückungsplan für die Platine nach Bild 6

den ausreichen. Das Meßwerk *M1* dient bei Tastendruck zur Kontrolle der Batteriespannung, die nicht wesentlich unter 12 V absinken darf. Die Kontrolle muß unter Last erfolgen und funktioniert deshalb nur bei eingeschaltetem Gerät, am sichersten, wenn *S1* auf Dauerton geschaltet ist. Bei nicht betätigter Taste *S2* findet eine relative Antennenstrommessung statt, welche bei der Antennenanpassung zur optimalen HF-Output-Einstellung mit *C15* benötigt wird.

Zur Abstrahlung dienen je ein 10 m langer Antennendraht und ein Gegengewicht aus kunststoffisolierter Kupferlitze 0,5 mm<sup>2</sup>. Diese Litzen werden auf einer Seite mit einem stabilen Bananenstecker abgeschlossen. Auf der anderen Seite sind sie mit je 2 m Dederonschnur von etwa 2 mm Durchmesser verknotet. Die Antenne wird schräg nach oben in einen Baum o.ä. verspannt. Das Gegengewicht wird auf dem Boden verlegt.

### Stückliste

<i>T1, T2, T5, T6</i>	<i>SF 216</i> o.ä.
<i>T3, T4</i>	<i>SF 127</i> o.ä.
<i>T7</i>	<i>GC 121, MP 104</i> o.ä.
<i>M1</i>	Einbau-Meßwerk 500 $\mu$ A
<i>Qu1</i>	Schwingerquarz, siehe Text
<i>D1, D2, D3</i>	<i>SAY 32</i> o.ä.
<i>Dr1</i>	UKW-Entstördrossel 10 $\mu$ H
<i>B</i>	3 Flachbatterien 4,5 V in Reihenschaltung
<i>L1</i>	60 Wdg., 0,40-mm-CuL, 25 $\mu$ H
<i>L2</i>	5 Wdg., 0,50-mm-CuL, auf <i>L1</i> gewickelt
<i>L3</i>	30 Wdg., 0,50-mm-CuL, 6,2 $\mu$ H
<i>L4</i>	3 Wdg., 0,50-mm-CuL, auf <i>L3</i> gewickelt
<i>L5</i>	20 Wdg., 0,50-mm-CuL, 10 $\mu$ H, auf Keramikkörper bei 25 mm Durchmesser

(*L1*...*L4* auf Spulenkörper Bauform *K1* von HFWM Meuschwitz mit Abgleichkern, orange)

### Bedeutung der Schaltungspunkte

<i>a</i>	Pluspol der Stromversorgung vor dem Schalter <i>S1</i>
<i>b</i>	Pluspol der Stromversorgung nach dem Schalter <i>S1</i>
<i>c</i>	Minuspol der Stromversorgung sowie Buchse für das Gegengewicht
<i>d</i>	= <i>b</i>
<i>e...d</i>	Tastverbindung des Senders
<i>f</i>	= <i>b</i> = <i>d</i>
<i>g...f</i>	Brücke auf Senderplatine, entfällt bei Erweiterung des Senders auf A3-Betrieb
<i>h</i>	Gleichspannungsmeßpunkt für Antennenabstimmung
<i>i</i>	Antennenbuchse
<i>k...l</i>	Buchsenpaar für Anschluß der Taste
<i>l</i>	= <i>c</i>
<i>m</i>	HF-Ausgang des Senders
<i>n</i>	Ansteuerpunkt des Tasttransistors <i>T7</i>
<i>o</i>	Taktgeberausgang

# Ein leistungsfähiger Fuchsjagdempfänger für das 80-m-Band

*Siegmar Henschel – DM 2 BQN*

Ausgehend von den guten Erfolgen, welche mit dem 2-m-Fuchsjagdempfänger nach [1] erzielt wurden, ist nunmehr der 80-m-Fuchsjagdempfänger entwickelt worden. Für den Aufbau wurden keine Spezialteile verwendet, so daß der Empfänger ohne Schwierigkeiten nachgebaut werden kann. Als Leiterplatte wird die eines 2-m-Fuchsjagdempfängers verwendet, um den Empfänger später zu einem 2-m-Empfänger umbauen zu können.

Die erzielte Empfindlichkeit ist so groß, daß in den Abendstunden mit der eingebauten Ferritantenne KW-Stationen aus ganz Mitteleuropa hörbar sind. Die Fuchsjäger können sich somit im Hören und Peilen von Funkstellen auch außerhalb des Trainings üben. Der Empfänger ist für A1- und A3-Betrieb ausgelegt.

## Technische Daten

Empfindlichkeit:	< 40 $\mu\text{V/m}$
Reglerumfang:	> 80 dB
ZF-Bandbreite:	< 10 kHz (durchschnittlich 6 kHz – von den Piezo- Filtern abhängig)
Spiegelselektion:	$\sim$ 20 dB
Frequenzbereich:	3,5...3,75 MHz
Gewicht:	1350 g
Abmessungen:	160 mm $\times$ 80 mm $\times$ 290 mm (einschließlich Ferritantenne)

## Die Schaltung

### *Eingangsteil mit Vorstufe*

Der auf dem Ferritstab angeordnete Eingangskreis, bestehend aus  $L_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$ , ist auf die Mitte des Empfangsbereichs abgeglichen. Durch die große Bedämpfung durch die HF-Vorstufe erübrigt sich ein Nach-

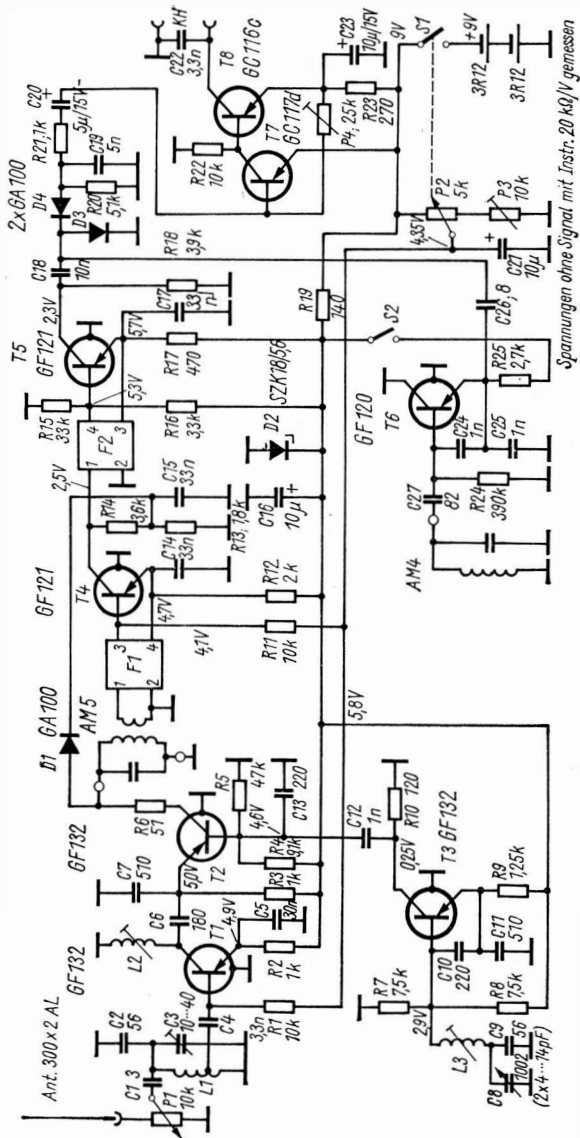


Bild 1 Schaltung des 80-m-Fuchsjagdempfängers



stimmen. Die zur Richtungsbestimmung erforderliche Stabantenne ist über *P1* und *C2* lose an den Eingangskreis angekoppelt. Diese Ankopplung läßt sich mit *P1* stetig regeln, wodurch eine Seitenbestimmung möglich wird. Die Verstimmung des Eingangskreises ist hierbei gering. Über *C4* ist die in Emitterschaltung arbeitende Vorstufe an den Eingangskreis angekoppelt, sie verstärkt das Signal bis zum Emitter der Mischstufe etwa 5fach. Die Vorstufe (T1) hat einen wesentlichen Anteil an dem großen Regelumfang des Empfängers, der für eine gute Nahfeldpeilung erforderlich ist.

#### *Mischstufe und Oszillator*

Die mit T1 verstärkte HF wird über *C6* an die für die Eingangsfrequenz in Basisschaltung arbeitende Mischstufe angekoppelt. Diese Schaltung ist wegen der größeren Kreuzmodulationsfestigkeit gewählt worden. Beide Frequenzen – die Eingangs- und die Oszillatorfrequenz – gelangen niederohmig an den Mischer, so daß auch Rückwirkungen auf den in *Clapp*-Schaltung arbeitenden Oszillator vermieden werden.

Die Mischstufe ist über *R6* an den ZF-Verstärker angekoppelt. Der *Clapp*-Oszillator arbeitet nach dem Prinzip der halben Betriebsspannung, durch diese Einstellung läßt sich die höchste Frequenzkonstanz erreichen.

Die Basisspannung von T3 wird mit Hilfe von *R7*, *R8* eingestellt. Der Schwingkreis, bestehend aus *L3*, *C8*, *C9*, *C10* und *C11*, ist auf Eingangs- plus Zwischenfrequenz abgeglichen. *C10* *C11* sind Styroflexkondensatoren, während *C9* einen negativen TK von etwa  $-150 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$  haben sollte, um eine möglichst hohe Frequenzkonstanz zu erreichen.

Die Oszillatorfrequenz wird vom Kollektor über den kapazitiven Spannungsteiler *C12*–*C13* der Basis des Mixers zugeführt.

#### *ZF- und NF-Verstärker*

Die über *R6* an den ZF-Verstärker gelangende ZF wird dem Eingangskreis *AM5* (*AM5* kann durch *AM105* ersetzt werden) zugeführt. Dieser Einzelkreis paßt den hohen Ausgangswiderstand des Mixers an das Piezofilter *SPF 455 A 6* an. Der Ausgangswiderstand des *SPF 455 A 6* ist so ausgelegt, daß ein *GF 121* direkt angekoppelt werden kann.

Die erste ZF-Stufe (T4) ist ebenso wie die HF-Vorstufe regelbar. Bei der im vorliegenden Empfänger angewendeten Regelung werden diese beiden Transistoren völlig gesperrt. Dazu war es erforderlich, daß die Regelspannung unter die Betriebsspannung geregelt werden kann.

Eine automatische Regelung schied aus, da bei dieser Ausführung eine Feldstärkeanzeige nicht über die NF, sondern nur mit einem Instrument möglich ist, welches den Empfänger verteuert hätte. Die Betriebsspannung für die HF- und ZF-Stufen wurde zu + 6 V gewählt. Sie wird mit D2 stabilisiert.

Mit P2 läßt sich die Verstärkung regeln; der Regelungsbereich ist so groß, daß in 2 m Entfernung von der Sendeantenne noch eine einwandfreie Minimumanzeige möglich ist. Auf die erste ZF-Verstärkerstufe folgt ein weiteres Piezofilter *SPF 455-9*, das am Ein- und Ausgang niederohmig abgeschlossen wird. Der zweite ZF-Transistor ist nicht geregelt, der Regelungsbereich wurde dadurch nicht wesentlich vergrößert; sein Arbeitspunkt ist so eingestellt, daß er bei der normalen NF-Lautstärke nicht übersteuert wird.

Mit den im Handel erhältlichen Piezofiltern kann man mit geringem Aufwand trennscharfe ZF-Verstärker aufbauen, die sich mit Mitteln des Funkamateurs gut abgleichen lassen. Legt man Wert auf extrem geringe Bandbreite, so ist ein Ausschuchen der Filter empfehlenswert. Nebenmaxima konnten im Bereich von 300 kHz bis 2 MHz nicht festgestellt werden. Über C18 ist der in Spannungsverdopplerschaltung arbeitende Demodulator (D3, D4) an den ZF-Verstärker angekoppelt.

Über das HF-Siebglied R21 und C20 von T7 gelangt die NF an einen 2stufigen NF-Verstärker. Dieser ist gleichstromgekoppelt und sehr temperaturstabil. Mit P4 läßt sich der Arbeitspunkt einstellen. C22 verhindert ein Eindringen von HF über den Kopfhöreranschluß in den Empfänger. C22 ist direkt an der Kopfhörerbuchse angelötet. Die Regelung der Lautstärke geschieht nur durch Ändern der HF- und der ZF-Verstärkung.

### *Telegrafieüberlagerer*

Für den Empfang von Telegrafie- und SSB-Signalen ist der 2. Überlagerer (BFO) mit T6 eingesetzt. Er arbeitet in *Clapp*-Schaltung und ist über C27 lose an dem Parallelschwingkreis AM4 angekoppelt. Die HF wird über C26 in den Demodulator eingekoppelt. Zur guten SSB-Demodulation ist am Demodulator eine BFO-Spannung von etwa 100 mV erforderlich. Durch die hohe Stabilität des Oszillators ist SSB-Empfang möglich. Mit S2 ist der BFO abschaltbar.

### **Aufbau**

Die gesamte Schaltung ist in gedruckter Verdrahtung ausgeführt. Bild 2 zeigt den Bestückungsplan. Aufbaueinheiten sind aus Bild 3 ersichtlich.

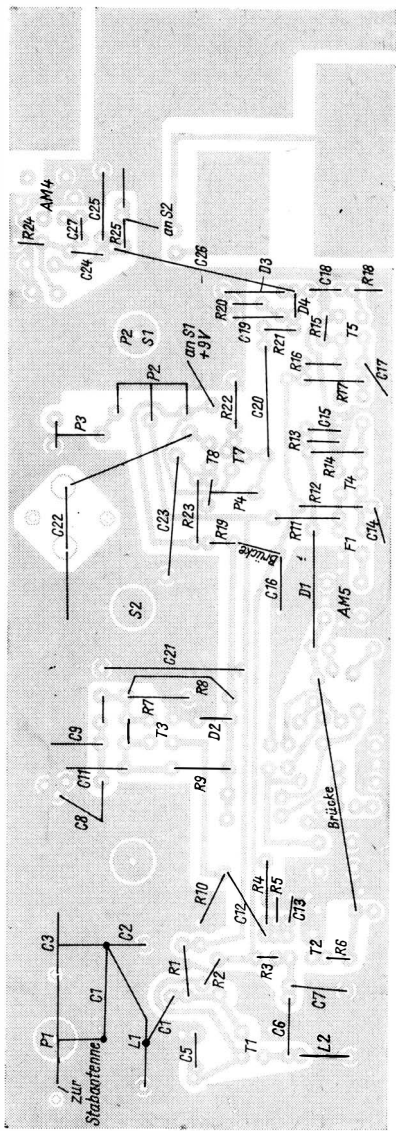
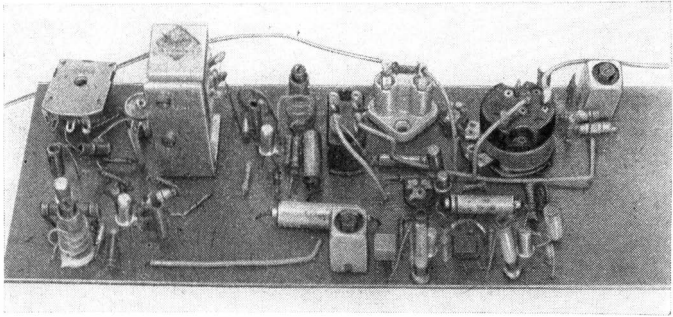
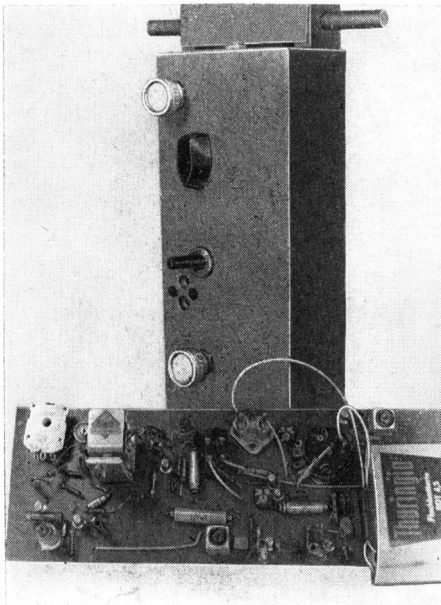


Bild 2 Bestückungsplan der Leiterplatte für den 80-m-Empfänger



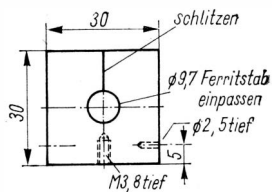
*Bild 3 Die einbaufertige Leiterplatte*

An der rechten Seite der Leiterplatte ist noch genügend Raum für die Unterbringung der Batterien vorhanden. Um ein Herausfallen derselben bei starken Stoßbeanspruchungen zu vermeiden, sollten sie durch ein Stück Schaumgummi noch zusätzlich gesichert werden. Die



*Bild 4  
Ansicht des 80-m-Fuchs-  
jagdempfängers*

Antennenbuchse, die Kopfhörerbuchse,  $S2$ ,  $P1$  sowie der mit dem Ein- und Auswähler ( $S1$ ) kombinierte Lautstärkereger  $P2$  dienen gleichzeitig zum Befestigen der Platine im Gehäuse. Bild 4 zeigt den Empfänger im eingebauten Zustand. Das Gehäuse ist aus 0,6-mm-Eisenblech gefertigt und an den Kanten verschweißt. Die Bodenplatte muß genau eingepaßt werden und ist mit 4 Schrauben befestigt. Achet man auf ein »HF-dichtes« Gehäuse, so ist garantiert, daß die HF nur über die Antenne in den Empfänger gelangt, was für eine Nahfeldpeilung sehr wichtig ist.



Material: Vinidur 10 mm dick

Bild 5  
Halterung für die Ferritantenne

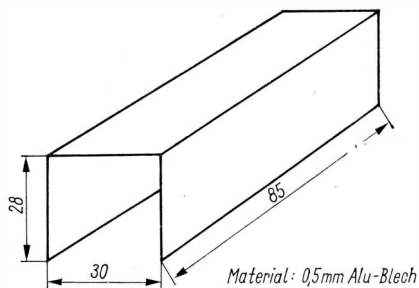


Bild 6  
Abschirmung für die Ferritantenne

Die Ferritantenne ist oben auf das Gehäuse aufgesetzt und wird von 2 Vinidurstücken (Bild 5) gehalten. Zur Abschirmung gegen elektrostatische Felder ist die Ferritantenne mit einem Aluminiummantel (Bild 6) umgeben, der mit der Platine verbunden ist. Bei der Montage ist darauf zu achten, daß mit dem Gehäuse kein Kurzschluß entsteht. Der Drehko ( $C8$ ) ist auf einem Winkel montiert.

## Abgleich

Der Abgleich des Fuchsjagdempfängers ist durch die Piezofilter sehr einfach. An Hilfsmitteln sind ein Voltmeter (0...10 V), ein Milli-

amperemeter (0...10 mA) sowie ein gut geeichtes Griddipmeter erforderlich. Für den Endabgleich ist ein Eichpunktgeber empfehlenswert. Vor der Inbetriebnahme sind  $P3$  und  $P4$  auf ihre Größtwerte und  $P2$  auf kleinste Lautstärke einzustellen. Der Arbeitspunkt des NF-Verstärkers wird mit  $P4$  so eingestellt, daß durch einen 2-kOhm-Kopfhörer ein Strom von etwa 1,7 mA fließt. Danach wird der Lautstärkereger auf größte Lautstärke gestellt und  $P3$  so eingeregelt, daß durch  $R2$  ein Strom von 1,1 mA fließt. Der Strom durch  $R13$  sollte 0,5...0,8 mA betragen. Wird dieser Wert infolge Transistorstreuung nicht erreicht oder wird er überschritten, so ist  $R12$  entsprechend zu verändern. Anschließend werden mit dem Voltmeter sämtliche Spannungen überprüft, um ein sicheres Arbeiten aller Stufen zu gewährleisten.

Nach dieser gleichstrommäßigen Überprüfung wird der Empfänger abgeglichen. An den Emitter von T2 wird ein ZF-Signal gegeben, und der ZF-Ankoppelkreis AM 5 wird auf Maximum abgeglichen. An-

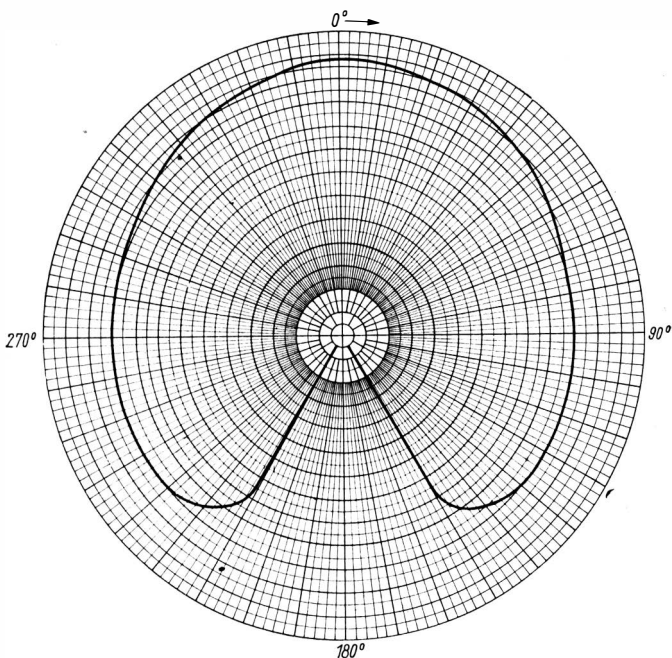


Bild 7 Richtdiagramm des 80-m-Fuchsjagdempfängers

schließend wird über *C4* ein 3,5-MHz-Signal an dem Empfänger eingekoppelt. *L3* wird so verstellt, daß das Signal in den ZF-Bereich umgesetzt wird; der Oszillator schwingt dann auf etwa 3,96 MHz.

Nach Ankoppeln der Ferritantenne an *C4* wird diese bei etwa 3,58 MHz mit *C3* auf Maximum und *L2* bei etwa 3,70 MHz ebenfalls auf Maximum abgeglichen. Dieser Abgleich ist mehrmals zu wiederholen, bis über das gesamte 80-m-Band etwa gleiche Empfindlichkeit erzielt wird. Der ZF-Kreis *AM5* ist abschließend nochmals auf Maximum abzugleichen. Anschließend wird mit *S2* der BFO eingeschaltet und auf das untere Seitenband (Zwischenfrequenz minus 3 kHz) eingestellt. Diese Einstellung erfolgt am besten mit einer SSB-Station auf beste Verständlichkeit, bei CW ist dann gleichfalls eine gute Lesbarkeit gewährleistet.

Nach erfolgreichem Abgleich sind alle Kerne gegen Verdrehen zu sichern.

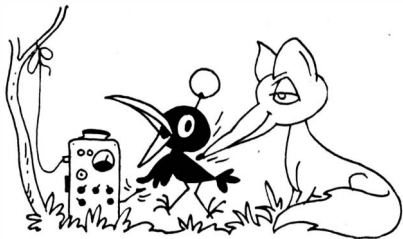
Mit einer Stabantenne von 300 mm Länge und 2 mm  $\varnothing$  wurde etwa 10 m neben einem Sender das Richtdiagramm (Bild 7) aufgenommen. Das Minimum läßt sich mit *P1* gut einstellen. Durch die Regelbarkeit der Antennenankopplung lassen sich auch Stationen in größerer Entfernung ( $> 100$  km) noch gut peilen.

### Literatur

- [1] *Henschel, S.*: Ein Fuchsjagdempfänger für das 2-m-Band, FUNKAMATEUR Heft 1 (1970), Seite 21

### Spulendaten :

- L1* - 16 Wdg., 0,3-mm-CuSS, Wdg. an Wdg., Anz. für *C4* 4 Wdg. von Masse auf Ferritstab 10 mm  $\varnothing$   $\times$  160 mm, Werkstoff Manifer 240;  
*L2* - 42 Wdg., 0,3-mm-CuSS auf Spulenkörper M 2; Kern MZ 100;  
*L3* - 54 Wdg., 0,3-mm-CuSS auf Spulenkörper M 2; Kern MZ 100;  
*AM 5* - ZF-Filter 460 kHz vom »Vagant« o.ä.;  
*AM 4* - ZF-Filter 460 kHz vom »Vagant« o.ä.;  
*F1* - Piezofilter *SPF 455 A 6* (blau);  
*F2* - Piezofilter *SPF 455-9* (rot)



Der frequenzveränderliche Steuersender (VFO) ist das Herzstück einer jeden Amateursendeanlage zwischen 3 MHz und 500 MHz. Dabei nehmen die Anforderungen an eine Frequenz-Kurzzeit- und -Langzeitstabilität linear mit der Sendefrequenz zu. Jeder Klubstationsleiter und lizenzierte DM 2 steht mithin zumeist mehrmals vor der Frage, diesen Anforderungen im Rahmen der bereitstehenden Mittel und technischen Möglichkeiten sowie unter erfolgreicher Nutzung seiner fachlichen Kenntnisse gerecht zu werden. Dabei ist es zunächst unwichtig, ob wir unseren Steuersender in Röhren- oder Transistortechnik ausführen. Entscheidend ist allein die Erfüllung der vorgesehenen Zielstellung. Dennoch genügt die moderne Transistorteknik bei sinnvollem Einsatz höchsten Ansprüchen in der Frequenz-Kurzzeit- und -Langzeitstabilität und übertrifft hier unter Umständen die Röhrentechnik. Auch in der anspruchsvollen Empfängertechnik wird der frequenzvariable Oszillator (HFO) in der qualitativen Ausführung der Konzeption eines VFO entsprechen müssen!

Der Autor dieses Beitrags beschäftigt sich bereits längere Zeit mit den Problemen des stabilen Transistoroszillators (vgl. [1] und [2]). Vor dem Studium des vorliegenden Beitrags sollte man insbesondere nochmals [2] genau durchsehen, da auf Wiederholungen weitgehend verzichtet werden soll. Im Ergebnis eines intensiven Literaturstudiums wird letztlich der Versuch unternommen, zwei Optimal-VFO-Varianten vorzuschlagen, deren erste ausschließlich mit Bauelementen realisierbar ist, die man im Normalfall in jedem Rundfunk-Fachgeschäft erhält, während für die zweite Variante Importtransistoren benötigt werden. Es wird der Versuch unternommen, den Sinn der einzelnen Schaltungsdetails ohne jegliche mathematische Formulierungen zu erläutern. Diese Art der Beschreibung kommt also vorwiegend dem Praktiker zugute und damit auch dem jungen Kameraden in der Ausbildung der GST. Durch einige weitere, wenig bekannte Schaltungsvarianten sei die Schaltungssammlung unserer Amateure bereichert.



### 3,5- bis 4-MHz-HFO für Direktmischempfänger [3]

Bild 1 zeigt die Schaltung eines kommerziellen HFO für einen Direktmischempfänger im 80-m-Band. Sie hat bereits zahlreiche frequenzstabilisierende Elemente, wie eine stabilisierte Speisespannung, ein großes  $C2$  parallel der Basis-Emitter-Kapazität von  $T1$ , ein kleines  $R3$  zur Unterdrückung parasitärer Schwingungen bei Transistoren mit sehr hoher Grenzfrequenz, ein großes  $R5$  zur geringen, möglichst rein ohmschen Belastung des Oszillators durch die nachfolgenden aperiodischen zwei Pufferstufen. Im Prüfbericht durch  $W 4 WFL/1$  wird angeführt, daß nach einer kurzen 20-Hz-Drift diese Schaltung frequenzstabil bleibt, so daß beim Empfang von SSB-Stationen auch über eine längere Zeit nicht nachgestimmt werden muß.

Leider enthält diese Arbeit keine näheren Angaben zur Auslegung des Schwingkreises und über die verwendeten Transistoren. Da es sich um eine *Colpitts*-Schaltung handelt, muß die Schwingkreisinduktivität mit Draht großen Querschnitts gewickelt werden, da relativ große Schwingströme fließen. Der Oszillator ist nicht temperaturkompensiert, die im Schwingkreis befindlichen Festkondensatoren sind jedoch HF-belastbare hochwertige Glimmerkondensatoren. Der Strom im

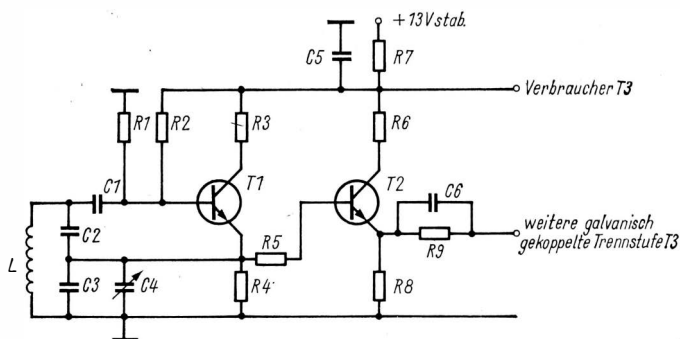


Bild 1 3,5- bis 4,0-MHz-HFO für Direktmischempfänger. Alle Widerstände, falls nichts anderes angegeben, 0,1 W.  $C1 = C2$  910 pF Glimmer oder Styroflex,  $C3$  550 pF Glimmer oder Styroflex,  $C4$  Luftdrehkondensator 10 bis 407 pF,  $C5$  100 nF keramischer Scheibenkondensator,  $C6$  82 pF keramischer Rohrkondensator,  $L$  etwa 5  $\mu$ H, Keramikspule mit eingebraunten Silberwindungen,  $R1$  6,8  $\Omega$ ,  $R2$  12 k $\Omega$  (Arbeitspunkteinstellung),  $R3$  100  $\Omega$ ,  $R4$  1 k $\Omega$ ,  $R5$  7 k $\Omega$ ,  $R6$  10  $\Omega$ ,  $R7$  100  $\Omega$  0,5 W,  $R8$  330  $\Omega$  0,5 W,  $R9$  1 k $\Omega$ ,  $T1$ ,  $T2$  HF-Si-npn-Transistoren wie SF 131, SF 132, aber auch SS 106, SS 108 oder SC 207C u.a.

Oszillatortransistor beträgt etwa 4 mA. Für letzteren kann nur ein HF-Typ auf Si-Basis, also ein SF-Typ ausreichend hoher Grenzfrequenz empfohlen werden.

### Clapp-VFO für 6,3, 13,2 und 20,3 MHz [4]

F8HB baute diesen VFO (Bild 2) in einen SSB-TX mit 7,77-MHz-HF-Quarzfilter ein, der für das 20-, 15- und 10-m-Band konzipiert wurde. Die Schaltung enthält jedoch relativ wenige frequenzstabilisierende Elemente. Diese sind eine stabilisierte Speisespannung, die Kondensatoren  $C6$  und  $C7$  zur sorgfältigen HF- und NF-Siebung der Speisespannung sowie der sehr kleine Koppelkondensator von 4,7 pF, dem sich zwei normale aperiodische Trennstufen anschließen. Der Schwingkreis ist durch  $C2$  mit 22 pF mit einem negativen Temperaturkoeffizienten der Kapazität temperaturkompensiert.  $C1$  ist ein Glimmerkondensator. Angaben zu  $L$  und  $C3$  wurden in der Arbeit nicht gemacht.  $C3$  entstammt jedoch einem TV-UHF-Tuner (Dreifachdrehkondensator), mit dem drei komplette Oszillatoreinheiten an der Trennstelle zwischen  $C6$  und  $C7$  umgeschaltet werden. Der Strom im Oszillatortransistor beträgt etwa 3 mA (Einstellung mit  $R1$ ).

F8HB scheint mit der Stabilität dieses VFO vollständig zufrieden zu sein. Dennoch sei zur Vorsicht gemahnt. Im Serienkreis  $L/C1C2C3$

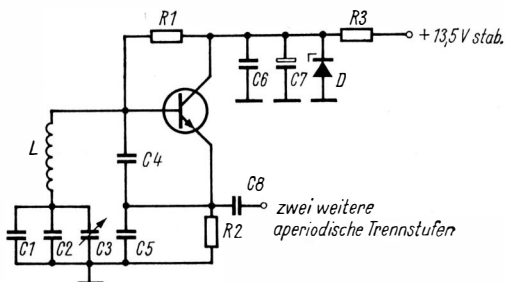
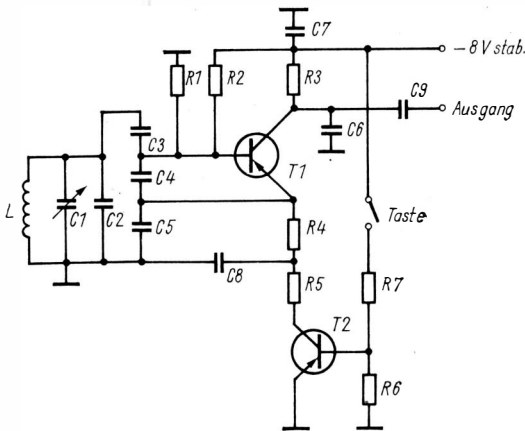


Bild 2 Clapp-VFO für 6,3, 13,2 und 20,3 MHz nach F8HB.  $C1$  68 pF Glimmer oder Styroflex,  $C2$  22 pF keramischer Rohrkondensator zur TK-Kompensation mit negativem TK,  $C3$  Kondensator aus Dreifachluftdrehkondensator in UHF-TV-Tuner,  $C4$  180 pF Glimmer oder Styroflex,  $C5$  1 nF Glimmer oder Styroflex,  $C6$  10 nF keramischer Scheibenkondensator,  $C7$  Elektrolytkondensator 100  $\mu$ F/12 V,  $C8$  4,7 pF keramischer Scheibenkondensator,  $D$  Z-Diode SZX 19/6,2,  $L$  etwa 7,0, 2,0 und 0,5  $\mu$ H je nach Frequenz,  $R1$  22 k $\Omega$ , 0,1 W,  $R2$  1,5 k $\Omega$  0,1 W,  $R3$  330  $\Omega$  1 W, T HF-Si-npn-Transistor wie SF 131, SF 132, aber auch SS 106, SS 10 oder SC 207 u.a.

sind die drei Kondensatoren voll frequenzbestimmend und keiner größeren Kapazität wie im *Colpitts*-Oszillator parallelgeschaltet. Damit wird die Clapp-Schaltung erschütterungsempfindlich, und die variable Kapazität muß äußerst stabil gebaut sein – zweifach gelagerter Kondensator mit kleinen stabilen Rotorplatten und keramischer Isolation. Geschätzt werden an dieser Schaltung die kleinen Schwingkreisströme in einem Serienschwingkreis. Beachtet man alle Vorichtsmaßnahmen, so dürfte diese Schaltung zufriedenstellend arbeiten. Übrigens wird bei *DM 3 ML* eine ähnliche Schaltung verwendet [5].

### 28-MHz-Seiler Oszillator [6]

Eine interessante Schaltung (Bild 3), die noch wenig bekannt sein dürfte, veröffentlichte *DJ 1 ZB* bereits 1967 in der *Funkschau*. Es



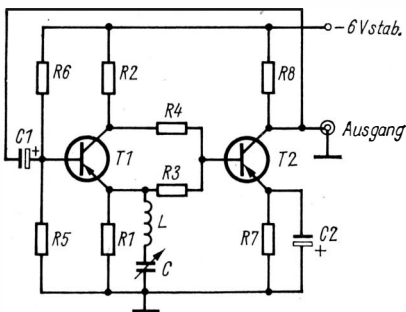
*Bild 3* 28-MHz-Seiler-Oszillator nach *DJ 1 ZB* C1 5 pF Lufttrimmer, C2 5 pF keramischer Scheibenkondensator, C3 16 pF keramischer Scheibenkondensator mit negativem TFK zur TK-Kompensation, C4 330 pF Glimmer oder Styroflex, C5 220 pF Glimmer oder Styroflex, C6 100 pF keramischer Rohrkondensator, C7 = C9 10 nF keramischer Scheibenkondensator, C8 47 nF keramischer Scheibenkondensator, L 14  $\mu$ H, R1 3,3 k $\Omega$ , R2 5,6 k $\Omega$  (Arbeitspunkteinstellung), R3 47  $\Omega$ , R4 = R5 820  $\Omega$  0,25 W, R6 1 k $\Omega$  (bei Si-npn-Variante 2 k $\Omega$ ), R7 15 k $\Omega$ , T1-npn-Variante 2N3932, SF 240; pnp-Variante AF 139, GF 145; T2 npn-Variante BC 108, SC 207; pnp-Variante TF 65 und jeder GC-Typ. Bei npn-Variante ist die Polarität der Versorgungsspannung zu wechseln. Alle Widerstände, wenn nicht anders angegeben, 0,1 W

handelt sich um einen chirpfrei tastbaren modifizierten *Colpitts*-Oszillator, auch unter der Bezeichnung *Seiler*-Oszillator bekannt. Die Originalversion ist mit Ge-pnp-Transistoren bestückt. Eine Variante mit Si-npn-Transistoren ist gleichfalls bekannt geworden. Frequenzstabilisierend wirken in dieser Schaltung die schwache Ankopplung des Schwingkreises an den Transistor durch die Kombination  $C3\ C4\ C5$ , der große Kondensator  $C4$  parallel zur Basis-Emitter-Kapazität sowie  $R3$  und  $C6$  zur Unterdrückung von parasitären Schwingungen und schwachen Auskopplung des 30- bis 50-mV-Signals. In der npn-Si-Transistor-Variante ist  $R6$  auf  $2\text{ k}\Omega$  zu vergrößern. Mit  $C3$  erfolgt die Temperaturkompensation des Kreises. Für  $L$  sollte man eine Keramikspule mit eingebrennten Silberwindungen verwenden.

Einen weiteren direkt tastbaren Oszillator beschreibt das Kollektiv von *DM 3 QG* in [7].

### Transistor-Brücken-Oszillator als VFO [8]

Eine sehr hohe Frequenzstabilität soll mit dem *Brücken*-Oszillator (Bild 4) erreichbar sein.  $R1$  mit parallelem Serienresonanzkreis  $LC$ ,  $R3$ ,  $R4$  und  $R2$  bilden die Brücke zwischen Ein- und Ausgang eines zweistufigen Verstärkers. Bei Resonanz von  $LC$  wird  $R1$  virtuell kurzgeschlossen, und die Brücke schaltet von Gegen- auf Mitkopplung



**Bild 4** Transistor-VFO-Brückentyp

Alle Widerstände  $0,25\text{ W}$ .  $R1$ ,  $R2$ ,  $R7$ ,  $R8$  2% Toleranz.  $C$  Luftdrehkondensator (Größe nach Frequenzbereich).  $C1$  Elektrolytkondensator  $5\ \mu\text{F}/12\text{ V}$ ,  $C2$  Elektrolytkondensator  $10\ \mu\text{F}/12\text{ V}$ ,  $L$  Keramikspule mit eingebrennter Silberwicklung (Größe nach Frequenzbereich),  $R1 = R2\ 470\ \Omega$ ,  $R3\ 580\ \Omega$ ,  $R4 = R5\ 2,2\text{ k}\Omega$ ,  $R6\ 4,7\text{ k}\Omega$ ,  $R7 = R8\ 1\text{ k}\Omega$   $T1$ ,  $T2$  HF-Transistoren wie GF 132 u.a. Bei npn-Variante ist die Versorgungsspannung umzupolen, desgl. die Elektrolytkondensatoren

(Selbsterregung). Mit  $R_4$  wird der Rückkopplungsgrad eingestellt.  $R_4$  muß immer größer als  $R_3$  sein. Bei sorgfältigem Abgleich der Brücke beeinflussen Spannungs- und Temperaturänderungen nicht mehr die Schaltung. Lediglich  $L$  und  $C$  bestimmen die Resonanzfrequenz und das Temperaturverhalten der Oszillatorschaltung. Zur oberen Schwingfrequenz dieses VFO ist nichts angegeben, desgleichen auch nichts zu den Transistoren gesagt. Koppel- und Siebkondensatoren sowie die  $f_T$ -Grenzfrequenz der Transistoren dürften Schranken setzen. Mit dieser Schaltung lohnt es sich durchaus zu experimentieren.

### Optimal-VFO-Variante 1

In Bild 5 wird eine Optimal-VFO-Variante vorgestellt, deren Realisierung durchaus mit handelsüblichen Bauelementen möglich ist. Es handelt sich um einen modifizierten *Colpitts*-Oszillator, dessen Transistor in Basisschaltung arbeitet. Von der Schaltung her sind alle Möglichkeiten ausgeschöpft, um die höchste Frequenzstabilität zu erreichen. Diese sind:

1. Eine sehr schwache Ankopplung des Schwingkreises an den Transistor durch  $C_4$ .
2. Temperaturkompensation des Schwingkreises.
3. Verhinderung von parasitären Schwingungen durch  $R_2$ .  
( $R_2$  kann durch 3 auf die Kollektorleitung von T1 gesteckte Ferritperlen ersetzt werden.)
4. Große Parallelkapazitäten zu allen kapazitiven Übergängen im Oszillatortransistor.
5. Schwache Kopplung der Trennstufen an den Oszillatortransistor über  $C_7$  und  $R_5$ .
6. Hochohmige Trennstufe durch Gegenkopplung mit  $R_9$ .
7. Gute Siebung der Versorgungsspannung für HF und NF durch  $C_{11}$  und  $C_{12}$ .
8. Maximal stabile Versorgungsspannung durch Konstanthaltung des Z-Diodenstroms über die Stromregleranordnung für Konstantstromverbraucher mit T4 und T5.

In Tabelle 1 sind für die Schwingkreisspule und die Teilerkapazitäten  $C_5$ ,  $C_6$  alle notwendigen Angaben gemacht, um diesen Oszillator als VFO auf 1,8 MHz zur Verdopplung in das 80-m-Band oder direkt auf 3,5 MHz und für einen 9-MHz-SSB-Exciter auf 5,5 MHz sowie als 2-m-VFO auf 8 MHz arbeiten zu lassen. Bei Beherzigung aller von der Röhrentechnik her bekannten Oszillatorbauvorschriften und des in [2] Ausgeführten dürfte die Stabilität dieses VFO für das 2-m-Band aus-

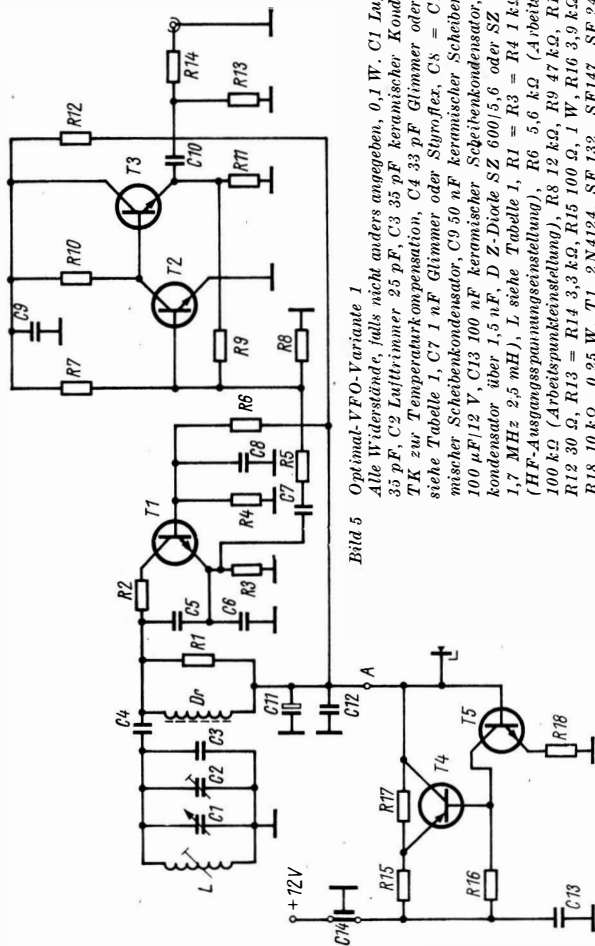


Bild 5 Optimal-VFO-Variante 1

Alle Widerstände, falls nicht anders angegeben, 0,1 W. C1 Luftdrehkondensator 7 bis 35 pF, C2 Lufttrimmer 25 pF, C3 35 pF keramischer Kondensator mit negativem TK zur Temperaturkompensation, C4 33 pF Glimmer oder Styroflex, C5 und C6 siehe Tabelle 1, C7 1 nF Glimmer oder Styroflex, C8 = C10 = C12 10 nF keramischer Scheibenkondensator, C9 50 nF keramischer Scheibenkondensator, C11 Elko 100  $\mu$ F/12 V, C13 100 nF keramischer Scheibenkondensator, C14 Durchführkondensator über 1,5 nF, D Z-Diode SZ 600/5,6 oder SZ 600/6,2, Dr 1 mH (bei 1,7 MHz 2,5 mH), L siehe Tabelle 1, R1 = R3 = R4 1 k $\Omega$ , R2 22  $\Omega$ , R5 10 k $\Omega$  (HF-Ausgangsspannungseinstellung), R6 5,6 k $\Omega$  (Arbeitspunktinstellung), R7 100 k $\Omega$  (Arbeitspunktinstellung), R8 12 k $\Omega$ , R9 47 k $\Omega$ , R10 1,5 k $\Omega$ , R11 270  $\Omega$ , R12 30  $\Omega$ , R13 = R14 3,3 k $\Omega$ , R15 100  $\Omega$ , R16 3,9 k $\Omega$ , R17 220 k $\Omega$ , R18 10 k $\Omega$ , 0,25 W, T1 2N4124, SF 132, SF 147, SF 245, T2 = T3 2N2369, SF 132, SF 147, SF 245, T4 2N3702, GC 121, T5 2N2926, SC 207C

**Tabelle 1 Schwingkreisdaten für Optimal-VFO-Variante 1**

Frequenz MHz	$L$ $\mu\text{H}$	$C5$ pF	$C6$ pF
1,7...2,1	54...125	820	1000
3,0...4,0	12,9...25,7	390	470
5,0...6,0	9,4...18,7	390	470
6,5...7,5	6,05...12,5	390	470
7,5...9,0	2,4...5,8	390	470

$L$  mit HF-Kern einstellbar zur Bereichseinstellung. Besser jedoch massive Spule auf Keramikkörper oder Spule auf Keramikkörper mit ein-gebrannten Silberleitern.

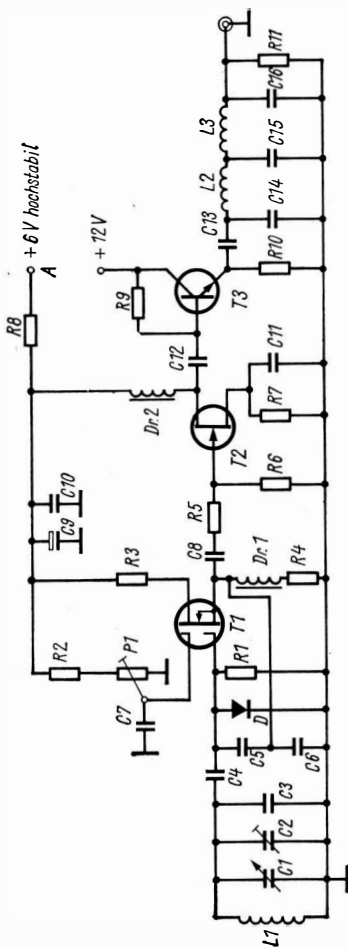
reichen. Es sei nur darauf hingewiesen, daß bei entsprechender Wahl der Reaktanzen auch ein stabiler 24-MHz-Betrieb möglich ist.

Mit  $R6$  stellt man die Emitterspannung auf + 2 V ein,  $R7$  wird so lange verändert, bis an  $R11$ , einem  $1/2\text{-}W$ -Schichtwiderstand, ein Spannungsabfall von 3 V entsteht. Anschließend wird  $R5$  so lange verkleinert oder vergrößert, bis in Bandmitte des Abstimmbereichs des VFO-Bausteins an  $R14$  ein Signal  $U_{ss}$  von 3 V ansteht.

Es ist zweckmäßig, den VFO und die Pufferstufen in zwei Boxen des gleichen massiven VFO-Gehäuses unterzubringen. Ferner sollte den Pufferstufen unmittelbar ein Tiefpaß folgen, da dieser VFO-Baustein sehr oberwellenreich und eine Nutzung des VFO-Signales ohne vorherige Oberwellensiebung unzweckmäßig ist.

## Optimal-VFO-Variante 2

Zu der in Bild 6 dargestellten optimalen zweiten VFO-Variante werden vorwiegend Importtransistoren benötigt. Mit diesem Aufwand erreicht man jedoch eine Frequenzstabilität, die auch den verwöhntesten Ansprüchen genügt und in jedem Fall einmal den Röhren-VFO verdrängen wird. Wiederum sind alle Erkenntnisse, eine schaltungstechnische Frequenzstabilität in diesem Oszillator zu schaffen, mit Pufferstufen verwirklicht worden. Sie brauchen nicht mehr alle einzeln aufgezählt zu werden. Bei Verwendung eines MOSFET, eines Doppel-Gate-MOSFET oder auch nur eines einfachen FET ist unbedingt die Diode  $D$ , eine schnelle Si-Schaltdiode, in die Schaltung einzubauen. Sie beeinflußt die Frequenzstabilität, indem sie das Anwachsen der positiven Gate-Vorspannung auf etwa + 0,7 V begrenzt, so daß die entstehenden Oszillatorschwingungen relativ oberwellenarm bleiben.



**Bild 6** Optimal-VFO-Variante 2

Alle Widerstände, falls nichts anderes angegeben, 0,1 W. C1 bis C6 siehe Tabelle 2, C7 = C10 100 nF keramischer Scheibenkondensator, C8 3 pF keramischer Scheibenkondensator, C9 Elko 100  $\mu$ F/12 V, C11 = C13 10 nF keramischer Scheibenkondensator, C12 100 pF keramischer Rohrkondensator, C14 bis C16 siehe Tabelle 2, D schnelle Schaltiode 1N914 oder SAY 10, Dr1 = Dr2 1 mH, L1 bis L3 siehe Tabelle 2, P1 Einstellpotentiometer 15 k $\Omega$  linear, R1 22 k $\Omega$ , R2 100 k $\Omega$ , R3 = R4 100  $\Omega$ , R5 12 k $\Omega$ ...47 k $\Omega$  (HF-Ausgangssignaleinstellung), R6 1 M $\Omega$ , R7 330  $\Omega$ , 0,25 W (Arbeitspunkteinstellung), R8 100  $\Omega$  0,5 W, R9 100 k $\Omega$  (Arbeitspunkteinstellung), R10 = R11 600  $\Omega$  0,5 W, T1 Gateschützer Dualgate MOSFET 40673, MPF 121, 3N200 u.a., T2 2N3819, MPF 102, BF 245 u.a., T3 BC 108, SC 207C, SF 132 u.a.



**Tabelle 2 Bauelementedaten für Schwingkreis und Tiefpaß der Optimal-VFO-Variante 2**

Frequenz	3,5 ...4,0	5,0 ...5,5	8,0 ...9,0 MHz
L1	Windungszahl 17	14 <sup>3</sup> / <sub>4</sub>	11 <sup>1</sup> / <sub>2</sub>
	Drahtstärke in mm 0,8	0,8	1,0
	Windungen je cm 6,5	6,5	3,2 Körper 25 mm Ø
L2	µH 21	17	10,4
L3	µH 21	17	10,4
C1	pF 100	100	50 Luftdrehkondensator
C2	pF 25	25	25 Lufttrimmer
C3	pF 100	-	- Glimmer o. Styroflex
C4	pF 390	390	270 Glimmer o. Styroflex
C5	pF 680	680	560 Glimmer o. Styroflex
C6	pF 680	680	560 Glimmer o. Styroflex
C14	pF 114	94	57 keramischer Rohrkondensator
C15	pF 159	133	80 keramischer Rohrkondensator
C16	pF 114	94	57 keramischer Rohrkondensator

Mit *P1* wird die Steilheit der MOSFET-Kaskade, als solche kann man den Eingangs-Doppel-Gate-MOSFET auch bezeichnen, auf einen optimalen Wert eingestellt, bei dem höchste Frequenzstabilität erreicht wird. Der Einsatz eines FET als ersten Transistor in der Pufferstufe sichert mit seinem hohen Eingangswiderstand in Verbindung mit der Kombination *C8 R5* die geringstmögliche Oszillatorbelastung. *T3* sorgt für einen niederohmigen Ausgang der Pufferstufen, denen sich unmittelbar ein Tiefpaß *C14-L2-C15-L3-C16* mit 600-Ω-Ein- und -Ausgang anschließt.

Für die Temperaturkompensation des Schwingkreises dient *C4*, der unter Umständen eine Parallelkombination von Kapazitäten mit negativem TK sein kann. Mit *R9* wird der Arbeitsstrom der Pufferstufe *T3* auf 10 mA eingestellt. Die Stromversorgung von *T1* und *T2* erfolgt mit einer Anordnung wie in Bild 5 ab Punkt A. *T3* kann bereits an eine 12-V-Spannungsquelle mit kleinem Innenwiderstand angeschlossen werden, die nicht unbedingt geregelt sein muß. Mit *R5* stellt man ein Ausgangssignal von  $U_{ss} = 3$  V ein. Mit diesem Signal kann man unter Zwischenschaltung einer einfachen Röhrentreiberstufe eine *SRS 551* voll aussteuern.

In dieser Schaltungstechnik ist durchaus auch ein 24-MHz-VFO für einen 2-m-TX in höchster Frequenzstabilität zu bauen. Vergleiche aber auch [9] für einen Oszillator bei 70 MHz. *T3* ist bei Frequenzen oberhalb 10 MHz besser durch einen Typ *SF 137* zu ersetzen. Für diesen VFO gilt das bereits früher zum Aufbau Gesagte. Wesentlich ist ferner eine gute Thermik in der VFO-Box bei jedoch vollständiger Unterdrückung jeder Fremdzugluft.

## Schlußbemerkungen

Die beiden letzten Optimal-VFO-Varianten folgen unmittelbar aus dem modernsten Wissensgut der internationalen Schaltungstechnik als eine sinnvolle Synthese der Schaltungsgruppen. Den Anhängern der *Hartley*- und *Meißner*- aber auch *Franklin*-, *Vackár*- und anderer Oszillatoren sei gesagt, daß es auch hierfür Optimal-VFO-Varianten gibt. Es lag in der Natur der Dinge, daß der Autor sich für den *Colpitts*-VFO entschieden hat, um seine Varianten zu entwickeln und für die Publikation vorzubereiten.

Obwohl in vorliegender Publikation auf direkt tastfähige Oszillatoren hingewiesen wird, scheint es wesentlich günstiger zu sein, eine Tastung erst nach den Pufferstufen oder sogar erst nach einer ersten Verdopplung vorzunehmen. VFO und Pufferstufen sollen in zwei Boxen des gleichen VFO-Chassis untergebracht und vollständig abgeschirmt betrieben werden. Die Versorgungsspannung ist über Durchführungskondensatoren einzuführen. Diese »wasserdichte« Box darf die HF nur an einer Stelle verlassen und dieses möglichst niederohmig.

## Literatur

- [1] *Rohländer, W.*: Stabilität  $10^{-6}$  für 30 Minuten – Nur ein Referat? FUNK-AMATEUR 15, Heft 10 (1966), Seite 484–485
- [2] ...: Tips zum Bau eines transistorisierten VFO, FUNKAMATEUR 20, Heft 9 (1971), Seite 449–450
- [3] ...: Ten-Tec model RX 10 communication receiver, QST 55, Heft 8 (1971) Seite 44–45
- [4] *Bayle, C.*: Un émetteur BLU pour 20–15 et 10 m, OM 38, Heft 9 (1970)
- [5] Kollektiv DM 3 ML: 2-m-Transceiver für CW, AM und SSB, FUNKAMATEUR 20, Heft 11 (1971), Seite 555–559
- [6] ...: Here and There, OM 37, Heft 2 (1969)
- [7] *Höft, W., Hoffmann, G.*: Transistor-Steuerstufe für die Amateurfunkstation, FUNKAMATEUR 21, Heft 5 (1972), Seite 245–246
- [8] ...: The radio communication handbook, 4th Ed., RSGB, London 1969, Seite 6.18
- [9] *Berger, G.*: 2-m-Band-Transceiver mit 0,5 W Sendeleistung, Funktechnik 26, Heft 18 (1971), Seite 703–707

*Ing. Karl-Heinz Schubert -  
DM 2 AXE*

## **Universalmeßgerät Dip-Meter mit Halbleiterbestückung**

*Messen ist Wissen* – dieser Leitsatz sollte sich in der praktischen Tätigkeit der Funkamateure mehr durchsetzen. Dabei kommt es gar nicht darauf an, für die Meßpraxis ausgesprochen hochwertige Meßgeräte zur Verfügung zu haben. Ein solide aufgebautes und gut geeichtes Dip-Meter ist so vielseitig für Meßaufgaben einsetzbar, daß sich daraus auch seine Beliebtheit bei den Funkamateuren erklärt.

Obwohl einige Versionen des Dip-Meters Anfang der 20er Jahre bekannt wurden, setzte es sich in der Funkamateurr Praxis erst mit den Veröffentlichungen von *W. M. Scherer (W 2 AEF)* nach 1947 durch. Bei dem röhrenbestückten Dip-Meter nach *Scherer* wurde der Gitterstrom der Oszillatorröhre zur Anzeige ausgenutzt, so daß folgerichtig das Gerät unter dem Namen *Grid-Dip-Meter* bekannt wurde. Heute interessiert in den meisten Fällen das halbleiterbestückte Gerät, so daß die Bezeichnung *Dip-Meter* oder *Transdipper* sinngemäß richtig ist. [1]

### **Was ist ein Dip-Meter?**

Ein Dip-Meter ist ein Resonanzfrequenzmesser, der aktiv oder passiv arbeiten kann. Es besteht in seiner einfachsten Form aus einer Oszillatorschaltung, einer Anzeigeschaltung und der Stromversorgung. Zusätze sind möglich mit einer Modulationsschaltung für den Oszillator, mit einem Kopfhörerausgang an der Anzeigeschaltung zum Mithören, mit einem Festkondensator zur Induktivitätsmessung, mit einer bekannten Spule zur Kapazitätsmessung oder mit einer Quarzoszillatorschaltung zur Frequenzkontrolle des Dip-Meters. Das halbleiterbestückte Dip-Meter hat den großen Vorteil, daß es infolge der Batteriestromversorgung transportabel einsetzbar ist. Kennzeichnend für das Dip-Meter ist die Bereichsumschaltung mittels Steckspulen, an die auch das Meßobjekt gekoppelt wird.

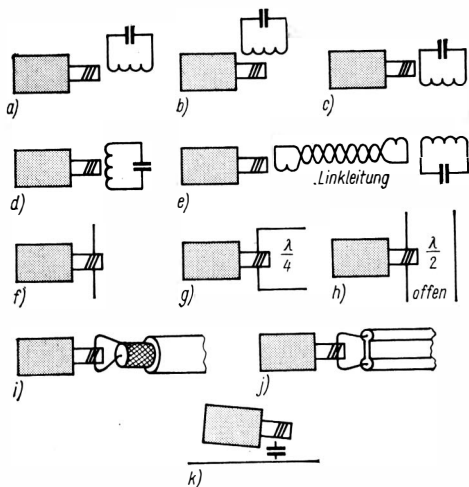


Bild 1 Kopplungsmöglichkeiten zwischen Dip-Meter und verschiedenen Meßobjekten (Erläuterung im Text) [1,2]

Bild 1 zeigt die Kopplungsmöglichkeiten zwischen der Schwingkreisspule des Dip-Meters und verschiedenen Meßobjekten. [2] Gebräuchliche Methoden sind in Bild 1a und in Bild 1b zu sehen, wobei der Grundsatz gilt, daß die Genauigkeit um so größer wird, je loser die Kopplung gemacht werden kann. Bild 1c und Bild 1d zeigen unkorrekte Kopplungen. An schwer zugänglichen Meßobjekten kann man nach Bild 1e die Linkleitung vorsehen, wobei über Dip-Meter-Spule und Meßobjektspule jeweils ein bis zwei Windungen steifer, isolierter Cu-Draht gelegt werden, die mittels einer verdrehten Leitung verbunden sind. Kopplungsmöglichkeiten mit Drahtantennen und Leitungen zeigen Bild 1f, Bild 1g, Bild 1h und Bild 1k, wobei letztere eine kapazitive Kopplung ist. Wie mit Koaxial- und mit Bandleitung die Kopplung erfolgt, ist aus Bild 1i und Bild 1j zu ersehen, am Koppelende sind die Kabel kurzzuschließen.

### Was kann ein Dip-Meter?

Mit dem Dip-Meter kann die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises, einer Antenne oder einer Leitung gemessen werden. Dabei kann das Dip-Meter aktiv oder passiv arbeiten.

### *Aktive Frequenzmessung*

In dieser Betriebsart arbeitet die Oszillatorschaltung des Dip-Meters, und die Anzeigeschaltung zeigt diesen Zustand durch einen bestimmten Zeigerausschlag an. Wird nun ein nichterregter Schwingkreis mit der Spule des Dip-Meters gekoppelt, so entzieht beim Auftreten von Resonanz dieser Schwingkreis dem Dip-Meter Energie, so daß sich in der Anzeigeschaltung der Zeigerausschlag verändert. Entsprechend der Frequenzzeichnung des Dip-Meters hat man die Resonanzfrequenz des gekoppelten Schwingkreises gefunden.

### *Passive Frequenzmessung*

Wird die Oszillatorschaltung außer Betrieb gesetzt (Abschalten der Betriebsspannung des Oszillators), so arbeiten noch der Schwingkreis und die Anzeigeschaltung des Dip-Meters. Bei dieser Betriebsart muß der zu messende Schwingkreis erregt sein, damit das Dip-Meter bei Resonanz Energie aus dem zu messenden Schwingkreis in den eigenen aufnehmen kann. Diese Energieaufnahme bei Resonanzübereinstimmung zeigt die Anzeigeschaltung durch eine Zeigerausschlagsänderung an.

### *Signalgenerator-Betrieb*

In der aktiven Betriebsart kann das Dip-Meter auch zur Einspeisung an SWR- und an HF-Impedanzmeßbrücken verwendet werden. Es lassen sich Resonanzverstärker bei Empfängern und bei Sendern abgleichen. Beim Empfängerabgleich ist es günstig, wenn der Oszillator des Dip-Meters mit einem NF-Ton moduliert wird, da dann zusätzliche Abgleichhilfen entfallen.

### *Messungen an Empfängern*

Man kann die Resonanzfrequenz aller im Empfänger vorhandenen Schwingkreise feststellen, das Dip-Meter wird dabei aktiv betrieben. Will man mit einem nichtmodulierten Dip-Meter den Empfängerabgleich vornehmen, dann muß der Empfänger ein S-Meter bzw. Magisches Auge haben, oder am Demodulatorausgang wird ein Röhren- oder Transistor-Voltmeter angeschlossen, um eine Abgleichhilfe zu erhalten. Die Ankopplung des Dip-Meters erfolgt an die entsprechenden Stufen über eine kurze Drahtantenne oder eine Linkleitung. Für den Abgleich mit einem modulierten Dip-Meter ist am NF-Ausgang des Empfängers ein Voltmeter anzuschließen, oder der

Abgleich erfolgt gehörmäßig. Die Überprüfung des Oszillators eines Superhetempfängers oder des ZF-Überlagerers (BFO) kann in der passiven Arbeitsweise vorgenommen werden.

#### *Messungen an Sendern*

Bei einem nicht in Betrieb befindlichen Sender können alle Schwingkreise mit dem aktiven Dip-Meter auf ihre Resonanzfrequenz überprüft werden. Arbeitet der Sender, so betreibt man das Dip-Meter passiv. Weiterhin kann das Dip-Meter eingesetzt werden zur Neutralisation von Senderstufen, zum Feststellen von parasitären Schwingungen, zur Feststellung von Nebenwellen, zum Abgleich von Filteranordnungen zur Unterdrückung von harmonischen und Nebenwellen, als Feldstärkemesser und als Monitor zur Modulationsüberwachung.

#### *Messungen an Antennen*

Das aktive Dip-Meter koppelt man induktiv im Bereich eines Strombauches an, kapazitiv koppelt man im Bereich eines Spannungsbauches an. Liegt der Spannungsbauch an einem Antennenende, dann ist zu berücksichtigen, daß eine um 1 bis 3% geringere Resonanzfrequenz gemessen wird. Neben der Resonanzfrequenzbestimmung an Antennen können mit dem Dip-Meter auch Speiseleitungen gemessen und Mehrelement-Antennen abgeglichen werden.

#### *Messungen an Spulen*

Mit dem aktiven Dip-Meter können die Eigenresonanzen von HF-Drosseln und von HF-Spulen ermittelt werden.

Mit einem Kondensator bekannter Kapazität, den man einer HF-Spule parallel schaltet, kann man auch über die ermittelte Resonanzfrequenz die Induktivität der Spule errechnen. Die dafür geeignete Formel ist

$$L_x = \frac{25\,300}{C \cdot f^2} \quad [\mu\text{H}].$$

Dabei sind  $C$  in pF und  $f$  in MHz einzusetzen.

Die Spulengüte bzw. Schwingkreisgüte kann man erkennen bei gleichen Meßvoraussetzungen am Zeigerausschlag des Dip-Meters. Je stärker der Zeigerausschlag, um so höher ist die Güte.

#### *Messungen an Kondensatoren*

Im Bereich hoher Frequenzen spielt auch die Eigenresonanz von Kondensatoren eine Rolle, man kann sie ebenfalls mit dem Dip-Meter er-

mitteln. Schaltet man einen unbekanntem Kondensator mit einer Spule bekannter Induktivität zu einem Schwingkreis zusammen, so kann über die gemessene Resonanzfrequenz die Kapazität des Kondensators errechnet werden. Die geeignete Formel ist

$$C_x = \frac{25\,300}{L \cdot f^2} \quad [\text{pF}].$$

Dabei sind  $L$  in  $\mu\text{H}$  und  $f$  in  $\text{MHz}$  einzusetzen.

### *Prüfen von Schwingquarzen*

Die beiden Anschlüsse des Schwingquarzes kann man über eine Linkleitung mit Koppelspule mit der Dip-Meter-Spule koppeln. Das Dip-Meter arbeitet aktiv bei der Resonanzfrequenzmessung. Man kann aber auch den Schwingquarz an Stelle der Spule am Dip-Meter anschließen, die Schwingfrequenz ist dann mit einem Empfänger festzustellen.

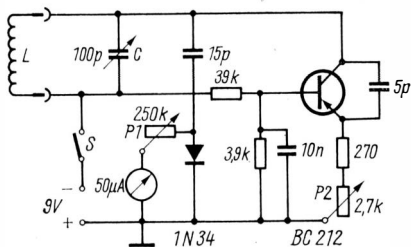
### **Aufbau des Dip-Meters**

Als Gehäuse eignet sich eine längliche, handliche Bauform, die aus Alu-Blech besteht oder aus kupferkaschiertem Basismaterial zusammengesetzt ist. An einer Stirnseite bringt man die Buchsen für die Steckspulen an, an der anderen kann sich der Empfindlichkeitsregler für die Anzeigeschaltung befinden. Auf der Frontplatte oben ist das Meßwerk eingebaut und befindet sich die große Kreisskala, die fest mit dem Drehkondensator verbunden ist. Entsprechende Schalter können oben oder an der Seite angeordnet werden.

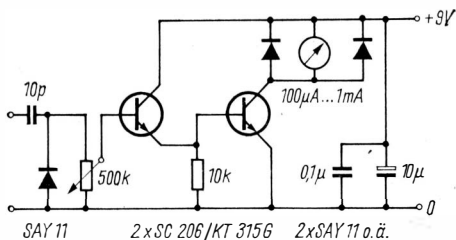
### **Dip-Meter mit bipolaren Transistoren**

Die einfachste Schaltung für ein halbleiterbestücktes Dip-Meter hat einen Transistor für die Oszillatorschaltung (Bild 2). Für die Anzeigeschaltung ist kein Transistor vorhanden, so daß ein stromempfindliches Meßwerk ( $50 \mu\text{A}$ ) vorgesehen werden muß. [3] Die Anzeigempfindlichkeit ist mit  $P1$  variierbar. Mit dem Potentiometer  $P2$  läßt sich die Schwingfähigkeit des Oszillators verändern. Bei geschlossenem Schalter  $S$  arbeitet das Dip-Meter aktiv, bei offenem Schalter  $S$  passiv. Die Steckspulen  $L$  für die verschiedenen Frequenzbereiche dimensioniert man mit Nomogrammen oder entsprechenden Formeln.

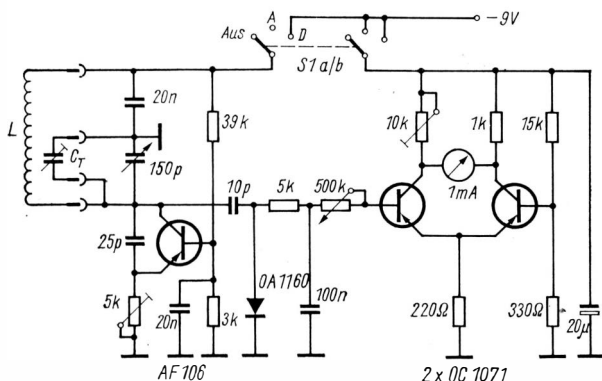
Die Anzeigempfindlichkeit kann man durch Einsatz von Transisto-



**Bild 2**  
Schaltung für ein einfaches Dip-Meter mit Transistorbestückung (Transistor-Vorschlag: GF 128/GF 145) [3]



**Bild 3**  
Empfindliche Anzeige-schaltung für ein Dip-Meter [4]



**Bild 4** Dip-Meter mit Transistor-Brückenschaltung zur Anzeige (Transistor-Vorschlag: GF 128/GF 145 und 2 x GC 116/GC 121) [5]

ren verbessern (Bild 3), so daß ein unempfindlicheres Meßwerk einsetzbar ist. [4] Mit dem eingangsseitigen Potentiometer 500 kΩ kann die Empfindlichkeit variiert werden.

In der Dip-Meter-Schaltung nach Bild 4 liegt das Anzeigemeßwerk in einer Transistor-Brückenschaltung. [5] Der Oszillatortransistor



AF 106 arbeitet in Basisschaltung, mit dem Trimmregler wird ein Kollektorstrom von etwa 2 mA eingestellt. Der Umschalter S1a/b erlaubt die Betriebsarten

Aus;

A = passives Dip-Meter (Absorptionsfrequenzmesser);

D = aktives Dip-Meter.

Der Nullabgleich der Brückenschaltung erfolgt mit dem Trimmregler 10 k $\Omega$ , während die Anzeigempfindlichkeit das Potentiometer 500 k $\Omega$  regelt. Vom Autor werden folgende Spulendaten angegeben (Tabelle 1):

Tabelle 1 Spulendaten zur Schaltung in Bild 4

Bereich MHz	L $\mu$ H	C <sub>T</sub> pF	Wdg. -	Draht- $\varnothing$ mm	Spulen- $\varnothing$ mm
0,3... 0,5	2000	10/40	400	0,1 CuL	10
1,5... 3	80	5/25	110	0,1 CuL	10
3... 5	19	10/40	55	0,15 CuL	10
5... 8	6,7	10/40	35	0,25 CuL	10
8...15	3,2	5/25	24	0,4 CuL	10
15...30	1,0	5/25	13	0,8 CuL	10

Eine Schaltung mit einem Gegentaktoszillator wird in [6] beschrieben, der sich vor allem für niedrige Frequenzen eignet (Bild 5). Die Anzeigeschaltung arbeitet mit einem Transistor, die Empfindlichkeit regelt das Potentiometer im Emittterkreis. Für die einzelnen Frequenzbereiche macht der Autor folgende Angaben:

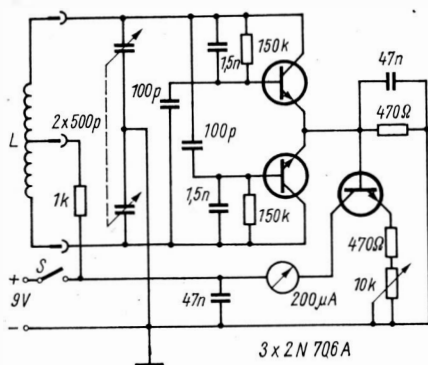


Bild 5  
Dip-Meter mit Gegentakt-  
Oszillatorschaltung  
(Transistor-Vorschlag:  
2 x SF 131/SF 136 und  
SC 206) [6]

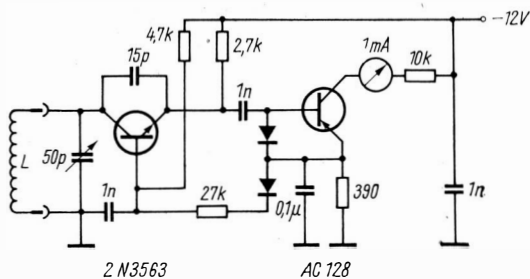
160 ...230 kHz:	2 Langwellen-Empfängerspulen,	20 mm Ø;
230 ...450 kHz:	2 Zwischenfrequenzspulen,	20 mm Ø;
450 ...850 kHz:	2 × 80 Wdg., 0,15-mm-CuL,	19 mm Ø, Abgleichkern;
850 ...1750 kHz:	2 × 55 Wdg., 0,15-mm-CuL,	19 mm Ø;
1,7 ...3,4 MHz:	2 × 29 Wdg., 0,15-mm-CuL,	19 mm Ø;
3,2 ...6,4 MHz:	2 × 14 Wdg., 0,3-mm-CuL,	19 mm Ø;
6,2 ...12,4 MHz:	2 × 5 Wdg., 0,5-mm-CuL,	19 mm Ø;
12,0 ...21,5 MHz:	2 × 2,5 Wdg., 1,0-mm-CuL,	19 mm Ø.

Bild 6 zeigt die Schaltung eines Dip-Meters, bei dem die Oszillatorschaltung so kompensiert ist, daß in allen Frequenzbereichen eine gleichartige Anzeige des Dips erfolgt. [7] Die ausgekoppelte Oszillatoramplitude wird durch die Basis-Emitter-Strecke des Transistors *AC 128* gleichgerichtet, und über eine Diode gelangt diese Gleichspannung an die Basis des Oszillatortransistors. Damit wird in den einzelnen Frequenzbereichen dem Ansteigen der Oszillatoramplitude entgegengewirkt. Kritisch ist lediglich der Kondensator 15 pF, da er im Frequenzbereich 3 bis 150 MHz die Rückkopplung sicherstellen muß. Dieser Kondensator sollte also den Transistorwerten angepaßt werden, eventuell muß er mit dem Spulenwechsel mit verändert werden. Als Dioden eignen sich Germaniumdioden.

Wie man ein Dip-Meter modulieren kann, zeigt Bild 7. [8] Der Autor hat es für den VHF-Bereich konstruiert, bei Vergrößerung des Rückkopplungskondensators (1 pF) kann man es auch für den KW-Bereich dimensionieren. Die Tonfrequenz 1 kHz wird in einem *RC*-Generator mit *RC*-Phasenkette erzeugt. An der Basiselektrode des Oszillatortransistors wird diese Tonfrequenz über einen kleinen NF-Übertrager eingespeist. Ansonsten entspricht die Schaltung bereits vorgestellten.

Hat man kein geeignetes Meßwerk für die Anzeige zur Verfügung, so zeigt Bild 8 eine Lösung unter Verwendung eines Glühlämpchens. [9] Die ausgekoppelte Oszillatorenergie wird von zwei Siliziumtransistoren in Tandemschaltung verstärkt. Im Kollektorkreis liegt das Glühlämpchen 2,4 V/0,1 A, das je nach Energieentzug dunkler oder heller leuchtet. Ein passiver Betrieb des Dip-Meters ist nicht möglich, da die aufgenommene Energie zu gering ist, um die Lampenschaltung auszusteuern.

Für die besprochenen Transistorschaltungen kann man entsprechende Transistoren der DDR-Fertigung verwenden. In den Oszillatorschaltungen müssen sie vor allem hinsichtlich der Transitfrequenz ausgesucht werden, während in den Anzeigeschaltungen Transistoren mit geringem Reststrom einzusetzen sind.



2 N3563

AC 128

Bild 6 Dip-Meter mit Oszillatorkompensation (Transistor-Vorschlag: SF 131/SF 136 und GC 116/GC 121) [7]

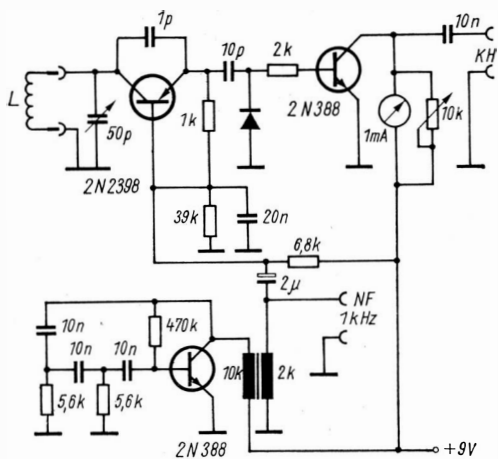


Bild 7  
Dip-Meter mit Modulation des Oszillators (Transistor-Vorschlag: GF 128/GF 145 und 2 x SC 206) [8]

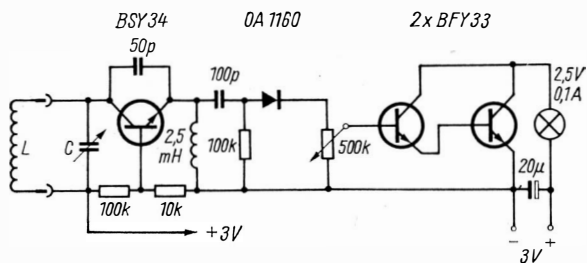


Bild 8 Dip-Meter mit Lampenanzeige (Transistor-Vorschlag: SF 131/SF 136 und 2 x SC206) [9]

## Dip-Meter mit FET-Bestückung

Die nachfolgenden Schaltungen mit Sperrschicht-FET-Transistoren werden vorgestellt, um den Stand der Technik zu zeigen, zum anderen kann man in diesen Schaltungen auch MOSFET-Typen der DDR-Fertigung einsetzen.

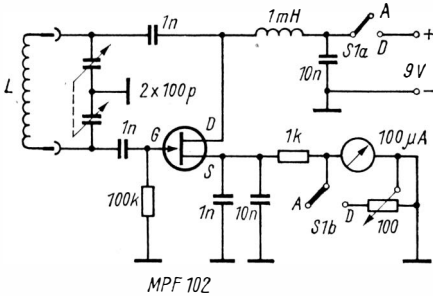


Bild 9  
Einfaches Dip-Meter mit  
FET-Bestückung [10]

Bild 9 zeigt die einfachste Schaltung eines FET-Dip-Meters. [10] Das Oszillatorsignal wird zwischen Gate- und Drain-Elektrode erzeugt. An der Source-Elektrode liegt die Anzeigeschaltung. Es kann mit dem Schalter  $S1a/S1b$  umgeschaltet werden auf aktive ( $D$ ) und passive ( $A$ ) Arbeitsweise. Die verwendeten Spulenkörper haben einen Durchmesser von 16 mm. Für die einzelnen Frequenzbereiche gelten etwa folgende Spulendaten (Tabelle 2):

Tabelle 2 Spulendaten zur Schaltung in Bild 9

Bereich MHz	$L$ $\mu\text{H}$	Wdg.	Draht- $\varnothing$ mm
1,5... 3,4	220	214	0,2 CuL
2,7... 6,0	70	125	0,2 CuL
4,8... 10,2	22	58	0,3 CuL
8,7... 19,0	7	34	0,5 CuL
18,0... 40,0	1,4	16	0,8 CuL
35,0... 80,0	0,4	8	1,0 CuL
70,0...160,0	0,1	16 mm $\times$ 50 mm (Haarschleife)	3,0 CuL

Ein FET-Dip-Meter mit Transistor-Anzeigeschaltung zeigt Bild 10 [11] (nicht mit MOSFET realisierbar). Die Oszillatorschaltung entspricht etwa der in Bild 9, lediglich die Anzeigeschaltung ist am unterteilten Gate-Widerstand angeschlossen. Der Gatestrom entspricht in

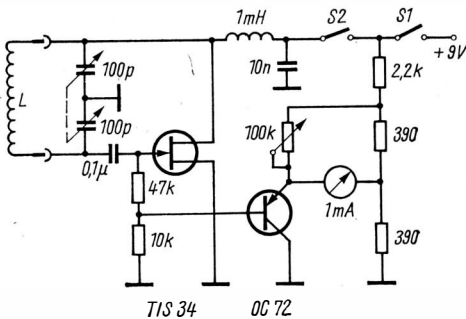


Bild 10  
Dip-Meter mit FET- und  
bipolarem Transistor [11]

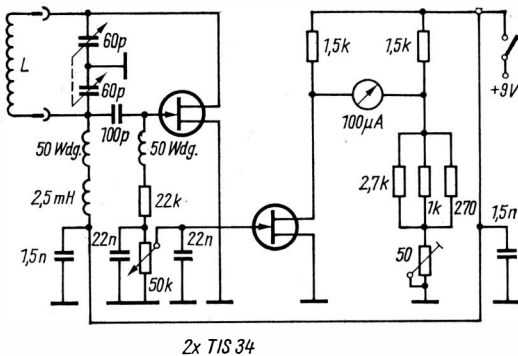


Bild 11 Dip-Meter mit FET-Bestückung [12]

dieser Version etwa dem Gitterstrom bei Röhren. Für das Meßwerk der Anzeigeschaltung liegt eine Brückenschaltung vor, die Empfindlichkeit ist mit dem Potentiometer 100 k $\Omega$  veränderbar. Mit offenem Schalter S2 arbeitet das Dip-Meter passiv. Für die Spulendaten kann man sich an die Angaben zur Schaltung in Bild 9 halten.

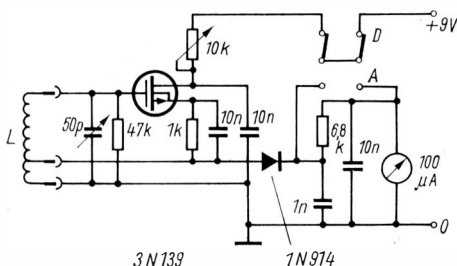
Mit zwei Sperrschicht-FETs ist das Dip-Meter in Bild 9 und in Bild 10 in kapazitiver Dreipunktschaltung arbeitet wie in Bild 9 und in Bild 10 in kapazitiver Dreipunktschaltung. Ein Teil des Gatewiderstandes ist ein Potentiometer zur Empfindlichkeitsregelung der Anzeigeschaltung, die wie bei Bild 10 in Brückenschaltung betrieben wird. Unterbricht man die Stromversorgung für die Oszillatorstufe, so kann das Dip-Meter auch passiv arbeiten.

## Dip-Meter mit MOSFET-Bestückung

Mit dem alten *Hartley*-Oszillator arbeitet das einfache Dip-Meter mit MOSFET-Bestückung, das in Bild 12 gezeigt wird. [13] Die ausgekoppelte Oszillatorenergie wird mit der Diode gleichgerichtet und dann durch das Meßwerk angezeigt. Die Einstellung der Empfindlichkeit erfolgt durch die Regelung der Oszillatoramplitude mittels des Potentiometers 10 k $\Omega$ . Es kann umgeschaltet werden von aktivem Betrieb (*D*) auf passiven Betrieb (*A*). Die Stromaufnahme des Oszillators beträgt etwa 2 mA. Für die einzelnen Frequenzbereiche gelten etwa folgende Spulendaten (Tabelle 3):

**Tabelle 3** Spulendaten zur Schaltung in Bild 12

Bereich MHz	$L$ $\mu$ H	Wdg.	Anzapf. von Masse	Draht- $\varnothing$ mm	Spulen- $\varnothing$ mm
1,16 ... 2,25	280	120	30.	0,2 CuL	25
2,0 ... 4,1	99	72	18.	0,3 CuL	25
3,9 ... 8,0	25	46	12.	0,4 CuL	18
7,7 ... 16,1	6,6	19	5.	0,7 CuL	18
15,4 ... 32,5	1,7	11	3.	1,0 CuL	18
32,0 ... 66,0	0,4	4	1.	1,0 CuL	18
50,0 ... 110,0	0,16	3	1.	1,3 CuL	10



**Bild 12**  
Einfaches Dip-Meter  
mit MOSFET-  
Bestückung [13]

Die Schaltung für ein industriell gefertigtes Dip-Meter mit gemischter Halbleiterbestückung zeigt Bild 13. [14] Die Oszillatorschaltung nach *Colpitt* arbeitet mit einem MOSFET. Der Aufwand an der Drain- und an der Source-Elektrode wurde vorgenommen, um über einen weiten Frequenzbereich eine gleichmäßige Oszillatoramplitude zu erhalten. Mit dem Amplitudenregler kann die Oszillatorschaltung als *Q*-Multiplikator (Gütevervielfacher) arbeiten, so daß passiver Betrieb mit einem Schwingkreis hoher Güte vorgenommen werden kann. Dazu ist der Amplitudenregler bis kurz vor den Schwingeneinsatz einzustellen.

Die Anzeigeschaltung erhält das Gleichspannungssignal nach der

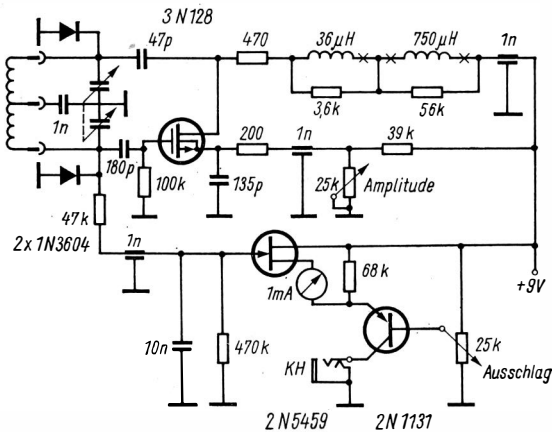


Bild 13 Schaltung des MOSFET-Dip-Meters der Firma J. Millen Manufacturing Co. [14]

Diodengleichrichtung. Das Meßwerk liegt in der Source-Elektrode, deren Spannung von einem Transistor-Spannungsteiler bereitgestellt wird. Im Kollektorkreis des Transistors liegt noch eine Schaltbuchse, an die ein Ohrhörer angeschlossen werden kann. Der Frequenzbereich ist mittels Steckspulen aufgeteilt (1,6...3,5 MHz bis 120...300 MHz).

### Literatur

- [1] Scherer, W. M.: Using the grid-dip-meter, CQ, Heft 5 (1968), Heft 6 (1968), Heft 7 (1968)
- [2] Schubert, K.-H.: Frequenzmessung und Frequenzmesser, Broschürenreihe »Der praktische Funkamateur«, Band 6, Berlin 1963
- [3] Radio-REF, Heft 1 (1972)
- [4] Pantelic, B.: Tranzistorski Grid-Dip-Meter, Radioamater, Heft 12 (1970), Seite 362
- [5] Varteresz, V.: Tranzistoros »dip« frekvenciamerő, Radiotechnika, Heft 1 (1969), Seite 10
- [6] Lagardere, G.: Dip-Metre de 160 kHz à 20 MHz, Radio-REF, Heft 4 (1970), Seite 258 und 260
- [7] Hawker, P.: Technical Topics, Radio Communication, Heft 3 (1971), Seite 176
- [8] Boyd, J. E.: The great dipper, 73, Heft 8 (1967), Seite 42-46
- [9] Radiotechnika, Heft 1 (1972), Seite 16/17
- [10] QST, Heft 11 (1971)
- [11] Petersen, O. J.: Gatedipper, OZ, Heft 12 (1971), Seite 486/487
- [12] Rühr, G.: Ein FET-Dip-Meter, Das DI-QTC, Heft 4 (1969), Seite 198/199
- [13] Betrouwbare Schakelingen met Transistoren, Radio Electronica, Heft 14 (1971), Seite 558/559
- [14] Scherer, W. M.: The Millen Model 90652 Solid-State Dipper, CQ, Heft 9 (1971), Seite 63-66 und 96

## Transistorisierter Konverter für 144 MHz

L. Rud – RB5 LCE

Der nachfolgend beschriebene Konverter empfängt UKW-Signale im Bereich 144...146 MHz und setzt sie in den KW-Bereich um. Der Nachsetzempfänger muß deshalb für einen Empfangsbereich 4...6 MHz ausgelegt sein.

Der Nachbau des Konverters ist relativ einfach, denn Aufbau und Abgleich bereiten keine Schwierigkeiten. In erster Linie ist der Konverter für den Portabel-Betrieb gedacht. Als Stromversorgung ist eine Batteriespannung von 6 V erforderlich bei einer Stromaufnahme von 18 mA. Der Rauschfaktor liegt im Bereich  $4,5 \cdot 5 \text{ KT}_0$ , die Abmessungen des Transistorkonverters sind 130 mm × 45 mm × 20 mm.

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Konverters. Der HF-Verstärker

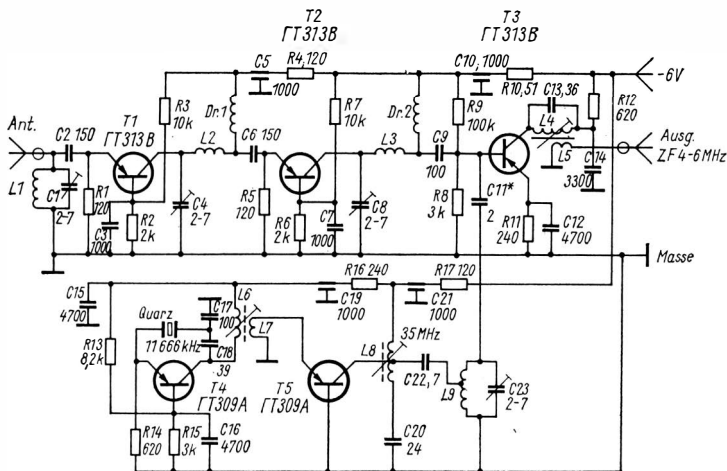


Bild 1 Stromlaufplan des Konverters



ist als Resonanzverstärker in Basisschaltung ausgelegt. Diese Schaltungsart hat verschiedene Vorteile gegenüber HF-Verstärkern in Emitterschaltung, da bei der Basisschaltung die Verstärkungseigenschaften des Transistors besser genutzt werden. So ist die Kopplung der Stufen einfacher (bei geringeren Koppelverlusten), und es ist keine Neutralisation notwendig.

Der zweistufige HF-Verstärker arbeitet mit den Transistoren T1 und T2. Der Kollektorstrom dieser Transistoren wird auf  $3,5 \cdot 4$  mA eingestellt. Dabei erreicht man das geringste Rauschen bei einer ausreichend hohen Verstärkung. Den Eingangsschwingkreis des HF-Verstärkers bilden die Spule L1, der Trimmerkondensator C1 und die Eingangskapazität des Transistors. Um ein minimales Rauschen zu erreichen, soll die Eingangsbandbreite  $6 \dots 10$  MHz betragen.

Die Ausgangskapazität des Transistors T1 bildet zusammen mit dem Trimmerkondensator C4, der Spule L2 und der Eingangskapazität von T2 die abstimmbare Kopplung zur 2. Stufe ( $\pi$ -Filter). Analog ist der Ausgangskreis ( $\pi$ -Filter) der 2. Stufe des HF-Verstärkers aufgebaut.

Der Abgleich des HF-Verstärkers erfolgt mit den Trimmern C4 und C8, die parallel zur Ausgangskapazität von T1 und T2 liegen. Der Abgleich kann aber auch durch Induktivitätsänderung der Spulen L2 und L3 vorgenommen werden.

Bei der Erprobung des beschriebenen 2stufigen HF-Verstärkers wurde festgestellt, daß er bei wenig Neigung zur Selbsterregung eine größere Verstärkung aufweist als ein typischer 3stufiger transistorisierter HF-Verstärker in Basisschaltung und mit Transformatorkopplung der Stufen.

Der Mischer des Konverters arbeitet in Emitterschaltung mit dem Transistor T3. Die verstärkte Signalspannung gelangt über C9 an die Basis von T3, und über C11 wird die Oszillatorspannung der Basis zugeführt. Im Kollektorkreis liegt der breitbandige Schwingkreis L4-C13, der auf eine Frequenz von etwa 5 MHz abgestimmt ist. Die ZF-Spannung ( $4 \dots 6$  MHz) gelangt über die Koppelspule L5 an den Eingang des KW-Nachsetzempfängers.

Der Oszillator des Konverters ist zweistufig aufgebaut. T4 arbeitet als Oszillator in Dreipunktschaltung mit Quarzstabilisierung im Rückkopplungskreis. Der Quarz mit der Grundfrequenz von 11 666 KHz wird auf der 3. Harmonischen erregt. Der Schwingkreis L6-C17-C18 im Kollektorkreis ist auf 35 MHz abgestimmt. Mit T5 wird eine parametrische Frequenzvervielfachung vorgenommen. Der Kapazitätswert des Kollektors-Basis-Übergangs dieses Transistors hängt von der angelegten Spannung ab. Sobald an dem Transistor-eingang ein HF-Signal wirksam wird, tritt am Kollektorübergang eine verstärkte Spannung auf, die die nichtlineare Kapazität des Über-

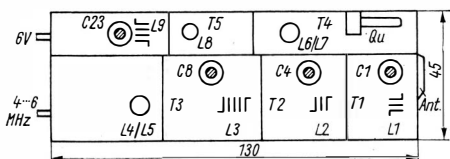


Bild 2  
Aufteilung der Kammern  
des Konverterchassis

gangs moduliert. Der transistorisierte Frequenzvervielfacher in dieser Art ist einer HF-Verstärkerstufe mit nachfolgender Varaktor-Vervielfachung äquivalent. Solche Frequenzvervielfacher sind einfach im Aufbau und wirkungsvoll, besonders dann, wenn die Frequenz des Ausgangssignals die Grenzfrequenz des Transistors übersteigt.

In den Kollektorkreis von T5 ist ein Schwingkreissystem eingeschaltet. Es besteht aus einem auf 35 MHz abgestimmten Schwingkreis L8-C20 und dem mit ihm gekoppelten Schwingkreis L9-C23, der auf die Ausgangsfrequenz 140 MHz abgestimmt ist. Um einen hohen Wirkungsgrad der Frequenzvervielfachung zu erreichen, ist der Kollektor von T5 so an die Spule L8 angeschlossen, daß der Reihenschwingkreis, gebildet aus einem Teil der Wicklung von L8 und C20, auf der 2. Harmonischen – nahe 70 MHz – schwingt. Der Schwingkreis L9-C23 soll sich im Interesse einer guten Filterwirkung durch eine hohe Güte auszeichnen.

Der Konverter wird auf einem Chassis mit den Abmessungen 130 mm × 45 mm × 20 mm aus versilbertem Messingblech (0,5 mm stark) aufgebaut (Bild 2). Das Chassis wird in Kammern aufgeteilt, die die einzelnen Stufen gut voneinander trennen. Verbindungen von Kammer zu Kammer verlaufen über Durchführungskondensatoren (z.B. C3, C7, C12) oder Isolatoren. Die Montage wird in bekannter Weise unter Beachtung der Besonderheiten für UKW-Geräte ausgeführt. Besondere Aufmerksamkeit ist kurzen Leitungen und kurzen Transistoranschlüssen sowie kurzen Anschlüssen bei anderen Bauelementen zu schenken.

Die Spulen- und HF-Drossel-Daten enthält die Tabelle. Die Luftspulen sind mit einem Windungsabstand von einem Millimeter mit 8 mm Durchmesser gewickelt. Bei den übrigen Spulen liegt Windung an Windung. Die Kerne von L6 und L8 sind aus Messing mit M4-Gewinde. Die Spule L4 hat einen Ferritkern.

Den Aufbau des Konverters beginnt man mit dem Prüfen der Verdrahtung und dem Messen der Betriebskennwerte. Der Kollektorstrom für T1 und T2 wird auf 3,5...4,0 mA und der von T3/T4 auf 2,5...3,0 mA eingestellt. Der Kollektorstrom von T5 hängt von der Erregerspannung ab. Durch die Kopplung von L7 mit L8 bei abge-

Spulen, Drosseln	Wdg.	Draht, mm $\varnothing$	Wicklungsart
<i>L1, L2</i>	3	versilbert, 0,7	Luftspulen
<i>L3</i>	4,5	versilbert, 0,7	Luftspule
<i>L4</i>	46	Lackdraht, 0,15	auf Spulenkörper, 6 mm $\varnothing$
<i>L5</i>	18	Lackdraht, 0,15	auf einen Spulen- körper zusammen mit <i>L4</i>
<i>L6</i>	11	Lackdraht, 0,5	auf einem Spulen- körper, 6 mm $\varnothing$
<i>L7</i>	3	Lackdraht, 0,5	auf einem Spulen- körper zusammen mit <i>L6</i>
<i>L8</i>	12, mit einer Ab- leitung bei der 5. Wdg.	Lackdraht, 0,5	auf einem Spulen- körper, 6 mm $\varnothing$
<i>L9</i>	3, mit einer Ableitung bei der 1,5 Wdg.	versilberter Draht, 0,7	
<i>Dr1, Dr2</i>	65	Lackdraht, 0,15	auf Spulenkörpern, 3 mm $\varnothing$

stimmtem Oszillator wird ein Kollektorstrom von 8...10 mA eingeregelt.

Anschließend gleicht man die Schwingkreise des Oszillators ab. Dazu schaltet man an Stelle des Quarzes einen Kondensator von 10 bis 30 pF ein. Der Oszillator muß auf etwa 35 MHz schwingen. Die Frequenz wird mit einem Wellenmesser, einem Empfänger oder einem Frequenzmesser überprüft. Danach schaltet man den Quarz ein und versucht durch Veränderung der Kapazitäten *C17* und *C18* stabile Schwingungen bei größter Verstimmung des Kreises *L6-C17-C18* zu erreichen. Mit einem Röhrenvoltmeter und einem HF-Generator (z.B. *G4-7A*, *G3-8A*) stimmt man den Schwingkreis *L9-C23* auf 140 MHz ab. Durch Abstimmung des Schwingkreises *L8-C20* und der Veränderung der Anzapfung der Spule *L9* versucht man, die größte Signalspannung auf 140 MHz zu erreichen. Dabei liegt die Oszillatorspannung am Vervielfacher an. Es kann erforderlich werden, daß die Anzapfung an der Spule *L8* korrigiert werden muß.

Der Schwingkreis *L4-C13* im Kollektorkreis von T3 wird auf die ZF von 5 MHz und die HF-Verstärkerkreise werden auf die mittlere Bandfrequenz von 145 MHz abgestimmt. Die Bandbreite des Verstärkers vom Antenneneingang bis zur Basis von T3 liegt im Bereich 1,5...2,5 MHz.

Wenn dem Funkamateurl ein Rauschgenerator zur Verfügung steht,

so sollten die Oszillatorspannung, der Ankopplungsgrad des Emitters von T1 an den Schwingkreis L1-C1 sowie der Transistor T1 überhaupt auf möglichst geringes Rauschen korrigiert werden.

Abschließend muß man sagen, daß bei Verwendung von Transistoren mit hoher Grenzfrequenz (ГТ329, ГТ330 u.a.) der Rauschfaktor sehr klein gehalten werden kann. Prinzipiell kann der Konverter auch mit anderen, geeigneten Transistoren aufgebaut werden.

Aus Radio (UdSSR)  
Heft 2/1973

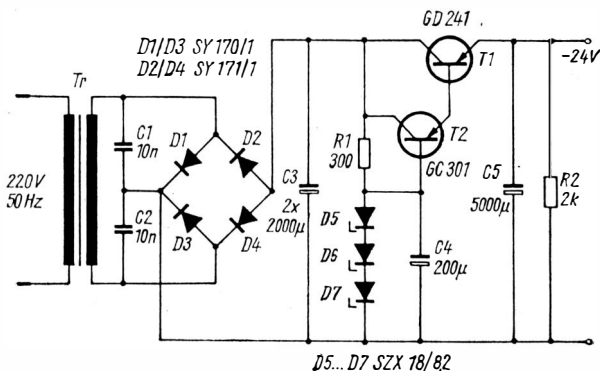
### Netzteil für NF-Leistungsverstärker

Für den Heimgebrauch bestimmte Transistorverstärker höherer Ausgangsleistung können wegen der hohen Stromaufnahme nicht mehr aus Trockenbatterien bzw. Akkus gespeist werden. Das im Bild skizzierte Netzteil ist zur Stromversorgung von Verstärkern mit eisenloser Endstufe bis etwa 20 W (bzw. 2 × 10 W Stereobetrieb) geeignet.

Verstärker dieser Art werden vorwiegend im B-Betrieb arbeiten, so daß das Netzteil einen sehr geringen Innenwiderstand aufweisen muß. Erreicht wird diese Forderung neben dem reichlich dimensionierten Netztransformator durch den Einsatz der modernen Silizium-Kfz-Gleichrichterdioden SY 170/171.

Für höhere Ansprüche an Stabilität und Brummfreiheit der Gleichspannung ist dem Netzteil eine Serienstabilisierungsschaltung hinzugefügt. Mit der angegebenen Dimensionierung ändert sich die Ausgangsspannung bei einer Belastung bis zu 2,5 A nur um 0,75 V. Das entspricht einem Innenwiderstand des Netzteils von nur 0,3 Ω. Zur Wärmeableitung ist der Transistor T1 auf ein Kühlblech zu montieren, etwa 200 cm<sup>2</sup> groß, aus 2 mm starkem Alu-Blech. Der Netztransformator hat einen Eisenkern M 85, die Primärwindungszahl ist 970 Wdg., 0,4 mm CuL, die Sekundärwindungszahl ist 110 Wdg., 1,2 mm CuL.

(HFO-Halbleiter-Schaltungen)



Die Elektronik-Fachzeitschriften der RGW-Länder werden in diesem Jahrbuch vorgestellt. Fast alle diese Zeitschriften werden von den Bruderorganisationen der *Gesellschaft für Sport und Technik* herausgegeben. Für Funkamateure enthalten sie viele interessante Schaltungen und praktische Anregungen. Das ist der Grund, mit der nachfolgenden kleinen Schaltungssammlung unsere Funkamateure bekannt zu machen.

### Transistorisiertes S-Meter

Für die Beurteilung der Empfangsfeldstärke der mit dem KW-Empfänger aufgenommenen Signale einer Amateurfunkstation ist die Anzeige durch ein Meßwerk günstiger als die gehörmäßige Wahrnehmung. Die in Bild 1 gezeigte transistorisierte S-Meter-Schaltung eignet sich gut für die Nachrüstung eines vorhandenen KW-Empfängers, da sie keine größeren Eingriffe in den Empfänger erfordert. Die Schaltung ist lediglich an die Anode der letzten ZF-Röhre, an die Heizspannung und an Masse anzuschließen. Mit der Diode *D2E* (*GA 100*) erfolgt die Gleichrichtung der ZF-Spannung. Die beiden Transistoren (*Si-Bastel-typen*) bilden einen Gleichstromverstärker, im Kollektor-Stromkreis

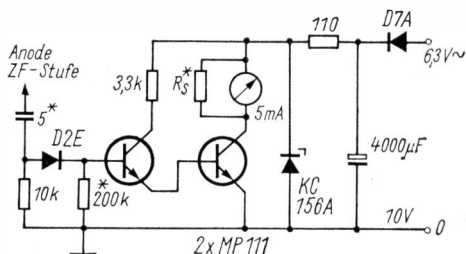


Bild 1  
Schaltung für ein transistorisiertes S-Meter zur Nachrüstung älterer KW-Empfänger [1]

des 2. Transistors liegt das Meßwerk. Es wird mit dem Shunt-Widerstand auf einen Endausschlag von 5 mA eingestellt. Die Stromversorgung erfolgt aus der Heizspannung des KW-Empfängers. Mit der Z-Diode wird der Spannungswert 5,6 V stabilisiert (*D7A = GY 100*; *KC 156A = SZX 18/5,6*). Die mit einem Stern versehenen Bauelementewerte können anders dimensioniert werden, um eine andere Eingangsempfindlichkeit der Schaltung zu erreichen.

### Aktives RC-Filter

Das in Bild 2 vorgestellte aktive RC-Filter ist ein NF-Tiefpaß mit einer oberen Grenzfrequenz von 3 kHz. Es dient der Einengung der Frequenzbandbreite eines NF-Verstärkers. Damit eignet es sich für den Mikrofonvorverstärker eines Amateursenders, um eine effektivere Modulation des Senders zu erreichen. Aber auch im NF-Teil eines KW-Amateurempfängers ist es brauchbar, da es störende NF-Frequenzen über 3 kHz unterdrückt. Der Eingangswiderstand der Schaltung ist etwa 5 k $\Omega$ . Für die RC-Filter in T-Schaltung sollen die R- und C-Werte mit einer Genauigkeit von 10% eingehalten werden. Für den Nachbau eignen sich als Transistoren auch NF-Basteltypen, die Stromverstärkung soll im Bereich 50...100 liegen. Die Dämpfungswerte sind bei

3,8 kHz	– 10 dB
4,8 kHz	– 20 dB
5,7 kHz	– 30 dB
7,0 kHz	– 40 dB
9,0 kHz	– 50 dB.

Die untere Grenzfrequenz ist etwa 300 Hz.

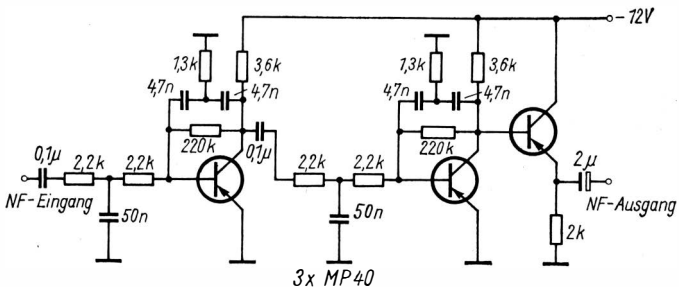


Bild 2 Schaltung für ein aktives RC-Filter [2]

## Cubical-Quad-Konstruktion

Das Tragegerüst für die großen Drahtquadrate einer *Cubical-Quad*-Antenne muß 4 lange Stäbe fest miteinander verbinden. Im *Rot-hammel* sind dafür einige Beispiele angegeben. Die in Bild 3a angegebene Konstruktion kommt ohne Schweißarbeiten aus. Mit den Zahlen 1..4 sind die Stäbe gekennzeichnet. Das Tragerohr 5 ist der Antennendrehmast. Die Winkelstücke 6 zum Verbinden der Stäbe bestehen aus Winkeleisen 35 mm × 35 mm. Die Verbindungsstücke 7 halten durch Schraubverbindung jeweils 2 Winkelstücke 6 und sind auf gleiche Weise am Tragerohr 5 befestigt. Die Verbindungsstücke 7 bestehen aus u-förmigem Eisen 35 mm × 35 mm. Bild 3b zeigt eine Ansicht von oben auf das Tragerohr 5. Die Stäbe werden durch Anbinden befestigt.

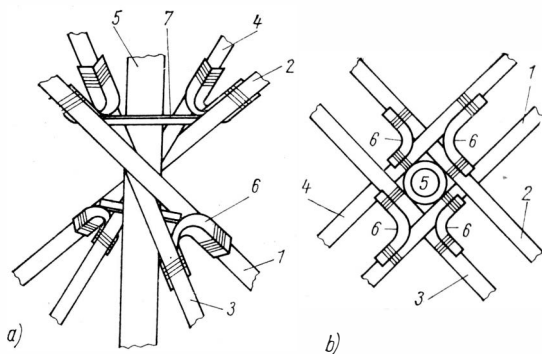
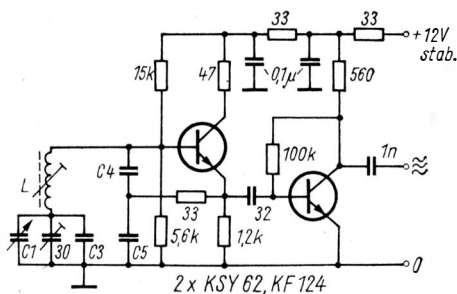


Bild 3 Konstruktionsdetails für das Tragegerüst der Cubical-Quad-Antenne [3]

## Transistor-VFO

In den Jahrgängen 1971 bis 1973 hat die Zeitschrift »Amaterske Radio« (ČSSR) einen Lehrgang für Sendeamateure veröffentlicht. In Bild 4 ist daraus die Schaltung der transistorisierten Version eines *Clapp*-Oszillators dargestellt, der für das 160-m-Band (1,75...1,9 MHz) oder für das 80-m-Band (3,5...3,8 MHz) dimensioniert werden kann. Für den Nachbau eignen sich die Transistoren *SF 136*, *SF 215*, *SS 106* o.ä. Typen. Der Oszillatortransistor arbeitet mit einem niederohmigen Widerstand im Kollektorkreis, also fast in der Kollektor-



**Bild 4**  
Schaltung eines transistorisierten VFOs für KW-Amateursender [4]

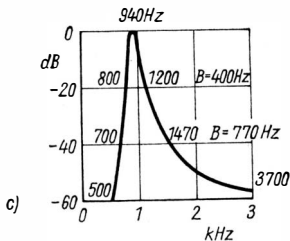
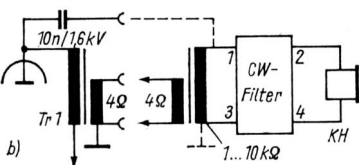
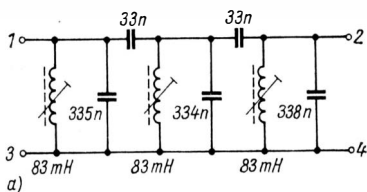
basisschaltung. Am Emittor wird die erzeugte HF-Spannung ausgekoppelt. Der 2. Transistor dient als Trennstufe, um den Oszillator gegenüber der nachfolgenden Schaltung frequenzstabil zu halten. Für den Abstimmereich 1,75...1,9 MHz gelten folgende Bauelementewerte für den Schwingkreis:

$C1 - 15 \dots 140 \text{ pF}$ ;  $C3 - 560 \text{ pF}$ ;  $C4/C5 - 2,7 \text{ nF}$ ;  $L1 - 18 \text{ µH}$ .

Für 3,5...3,8 MHz gelten die Werte  $C1 - 5 \dots 40 \text{ pF}$ ;  $C3 - 320 \text{ pF}$ ;  $C4/C5 - 1,3 \text{ nF}$ ;  $L1 - 9 \text{ µH}$ .

### Telegrafiefilter

Für den Empfang von Telegrafiesignalen (CW) soll der KW-Empfänger möglichst schmalbandig sein. Moderne KW-Amateurempfänger enthalten dazu ein schmalbandiges Quarzfilter oder eine entsprechende NF-Selektion. Ältere KW-Amateurempfänger kann man mit dem in



**Bild 5**  
Schaltung für ein Telegrafiefilter (a), Anschlußmöglichkeiten am KW-Empfängerausgang (b), Darstellung des Dämpfungsverlaufes des Filters (c) [5]



Bild 5a gezeigten Telegrafiefilter nachrüsten, so daß ein störarmer Empfang von CW-Signalen möglich wird. Das Filter besteht aus Spulen und Kondensatoren in Bandpaßschaltung, die Mittenfrequenz ist etwa 1000 Hz. Für die Spulen werden Schalenkerne verwendet, etwa der Manifer-Schalenkern  $26 \times 16$  mit dem  $A_L$ -Wert  $630 \text{ nH/w}^2$ . Die Windungszahl ist dann etwa 350 Wdg., 0,15-mm-CuL. Mit dem Abgleichkern wird der endgültige Wert von 83 mH eingestellt. Die Kondensatorenwerte müssen entsprechend zusammengestellt werden. Bild 5b zeigt den Anschluß des Telegrafiefilters an den Ausgang des KW-Amateurempfängers. Dazu verwendet man einen Lautsprecherübertrager mit den angegebenen Werten. Am Filterausgang wird dann der Kopfhörer ( $2 \dots 4 \text{ k}\Omega$ ) angeschlossen. Bild 5c zeigt die Durchlaßkurve des Telegrafiefilters.

### Transistor-Eichpunktgeber 100/25 kHz

Aus dem Lehrgang für Sendeamateure stammt auch die Schaltung für den in Bild 6 gezeigten Eichpunktgeber. Ein solcher Eichpunktgeber wird zur genauen Frequenzzeichnung von KW- und UKW-

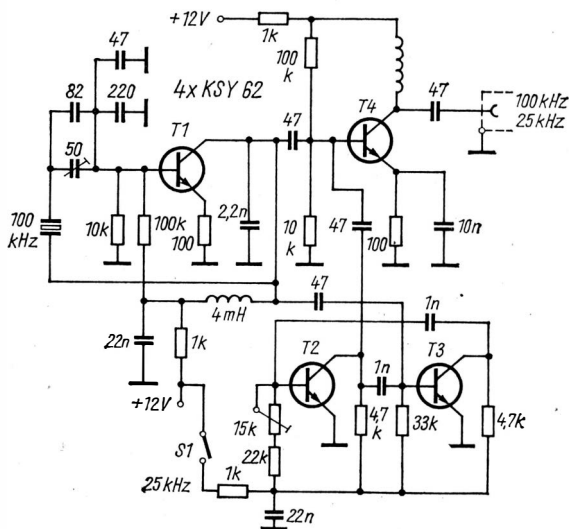


Bild 6 Schaltung eines transistorisierten Eichpunktgebers 100/25 kHz [6]

Amateurgeräten verwendet. Der Quarzoszillator arbeitet mit dem Transistor T1. Die Frequenz 100 kHz gelangt einmal direkt an die Ausgangsstufe mit T4, zum anderen synchronisiert sie die Multivibratorschaltung, die mit der Frequenz 25 kHz arbeitet. Ist der Schalter S1 offen, dann stehen am Ausgang nur die 100-kHz-Impulse zur Verfügung. Bei geschlossenem Schalter S1 werden die 25-kHz-Impulse erzeugt, die dann auch am Ausgang zur Verfügung stehen. Mit dem Trimmregler 15 k $\Omega$  wird die genaue Synchronisation 100 zu 25 kHz eingestellt. Der Trimmerkondensator 50 pF erlaubt die genaue Einstellung der 100-kHz-Frequenz im Vergleich mit einem Eichnormal oder mit dem Langwellensender *Droitwich* (200 kHz). Für den Nachbau eignen sich die Transistoren *SF 136*, *SF 215*, *SS 106* o. ä. Typen.

### TTL-Eichpunktgeber 1 MHz/500 kHz

Sehr vereinfacht wird der Aufbau eines Eichpunktgebers, wenn man digitale integrierte TTL-Schaltungen als Bauelemente verwendet. Die in Bild 7 gezeigte Schaltung kann mit dem Logikschaltkreis *D 100 C* aufgebaut werden. Dieser TTL-Schaltkreis in einem DIL-Keramikgehäuse mit 14 Anschlüssen enthält 4 NAND-Glieder mit je 2 Eingängen. 2 NAND-Glieder werden für den Quarzoszillator benutzt. Mit dem Trimmerkondensator 30 pF kann die genaue Frequenz 1 MHz geeicht werden. Über den unteren Kondensator 33 pF gelangen die 1-MHz-Impulse an den Ausgang. Über den zweiten 33-pF-Kondensator werden die beiden anderen NAND-Glieder angesteuert, die die Frequenz halbieren. Somit stehen am Ausgang auch die 500-kHz-Impulse zur Verfügung. Die Stromversorgung erfolgt mit einer Spannung von 5 V. Der Pluspol liegt am Anschlußpunkt 14 des TTL-Schaltkreises, der Anschlußpunkt 7 kommt an Masse.

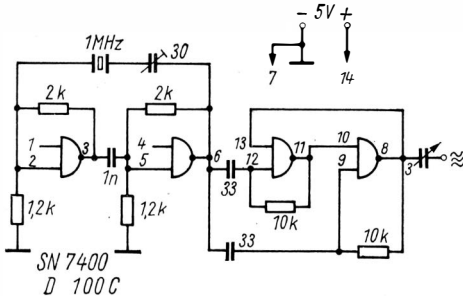


Bild 7  
Schaltung für einen einfachen TTL-Eichpunktgeber 1 MHz/500 kHz [7]

## 80-m-CW-Sender mit TTL-Schaltkreis

Wie man einen Mini-CW-Sender für das 80-m-Band aufbauen kann, zeigt die Schaltung in Bild 8. Verwendet werden ein TTL-Schaltkreis (*D 100 C*, *SN 7400*) und ein Transistor (*SF 126/129*). Die beiden ersten NAND-Glieder bilden den Quarzoszillator 3,5 MHz, die restlichen NAND-Glieder die Tastschaltung des Senders. Die Ausgangsstufe des Mini-CW-Senders ist mit einem Siliziumtransistor bestückt. Die Luftspule des Ausgangskreises hat 15 Wdg., 1-mmm-CuAg, auf einem Spulenkörper mit 35 mm Durchmesser. Die Stromversorgung erfolgt aus einer 6-V-Spannungsquelle. Die erreichbare HF-Ausgangsleistung ist etwa 200 mW. Dieser Mini-CW-Sender ist als Fuchsjagd-sender geeignet. Die Tastung kann man dabei mit einem kleinen Spielzeugmotor automatisch vornehmen. Aber auch für sogenannte Mini-Transceiver ist diese Schaltung geeignet. Zu diesem Zweck wird sie durch einen kleinen Direktmischempfänger ergänzt.

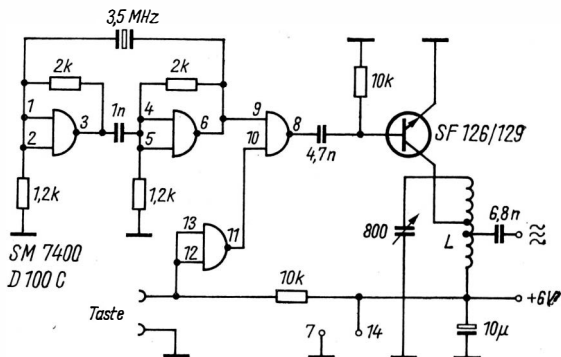


Bild 8 Mini-CW-Sender für das 80-m-Band mit TTL-Schaltkreis [8]

## Einfacher SSB-Phasensenderbaustein

Schaltungen für einfache SSB-Sender wurden in der Funkamateurliteratur schon mehrfach vorgestellt. Heute gewinnen sie wieder an Interesse im Zusammenhang mit dem Direktmischempfänger. Mit dieser Kombination kann man sogenannte Mini-Transceiver konstruieren, die dem Anfänger den Weg zur heute allgemein verwendeten SSB-Technik ebnen. Die in Bild 9 vorgestellte Schaltung basiert auf dem *Adapt-O-Citer* von Dr. C. J. Schauers, W6QLV, den ich im Elek-

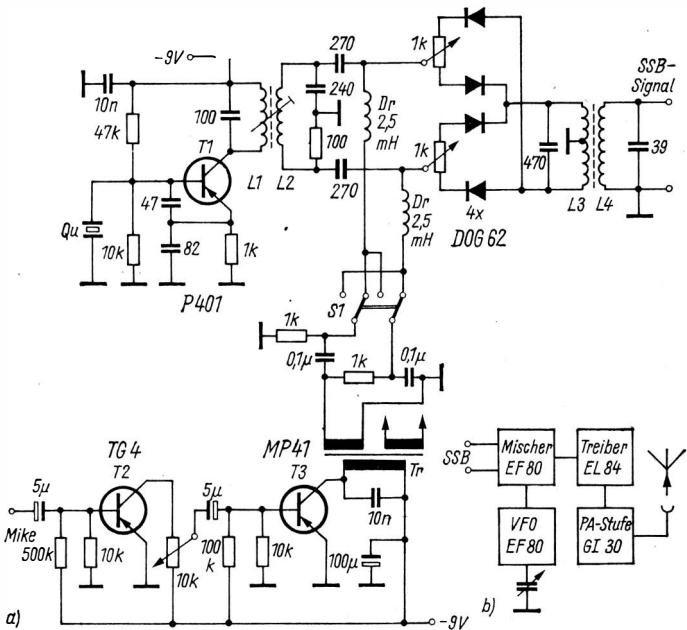


Bild 9 Einfacher SSB-Phasensenderbaustein für den Funkamateurl [9]

tronischen Jahrbuch 1967 (Seite 171–173) in der Röhrenversion vorgestellt habe. Mit dem Transistor T1 (*GF 121*) wird das quarzgesteuerte HF-Signal erzeugt. Der Quarz mit der Frequenz 4969 kHz stammt aus der Funkstation 10 RT (Nr. 217). Über L1/L2 ist das HF-RC-Phasenschieberglied angeschlossen. Der Kondensator 240 pF gilt für den Quarz Nr. 217. Erzeugt man die HF-Frequenz im 80-m-Band, ist der C-Wert etwa 390 pF, im 20-m-Band ist er etwa 200 pF. Mit den Transistoren T2/T3 (*GC 116/122*) wird das vom Mikrofon kommende NF-Signal verstärkt und über den Überträger Tr (Transistor-Treiberüberträger) ausgekoppelt. Es folgt dann der 2stufige NF-RC-Phasenschieber. Mit dem Umschalter S1 wird der Seitenbandwechsel vorgenommen. Über die Drosseln gelangen die phasenverschobenen NF-Signale ebenso wie die phasenverschobenen HF-Signale an den Balancemodulator mit 4 Dioden (*O4A 657*). Die Balanceeinstellung erfolgt mit den Potentiometern 1 kΩ. An L4 wird das SSB-Signal ausgekoppelt (etwa 0,6 V an 50 kΩ). Bild 9b gibt im Prinzip

die weiteren Stufen an, um zu einem leistungsstarken SSB-Signal zu kommen. Mit einer VFO-Frequenz 8,4...9,4 MHz kann man sowohl das 80-m-Band als auch das 20-m-Band erreichen. Für die HF-Spulen werden solche mit einem Durchmesser von 7 mm verwendet.  $L1 - 30$  Wdg.,  $L2 - 12$  Wdg.,  $L3 - 2 \times 7$  Wdg.,  $L4 - 40$  Wdg., alle 0,3-mm-CuL. Für  $L3$  werden  $2 \times 7$  Wdg. bifilar gewickelt, der Anfang einer Drahtwicklung wird mit dem Ende der anderen Drahtwicklung an Masse gelegt.

## Morse-Tongeneratoren

Das Erlernen der Morsezeichen ist in erster Linie eine Sache des Übens. Zu diesem Training benötigt man einen kleinen, einfachen Tongenerator. Bild 10a zeigt eine Schaltung, bei der die Kopfhörerspulen  $2 \times 2 \text{ k}\Omega$  Bestandteil des NF-Schwingkreises sind. Mit den angegebenen  $C$ -Werten ergibt sich eine NF-Frequenz von etwa 1 kHz. Der Widerstandswert  $240 \text{ k}\Omega$  ist abhängig von der Stromverstärkung des Transistors, bei  $\beta \approx 100$  soll der  $R$ -Wert etwa  $500 \text{ k}\Omega$  sein. Bild 10b zeigt eine ähnliche Schaltung, nur liegt der frequenzbestimmende NF-Schwingkreis am Kollektor des Transistors. Ohne Kondensatoren arbeitet die Schaltung in Bild 10c, die im Prinzip einen emittergekop-

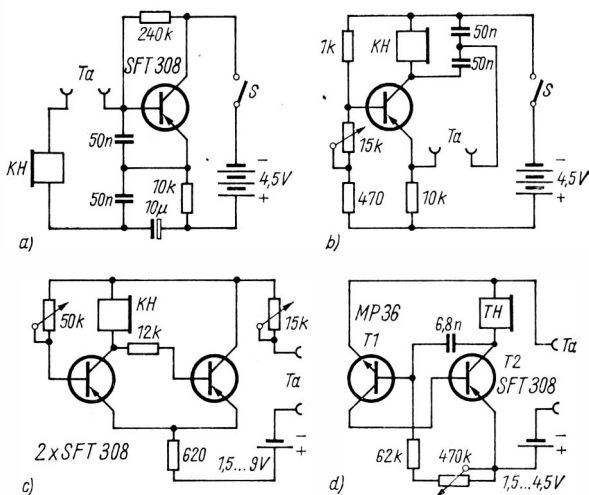


Bild 10 Schaltungen für verschiedene Morse-Tongeneratoren [10]

pelten Multivibrator darstellt. Interessant ist die Schaltung in Bild 10d, es ist eine komplementäre Multivibratorschaltung. Zur Wiedergabe wird eine niederohmige Telefonhörerkschel verwendet. Möglich ist auch der Einsatz eines Lautsprechers, dann muß für T2 allerdings ein leistungsstärkerer Transistor verwendet werden. Für den Nachbau eignen sich Basteltransistoren (T1 in Bild 10d ist ein Si-npn-Typ).

### Transistorisierter 0-V-1

Für den experimentierfreudigen KW-Anfänger zeigt Bild 11 die Schaltung eines mit Siliziumtransistoren bestückten, einfachen KW-Empfängers. Die Rückkopplungsregelung erfolgt durch Variieren der Basisspannung des Audiontransistors, nachdem zuvor mit den Trimmerkondensatoren 30 pF die Rückkopplung voreingestellt wurde. Für die Spulen gelten nachfolgende Daten, wobei der Spulenkörper einen Durchmesser von 16 mm hat.

Band MHz	Wdg.	CuL mm	C pF
80	55	0,3	80
40	30	0,5	50
20	15	0,7	40
15	10	1,0	30
10	7	1,0	25

Für den Nachbau eignen sich Silizium-HF-Basteltransistoren.

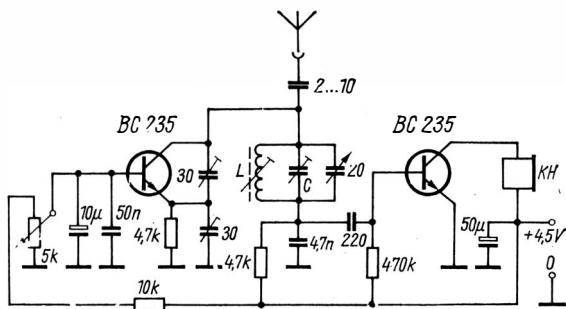


Bild 11 Schaltung für einen einfachen, mit Siliziumtransistoren bestückten KW-Empfänger [11]

## 2-m-VFO mit FM

Eine moderne Betriebsart auf dem 2-m-Band stellt die Frequenzmodulation dar. Dabei wird meist die erzeugte Oszillatorfrequenz über eine Kapazitätsdiode mit der NF-Modulationsspannung moduliert. Ein Schaltungsbeispiel dafür ist in Bild 12 dargestellt. Der Transistor T1 erzeugt die Frequenz 36 MHz, T2 und T3 bilden Trennstufen, mit T4 wird die Frequenz auf 72 MHz verdoppelt. Die Modulation erfolgt über die Kapazitätsdiode *D* am Oszillatorschwingkreis. Mit dem Trimmerkondensator 3/10 pF kann der Modulationsgrad eingestellt werden. Für den Nachbau eignen sich die Transistoren *SF 122*, *SF 132*, *SF 136* und für den pnp-Typ der Transistor *GF 132/181*. Die Kapazitätsdiode *BA 102* bzw. *BA 138* kann ersetzt werden durch den früher bei uns produzierten Typ *SA 128*. Für die Spulen gelten folgende Hinweise: *L1* – Luftspule 10 Wdg., 0,5-mm-CuAg, 11,5 mm Durchmesser; *L2* – Luftspule 5 Wdg., 1,0-mm-CuAg, 8 mm Durchmesser; *L3* – 2 Wdg., 1,0-mm-CuAg, am heißen Ende von *L2*. Die Drosseln sind kleine Ferrittypen mit *L* etwa 10  $\mu$ H.

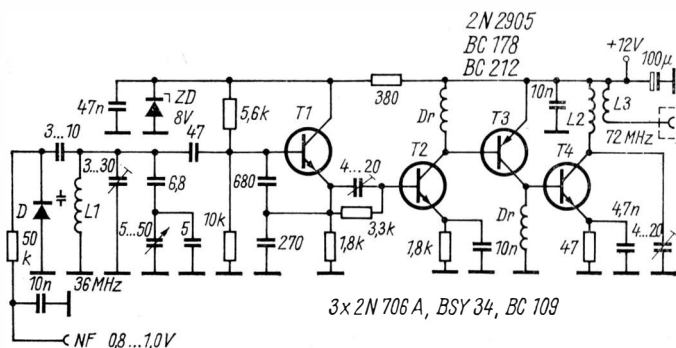


Bild 12 Schaltung für einen 2-m-Transistor-VFO mit FM-Schaltung [12]

## Linear-PA-Stufe

Um die HF-Ausgangsleistung eines KW-Amateursenders zu erhöhen, schaltet man eine Linear-Endstufe an den Ausgang des KW-Amateursenders. Bild 13 zeigt ein Beispiel, wie eine solche Linear-Endstufe aussieht. Meist werden die Röhren in Gitterbasisschaltung betrieben, so daß sich der Aufwand vereinfacht. An der Katode wird das Sender-Ausgangssignal (90...120 W) eingespeist. Am Ausgang der Linear-Endstufe stehen dann etwa 400 W PE1P zur Verfügung. Da die in der

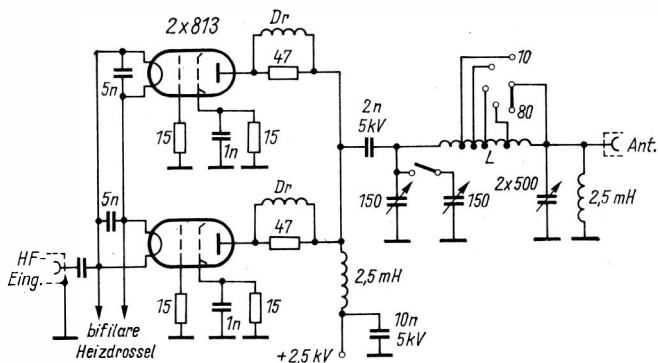


Bild 13 Schaltung einer Linear-Endstufe für die KW-Amateurbänder [13]

Schaltung verwendeten Röhren direkt geheizt sind, ist die Heizspannung mit einer bifilar gewickelten Drosselspule hf-mäßig zu entkoppeln ( $2 \times 12$  Wdg., 1,5-nm-CuL, 10-mm-Ferritkern). Die Anodendrosseln bestehen aus je 4 Wdg., 1,0-mm-CuAg, 12 mm Durchmesser. Am Eingang des  $\pi$ -Filters wird für den Betrieb auf 80/40 m ein 2. Drehkondensatorenpaket parallelgeschaltet. Da eine Anodenspannung von 2500 V verwendet wird, ist die erforderliche Sicherheit beim Aufbau zu beachten.

### Literatur

- [1] Sokolow, H.: Transistorisiertes S-Meter, Radio, Heft 4 (1972), Seite 19
- [2] Poljakow, W.: Aktives Filter für Niederfrequenz, Radio, Heft 6 (1973), Seite 21
- [3] Smirnow, N.: Konstruktion einer Cubical Quad, Radio, Heft 8 (1973), Seite 22
- [4] ...: Schule des Sendeamateurs, Amaterske Radio, Heft 8 (1972), Seite 311/312
- [5] Novák, Z.: Telegrafiefilter, Amaterske Radio, Heft 9 (1972), Seite 354/355
- [6] ...: Schule des Sendeamateurs, Amaterske Radio, Heft 10 (1973), Seite 389
- [7] Chojnacki, W.: Kalibrator mit TTL-Schaltkreis, Radioamator, Heft 4 (1973), Seite 96/97
- [8] Chojnacki, W.: Logische Halbleiterschaltkreise vom Typ TTL, Radioamator, Heft 7 (1973), Seite 173-179
- [9] Milli, Z.: Einfacher SSB-Phasensenderbaustein, Radioamator, Heft 6 (1972), Seite 155/156
- [10] Georgiev, L.: Tongeneratoren für das Morsetraining, Radio i telewisi, Heft 1 (1973), Seite 27-30
- [11] Tomeva, L.: 2stufiger Empfänger mit Siliziumtransistoren, Radio i telewisi, Heft 9 (1973), Seite 259
- [12] Szekeres, F.: Amateurschaltungen, Radiotechnika, Heft 8 (1972), Seite 307 u. 308
- [13] Szekeres, F.: Amateurschaltungen, Radiotechnika, Heft 5 (1973), Seite 180



In diesem Beitrag werden zwei Antennen für den Amateurfunk beschrieben, eine Langdrahtantenne für das 80-m-Band und eine Quad-Antenne für das 15-m-Band. Die Wirkungsweise ist allgemein bekannt und wird in [1] und [2] ausführlich beschrieben. Im Mittelpunkt dieses Beitrags stehen daher die praktische Ausführung beider Antennen und Hinweise, die es dem interessierten OM erlauben, ohne langes Experimentieren diese nachzubauen.

Die Antenne für das 80-m-Band ist eine Langdrahtantenne. Mit einer Gesamtlänge von etwa 20 m ist diese Antenne besonders bei Platzmangel sehr willkommen. (Dies war auch der Grund der Entwicklung.) Es handelt sich hierbei um einen verkürzten Dipol, der elektrisch verlängert wurde, um auf die Resonanzfrequenz zu kommen, die bei 3,65 MHz liegt. Derartige Antennen sind allerdings sehr schmalbandig. Um diesen Nachteil zu vermeiden, wurden die Dipolschenkel in Reusenform ausgeführt (Bild 1). Das bewirkt eine Breitbandigkeit, die den Betrieb auf dem 80-m-Band mit guter Anpassung gewährleistet. [2]

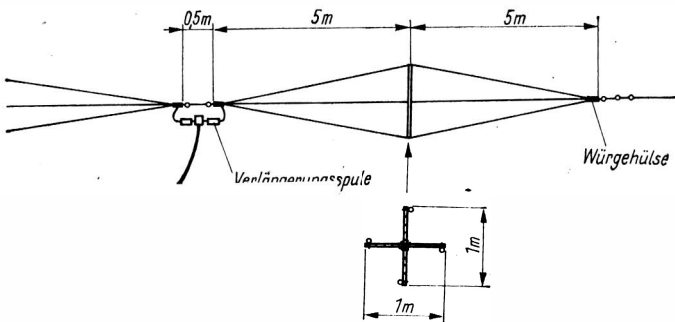


Bild 1 Maßskizze für eine Hälfte der 80-m-Antenne

Die Dipolschenkel haben im gestreckten Zustand jeweils eine Länge von 10 m. Als Material wurde  $1,0 \text{ mm}^2$  NKry verwendet. Das Stützkreuz, bestehend aus zwei 1 m langen Bambusstäben, ist jeweils in der Hälfte durch Wickel mit Angelsehnur (0,65 mm Durchmesser) befestigt. Die Enden der vier Drähte werden durch je eine Würgehülse verbunden. In diese, die 100 mm lang sind, wird jeweils ein 4-mm-Loch gebohrt, in das eine dreigliedrige Isolieriereierkette (Abstand 150 mm) gehängt wird. Im Einspeisepunkt werden die Dipolschenkel durch 2 Isolieriereier voneinander isoliert.

Die Verlängerungsspulen werden nach Bild 2 montiert. Sie haben jeweils 32 Windungen von 30 mm Durchmesser, die Wicklungslänge beträgt 60 mm (Drahtdurchmesser 1,3 mm). Gegen Regenwasser und Verschmutzung werden sie durch ein Kunststoffrohr von 40 mm Innendurchmesser geschützt, das nach dem Abgleich der Antenne an beiden Enden mit einem Deckel und Epoxidharz verschlossen wird. Eine Ablauföffnung für Schwitzwasser ist vorzusehen.

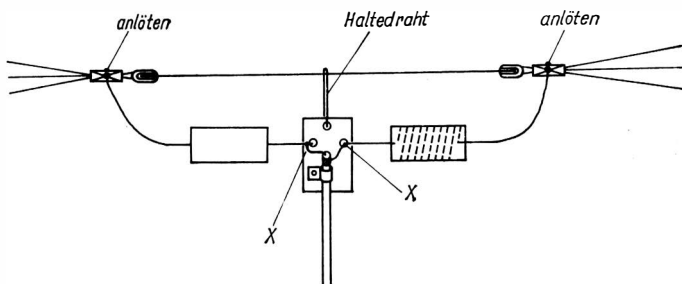
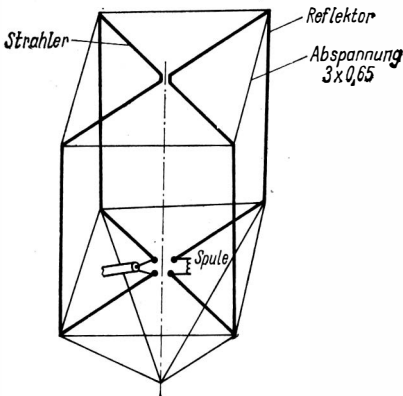


Bild 2 Ansicht der Einspeisung an der 80-m-Antenne

Die Speisung erfolgt mit 70-Ohm-Koaxialkabel (Typ 70-10-1). Eine Symmetrierung wurde nicht vorgesehen, da keine Nachteile gegenüber symmetrischer Speisung zu erkennen waren. Zur sicheren Befestigung von Speiseleitung und Spulenden dient eine Polystyrolplatte von  $50 \text{ mm} \times 60 \text{ mm} \times 10 \text{ mm}$ . Das Kabel wird darauf mit einer Schelle befestigt. Die Spulenzuleitungen werden jeweils durch ein 4-mm-Loch geführt und verdreht. An sie werden Mantel bzw. Innenleiter gelötet. Mit einem Haltedraht wird die Platte an der Verbindung der Dipolschenkel befestigt (Bild 2). Zum Schutz gegen Feuchtigkeit und Verschmutzung wurde die Platte in eine Seifendose eingebaut, die anschließend verklebt wurde. Besser ist es, die Platte mit Epoxidharz zu vergießen.

Zum Abgleich wird das Speisekabel entfernt, und die Punkte XX



*Bild 3  
Prinzipieller Aufbau der  
Quad-Antenne für das  
15-m-Band*

werden durch ein etwa 300 mm langes Drahtstück verbunden, das in 2 Windungen um die Spule eines Grid-Dip-Meters gelegt wird. Die Antenne wird in eine Höhe von etwa 3 m über dem Erdboden gebracht. Durch gleichmäßiges Verkürzen oder Verlängern der Spulen wird die Resonanzfrequenz der Antenne eingestellt. Bei Resonanz tritt ein schwacher, jedoch eindeutiger Dip auf. Nach dem Abgleich wird die Antenne in die Betriebshöhe (12 m beim Verfasser) gebracht, ohne daß eine wesentliche Verschiebung der Resonanz zu befürchten ist.

Es wird darauf hingewiesen, daß für genügend starke Abspannungen zu sorgen ist, da bei dieser Antenne erhebliche Zugkräfte auftreten, die durch den vierfachen Aufwand an Draht gegenüber einem normalen  $2 \times 10$ -m-Dipol und die Stützkreuze entstehen.

Die Antenne für das 15-m-Band ist eine BIRD-CAGE-Quad nach G 4 ZU. Die Vorteile hinsichtlich des einfachen Aufbaus sind bekannt und auch hier sichtbar. Bild 3 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Antenne. Die horizontalen Leiterstücke wurden in diesem Fall im Gegensatz zur Beschreibung in [1] auch als Draht ausgeführt. Die gewählte Konstruktion der Stützen und Abspannungen ist sehr stabil und hat sich auch im Herbststurm 1972 als sicher gezeigt.

Als Mast wurde ein verzinktes Wasserrohr von 2 Zoll Durchmesser verwendet. Er ist drehbar durch zwei Kugellager vom Typ EL 85-100/6012 gelagert. Die Lager befinden sich in einem Abstand von 1,40 m voneinander und garantieren somit sicheren Stand der Antenne (Bild 4). Zu Anpassung der Durchmesser von Mastrohr und Lagern wurden speziell dafür gedrehte Buchsen verwendet (Bild 5). Das gleiche Bild zeigt auch die Laufkugel, auf der der Mast ruht. Sie

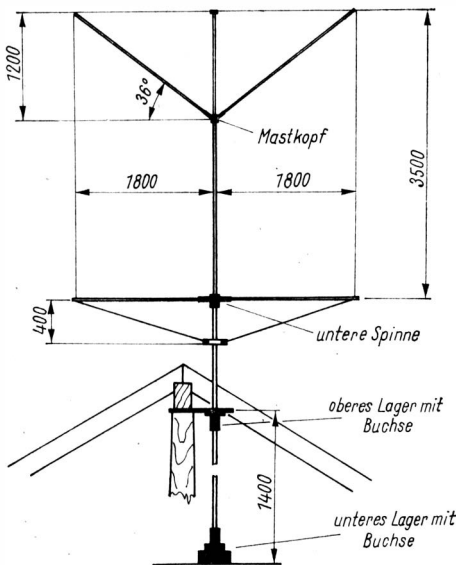


Bild 4  
Konstruktionsaufbau für  
die drehbare Quad-  
Antenne

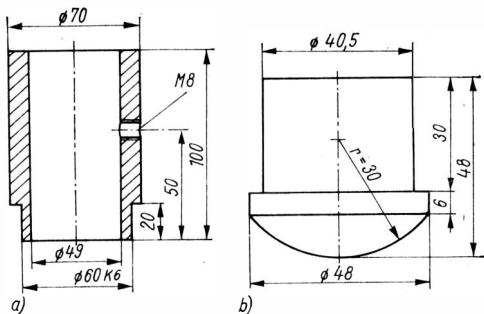
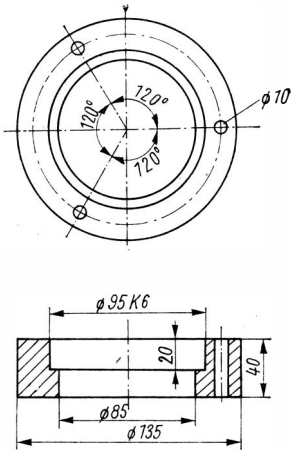
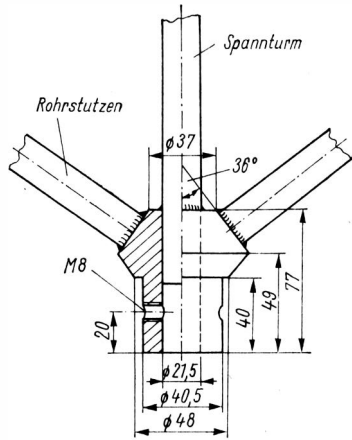


Bild 5 Maßskizzen für die obere bzw. untere Lagerbuchse (a) und für die Laujkugel (b)

läuft auf einer 6 mm dicken Stahlplatte, die in der unteren Lagerfassung liegt. Die Fassungen für das obere und das untere Lager zeigt Bild 6. Den Mastkopf zeigt das Bild 7, der den Spannturm (1/2 Zoll Wasserrohr) trägt. An ihm sind vier um 90° versetzte 1/2-Zoll-Rohrstützen von 125 mm Länge geschweißt. Diese nehmen die oberen Stützstäbe auf.



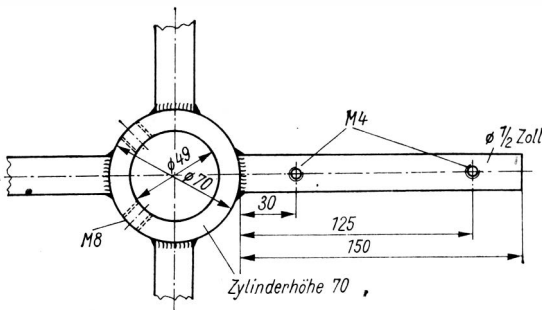
**Bild 6**  
Maßskizze für die obere bzw. untere Lagerfassung



**Bild 7**  
Maßskizze für den Mastkopf

Die Spinne für die Aufnahme der unteren Stäbe zeigt Bild 8. Sie wird wie alle Drehteile mit zwei M8-Schrauben am Mast befestigt. Die Stützstäbe der Antenne sind Polyester-Glasfaserstäbe von 15 mm Durchmesser. Die Länge der oberen Stützen beträgt 2200 mm, die der unteren 1900 mm.

Die Längen von Strahler und Reflektor sind gleich und betragen 14,3 m. Als Material wurde  $1,5\text{ mm}^2$  NKry verwendet, das wetter-



**Bild 8** Maßskizze für die untere Spinne

beständig und mechanisch stabil ist. Als Abspannmaterial wurde 0,65-mm-Angelschnur (Reißfestigkeit 22,5 kp) verwendet, die dreifach genommen wurde. An den Stabenden wurden die Leiter und die Abspannungen mit Wickeln aus Angelschnur festgelegt und zusätzlich mit Schlauchschellen und Nitrolack gesichert.

Die Antenne wird über ein 60-Ohm-Koaxialkabel (Typ 60-10-1) gespeist. Es wird in einer einfachen Schleife von etwa 60 cm Durchmesser um den Mast geführt und an ihm mit einer Schelle zwecks Zugentlastung befestigt. Die Einspeisestelle wird durch eine Feuchtraum-T-Dose gegen Wasser und Verschmutzung geschützt.

Der Strahler hat eine Eigenresonanz von 21,2 MHz. Die elektrische Verlängerung des Reflektors erfolgt nicht durch einen Stub, sondern durch eine Verlängerungsspule. Die Induktivität dieser Spule läßt sich leicht mit dem *Smith*-Diagramm ermitteln, wenn man von den gewöhnlichen Abmessungen eines Stubs für 15 m ausgeht. Die Spule ist auf einen Keramiksternkörper von 36 mm Durchmesser gewickelt und hat 15 Windungen (Silberdraht 1,5 mm Durchmesser), sie befindet sich ebenfalls in einer Feuchtraum-T-Dose.

Der Feinabgleich der Reflektorresonanz (20,1 MHz) erfolgt durch Verändern des Abgriffs auf der Spule. Die Frequenz wird dabei mit dem Grid-Dip-Meter kontrolliert.

Abschließend sollen noch einige Hinweise zur Montage gegeben werden. Die Antenne wurde auf ein 15 m hohes Haus mit Spitzdach gebaut, die obere Spinne mit Reflektor- und Strahlerdrähten sowie Abspannungen komplett am Boden montiert. Den Mast steckte man nur etwa 50 cm aus der Dachhaut hinaus. Die außen am Giebel hinaufbeförderte obere Spinne wurde auf die Mastspitze montiert. Anschließend schob man den Mast hinaus und befestigte die Lager. Danach folgte das Befestigen der unteren Stützstäbe, der Drähte, Abspannungen usw.

#### Literatur

- [1] Rothammel, K. - *DM 2 ABK*: Antennenbuch, Berlin
- [2] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, Band I, Berlin-Borgiswalde

## Der Direktmischempfänger für den KW-Empfang

In den letzten Jahren hat sich in der Empfangspraxis der Funkamateure ein neuartiges Empfängerprinzip durchgesetzt. Gemeint ist der Direktmischempfänger, der besonders als Anfängergerät, als Zweitempfänger, als Fuchsjagdpeiler und als Empfangsteil für sogenannte Mini-Transceiver geeignet ist. Allerdings *neuartig* ist dieses Empfangsprinzip nicht. Denn die Methode, die empfangene HF-Eingangsfrequenz mit einer frequenzmäßig gleichen Oszillatorschwingung zu mischen, um danach gleich die dem HF-Eingangssignal aufmodulierten NF-Signale zu erhalten, wurde schon mehrfach angewendet.

So beschrieb 1938 der niederländische Funkamateure *J. Jager* einen Telegrafieempfänger nach diesem Prinzip. Dieser Empfänger arbeitete mit der Oktode *EK 3* als selbstschwingende Mischstufe, einer Pentode *EF 6* mit 1000-Hz-Schwingkreisen an Steuergitter und Anode sowie einer Endpentode *EL 3* als Lautsprecherstufe. 1947 beschrieb *D. G. Tucker* in der Zeitschrift *Electronic Engineering* den Synchronempfänger, bei dem die Oszillatorfrequenz von der Eingangsfrequenz synchronisiert wurde. Während *Jager* nur Telegrafiesignale empfangen konnte, gelang es *Tucker* mit seinem Prinzip, auch AM-Signale zu empfangen.

Die Renaissance dieses Empfangsprinzips ist wiederum das Verdienst eines niederländischen Funkamateurs. In der Januarausgabe 1967 der Monatsschrift der niederländischen Funkamateure *electron* beschrieb *K. Spaargaren, PA Ø KSB*, einen transistorisierten Direktmischempfänger, der zum Vorbild aller heute bekannten Schaltungen wurde. Bild 1 zeigt die Eingangsschaltung des Direktmischempfängers von *PA Ø KSB* für das 80-m-Band. Die Transistoren *T1* und *T2* bilden einen Balancemischer. An den parallelgeschalteten Basis-elektroden wird die HF-Eingangsfrequenz zugeführt. Die Emitterelektroden erhalten symmetrisch die Oszillatorfrequenz, die mit *T3* erzeugt wird. Durch die Transistoren *T4/T5*, die einen Differenzverstärker bilden, erhält man eine unsymmetrische NF-Spannung, mit der man übliche NF-Verstärker ansteuern kann. Um das 80-m-Band

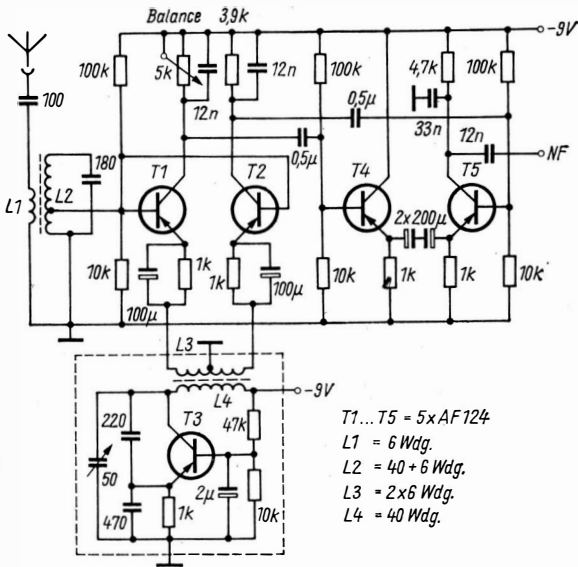


Bild 1 Schaltung des erstveröffentlichten Direktmischempfängers von PA Ø KSB [1] zum Empfang im 80-m-Band

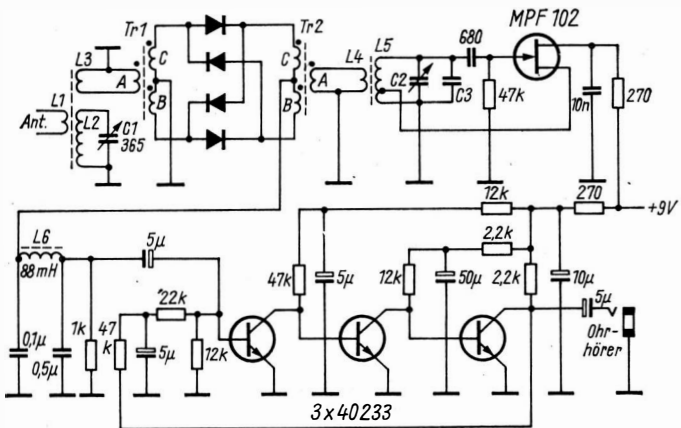


Bild 2 Schaltung nach W 7 ZOL und W 7 WKR für einen 80-m-Direktmischempfänger mit Ringmodulator-Produkt-detektor [2]



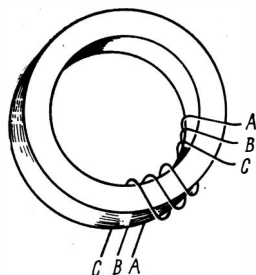


Bild 3  
 Schema für den Aufbau der HF-Übertrager T1  
 und T2 mit den trifilar gewickelten Spulenteilen, A,  
 B, C auf einem Ringkern

zu empfangen, wird der Oszillator im Bereich 3,5...3,8 MHz abgestimmt.

Zur Popularität des Direktmischempfängers hat auch die Veröffentlichung von *W 7 ZOL* und *W 7 WKR* in der Zeitschrift *QST* (Heft 11/1968) beigetragen. Die Schaltung (Bild 2) besteht aus einem Produkt-detektor mit 4 Dioden in Ringmodulatorschaltung, dem Oszillator mit FET-Bestückung und einem 3stufigen NF-Verstärker, an dessen Eingang ein NF-Tiefpaßfilter liegt. Beim Ringmodulator muß man auf einen symmetrischen Aufbau achten, damit die Oszillatorfrequenz nicht über die Antenne abgestrahlt wird. Die Autoren empfehlen daher die trifilare Wicklung der 3 HF-Übertragerwicklungen A, B, C auf einem Ringkern von etwa 12 mm  $\varnothing$  (Toroidspule). Bild 3 zeigt das verwendete Wicklungsprinzip;  $A = B = C = 15$  Wdg., 0,35-mm-CuL. Für die Spulen  $L1/L2/L3$  und  $L4/L5$  werden Ringkerne mit etwa 18 mm  $\varnothing$  verwendet;  $L1 = L3 = 3$  Wdg., 0,35-mm-CuL,  $L2 = 40$  Wdg., 0,35-mm-CuL,  $L4 = 5$  Wdg., 0,7-mm-CuL,  $L5 = 22$  Wdg., 0,7-mm-CuL, Anzapfung an der 5. Wdg.

In der Originalschaltung werden als Ringmodulordioden sogenannte *Schottky-Dioden* (hot carrier diodes) benutzt, die von der *Fa. Hewlett-Packard* unter der Bezeichnung *5082-2800* produziert werden. Diese Dioden eignen sich ausgezeichnet für die HF-Demodulation, wie die moderne Schaltungstechnik ausweist. Sie erzeugen ein sehr geringes Rauschen, sind bis in den UHF-Bereich verwendbar, und die Kennlinie folgt über viele Größenordnungen einem exponentiellen Verlauf. Aber mit geringeren Anforderungen an die Schaltung können auch übliche HF-Demodulordioden in der Schaltung des Ringmodulators eingesetzt werden.

Bevor weitere Schaltungen vorgestellt werden, soll das Prinzip des Direktmischempfängers erläutert werden. Dabei wird von Bild 2 ausgegangen, weil es alle Merkmale des modernen Direktmischempfängers enthält. Gliedert man die Schaltung in einzelne Stufen auf, so erhält man das in Bild 4 dargestellte Blockschaltbild für einen Direkt-

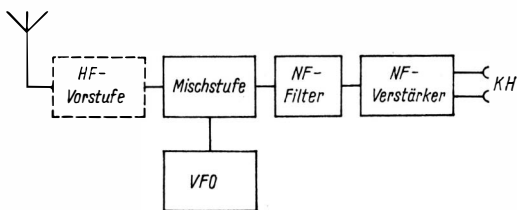


Bild 4 Blockschaltbild für einen Direktmischempfänger

mischempfänger. Prinzipiell ist der Direktmischempfänger ein Superhetempfänger. Aber aus der Mischung ergibt sich nicht die übliche Zwischenfrequenz, sondern gleich die dem empfangenen HF-Signal aufmodulierte Niederfrequenz. Die Mischstufe wird von einem Produkt-detektor gebildet, dafür eignen sich die aus der SSB-Technik bekannten Schaltungen. Der Produkt-detektor ist ein linearer Detektor. Beim Anliegen eines modulierten Signals und einer gleichen Oszillatorfrequenz erscheint am Ausgang das Modulationssignal. Die Oszillatorspannung soll wenigstens 10mal größer sein als die Eingangsspannung. Für die Stabilität des Empfängers sind die Schaltungstechnik und die Konstruktion des Oszillators maßgebend.

Dem Produkt-detektor ist ein NF-Tiefpaßfilter nachzuschalten, es bestimmt die Durchlaßkurve und die Bandbreite des Direktmischempfängers. Über oder unter der Empfangsfrequenz liegende Störsignale gelangen dadurch nicht in den NF-Verstärker.

Die Eingangsempfindlichkeit des Direktmischempfängers hängt ab vom Spannungsverstärkungsfaktor des NF-Verstärkers. Aus diesem Grund muß der NF-Verstärker eine sehr hohe rauscharme Verstärkung haben, etwa im Bereich 80...120 dB (10000- bis 1000000fach). Lineare integrierte Schaltungen sind für solche NF-Verstärker besonders geeignet. Die HF-Eingangsempfindlichkeit kann durch eine HF-Vorstufe verbessert werden. Mit dieser Stufe wird auch wesentlich die Abstrahlung der Oszillatorfrequenz über die Antenne vermindert.

Ohne wesentliche Probleme ist der Empfang von CW-, SSB- und RTTY-Signalen mit dem Direktmischempfänger möglich. Einfachzeichenempfang kann man allerdings nicht realisieren. Beim Empfang von AM-Sendungen kommt es darauf an, daß das AM-Signal frequenzstabil ist. FM- und un stabile AM-Signale sind nicht zu empfangen. Eine Synchronisation des Oszillators mit der Eingangsfrequenz könnte sicher auch un stabile AM-Sendungen lesbar machen.

Einen einfachen Direktmischempfänger hat PA Ø KSB in [3] vorgestellt. Bild 5 zeigt die Schaltung, die für den Empfang des 80-m-Bandes ausgelegt ist. Die Schwingkreiselemente richten sich nach den

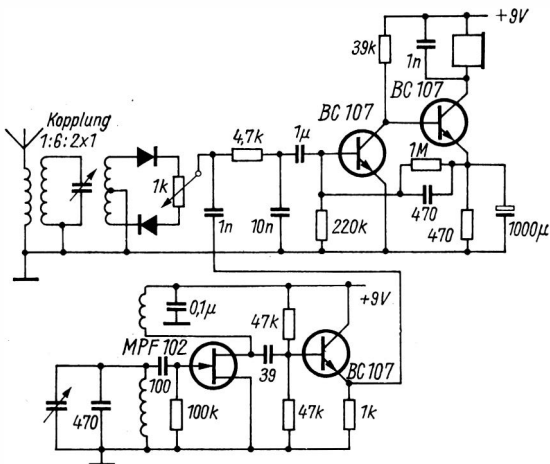


Bild 5 Schaltung nach PA Ø KSB für einen einfachen Direktmischempfänger

verwendeten Abstimm-drehkondensatoren (30...50 pF). Der Produkt-detektor arbeitet mit 2 Dioden, der NF-Verstärker ist zweistufig auf-gebaut. Zur Stabilitätsverbesserung des Oszillators (VFO) ist diesem eine Trennstufe nachgeschaltet. Für den Nachbau kann die Schaltung mit den MOSFETs SM 103/104 und den Siliziumtransistoren SC 206/207 bestückt werden.

Eine für Direktmischempfänger gut geeignete Produktdetektor-schaltung zeigt Bild 6, mit der bei CW-Empfang eine HF-Eingangs-empfindlichkeit von etwa  $1 \mu\text{V}$  erreicht werden kann. [4] An Stelle der Sperrschicht-FETs kann man die Schaltung auch mit den MOSFETs SM 103/104 aufbauen.

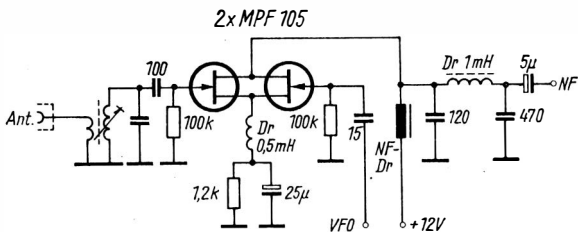


Bild 6 Produktdetektorschaltung mit 2 Sperrschicht-FETs

Bekannt geworden ist der CW-Minitransceiver der *Fa. Ten-Tec*, der aus 4 kleinen Transistorbausteinen besteht:

- NF-Baustein mit der IS CA 3035,
- VFO-Baustein mit 2 Siliziumtransistoren,
- Produktdetektor-Baustein mit einem Dual-Gate-MOSFET,
- Sender-Baustein mit 2 Siliziumtransistoren (quartzgesteuert).

Bild 7 zeigt die Schaltung des Produktdetektors. [5] Da für den Nachbau kein Dual-Gate-MOSFET zur Verfügung steht, kann der

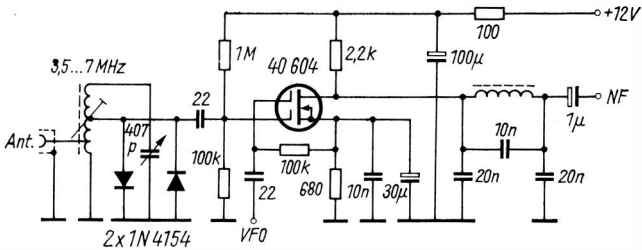


Bild 7 Produktdetektor mit Dual-Gate-MOSFET (Baustein MX-1 der *Fa. Ten-Tec*)

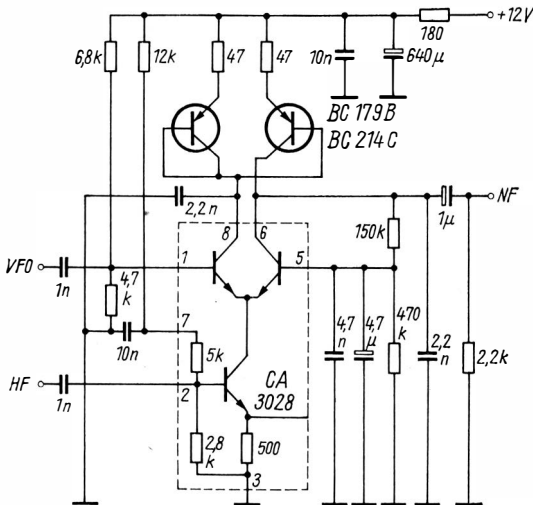


Bild 8 Produktdetektorschaltung mit integrierter Schaltung

experimentierfreudige Funkamateure mit den Typen *SMY 50/52* arbeiten, da bei diesen MOSFETs der Substratanschluß getrennt herausgeführt ist. Am Substrat speist man die VFO-Frequenz ein. Oder man schaltet 2 MOSFETs in Reihe und führt die HF-Spannungen den Gate-Elektroden zu (siehe auch Bild 11).

Mit der *IS CA 3028* (TESLA-Typ *MA 3005/3006*) arbeitet der in Bild 8 dargestellte Produktdetektor. [6] Das HF-Signal wird am unteren Transistor (ansonsten Konstantstromquelle) eingespeist, während das VFO-Signal einen Transistor des Differenzverstärkers steuert. Im Rhythmus der VFO-Frequenz gelangt das HF-Signal an die Ausgänge 6 und 8 der IS. Die HF wird über die beiden Kondensatoren  $2,2 \text{ nF}$  kurzgeschlossen, während die NF-Spannung über die Strombegrenzungsschaltung mit den beiden *mpn*-Transistoren unsymmetrisch erhalten bleibt.

Bild 9 zeigt die Anwendung einer HF-Vorstufe bei einem Direktmischempfänger. [7] Verwendet wird ein Siliziumtransistor in Basischaltung, für den jeder HF-Typ zum Nachbau geeignet ist. Vorteilhafter ist es, wenn man auch im Emitterkreis einen Abstimmkreis vorsieht ( $L5$ ). Die Abstimmung der beiden HF-Eingangskreise müßte dann mit einem Zweifachdrehkondensator  $2 \times 100 \text{ pF}$  erfolgen. Der Produktdetektor ist ein Balancemodulator mit 2 Dioden, wobei Silizium-HF-Dioden günstigere Werte liefern als Germaniumdioden. Der Balanceregler  $1 \text{ k}\Omega$  kann durch Feinverstimmung dazu verwendet werden, um störende AM-Sender zu unterdrücken. Das VFO-Signal wird über eine Trennstufe eingespeist. Dem Produktdetektor folgt ein NF-Filter, bestehend aus einer 3stufigen *LC*-Schaltung. Die obere

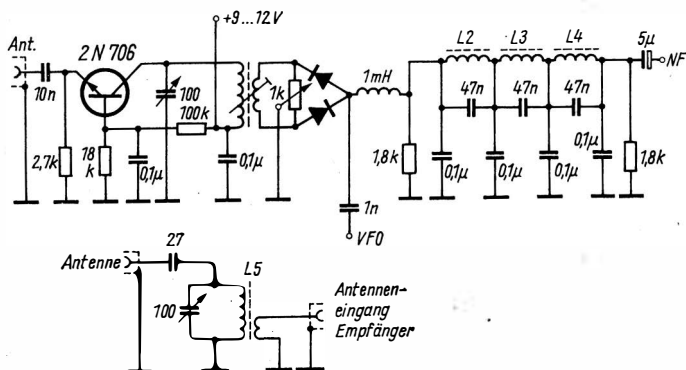


Bild 9 Schaltung einer zusätzlichen HF-Vorstufe vor dem Produktdetektor

Grenzfrequenz ist etwa 3 kHz. Die Spulenkörper für  $L1$  und  $L5$  haben Durchmesser von etwa 9 mm.  $L1 = L5 = 12$  Wdg., 0,4-mm-CuL, die Kopplungswicklungen haben 2 Wdg., 0,4-mm-CuL, und sind beide über das kalte Ende der Spulen gewickelt. Für das NF-Filter werden Ferrit-Ringkerne verwendet, wobei mit 350 Wdg., 0,25-mm-CuL eine Induktivität von etwa 60 mH erreicht werden soll. Der Empfangsbereich des Direktmischempfängers umfaßt das 20- und das 15-m-Band.

Einen Direktmischempfänger für das 10-m-Band stellt die Schaltung in Bild 10 dar. [8] Der Produktdetektor ist eine Ringdemodulatorschaltung mit 4 Siliziumdioden. Daran schließen sich an ein LC-Filter mit einer oberen Grenzfrequenz von 3 kHz und ein 3stufiger NF-Verstärker für Kopfhörerbetrieb. Der Oszillator wird aus einer stabilisierten Spannungsquelle betrieben. Die Spulenkörper für  $L1$  und  $L2$  haben einen Durchmesser von 10 mm,  $L1 = L2 = 9$  Wdg., 0,7-mm-CuL. Die Anzapfung für den Antennenanschluß liegt an der 2. Wdg. von  $L1$ , während die Anschlüsse zu den HF-Übertragern  $\dot{U}1/\dot{U}2$  Mittelanzapfungen bei  $L1$  und  $L2$  sind.  $L3$  hat eine Induktivität von 170 mH, es sind dafür 300 Wdg., 0,1-mm-CuL, auf einen Ferrit-Ringkern  $K10 \times 6 \times 5$  zu wickeln. Die HF-Übertrager  $\dot{U}1/\dot{U}2$  bestehen aus Ferrit-Ringkernen  $K8 \times 4 \times 2$ , die Primärwicklungen bestehen aus 20 Wdg., die Sekundärwicklungen aus  $2 \times 10$  Wdg., 0,15-mm-CuL.

Für den Empfang aller KW-Amateurbänder ausgelegt ist der Direktmischempfänger, dessen Schaltung Bild 11 zeigt. [9] Der Produkt-detektor arbeitet mit 2 Sperrschicht-FETs, geeignet ist auch ein

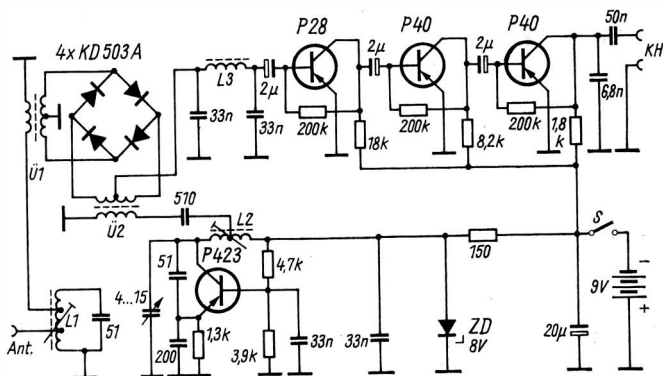


Bild 10 Schaltung eines Direktmischempfängers für den Empfangsbereich 28,0 bis 29,7 MHz (10-m-Band)

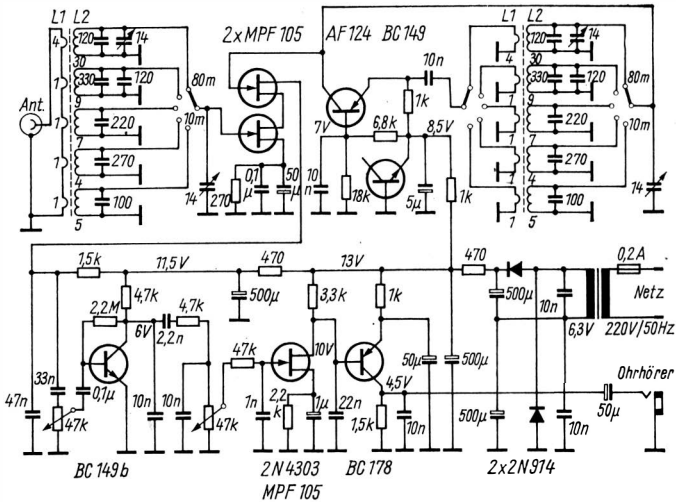


Bild 11 Direktmischempfänger für die KW-Amateurbänder 80 m bis 10 m

Dual-Gate-MOSFET oder sind die MOSFETs *SM 103/104*. Der Oszillator (VFO) ist mit dem Transistor *AF 124* bestückt, der Transistor *BC 149* dient als Z-Diode, 8,5 V. Für den Nachbau eignen sich die Transistoren *GF 132* bzw. *GF 146* sowie eine 8-V-Z-Diode. Der NF-Verstärker ist 3stufig aufgebaut, wobei RC-Glieder den Übertragungsbereich einengen. Bestückt werden kann der NF-Verstärker auch mit den Transistoren *SC 207e*, *SM 103/104* und *GC 116d*. Zur Stromversorgung wird ein Heiztransformator 220 V/6,3 V verwendet, die Gleichrichtung erfolgt in einer Spannungsverdopplerschaltung. Die Spulenkörper haben einen Durchmesser von etwa 9 mm, die Windungszahlen sind in Bild 11 angegeben. Die Abstimmung erfolgt mit einem 4fach-Drehkondensator  $4 \times 14$  pF. Bei 80-m-Betrieb werden jeweils 2 Drehkondensatorenpakete parallelgeschaltet, bei allen anderen Bändern sind nur 2 Drehkondensatorenpakete eingeschaltet.

Die Schaltung des in Bild 12 gezeigten Fuchsjagd-Peilempfängers wurde bereits eingehend in [10] beschrieben. Der Transistor *T1* arbeitet als HF-Verstärker. Die beiden Schwingkreise mit *L1* und *L2* sind auf 3,55 MHz abgestimmt. Der Oszillator (3,5...3,6 MHz) ist mit dem Transistor *T5* bestückt, während *T6* die Trennstufe bildet. Als Mischtransistor dient *T2*, während *T3* und *T4* die NF verstärken. Für den Nachbau eignen sich die Transistoren *SF 131/132* in den HF-





Stufen und SC 206/207 in den NF-Stufen. Mit dem Schalter S1 wird die Hilfsantenne HA über den Widerstand 3,3 kΩ zur Seitenbestimmung an den Empfängereingang geschaltet. Die Ferrit-Peilantenne besteht aus zwei 105 mm langen, nebeneinanderliegenden Ferritstäben,  $L1 = 22$  Wdg., 0,25-mm-CuL. Für  $L2$  und  $L3$  werden Ferrit-Ringkerne  $6 \times 4 \times 2$  verwendet, die Induktivität ist  $L2 = L3 = 10 \mu\text{H}$ . Mit dem Schalter S2 wird ein Dämpfungsglied zur besseren Nahfeldpeilung eingeschaltet.

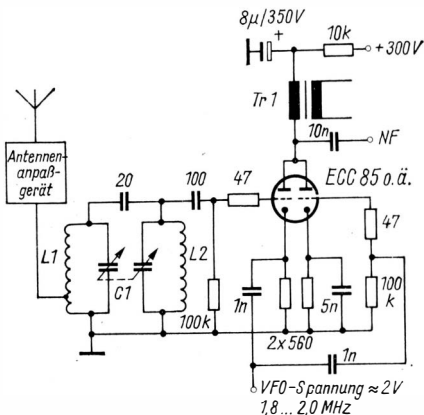


Bild 13  
Röhrenschtung für den  
Produkt-detektor eines  
Direktmischempfinders

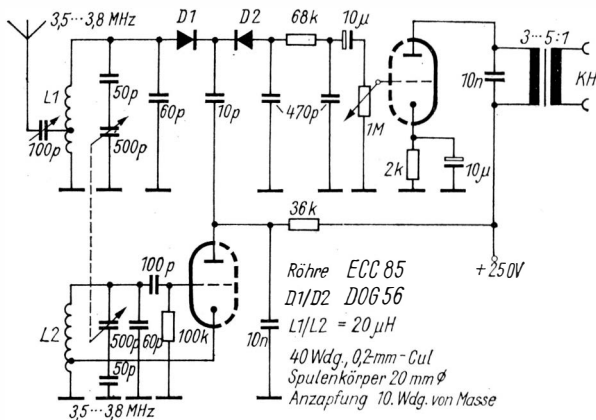


Bild 14 Schaltung für einen 80-m-Direktmischempfinders mit Röhrenbestückung

Für den an Röhrenschaltungen interessierten Funkamateur werden noch 2 Röhrenschaltungen vorgestellt. Bild 13 zeigt eine von *G3 YMP* angegebene Produktdetektorschaltung für den Empfang im 160-m-Band (referiert in [11]), die auch für andere KW-Amateurbänder dimensioniert werden kann. Den Anodenwiderstand bildet die Primärwicklung eines NF-Übertragers (10 k $\Omega$  : 1 k $\Omega$ ). Bild 14 zeigt eine KW-Empfängerschaltung für das 80-m-Band. [12] Die Dioden *D1/D2* bilden den Produktdetektor, dem sich ein *RC*-Tiefpaß anschließt. Ein Triodensystem arbeitet als Oszillator, das andere dient als NF-Verstärker. Die Eingangsempfindlichkeit der Schaltung kann wesentlich verbessert werden, wenn der NF-Verstärker mehrstufig mit höherer Spannungsverstärkung aufgebaut wird.

### Literatur

- [1] *Hawker, Pat.*: Technical Topics, RSGB-Bulletin, Heft 3 (1967), Seite 174/175
- [2] *Hayward, W. - Bingham, D.*: Direct Conversion a Neglected Technique, QST, Heft 11 (1968), Seite 15-17, 156
- [3] *Hawker, Pat.*: Technical Topics, Radio Communication, Heft 11 (1970), Seite 761/762
- [4] *Demaw, Doug*: Some Notes on Solid-State Product Detectors, QST, Heft 4 (1969), Seite 30-33, 52 (referiert in FUNKAMATEUR, Heft 11 (1969), Seite 459/550)
- [5] *Schultz, John J.*: Using and Improving the TEN-TEC Transceiver Modules, Zeitschrift \*73\*, Heft 2 (1972), Seite 77-84
- [6] *Fockens, T. W. H.*: Ontvanger voor 80, 40 en 20 meter volgens de directe-conservie methode (deel 3), electron, Heft 6 (1972), Seite 242/243
- [7] *Young, J.*: The Cadet - a direct conversion receiver for the novice, Radio Communication, Heft 10 (1973), Seite 682-685
- [8] *Poljakow, W.*: Direktmischempfänger für 28 MHz, Radio, Heft 7 (1973), Seite 15/16
- [9] *OZ 6 NF*: \*OS 3\* - En begyndermodtager, Zeitschrift \*OZ\*, Heft 9 (1968), Seite 283-288
- [10] *Meißner, S.*: Ein interessanter 80-m-Fuchsjagdempfänger, FUNKAMATEUR, Heft 3 (1970), Seite 137/138
- [11] *Rohländer, W.*: Details für Direktmischempfänger, FUNKAMATEUR, Heft 11 (1973), Seite 559
- [12] *Kusiak, A.*: 1-Röhren-Synchrodynempfänger für KW-Empfang, Radioamator, Heft 9 (1973), Seite 225

In der NF-Verstärkertechnik stößt man zunehmend auf Verstärker mit eisenloser bzw. komplementärer Endstufe. So werden eisenlose Verstärker in den Koffersupern der *R 130*-Serie aus der DDR-Produktion verwendet. Der eisenlose Verstärker ist 4stufig aufgebaut. Die ersten beiden Transistorstufen dienen zur Vorverstärkung. Dort werden rauscharme pnp-Germaniumtransistoren eingesetzt. Daran schließt sich die Phasenumkehrstufe an. Die eisenlose Endstufe arbeitet in Gegentakt-B-Betrieb. Im ganzen NF-Verstärker, und das ist dabei vorteilhaft, werden Transistoren mit einheitlicher Zonenfolge (pnp) eingesetzt.

Einen Verstärker dieser Klasse findet man in [1] beschrieben mit dazugehöriger und erhältlicher (!) Leiterplatte. Bei gewünschter größerer Ausgangsleistung können eisenlose Verstärker nach [2] und [3] aufgebaut werden. Neuerdings bestückt man eisenlose Verstärker mit Komplementärtransistoren. Dabei wird für *geringe* Ausgangsleistungen (bis zu 5 W) eine einfache Komplementärendstufe gewählt. Bei hohen Ausgangsleistungen kommt die quasikomplementäre Endstufe zur Anwendung. ([4] und [5]) In ihr sind die Vorteile der einfachen eisenlosen Endstufe und der Komplementärendstufe vereint. Das erfordert, in der quasikomplementären Endstufe Leistungstransistoren gleicher Zonenfolge einzusetzen, die durch ein Komplementärpaar wesentlich geringerer Leistung angesteuert werden müssen. Außerdem kann eine direkte Kopplung der Treiber- und der Endstufe erfolgen. Die einfache Komplementärendstufe findet man in Transistorsupern (z. B. *Stern-Automatik*), Kassettenrecordern (z. B. *KT 100*), Tonbandgeräten (z. B. *B-5*) sowie Plattenspielern mit Wiedergabeteil (z. B. *WG 400*). Quasikomplementäre Endstufen halten auch Einzug in Stereo-Verstärker [6], Stereo-Empfänger sowie Tonbandgeräte der höheren Preisklasse.

Komplementärverstärker zeichnen sich vor allem durch sehr gute Wiedergabetreue bei niedrigem Klirrfaktor aus. Diese Verstärker werden mit Transistoren unterschiedlicher Zonenfolge (pnp + npn) be-

stückt. Für eine HiFi-Wiedergabe eignen sich besonders Siliziumtransistoren. Sie werden auch immer häufiger in der quasikomplementären Leistungsendstufe eingesetzt, da diese Transistoren sich durch ein gutes thermisches Verhalten auszeichnen, z.B. der Si-Epitaxie-Transistor *BD 109*. Gute Eigenschaften weist auch der Ge-Diffusionsleistungstransistor *AD 166/167* auf. Für Kleinleistungsverstärker benutzt man Schaltungen, wie in [7], [8] und [9] beschrieben. Dabei werden sowohl Si-npn/pnp-Transistoren als auch Ge-pnp/npn Transistoren angewendet. Die Tabelle gibt einen Überblick über Transistoren, die sich für Komplementärverstärker eignen.

#### Auswahl von Transistoren für Komplementärverstärker

Vorstufe (rauscharm)		Treiberstufe		Komplementärpaar		Leistungs- endstufe	
pnp	nnp	pnp	nnp	pnp	nnp	pnp	nnp
<i>GC101</i>	<i>SC207</i>	<i>GC116</i>	<i>105NU70</i>	<i>GC507</i>	<i>101NU71</i>	<i>GD175</i>	<i>KT805</i>
<i>GC118</i>	<i>SC112</i>	<i>GC121</i>	<i>101NU71</i>	<i>GC510</i>	<i>GC520</i>	<i>GD242</i>	<i>KU605</i>
<i>MP 42</i>	<i>KC509</i>	<i>MP 42</i>	<i>SC206</i>	<i>GD619</i>	<i>GD609</i>	<i>3NU73</i>	<i>BD109</i>
<i>P27A</i>	<i>BC107</i>	<i>AC128</i>	<i>SF216</i>	<i>MP 41</i>	<i>MP 37</i>	<i>P 4 B</i>	<i>BDY12</i>
<i>AC107</i>	<i>BC149</i>	<i>AC151</i>	<i>MP111</i>	<i>AC152</i>	<i>AC127</i>	<i>OC 26</i>	<i>P 430</i>
<i>AC151</i>	<i>BCY56</i>	<i>SC104</i>	<i>KC507</i>	<i>AC178</i>	<i>AC179</i>	<i>AD149</i>	
		<i>BC178</i>	<i>BC108</i>	<i>AD162</i>	<i>AD161</i>	<i>AD167</i>	
				<i>(GC301</i>	<i>SF126)<sup>1</sup></i>		
				<i>(GC116</i>	<i>105NU70)<sup>1</sup></i>		
				<i>(BC177</i>	<i>SF123)<sup>1</sup></i>		

<sup>1</sup> kein Komplementärpaar

Bei NF-Verstärkern ist man bestrebt, HiFi-Qualität zu erreichen. Moderne Schaltungen zeichnen sich durch einen sehr guten Frequenzgang (20 Hz...20 kHz) bei niedrigem Klirrfaktor (kleiner als 1%) aus. Schaltungen für solche Verstärker sind in der Amateurliteratur zahlreich zu finden. Der in diesem Beitrag behandelte NF-Komplementärverstärker ist keine spezielle Entwicklung. Viele Amateure entwickeln ihre Schaltungen selbst und bringen diese auf Leiterplatten. Im Handel ist dazu das kupferkaschierte Material in verschiedenen Größen erhältlich. Nur selten findet man passende Größen, und man muß meistens größere Stücken nehmen, die dann zugeschnitten werden. Dabei fällt ein nicht geringer Abfall an, wobei es sich meistens um schmale Streifen handelt. Der Abfall läßt sich aber noch für kleine und kleinste Leiterplatten verwenden, wie z.B. für Bausteine nach dem Vorbild der *Komplexen Amateurelektronik* [10] oder das Baustein-system von H. Kühne [11].

Der NF-Komplementärverstärker wurde auf solch einer »Abfall«-Leiterplatte aufgebaut. Er hat sich sehr gut bewährt in bezug auf

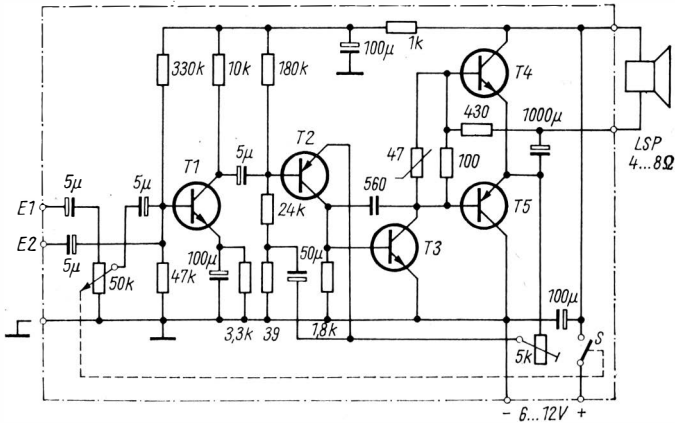


Bild 1 Schaltbild des Komplementärverstärkers

seinen universellen Einsatz und seine Wiedergabeeigenschaften. Als Transistoren eignen sich alle in der Tabelle angegebenen. Von der Wahl der Transistoren hängt die Ausgangsleistung des Komplementärverstärkers (100 mW...1 W) ab. Um mehrere Transistorbestückungen erproben zu können, wurden Transistorfassungen (Bild 4) eingelötet. Der NF-Verstärker ist 4stufig aufgebaut und mit 3 npn-Transistoren und 2 pnp-Transistoren bestückt. Der Minuspol liegt an Masse. Bei Umpolung der Spannungsquelle und der Elektrolytkondensatoren können auch 3 pnp-Transistoren und 2 npn-Transistoren eingesetzt werden.

Auf der Leiterplatte (Bild 2) finden alle Bauteile Platz, die innerhalb der strichpunktiierten Linie (Bild 1) eingezeichnet sind. Bild 3 zeigt die Bestückung der Leiterplatte. Als Lautstärkereglер wurde ein Potentiometer mit Schalter für gedruckte Schaltungen verwendet. Der Schalter dient bei Betätigung des Lautstärkereglers gleichzeitig als Einschalter für die Betriebsspannung. Die Leiterplatte läßt sich durch ihre geringen Abmessungen sehr einfach in Geräten befestigen. Man nutzt dazu die Befestigungsmutter des Potentiometers sowie eine zusätzliche Befestigung mit einer M3-Schraube aus. Der Komplementärverstärker arbeitet mit einer Betriebsspannung von 6...12 V. Die Stromaufnahme richtet sich nach der Spannung und den verwendeten Transistoren.

Der Komplementärverstärker hat zwei Eingänge, *E1* und *E2*. An Eingang *E1* können NF-Spannungsquellen angeschlossen werden, wobei mit dem Potentiometer die Lautstärke eingestellt wird. Am Ein-

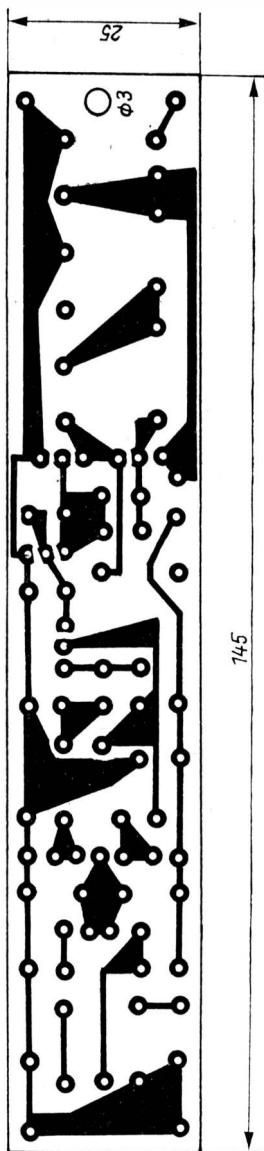


Bild 2 Leiterplattenmuster des Komplementärverstärkers M 1:1

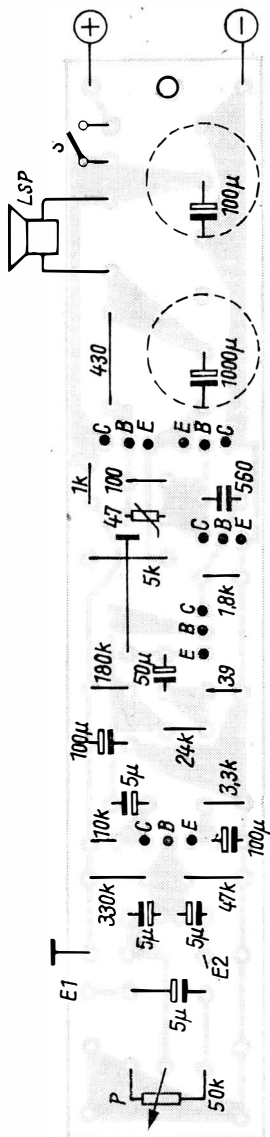
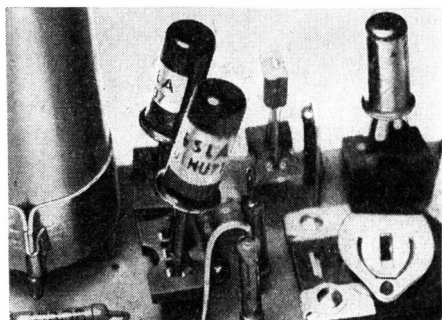


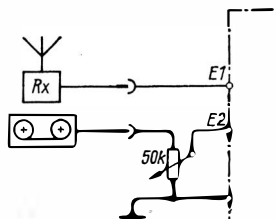
Bild 3 Bestückung der Leiterplatte



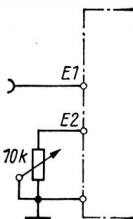
*Bild 4  
Bildausschnitt mit den  
eingelöteten Transistor-  
fassungen und ein-  
gesteckten Transistoren*

gang  $E2$  kann man ein zweites NF-Signal einspeisen bzw. einmischen, wenn man vor den Elektrolytkondensator noch ein Potentiometer schaltet. Die Anschaltung zeigt Bild 5. Darüber hinaus kann man an diesen Elektrolytkondensator ein Potentiometer zur Masse hin anschließen (Bild 6), das zur Klangregelung dient. Der Eingang des Komplementärverstärkers ist niederohmig. Die erste Transistorstufe ist mit einem rauscharmen Si-Transistor bestückt. Die folgende Transistorstufe ist über einen Kondensator angekoppelt. Eine starke Gegenkopplung vom Ausgang des Verstärkers auf diese Stufe verbessert die Wiedergabeeigenschaften des Verstärkers. Den Grad der Gegenkopplung stellt man mit dem Einstellregler  $5\text{ k}\Omega$  ein. Die nachfolgende Treiberstufe sowie die Komplementärendstufe sind direktgekoppelt.

In der Komplementärendstufe setzt man ein gutes Transistorpaar ein. Im Handel sind dazu Komplementärtransistoren von *TESLA* erhältlich. Auch können npn-Transistoren und pnp-Transistoren aus eigener Produktion eingesetzt werden. Die Werte eines guten Kom-



*Bild 5  
Anschlußbelegung des Komplementär-  
verstärkers für 2 mischbare Eingänge*



*Bild 6  
Anschluß einer einfachen  
Klangblende*

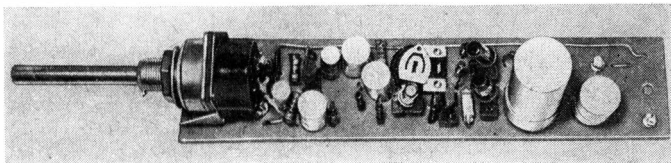


Bild 7 Ansicht des bestückten Komplementärverstärkers

plementärpaares werden aber auf keinen Fall erreicht. Die Ursachen liegen in den unterschiedlichen Halbleitermaterialien (Germanium pnp und Silizium npn). Eine bessere Möglichkeit bietet die Kombination von pnp-Ge-Transistoren aus der eigenen Produktion mit npn-Ge-Transistoren von *TESLA*. Beispiele sind der Tabelle zu entnehmen. Der Lautsprecher wird über einen Koppelkondensator von 500...1000  $\mu\text{F}$  am Pluspol des Komplementärverstärkers angeschlossen. Je kleiner die Schwingspulenimpedanz des Lautsprechers ist, um so höher ist die erzielbare Ausgangsleistung. Den Aufbau des Musterverstärkers zeigt Bild 7, er ist leicht nachzubauen.

#### Literatur

- [1] *Borkmann, D.*: NF-Verstärker mit eisenloser Endstufe, FUNKAMATEUR, Heft 11 (1972), Seite 545/546
- [2] *Rauft, D.*: Halbleiter-NF-Verstärker hoher Güte in gedruckter Schaltung, FUNKAMATEUR, Heft 10 (1966), Seite 472-474
- [3] *Borkmann, I.*: NF-Leistungsverstärker mit eisenloser Endstufe, FUNKAMATEUR, Heft 8 (1968), Seite 389/390
- [4] *Schuchardt, B.*: Stereoverstärker  $2 \times 10$  W für hohe Ansprüche, FUNKAMATEUR, Heft 9 (1970), Seite 441-443
- [5] *Kowalewski, H.-J.*: Hochwertiger 25-W-Stereoverstärker, FUNKAMATEUR, Heft 3 (1971), Seite 138-143
- [6] *Anders, R.*: Heimstereoverstärker »Ziphona HSV 900«, FUNKAMATEUR, Heft 3 (1971), Seite 131/132
- [7] *Fischer, L.*: Eisenlose NF-Verstärker mit komplementären Transistoren, FUNKAMATEUR, Heft 2 (1969), Seite 89/90
- [8] *Kühne, H.*: Ein direktgekoppelter NF-Verstärker mit komplementären Transistoren, FUNKAMATEUR, Heft 1 (1967), Seite 24
- [9] *Domesle, W.*: Transistorsuperhet für MW und KW mit modernen Bauelementen, FUNKAMATEUR, Heft 8 (1969), Seite 376-370
- [10] *Schlenzig, K.*: System Komplexe Amateurelektronik, Original Bauplan Nr. 13, Berlin 1969
- [11] *Kühne, H.*: Sinus- und Impulsgeneratoren, Amateurreihe electronica, Berlin 1972



## **Stereo-Verstärker für 2 × 40 W Musikleistung**

*Martin Richard*

Der beschriebene Verstärker kann eine Leistung von 60/80 W an Lastwiderstände von 4  $\Omega$  abgeben. Der Endverstärker ist eisenlos und läßt sich auch gleichstrommäßig belasten. Auf allgemeine Dimensionierungsgrundlagen von Transistorstereoverstärkern wird nicht eingegangen. Weiter wird auf ein »Kochrezept« bewußt verzichtet. Der Entwurf von Leiterplatten bleibt dem Nachbauer überlassen. Lediglich auf die Leiterplatte des Endverstärkers wurde näher eingegangen. Sie ist je nach Möglichkeit des Nachbauers für Ge-pnp- oder Si-npn-Transistoren entwickelt. Der Betrieb des Verstärkers mit symmetrischen Spannungsquellen gegen Masse ermöglicht es, den Lastwiderstand ohne Koppelkondensatoren anzuschließen. Das hat den Vorteil, daß die untere Grenzfrequenz nicht durch den Koppelkondensator bestimmt wird.

Zum anderen können an den Verstärker unter Voraussetzung der elektronischen Sicherung verschiedene Lastwiderstände angeschlossen werden, z.B. Lampen u.a.m. Das bedingt stabile Arbeitspunkte und ein sehr genaues Einstellen der Mittenspannung. Der linear übertragene Frequenzbereich liegt bei 20 Hz bis 20 kHz. Dabei ist die untere Grenze des Frequenzbereiches wesentlich niedriger, das ist aber für elektroakustische Übertragung uninteressant. Die obere Grenze des Frequenzbereichs hängt im wesentlichen von der Wahl der Endtransistoren ab.

### *Vorverstärker*

Der Vorverstärker wurde nach [1] aufgebaut. Der Frequenzgang wird für Phonowiedergabe durch Drücken der Taste S2 entzerrt. Bei Mikrofonaufnahme wird nach in Bild 1 eingezeichneter Schalterstellung der Frequenzgang linearisiert.

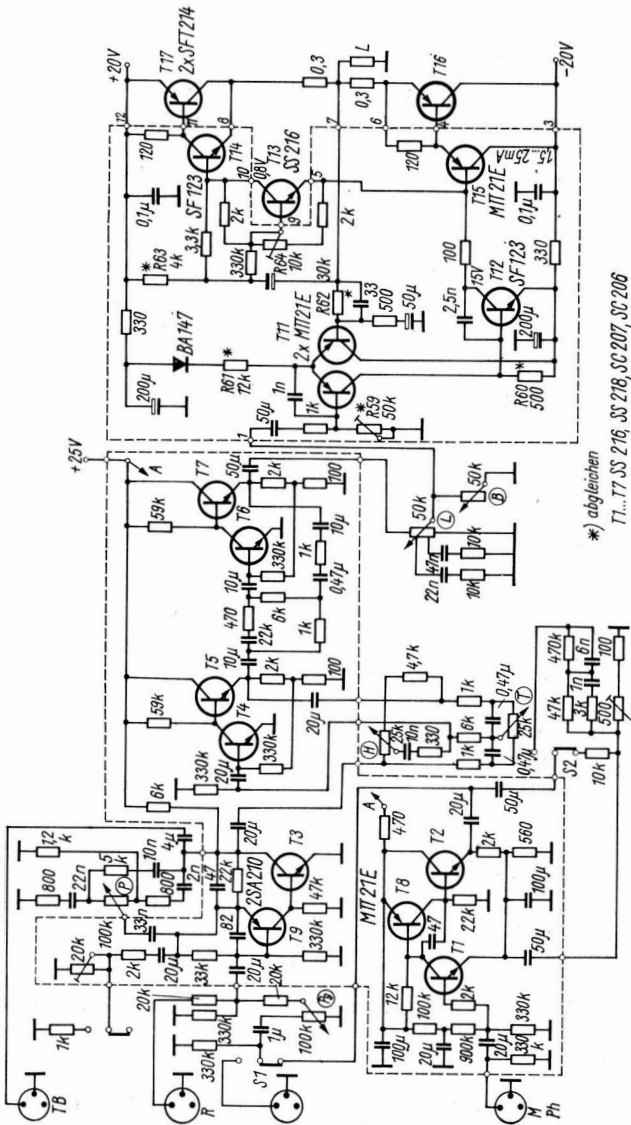


Bild 1 Stromlaufplan des Stereoverstärkers (ein Kanal)

### *Präsenzregelstufe*

In der Doppelstufe T9 und T3 wird durch spezielle Auslegung des Gegenkopplungszweiges eine aktive Präsenzregelung erreicht. Diese Stufe ist durch eine Frequenzanhebung bis zu 6 dB bei 5 kHz und eine Absenkung bis zu 3 dB gekennzeichnet. Durch Schalter S3 werden die mittleren Frequenzen zusätzlich abgesenkt um 3 dB.

### *Klangregelstufe*

Es wurde ein niederohmiges Netzwerk angestrebt. Das hat den Vorteil des geringeren Aufwandes und des besseren Fremdspannungsabstandes. Die Klangregelung erfolgt zur Vermeidung von Pegelverlusten in der Gegenkopplung. Sie beeinflusst nicht die mittleren Frequenzen. Der Klangregelstufe schließt sich ein weiteres Netzwerk an. Durch diese Kombination von Netzwerken wird eine maximale Tiefenanhebung um 26 dB und eine maximale Höhenanhebung um 15 dB erreicht. Die Anforderungen an Tandempotentiometer sind in der Klangregelstufe besonders groß. Die Gleichlauf toleranz liegt bei = 8 dB.

### *Endstufe*

Die Endstufe ist nach [3] aufgebaut. Der Endverstärker besteht aus dem Differenzverstärker T10, T11, der Treiberstufe T12, der Phasenumkehrstufe T14, T15 und der Leistungsendstufe. T13 stabilisiert den Ruhestrom der Endtransistoren gegen Temperatur- und Betriebs spannungsänderungen. Die Transistoren der Phasenumkehr- und Leistungsendstufe müssen den Paarungsbedingungen entsprechen. Die Endstufe wird folgendermaßen abgeglichen: R64 wird auf den größten Widerstand eingestellt. Mit R59 und R60 wird die Mittenspannung auf Null abgeglichen. Dabei darf über den Lastwiderstand kein Gleichstrom fließen. (Anmerkung: Zum Abgleich wird an Stelle des Lastwiderstandes ein Gleichspannungsvoltmeter mit Meßbereich 1...1,5 V angeschlossen. Dabei den Lautstärkereglern auf Null stellen.) Läßt sich die Mittenspannung nicht genügend variieren, so muß R61 verändert werden. Mit R62 wird die Spannungsverstärkung der Endstufe, mit R64 der Ruhestrom von 50 mA eingestellt.

### *Praktische Ausführung*

Die Anordnung der Leiterbahnen des Endverstärkers ist im Maßstab 1 : 1 in Bild 2 angegeben. Die Bestückung geht aus Bild 3 hervor. Die Leistungstransistoren und T13 sind auf reichlich zu bemessende Kühl-

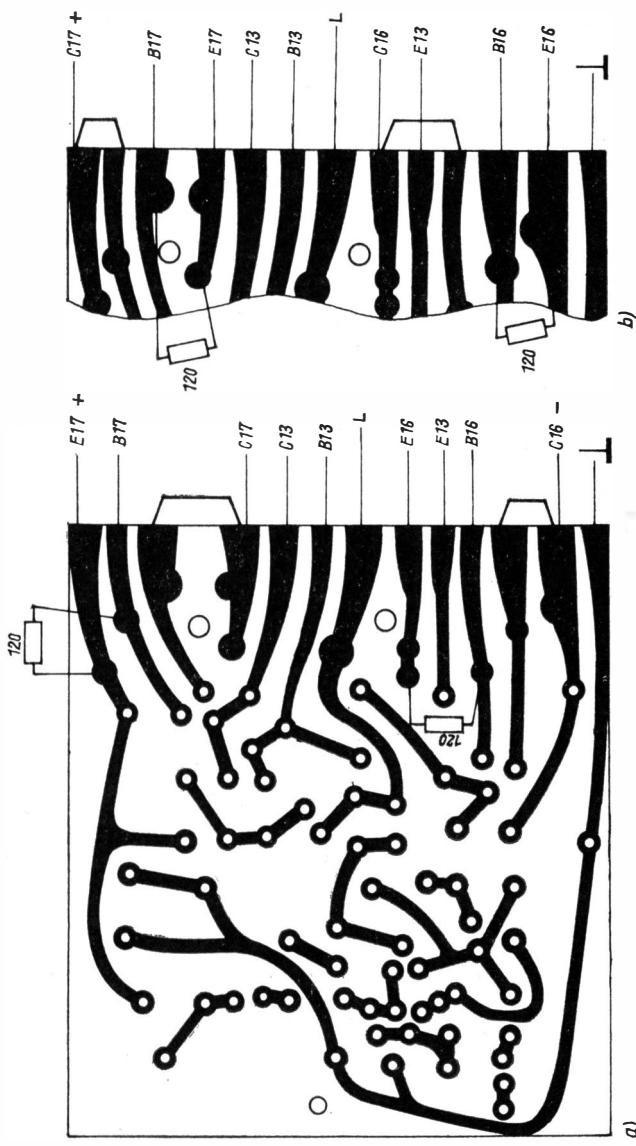


Bild 2 Leitungsführung der Platine für den Endverstärker; a) für Ge-mp-Transistoren, b) für Si-npn-Transistoren



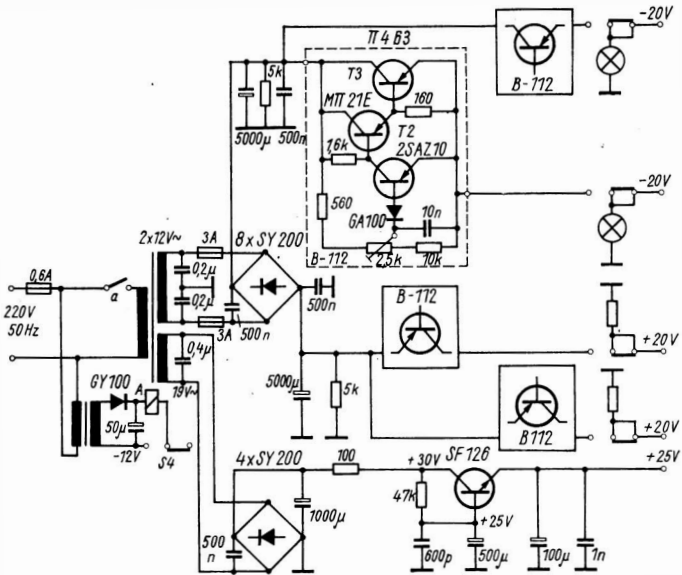


Bild 4 Stromlaufplan des Netzteils

geräte verwendet werden. Durch T13 wird der Ruhestrom stabilisiert. Dadurch werden geringe Klirrfaktorwerte des Verstärkers erreicht.

Häufig werden Endtransistoren durch Strombegrenzungsschaltungen gegen Spitzenströme gesichert. Derartige Kurzschlußsicherungen erfordern geringen Aufwand. Weiterhin beeinflussen sie nicht den

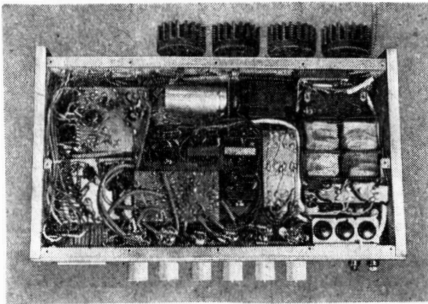


Bild 5  
Innenansicht des Stereo-  
verstärkers. Die Leiter-  
platten für die Vorstufen  
sind übereinander an-  
geordnet

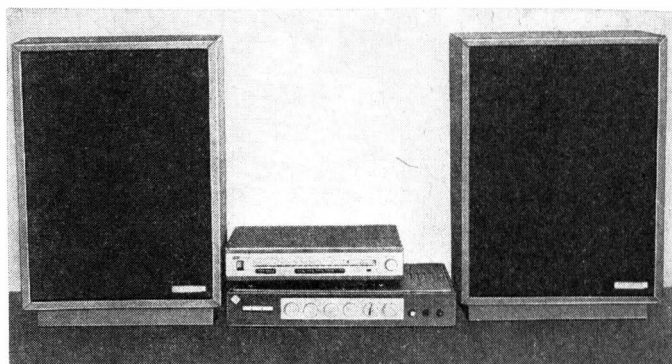
Innenwiderstand des Netzteils. Der Nachteil besteht darin, daß die Sicherung nicht im Kollektorstromkreis der Endtransistoren liegt. Sie begrenzt nur die Ansteuerung der Komplementärtransistoren bei großen Kollektorströmen der Endtransistoren. Die gewählte elektronische Zweipolsicherung ist in [5] ausführlich beschrieben. Sie sichert das Netzteil vor Kurzschlüssen, weist Kippverhalten auf und wird bei Temperaturerhöhung der Umgebung empfindlicher.

Um den Innenwiderstand der Sicherung möglichst klein zu halten, müssen die Transistoren T2, T3 eine möglichst große Stromverstärkung haben ( $B = 80$ ). Die Siebung der gleichgerichteten Wechselspannung wurde so gewählt, daß ein ausreichender Fremdspannungsabstand des Endverstärkers gewährleistet ist. Die Betriebsspannung für die Vorverstärker wurde elektronisch geglättet. Wie aus Bild 4 hervorgeht, wird die Primärwicklung des Netztransformators über ein Relais durch Drücken der Taste *S4* geschaltet. Das hat den Vorteil, daß keine Netzspannung, sondern Gleichspannung auf den Tastensatz gebracht wird.

### *Anwendung*

Der beschriebene Stereoverstärker ist an den *Rema Tuner 830* angepaßt. Mit Kompaktboxen und *HiFi*-Stereoverstärkern gelingt heute eine Wiedergabequalität, die weitgehend dem Original entspricht. Durch Selbstbau können Lautsprecherboxen dem persönlichen Geschmack und den Wohnraumverhältnissen angepaßt werden.

Die in Bild 6 dargestellten 50-l-Kompaktboxen sind mit 12,5 VA Breitbandlautsprecher *L3060 PB* ausgestattet. Die Kompaktboxen



*Bild 6 Ansicht der Gesamtanlage mit Rema-Tuner 830*

sind stark bedämpft und lassen sich im allgemeinen stärker belasten. Dennoch sind sie nur eine Übergangslösung für den Abschluß des beschriebenen Verstärkers.

### Literatur

- [1] *Gutschmidt, F.*: Hi-Fi-Stereoverstärker »ES 707«, FUNKTECHNIK 26, Heft 4 (1971), Seite 125 ff.
- [2] *Ratzki, W.*: Vor- und Steuerverstärker für den Selbstbau, FUNKTECHNIK 26, Heft 3 (1971), Seite 101 ff.
- [3] *Prost, P.*: Steuergerät »3120 hifi«, FUNKTECHNIK 26, Heft 17 (1971), Seite 655 und 658
- [4] *Ratzki, W. und Keck, J.*: Leistungsverstärker  $2 \times 60$  W für den Selbstbau, FUNKTECHNIK 26, Heft 5 (1971), Seite 180
- [5] ...: Schutzschaltung für Halbleiterbauelemente, FUNKTECHNIK 22, Heft 4 (1967), Seite 121

Wir klären Begriffe



GITTERSTROM



## Einleitung

Der Beitrag von H. Weber in [1] gab mir die Anregung, eine andere Variante eines Zeitschalters zu bauen und zu beschreiben. Der von mir realisierte elektronische Zeitschalter in Form eines *Elektronischen Kurzzeitweckers* hat eine Zeiteinstellung von 0,1 s bis 60 min. Er läßt sich sehr vielseitig verwenden. Oft ist es notwendig, Schaltvorgänge gegenüber dem Startsignal zeitlich zu verzögern oder anlaufen zu lassen. Mit einem elektronischen Zeitschalter können diese Aufgaben sehr schnell gelöst werden.

## Funktion

Der beschriebene Kurzzeitwecker besteht aus zwei gleichen Grundschaltungen. In beiden Schaltungen wird ein geladener Kondensator durch Polaritätswechsel über Vorwiderstände allmählich entladen. Während dieser Zeit wird über eine anschließende Verstärkerschaltung ein Relais betätigt. Bild 1 zeigt die komplette Schaltung.

Das zeitbestimmende Glied ist von der Kondensatorkapazität  $C1 \dots C4$  und von der Größe der Vorwiderstände  $P1, R1, R2, R3$  abhängig. Mittels  $S2$  sind 4 Zeitbereiche wählbar.  $P1$  regelt innerhalb des Bereiches die Zeitfeineinstellung. Deshalb versieht man  $P1$  mit einer entsprechenden Zeitskala. Im Ruhezustand sind über die Vorwiderstände  $D1$  und  $T1$  durchgesteuert,  $T2$  ist deshalb gesperrt und demzufolge das Relais A abgefallen. Um bei eingestellten kurzen Zeiten ein ungewolltes zu langes Drücken der Starttaste  $S4$  zu vermeiden, erfolgt die Auslösung durch  $C5$ , welcher momentan über das Relais A entladen wird und somit dieses Relais anzieht. Der jeweils mit  $S2$  eingestellte zeitbestimmende Elko ist auf die Betriebsspannung aufgeladen. Beim Anziehen von Relais A polt  $a1$  den Elko um und legt ihn mit dem Pluspol an  $D1$ , welche dadurch gesperrt wird.  $T1$  sperrt ebenfalls,  $T2$

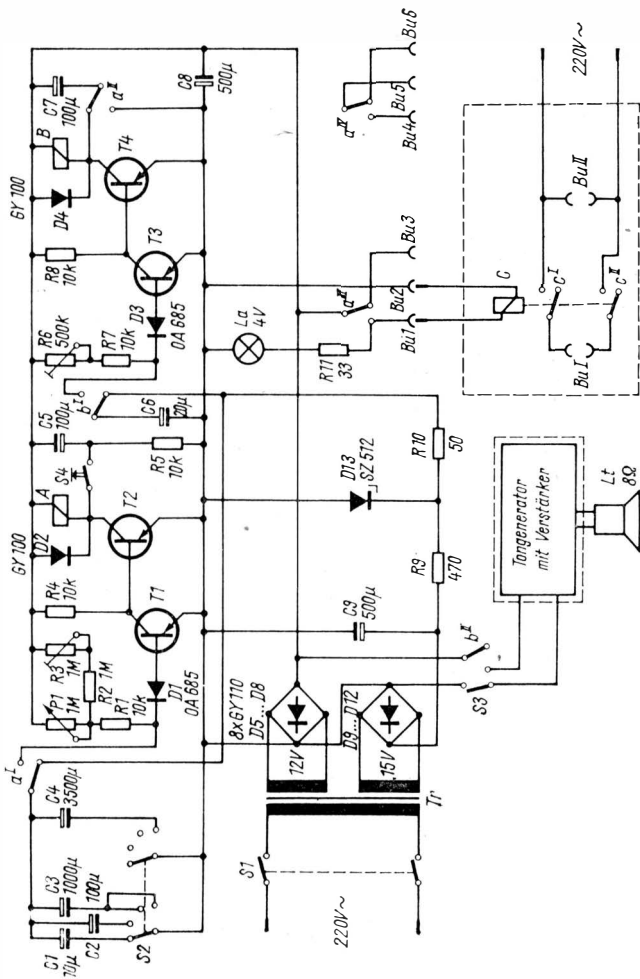


Bild 1 Schaltung des Kurzzeitweckers mit Zusatzgerät

öffnet, Relais A bleibt daher auch nach der Entladung von *C5* und Öffnen von *S4* gezogen. Der jeweilige, mit *S2* angeschaltete Elko wird nun über die Vorwiderstände allmählich umgeladen. Ist der Umladevorgang beendet, d.h., die Spannungen am Elko und an *D1* sind von positiven zu negativen Werten übergegangen, öffnet *D1*, und *T1* wird wieder angesteuert, *T2* sperrt, demzufolge fällt Relais A ab. Über *aI* wird wieder der mit *S2* eingestellte Elko nachgeladen.

Der vorher über *aII* auf Betriebsspannung geladene Elko *C7* läßt beim Abfallen von Relais A das Relais B anziehen. Dieses polt über *bI* den Elko *C6* um und legt ihn mit Plus an *D3*. Der gleiche Vorgang wiederholt sich nun wie bei der Schaltung mit Relais A. Gleichzeitig wird über *bII* ein Tongenerator mit Verstärker eingeschaltet. Die Tonlänge wird nun von dem zeitbestimmenden Glied *C6*, *R6* und *R7* bestimmt. Sie kann mit *R6* in ihrer Zeit verändert werden.

Mit dem Schaltkontakt *aIII* kann über *Bu1...Bu3* ein drittes Relais (Relais C) geschaltet werden, welches Starkstromkontakte besitzt. Dadurch können über *Bu 1* nach einer bestimmten Zeit elektrische Geräte ein- oder ausgeschaltet werden. Mit dem Schaltkontakt *aIV* können über *Bu 4...Bu 6* Niedervoltgeräte ebenfalls nach einer bestimmten Zeit ein- oder ausgeschaltet werden.

Die Relais sollten mit einer Schutzdiode (*D2*, *D4*) gegen Abschaltinduktionsspannungen versehen werden. Die Diode *D1* verhindert eine zusätzliche Entladung des mit *S2* angeschalteten Kondensators über den Transistorreststrom von *T1*. Außerdem begrenzen *D1* und *D3* eine durch die Betriebsspannung bedingte unzulässig hohe Emitter-Basis-Sperrspannung an *T1* und *T3*.

Die Speisung des Gerätes erfolgt nach Gleichrichtung aus einem Netztransformator mit zwei Sekundärwicklungen von etwa 12 V und 15 V. Die Spannung zur Ladung der Speicherelkos ist mit einer Z-Diode stabilisiert. Diese Stabilisierung ist notwendig, da bei Spannungsschwankungen im Netz sich auch die Sekundärspannungen verändern. Dadurch werden die zeitbestimmenden Elkos *C1...C4* unterschiedlich aufgeladen, und eine Eichung von *P1* würde sinnlos werden. Das Gerät kann natürlich auch bei anderen Anwendungen mit Batterien betrieben werden.

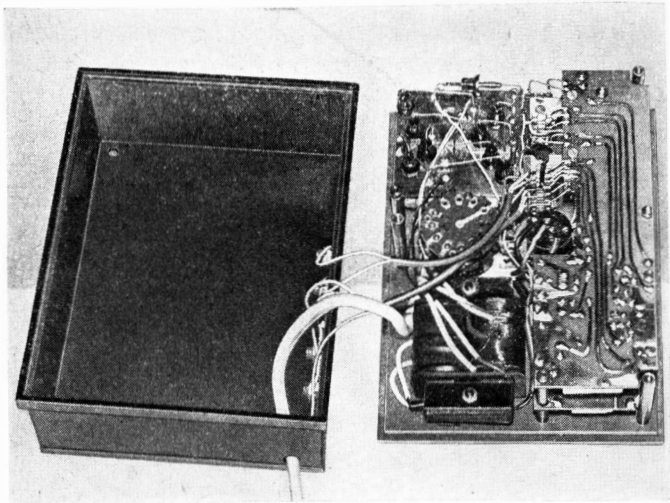
## Aufbau

### *Kurzzeitwecker*

Als Gehäuse wurde ein Transportkasten aus Preßstoff mit den Abmessungen 178 mm × 132 mm × 55 mm verwendet, der mit einer Frontplatte aus Sprelacart abgedeckt ist. Unter der Frontplatte be-



*Bild 2 Frontansicht des Kurzzzeitweckers im Gehäuse*



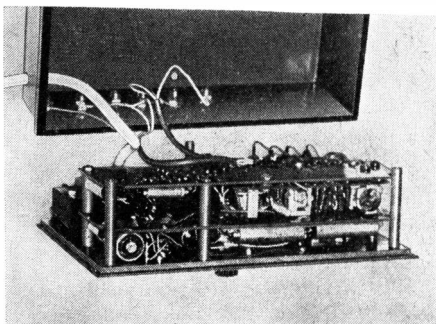
*Bild 3 Draufsicht vom Innenaufbau des Kurzzzeitweckers*

findet sich eine zweite Platte aus 3 mm starkem PVC als Chassis für alle Bauteile.

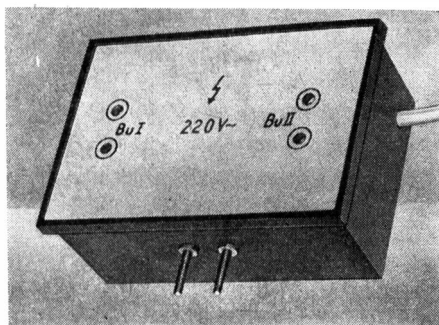
Bild 2 zeigt die Frontansicht des Gerätes. In der oberen Seitenfläche sind die Buchsen *Bu 1...Bu 6* angebracht. Auf der Frontplatte sind übersichtlich die Bedienelemente angeordnet. Links oben ist die Lautsprecheröffnung. Oben in der Mitte befindet sich der Stufenschalter *S2* und darunter *P1* mit Zeitskala, links unten *S3* und rechts unten die Starttaste *S4*. Über der Starttaste befindet sich ein Einstellknopf für *R6* und darunter eine rote Kontrollampe (Spielzeugbeleuchtung).

Bild 3 zeigt den Innenaufbau des Gerätes. Rechts befinden sich zwei Leiterplatten, die übereinander mit Abstandsrollen am PVC-Chassis befestigt sind. An der oberen Leiterplatte (oben Mitte) sind Relais A und Relais B befestigt (Kleinrelais mit 4 bzw. 2 Umschaltkontakten). In der Mitte sind *P1* mit *S1* und links daneben der Stufenschalter *S2* zu erkennen. Links unten befindet sich der Netztrafo und links oben die Leiterplatte mit den Gleichrichterdiolen *D5...D12*. Am oberen Rand dieser Leiterplatte ist die Z-Diode *D13* zu erkennen. Unter der Gleichrichterplatte sind der Lautsprecher und die Elkos *C8* und *C9* befestigt.

Bild 4 zeigt die zwei übereinanderliegenden Leiterplatten. Die obere ist mit den Vorwiderständen und den Verstärkerelementen der beiden Grundsaltungen sowie mit dem Tongenerator und dem Tonverstärker bestückt. Der Tongenerator mit Verstärker war vor dem Bau des Gerätes anderweitig eingesetzt und ist deshalb auf einer eigenen Leiterplatte aufgebaut worden. Diese Baugruppe wurde deshalb nur an der oberen Leiterplatte des Gerätes angeschraubt und dementsprechend verdrahtet. Die darunterliegende Leiterplatte ist mit den zeitbestimmenden Elkos *C1...C4* bestückt. *C4* besteht aus 7 Elkos 500  $\mu\text{F}$  in Parallelschaltung.



*Bild 4  
Seitenansicht vom  
Innenaufbau  
des Kurzzeitweckers*

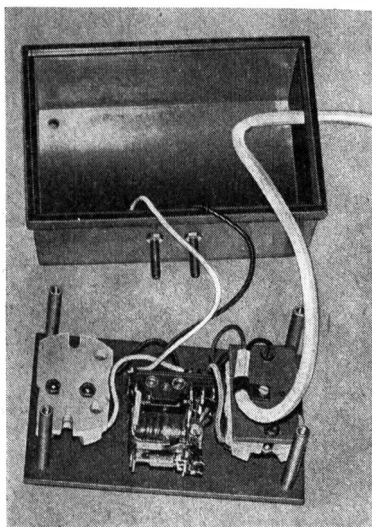


*Bild 5  
Frontansicht  
des Zusatzgerätes  
im Gehäuse*

### *Zusatzgerät*

Aus Platzmangel im Gehäuse des Kurzzeitweckers wurde das Relais C ebenfalls in einen Transportkasten aus Preßstoff mit den Abmessungen 132 mm × 86 mm × 55 mm eingebaut. Der Aufbau ähnelt dem des Kurzzeitweckers, d.h., die Frontplatte ist aus Sprela-cart und darunter eine zweite Platte aus 3 mm starkem PVC als Chassis.

Bild 5 zeigt die Frontansicht mit Gehäuse. In die vordere Seiten-



*Bild 6  
Innenaufbau des Zusatzgerätes*



*Bild 7  
Kurzzzeitwecker mit  
angeschlossenem Zusatzgerät*

fläche sind zwei Steckstifte eingeschraubt. Dadurch ist es möglich, das Gerät direkt in die Buchsen *Bu 1/Bu 2* oder *Bu 2/Bu 3* des Kurzzzeitweckers zu stecken. Das Netzkabel wurde durch die rechte Seitenfläche herausgeführt. Bild 6 zeigt den Innenaufbau. In der Mitte ist deutlich das Relais *C* zu erkennen. Daneben wurde je ein Innenteil einer Aufputzsteckdose angeschraubt, die die Buchsen *Bu I* und *Bu II* ergeben.

Bild 7 zeigt den Kurzzzeitwecker mit angeschlossenem Zusatzgerät. Der Netzstecker vom Kurzzzeitwecker wurde in die Buchse *Bu II* des Zusatzgerätes gesteckt.

#### *Allgemeines zum Aufbau*

Für die zeitbestimmenden Elkos sollten keine überlagerten Elkos aus der Bastlerkiste verwendet werden, da sie meistens nicht mehr ihre volle Kapazität besitzen. Das erklärt sich daraus, daß die Polarisation der Beläge nachläßt. Es sollten deshalb nur fabrikneue Elkos verwendet werden, um später eine Zeiteinstellung mit guter Genauigkeit reproduzieren zu können. Die reproduzierbare Zeiteinstellung wird mit Hilfe einer entsprechenden Zeitskala an *P1* erreicht. An den Bedienungsknopf von *P1* ist dazu eine Plexiglasscheibe angeschraubt oder geklebt. In die zur Frontplatte liegende Seite wird eine durch den Mittelpunkt der Scheibe gehende Linie eingeritzt und mit Tusche nachgezogen. Auf die Frontplatte wird entsprechend der Kreisfläche der Plexiglasscheibe die Zeitskala mit Tusche aufgetragen (vorher Entfetten der Frontplatte). Wegen der Elkotoleranzen müssen alle 4 Be-

reiche getrennt aufgenommen werden. Die Eichung wird mit einer Stoppuhr oder – bei entsprechender Laufzeit – auch mit einer normalen Uhr mit Sekundenzeiger vorgenommen.

In Bild 1 wurde auf die Schaltung des Tongenerators und des Tonverstärkers verzichtet, da solche Schaltungen schon oft beschrieben wurden. Es können auch andere tonerzeugende Geräte, z. B. Klingel, Summer, Spielzeugautohupe eingebaut werden. Es sei noch erwähnt, daß mit einer Schaltzeit von höchstens 60 min dem Kurzzeitwecker in dieser Beziehung keine Grenzen gesetzt sind. Sofern es Unkosten und Platz im Gerät zulassen, kann durch Erhöhung der Kapazität von  $C_4$  oder einer weiteren Schaltstufe, die Schaltzeit weiter verlängert werden.

## Anwendung

Wie eingangs erwähnt, kann der elektronische Kurzzeitwecker sehr vielseitig verwendet werden. Allein im Haushalt kann er oft eingesetzt werden, z. B. in der Küche: Es sollen Eier eine bestimmte Zeit kochen und trotzdem nebenbei andere Arbeiten verrichtet werden. Um an das Eierkochen erinnert zu werden, genügt ein 5 s langer Ton aus dem Kurzzeitwecker. Auch beim Kuchenbacken, Suppekochen, Einwecken usw. kann der Kurzzeitwecker eine gute Hilfe sein.

Mit dem Zusatzgerät, das an die Buchsen *Bu 1* und *Bu 2* angeschlossen wird, schaltet der Kurzzeitwecker Bügeleisen, Heizkissen, Heizdecken, Lötkolben, elektrische Backform, Waschmaschine, Bestrahlungsgeräte oder Belichtungsautomaten nach einer bestimmten Zeit ab. Wird das Zusatzgerät an *Bu 2* und *Bu 3* angeschlossen, so ist es möglich, elektrische Geräte, z. B. Radio, Fernsehgerät, Motoren, nach einer bestimmten Zeit einzuschalten.

Weiterhin können an die Buchsen *Bu 4*...*Bu 6* Niedervoltgeräte (Kofferradio, Klingel, Summer, andere elektronische Geräte) zur automatischen Ein/Aus-Schaltung angeschlossen werden.

## Literatur

- [1] Weber, H.: Elektronischer Zeitschalter mit großem Einstellbereich, FUNK-AMATEUR 18, Heft 2 (1969), Seite 72-74



# Synchrodetektor für den FM-Superhet

Vačlav Pochtiol, Ladislav Lapiš

## Schaltungsbeschreibung

Das Ausgangssignal der letzten FM-ZF-Verstärkerstufe wird durch die antiparallel geschalteten Si-Dioden D1 und D2 symmetrisch begrenzt und liegt an L1 an (Bild 1). Ein Teil dieser Eingangsspannung wird über C1 abgegriffen und gleichgerichtet. Dadurch ist der Begrenzungseinsatz am Meßpunkt MB nachweisbar.

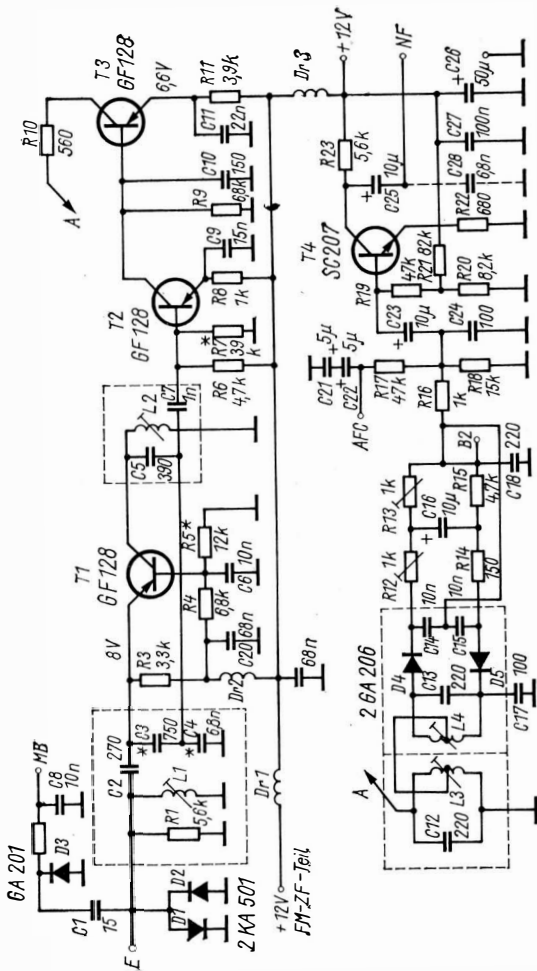
Zusammen mit der Serienschaltung C2 bis C4 bildet L1 einen Resonanzkreis für 10,7 MHz. Durch den kapazitiven Spannungsteiler C3/C4 gelangt die Synchronisationsspannung zum Emmitter des Oszillatortransistors T1, der in Basisschaltung arbeitet. In der Kollektorleitung von T1 liegt der Resonanzkreis L2, C4 und C5, der auf 2,14 MHz abgeglichen ist. Am Kollektor liegen C4 und C5, die einen Spannungsteiler bilden. Über C3 erfolgt die Rückkopplung zum Emmitter. Aus dem Kollektorkreis wird die Oszillatorspannung mit C7 abgegriffen und von T2 und T3 verstärkt. Am Emmitter von T3 liegt eine Diskriminatorschaltung, die für 2,14 MHz dimensioniert ist. Die Bauelemente R17 sowie C21 und C22 dienen zur AFC-Gewinnung. Das NF-Signal wird durch T4 verstärkt und gelangt danach an den Ausgang des Synchrodetektors.

## Spulendaten

Die Spulen wurden auf Körper von TV-ZF-Bandfiltern gewickelt. Die entsprechenden Abmessungen sind Bild 2 zu entnehmen. Die Wickelkörper wurden mit 35-MHz-Abgleichkernen versehen.

Wickeldaten:

- L1 – 10 Wdg., 0,4-mm-CuL, einlagig gewickelt;
- L2 – 50 Wdg., 0,12-mm-CuL;
- L3 – 2 × 28 Wdg., CuL, 0,12-mm-CuL, einlagig bifilar gewickelt;
- L4 – 2 × 28 Wdg., CuL, 0,12-mm-CuL, einlagig bifilar gewickelt.



### Abgleich

Zuerst wird der Oszillator durch Kurzschließen von  $L2$  außer Betrieb gesetzt. An die Basis von  $T2$  wird ein 2,14-MHz-Signal (unmoduliert) angelegt. Mit  $L3$  gleicht man auf maximale Spannung an  $C16$  ab.

Bild 1 Schaltung des Synchrondetektors zur Demodulation von FM-Signalen

Danach erfolgt ein Abgleich von *L4* auf Spannungsminimum am Meßpunkt *B2* nach Masse. Dieser Abgleich ist mehrfach zu wiederholen. Die Symmetrie des Diskriminators wird mit *R13* eingestellt.

Nach Abklemmen des Prüfsignals und Beseitigung des Kurzschlusses über *L2* wird mit *L2* auf Nulldurchgang zwischen *B2* und Masse abgeglichen. Auf diese Weise kann man sich von der Funktion des Oszillators überzeugen. Bei Nichtschwingen muß *C4* verringert werden.

An den Eingang *E* des Synchrodetektors wird ein unmoduliertes 10,7-MHz-Prüfsignal gegeben und mit *L1* maximale Spannung am Meßpunkt *MB* eingestellt. Die Signalspannung muß so groß gewählt werden, daß die Dioden begrenzen, was an *MB* nachweisbar ist.

Durch Verstimmen des 10,7-MHz-Signals nach beiden Seiten kann man den Synchronisationsbereich feststellen, der 300...350 kHz betragen sollte. Außerhalb dieses Bereichs setzt die Oszillatorschwingung aus, und es liegt kein NF-Signal am Ausgang an. Bei Verkleinerung von *C3* wird der Synchronisationsbereich größer und umgekehrt. Durch *R5* lassen sich die lineare Synchronisation und der Arbeitspunkt des Oszillators einstellen.

Für die einwandfreie Funktion des Synchrodetektors ist die volle Begrenzung des Eingangssignals notwendig. Der Signal-Rauschabstand vergrößert sich um etwa 20 dB gegenüber herkömmlichen Ratiometektoren. Ebenfalls wird die Selektivität des Empfängers wesentlich besser.

## Verwendete Bauelemente

Die Drosseln *Dr1* bis *Dr3* sind Ferrit-Abgleichkerne mit 2 mm Durchmesser und etwa 20 Wdg. 0,2-mm-CuL. Es sind jedoch auch UKW-Störschutzdrosseln verwendbar. Für die Kondensatoren empfehlen sich keramische Ausführungen. Die Einstellregler *R12* und *R13* sind nach dem Abgleich durch entsprechende Festwiderstände zu ersetzen.

Für die Transistoren *T1* bis *T3* ist der Einsatz von *GF 128* möglich, und für *T4* läßt sich der *SC 207* verwenden. Im Begrenzer können Si-Dioden *SAY 42* und für *D3* eine Ge-Diode *GA 100* benutzt werden. Die Originaldioden *2 GA 206* lassen sich durch den Typ *2 GA 113* ersetzen.

*Aus Amaterske Radio (ČSSR) Heft 8/1972*

## Literatur

- [1] *Pochtiol, V., Lapiš, L.*: Synchrodetektor, Amaterske Radio, Heft 8 (1972), Seite 306-308
- [2] *Damm, W.*: Ein transistorisierter Synchrodetektor, Radio-Fernsehen-Elektronik 20, Heft 17 (1971), Seite 580

Bild 2 Maßskizzen für Spulen-Abschirmbecher und für Spulenkörper

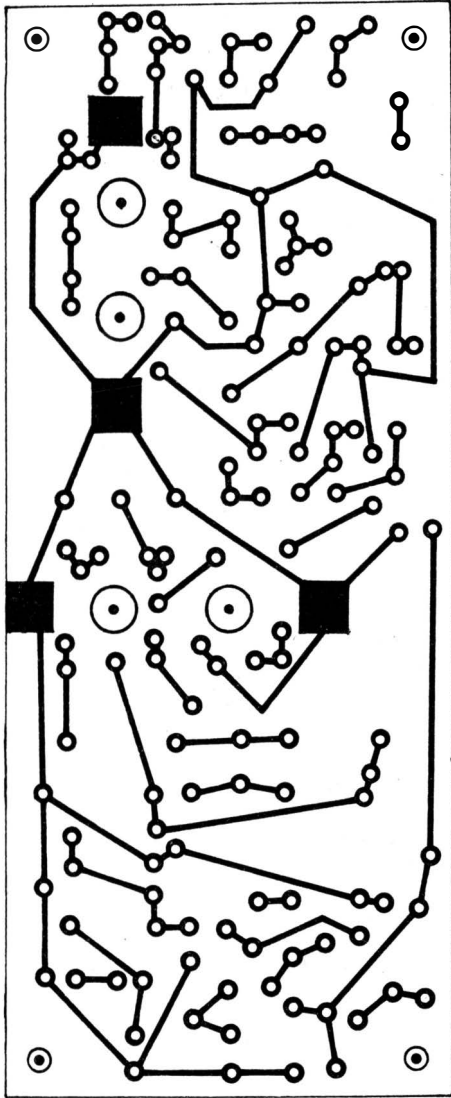
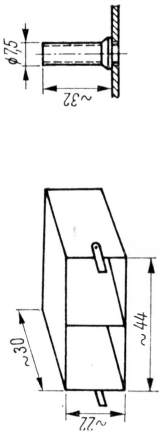


Bild 3 Leitungsmuster der Platine für den beschriebenen Synchrodetektor

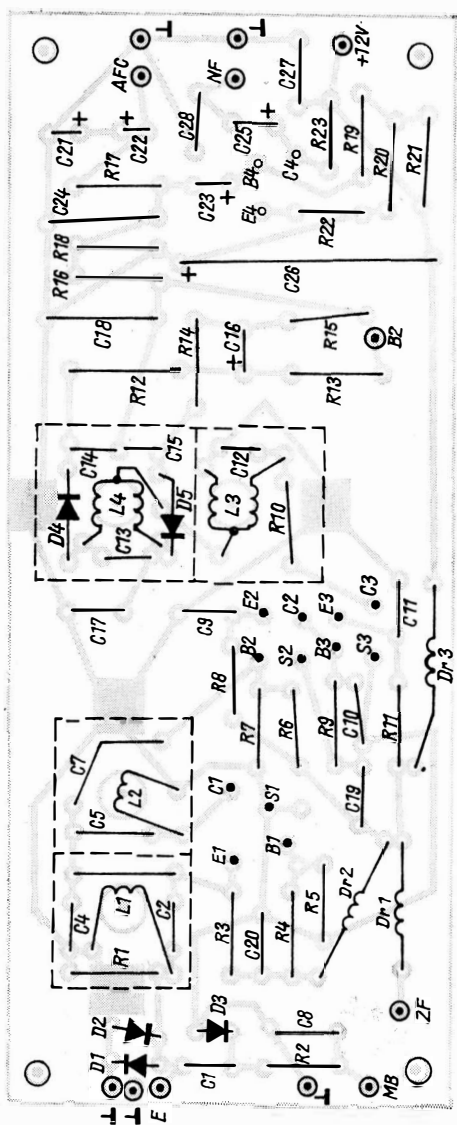


Bild 4 Bestückungsplan für die Platine nach Bild 3

# Thyristorsteller für große Leistung

Dipl.-Ing. Klaus Kühner

Durch die Weiterentwicklung der Halbleitertechnik ist in den letzten Jahren auch der Thyristor für den Elektronikamateur greifbar geworden. ([1][2]) Die wesentlichen Anwendungsgebiete des Thyristors liegen zur Zeit noch in der Leistungs- und der Konsumgüterelektronik. Für den Elektronikamateur bieten sich folgende Anwendungsgebiete an:

- Temperatursteuerung  
(Kochplatten, Tauchsieder, Wärmedecken, Lötkolben);
- Helligkeitssteuerung  
(Glühlampen);
- Drehzahlsteuerung (Bohrmaschinen, Küchengeräte).

Die Steuerung der 3 genannten Größen basiert auf einer Phasenschnittsteuerung des Thyristors. Dabei wird der Effektivwert der Spannung verändert und damit die Temperatur, Helligkeit bzw. Drehzahl gesteuert. Für den Elektronikamateur ist deshalb der Bau eines universellen Thyristorstellers sinnvoll, zumal er damit z. B. den Lötkolben in einer »Sparschaltung« betreiben oder die Drehzahl der Bohrmaschine den jeweiligen Verhältnissen anpassen kann (größere Löcher bohren; Spulen wickeln!). Nachfolgend soll der Bau des in Bild 1 dargestellten Thyristorstellers beschrieben werden.

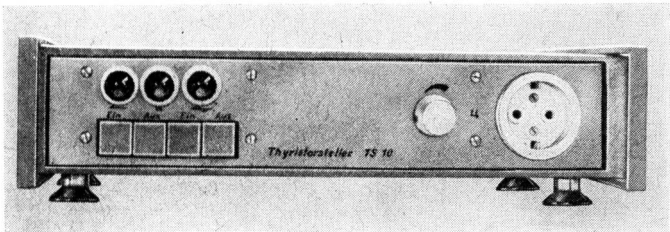


Bild 1 Ansicht des beschriebenen Thyristorstellers für universelle Anwendung

## Schaltung

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des Geräts. Für die Steuereinheit (Bild 3) wurde eine Schaltung analog [3] gewählt.

Während bei der negativen Halbwelle der Netzwechselfspannung die Diode D1 sperrt, fließt in der positiven Halbwelle über  $R1/D2$  ein Strom. Die Spannung an der Diode D2 wird im Maximalwert auf +20 V begrenzt. Gleichzeitig liegt am Spannungsteiler  $R2/R3$  eine

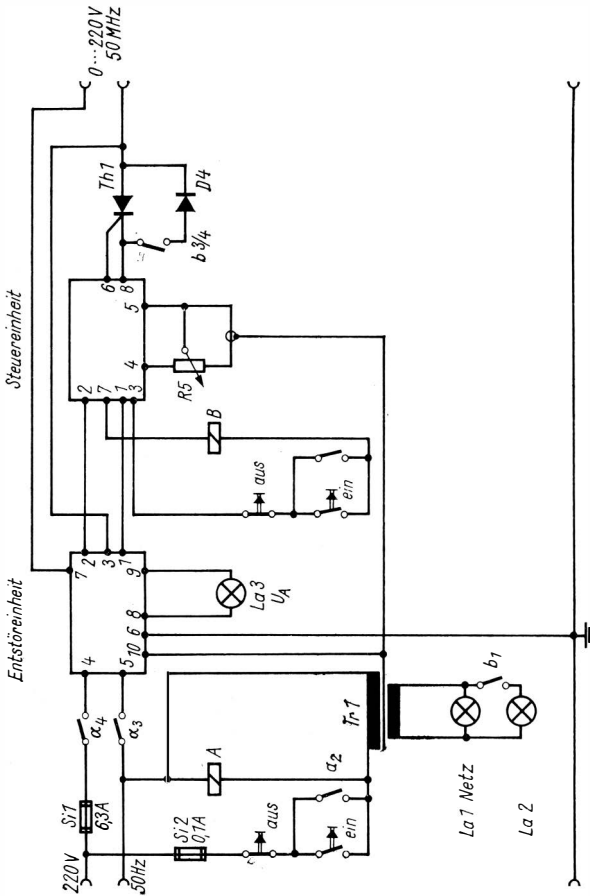


Bild 2 Schaltung für den universellen Thyristorsteller

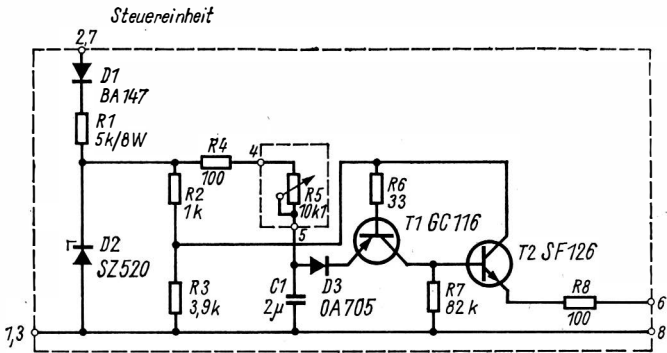


Bild 3 Schaltung der Steuereinheit

Spannung von etwa  $+16\text{ V}$ , die auch an der Basis von T1 bzw. am Kollektor von T2 auftritt. In der Anfangsphase ist die Spannung am Kondensator  $C1$   $U = 0\text{ V}$ , sie steigt entsprechend einer e-Funktion an. Die Zeitkonstante wird wesentlich durch die  $RC$ -Kombination  $\tau = (R4 + R5) \cdot C1$  bestimmt. An der Basis von T1 liegt eine positive Vorspannung. Damit ist der Transistor T1 gesperrt, wobei die Diode D3 die Basis-Emitter-Strecke vor unzulässig hoher Spannungsbelastung schützt. Der Widerstand  $R7$  leitet den Reststrom von T1 ab. Dadurch kann der Transistor T2 nicht durchschalten, und der Thyristor  $Th1$  bleibt gesperrt.

Übersteigt durch die Aufladung von  $C1$  die Summe der Spannungen an  $C1$ ,  $D1$  und  $U_{BE}$  von T1 den Wert der Basisvorspannung von T1, so beginnt dieser Transistor zu leiten. Damit wird der Transistor T2 ebenfalls aufgesteuert. Das Absinken der Kollektorspannung von T2 steuert den Transistor T1 weiter auf, und die Anordnung kippt in den 2. Zustand um. Durch den Emitterstrom von T2 wird dabei der Thyristor  $Th1$  gezündet. Dieser Vorgang wiederholt sich in jeder positiven Halbwelle, wobei der Thyristor bei Unterschreitung des Haltestroms von selbst löscht.

Durch das Potentiometer  $R5$  wird die Zeitkonstante  $\tau$  und in Verbindung damit der Stromflußwinkel  $\Theta$  festgelegt (Bild 4). Bei ohmscher Last ergibt sich der größte Zündwinkel zu dem Zeitpunkt, an dem der Haltestrom des Thyristors durch den Laststrom überschritten wird. Damit ist dieser Wert abhängig von der angeschlossenen Last und vom Haltestrom des Thyristors. Voraussetzung dafür ist, daß das Zündgerät diesen Winkel einzustellen gestattet.



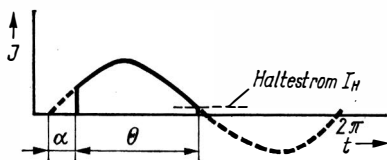


Bild 4  
Darstellung des Stromflußwinkels  
bei ohmscher Last

Der kleinste Zündwinkel ergibt sich aus der Summe der Zeiten:

- bis die Spannung an D2 den Wert von + 20 V erreicht hat, und
- die in dieser Zeit vorgenommene Aufladung von C1 plus der dann fortschreitenden Aufladung von C1 entsprechend  $\tau$ , bis der Transistor T1 öffnet.

Mit dem verwendeten Thyristor *WKU 10-10 W* ist bei einer Last von 2000 W bei  $U = 220$  V mit dem Muster eine Einstellung von

$$U_{\min} = 2 \text{ V}; \quad \alpha_{\max} = 175^\circ \text{ el}$$

$$U_{\max} = 153 \text{ V}; \quad \alpha_{\min} = 29^\circ \text{ el}$$

möglich. Der maximale Stromflußwinkel ist  $\Theta = 146^\circ$  el. Dieser weite Stellbereich dürfte für den Elektronikamateur durchaus ausreichend sein.

Durch den Einsatz eines 10-A-Thyristors ist es möglich, kurzzeitige Lastspitzen zu übertragen. Damit lassen sich z.B. handelsübliche Kochplatten steuern. Für den Amateur besteht die Möglichkeit, einen 3-A-Typ (*ST 103/4*, *KT 714*, *KU 201 L*) für Bohrmaschinen bzw. einen 1-A-Typ (*KT 505*) für Lötkolben und Beleuchtung einzusetzen.

Um die Regelfähigkeit von  $U_a = 0 \dots 220$  V zu erhalten, ist eine Diode D4 antiparallel zum Thyristor geschaltet. Damit ergeben sich 2 Stellbereiche:

$$\text{I} \quad U_a = 0 \dots 156 \text{ V} \quad (\text{Th } 1)$$

$$\text{II} \quad U_a = 156 \dots 220 \text{ V} \quad (\text{Th } 1 + \text{D } 4)$$

Die Diode D4 wird über einen Relaiskontakt von *Rel B* zugeschaltet. Das Relais wird durch einen Selbsthaltekontakt gehalten.

Das Gerät wird durch das Relais A eingeschaltet. Dieses Relais wird über Tasten in Verbindung mit einem Selbsthaltekontakt gesteuert. Damit wurde der Einsatz von 10-A-Schaltern umgangen, und es ergibt sich auch ein größerer Bedienungskomfort. Gleichzeitig wird ein selbsttätiges Einschalten bei Netzausfall vermieden. Mittels der Kontakte 3 und 4 des Relais A wird die Spannung über die Entstör-

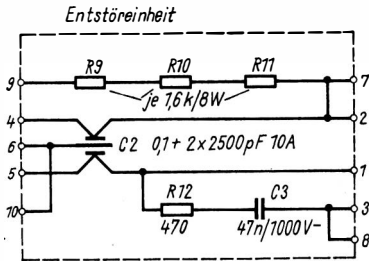


Bild 5  
Schaltung der Entstöreinheit

einheit (Bild 5) an die Steuereinheit angelegt. In dieser Betriebsart läßt sich der Effektivwert der Ausgangsspannung mit dem Potentiometer  $R5$  im Bereich I einstellen. Gleichzeitig leuchtet die Lampe  $La1$  als Kontrolle der Betriebsbereitschaft auf. Die Lampe  $La2$  zeigt die eingestellte Ausgangsspannung an. Über die Vorwiderstände  $R9$  bis  $R11$  liegt die Lampe  $La2$  parallel zur Ausgangsspannung. Die Vorwiderstände sind für einen Lampenstrom von  $I = 50$  mA bemessen.

Bei der Zuschaltung der negativen Halbwelle durch das Relais B leuchtet die Lampe  $La3$  auf. Jetzt läßt sich die Ausgangsspannung im Bereich II einstellen. Auf der Platte *Entstöreinheit* befindet sich zusätzlich die TSE-Beschaltung des Thyristors.

### Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau ist aus Bild 1 und Bild 6 zu erkennen. Das Gerät wurde in flacher Einschubbauweise aufgebaut. Durch Lösen einer Bodenschraube kann der Einschub nach vorn herausgezogen werden. Das Gehäuse wurde aus Sperrholz gefertigt und mit Furnierpapier beklebt, 2 Griffe erleichtern den Transport.

Die Bauelemente sind alle auf einer Bodenplatte aufgeschraubt. An der Frontplatte sind links die 4 Mikrotaster vom Typ  $D1Q$  (Auerbach) zur Relaissteuerung und darüber die 3 Kontrolllampen montiert. Rechts befindet sich das Einstellpotentiometer  $R5$  und daneben eine eingesetzte Schutzkontaktsteckdose. Die Funktionseinheiten *Steuereinheit* und *Entstöreinheit* wurden auf Hartpapierplatten montiert. Daneben befinden sich, montiert auf einen Kühlkörper, der Thyristor und die Diode  $D4$ . Am Rand der Bodenplatte liegen die Relais A und B ( $RH 98$ ). Ein gerade vorhandener Netztrafo versorgt die Lampen  $La1$  und  $La3$ . An ihrer Stelle ist auch der Einsatz von Glimmlampen möglich.

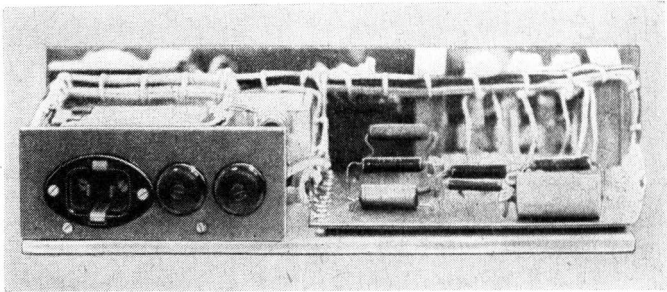


Bild 6 Innenansicht des beschriebenen Thyristorstellers

An der Rückseite befinden sich eine Kaltgerätesteckdose und die 2 Sicherungen. Für die Sicherung *S11* wurde, bedingt durch den Einsatz von Feinsicherungshaltern, die größte zur Verfügung stehende Feinsicherung von 6,3 A eingesetzt. Die Verbindungsleitungen sind zu einem Kabelbaum zusammengefaßt. Dabei ist auf den Einsatz des entsprechenden Drahtquerschnitts zu achten.

In diesem Zusammenhang muß auch auf die Sicherheit des Geräts und der Bedienperson (Arbeiten mit der Bohrmaschine) hingewiesen werden. Der Thyristorsteller entspricht der Schutzklasse I. Für diesen Bereich müssen alle inneren und von außen berührbaren Metallteile zuverlässig mit dem Schutzleiter verbunden sein. Dabei ist auch auf den entsprechenden Leiterquerschnitt zu achten. Das trifft besonders auf die Potentiometerachse zu.

### Inbetriebnahme

Nach der Fertigstellung des Geräts überzeugt man sich von der ordnungsgemäßen Verdrahtung und der entsprechenden Absicherung. Am besten erhöht man mit einem Stelltrafo langsam die Spannung und kontrolliert die Stromaufnahme. Ist alles in Ordnung, so kann man mit einer Glühlampe als Last die Funktionskontrolle durchführen.

### Literatur

- [1] *Anonym*: Thyristorsteuerung für die Drehzahlregelung kleiner Universalmotoren und für Beleuchtungszwecke; Funktechnik, Heft 8 (1969), Seite 294
- [2] *Keuter, W.*: Kleintyristoren und Triacs in der Haushalts- und Industrieanwendung; ETZ-B 21, Heft 19 (1969), Seite 447-451
- [3] *Regel, W.*: Schaltungsvarianten für die Ansteuerung von Thyristoren zur Drehzahleinstellung und Regelung, radio-fernsehen-elektronik 21, Heft 5 (1972), Seite 169-171

## Elektronisch gesteuerte Aufladung von Akkumulatoren

Harro Kühne

In Kraftfahrzeugen und vielen elektronischen Geräten werden Akkumulatoren als Stromquellen benutzt. In der Kraftfahrzeugtechnik kommen vor allem Blei-Akkumulatoren zum Einsatz, während in elektronischen Geräten zur Zeit überwiegend Nickel-Cadmium-Akkumulatoren verwendet werden. Da es sich bei beiden Stromquellen um chemische Energiespeicher handelt, müssen diese nach einer Entladung wieder aufgeladen werden. Der dazu notwendige Ladestrom kann nicht beliebig groß gewählt werden, weil sonst die Lebensdauer des Akkumulators verkürzt wird. Für einen vorgegebenen Akkumulator kann der zur Aufladung notwendige Ladestrom  $I_L$  nach Gleichung berechnet werden:

$$I_L = \frac{Q_a}{t_L \cdot \eta_a} \quad (1)$$

Es bedeuten:  $Q_a$  die Nennkapazität des Akkumulators in Ah;  $t_L$  die Aufladezeit in h und  $\eta_a$  den Wirkungsgrad des Akkumulators (dieser liegt bei Blei-Akkumulatoren zwischen 0,7 und 0,9; Nickel-Cadmium-Akkumulatoren haben im allgemeinen einen geringeren Wirkungsgrad). Die Aufladezeit soll bei normaler Ladung nicht kürzer als 10 h gewählt werden. Wenn für Akkumulatoren eine Schnellladung zulässig ist (das trifft besonders für neuere NC-Typen zu), so sind die Vorschriften des Herstellers zu beachten.

Zur Erzeugung des Aufladestroms können einfache Netzteile eingesetzt werden. Diese sind oft so ausgelegt, daß der nach der Gleichung (1) berechnete Strom mit einem Potentiometer bei angeschlossenem Akkumulator eingestellt werden kann. Diese einfache Anordnung hat zwei Nachteile. Einmal sinkt der Ladestrom mit zunehmender Aufladung des Akkumulators ab. Dadurch dauert die Aufladung des Akkumulators länger, wenn man den Strom nicht von Zeit zu Zeit nachstellt. Besonders stark wirkt sich dieser Effekt bei Blei-Akkumulatoren aus, weil die Spannung am Ende der Ladung um etwa 20 bis 30% höher ist als zu Beginn der Ladung. Der zweite Nachteil

eines einfachen Ladegeräts ist, daß man den Akkumulator überladen kann oder daß er nicht auf seine volle Kapazität aufgeladen wird.

Beide Nachteile werden von den in jüngster Zeit bekannt gewordenen Ladegeräten mit elektronischer Strombegrenzung und automatischer Abschaltung vermieden. Solche Ladegeräte haben den Vorteil, daß der Ladestrom unabhängig von der Spannung des zu ladenden Sammlers eingestellt werden kann. Als Kriterium für das Ende der Aufladung benutzt man im allgemeinen die Ladeschlußspannung des Akkumulators. Diese Spannung beträgt bei Blei-Akkumulatoren etwa 2,6...2,7 V je Zelle und bei NC-Akkumulatoren etwa 1,6...1,8 V je Zelle. Wenn die Zellenspannung des zu ladenden Akkumulators diese Werte erreicht, so wird der Ladestrom verringert. Je mehr sich die Ladeschlußspannung dem zu Beginn der Aufladung eingestellten Grenzwert nähert, um so geringer wird der fließende Ladestrom. Dadurch wird eine Überladung zuverlässig vermieden, aber trotzdem für eine vollständige Aufladung des Akkumulators gesorgt. Im folgenden werden zwei Schaltungen näher beschrieben, die sich für den Aufbau von Ladegeräten nach dem eben beschriebenen Prinzip eignen.

Bild 1 zeigt die Schaltung für ein einfaches Ladegerät. Die Schaltung kann einen Ladestrom zwischen 9 mA und 55 mA liefern. Die Ladeschlußspannung darf zwischen 0,6 V und 6,5 V liegen. Aus den Kenndaten ist zu entnehmen, daß sich diese Schaltung besonders zum Laden von kleineren Blei- und NC-Akkumulatoren mit nicht zu großen Spannungen eignet. Die Schaltung wird von einer nichtstabilisierten Gleichspannungsquelle mit einer Nennspannung von 15 V versorgt. Den konstanten Ladestrom erzeugt der Leistungstransistor T3. Dieser

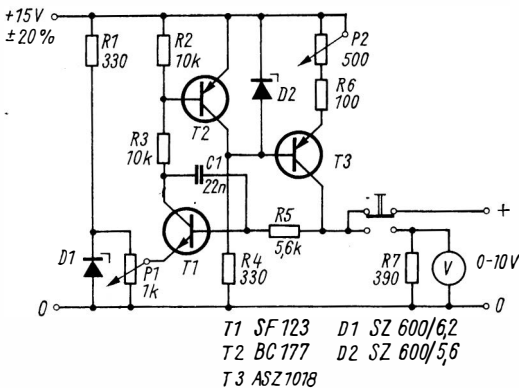


Bild 1 Schaltung des automatischen Ladegeräts kleiner Leistung

Transistor arbeitet in Emitterschaltung mit Stromgegenkopplung durch die Widerstände  $R6$  und  $P2$ . Wie aus dem Kennlinienfeld ersichtlich, ist der Kollektorstrom eines Transistors in Emitterschaltung weitgehend unabhängig von der anliegenden Kollektorspannung.

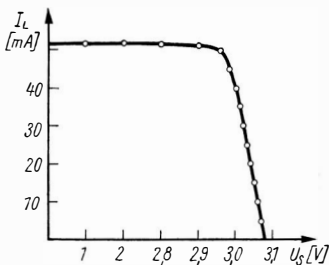
Diesen Effekt nutzt man in der Schaltung nach Bild 1 aus, wobei die Konstanz des Kollektorstroms wegen der Stromgegenkopplung noch wesentlich verbessert wurde. Die Z-Diode  $D2$  stabilisiert die Spannung zwischen der Basis von  $T3$  und dem positiven Pol der Speisespannung. Dadurch ist der Spannungsabfall über den beiden Widerständen  $R6$  und  $P2$  nur wenig von einer Änderung der Eingangsspannung der Schaltung abhängig. Für den Ladestrom  $I_L$  gilt die Gleichung:

$$I_L = \frac{U_z - U_{\text{BET}3}}{R6 + P2} \quad (2)$$

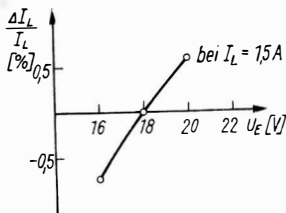
$U_z$  ist die Z-Spannung der Diode  $D2$  und  $U_{\text{BET}3}$  die mittlere Basis-Emitterspannung von  $T3$  (etwa 0,35 V). Da  $U_z$  nur wenig von der Eingangsspannung der Schaltung beeinflusst wird, ist auch der Ladestrom entsprechend konstant. Zur automatischen Verringerung bzw. Abschaltung des konstanten Ladestromes zu dem Zeitpunkt, zu dem der Akkumulator vollständig geladen ist, dienen die Transistoren  $T1$  und  $T2$  und die zu ihnen gehörenden Bauelemente. Die Spannung, bei der die Ladung beendet werden soll, stellt man mit dem Potentiometer  $P1$  ein. Die Z-Diode  $D1$  stabilisiert den Spannungsabfall über  $P1$ , wenn sich die Eingangsspannung ändert.

Solange die Spannung des Akkumulators kleiner ist als die Spannung zwischen dem Schleifer von  $P1$  und dem Minuspol der Speisespannung plus der Basis-Emitterspannung von  $T1$  (etwa 0,55 V), liefert  $T3$  den vollen mit  $P2$  eingestellten Strom. In dem Moment, in dem die Akkumulatorspannung den voreingestellten Wert überschreitet, beginnt  $T1$  zu leiten. Sein Kollektorstrom fließt als Basisstrom in die Basis von  $T2$ . Dieser Transistor leitet nun ebenfalls, und es fließt ein Strom, der sonst seinen Weg durch die Z-Diode  $D2$  nimmt. Solange noch Strom durch  $D2$  fließt, ändert sich der von  $T3$  gelieferte Ladestrom nur wenig. Steigt die Akkumulatorspannung weiter an, so verringert sich die Spannung zwischen dem Pluspol der Speisespannung und der Basis von  $T3$  sehr schnell. Entsprechend verringert sich auch der Ladestrom.

Die Spannung, bei der die Ladung beendet werden soll, stellt man zu Beginn der Aufladung ein. Dazu wird die Taste  $Ta$  gedrückt und an Stelle des Akkumulators ein Voltmeter in den Kollektorkreis von  $T3$  geschaltet. Da der Innenwiderstand von Voltmetern im allgemeinen in der Größenordnung von einigen  $k\Omega$  liegt, müßte der Reststrom von  $T3$  sehr klein sein, wenn eine richtige Einstellung der Abschaltspannung gesichert sein soll. Deshalb wurde der Widerstand  $R7$



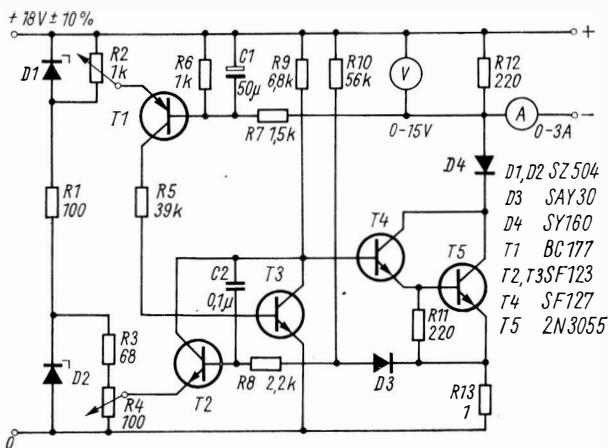
**Bild 2**  
Abhängigkeit des Ladestroms von der Sammlerspannung bei der Schaltung nach Bild 1



**Bild 3**  
Relative Änderung des Ladestroms bei der Änderung der Eingangsspannung der Schaltung nach Bild 1

zusätzlich dem Voltmeter parallelgeschaltet. Dadurch darf der Reststrom des Transistors T3 etwa 1 mA betragen, wenn T2 vollständig leitet. Zum Abschluß noch der Hinweis, daß der Leistungstransistor auf einem Kühlblech (2 mm Al) mit den Abmessungen 50 mm × 100 mm montiert werden sollte. Die Schaltung ist dann dauerkurzschlußfest. In Bild 2 und 3 ist die Wirkungsweise der automatischen Endabschaltung bzw. die Abhängigkeit des Ladestroms von der Eingangsspannung dargestellt.

Für eine wesentlich größere Leistung ist die Schaltung für ein Lade-



**Bild 4** Schaltung eines Ladegeräts großer Leistung

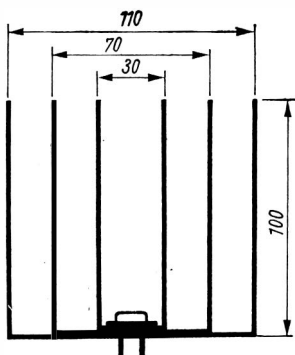
gerät ausgelegt, wie sie Bild 4 zeigt. Auch diese Schaltung ist kurzschlußfest. Der mit  $R_4$  einstellbare Ladestrom reicht von 75 mA bis 3 A. Die Grenzwerte für die Ladeschlußspannung liegen zwischen 1,25 V und 13 V. Da der maximale Ladestrom bei dieser Schaltung 3 A beträgt, ist es technisch nicht möglich, den Ladestrom mit einem Potentiometer im Emittierkreis von T5 zu verändern. Bei der Schaltung nach Bild 4 wurde deshalb ein anderer Weg beschritten. Im Emittierkreis von T5 liegt ein Widerstand  $R_{13}$  von  $1 \Omega$ , an ihm fällt eine dem Emittierstrom entsprechende Spannung ab. Da der Emittierstrom etwa gleich dem Kollektorstrom des Transistors T5 ist, ist der Spannungsabfall über  $R_{13}$  ein Maß für den fließenden Ladestrom. Zu der Spannung über  $R_{13}$  wird mit der Diode D3 eine Spannung von etwa 0,6 V addiert. Diese Diode kompensiert die Basis-Emittierspannung des Vergleichstransistors T2. Da der Temperaturkoeffizient der Durchlaßspannung von D3 nahezu gleich dem Temperaturkoeffizienten der Basis-Emittierspannung des Transistors T2 ist, bewirkt die Diode D3 auch eine Stabilisierung des eingestellten Stroms gegenüber Schwankungen der Umgebungstemperatur.

Die Schaltung zur Einstellung des gewünschten Ladestroms arbeitet folgendermaßen: Die aus den Transistoren T4 und T5 gebildete *Darlington*-Schaltung wird über  $R_9$  mit einem Basisstrom versorgt. Dieser ist so groß, daß der maximale Ladestrom von 3 A im Kollektor von T5 sicher erreicht werden kann. Der Strom durch T5 steigt aber nur so lange an, bis der Spannungsabfall über  $R_{13}$  gleich der Spannung zwischen dem Emittier und dem Minuspol der Eingangsspannung wird. In diesem Augenblick beginnt der Transistor T2 zu leiten. Dieser Transistor leitet den Anteil des Stroms durch  $R_9$  von der Basis von T4 ab, der nicht zur Aufrechterhaltung des gewünschten Ladestroms benötigt wird. Die Emittierspannung von T2 ist mit der Z-Diode D2 stabilisiert und kann zwischen 0 und 3 V verändert werden. Da der Widerstand  $R_{13}$  einen Wert von  $1 \Omega$  hat, müßte man eigentlich auch einen Ladestrombereich von 0 bis 3 A erwarten können. Die Kompensation der Basis-Emittierspannung ist aber nicht vollständig, so daß sich der oben angegebene Regelbereich ergibt. Soll dieser geändert werden, so gilt für den Ladestrom die Näherungsformel:

$$I_L = \frac{U'_{R_4} + U_{\text{BET}2} - U_{D_3}}{R_{13}} \quad (3)$$

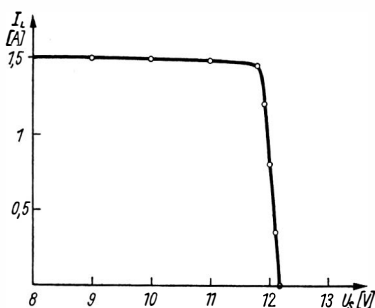
In dieser Gleichung bedeuten:  $U'_{R_4}$  die Spannung zwischen dem Schleifer von  $R_4$  und dem Minuspol der Eingangsspannung;  $U_{\text{BET}2}$  die Basis-Emittierspannung von T2 und  $U_{D_3}$  die Durchlaßspannung von D3. Die Schaltung der automatischen Endabschaltung entspricht weitgehend der in Bild 1 angewendeten Methode. Erreicht die Akku-



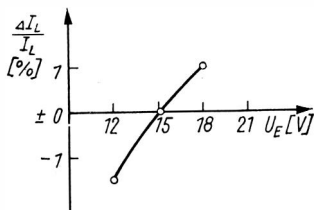


Al-Blech 2mm Tiefe 120mm  
schwarz

**Bild 5**  
Vorschlag für die Konstruktion des  
Kühlkörpers für T5,



**Bild 6**  
Wirkungsweise der Ladestrombegrenzung  
in Abhängigkeit von der Akkumulator-  
spannung bei der Schaltung nach Bild 4



**Bild 7**  
Relative Änderung des Ladestroms bei  
einer Änderung der Eingangsspannung  
der Schaltung nach Bild 4

mulatorspannung den mit  $R2$  einstellbaren Grenzwert, so werden T1 und damit auch T3 leitend. Der in die Basis von T4 fließende Strom wird dadurch verringert. Steigt die Akkumulatorspannung dann noch weiter an, so leitet schließlich der Transistor T3 den Strom von  $R9$  vollständig nach Masse ab, so daß der Ladestrom nahezu Null wird.

Die Diode  $D4$  schützt den Transistor T5 vor zu großer Verlustleistung, wenn der Sammler versehentlich falsch angeklemt sein sollte. Da die Verlustleistung von T5 bei Dauerkurzschluß und maximaler Eingangsspannung von 20 V etwa 50 W beträgt, muß dieser Transistor auf einen entsprechenden Kühlkörper montiert werden. Der Wärmewiderstand des verwendeten Kühlkörpers muß etwa bei  $0,5 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  liegen. Bild 5 zeigt einen Kühlkörper für diesen Zweck. In den Bildern 6 und 7 ist die Abschaltkennlinie bei einem Strom von 1,5 A bzw. die Konstanz des Ladestromes gegenüber Schwankungen der Eingangsspannung dargestellt.

# Quarzuhr mit digitaler Zeitanzeige

Ing. Dieter Müller

Die fortschreitende *Digitalisierung* der Elektronik und das gesteigerte Angebot an hierfür geeigneten, verbilligten (Silizium-) Bauelementen veranlassen auch den Amateur, sich mit dieser Technik vertraut zu machen.

In diesem Beitrag wird eine quarzgesteuerte Digitaluhr beschrieben. Einige wesentliche Probleme, die beim Selbstbau einer Digitaluhr entstehen, werden erläutert. Dabei kann dieser Beitrag aber nicht die Breite einer ausführlichen Bauanleitung annehmen. Trotz der größtenteils verwendeten verbilligten »Bastel-Bauelemente« sind die Materialkosten relativ hoch.

## Das Prinzip

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild der beschriebenen Quarzuhr, das prinzipiell für nahezu alle Quarzuhren zutrifft. Als Taktgeber für die Uhr fungiert der in einem Thermostaten eingebaute Quarzgenerator, der eine hochkonstante Frequenz von 200 kHz erzeugt. Einer Entkoppelstufe folgt ein *Schmitt-Trigger*, der die Quarzschwingungen in rechteckförmige Schwingungen umwandelt. Der nachgeschaltete bistabile Multivibrator halbiert die 200-kHz-Frequenz auf 100 kHz.

Ein dekadischer Frequenzuntersetzer teilt die 100 kHz auf 10 kHz, ein weiterer auf 1 kHz usw., bis die dem Zeitnormal 1 s entsprechende Frequenz von 1 Hz erreicht ist. Die 1-Hz-Frequenz wird dem 1-Sekunden-Zähler zugeführt. Dieser Zähler gleicht in seinem Aufbau jeder der dekadischen Frequenzteilerstufen (von 100 kHz bis auf 1 Hz).

Die Zählung ist gleichbedeutend mit einer Frequenzteilung. Dem 1-Sekunden-Zähler ist im Gegensatz zu den vorhergehenden Teilerstufen eine Anzeigestufe zugeordnet. Nach einer entsprechenden Zuordnung der Schaltzustände der in der Zählstufe vorhandenen Multivibratoren zu den jeweiligen Ziffern der Anzeigeröhre durch eine sogenannte Dekodierschaltung zeigt diese die Sekunden 0 bis 9 an.

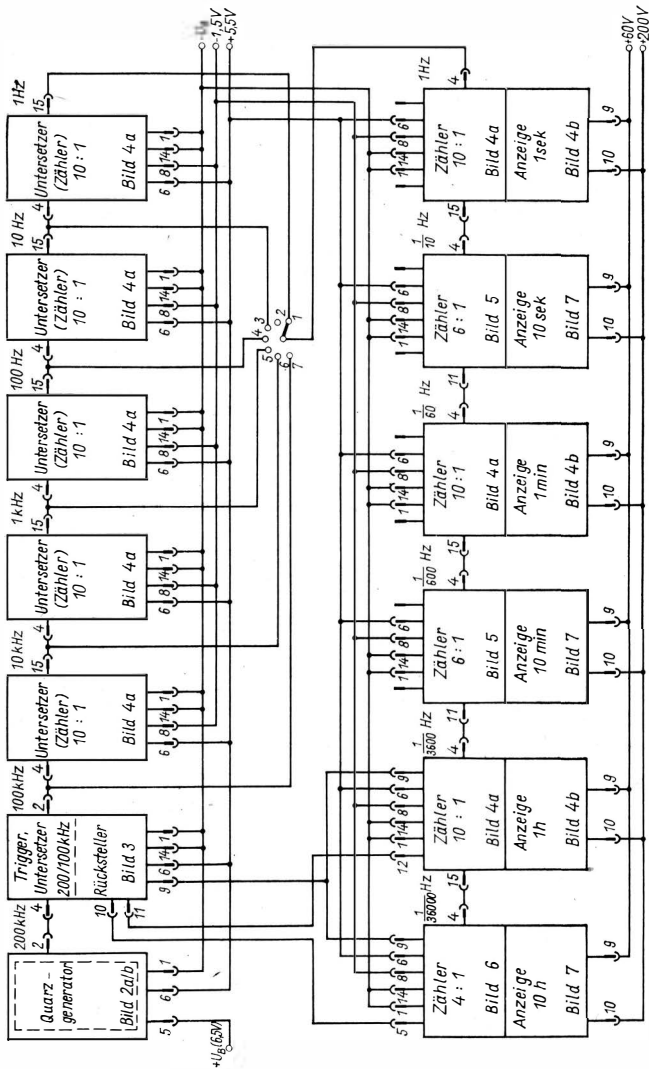


Bild 1 Blockschaltbild der beschriebenen Quarzuhr, die Verdrahtung der Baustufen ist eingezeichnet

Nach dem Erreichen der 9 führt der nächste Sekundenimpuls zum Weberschalten des 10-Sekunden-Zählers, der 1-Sekunden-Zähler springt auf die 0 zurück. Der 1-Sekunden-Zähler führt somit eine Frequenzteilung von 1 Hz auf  $\frac{1}{10}$  Hz aus.

Der dem 1-Sekunden-Zähler nachfolgende 10-Sekunden-Zähler erreicht schon nach 6 Eingangsimpulsen seine Ausgangsstellung wieder. Er teilt also die Eingangsfrequenz im Verhältnis 6 : 1. Nach jeweils 60 Sekunden gibt er einen Impuls an den 1-Minuten-Zähler weiter. Auch dem 10-Sekunden-Zähler kann eine Anzeigestufe zugeordnet werden. Um Material einzusparen, kann man auch auf eine Anzeige der Sekunden verzichten, es entfallen dann die beiden Anzeigestufen mit den zugehörigen Zählröhren, die eigentlichen Zählstufen werden auf alle Fälle benötigt. Gleichermaßen wie bei den Sekunden erfolgt die Zählung und Anzeige (auf die nicht verzichtet werden kann) der Minuten mit einer dekadischen und danach mit einer 6 : 1-Zählstufe. Letztere gibt alle 60 min einen Impuls an den dekadischen 1-Stunden-Zähler. Der nachfolgende 10-Stunden-Zähler hat nur eine 4 : 1-Zählstufe. Erreicht der 10-Stunden-Zähler die Ziffer 2 und der 1-Stunden-Zähler die 4, also nach Ablauf von 24 Stunden, so wird von der Rückstellereinheit ein Impuls der 10- und der 1-Stunden-Zählstufe zugeführt, der auf Null zurückstellt. Wenn die Uhr richtig gestellt worden ist, geschieht dies normalerweise genau um 0.00 Uhr.

Um die nicht von selbst richtig gehende Uhr stellen zu können, ist ein Stufenschalter vor dem Eingang des 1-Sekunden-Zählers angebracht. Er gestattet, je nach gewählter Schaltstellung, einen oder mehrere Frequenzteiler zu überspringen und somit die Uhr schneller vorwärts laufen zu lassen. Das Stellen der Uhr geht so vonstatten, daß man durch den schnellen Vorlauf auf den Zählröhren einen Wert einstellt, der von der tatsächlichen Zeit noch nicht erreicht worden ist. Man stellt z.B. um 12.55 Uhr die Anzeige auf 13.00 Uhr und wartet auf Schalterstellung 2, bis in einem Rundfunkempfänger das Zeitzeichen um 13.00 Uhr ertönt. Genau in diesem Moment wird der Schalter auf Stellung 1 gelegt. Die Uhr läuft dann mit normalem Gang, richtig gestellt, weiter.

## **Funktion der Baugruppen**

### *Der Quarzgenerator*

Bild 2a zeigt die Schaltung des Quarzgenerators. Der Quarzgenerator arbeitet in kapazitiver Dreipunktschaltung, der Transistor T1 in Emitterschaltung. Die Schaltung zeichnet sich durch gutes Anschwingverhalten, relativ breite Verstimmungsmöglichkeit und nicht zuletzt durch ihre Einfachheit aus.

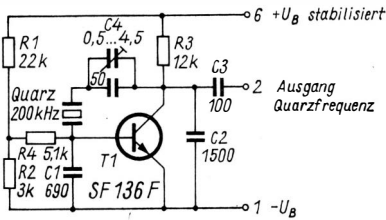


Bild 2a  
Schaltung des Quarzgenerators

Wie alle Untersetzer- bzw. Zählstufen arbeitet der Quarzgenerator bereits mit einer Spannung von 5 V. Das erlaubt den Einsatz eines handelsüblichen Akkus im Pufferbetrieb, wenn ein Stehenbleiben der Uhr während eines möglichen Netzausfalls vermieden werden soll. Die Schwingfrequenz des Quarzes bzw. des Oszillators ist 200 kHz. Durch  $C_4$  kann diese noch in geringfügigen Grenzen variiert werden. Über  $C_3$  wird die 200-kHz-Frequenz vom Kollektor des Transistors T1 abgenommen. Die Quarzfrequenz muß nicht unbedingt wie im Mustergerät 200 kHz betragen; sie muß sich aber durch Teilung in 10er- oder 2er-Stufen oder durch eine Mischung von beiden genau auf die Frequenz 1 Hz teilen lassen.

Um mit möglichst wenig Untersetzerstufen auszukommen, wäre eine niedrige Quarzfrequenz wünschenswert. Dem steht entgegen, daß Quarze mit kleiner werdender Schwingfrequenz einen steigenden Temperaturkoeffizienten aufweisen. Quarze, deren Frequenz über 100 kHz liegt, haben einen niedrigen Temperaturkoeffizienten, so daß gegebenenfalls auf einen geheizten Thermostaten verzichtet werden kann, wenn die Uhr, was normalerweise immer der Fall ist, bei relativ konstanter Raumtemperatur betrieben wird. Bei größeren Temperaturschwankungen sind dann allerdings Gangabweichungen zu erwarten, die bis zu 1 s/Tag betragen können. Einschließlich der im Mustergerät verwendeten 200 kHz wären z. B. noch folgende Quarzfrequenzen möglich.

1. 100 kHz: Untersetzerstufe 2 : 1 entfällt.
2. 320 kHz: Untersetzerstufe 10 : 1 (100 kHz–10 kHz) wird auf Untersetzungsverhältnis 16 : 1 gebracht.
3. 160 kHz wie 2., zusätzlich entfällt Untersetzerstufe 2 : 1.
4. 512 kHz: 2 Untersetzerstufen 10 : 1 werden auf Untersetzungsverhältnis 16 : 1 gebracht.
5. 256 kHz: wie 4., zusätzlich entfällt Untersetzerstufe 2 : 1.
6. 128 kHz: 1 Untersetzerstufe 10 : 1 wird auf Verhältnis 16 : 1 gebracht, 1 weitere auf das Verhältnis 8 : 1 durch Weglassen eines Multivibrators, die Untersetzerstufe 2 : 1 entfällt.

Weitere sich aus anderen Kombinationen ergebende Frequenzen lassen sich leicht errechnen.

### Der Thermostat

Um eine höchstmögliche Ganggenauigkeit der Uhr zu erreichen, hat man beim Mustergerät den Quarzgenerator in einen aus Kupferblech zusammengelöteten Thermostaten eingebaut. Zur Wärmeisolierung wurde 10 mm dicker Polystyrolschaum eingesetzt. Die verwendete Regelschaltung zeigt Bild 2 b. Als Temperaturregeber dient ein Transistor *GC 121* mit offener Basis. Der Kollektorreststrom eines Germaniumtransistors verdoppelt sich bekanntlich bei einer Temperaturerhöhung um  $10^{\circ}\text{C}$ . Durch wechselweisen Einsatz von Silizium- (npn-) und Germanium- (pnp-) Transistoren wird der Regelkreis in der Weise geschlossen, daß Abweichungen zwischen Soll- und Istwert abgebaut werden.

Die Regelschaltung arbeitet prinzipiell als kontinuierlicher Proportionalregler. Praktisch aber ergibt sich durch die relativ große Verstärkung und das Zeitverhältnis der Regelstrecke ein Zweipunkt-Verhalten.

Der Regelverstärker ist gleichstromgekoppelt und hat keine Temperaturstabilisierung. Um ein einwandfreies Arbeiten zu gewährleisten, wurde er mit im Thermostaten untergebracht. Es ist weiter erforderlich, den Verstärker mit einer stabilisierten Spannung zu betreiben, besonders deshalb, weil der Strom durch den Temperaturfühler (T1) unmittelbar von der Betriebsspannung abhängt. Schwankungen der Betriebsspannung führen damit unmittelbar zu Temperaturschwankungen und diese zur Inkonstanz der Quarzfrequenz.

Das relativ ungünstige Einschwingverhalten der Temperatur stört

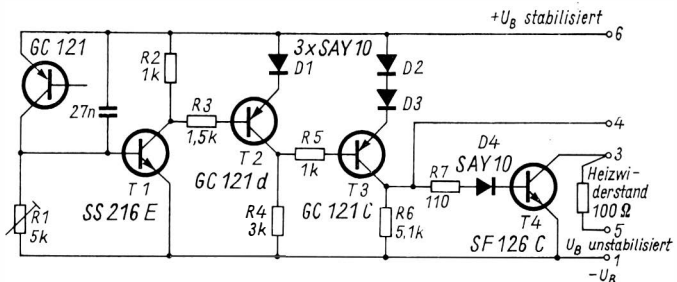


Bild 2 b Schaltung der Temperaturregelung für den Thermostaten

nicht, da nur das Langzeitverhalten von Bedeutung ist. Der Eigenverbrauch der Schaltung erreicht bei Abgleich ein Minimum (etwa 10 mW), hat also kaum Einfluß auf die Wärmebilanz des Thermostaten. Die Verlustleistung des Endtransistors (T3) wird mit zum Aufheizen des Thermostaten genutzt. Um die Batterieleistung voll auszunutzen, liegt der Heizkreis nicht an der geregelten Spannung, sondern direkt an der Batterie. Die Verluste der Regelstrecke werden so umgangen (bei voller Batterie etwa 2 V Spannungsabfall, d. h. 100 mW Regelverlust, die so mitgenutzt werden).

Die Thermostatentemperatur sollte nur wenig über der maximal zu erwartenden Raumtemperatur liegen (etwa 35 °C), um Heizleistung einzusparen. Ein Signal, das den Arbeitszustand des Thermostaten erkennen läßt, kann am Steckeranschluß 4 des Quarzgenerators abgenommen werden.

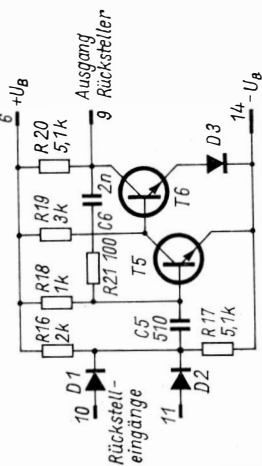
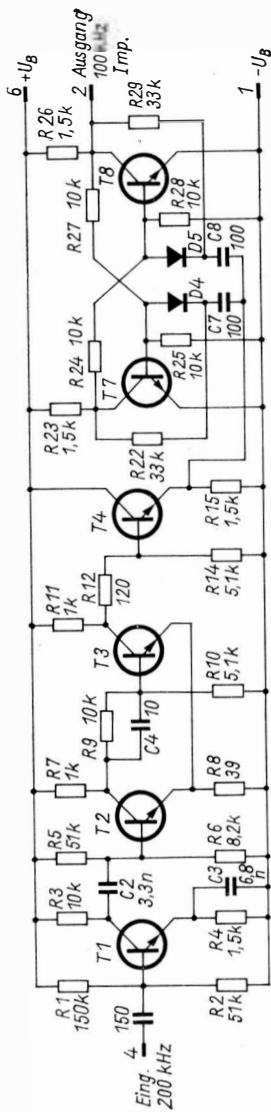
Der Heizwiderstand von etwa 100  $\Omega$  verbraucht im eingeschalteten Zustand eine Leistung von etwa 300 mW. Die maximal erreichbare Temperaturüberhöhung liegt bei 20 °C. Um den eigentlichen Thermostaten und damit die Heizleistung (Batteriebetrieb) so klein wie möglich halten zu können, befindet sich nur der Quarzoszillator im Thermostaten. Die Entkoppelstufe ist bereits auf der *Schmitt*-Trigger-Platte untergebracht.

### *Der Impulsformer*

Die Schaltung der dem Quarzgenerator folgenden Stufe zeigt Bild 3. Die 200 kHz werden über den Steckeranschluß 4 einer Entkoppelstufe zugeführt (T1). T2 und T3 bilden einen *Schmitt*-Trigger, dessen Wirkungsweise in [1] ausführlich beschrieben wird. Seine Funktion wird nur kurz angedeutet. Beim Fehlen eines Eingangssignals an T2 muß dieser gesperrt und T3 leitend sein. Die Sperrung von T2 erfolgt über den gemeinsamen Emitterwiderstand R8 von T2 und T3. Erhält der Eingang von T2 ein positives Signal, so wird T2 leitend und T3 über R9-C4 gesperrt.

Unterschreitet das Eingangssignal an T2 einen Grenzwert bzw. wird seine Polarität umgekehrt, schaltet der *Schmitt*-Trigger wieder in seine Ursprungslage (T2 gesperrt, T3 leitend) zurück. Bedingt durch die direkte Kopplung und die Wirkung von C4 erfolgt die Umschaltung schnell, und es entstehen Impulse mit steilen Flanken, wie sie für die Weiterverarbeitung in den Frequenzteilern benötigt werden.

Über eine Trennstufe (T4) gelangen die Impulse an den Eingang eines als Frequenzteiler 2 : 1 verwendeten bistabilen Multivibrators, dessen Arbeitsweise im nächsten Abschnitt behandelt wird. Die ebenfalls auf dieser Leiterplatte installierte Rückstelleinheit wird in einem der folgenden Abschnitte erläutert.



T1 ... 8 - SC 216 C

D1... 5 - SAY 11

Bild 3 Schaltung der Baugruppe: Trigger, Frequenzteiler 200 kHz-100 kHz und Rücksteller



### Die Zähler- bzw. Frequenzteilerstufe

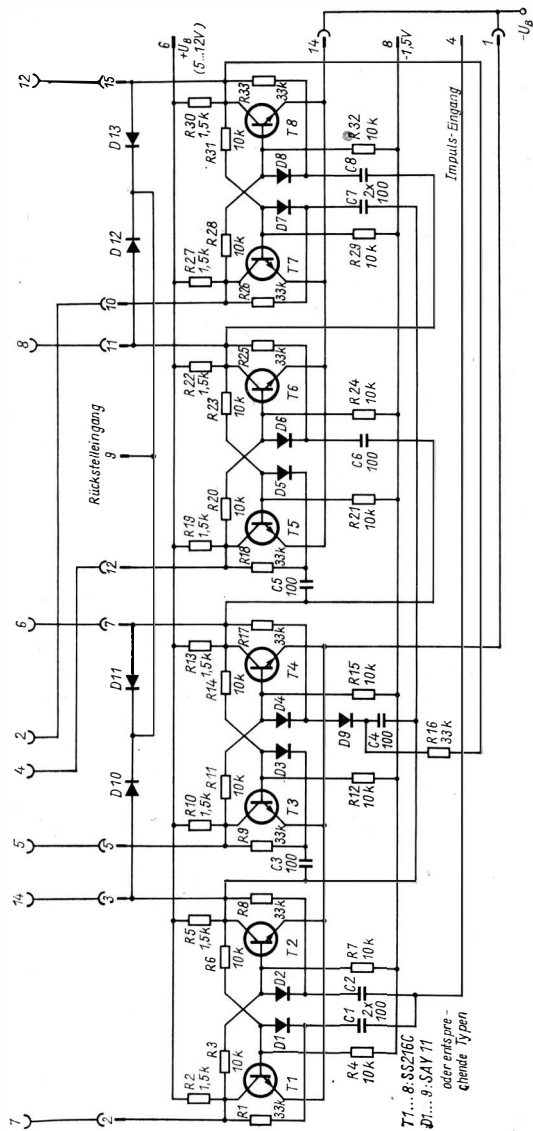
Sämtliche dem *Schmitt*-Trigger nachfolgenden Frequenzteiler- bzw. Zählerstufen sind aus mehreren bistabilen Multivibratoren aufgebaut. Bild 4a zeigt die Schaltung einer dekadischen Zählstufe, die mit 4 bistabilen Multivibratoren bestückt ist. Da jeder Multivibrator im Verhältnis 2 : 1 herunterteilt, d.h. bis 2 zählen kann, könnte eine solche Stufe bis 16 zählen bzw. die Eingangsfrequenz im Verhältnis 16 : 1 herunterteilen. Durch einen Eingriff in die normale Schaltung wird die Zählfolge auf 10 begrenzt.

Am Steckanschluß 6 liegt der Pluspol der Betriebsspannung (beim Mustergerät 5,5V), an 1 und 14 der Minuspol. Der Anschluß 8 wird mit einer negativen Hilfsspannung von etwa 1,5 V gegenüber Anschluß 1 bzw. 14 beaufschlagt, um ein sicheres Sperren des jeweils nichtleitenden Transistors zu erreichen. Bei Ausgangsstellung bzw. Nullstellung sind die Transistoren T1, T3, T5, T7 gesperrt, die Transistoren T2, T4, T6, T8 geöffnet. In Tabelle 1 sind in der 1. Zeile die entsprechenden Schaltzustände für die leitenden Transistoren mit 0 bezeichnet (am jeweiligen Kollektor steht nur die Restspannung) und die gesperrten Zustände mit L (am jeweiligen Kollektor der gesperrten Transistoren steht praktisch die volle Betriebsspannung).

**Tabelle 1** Schaltzustände der einzelnen Multivibratoren (MV) bzw. der Transistoren einer dekadischen Zählstufe (Bild 4a)

Ziffer	1. MV		2. MV		3. MV		4. MV	
	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
0	L	0	L	0	L	0	L	0
1	0	L	L	0	L	0	L	0
2	L	0	0	L	L	0	L	0
3	0	L	0	L	L	0	L	0
4	L	0	L	0	0	L	L	0
5	0	L	L	0	0	L	L	0
6	L	0	0	L	0	L	L	0
7	0	L	0	L	0	L	L	0
8	L	0	L	0	L	0	0	L
9	0	L	L	0	L	0	0	L
0	L	0	L	0	L	0	L	0

Der 1. negative Impuls könnte, oberflächlich betrachtet, vom Eingang der Stufe (Anschl. 4) sowohl über C1 und D1 zum Eingang von T1 als auch über C2 und D2 zum Eingang von T2 gelangen. Da T1 aber gesperrt ist, an seinem Kollektor (Anschl. 2) die volle Betriebsspannung liegt, mit der über R1 auch die Katode der Diode D1 positiv vorgespannt wird, ist diese gesperrt und läßt den Impuls nicht passieren (Torschaltung). Da andererseits T2 leitend ist, ist dessen Kol-



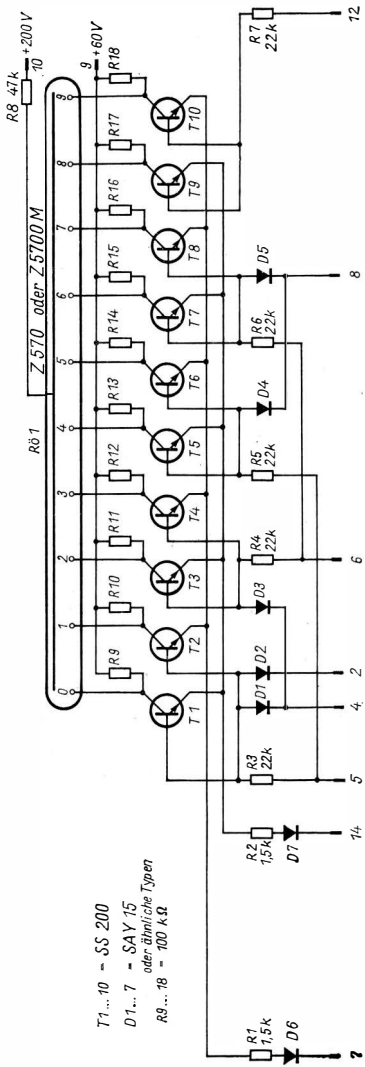


Bild 4 a) Schaltung einer dekadischen Zählstufe (entspricht dem Zählbaustein Z1 vom WF). b) Schaltung einer dekadischen Anzeigeeinheit (entspricht dem Anzeigebaustein A-1H vom WF). Die zur Ankopplung der Anzeigeeinheit an die Zählstufe erforderlichen Zwischenverbindungen sind eingezeichnet

lektorspannung und damit auch die positive Vorspannung der Diode D2 sehr klein. Der negative Impuls, der durch C2 und R8 noch differenziert wurde und somit steilere Flanken erhielt, kann die Diode passieren. Ein negativer Impuls an der Basis eines npn-Transistors sperrt diesen zunächst kurzzeitig. Die Kollektorspannung an T2 steigt an, über R6 erhält T1 eine positive Basisspannung und wird leitend. Die Kollektorspannung an T1 sinkt, wodurch auch die Basis von T2 negativer wird. Die zusätzlich über R7 zugeführte negative Hilfsspannung sorgt dafür, daß der gesperrte Zustand von T2 sicher bis zum Eintreffen des nächsten Impulses erhalten bleibt.

Da beim Umschalten des Transistors T2 vom leitenden in den gesperrten Zustand die Spannung an dessen Kollektor schnell ansteigt, entsteht hier ein positiver Spannungsimpuls, der über C3 bzw. C4 auch zum 2. Multivibrator (T3, T4) geleitet wird. Die Dioden D3 und D4 gestatten aber auf Grund ihrer Polung nur das Passieren negativer Impulse, so daß positive Impulse kein Umschalten des Multivibrators bewirken können. Das trifft für alle hier eingesetzten Multivibratoren zu.

Die Schaltzustände der Zählstufe nach dem 1. Impuls zeigt die Zeile 2 der Tabelle. Trifft der 2. Impuls am Eingang der Stufe ein, so wird ihm durch die Vorspannung der Diode D2 der Weg zum Transistor T2 versperrt, die Basis T1 dagegen kann relativ ungehindert erreicht werden. T1 war leitend und wird durch den negativen Impuls gesperrt; der Multivibrator schaltet um, T2 wird leitend und die Spannung am Kollektor von T2 fällt rasch ab.

Ein schnelleres Absinken einer positiven Spannung erscheint nach einem relativ kleinen Kondensator (Differenzierwirkung) als steiler negativer Impuls. Dieser kann die vorgespannte Diode D3 nicht passieren, wohl aber D9 und D4. T4 erhält diesen Sperrimpuls, der 2. Multivibrator schaltet um. Danach ist T3 leitend und T4 gesperrt. Die dritte Zeile der Tabelle zeigt diesen für die Ziffer 2 gültigen Schaltzustand der Zählstufe. Jeder weitere am Eingang eintreffende Impuls führt zu einem Umkippen des 1. Multivibrators (T1, T2), wovon nur jeder 2. Impuls an den 2. Multivibrator weitergegeben wird, der folglich bei jedem 2. Eingangsimpuls umkippt. Dieser gibt nur jeden 4. Eingangsimpuls zum 3. Multivibrator weiter, der nun jeden 8. Eingangsimpuls an den letzten weiterreicht.

Die Verbindung vom Kollektor von T2 über C7 zu T7 bleibt bis zum Eintreffen des 9. Impulses ohne Bedeutung, da T7 bis zum 8. Impuls gesperrt ist und erstmals durch den 8. Impuls von T6 in den leitenden Zustand versetzt wird. Beim Umschalten des 4. Multivibrators wird T8 gesperrt. Die Kollektorspannung an T8 steigt auf die Betriebsspannung an. Über R16 wird die Katode von D9 positiv vorgespannt, die Diode also gesperrt. Der 9. Impuls bewirkt nur ein Umschalten des 1. Multivibrators. Der 10. Impuls schaltet den 1. Multivibrator in

die Nullstellung. Die gesperrte Diode D9 sperrt dem von T2 kommenden Impuls den Weg zum 2. Multivibrator, der sich ebenso wie der 1. bereits in Nullstellung befindet. Durch diese Maßnahme verbleiben beide in dieser Stellung. Über die Verbindung von 1. zum 4. Multivibrator (C7) erfolgt das Umschalten des letzteren.

Der entsprechende Schaltzustand der Multivibratoren ist aus der letzten Zeile der Tabelle 1 zu entnehmen. Beim Vergleich mit der 1. Zeile wird man feststellen, daß die Ausgangsstellung (Nullstellung) wieder erreicht wurde. Bei der letzten Umschaltung des 4. Multivibrators (10. Impuls) entsteht am Kollektor von T8 ein negativer Spannungssprung, der am Ausgang (Stecker 15) abgenommen und einer weiteren Zählstufe zugeführt werden kann. Die Rückstellung des Zählers aus einem beliebigen Zustand in die Nullstellung erfolgt durch Kurzschließen des Steckeranschlusses 9 mit dem Minuspol der Speisenspannungsquelle bzw. durch einen negativen Impuls. In beiden Fällen werden die Kollektoren der geradzahigen Transistoren (T2, T4, T6, T8) kurzzeitig oder dauernd auf sehr niedriges Potential gebracht. Dadurch wird die Basisvorspannung der ungeradzahigen Transistoren sehr niedrig, durch die negative Hilfsspannung sogar negativ, wodurch diese Transistoren sperren und somit die ganze Zählstufe in Nullstellung bringen.

Will man eine mit 4 bistabilen Multivibratoren ausgerüstete Zählstufe bis zu ihrem maximal möglichen Teilverhältnis von 16 : 1 betreiben (siehe Abschnitt über Quarzfrequenz), so braucht man die in die Schaltung eingebauten »Kunstgriffe«, die zur dekadischen Zählung führen, nur wieder zu entfernen. Es wäre dann der Widerstand R16 und die Verbindung C7-C4 zu entfernen. C7 wäre dann wie C8 mit dem Kollektor von T6 zu verbinden.

### *Die 6 : 1-Zählstufe*

Der 10-Sekunden- und der 10-Minuten-Zähler brauchen jeweils nur bis 5 zu zählen und müssen beim Eintreffen des 6. Impulses wieder auf Null zurückspringen und einen Impuls an die nachfolgende Stufe weitergeben. Bild 5 zeigt die Schaltung der entsprechenden Zählstufe, die dem Zählbaustein Z1-6 vom VEB Werk für Fernseh elektronik entspricht. Gegenüber dem dekadischen Zähler hat er einen Multivibrator weniger. Bis zur Ziffer 4 zählt diese Stufe normal durch.

Mit dem 4. Eingangsimpuls wird T6 gesperrt und die Diode D9 über R16 vorgespannt und somit ebenfalls gesperrt. Der 5. Impuls schaltet ohnehin nur den 1. Multivibrator um. Der 6. Impuls sperrt T1 und steuert T2 auf. Der negative Impuls von T2 kann wegen der gesperrten Diode T4 nicht beeinflussen, wohl aber T5 sperren. In Tabelle 2 sind die entsprechenden Schaltzustände dargestellt.

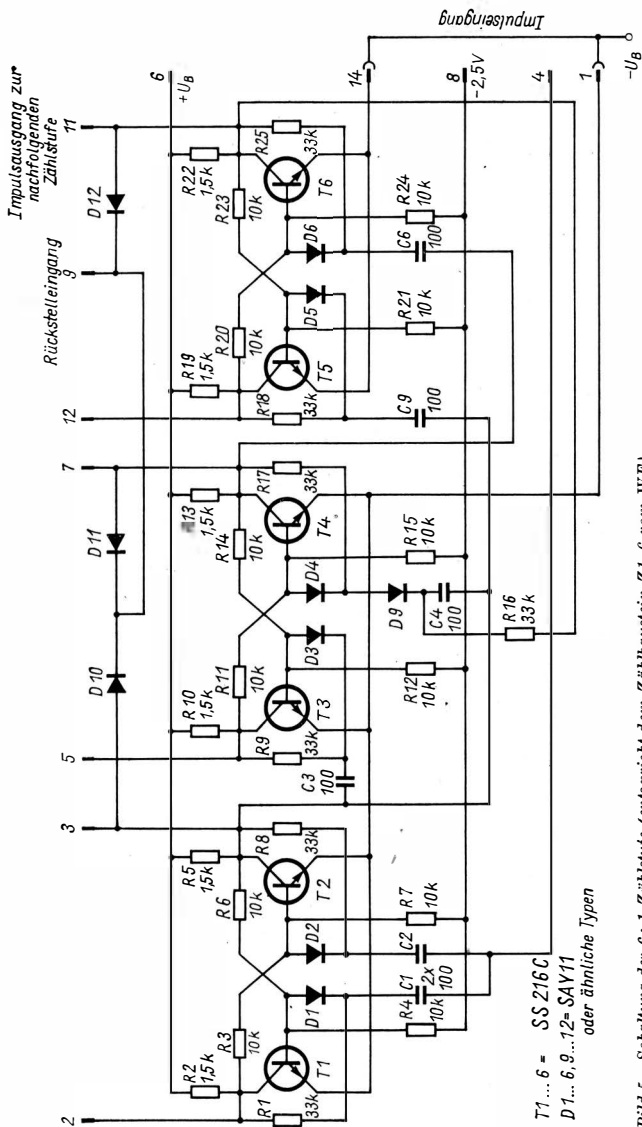


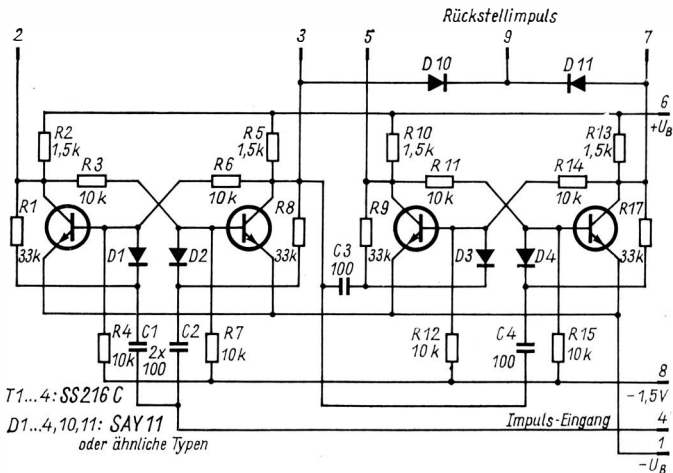
Bild 5 Schaltung der 6; 1-Zählstufe (entspricht dem Zählbaustein Z1-6 vom WF)

**Tabelle 2** Schaltzustände der einzelnen Multivibratoren (MV) bzw. der Transistoren einer 6:1-Zählstufe (Bild 5)

Ziffer	1. MV		2. MV		3. MV	
	T1	T2	T3	T4	T5	T6
0	L	O	L	O	L	O
1	O	L	L	O	L	O
2	L	O	O	L	L	O
3	O	L	O	L	L	O
4	L	O	L	O	O	L
5	O	L	L	O	O	L
0	L	O	L	O	L	O

*Die 4: 1-Zählstufe*

Die Schaltung der einfachsten Zählstufe, die nur bis 4 zählen kann, zeigt Bild 6. Sie besteht aus zwei bistabilen Multivibratoren, die normal gekoppelt sind. Nach dem 4. Eingangsimpuls erreicht diese Schaltung wieder ihre 0-Stellung – und das ohne jegliche Tricks. Im praktischen Betrieb als 10-Stunden-Zähler einer Uhr wird der Zählstufe gestattet, jeweils nur von 0 bis 2 zu zählen, denn sobald diese die 2 erreicht hat und der 1-Stunden-Zähler auf die 4 springen müßte, werden beide durch einen Impuls der Rückstelleinheit (Bild 3) auf 0 gestellt.



**Bild 6** Schaltung der 4: 1-Zählstufe (entspricht dem Zählbaustein Z 1-3 vom WF)

### Die Rückstelleinheit

Die Rückstelleinheit (Bild 3) stellt einen gleichstromgekoppelten monostabilen Multivibrator dar. Im Ruhezustand ist T5 durch den relativ kleinen Basisvorwiderstand  $R_{18}$  ( $1\text{ k}\Omega$ ) leitend und T6 gesperrt, da dessen Basis auf dem Kollektorpotential von T5 (etwa  $0,5\text{ V}$ ) liegt, im Emittierzweig aber eine Diode in Durchlaßrichtung liegt. Damit durch T6 Strom fließen soll, muß an dessen Basis eine Spannung von über  $1\text{ V}$  gegen  $-U_B$  stehen. Bei gesperrtem T6 hat dessen Kollektor  $+U_B$ -Potential.

**Tabelle 3** Schaltzustände der einzelnen Multivibratoren (MV) bzw. der Transistoren einer 4:1-Zählstufe (Bild 6)

Ziffer	1. MV		2. MV	
	T1	T2	T3	T4
0	L	O	L	O
1	O	L	L	O
2	L	O	O	L
3	O	L	O	L
0	L	O	L	O

Wird dieser mit dem Rückstelleingang (Anschluß 9) der beiden Stundenzähler verbunden, so geschieht zunächst nichts weiter. Der Eingang über D1 ist mit dem Kollektor T3 (Anschluß 5) des 10-Stunden-Zählers verbunden, der andere Eingang (D2) mit dem Kollektor von T3 (Anschluß 12) des 1-Stunden-Zählers. Solange mindestens einer dieser beiden Transistoren gesperrt ist, führt der Knotenpunkt von D1-D2-C5 etwa  $\frac{2}{3} + U_B$ -Potential. Werden aber beide Transistoren gleichzeitig geöffnet, und dies geschieht, wie man aus Tabelle 1 und 3 entnehmen kann, genau bei der Zahl 24, so fällt die Spannung am Knotenpunkt auf  $-U_B$  ab. T5 erhält über C5 einen negativen Impuls und sperrt, T6 wird leitend. Die mit dem Kollektor von T6 verbundenen Rückstelleingänge des 1- und 10-Stunden-Zählers (Anschluß 9) werden auf Restspannungspotential gelegt. Dadurch werden alle ungeradzahlig Transistoren gesperrt, die geradzahlig Transistoren sind leitend, was dem Zustand der Ziffer 0 entspricht. Der Rückstellmultivibrator kippt nach wenigen Mikrosekunden (C6) wieder in seine Ruhelage zurück.

### Die Anzeigeeinheit

Unmittelbar mit den Zählstufen für die Minuten und Stunden, gegebenenfalls auch für die Sekunden sind die entsprechenden Anzeige-



einheiten gekoppelt. Ihre Wirkungsweise ist nur im Zusammenhang mit der entsprechenden Zählstufe zu betrachten. Wie bei den Zählwurde auch folgerichtig bei den Anzeigestufen auf die Schaltungen der WF-Bausteine zurückgegriffen und wurden die gleichen 15poligen Stecker nach TGL 200-3820 mit der gleichen Kontaktbelegung verwendet.

Der Einsatz der bewährten Industrieschaltungen für die beiden am häufigsten eingesetzten Baugruppen sichert eine einwandfreie Funktion ohne vieles Herumprobieren. Beim Mustergerät wurden in den Zähl- und Anzeigebausteinen auf Spannungsfestigkeit, Stromverstärkung und Restspannung überprüfte Basteltransistoren eingesetzt, die auf Anhieb eine einwandfreie Funktion ergaben. Der Einsatz des gleichen Steckersystems kann den Nachbau erleichtern, da zu erwarten ist, daß zu gegebener Zeit diese Bausteine, zumindest aber die Leiterplatten, verbilligt vom Handel angeboten werden. Gegenüber einer in [5] beschriebenen Variante ist die Zahl der benötigten Bauelemente merklich geringer. Die Schaltung der dekadischen Anzeigestufe zeigt Bild 4b. Sie enthält neben der Zählröhre und den zugehörigen Ansteuertransistoren auch die Dekodierschaltung. Die Kontaktbezeichnung entspricht der des Anzeigebausteins (*A-IH*) für horizontalen Einbau vom VEB Werk für Fernseh elektronik. Die Anschlüsse der Dekodier-Matrix sind mit den entsprechenden Anschlußnummern der zugehörigen Zählleinheit versehen, mit denen sie zu verbinden sind.

Die Arbeitsweise der Zählröhren ist in [3] und [4] beschrieben. An dieser Stelle sei nur so viel gesagt, daß immer diejenige Katode (Ziffer) der Zählröhre aufleuchtet, deren Spannung gegenüber der Anode größer als 170 V ist. Bei einem gesperrten Transistor beträgt diese Spannung nur  $200 - 60 = 140$  V. Ist ein Transistor dagegen aufgesteuert, wird an der Glimmstrecke der Zählröhre nahezu die gesamte Speisespannung von 200 V wirksam, abzüglich dem Spannungsabfall über *R8*, der erst nach dem Zünden einer Strecke auftritt.

Die Dekodierschaltung ist gegenüber anderen Varianten relativ einfach, da nicht nur die Basen der Ansteuertransistoren, sondern gruppenweise auch deren Emitter gesteuert werden. Die Emitter der Ansteuerungstransistoren für die geraden und die ungeraden Ziffern sind jeweils verbunden. Bei allen geraden Ziffern steht am Kollektor von *T1* (Bild 4a, 5, 6) die Betriebsspannung  $+U_B$ . Damit wird die Katode *D6* positiv vorgespannt, und die Transistoren *T2*, *T4*, *T6*, *T8* und *T10* sind gesperrt, wodurch alle ungeraden Ziffern nicht aufleuchten können. Umgekehrt wird bei allen ungeraden Ziffern die Diode *D7* vorgespannt und so alle die geraden Ziffern steuernden Dioden gesperrt. Soll die 0 aufleuchten, so sind die Steuertransistoren für die ungeraden Ziffern über deren Emitter gesperrt, die Emitter der Transistoren für

die geradzahligen Ziffern dagegen über  $R1$ ,  $D6$  (Bild 4b) und den geöffneten Transistor  $T2$  (Bild 4a) mit  $-U_B$ -Potential verbunden. Die Basis des 0-Transistors erhält vom Kollektor  $T3$  (Bild 5a)  $+U_B$ -Potential und wird damit aufgesteuert. Die 0 leuchtet auf. Gleichzeitig erhalten die Basen der Transistoren für die Ziffern 1, 4 und 5 diese Spannung. Die Transistoren für die 1 und die 5 sind emitterseitig gesperrt. Außerdem wird durch den durchgesteuerten Transistor  $T6$  (Bild 4a) die Steuerspannung für  $T5$  und  $T6$  praktisch kurzgeschlossen, so daß fast die gesamte Spannung  $U_B$  über  $R5$  abfällt. Die Dioden  $D1$  und  $D2$  sind gesperrt, da ihre Katoden mit den Kollektoren gesperrter Transistoren ( $T1$ ,  $T5$ , Bild 4a) verbunden sind.

Schaltet der Zähler um einen Schritt weiter auf die 1, so ändert sich an den Spannungsverhältnissen der Basen der Steuertransistoren nichts. Es erfolgt dagegen die Sperrung über die Emitter der Transistoren für die geraden Ziffern. Die Emitter der Transistoren für die ungeraden Ziffern werden geöffnet – die 1 leuchtet auf.

Schaltet der Zähler weiter auf die 2, werden die Emitter der Transistoren der ungeraden Ziffern gesperrt. Vom Kollektor von  $T4$  (Bild 4a) erhalten die Transistoren der Ziffern 2, 3, 7 und 8 eine positive Basisvorspannung. Die 3 und die 7 können wegen der emitterseitigen Sperrung nicht aufleuchten, die 7 und die 8 außerdem nicht, weil  $T6$  (Bild 4a) geöffnet ist und die Steuerspannung für  $T7$  und  $T8$  faktisch kurzschließt. Die 0 kann nicht aufleuchten, da über  $D1$  und  $D2$  keine positive Steuerspannung zur Basis des zugehörigen Steuertransistors gelangen kann.

Beim Weiterschalten auf die 3 erfolgt die Steuerung nur über die Emitterleitungen. Schaltet der Zähler auf die 4, erfolgt neben der emitterseitigen Freigabe der geraden Ziffern eine Ansteuerung der Basen der Transistoren für die Ziffern 4 und 5 über  $R5$ . Auch die Basis des 0-Transistors würde eine Steuerspannung über  $R3$  erhalten, wenn jetzt nicht  $T5$  (Bild 4a) leitend wäre, der dessen Basis praktisch kurzschließt. Die Spannung fällt damit nahezu vollständig über  $R3$  ab.

Der vorher vorhanden gewesene Kurzschluß der Steuerspannung für den 4- und 5-Transistor durch  $T6$  (Bild 4a) wurde durch das Umschalten des 3. Multivibrators (Bild 4a) aufgehoben, da  $T6$  jetzt gesperrt ist und dessen Kollektorspannung ( $+U_B$ ) die Dioden  $D4$  und  $D5$  sperrt.

Beim Weiterschalten auf die 5 werden wiederum nur die Emitter der Steuertransistoren beeinflußt. Die Steuertransistoren für die 8 und die 9 bleiben auch auf der Basisseite so lange gesperrt, bis der Zähler auf die 8 schaltet, d. h., bis der 4. Multivibrator aus der 0-Stellung gekippt wird. Die Steuerung der übrigen Ziffern kann analog hierzu unter Zuhilfenahme der Tabelle 1 betrachtet werden.

### *Die Anzeigestufe 0...5 und 0...2*

Die Schaltung der 0...5-Anzeigestufe, die für die 10-Minuten- und evtl. auch für die 10-Sekunden-Anzeige benötigt wird, zeigt Bild 7. Sie ist aus der dekadischen Anzeigestufe durch Weglassen der Steuerelemente für die Ziffern 6 bis 9 entstanden. Die verbleibenden Anschlüsse und die Zielbezeichnungen der zugehörigen Zählstufe entsprechen denen der dekadischen Anzeigestufe.

Eine weitere Vereinfachung gegenüber der 0...5-Anzeigestufe ist die 0...2-Anzeigestufe. Gegenüber der Schaltung der 0...5-Stufe entfallen T4...T6, D1, D3, R5, R12, R13 und R14 sowie die entsprechenden Zuleitungen zu den Anschlüssen 4 und 8.

### **Hinweise für den Aufbau**

Sämtliche elektronische Baugruppen wurden auf Leiterplatten mit den Abmessungen 85 mm × 65 mm aufgebaut, die mit einer 15poligen Steckerleiste nach TGL 200-3820 an ihrer Schmalseite bestückt sind. Sie entsprechen damit auch den in [2] beschriebenen WF-Bausteinen in ihren äußeren Abmessungen. Diese können gegebenenfalls original in den Zähl- und Anzeigestufen eingesetzt werden.

Die verwendeten Transistoren sind ausschließlich Basteltransistoren. Sie wurden sämtlich auf Stromverstärkung und Reststrom geprüft. Dabei sollten die Silizium-Transistoren (vorwiegend Miniplast) praktisch keinen meßbaren Reststrom (1-mA-Bereich) haben. Die Transistoren in den Multivibratoren der Zählstufen sollen darüber hinaus eine kleine Restspannung haben ( $\leq 0,5$  V). Die Ansteuertransistoren für die Ziffernanzeigeröhren werden auf Spannungsfestigkeit geprüft (70 V). Bei dieser Spannung darf der Kollektorreststrom nur wenige  $\mu$ A betragen, wenn die Basis mit einer negativen Vorspannung von einigen Volt beaufschlagt wurde.

Die Gesamtverdrahtung der Uhr (ohne den getrennt aufgebauten Netzteil) zeigt Bild 1. Der Netzteil wurde mit einigen Extras ausgerüstet, wie automatische Umschaltung von Netz- auf Batteriebetrieb bei Netzausfall, die automatische Rückkehr von Batterie- auf Netzbetrieb bei Wiederkehr der Netzspannung, sowie der Möglichkeit, auch bei Batteriebetrieb wahlweise die energieaufwendigen Anzeigeeinheiten in Betrieb zu halten.

Näher hierauf einzugehen würde den Rahmen dieses Beitrages sprengen. Hier sei nur soviel gesagt, daß die Versorgungsspannungen der Zählstufen (+ 5,5 V und - 1,5 V) stabilisiert sein sollten, auch wenn diese in einem relativ weiten Spannungsbereich arbeiten können. Der Thermostat benötigt für den exakten Betrieb unbedingt eine gut stabilisierte Spannung. Die Betriebsspannungen für die Anzeige-

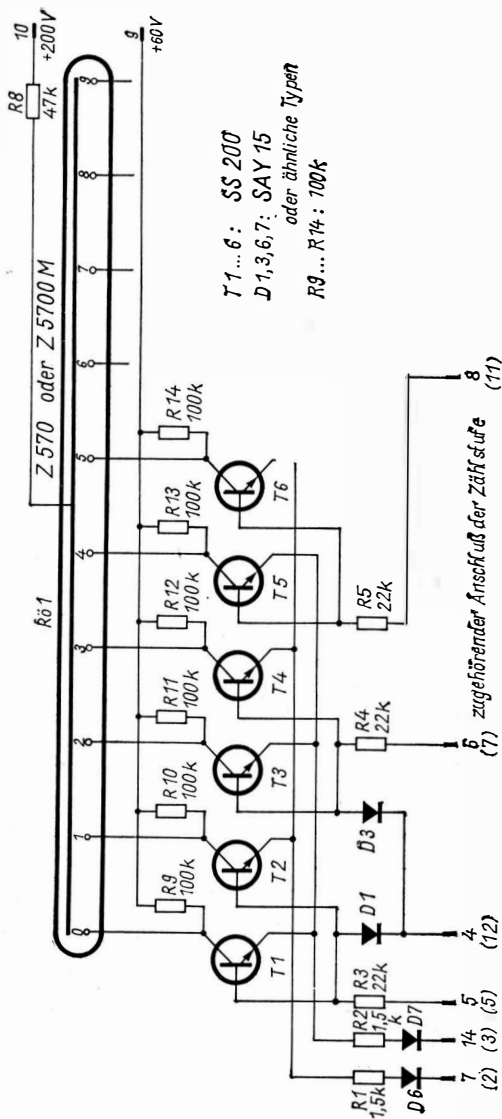
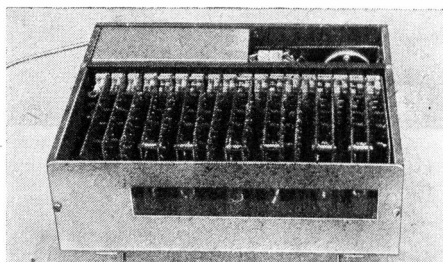
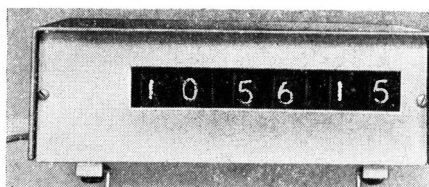


Bild 7 Schaltung einer 0 ... 5-Anzeigeinheit (entspricht dem Anzeigebaustein AI H-6 vom WF)



*Bild 8  
Blick in die geöffnete  
Quarzuhr*



*Bild 9  
Frontansicht der  
beschriebenen Quarzuhr*

röhren von 200 V und 60 V sollten zumindest grob stabilisiert sein ( $\pm 5\%$ ). Um Störimpulse aus dem Netz fernzuhalten, die gegebenenfalls mitgezählt werden und die Uhr *vorgehen* lassen, empfiehlt es sich, die Netzleitung zu verdrosseln.

Bild 8 zeigt die Ansicht der geöffneten Uhr. Unmittelbar hinter der durchsichtigen Frontscheibe aus organischem Glas befinden sich die Leiterplatten. Man erkennt, daß die Anzeigeeinheiten mit den zugehörigen Zählseinheiten durch Abstandsrollen verbunden sind, so daß beide eine Einheit bilden. An der Rückwand befinden sich der Thermostat, der Steckanschluß für den Netzteil und der Schalter zum *Stellen* der Uhr. Das Gehäuse hat die Abmessungen 230 mm  $\times$  190 mm  $\times$  75 mm. Bild 9 zeigt die Frontansicht der Uhr.

#### Literatur

- [1] *Jakubaschk, H.*: Das große Elektronik-Bastelbuch, 3. Auflage, Berlin 1968, Seite 174-176
- [2] *Standfuß, B.*: Digitalbausteine aus dem VEB Werk für Fernseh elektronik, radio-fernsehen-elektronik, 19, Heft 5 (1970), Seite 148
- [3] *Müller, W.*: Anzeigeröhren - Allgemeine Information, radio-fernsehen-elektronik, 19, Heft 3 (1970), Seite 81-83
- [4] *Müller, W.*: Ziffernanzeigeröhren Z 570 M, Z 5700 M, radio-fernsehen-elektronik 19, Heft 4 (1970), Seite 115/116
- [5] ...: Bastlerschaltung »Elektronische Uhr«, Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O., 1968
- [6] *Standfuß, B.*: Digitalbausteine für den universellen Einsatz, Elektronisches Jahrbuch 1971, Berlin 1970, Seite 95-104

# Schwingfrequenzprüfung bei MOSFETs

Walter Koch

In zunehmendem Maße werden auch vom Elektronikamateur MOS-Feldeffekttransistoren für den Aufbau von Geräten eingesetzt. Das erfordert spezielle Meß- und Prüfgeräte für MOSFETs. In [1] wurde ein einfacher MOSFET-Prüfer für statische Messungen beschrieben. Für den speziellen Einsatz von MOSFETs in HF-Schaltungen ist aber die zusätzliche Bestimmung der oberen Schwingfrequenz von MOSFETs interessant. Angeregt durch [2], entstand die nachfolgend beschriebene Schaltung eines kapazitiven Dreipunktoszillators zur Bestimmung der oberen Schwingfrequenz eines MOSFETs (Bild 1). Die Schaltung weist keine Besonderheiten auf.

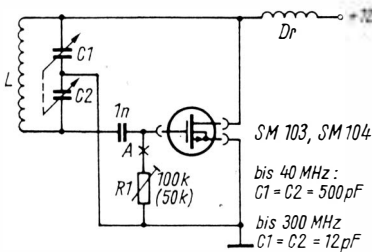
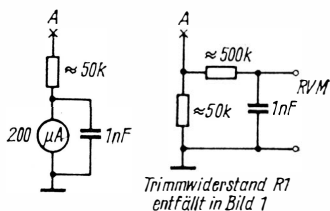


Bild 1  
Schaltung des Oszillators  
zur Bestimmung  
der oberen Schwingfrequenz  
eines MOSFETs

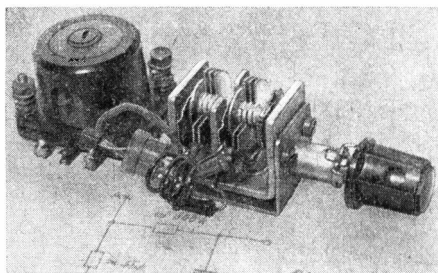
Die Funktion von kapazitiven Dreipunktoszillatoren ist in der Literatur ausreichend beschrieben worden. [3] Für den Frequenzbereich bis 40 MHz eignet sich ein Zweifachdreko von  $2 \times 500$  pF. Die Spulen werden auswechselbar gestaltet. Für den UKW- und VHF-Bereich genügt ein Zusammendrücken oder Auseinanderziehen der Spulendrehungen (8 Wdg., CuAg, Drahtdurchmesser 1 mm, etwa 8 mm Spulendurchmesser).

Die Frequenzbestimmung erfolgt mit einem passiven Absorptionsfrequenzmesser (Grid-Dip-Meter oder Präzisions-Frequenzmesser Typ 183). Sollten solche Geräte nicht zur Verfügung stehen, eignet sich auch

sehr gut ein TV-Empfänger mit durchstimmbarem Tuner im VHF-Bereich. Die dem Verfasser zur Verfügung stehenden MOSFET-Exemplare aus dem Bastlersortiment (*SM 103*, *SM 104*, Preis 1,40 M) haben alle nach dieser Schaltung eine obere Schwingfrequenz zwischen 180 MHz und 240 MHz. Das Abreißen der Schwingung konnte am TV-Gerät im VHF-Bereich sehr gut beobachtet werden.



*Bild 2*  
Vorschläge für die Anordnung des Meßgerätes zur Anzeige des Dips



*Bild 3*  
Ansicht der aufgebauten Prüfschaltung

Der Aufbau des Oszillators für Frequenzen bis 300 MHz muß sorgfältig und gut überlegt mit kürzester HF-Leitungsführung erfolgen. Der Einbau in ein kleines Gehäuse mit geeichter Skale ist ratsam. Für die Verwendung des Oszillators als Grid-Dip-Meter macht [2] Vorschläge für die Dip-Anzeige (Bild 2).

### Literatur

- [1] *Bulla, H.*: Einfacher MOSFET-Prüfer, *FUNKAMATEUR*, 1972, Heft 2, Seite 84
- [2] *Hawker, F.*: Build FET Crystal Calibrator, *Popular Electronics*, Vol. 28, March 1968, Nr. 3, Seite 56
- [3] *Schmidt, R.*: Schwingungserzeuger mit Elektronenröhren, *Praktischer Funkamateur*, Bd. 24, Verlag Sport und Technik, Neuenhagen 1962, Seite 31

DX – das ist die Abkürzung der Funkamateure für große Entfernungen. Aufgefaßt wird DX entweder als über 3000 km entfernt oder häufiger auch als außerhalb des eigenen Kontinents. Für uns in der DDR ist das fast gleichbedeutend.

Für die meisten Funkamateure haben DX-Verbindungen einen besonderen Reiz. Einmal muß der Funkamateurl sein Metier verstehen, wenn er mit seinen begrenzten Mitteln so große Entfernungen überbrücken will. Zum anderen muß er sich fortwährend mit der Verbesserung seiner technischen Anlage beschäftigen, um die volle Leistungsfähigkeit »herauszuholen«. Und letztlich zieht er vor sich selbst den Hut, wenn er mit einer Mini-Senderausgangsleistung z. B. eine Funkverbindung mit einer japanischen Amateurfunkstation schafft!

Der richtige DXer ist nun nicht nur darauf aus, möglichst viele Verbindungen herzustellen. Vielmehr möchte er möglichst viele Länder auf den verschiedenen Amateurfrequenzbereichen erreichen. Aber Länder sind hier nicht einfach Staaten, wie man sie sonst kennt. Die Funkamateure kennen laut ihrer DXCC-Liste wesentlich mehr, als man im Atlas findet, nämlich weit über 300. Viele dieser DX-Länder sind Inseln oder Inselgruppen, sie messen oft nur wenige Quadratkilometer, manche sind sogar noch kleiner. Die kleinsten europäischen DX-Länder sind z. B. Malta, Gibraltar, Liechtenstein, Andorra, Monaco, San Marino, die Vatikanstadt, die britischen Kanalinseln und die Aaland-Inseln. In solchen Ländern gibt es nur wenige Funkamateure, so daß diese Länder auf den Amateurfunkbändern schon als Raritäten gelten.

Die am weitesten entfernten Länder (für uns z. B. Neuseeland) sind durchaus nicht schwierig zu erreichen. Mehr Mühe erfordern Verbindungen zu Ländern, bei denen die Funksignale den magnetischen Nord- oder Südpol überqueren müssen, wie es z. B. bei einem Teil des Pazifikgebiets der Fall ist. Pazifikinseln sind deshalb für uns so ziemlich die härtesten Nüsse, sie sind recht weit entfernt, und wegen ihrer geringen Größe haben sie auch wenig Bevölkerung.



Das Rezept des erfahrenen *DXers* heißt nun *Hören*, um zur rechten Zeit auf der richtigen Frequenz zu senden, denn eine seltene Station wird kaum einmal auf unseren eigenen Ruf antworten. Also heißt es die KW-Bänder am Empfänger abzukurbeln, um irgendeine interessante Amateurfunkstation zu finden. Dazu muß man auch wissen, zu welcher Tageszeit es wohin *geht*, denn es ist so, daß auf den niederfrequenten KW-Bändern eine *DX*-Verbindung meist nur möglich ist, wenn der größte Teil des Ausbreitungswegs der elektromagnetischen Wellen in der Dunkelheit liegt. Bei den hochfrequenten KW-Bändern dagegen muß der Ausbreitungsweg der elektromagnetischen Wellen zum größten Teil im Tageslicht liegen, damit eine Weitverbindung möglich ist. Zusätzlich ist der Zustand der Ionosphäre, über die die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen erfolgt, noch vom 11-jährigen Sonnenfleckenzyklus, von der Jahreszeit, von unvorhersehbaren Unregelmäßigkeiten und, wie angedeutet, von der Tageszeit abhängig. Außerdem muß man noch berücksichtigen, daß die besten Ausbreitungsbedingungen für die elektromagnetischen Wellen nichts nutzen, wenn fast alle Funkamateure des anvisierten Gebiets gerade ihrer Arbeit nachgehen oder »horizontal polarisiert« sind (= schlafen!).

Trotzdem ist mit einfachem Abhören der KW-Bänder schon viel zu machen, man merkt sehr schnell, wohin Arbeitsmöglichkeiten bestehen. Es gilt besonders auf leise Stationen zu achten, auch wenn sie zwischen vielen Geräuschen von anderen Stationen versteckt sind. Ist es eine interessante Amateurfunksation, was sich aus dem Rufzeichen ablesen läßt, wird schnell der Sender auf diese Frequenz abgestimmt. Wenn diese Station ihre Verbindung bzw. ihren allgemeinen Anruf beendet hat, ruft man kurz. Kommt die Station auf diesen Ruf nicht zurück oder auf den einer dritten Station, dann wiederholt man die kurzen Anrufe, bis das QSO zustande kommt oder eine andere Station mehr Glück hat. In diesem Fall muß man warten, bis das QSO beendet ist, erst dann kann man wieder mit kurzen Anrufen sein Glück versuchen. Das kann viel Zeit kosten, und häufig ist man erfolglos. Je geringer die Leistung und je schlechter die Antenne ist, um so mehr Geduld ist erforderlich.

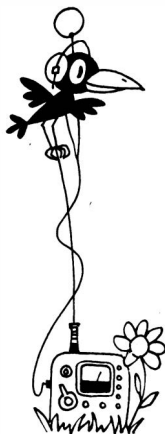
Nachts ist es, zumindest wochentags, leichter mit der *DX*-Jagd, weil ein Teil der »Konkurrenz« schläft. Dann kommt man auch ohne eine Superstation leicht zum Ziel. Auch die Vormittage an Wochentagen können sehr ertragreich sein – ein Pluspunkt für Schichtarbeiter!

Bei der Erhöhung seines Länderstands können dem Funkamateure sogenannte *DX-Expeditionen*, die von erfahrenen Funkamateuren in »seltenen Ländern« durchgeführt werden, helfen. Diese arbeiten dann mit einer leistungsfähigen Station für eine begrenzte Zeit auf meist vorher bekannten Frequenzen im D-Zug-Tempo, so daß sie

möglichst viele andere Funkamateure erreichen können. Um zu wissen, wann und auf welchen Frequenzen eine solche *Expedition* zu erwarten ist, muß man beim Hören auf den Amateurfunkbändern aufpassen. Meistens wird schon vorher ausgiebig über diese *DX-Expeditionen* diskutiert.

Hat man nun endlich einen solchen »Fisch« geangelt, beginnt die Jagd nach der schriftlichen Bestätigung, der QSL-Karte. Man schickt die eigene, korrekt ausgefüllte QSL-Karte ab, und wenn man Glück hat, trifft die QSL-Karte der DX-Station nach einiger Zeit über die von den Amateurfunkverbänden unterhaltenen QSL-Büros ein. Bei den meisten DX-Stationen ist das der übliche Weg. Aber sehr seltene Stationen haben einen sogenannten QSL-Manager, der ihnen die Arbeit mit den QSL-Karten abnimmt. Wenn die Stationen einen sehr abgelegenen Standort haben, wird so erst eine einigermaßen schnelle QSL-Vermittlung möglich. Dieser QSL-Manager muß auf der eigenen QSL-Karte als Empfänger vermerkt werden.

100 durch QSL-Karten bestätigte Länder – das ist die magische Zahl, von der ab man sich nach Meinung vieler Funkamateure als *DXer* bezeichnen darf.



Ing. Hans-Uwe Fortier -  
DM 2 COO

## DX-Arbeit auf den UKW-Amateurfunkbändern

Nicht nur auf den KW-Amateurfunkbändern ist DX-Arbeit möglich, sondern auch auf den UKW-Amateurfunkbändern. Nur liegen hier grundsätzlich andere Bedingungen vor. Das ist begründet in den anderen Ausbreitungsmechanismen der ultrakurzen Funkwellen, die auf den UKW-Bändern quasioptisch, d. h. fast geradlinig verlaufen. Daher spricht man auf UKW, in unserem Fall also im 2-m- bzw. 70-cm-Amateurfunkband, dann von DX, wenn Funkverbindungen auf Entfernungen über 300 km zustande kommen.

Gute DX-UKW-Ausbreitungsbedingungen sind meistens in den Monaten September, Oktober, November und auch häufig im Januar zu beobachten; also in einer Jahreszeit, in der stabile Hochdruckgebiete über weiten Teilen Europas das Wettergeschehen bestimmen. Die UKW-Amateure warten daher sehnsüchtig auf die Herbstmonate, um Funkverbindungen tätigen zu können, die manchmal auch über 1600 km zustande kommen. Wie bei den KW-Amateuren ist aber nicht nur die Weitverbindung interessant, sondern vielmehr die Zahl der erreichten Länder. Da das, durch die Ausbreitung der elektromagnetischen Wellen bedingt, sehr eingeschränkt ist, haben die UKW-Amateure die Erdoberfläche in sogenannte QTH-Großfelder aufgeteilt, die gleichzeitig zur leichteren Standortbestimmung von Amateurfunkstationen dienen. Viele UKW-Amateure *sammeln* daher QSL-Karten aus den unterschiedlichen QTH-Großfeldern.

Die Arbeitsweise des UKW-Amateurs entspricht fast der des KW-Amateurs. Auch für ihn ist das Hören die wichtigste Voraussetzung für eine erfolgreiche Arbeit, zumal ja ein Hochdruckgebiet nur in bestimmten Richtungen wirkt, und die muß man durch Hören herausfinden. Dazu braucht der UKW-Amateur vor allem eine fernbediente, drehbare Antenne, um schnell die Richtung wechseln zu können. Hat man eine ferne Amateurfunkstation geloggt, dann ruft man sie kurz an usw.

Man hat um so mehr Erfolg, an eine DX-Station heranzukommen, je größer die Ausgangsleistung des Senders ist und je größer der

Antennengewinn der UKW-Antenne ist. Je nach der Konstruktion kann der Gewinn der UKW-Antennen sehr hoch sein. So kann man Strahlungsleistungen erreichen, die etwa 25mal größer sind als die Leistung, die der Sender abgibt. Es ist also keine Seltenheit, wenn UKW-Amateurfunkstationen mit einer Strahlungsleistung von 3 kW und mehr arbeiten. Hierbei gilt aber immer die Regel, daß das Leistungsgleichgewicht zwischen dem Sender und dem Empfänger stimmen muß, d.h., man sollte genauso gut hören können, wie man gehört wird!

Zur DX-Arbeit gehören Zeit und Geduld. Und klappt es manchmal nicht in Telefonie, dann muß man es in Telegrafie versuchen. Der Reiz der Weitverbindungen im UKW-Bereich hat natürlich die UKW-Amateure angespornt und zu großen technischen Leistungen beflügelt. So lassen sie Ballons hoch in die Atmosphäre, an denen ein sogenannter *Transponder* hängt. Dieser empfängt die Signale, verstärkt sie und strahlt sie wieder ab. Da von beiden Funkrichtungen der Weg zum Ballon geradlining verläuft, können auf diese Weise große Entfernungen überbrückt werden. Zwangsläufig folgten dann die Amateursatelliten der *OSCAR*-Serie, die den Radius noch wesentlich erweiterten. Seltenheit haben die Verbindungen, bei denen der Mond als passiver Reflektor für die ultrakurzen Wellen ausgenutzt wird; denn dabei ist der Aufwand doch beträchtlich.

Die Hohe Schule für den UKW-Amateur sind sogenannte Meteor-Scatter-Verbindungen. Da die Meteor-Scatter schauerartig auftreten, kann man die Telegrafiesignale nur bruchstückweise an den QSO-Partner senden. Deshalb werden solche QSOs zu einem gegebenen Zeitpunkt schriftlich vereinbart und dann mühsam durchgeführt.

Alte *DX-Hasen* haben über 20 Länder und etwa 100 Großfelder gearbeitet. Sehr stolz sind sie über sogenannte Erstverbindungen, d.h., wenn sie als erster Funkamateur ihres Landes ein anderes Land gearbeitet haben. Solche Erstverbindungen wie auch der Länderstand und die Anzahl der gearbeiteten QTH-Großfelder werden in Bestenlisten beim Radioklub der DDR geführt. Jeder UKW-Amateur hat natürlich das Bestreben, möglichst im Vordergrund dieser Bestenliste zu liegen, um bei seinen Funkkameraden als ein guter *DXer* zu gelten.

## Aus dem Leben in der Nachrichtentruppe

*Oberstleutnant Siegfried Batschick*

An dieser Stelle soll über einen Nachrichtentruppenteil der Nationalen Volksarmee berichtet werden. Er liegt in der Umgebung von Berlin. Der Kommandeur dieses Nachrichtentruppenteils trägt mehrere staatliche und gesellschaftliche Auszeichnungen, wie viele Kommandeure von Truppenteilen, die sich durch treue Pflichterfüllung in der Nationalen Volksarmee bewährt haben. Auch Offiziere, Fähnriche und Unteroffiziere dieses Truppenteils wurden mit Orden und Medaillen geehrt. Viele Soldaten haben durch hohe Leistungen in der Gefechtsausbildung Soldatenauszeichnungen erworben. Was kennzeichnet diesen Nachrichtentruppenteil besonders? Seit Jahren erfüllt er alle Aufgaben mit der Note »gut« und einige davon sogar mit der Note »ausgezeichnet«. In der Gefechtsausbildung leistet der Truppenteil, vor allem durch eine breite Neuererarbeit (über 25 % der Angehörigen des Truppenteils sind aktive Neuerer) Pionierarbeit, so daß er jetzt über eine solide Lehr- und Ausbildungsbasis verfügt, die für andere Nachrichtentruppenteile in der Nationalen Volksarmee beispielhaft ist und in der das Lernen Spaß macht.

1971, anlässlich des 10. Jahrestages der Errichtung des antifaschistischen Schutzwalls in Berlin, erhielt der Truppenteil durch den Ersten Sekretär des Zentralkomitees der SED, Genossen Erich Honeker, eine Ehrenurkunde »Für vorbildlichen Einsatz, 13. August 1961« und durch den Stellvertreter des Ministers für Nationale Verteidigung und Chef der Landstreitkräfte eine Fahنشleife zur Truppenfahne. 1973 wurde dem Truppenteil die Auszeichnung »Bester Nachrichtentruppenteil« zuerkannt.

Es liegt im Wesen unserer Armee, daß sie enge Verbindungen zu den staatlichen und gesellschaftlichen Organisationen unseres Arbeiter- und Bauern-Staates hat. So wundert es auch nicht, daß unser Nachrichtentruppenteil mit den polytechnischen Oberschulen und den Betriebsberufsschulen sowie den Vorständen der *Gesellschaft für Sport und Technik* im Territorium gute Kontakte unterhält.

In diesem beispielgebenden Truppenteil tragen etwa 60 % der Sol-

daten das Bestenabzeichen, rund 60% der FDJ-Mitglieder das »Abzeichen für gutes Wissen«. Diese guten Leistungen auf allen Gebieten des militärischen Lebens wurden gefördert durch gute Verbindungen zu den sowjetischen Waffenbrüdern, zum »Regiment nebenan«.

Beispiele und Zahlen vermögen nur annähernd das Leben in einem Truppenteil zu charakterisieren. Mancher Leser wird sich fragen, wie wurden diese herausragenden Leistungen erreicht? Grundlage war und ist in diesem Truppenteil die zielstrebige politisch-ideologische Arbeit aller Offiziere, Fähnriche, Unteroffiziere und Soldaten, um die Ausbildungsaufgaben zu erfüllen und gleichzeitig den Erfahrungsaustausch mit den sowjetischen Waffenbrüdern allseitig zu pflegen. Hierbei kennt man auf beiden Seiten keine »Geheimnisse«, wenn es darum geht, Erfahrungen in der Erziehung der Menschen bis hin zu kleinen Tricks bei der Bedienung und Nutzung der Technik und auf anderen Gebieten des militärischen Lebens auszutauschen.

Die Soldaten, Unteroffiziere, Fähnriche und Offiziere des Truppenteils freuen sich über erfolgreich bestandene Gefechts- und Ausbildungsaufgaben der Genossen aus dem »Regiment nebenan«, und der sowjetische Kommandeur des »Regiments nebenan« zeichnete Soldaten für hohe Leistungen im gemeinsamen sozialistischen Wettbewerb aus. Nicht selten finden Veranstaltungen der Jugendorganisationen beider Truppenteile zu gesellschaftlichen Höhepunkten und zu Tagesereignissen statt.

Die Waffenbrüderschaft ist für die Angehörigen des Nachrichtentruppenteils der Nationalen Volksarmee kein Lippenbekenntnis, sondern vor allem praktisches Handeln. Die allseitige Pflege der Waffenbrüderschaft trug mit dazu bei, daß dieser Nachrichtentruppenteil zu den besten in der Nationalen Volksarmee zählt. Er verwirklicht, was General Reymann in einem Interview mit der Zeitschrift *Ausbilder* forderte:

»Der Kampfauftrag der Spezialtruppe Nachrichten lautet: Den Kommandeuren und Stäben aller Stufen und Ebenen sind stets zuverlässige, ununterbrochen und mit hoher Qualität arbeitende Nachrichtenverbindungen für die Führung, das Zusammenwirken, die Benachrichtigung und Warnung und für die rückwärtige Sicherstellung in ausreichender Anzahl zur Verfügung zu stellen«.

Die Nachrichtensoldaten unseres Truppenteils erfüllen diese Forderungen. In einem Schreiben des Stabschefs eines Verbandes, der sich für die ausgezeichneten Nachrichtenverbindungen während einer Übung bedankt, findet man folgende Worte:

»Die standhaften Verbindungen trugen wesentlich zum Gelingen der Übung bei. Es wurde bewiesen, daß der Truppenteil zu Recht als »Bester Truppenteil« ausgezeichnet wurde.«

## **MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee**

Die Neuerer- und MMM-Bewegung in der Nationalen Volksarmee kann auf eine 15jährige Entwicklung zurückblicken. Was kennzeichnet eigentlich diese immer breiter werdende Bewegung unter den Soldaten, Unteroffizieren, Fähnrichen und Offizieren in der Nationalen Volksarmee?

Jährlich beteiligen sich durchschnittlich 20000 junge Armeeingehörige, Zivilbeschäftigte und Spezialisten an der Neuererbewegung. Sie sind in mehr als 5000 Neuererkollektiven tätig, und in jedem Jahr sind fast 10000 Neuerervorschläge das Ergebnis des Schöpfertums dieser Armeeingehörigen. Schöpfertum, ein großes Wort. Ja, man muß sagen, daß das, was in Einzel- und in Kollektivarbeit im Neuererwesen für die Erhöhung der Gefechtsbereitschaft in allen Teilen der Nationalen Volksarmee geschaffen wurde, Schöpfertum des sozialistischen Menschen im wahrsten Sinne des Wortes ist. Tausendfach erleben junge Armeeingehörige in ihren Neuererkollektiven nach angestrenzter geistiger und manueller Arbeit das schöne Gefühl, etwas Neues geschaffen, etwas verbessert zu haben, was die Bedienung eines Geräts z. B. leichter oder rationeller gestaltet. Die Tätigkeit des Neuerers besteht darin, daß sie ein Ding, einen realen Gegenstand, einen Mechanismus oder ein Verfahren schafft, das ein bestimmtes *Problem* löst. Die Motive für diese Arbeit der Soldaten liegen im tiefen Verständnis des Klassenauftrags unserer Armees, in der Überzeugung, daß jeder Beitrag die Kampfkraft stärkt, den Sozialismus mächtiger und seinen Schutz sicherer macht.

So vereint sich in der Neuerertätigkeit der Armeeingehörigen mit dem Beitrag zur Stärkung der Kampfkraft der Nationalen Volksarmee die weitere Herausbildung solcher Eigenschaften der sozialistischen Persönlichkeit wie Verantwortungsgefühl, Kollektivbewußtsein, Standhaftigkeit, Ausdauer, Mut und Disziplin. Die Neuerer im Soldatenrock sind nicht nur ausgezeichnete Neuerer, sie sind vor allem vorbildlich in der politischen und militärischen Ausbildung. Nicht selten tragen die Neuerer der Nationalen Volksarmee dazu bei, Pro-

zesse zu bewältigen, die unmittelbar den wissenschaftlich-technischen Fortschritt im Militärwesen berühren. Dabei hilft den Neuerern unserer Nationalen Volksarmee immer wieder der Erfahrungsaustausch untereinander und mit den sowjetischen Waffenbrüdern. Es erübrigt sich zu betonen, daß es bei solchen Veranstaltungen zwischen den Klassen- und Waffenbrüdern keine Geheimnisse gibt.

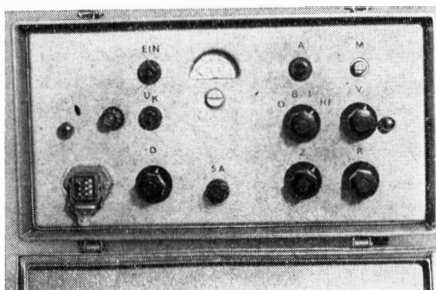
Die XVI. MMM 1973 in Leipzig unterstrich einmal mehr, welches hohe Niveau die Neuererarbeit in der Nationalen Volksarmee erreicht hat. Einige Exponate, die hier vorgestellt werden, stehen für viele, die in Leipzig zu sehen waren.

## 1. Sendeimitator

Neuererkollektiv *Oberleutnant Lotze*

Das Gerät dient zur Gegnerimitation für die Ausbildung von Aufklärern (Bild 1).

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 1501 Potsdam-Geltow, Postfach 11 115



*Bild 1*  
*Sendeimitator*

## 2. Stationäre UKW-Antenne

Neuererkollektiv *Hauptmann Opel*

Die Antenne wird bei ortsfesten Funkgeräten im Sprechfunkverkehr eingesetzt (Bild 2).

Es ist eine vertikal polarisierte Rundstrahlantenne (VPR) für den Frequenzbereich 20 bis 50 MHz. Die Antenne hat in der horizontalen Ebene eine Rundstrahlcharakteristik.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 1501 Potsdam-Geltow, Postfach 11 115



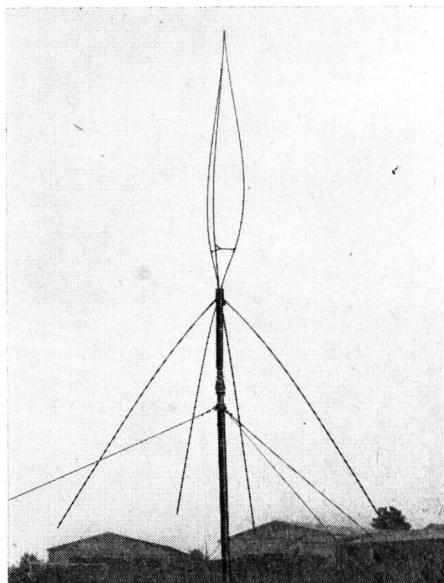


Bild 2  
Stationäre UKW-  
Antenne

### 3. Netzgerät zur Stromversorgung des Funkgeräts R 105 über Kfz-Akkumulator/Netz

Neuererkollektiv *Korvettenkapitän Hübner*

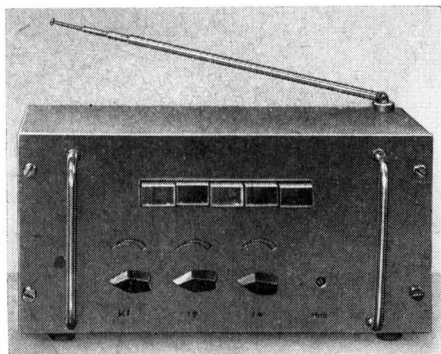
Die Funkgeräte R 105 werden über Akkumulatoren betrieben. Durch den Einsatz des transistorisierten Netzgeräts ist es möglich, eine stabilisierte Ausgangsspannung von 4,8 V bei 6 V und 12 V Gleichspannung bzw. 110 V und 220 V Wechselspannung eingangsseitig abzunehmen. Bei der Gleichspannungsversorgung über einen Kfz-Akkumulator wird die Spannung über einen Kfz-Stecker und eine Autolichtsteckdose zugeführt.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 25 Rostock 10, Postfach 18 815 B

### 4. Störgenerator RBS-12

Neuererkollektiv *Hauptmann Glowna*

Der Störgenerator dient zur Erzeugung von Störungen im Meterwellenbereich, um die Funkorter der Funkmeßstationen auch unter



*Bild 3*  
*Störgenerator RBS-12*

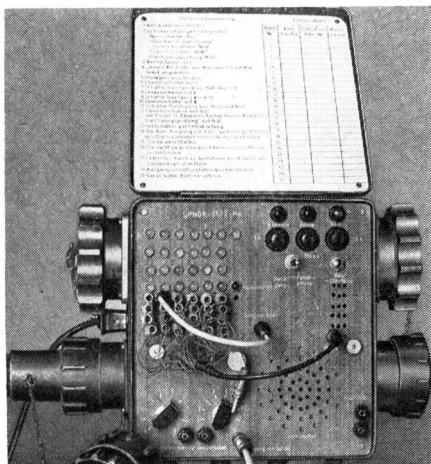
den Bedingungen von Funkmeßstörungen ausbilden zu können. (Bild 3).

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 1501 Potsdam-Geltow, Postfach 11 115

## 5. Kabelprüfgerät

Neuerer *Major Heerwald*

Das Kabelprüfgerät dient zur Überprüfung von flexiblen elektrischen Kabeln. Bei Defekten kann der Fehlerort mit einer Genauigkeit von



*Bild 4*  
*Kabelprüfgerät*

$\pm 2$  cm ermittelt werden. Das Gerät ist transportabel und in Einschubbauweise ausgeführt (Bild 4).

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 1501 Potsdam-Geltow, Postfach 11 115

## 6. Optisch-elektronisches Zielgerät

Neuererkollektiv *Gefreiter Weidhase*

Das optisch-elektronische Zielgerät ist eine Verbesserung der vorhandenen Zielübungsgeräte (MZG/OZG) zur Durchführung von Zielübungen auf unbewegliche, auftauchende und sich bewegende Ziele mit der MPi und dem IMG.

Es ermöglicht ein gefechtsnahes Schießtraining in allen Anschlagarten aus dem Stand, aus Stellungen und aus der Bewegung auf reale Entfernungen unter allen Witterungsbedingungen, bei Tag und bei Nacht (Bild 5).

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 16 Königs Wusterhausen, Postfach 16 614



Bild 5 *Optisch-elektronisches Zielgerät*

## 7. Komplexmeßplatz für elektrische Grundgrößen

Neuererkollektiv *Zivilbeschäftigter Klust*

Der Prüfplatz dient zum Prüfen bzw. Eichen von Prüf- und Meßgeräten. Es können Wechselspannungen und Wechselströme von 50 Hz und 400 Hz, Gleichspannungen und Gleichströme sowie aktive und passive Induktivitäten, Kapazitäten und Widerstände gemessen werden (Bild 6).

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg, Postfach 14 415 c

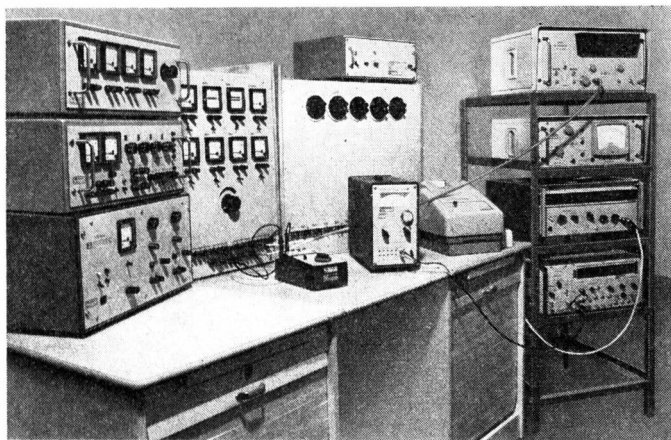


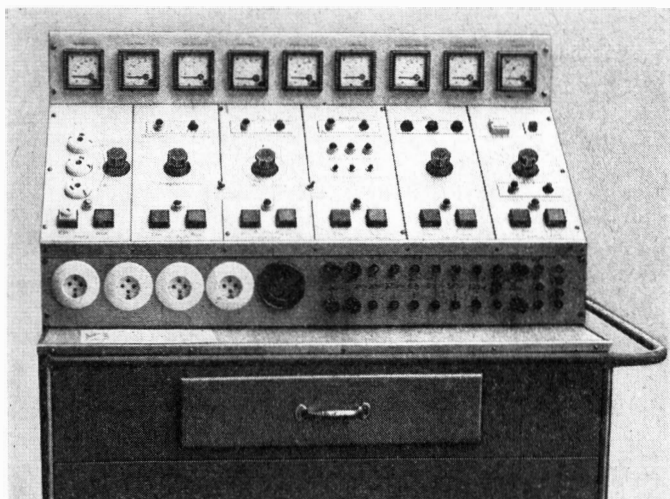
Bild 6 Komplexmeßplatz für elektrische Grundgrößen

## 8. Universelles Stromversorgungsgerät

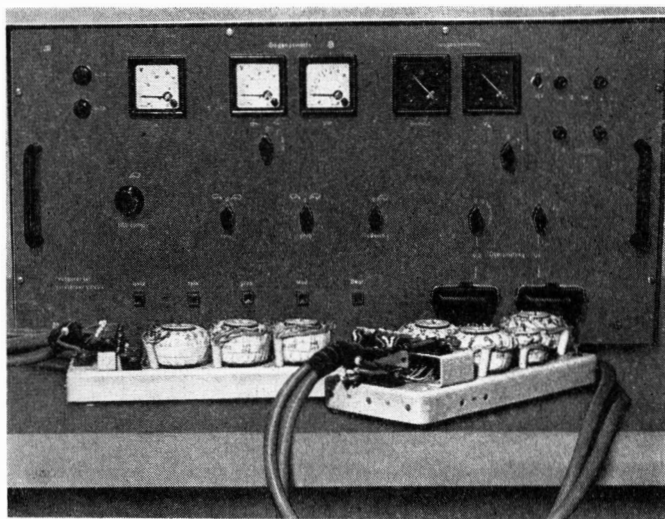
Neuererkollektiv *Major Pogroszelski*

Das Stromversorgungsgerät dient zur Stromversorgung für Laborversuche, für Demonstrationsmodelle und für Schaltungen bei Flugzeugspezialausrüstung. Es ist mit 7 Festspannungen für hohe Belastungen, mit 8 regelbaren Spannungen bei gleichzeitiger Kontrolle und Überwachung ausgerüstet (Bild 7).

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg, Postfach 14 415 c



*Bild 7 Universelles Stromversorgungsgerät*



*Bild 8 Verstärkerprüfstand U-3 und U-4*

*(Fotos: MFZ/J. Tessmer)*

## 9. Verstärkerprüfstand U-3 und U-4

Neuererkollektiv *Zivilbeschäftigter Senf*

Mit diesem Prüfgerät können die Verstärker anlagenunabhängig überprüft und instand gesetzt werden. Die einzelnen Eingangs- und Stabilisierungsgrößen werden nachgebildet und angezeigt. Es lassen sich verschiedene Kombinationen schalten, um Fehler einzugrenzen. Die Ausgangswerte werden an einer nachgebildeten Last nachgewiesen. Durch Wahl- bzw. Meßgeräteumschalter können der gesamte Verstärker, aber auch einzelne Baugruppen überprüft werden. Der Anschluß erfolgt über einen Adapter (Bild 8).

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 25 Rostock 10, Postfach 18 815B

## 10. Demonstration der Hysteresiskurven

Neuerer *Zivilbeschäftigter Carl*

Diese Neuerung dient dazu, Hysteresiskurven verschiedener Eisensorten (hart- oder weichmagnetisch) mit und ohne Luftspalt auf dem Bildschirm eines Oszillografen darzustellen.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 25 Rostock 10, Postfach 18 815B

## Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (IX)

Eine entscheidende Bedeutung für die Weiterentwicklung der drahtlosen Nachrichtentechnik hatte die Erfindung der Elektronenröhre. Sie war die Voraussetzung dafür, daß sich die Rundfunktechnik und später die Fernsehtechnik entwickeln konnten. Wie bei vielen Entdeckungen, die bei einem bestimmten Stand der Technik Voraussetzung für die weitere Entwicklung sind, kann man für die Elektronenröhre keinen eigentlichen Erfinder angeben. Erkenntnis um Erkenntnis haben zahlreiche Techniker und Wissenschaftler zusammengetragen, bis die uns heute bekannte Elektronenröhre entstand.

Begonnen hatte es mit *Thomas Alva Edison* (1847 bis 1931). In seinem Forschungslabor in Menlo Park experimentierte er mit Glühlampen. In einem Glaskolben hatte er außer dem Glühfaden eine Metallplatte eingeschmolzen. Er stellte bei Versuchen fest, daß immer dann ein Strom durch die eigentlich nichtleitende Röhre floß, wenn der Glühfaden mit dem negativen Pol der Batterie und die Metallplatte mit dem positiven Pol der Batterie verbunden waren (Edison-Effekt). Er maß dieser Entdeckung keine größere Bedeutung bei, da er sich mit der Verbesserung des Glühfadens beschäftigte, um eine für längere Zeit gebrauchsfähige Glühlampe zu erhalten.

Der englische Physiker *John Ambrose Fleming* (1849 bis 1945) entwickelte 1904 das damals genannte *Thermo-Ionenventil*. Wir sagen heute Zweielektrodenröhre oder Diode. Damit ersetzte er den unempfindlichen und unzuverlässigen Kohärer beim Nachweis von elektromagnetischen Schwingungen. Die Weiterentwicklung der Elektronenröhre zur Dreielektrodenröhre oder Triode wurde fast gleichzeitig von dem amerikanischen Ingenieur *Lee de Forest* (1873 bis 1945) und dem österreichischen Physiker *Robert von Lieben* (1878 bis 1913) vorgenommen.

*Lee de Forest* experimentierte mit Detektoren. Sein elektrochemischer Detektor (»Sponder«) setzte sich nicht durch. Auch die Versuche mit heißen Gasen, die elektrisch leitfähig sind, brachten nicht den gewünschten Erfolg. Da erfuhr er vom *Fleming-Ventil*, das als

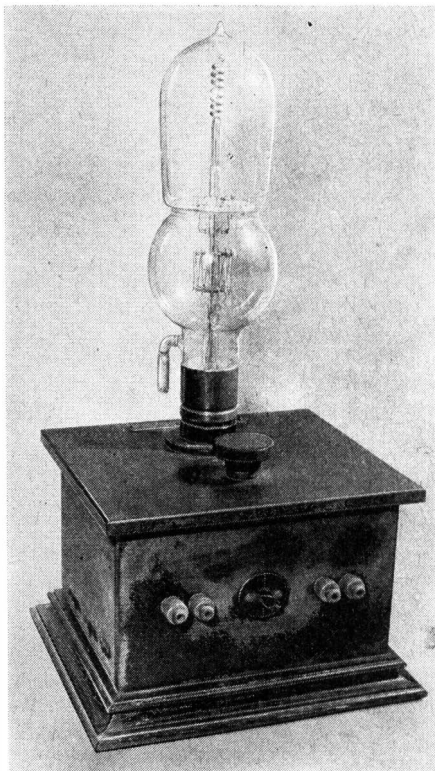
Gleichrichter für elektromagnetische Schwingungen verwendet wurde. Dabei erkannte er auch den Zusammenhang mit dem Edison-Effekt. Um den auftretenden Elektronenstrom steuern zu können, ordnete *Lee de Forest* 1906 zwischen dem Glühdraht (Katode) und der Metallplatte (Anode) des Fleming-Ventils ein Metallgitter an, durch das der Elektronenstrom hindurchfließen konnte. Wenn dieses Metallgitter negativ vorgespannt war, unterband es den Stromfluß. Mit positiver Vorspannung konnte der Elektronenstrom fließen. Wurde die Metallplatte mit einem Fernsprecher verbunden, dann wirkte das Metallgitter wie ein Steuerventil, im Fernsprecher waren verstärkt die am Steuergitter anliegenden Signale hörbar. Von *Lee de Forest* stammt auch die Audionschaltung mit dem Kondensator vor dem Gitter und dem hochohmigen Widerstand zwischen Gitter und Katode. Damit war es möglich, mit der Triode modulierte elektromagnetische Schwingungen zu demodulieren und gleichzeitig die Modulationsschwingungen zu verstärken. Außerdem erfand *Lee de Forest* auch die in der Frühzeit des Rundfunks vielverwendete Honigwabenspule.

*Robert von Lieben* befaßte sich etwa ab 1905 mit der Verstärkung von Telefonströmen, um die Reichweite von Fernsprechleitungen vergrößern zu können. Er ging dabei von einer Erfindung *Arthur Wehnelts* aus (deutscher Physiker, 1871 bis 1944, erfand 1904 die Oxydkatode). Den aus der geheizten Katode heraustretenden Elektronenstrom versuchte er mittels eines Elektromagneten zu beeinflussen. Dieser Elektromagnet wurde von den zu verstärkenden Signalen beeinflusst. Sein berühmtes Patent von 1906 mit der Nummer 179 807 nennt folgerichtig diese Röhre *Kathodenstrahlenrelais*. *Robert von Lieben* hat dabei kaum an eine Verwendung in der drahtlosen Nachrichtentechnik gedacht. Erst 1911 ging *Robert von Lieben* zur elektrostatischen Steuerung des Elektronenstroms mittels eines Steuergitters über, da der Elektromagnet sehr viel Strom erforderte. Damit entsprach die Lieben-Röhre dem von *Lee de Forest* verwendeten Prinzip.

Die ersten Elektronenröhren waren von geringer Lebensdauer. Das hing damit zusammen, daß man nicht das erforderliche Vakuum erzeugen konnte. Ein Pionier auf dem Gebiet des Hochvakuums war der deutsche Physiker *Wolfgang Gaede* (1878 bis 1945), der 1905 die *Gaede-Luftpumpe*, 1909 die Molekularluftpumpe, 1915 die Diffusionsluftpumpe und 1935 die Gasballastluftpumpe erfand. So konnten in der fortschreitenden Entwicklung die Elektronenröhren immer weiter verbessert werden.

Mit der Anwendung der ersten Elektronenröhre wurden grundlegende Schaltungsprinzipien entwickelt. So wurde 1911 dem deutschen Ingenieur *Otto von Bronk* das Prinzip des HF-Verstärkers patentiert. Wesentlich bekannter geworden ist das Prinzip der Rückkopplung, mit dem es gelang, mittels Elektronenröhren ungedämpfte





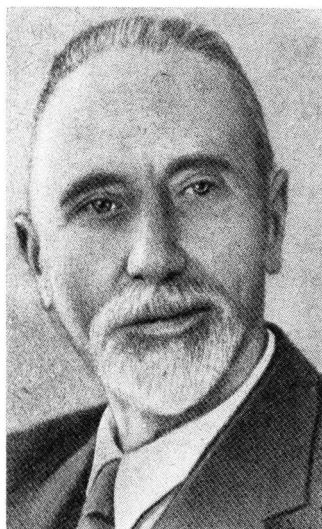
*Bild 1  
Einer der ersten Fern-  
sprechverstärker mit der  
Lieben-Röhre (Post-  
museum Berlin|DDR)*

elektromagnetische Schwingungen zu erzeugen. Hier gibt es mehrere Patentinhaber. Am bekanntesten ist *Alexander Meißner* (deutscher Physiker, 1883 bis 1958). Andere Patentinhaber sind *E. Reiß*, *S. Strauß*, *Ch. S. Franklin*, *H. J. Round*, *E. H. Armstrong* (Rückkopplungsaudion), *J. Langmuir* – wobei alle Patente aus dem Jahre 1913 stammen.

Nachdem mittels der Elektronenröhren und des Rückkopplungsprinzips Funksender gebaut werden konnten, konzentrierte sich die Entwicklung auf leistungsstarke Senderöhren. Vor allem die junge Sowjetmacht erkannte die Bedeutung der sich rasch entwickelnden Funktechnik. Und so gibt es viele Notizen, Anweisungen und Fernsprüche von *Wladimir Iljitsch Lenin*, die mit der Schaffung des Nishni-



*Bild 2*  
*M. A. Bontsch-Brujewitsch (1888 bis 1940)*



*Bild 3*  
*Heinrich Barkhausen (1881 bis 1956)*

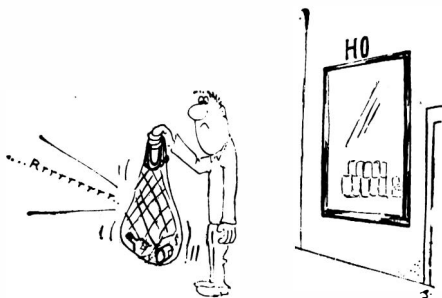
Nowgoroder Funklaboratoriums und der größtmöglichen Unterstützung seiner erfolgreichen Arbeit verbunden sind. Eine herausragende Rolle spielte dabei *Prof. M. A. Bontsch-Brujewitsch* (1888 bis 1940), der 1916 die ersten Elektronenröhren in Rußland konstruierte. In dem 1918 gegründeten Laboratorium befaßte er sich vorwiegend mit der Entwicklung von leistungsstarken Senderöhren. 1922 erreichte er Sendeleistungen von 30 kW, 1935 sogar 100 kW. Als erster führte er das Prinzip der Wasserkühlung bei Senderöhren ein. Er baute die ersten leistungsstarken Funksender und entwickelte eine Reihe spezieller Schaltungen der HF-Technik. 1922 wurde von ihm der erste *Komintern-Sender* mit einer Sendeleistung von 12 kW konstruiert, 1927 wurde die Sendeleistung auf 40 kW erhöht. Zur damaligen Zeit waren das die leistungsstärksten Röhrensender der Welt.

Eine besondere Bedeutung kommt den Wissenschaftlern zu, die durch ihre theoretischen Arbeiten zur Physik der Elektronenröhre die stürmische Weiterentwicklung der Elektronenröhre ermöglichten. Zu nennen sind dabei u. a. der amerikanische Physiker *Irving Langmuir* (1881 bis 1957), der deutsche Physiker *Walter Schottky* (geb. 1886) und

der deutsche Physiker *Heinrich Barkhausen* (1881 bis 1956). *Langmuir* entwickelte die ersten Hochvakuumröhren, stellte die Raumladungstheorie auf, erhielt 1932 den Nobelpreis für Chemie, befaßte sich später mit der Plasmaphysik. *Schottky* erfand die Schirmgitterröhre, entwickelte die Verstärkertheorie und befaßte sich u. a. mit den Vorgängen in den Grenzschichten von Halbleitern.

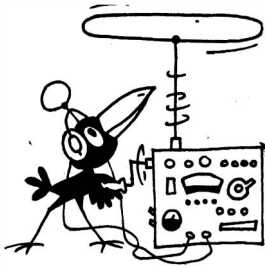
*H. Barkhausen* war seit 1911 Professor an der damaligen Technischen Hochschule in Dresden, wo er das Institut für Schwachstromtechnik gründete. Er entdeckte den nach ihm benannten Effekt bei der Magnetisierung eines Ferromagnetikums und zusammen mit *K. Kurz* die *Barkhausen-Kurz-Schwingungen* (Bremsfeldröhre). Am bekanntesten geworden ist die sogenannte *Barkhausen-Formel*, nach der bei Verstärkeröhren das Produkt aus Steilheit  $S$ , Durchgriff  $D$  und Innenwiderstand  $R_i$  gleich 1 ist. Unser sozialistischer Staat ehrte *H. Barkhausen* mit der Verleihung des Nationalpreises im Jahre 1949.

Wir klären Begriffe



NETZBRUMMEN

## Huggys Abenteuer in einer stürmischen Nacht



Es ist bereits einige Monde her, das Elektronische Jahrbuch befand sich schon mächtig in Druck und Huggy auch. Kreuz und quer war er durch die Lande geflogen, um hier oder dort etwas zu suchen, was seine Aufmerksamkeit und seinen Unwillen erregen könnte, aber allweil und allerorten gab's nur fleißige Leute, die Huggys Preisaus-schreiben lösten, es gab einen ausgedehnten Bastlerteile-Versandhandel und keinen Stein des Anstoßes.

Müde und hungrig, ohne eine Zeile im Kopf, brachte Huggy denselben auf Heimatkurs und flog alsdann mit überhöhter Geschwindigkeit der Hauptstadt entgegen.

Der Abend war kalt, dicke Regentropfen peitschten ihm ins Gesicht, schwerfällig bewegten sich die Flügel auf und ab, das Gefieder lag klatschnaß am Körper. Nur schwerlich konnte Huggy durch den tiefhängenden Wolkenschleier die ersten hauptstädtischen Lichter erkennen, und gar bald zeichneten sich die dunklen und trüben Gewässer der Berliner Seen ab. Immer die Spree unter sich fühlend, ging der Flug dem Stadtzentrum zu. Der Wind wurde böiger. Huggy mußte sich einen Ort des Verschlaufens suchen.

Da erfaßten seine Füße einen Halt. Er hielt sich an einem spannungslosen Draht fest, der sich weit zwischen zwei Gebäuden spannte, und entspannte sich einen Moment. Und wie er so dasaß, an nichts Böses, nur an ein geschütztes Nest denkend, zuckte es plötzlich im Draht. Lang, kurz, lang kurz – lang, lang, kurz, lang. Das wiederholte sich mehrmals bis zum lang, kurz, kurz – lang, lang – kurz, kurz, kurz, lang, lang – lang, lang – lang, lang, lang, Huggy nahm seine Gedanken zusammen und das Morsealphabet zur Hand. Aha, *DM 3 MO* stößt seine lockenden Rufe in den Äther. Also befand sich Huggy auf der Antenne der Klubstation der Gesellschaft für Sport und Technik in den Elektro-Apparate-Werken Berlin-Treptow. Es schienen also noch Menschen an der Taste zu hocken, und ein kurzer Besuch könnte nichts schaden. Huggy kroch auf dem langen Draht hin und her, bis er die Ableitung fand, und schon hangelte er sich nach unten.

Hoch droben, über den Dächern des EAW mit einem weiten Blick über die Spree, das Riesenrad im Treptower Kulturpark bis zum Müggelturm, sitzen an vielen Abenden und Wochenenden Funkamateure im Turmstübchen des Werkes. Suchet, so werdet ihr finden, sagen sie sich. Und sie finden immer, was sie suchen: alte und neue Freunde im Äther auf KW und UKW, mit denen sie sprechen können oder sich betasten können.

Sektionsleiter der GST und Leiter der Klubstation *DM 3 MO* ist Joachim Brosch, ein Ingenieur für Nachrichtentechnik, also ein Fachmann vom Scheitel bis zur Taste.

Huggys zweiter Gesprächspartner war der Referatsleiter Amateurfunk des GST-Bezirks Berlin, Karlheinz Aulich, alias *DM 2 DRO*. Er hat auch Fachkenntnisse, aber dazu kommt noch eine gleichgesinnte Ehefrau, was das spätabendliche Leben erleichtert.

Das Werk hat diese Station vor vielen Jahren entbunden, lange war sie mit vielen Kinderkrankheiten behaftet. Aber – dank fachmännischer Hilfe hat sie sich in den letzten Jahren stark gemauert und ist im In- und Ausland ein angesehener QSO-Partner geworden. Dazu haben die X. Weltfestspiele und das Sonderrufzeichen *DT DDR* in besonderem Maße beigetragen. 14 Tage und Nächte lang wurde rund um die Turmuhr gearbeitet. Aus manchem Funkkontakt wurde ein persönlicher. Aber es wird hier nicht nur gehört und gesendet, daß die Drähte glühen, es wird auch gelehrt und gelernt. Es gibt Ausbildungspläne, Anfänger werden Fortgeschrittene und Fortgeschrittene erwerben Voraussetzungen für die spätere Ausbildung in der Nationalen Volksarmee zum Nachrichtenoffizier, was die Morseausbildung betrifft. Diese Vorkenntnisse sind für den qualifizierten Dienst in der Nationalen Volksarmee wichtig. Falls sie dort dann auch genutzt werden. Darauf sollte man von vornherein achten.

Denn für eine vormilitärische Ausbildung wird viel geopfert, Mühe, Freizeit, Schweiß. Und mit den Ausbildern ist es wie in einer Gaststätte: Kollege kommt gleich, bitte warten. Denn es ist hier wie dort: keine Leute. Deshalb sollten sich noch mehr NVA-Reservisten für die Funkausbildung in der GST zur Verfügung stellen.

Apropos verfügen. Die Integrationsbestrebungen innerhalb der sozialistischen Staatengemeinschaft entwickeln sich von Jahr zu Jahr auf vielen Gebieten des politischen, wirtschaftlichen und kulturellen Lebens. Sollten nicht die Amateurfunkorganisationen und die Industrie z.B. der DDR mit der Sowjetunion und der ČSSR noch enger zusammenarbeiten, vor allem was die Qualität und die Quantität der Bauelemente betrifft? Hier könnten wir von diesen Ländern noch einiges lernen und brauchten nicht mehr länger im eignen Saft zu schmoren.

Es fehlt auch an Lehrbüchern im Revier. Wo sind sie denn geblieben, die *Amateurfunkpraxis* (von Rothammel und Morgenroth) und der

*Amateurfunk?* Für die Ausbildung sind sie wichtig. Verschämt mußte Huggy für irgendwelche Lektoren die Augen niederschlagen, betrifft diese Kritik doch den eignen Verlag.

Neben den Kurzwellenamateuren gibt es in dieser Station noch eine ansehnliche Gruppe von UKW-Amateuren. Das sind auch keine Flaschen, wengleich sie zu Huggys Besuch 60 leere im Schrank hatten. Aber vielleicht lockert Bier die Zunge, und der Sprechverkehr kann doppelt so schnell und weit abgewickelt werden. Und in dieser Beziehung können die UKWer auch einiges aufweisen. Die QSL-Karten beweisen es.

Besonders die Karten der KW-Amateure mit dem U nehmen einen wichtigen Platz ein. Viele Funk- und Brieffreundschaften verbergen sich hinter den QSL-Karten mit dem Länderkennzeichen U, mit der Sowjetunion. Und manche Begrüßung im Äther über Tausende Kilometer hinweg klingt wie ein Gruß von Bruder zu Bruder.

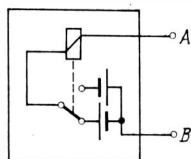
Apropos Tausende Kilometer. Die weiteste Sprechfunkverbindung gab es bis in das Gebiet des Stillen Ozeans ( $150^\circ$  Länge,  $15^\circ$  Breite). Huggy würde sich gern einmal einen so fernen Amateurfunkfreund selbst ansehen. Doch es war schon spät und höchste Sendezeit für diesen Bericht an das Elektronische Jahrbuch. So mußte sich Huggy schnell verabschieden. Noch im Abflug krächte er stolz und vergnügt: *vy 73 es best dx!*

Der Huggy-Begleiter  
*Hans-Werner Tzschichhold*

## Auflösung des Preisrätsels 1974

### *Schaltung Kasten Nr. 1*

Beim Anlegen des hochohmigen Spannungsmessers bleibt der Relaiskontakt in der gezeichneten Stellung, so daß für die Polarität der Buchsen *A* und *B* die untere Batterie zuständig ist. Wird der niederohmige Strommesser angeschlossen, so wird das Relais erregt, und es schaltet um auf die obere Batterie mit der entgegengesetzten Polarität.



*Einfache Lösung  
Schaltung für Kasten Nr. 1*

## Schaltung Kasten Nr. 2

Zuerst kann man einmal festhalten, daß zwischen den Anschlüssen 1 und 2 ein Widerstand  $R1 = 52 \text{ k}\Omega$  liegen muß. Werden die Anschlüsse 3 und 4 mit einem Widerstand  $R3 = 20 \text{ k}\Omega$  überbrückt, so muß noch der Reihenwiderstand  $R2$  vorhanden sein, damit das Ohmmeter den Wert  $20 \text{ k}\Omega$  anzeigen kann. Den Wert für  $R2$  gewinnt man aus der Formel für die Widerstands-Parallelschaltung:

$$\frac{(R2 + R3) R1}{R1 + R2 + R3} = R3$$

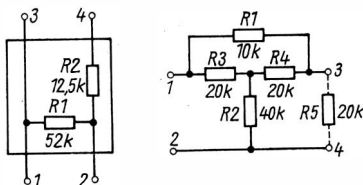
$$R1R2 + R1R3 = R1R3 + R2R3 + R3^2$$

$$R1R2 - R2R3 = R3^2$$

$$R2(R1 - R3) = R3^2$$

$$R2 = \frac{R3^2}{R1 - R3} = \frac{20^2}{52 - 20} = \frac{400}{32} = 12,5 \text{ k}\Omega$$

Die kompliziertere Schaltung gewinnt man aus der Vierpoltheorie (siehe Bild).



Kompliziertere Lösung  
Schaltung für Kasten Nr. 2

## Und das sind die Gewinner:

1. Preis (1 Transistorempfänger *Kosmos* und für 30,- M Bücher aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

A. Wiegeleben, 402 Halle (S.), Goethestr. 8

2. Preis (Bücher für 75,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Burkhard Kunkel, 15 Potsdam, Kiezstr. 10

3. Preis (Bücher für 50,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Eberhard Nöckel, 1533 Stahnsdorf, W.-Pieck-Str. 60

4. bis 10. Preis (je Preisträger Bücher für 25,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Wolfgang Kottwitz, 7281 Zschepplin, Eilenburger Str. 27. - Thomas Weber, 1034 Berlin, Karl-Marx-Allee 133. - Ekkehard Winkler, 8036 Dresden, Zeisigweg 1. - Harald Bredow, 111 Berlin, Pankower Str. 11. - Wolfgang Graf, 55 Nordhausen, Am Petersberg 1. - Rolf Haberlandt, 1162 Berlin, Bölschestr. 46. - Eberhard Kühne, 42 Merseburg 6 I/212

Die Preisverteilung erfolgt unter Ausschluß des Rechtsweges.

# Nomogramme für den Funkpraktiker

## Nomogramm 1 Stromdichte und Drahtdurchmesser

Damit sich ein stromdurchflossener Draht nicht zu stark erwärmt, ist bei der Dimensionierung eine bestimmte Stromdichte  $S$  (A/mm<sup>2</sup>) zu berücksichtigen. Für Transformatoren und Drosseln liegt  $S$  etwa im Bereich 2...5 A/mm<sup>2</sup>, bei kurzzeitigen Belastungen, wie sie z. B. bei Relais oder Elektromagneten auftreten, kann  $S$  im Bereich von 10...15 A/mm<sup>2</sup> gewählt werden. Impulsartige Belastungen erlauben eine Stromdichte  $S$  bis etwa 30 A/mm<sup>2</sup>. Für Meßwiderstände usw. sollte die Stromdichte maximal 1,5 A/mm<sup>2</sup> betragen.

Dem Nomogramm liegt die Beziehung

$$d = 1,13 \sqrt{I/S} \quad [\text{mm}] \text{ zugrunde.}$$

$I$  = Stromstärke in A;  $S$  = Stromdichte in A/mm<sup>2</sup>.

Aus dem Nomogramm kann an Stelle von  $d$  auch der Leiterquerschnitt  $A$  in mm<sup>2</sup> entnommen werden.

*Beispiel:*

Gegeben:  $I = 4$  A und  $S = 3,5$  A/mm<sup>2</sup>. Resultat:  $d = \underline{\underline{1,2}}$  mm bzw.  $A = \underline{\underline{1,16}}$  mm<sup>2</sup>.

## Nomogramm 2 Shunt für Strommesser

Um den Meßbereich eines Strommessers zu erweitern, muß der den Meßwerkstrom  $I_m$  übersteigende Strom  $I_p$  durch einen Parallelwiderstand  $R_p$  geführt werden (Prinzip der Stromteilung). Die Größen für das Meßwerk sind  $U_m$ ,  $I_m$  und  $R_m$ .  $I_{\text{mess}}$  ist der neue Strommeßbereich. Der Parallelwiderstand  $R_p$  wird auch als *Shunt* bezeichnet. Es gelten die Beziehungen:

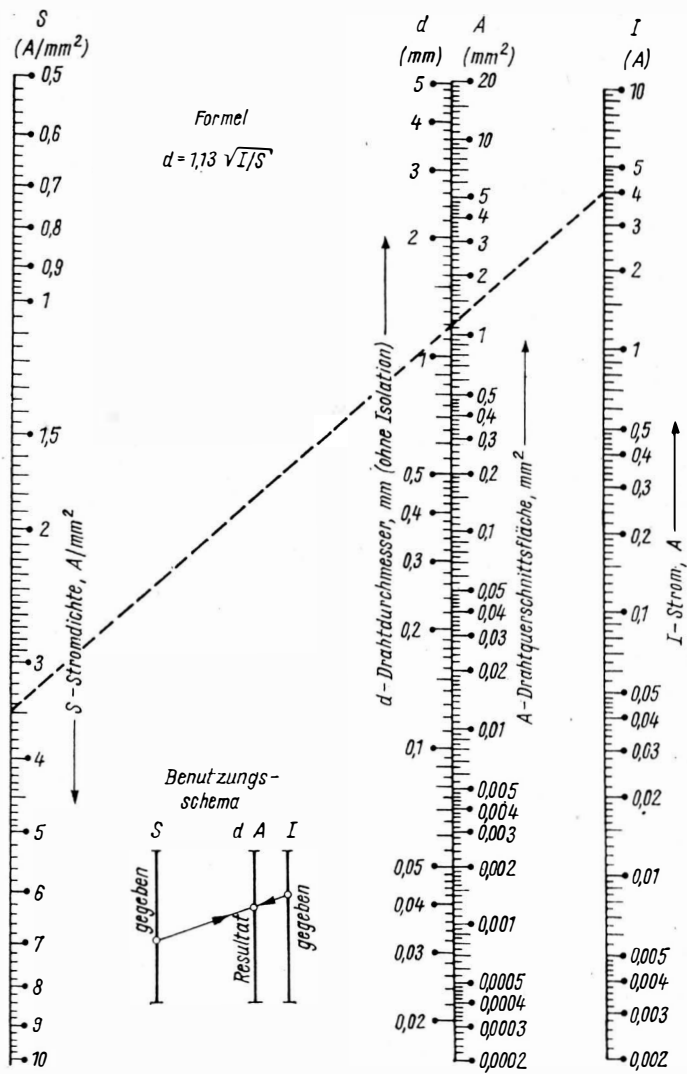
$$U_m = I_m \cdot R_m;$$
$$R_p = \frac{U_m}{I_{\text{mess}} - I_m} = \frac{U_m}{I_p}.$$

Die Spannung wird in mV ermittelt, wenn die Stromgrößen in mA und die Widerstandsgrößen in  $\Omega$  angegeben werden.

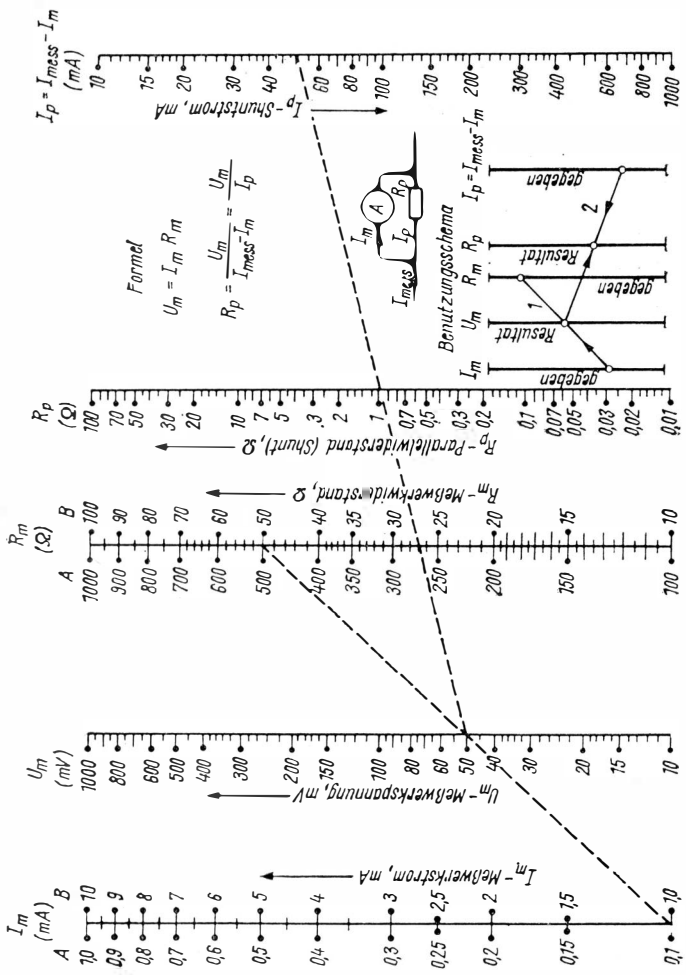
*Beispiel:*

Gegeben:  $I_m = 0,1$  mA;  $R_m = 500$   $\Omega$  und  $I_{\text{mess}} = 50$  mA. Resultat:  $U_m = \underline{\underline{50}}$  mV und  $R_p = \underline{\underline{1}}$   $\Omega$ .





Nomogramm 1



Nomogramm 2

### Nomogramm 3 Röhren-Katodenwiderstand

Ausgehend von dem für die Elektronenröhre geforderten Wert der Gittervorspannung  $U_g$ , kann man mit dem Wert des Katodenstromes  $I_k$  die erforderliche Größe des Katodenwiderstandes  $R_k$  aus dem Nomogramm ermitteln. Es gilt die Beziehung:

$$R_k = \frac{U_g}{I_k}.$$

*Beispiel:*

Gegeben:  $U_g = 1,5$  V und  $I_k = 3$  mA. Resultat:  $R_k = \underline{\underline{500 \Omega}}$ .

### Nomogramm 4 NF-Ausgangsleistung

Durch Messung der NF-Spannung  $U_{\text{Ausg}}$  an der Schwingspule  $R_L$  des an einem Verstärkerausgang angeschlossenen Lautsprechers kann man die NF-Ausgangsleistung  $P_{\text{Ausg}}$  ermitteln. Es gilt dafür die Beziehung:

$$P_{\text{Ausg}} = \frac{U_{\text{Ausg}}^2}{R_L} \quad [\text{W}].$$

$U_{\text{Ausg}}$  in V und  $R_L$  in  $\Omega$ .

*Beispiel 1:*

Gegeben:  $R_L = 8 \Omega$  und  $U_{\text{Ausg}} = 12$  V. Resultat:  $P_{\text{Ausg}} = \underline{\underline{18 \text{ W}}}$ .

*Beispiel 2:*

Gegeben:  $R_L = 10 \Omega$  und  $U_{\text{Ausg}} = 0,6$  V. Resultat:  $P_{\text{Ausg}} = 36$  mW. Es wird in diesem Fall mit  $U_{\text{Ausg}} = 6$  V gerechnet, so daß das erhaltene Ergebnis durch 100 zu teilen ist!

### Nomogramm 5 Bandbreite eines Schwingkreises

Die Bandbreite eines Schwingkreises wird bestimmt bei einem Amplitudenwert der 70 % des Maximalwertes entspricht. Es gelten dabei folgende Beziehungen:

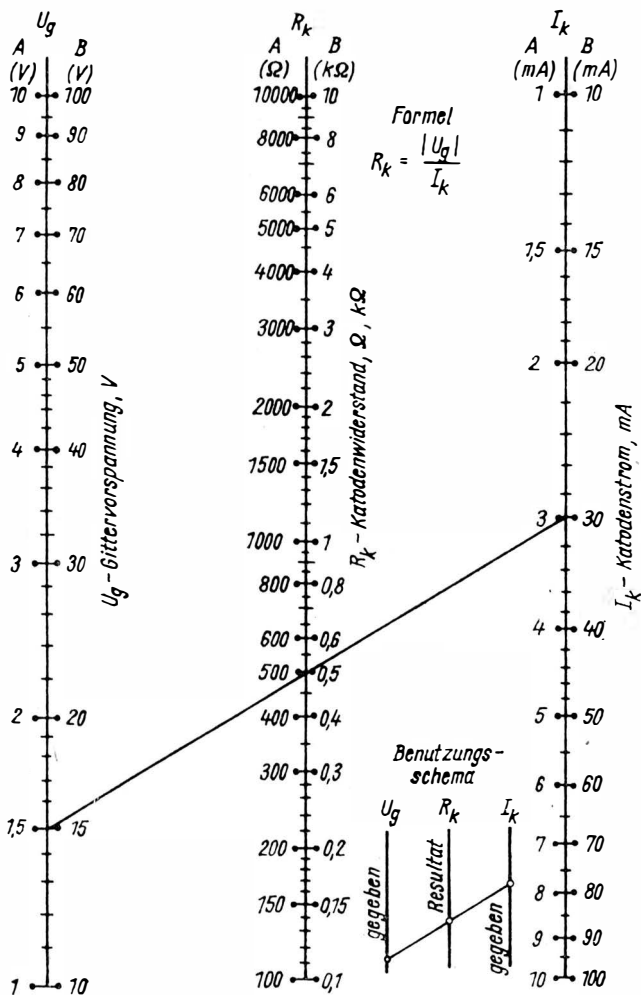
$$\text{Bandbreite } B = \frac{f_0}{Q} \quad B = 2 \Delta f = f_2 - f_1;$$

$$\text{Gütefaktor } Q = \frac{1}{d} \quad (d = \text{Verlustfaktor}).$$

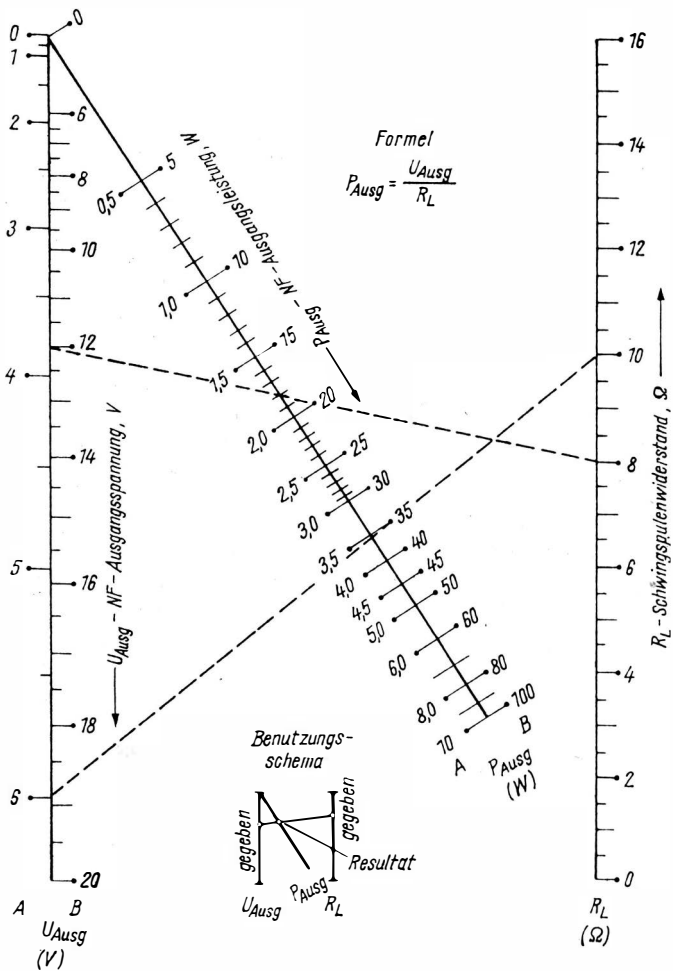
Wie die Werte einzusetzen sind, ist aus dem Nomogramm ersichtlich.

*Beispiel:*

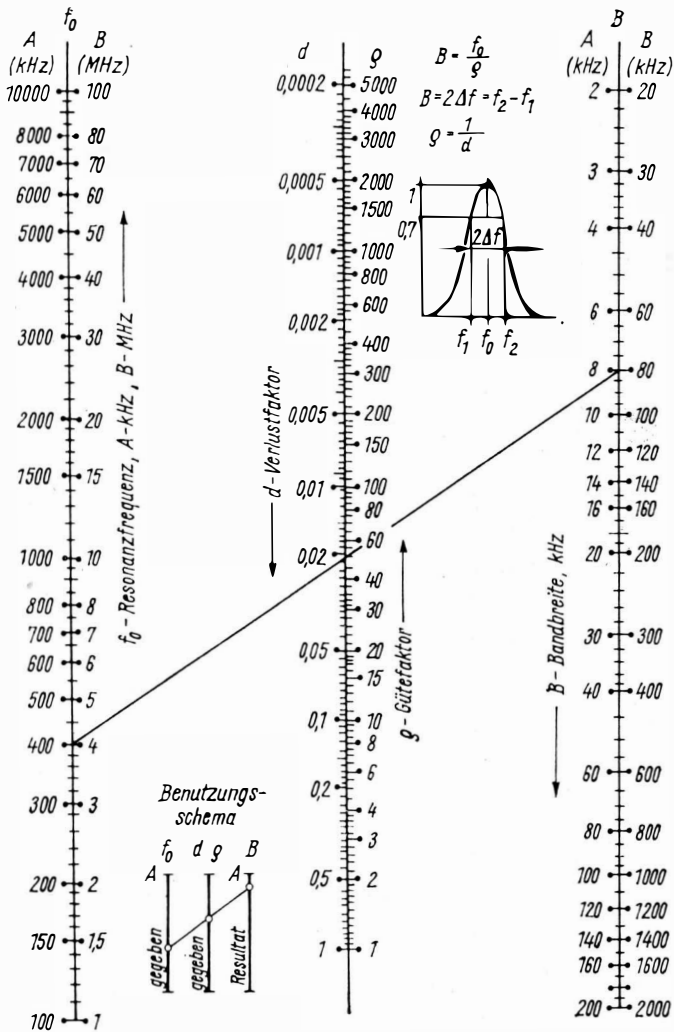
Gegeben:  $f_0 = 400$  kHz und  $Q = 50$  ( $d = 0,02$ ). Resultat:  $B = \underline{\underline{8 \text{ kHz}}}$ .



Nomogramm 3



Nomogramm 4



Nomogramm 5

# Formeln für den Funkpraktiker

## Ausgangsübertrager für NF-Endröhren

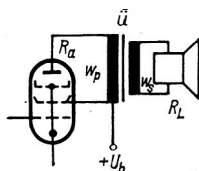
Weil heute Rundfunkempfänger und NF-Verstärker vorwiegend mit eisenlosen Transistor-NF-Endstufen bestückt sind, bereitet es mitunter Schwierigkeiten, für NF-Endröhren geeignete Ausgangsübertrager im Handel zu erhalten. Ein solcher Ausgangsübertrager ist aber bei röhrenbestückten NF-Endstufen erforderlich, da nur bei Anpassung von Röhrenausgangswiderstand und Lautsprecherimpedanz die NF-Ausgangsleistung maximal übertragen wird. Aufgabe des Ausgangsübertragers ist es also, die niederohmige Lautsprecherimpedanz an den hochohmigen Röhrenausgangswiderstand mittels eines geeigneten Übersetzungsverhältnisses der Windungszahlen anzupassen.

Für die Berechnung der Werte des Ausgangsübertragers werden vereinfachte Formeln angegeben, die für die Amateurpraxis ausreichend sind. Tabellen zu Übertrager-Eisenkernen und zu CuL-Wicklungsdrähten findet man in [1] und in [2].

Der Eisenquerschnitt des erforderlichen Übertrager-Eisenkerns ergibt sich aus der Beziehung:

$$Q_{Fe} = 20 \sqrt{\frac{P}{f_u}}$$

$Q_{Fe}$  in  $\text{cm}^2$ ;  $P$  ist die zu übertragende NF-Leistung in  $\text{W}$ ;  $f_u$  die noch zu übertragende untere Grenzfrequenz in  $\text{Hz}$ .



Da in der Eintaktschaltung entsprechend Bild der Anodengleichstrom durch den Ausgangsübertrager fließt, muß zur Vermeidung einer Gleichstrom-Vormagnetisierung ein Luftspalt vorgesehen werden. Dieser errechnet sich aus der Beziehung:

$$\delta = 0,4 \sqrt{Q_{Fe}}$$

$\delta$  in  $\text{mm}$ ;  $Q_{Fe}$  in  $\text{cm}^2$ .

Wenn im Bereich der tiefen Frequenzen der Abfall gering sein soll, gilt für die Primärinduktivität:

$$L_p = \frac{207 \cdot R_a}{f_u}.$$

$L_p$  in H;  $f_u$  in Hz;  $R_a$  ist der Röhrenausgangswiderstand in k $\Omega$ . Nunmehr erhält man die Primärwindungszahl zu:

$$w_p = 1000 \sqrt{\frac{10 \cdot L_p \cdot \delta}{Q_{Fe}}},$$

$L$  in H;  $\delta$  in mm;  $Q_{Fe}$  in cm<sup>2</sup>.

Da bei einem Übertrager die primär- und sekundärseitig angeschlossenen Widerstände mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses transformiert werden, gilt:

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}}.$$

$R_a$  in  $\Omega$ ;  $R_L$  ist die Lautsprecherimpedanz in  $\Omega$ .

Gleichzeitig entspricht das Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  dem Verhältnis der Windungszahlen:

$$\ddot{u} = \frac{w_p}{w_s}.$$

Damit ist:

$$\sqrt{\frac{R_a}{R_L}} = \frac{w_p}{w_s};$$

und man erhält die Sekundärwindungszahl zu:

$$w_s = w_p \sqrt{\frac{R_L}{R_a}}$$

oder

$$w_s = \frac{w_p}{\ddot{u}}.$$

Bei der Berechnung der Primärdrahtstärke ist zu berücksichtigen, daß neben dem Anodengleichstrom auch ein Anodenwechselstrom durch die Primärwicklung fließt. Für diesen Anodenwechselstrom gilt die Beziehung:

$$i_a = \sqrt{\frac{10^3 P}{R_a}}.$$

$i_a$  ist der Anodenwechselstrom in mA;  $P$  in W;  $R_a$  in k $\Omega$ . Der Gesamtstrom durch die Primärwicklung ist dann annähernd:

$$I_p = \sqrt{I_a^2 + i_a^2}.$$

$I_p$  in mA;  $i_a$  in mA;  $I_a$  ist der Anodengleichstrom in mA.



Der Strom durch die Sekundärwicklung errechnet sich zu:

$$I_s = \sqrt{\frac{P}{R_L}}.$$

$I_s$  in A;  $P$  in W;  $R_L$  in  $\Omega$ .

Den Berechnungen der Drahtstärke wird eine Stromdichte von  $2,5 \text{ A/mm}^2$  zugrunde gelegt. Dann ist:

$$d = 0,7 \sqrt{I}.$$

$d$  ist der Drahtdurchmesser in mm;  $I$  in A.

*Beispiel:*

Es soll ein Lautsprecher mit  $R_L = 8 \Omega$  an eine NF-Endröhre *EL 84* mittels eines Ausgangsübertragers angepaßt werden. Für die Röhre *EL 84* gelten folgende Werte:  $I_a = 48 \text{ mA}$ ,  $R_a = 5,2 \text{ k}\Omega$ ,  $P = 5,3 \text{ W}$ . Die untere Grenzfrequenz soll  $f_u = 50 \text{ Hz}$  sein. Welche Werte ergeben sich für den Selbstbau des Ausgangsübertragers?

*Eisenquerschnitt*

$$Q_{Fe} = 20 \sqrt{\frac{5,3}{50}} = 20 \sqrt{0,106} = \underline{\underline{6,5 \text{ cm}^2}}.$$

Geeignet ist der Übertrager-Eisenkern *M 74/32* mit  $Q_{Fe} = 6,6 \text{ cm}^2$  (mit diesem Wert wird weitergerechnet!).

*Luftspalt*

$$\delta = 0,4 \sqrt{6,6} = 0,4 \cdot 2,57 = 1,03 \approx \underline{\underline{1 \text{ mm}}}.$$

Bei Verwendung eines EI-Eisenkerns ist darauf zu achten, daß der Luftspalt zweimal auftritt. Die Zwischenlage zur Einstellung des Luftspaltes darf daher nur halb so stark sein wie der errechnete Wert angibt!

*Primärinduktivität*

$$L = \frac{207 \cdot 5,2}{50} = \frac{1080}{50} = \underline{\underline{21,5 \text{ H}}}.$$

*Primärwindungszahl*

$$w_p = 1000 \sqrt{\frac{10 \cdot 21,5 \cdot 1}{6,6}} = 1000 \sqrt{32,6} = 1000 \cdot 5,7;$$

$$w_p = \underline{\underline{5700 \text{ Wdg}}}.$$

*Übersetzungsverhältnis*

$$ü = \sqrt{\frac{5300}{8}} = \sqrt{663} = \underline{\underline{25,7}}.$$

*Sekundärwindungszahl*

$$w_s = \frac{5700}{25,7} = \underline{\underline{222 \text{ Wdg}}}.$$

### Anodenwechselstrom

$$i_a = \sqrt{\frac{5300}{5,2}} = \sqrt{1040} = \underline{\underline{32,2 \text{ mA}}}.$$

### Primärstrom

$$I_p = \sqrt{48^2 + 32,2^2} = \sqrt{3340} = \underline{\underline{58 \text{ mA}}}.$$

### Primärdrahtstärke

$$d_p = 0,7 \sqrt{0,06} = 0,7 \cdot 0,245 = \underline{\underline{0,17 \text{ mm}}}.$$

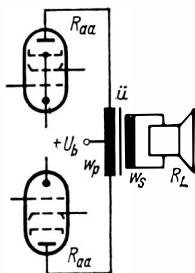
### Sekundärstrom

$$I_s = \sqrt{\frac{5,3}{8}} = \sqrt{0,66} = \underline{\underline{0,815 \text{ A}}}.$$

### Sekundärdrahtstärke

$$d_s = 0,7 \sqrt{0,815} = 0,7 \cdot 0,903 = \underline{\underline{1,65 \text{ mm}}}.$$

An Hand der Transformator- und der Drahttabelle ist zu überprüfen, ob der vorhandene Wickelraum zur Unterbringung der Wicklungen ausreichend ist. Aufbauhinweise für Ausgangsübertrager findet man in [1].



Anders muß die Berechnung der Primärwindungszahl erfolgen bei einem Ausgangsübertrager für NF-Gegentaktendstufen (Bild). Durch die Gegentaktanordnung tritt keine Gleichstromvormagnetisierung auf, so daß ein Luftspalt entfällt. Da auch die Verzerrungen geringer werden, kann man für den Eisenquerschnitt die Beziehung zugrunde legen:

$$Q_{Fe} = 10 \sqrt{\frac{P}{f_u}}.$$

$Q_{Fe}$  in  $\text{cm}^2$ ;  $P$  in  $\text{W}$ ;  $f_u$  in  $\text{Hz}$ .

Bei Vollaussteuerung ist die effektive Wechselspannung:

$$u = \sqrt{P \cdot R_{aa}}.$$

$u$  in  $\text{V}$ ;  $P$  in  $\text{W}$ ;  $R_{aa}$  ist der Außenwiderstand von Anode zu Anode in  $\Omega$ .

Die Primärwindungszahl errechnet sich zu:

$$n_p = \frac{u}{4,44 f_u \cdot B \cdot Q_{Fe}}$$

$u$  in V;  $f_u$  in Hz;  $Q_{Fe}$  in  $\text{cm}^2$ ;  $B$  ist die magnetische Induktion in  $\text{Vs cm}^{-2}$ . Für Ausgangsübertrager wählt man  $B = 4 \cdot 10^{-6} \text{ Vs cm}^{-2}$ .

Alle weiteren Berechnungen erfolgen so, wie beim Eintakt-Ausgangsübertrager bereits gezeigt!

*Beispiel:*

An eine NF-Gegentaktendstufe mit den Röhren  $2 \times EL 84$  soll ein Lautsprecher mit  $R_L = 8 \Omega$  angepaßt werden. Für die Röhrenschaltung gelten folgende Werte:  $P = 11 \text{ W}$ ,  $R_{aa} = 8 \text{ k}\Omega$ ;  $I_a = 2 \times 31 \text{ mA}$ ;  $f_u = 50 \text{ Hz}$ .

*Eisenquerschnitt*

$$Q_{Fe} = 10 \sqrt{\frac{11}{50}} = 10 \sqrt{0,22} = \underline{\underline{4,68 \text{ cm}^2}}.$$

Geeignet ist der Übertragereisenkern *EI 78/26* mit  $Q_{Fe} = 6,8 \text{ cm}^2$ .

*Effektive Wechselfpannung*

$$u = \sqrt{11 \cdot 8000} = \sqrt{88000} \approx \underline{\underline{300 \text{ V}}}.$$

*Primärwindungszahl*

$$n_p = \frac{300}{4,44 \cdot 50 \cdot 4 \cdot 10^{-6} \cdot 6,8} = \frac{300 \cdot 10^6}{6040};$$

$$n_p = \underline{\underline{4970 \text{ Wdg.}}}$$

Die Primärwicklung wird mit  $2 \times 2485 \text{ Wdg.}$  ausgeführt!

*Übersetzungsverhältnis*

$$\dot{u} = \sqrt{\frac{8000}{8}} = \sqrt{1000} = \underline{\underline{31,6}}.$$

*Sekundärwindungszahl*

$$w_s = \frac{4970}{31,6} = \underline{\underline{157 \text{ Wdg.}}}$$

*Anodenwechselstrom*

$$i_a = \sqrt{\frac{10000}{8}} = \sqrt{1370} = \underline{\underline{37 \text{ mA}}}.$$

*Primärstrom*

$$I_p = \sqrt{31^2 + 37^2} = \sqrt{2330} = \underline{\underline{48 \text{ mA}}}.$$

*Primärdrahtstärke*

$$d_p = 0,7 \sqrt{0,05} = 0,7 \cdot 0,224 = \underline{\underline{0,16 \text{ mm}}}.$$

### Sekundärstrom

$$I_s = \sqrt{\frac{11}{8}} = \sqrt{1,37} = \underline{\underline{1,17 \text{ A}}}.$$

### Sekundärdrahtstärke

$$d_s = 0,7 \sqrt{1,17} = 0,7 \cdot 1,08 = \underline{\underline{0,80 \text{ mm}}}.$$

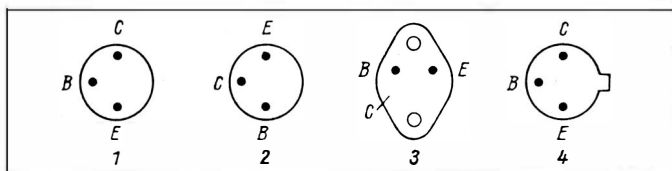
Es ist wieder an Hand der Tabellen in [1] oder in [2] zu überprüfen, ob der vorhandene Wickelraum ausreicht.

### Literatur

[1] *Streng, K. K.*: Abc der Niederfrequenztechnik, Berlin 1969

[2] *Schubert, K.-H.*: Das große Radiobastelbuch, 3. Auflage, Berlin 1966

## Halbleiterbauelemente aus der VR Bulgarien

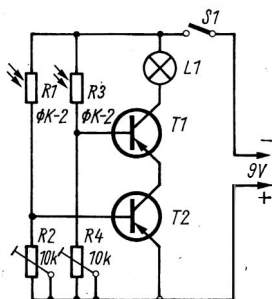


Typ	$U_{Cbo}$ V	$I_{Cmax}$ [A] mA	$P_{Cmax}$ [W] mW	$\beta$ B	bei $I_E$ [A] mA	$f_T(\beta)$ MHz	F dB	Leit- fähi- keit	$R_{thc}$ je [grd/W] grd/mW	Verwendung	Anschluß- schema
SFT 321	32	250	200	20/44	100	0,9	-	npn	0,3	500-mW- Endstufen	1
SFT 322	32	250	200	40/66	100	1,2	-	npn	0,3		1
SFT 323	32	250	200	60/150	100	1,7	-	npn	0,3	NF-Vorstufen	1
SFT 351	32	150	200	20/44	1	1,0	5	npn	0,3		1
SFT 352	32	150	200	40/66	1	1,4	5	npn	0,3	1	
SFT 353	32	150	200	60/250	1	1,7	5	npn	0,3	Schalttransistoren	1
T 241	32	200	150	20/110	100	0,7	-	npn	0,4		1
T 242	45	200	150	20/110	100	0,7	-	npn	0,4	Komplementär- Treiberstufen	1
T 243	60	250	150	20/110	100	0,7	-	npn	0,4		1
T 321 N	32	150	150	20/55	1	1,0	-	npn	0,48	1-W- Endstufen	2
T 322 N	32	150	150	32/85	1	1,5	-	npn	0,48		2
T 323 N	32	150	150	55/200	1	2,2	-	npn	0,48	2-W- Endstufen	2
SFT 124	24	500	350	20/44	250	1,0	-	npn	0,17		2
SFT 125	24	500	350	40/150	250	2,0	-	npn	0,17	NF-Vorstufen	2
SFT 130	24	500	550	20/44	250	1,0	-	npn	0,11		2
SFT 131	24	500	550	40/150	250	1,8	-	npn	0,11	Endstufen	2
T 143	45	500	350	20/44	250	1,0	5	npn	0,17		2
T 144	45	500	350	40/80	250	2,0	5	npn	0,17	Endstufen	2
T 145	45	500	550	20/44	250	1,0	5	npn	0,11		2
T 146	45	500	550	40/80	250	1,8	5	npn	0,11	Endstufen	2
AC 350	32	1,5	500	50/250	600	2,5	-	npn	-		4
AC 350H	32	1,5	300	50/250	600	2,5	-	npn	-	Endstufen	4
AC 350K	32	1,5	2,5	50/250	600	2,5	-	npn	0,03		4
SFT 212	30	3	30	20/150	2	0,3	-	npn	[2]	3	
SFT 213	40	3	45	20/150	2	0,3	-	npn	[1,5]	3	
SFT 214	60	3	45	20/150	2	0,3	-	npn	[1,5]	3	

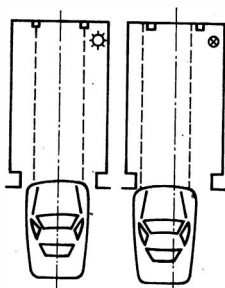
TYP	$U_{CB0}$ V	$I_{Cmax}$ [A] mA	$P_{Cmax}$ [W] mW	$\beta$ B	bei $I_E$ [A] mA	$f_T(f\beta)$ MHz	F dB	Leit- fähig- keit	$R_{the}$ je [grd/AV] grd/mW	Verwendung	Anschluß- schema
T 250	80	3	45	20/150	2	0,3	-	pnp	[1,5]		3
T 238	40	6	45	20/80	5	0,35	-	pnp	[1,5]		3
T 239	60	6	45	20/80	5	0,35	-	pnp	[1,5]		3
T 240	80	6	45	20/80	5	0,35	-	pnp	[1,5]		3
AD 301	80	3	30	20/150	2	0,2	-	pnp	[1,5]		3
AD 302	40	3	45	20/150	2	0,2	-	pnp	[1,5]		3
AD 303	60	3	45	20/150	2	0,2	-	pnp	[1,5]		3
AD 304	80	3	45	20/150	2	0,2	-	pnp	[1,5]		3
AD 312	40	6	45	20/80	5	0,25	-	pnp	[1,5]		3
AD 313	60	6	45	20/80	5	0,25	-	pnp	[1,5]		3
AD 314	80	6	45	20/80	5	0,25	-	pnp	[1,5]		3
AD 325	100	10	45	15/80	6	0,4	-	pnp	[1,5]		3
SFT 306	18	100	150	15/70	1	1,5	6	pnp	0,4	Leistungs- transistoren	1
SFT 207	18	100	150	25/120	1	6	6	pnp	0,4	AM-ZF	1
SFT 308	18	100	150	40/180	1	10	6	pnp	0,4	AM-Mischstufe	1
ASX 11	30	250	150	35/80	10	7,5	-	pnp	-	Schalttransistoren	4
ASX 12	24	250	150	50/120	10	12	-	pnp	-		4
ASX 13	18	250	150	75/180	10	25	-	pnp	-		4
T 317	20	10	150	35/200	1	40	-	pnp	0,4	KW bis 18 MHz	1
T 319	20	10	150	20/350	1	45	-	pnp	0,4	AM-ZF	1
T 320	20	10	150	35/200	1	20	-	pnp	0,4	AM-Mischstufe	1
T 316	20	10	150	40/350	1	65	-	pnp	0,5	KW-Mischstufe	1
T 354	20	10	150	40/350	1	68	-	pnp	0,5		1
T 357	20	10	150	60/350	1	87	-	pnp	0,5	UKW-Tuner	1
T 358	20	10	150	60/350	1	100	-	pnp	0,5		1
T 316 H	32	10	120	40/350	1	50	-	pnp	0,5	KW-Mischstufe	1
T 354 H	32	10	120	40/350	1	60	-	pnp	0,5		1
T 357 H	32	10	120	60/350	1	70	-	pnp	0,5		1
T 358 H	32	10	120	60/350	1	80	-	pnp	0,5	UKW-Tuner	1

## Ein elektronischer Helfer für den Autofahreranfänger

Der Autofahrer, der noch wenig Fahrpraxis hat, dem wird es auch schwerfallen, sich bei der Einfahrt in seine Garage zu orientieren. Hilfe dabei leistet eine Elektronikschaltung (Bild 1).



Das Wirkungsprinzip des kleinen elektronischen Helfers beruht auf einem Logik-Baustein vom Typ »UND«. Bei zwei gleichzeitig am Eingang des Bausteins ankommenden Signalen, in unserem Fall das Licht der eingeschalteten Scheinwerfer, werden beide Fotowiderstände angeregt, und am Bausteinausgang leuchtet eine Signallampe auf (Bild 2).



Die Fotowiderstände werden in Röhren von 150 mm Länge und 30 mm Durchmesser untergebracht. Ihr Platz wird in entsprechender Höhe der Autoscheinwerfer an der Garagenwand ausgewählt. Die Signallampe muß im Sichtbereich des Fahrers bei der Garageneinfahrt angeordnet sein.

Für den Einbau des kleinen Hilfsmittels wird das Kfz vor der Garage geparkt, und man schaltet die Scheinwerfer ein. Dann bestimmt man den richtigen Anbringungs-ort für die Röhren mit den Fotowiderständen. Mit R2 und R4 werden die Transistoren so eingeregelt, daß sie nur auf die eingeschalteten Scheinwerfer reagieren.

Für die Stromversorgung reichen 2 Flachbatterien.

Aus Radio, Fernsehen, Elektronik, VR Bulgarien, Heft 4/73

**Vorteile,  
die es zu  
nutzen gilt!**

**Systemgerechte Automati-  
sierung und Rationalisierung  
mit zuverlässigen und  
zweckmäßigen Geräten der  
BMSR-Technik**

**Elektronische  
Klimaregler und  
Temperaturregler**

**Elektronische  
Zeitrelais**

**Automatische  
Lüftungsregler**

**Ausführliche  
Informationen erhalten  
Sie über unsere  
Werbeabteilung**



**VEB WETRON WEIDA**

Betrieb des VEB Kombinat Meß- und Regelungstechnik

DDR 6508 Weida, Geraer Str. 36

Telefon: 201 · Telex: 58208 · Telegramme: Wetron Weida







**Absender**

---

---

**Alter:** \_\_\_\_\_ **Beruf:** \_\_\_\_\_

**Folgende Themen interessieren mich noch:**

**DRUCKSACHE**

portofrei

**Militärverlag  
der Deutschen Demokratischen Republik  
(VEB) – Berlin**

– Lektorat Elektronik –

**1055 BERLIN**

Storkower Straße 158