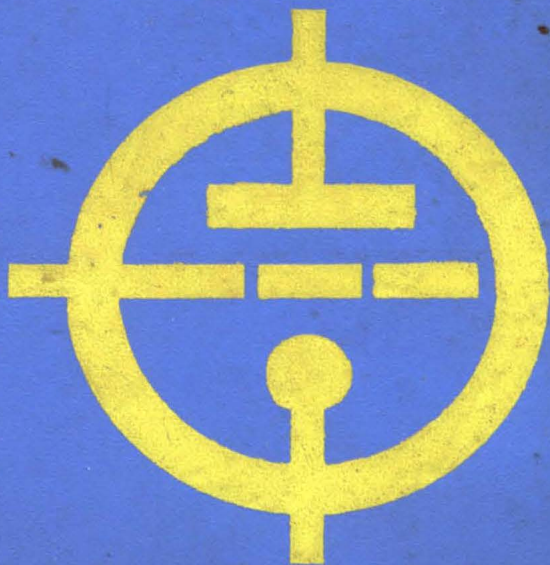
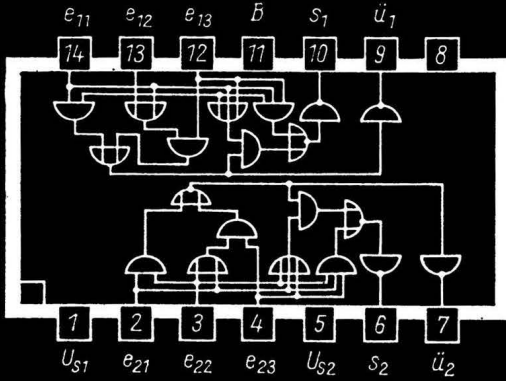




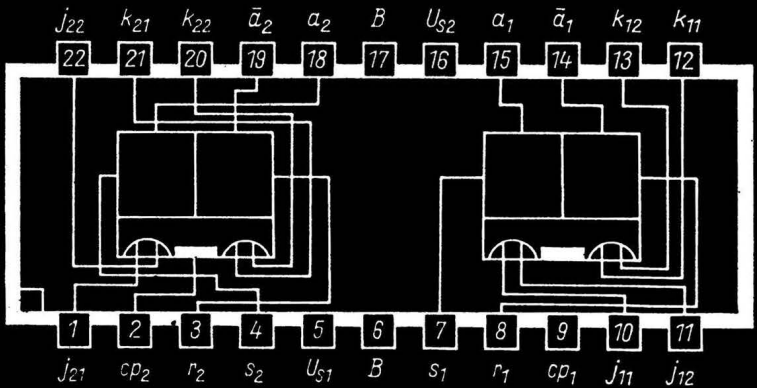
**ELEKTRONISCHES  
JAHRBUCH 1978**



# Integrierte MOS-Scha

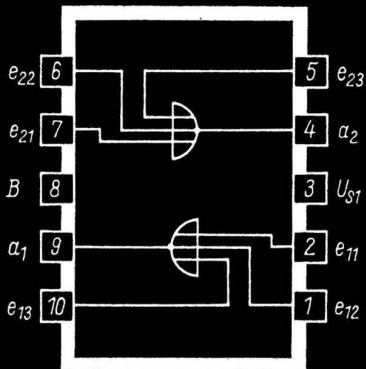


U 101 D

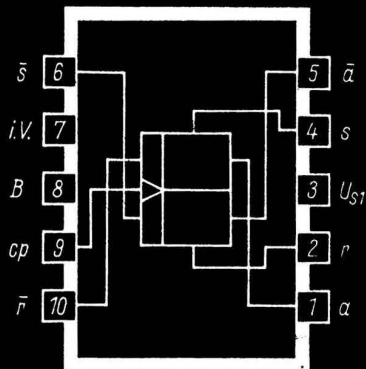


U 108 D

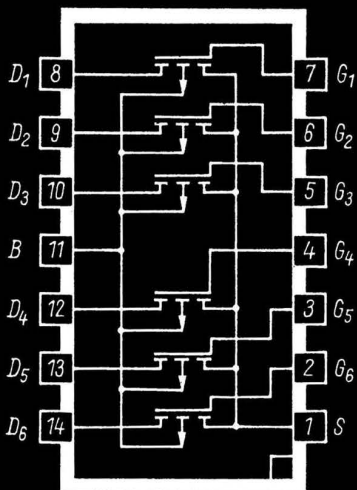
# Itzkreise der DDR-Industrie



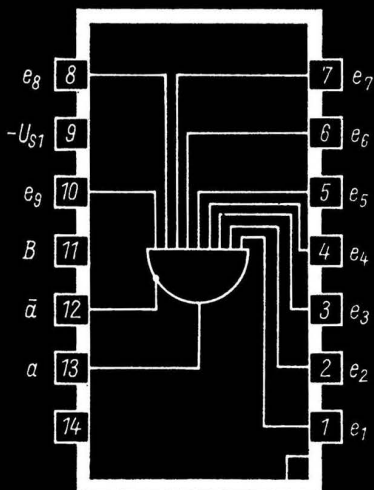
U 102 D



U 103 D



U 105 D



U 109 D

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

# **Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1978**



Militärverlag  
der Deutschen Demokratischen Republik

1.-60. Tausend

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1977

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5

LSV 3535

Lektor: Wolfgang Stammler

Illustrationen: Harri Förster, Hans-Joachim Purwin

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos, Zentralbild, Militärbilddienst

Typografie: Ingeburg Zoschke · Hersteller: Hannelore Lorenz

Vorauskorrektor: Johanna Pulpit · Korrektor: Eva Plake

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb Leipzig III/18/97

Redaktionsschluß: 15. März 1977

Bestellnummer: 745 864 1

DDR 7,80 M

## Inhaltsverzeichnis

60 Jahre Sowjetarmee Marschall der Nachrichtentruppen I. T. Peresytkin erinnert sich ... Sowjetische Nachrichtenverbindungen in den Kämpfen am Kursker Bogen .....	11
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i> Fortschritte der DDR-Elektronikindustrie .....	23
<i>Ing. Hans-Uwe Fortier – DM 2 COO</i> <i>Dipl.-Ing. Bernd Petermann – DM 2 BTO</i> «Wermsdorf» – klein, aber oho .....	30
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i> Elektronische Kampfführung .....	36

### Wissenswertes über moderne Technik

<i>Dipl.-Phys. Jürgen Feuerstake</i> Organische Halbleiter – Entwicklungsstand und Tendenzen ....	44
<i>Dr. Günter Miel</i> Modellfernsteuerung – ein interessantes Gebiet für den Amateur- elektroniker .....	54
<i>Ing. Winfried Müller</i> Fortschritte der Elektronik bei Fotoblitzgeräten .....	65
<i>A. Tagajewski</i> Funkverkehr bis zur Venus .....	77
<i>Dr. paed. Lothar König</i> Zur Problematik der Begriffsbestimmung «Elektronik» und zum Verhältnis der Elektronik zur Elektrotechnik .....	86

## Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Rund um den Mikroprozessor .....	93
<i>Ing. Klaus K. Streng</i>	
Spezielle Schaltkreise für die Anwendung in der Elektronik .....	102
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Wissenswertes über Ferrite .....	113

## Moderne Technik für den Funkamateuer

<i>Karl Rothammel – DM 2 ABK</i>	
Logarithmisch periodische Antennen .....	135
<i>Peter Haferkorn – DM 2 BBN</i>	
Ein SSB-Klipper für 200 kHz .....	145
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Prüfgeräteschaltungen für den Funkamateuer .....	148
<i>Ing. Egon Klaffke – DM 2 BFA</i>	
Übungsgerät für die AG «Junge Funker» .....	159
<i>Dipl.-Ing. Michael Knietzsch – DM 2 GBO</i>	
Transistor-PA-Stufen für das 2-m-Band .....	168
<i>Ing. Hans-Uwe Fortier – DM 2 COO</i>	
Doppel-MOSFET-Konverter mit dem KP 350 A .....	184
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk» .....	194
<i>Vilmos Várterész</i>	
Direktmischempfänger für den Anfänger .....	206

## Bauanleitungen für den Elektroniker

<i>Dipl.-Ing. Bernd Petermann – DM 2 BTO</i>	
Eine Zweit-«Klingel» für das Telefon .....	212
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Schaltungsrevue für den Anfänger .....	221
<i>Dietmar Hofmann</i>	
Belichtungsmeßgerät für Foto-Vergrößerungsarbeiten .....	233
<i>Dr. paed. Lothar König</i>	
Universelle Warneinrichtung mit integrierten Schaltkreisen .....	241



<i>Dipl.-Ing. Reinhard Langmann</i>	
Stabilisiertes Doppelnetzteil 2 × 20 V/2 A .....	247
<i>Wolfgang Dick</i>	
Ein universelles Experimentiergestell .....	256
<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Elektronikschaltungen – nicht nur für Anfänger .....	261
<i>Ing. Harro Kühne</i>	
Spannungs-Frequenzumsetzer für positive und negative Eingangsspannungen mit automatischer Polaritätsanzeige .....	277

### **Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen**

<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Internationale Komplexwettkämpfe im Funkmehrkampf .....	287
<i>Oberstleutnant Dipl.-Ing. Friedrich Schulze</i>	
Offizier in der Nachrichtentruppe – ein interessanter Beruf .....	294
MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee .....	299
Aus der Geschichte der sowjetischen Funkamateure (II) .....	305
Auflösung des Preisrätsels 1977 .....	313

### **Tabellenanhang**

Bipolare Transistoren aus der Volksrepublik Polen .....	314
---	-----



# 1978

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



**60 Jahre Sowjetarmee  
Marschall der Nachrichtentruppen  
I. T. Peresykin erinnert sich ...  
Sowjetische Nachrichtenverbindungen  
in den Kämpfen am Kursker Bogen**

Das Hauptquartier entsandte seinen Vertreter, *A. M. Wassilewski*, in das Gebiet von Kursk, um die Kampfhandlungen der Zentralfront und der Woronesher Front zu koordinieren. Unsere Nachrichtenzentrale wurde deshalb abgebaut und in Gefechtsordnung, unter Führung von General *P. D. Miroschnikow*, in das Kursker Gebiet verlegt. Nachdem ich mich herzlich vom Frontoberbefehlshaber, *F. I. Golikow*, und dem Mitglied des Kriegsrats, *F. F. Kusnezow*, verabschiedet hatte, flog ich mit einem Flugzeug vom Typ *PO-2* ab. *Wassilewski* legte mit einer Gruppe Generale und Offiziere den Weg nach Kursk auf dem schweren Winterweg in Autos zurück.

Als ich in Kursk ankam, wurde die Nachrichtenzentrale bereits am nördlichen Stadtrand entfaltet und Verbindung mit dem Generalstab und den Stäben der Zentral- und Woronesher Front hergestellt. In der Nähe der Nachrichtenzentrale waren auch die Quartiere für die Generale und die Offiziere der Gruppe vorbereitet. Nach der Ankunft Marschall *Wassilewskis* begann, wie gewöhnlich, eine angestrengte Arbeit. Zur gleichen Zeit gingen Teile und Einheiten der Zentral- und der Woronesher Front zur Verteidigung über, führten Gefechte örtlicher Bedeutung und erfüllten Aufgaben zur Vervollkommnung der Verteidigungsanlagen. Die Nachrichtensoldaten bauten neue Fernmeldeleitungen, richteten Nachrichtenzentralen auf Haupt-, Reserve- und Hilfsführungsstellen ein und entfalteten Kontrollpunkte, an denen sich Leitungen kreuzten. Das war zu der Zeit die Hauptaufgabe aller Nachrichteneinheiten beider Fronten.

Zusammen mit Marschall *Wassilewski* kamen wir im Stab der Zentralfront an, der nördlich von Kursk, im Raum der Station *Swo-boda*, entfaltet war. Ich besichtigte die Nachrichtenzentrale des Stabes der Front, der in gut eingerichteten und gediegenen Unterständen untergebracht war, und hörte mir den Bericht des Chefs Nachrichten der Front, General *P. J. Maksimenko*, an. Anschließend führen wir zu den Stäben der 13. und der 70. Armee und ebenfalls zum Stab der Woronesher Front. Und überall, wo wir hinkamen, wurde an-

gespannt an der Vervollkommnung der Verteidigungsanlagen, der Einrichtung von Führungspunkten und der Erweiterung der Nachrichtenverbindungen gearbeitet. In Kursk hielten wir uns nur kurz auf. An der Front war es zu der Zeit ruhig. Dringende Arbeiten riefen *A. M. Wassilewski* nach Moskau. Ich fuhr mit ihm zusammen zurück nach Moskau.

Kurze Zeit später erhielt ich erneut den Auftrag, zum Kursker Bogen zu fahren. Das war Mitte April 1943. Diesmal bestand meine Aufgabe darin, die Nachrichtenverbindungen mit den Stäben der Einheiten und operativen Gruppierungen zu kontrollieren, die sich in der Reserve des Hauptquartiers des Oberkommandos befanden und sich östlich von Kursk konzentrierten. In diesem Gebiet wurde die Steppenfront gebildet. Zu ihr sollten vier allgemeine und eine Panzerarmee, zwei selbständige Panzer-, ein mechanisiertes und drei Kavalleriekorps gehören. Für den Stab der Front und alle ihre Einheiten waren Nachrichtenverbindungen erforderlich. Als Chef Nachrichten der Steppenfront wurde Oberst *B. T. Soldatenkow* eingesetzt.<sup>1</sup> Nach der Zusammenkunft mit dem Oberbefehlshaber der Front, *I. S. Konew*, und dem Chef des Stabes der Front, *M. W. Sacharow*, und dem Anhören ihrer Wünsche hinsichtlich der Nachrichtenverbindungen begannen wir mit der Arbeit.

Unsere erste und Hauptaufgabe war die Sicherstellung einer zuverlässigen Nachrichtenverbindung des Frontstabes mit allen Stäben der zugeführten Armeen und Korps sowie mit dem Generalstab. Stabile Nachrichtenverbindungen in all den genannten Richtungen, in einem nachrichtentechnisch wenig erschlossenen Gebiet, das heißt, das Netz der allgemeinen staatlichen Drahtnachrichtenverbindungen war schwach entwickelt, war nicht einfach sicherzustellen. Die Lage wurde noch dadurch erschwert, daß während der Konzentrierungsphase der Truppen der Steppenfront die sendeseitige Nutzung von Funkgeräten kategorisch verboten war, um die große Ansammlung von Reserven des Hauptquartiers des Oberkommandos nicht zu demaskieren. Alle Funkverbindungen waren organisiert und zur Verbindungsaufnahme bereit, wurden aber nur empfangsseitig betrieben.

Um diese schwere Aufgabe schneller zu lösen, wurde in den Konzentrierungsraum der Truppen der Steppenfront alles geschickt, was möglich war: Nachrichteneinheiten, die der Hauptverwaltung Nachrichten unterstanden, Nachrichtenbataillone des Volkskommissariats für Nachrichtenverbindungen, Bezirks- und Armee-Nachrichteneinheiten der Steppenfront und Arbeiter aus den örtlichen Einrichtungen des Nachrichtenwesens. Sie alle erweiterten gemeinsam die örtlichen

<sup>1</sup> Anfang Juni 1943 wurde als Chef Nachrichten der Steppenfront Generalmajor der Nachrichtentruppen, *N. S. Matwejew*, eingesetzt.

Nachrichtenzentralen, richteten Nachrichtenzentralen für die Führungspunkte der Front und der Armee ein, errichteten Fernmeldeleitungen und erweiterten bestehende Leitungen.

In der Konzentrierungsphase der Truppen der Steppenfront spielte die «besondere Nachrichtenzentrale» eine große Rolle. Sie wurde von einem selbständigen Nachrichtenregiment aus der Reserve des Oberkommandierenden bedient. Als Regimentskommandeur wurde General *N. A. Borsow* befohlen. Das war der erste Versuch, ähnliche Nachrichtenzentralen für die Sicherstellung von Nachrichtenverbindungen in der operativ-strategischen Ebene der Führung einzusetzen. Anfänglich bestand ihre Hauptaufgabe darin, Nachrichtenverbindungen im Interesse des Stabes der Steppenfront sicherzustellen. Im Verlauf der Verteidigungs- und der nachfolgenden Angriffsoperationen wurde der «besonderen Nachrichtenzentrale» die Sicherstellung der Nachrichtenverbindungen des Generalstabs mit der Brjansker Front, der Zentralfront, der Woronesher Front, der Steppen- und der Südwestfront übertragen.

Gestützt auf das System der örtlichen Nachrichtenzentralen des Volkskommissariats für Nachrichtenverbindungen und das entfaltete Netz von Hilfsnachrichtenzentralen und Kontrollpunkten, die von den Nachrichteneinheiten der Frontruppen entfaltet worden waren, wurde die «besondere Nachrichtenzentrale» ihren schwierigen Aufgaben vollauf gerecht. Die Erfahrungen mit dieser Nachrichtenzentrale während der Gefechtshandlungen am Kursker Bogen zeigten, daß Nachrichtenzentralen in breitem Umfang für die Organisation der Nachrichtenverbindungen des Generalstabs mit den Stäben der Fronten und den Reserven des Hauptquartiers eingesetzt werden können.

Die faschistische Führung sammelte über längere Zeit Kräfte, um einen entscheidenden Schlag gegen die Rote Armee im Raum Kursk zu führen. Sorgfältig wurde eine große Offensive in dieser Richtung vorbereitet. Die Faschisten hofften dadurch die Hauptkräfte der Roten Armee zerschlagen zu können, um erneut die strategische Initiative an sich zu reißen und eine Wende im Krieg zu ihren Gunsten herbeizuführen. Unter Beachtung der Lage der eigenen Truppen im Gebiet von Kursk erhielt der Plan des Gegners die Bezeichnung *Zitadelle* und verfolgte das Ziel, die sowjetischen Truppen im Kursker Bogen einzuschließen und zu vernichten. Für diese Operation schuf die faschistische Führung eine Gruppierung mit 50 Divisionen (16 davon waren Panzer- und motorisierte Divisionen), etwa 900000 Mann, bis 10000 Geschütze und Granatwerfer, 2700 Panzer und mehr als 2000 Flugzeuge.<sup>2</sup>

<sup>2</sup> Geschichte des Großen Vaterländischen Krieges der Sowjetunion 1941–1945, Band 3, Moskau 1961, Seite 243.

Das Hauptquartier des Oberkommandos erkannte rechtzeitig das Vorhaben des Gegners und leitete alle notwendigen Maßnahmen zur Abwehr der gegnerischen Schläge und zur Vernichtung der faschistischen Armeen in diesem Raum ein. Die Verteidigung bei Kursk oblag den Truppen der Zentral- und der Woronesher Front, in deren unmittelbarem Hinterland sich die starke Truppenkonzentration der Steppenfront befand, die sich sowohl auf die Verteidigung als auch auf Angriffshandlungen vorbereitete.

Die Truppen der Zentralfront und der Woronesher Front bereiteten sich sorgfältig auf Verteidigungsoperationen vor. Von April bis Juni schufen sie an der Front auf einer Länge von mehr als 500 km sechs Verteidigungsabschnitte in einer Tiefe von 150 bis 190 km. Außerdem bauten die Truppen der Steppenfront einen Verteidigungsabschnitt am Fluß Kschenj, und am linken Donufer wurde ein stattlicher Verteidigungsstreifen errichtet. Die allgemeine Tiefe der pioniertechnischen Einrichtung des Geländes, die von den sowjetischen Truppen am Kursker Bogen vorgenommen wurde, erreichte mit Beginn der aktiven Kampfhandlungen in dieser Richtung 300 km. Die Operation wurde auch hinsichtlich der Nachrichtenverbindungen vorbereitet. An allen Abschnitten bauten die Nachrichtensoldaten neue Fernmeldeleitungen, verlegten zusätzliche Leitungen für Fernschreib- und Fernsprechverbindungen, vervollkommneten das Netz der Nachrichtenzentralen und bereiteten Soldaten und Technik auf den Einsatz vor.

Interessant und gut durchdacht wurde das Drahtnachrichtennetz in der Zentralfront aufgebaut. Mit Stand vom 30. Juni hatte der Frontstab stabile Fernschreib- und Trägerfrequenz-Telefonieverbindungen mit dem Generalstab und den benachbarten Fronten, mit allen unterstellten Armeen. Außerdem hatte die zweite Staffel des Frontstabs direkte Fernmeldeverbindung mit allen zweiten Staffeln der Armeen und allen Stationen der Front.

Gut organisiert und stabil arbeitete auch die Fernschreib- und die Fernsprechverbindung innerhalb der Front. Von den 48 Einheiten, die zum Bestand der Front zählten, hatten 37 Verbindung mit den Armeestäben über Fernschreiber und Telefon und 11 nur über Telefon. Zwischen allen benachbarten Divisionen, Korps und Armeen bestanden ununterbrochen Fernschreib- und Fernsprechverbindungen.<sup>3</sup>

In der Vorbereitungsperiode bauten die Nachrichtensoldaten der Zentralfront 610 km neue Fernmeldeleitungen, verlegten 6000 km zusätzliche Leitungen und setzten 3000 km Leitungen in stand.<sup>4</sup>

<sup>3</sup> Archiv des Ministeriums für Verteidigung der UdSSR, Fonds 226, op. 347, D12, LL 269-270.

<sup>4</sup> Nachrichtensoldaten im Kriege und im Frieden, Moskau 1968, Seite 189.



An der Zentralfront war die Reservenachrichtenzentrale des Frontstabs gut vorbereitet. Über diese Nachrichtenzentrale verliefen alle wichtigen Fernschreib- und Fernsprechanäle. In voller Bereitschaft befanden sich die Reservenachrichtenzentralen der Stäbe der Armeen und der Einheiten; ihr technischer Zustand wurde systematisch durch die Offiziere der Stäbe und durch vorgesetzte Chefs Nachrichten überprüft. Die Reserve- und die Hilfsnachrichtenzentralen sowie die Kontrollpunkte lagen in der Regel außerhalb von Ortschaften in sicheren, speziell eingerichteten Unterständen und Erdbunkern.

Um die Standfestigkeit der Drahtnachrichtenverbindungen im Raum der Handlungen der Fronttruppen zu erhöhen, wurden viele örtliche Nachrichtenzentralen (Kursk, Lgow, Tatesch, Station Solotyschino) und sogar die Nachrichtenzentrale des Führungspunktes der Front in Swoboda ringförmig miteinander verbunden. Dadurch waren die Nachrichtenverbindungen weniger anfällig gegen Angriffe aus der Luft. Die Nachrichtenverbindungen des Stabes der Front mit den unterstellten Truppen wurde über zwei bis drei verschiedene Richtungen aufrechterhalten, was ebenfalls dazu beitrug, ihre Zuverlässigkeit und Standfestigkeit zu erhöhen. Außerdem sicherte eine ausreichende Anzahl Kabel- und Drahtleitungen im Frontstreifen neben den Hilfsnachrichtenzentralen sowie den Kontrollpunkten, an denen Leitungswege kreuzten, dafür, daß mit den Fernschreib- und den Fernsprechanälen beweglich manövriert werden konnte. Das alles bot große Möglichkeiten, ohne zusätzliche Kräfte und Mittel die ununterbrochene Nachrichtenverbindung bei Gegenstößen und bei Lageveränderungen sicherzustellen.

Gut war auch die Drahtnachrichtenverbindung bei der Woronesher Front organisiert, in der Generalmajor der Nachrichtentruppen *A. F. Nowitzki* wirkte. In dieser Front waren drei Nachrichtenachsen aufgebaut worden, die untereinander mit vier Drahtleitungen verbunden waren. Der Führungspunkt der Front hatte spezielle Leitungen zu den Flugplätzen und den Reserveeinheiten.

Während der Entfaltung des Drahtnachrichtennetzes bauten die Nachrichteneinheiten der Woronesher Front etwa 1500 km neue Fernmeldeleitungen und ergänzten mehr als 6000 km mit zusätzlichen Leitungen. Die allgemeine Tiefe des Drahtnachrichtennetzes dieser Front betrug zu dieser Zeit 120 bis 150 km. Eine herausragende Besonderheit dieses Drahtnachrichtennetzes war die große Anzahl von Hilfsnachrichtenzentralen und Kontrollpunkten, die über die gesamte operative Tiefe der Truppen verteilt waren. Allein in der Vorbereitungsperiode der Verteidigungsoperation wurden in der Woronesher Front 6 Hilfsnachrichtenzentralen und 35 Kontrollpunkte eingerichtet.

Während der Gefechtshandlungen am Kursker Bogen setzten die

Nachrichteneinheiten im großen Umfang zweiadrige Fernmeldeleitungen auf Stangen ein, die vor dem Krieg in der Roten Armee nicht zum Einsatz gekommen waren. Ein Vorteil dieser Leitungen ist, daß sie gegenüber einadrigen Leitungen sowohl Fernschreib- als auch Fernsprechverbindungen ermöglichen. Außerdem lassen sich diese Leitungen bedeutend schneller bauen als feste Leitungen gleicher Kapazität.

Die Zweileiter-Stangenleitungen wurden für die Sicherstellung der Nachrichtenverbindungen zwischen den Stäben der Fronten und Armeen, den Armeen und Korps, zwischen den Stäben der Panzer- und mechanisierten Einheiten und für die Verbindung mit den Luftstreitkräften eingesetzt. Bei großem Angriffstempo wurden sie auch für die Verlängerung der Achsenleitungen der Stäbe der Fronten und Armeen verwendet, wenn die Fernmeldetrupps nicht in der Lage waren, feste Leitungen hinter den angreifenden Truppen zu bauen.

Die in diesen Operationen eingesetzten Zweileiter-Stangenleitungen haben sich vollauf bewährt; die mit ihnen sichergestellten Nachrichtenverbindungen arbeiteten stabil, so daß diese Leitungsart auch in den folgenden Operationen der Roten Armee breit genutzt wurde.<sup>5</sup>

Alle Maßnahmen der Nachrichtensoldaten zur Entfaltung und Einsatzvorbereitung der Drahtnachrichtenverbindungen boten dem Stab der Woronesher Front eine zuverlässig und stabil arbeitende Nachrichtenverbindung auch in den schwierigsten Gefechtslagen.

Die Chefs Nachrichten der Fronten und Armeen realisierten umsichtig die Pläne zur Organisation der Nachrichtenverbindungen im Verlauf der Verteidigungsoperationen, beachteten die Besonderheiten der Gefechtsaufgaben, die den Armeen und den einzelnen Einheiten gestellt waren. Zum Beispiel wurde der Einsatz der 1. und der 2. Panzerarmee, die sich in der zweiten Staffel der Woronesher und der Zentralfront befanden, in mehreren Varianten geplant. So konnte die 2. Panzerarmee nach drei Varianten handeln, und die 1. Panzerarmee war auf Gegenstöße in vier Richtungen vorbereitet. In Übereinstimmung mit den Plänen für die Handlungen der Armeen nach Varianten waren auch die Nachrichtenverbindungen organisiert. Gleichzeitig schenkte der Chef Nachrichten der Zentralfront seine Aufmerksamkeit den Nachrichtenverbindungen des Zusammenwirkens zwischen der 2. Panzerarmee und der 13. Armee in dem Streifen, in dem Kampfhandlungen der Panzer vorgesehen waren. Das gleiche wurde auch an der Woronesher Front getan, wo das enge Zusammenwirken zwischen der 1. Panzerarmee und der 6. Gardearmee besondere Bedeutung hatte.

<sup>5</sup> Archiv des Ministeriums für Verteidigung der UdSSR, Fonds 71, op. 12169, D. 701, L 53.

In der Vorbereitungsperiode wurde in allen Fronten große Arbeit auch zur Organisation der Funkverbindungen geleistet. In den Frontstäben, den Stäben der Armeen und Einheiten wurden neue Funknetze und Funkrichtungen aufgebaut, die Funkgeräte instand gesetzt, die Stromquellen ergänzt und Funker sowie ganze Bedienungen von Funkstellen ausgebildet. Alle Funkstationen waren einsatzbereit, aber in der Vorbereitungsperiode wurde die Funkverbindung für die Truppenführung nur wenig eingesetzt und vornehmlich nur für den Empfang. Das war möglich, da die Truppenführung durch ununterbrochen arbeitende Drahtnachrichtenverbindungen gewährleistet war.

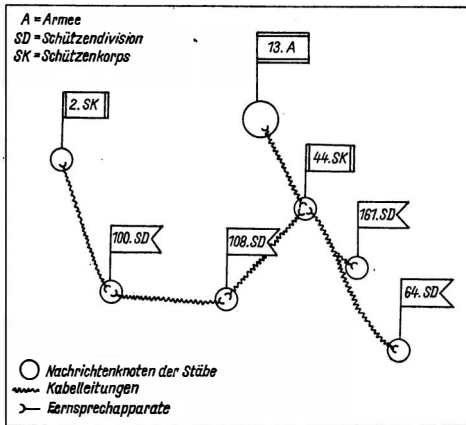
In der Periode der Vorbereitung auf die Operation am Kursker Bogen hatte ich mehr als einmal Gelegenheit, die Stäbe der Zentralfront und der Woronesher Front und einiger Armeen aufzusuchen, deren Nachrichteneinheiten sich mit aller Kraft auf die Sicherstellung der Nachrichtenverbindungen in den bevorstehenden Verteidigungsoperationen vorbereiteten. Ich war nicht nur einmal auch im Stab der 13. Armee, die in einem sehr wichtigen Verteidigungsabschnitt der Zentralfront eingesetzt war. Chef Nachrichten der Armee war mein alter Bekannter, Oberst, später Generalmajor der Nachrichtentruppe, *I. F. Achremenko*.

Dieser erfahrene Nachrichtensoldat befehligte die Truppennachrichteneinheiten der 13. Armee vom ersten Tag des Großen Vaterländischen Krieges bis zum endgültigen Sieg über das faschistische Deutschland. Mit Verlaub gesagt, das ist ein Einzelbeispiel in unserer Armee, daß ein Chef Nachrichten eine so lange Zeit die Nachrichteneinheiten ein und derselben Armee befehligte. Im Verlauf des gesamten Krieges führte *I. F. Achremenko* seine Nachrichteneinheiten umsichtig und erreichte Erfolge in seiner Arbeit.<sup>6</sup>

Und jetzt war ich erneut in der 13. Armee. Ich machte mich mit dem Zustand der Nachrichtenverbindungen in der Armee bekannt und besichtigte ihre Nachrichtenzentrale. Wir kamen in einen sicher gebauten und gut eingerichteten Unterstand, in dem *I. F. Achremenko* wohnte und arbeitete. Es war schon Abend geworden, und ich blieb bei ihm über Nacht. Im Unterstand, bei einem Glas Tee tauschten wir Erinnerungen über die zurückliegenden Ereignisse aus, sprachen über die ersten Tage des Großen Vaterländischen Krieges, die für immer im Gedächtnis eingepreßt sind, über die Schwierigkeiten, die zu Beginn des Krieges zu überwinden waren, über die Veränderungen, die

<sup>6</sup> Im historischen Museum der Artillerie, der Pionier- und der Nachrichtentruppen finden sich eine große Anzahl von Materialien, die über die Handlungen der Truppennachrichteneinheiten in der Ebene der Armeeführung Auskunft geben und von der 13. Armee stammen. Das ist auch das Verdienst von General *I. F. Achremenko*.

Bild 1



in der Roten Armee vor sich gegangen waren, darunter auch in den Nachrichtentruppen bis zum Sommer 1943.

Wir erinnerten uns an den Zustand der Nachrichtenverbindungen in der Armee zu Beginn des Großen Vaterländischen Krieges. Alles erkennt man nur im Vergleich. Die Organisation der Nachrichtenverbindungen, die Anzahl der Truppennachrichteneinheiten und ihre Ausrüstung mit Nachrichtengerät in den ersten Kriegsmonaten war nur schwer mit dem zu vergleichen, worüber die 13. Armee im Sommer 1943 verfügte.

Dann zeigte mir *I. F. Achremenko* ein von ihm aufbewahrtes Schema der Drahtnachrichtenverbindungen der 13. Armee vom Juni 1941. Wir verglichen es mit dem Schema der Drahtnachrichtenverbindungen im Kursker Bogen.

Durch einen glücklichen Umstand ist mir das Schema aus dem Jahre 1941 erhalten geblieben, und das aus dem Jahre 1943 fand ich im Archiv des Ministeriums für Verteidigung der UdSSR. Ich möchte beide hier zeigen, da ich meine, daß sie von großem Interesse sind. In ihnen spiegelt sich klar die Entwicklung der Drahtnachrichtenverbindungen nicht nur in der 13. Armee, sondern auch in der gesamten Roten Armee wider. Diese Schemata illustrieren anschaulich die gewachsenen Möglichkeiten der Nachrichtentruppen im Sommer 1943 (Bild 1) im Verhältnis zu den ersten Tagen des Großen Vaterländischen Krieges (Bild 2).

Bei der Organisation der Nachrichtenverbindungen im Sommer 1943 wurden nicht nur die Erfordernisse hinsichtlich der Nachrichtenverbindungen für die Periode der Verteidigung, sondern auch die

für die bevorstehenden Angriffshandlungen der Truppen berücksichtigt. Ebendeshalb leitete Oberst *Achremenko* alle notwendigen Maßnahmen zur Schaffung eines weit verzweigten Netzes von Drahtnachrichtenverbindungen ein. Mit den unterstellten Korps waren die Drahtnachrichtenverbindungen nach Richtungen organisiert. Es bestanden zu ihnen jeweils ein Fernschreib- und ein Fernsprechkanal über Hilfsnachrichtenzentralen, und über die Kontrollpunkte konnten schnell Umgehungsleitungen in jeder Richtung geschaltet werden. Die Befehlshaber und die operativen Mitarbeiter der Stäbe nutzten von den Drahtnachrichtenverbindungen vornehmlich die Telefonverbindungen zu Gesprächen aus. Die Fernschreibverbindungen dienten hauptsächlich dem Senden und dem Empfang operativer Dokumente.

In der 13. Armee waren auch die Funkverbindungen gut organisiert; der Stab der Armee hatte über eine Funkrichtung Verbindung zum Generalstab und über zwei Funkrichtungen Verbindung zum Stab der Front. Mit allen Korps wurde Funkverbindung im Funknetz des Stabes der Armee gehalten und darüber hinaus über einzelne Funkrichtungen. Der Armeeeoberbefehlshaber hatte zuverlässige Verbindung mit den Kommandeuren der unterstellten Einheiten über seine persönliche Funkstation. In der Armee bestand auch Funkverbindung mit den Divisionsstäben über drei Funknetze. Eine große Entwicklung erfuhr die Funkverbindung in den Stäben der Befehlshaber der Artillerie und in den Panzer- und mechanisierten Truppenteilen der Armee. Zu ihrer Verfügung standen sechs Funknetze. Ein derartig breiter Einsatz von Funkmitteln auf der Ebene der Stäbe von Panzer-, mechanisierten und Artillerietruppenteilen wurde in der Roten Armee erstmalig praktiziert. Während der Verteidigungshandlungen nutzten die Stäbe der allgemeinen Truppenteile die Funkverbindung nur wenig aus, aber sie war stets einsatzbereit.

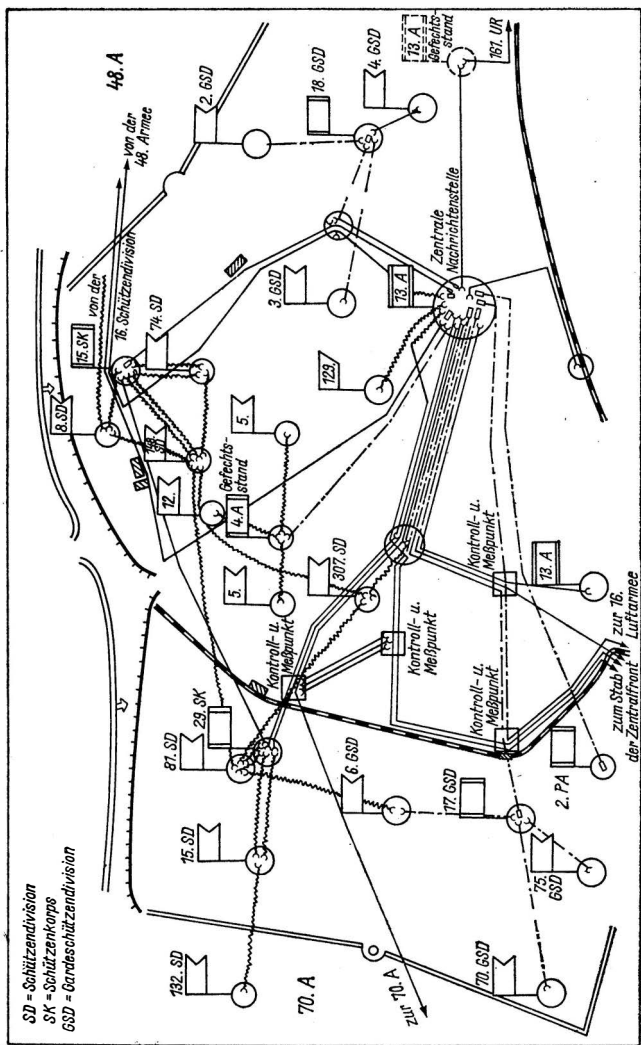


Bild 2

## Iwan Terentjewitsch Peresykin (Kurzbiografie)

Marschall der Nachrichtentruppen, *Iwan Terentjewitsch Peresykin*, nimmt einen besonderen Platz in der Geschichte des sowjetischen Nachrichtenwesens ein. Seit Mitte 1939 leitete er das Volkskommissariat für Nachrichtenwesen, und einen Monat nach Kriegsbeginn wurde er auf Beschluß des Zentralkomitees der KPdSU und der Sowjetregierung gleichzeitig zum Chef der Hauptverwaltung Nachrichten der Roten Armee sowie zum Stellvertreter des Volkskommissars für Verteidigung ernannt. «Dieser Entschluß» – unterstreicht der Minister für Nachrichtenwesen der UdSSR, *N. D. Psurzew*, im Vorwort zu dem Buch von *I. T. Peresykin*, «*Die Nachrichtensoldaten im Großen Vaterländischen Krieg*» – «gestattete effektiv und zweckmäßig alle Kräfte und Nachrichtenmittel an der Front und im Hinterland zu mobilisieren. Mit vollem Einsatz aller Kräfte wirkte der zentrale Apparat des Volkskommissariats für Nachrichtenwesen und sein Leiter *I. T. Peresykin* für den Sieg. Er mußte in seiner Arbeit in zwei Richtungen wirksam werden, d. h. unter Beachtung der Fragen des gesamtstaatlichen Nachrichtenwesens ständig an den Fronten zu wirken und die Nachrichtenverbindungen des Generalstabs, die Nachrichtenverbindungen in den Truppenteilen, im frontnahen Gebiet sicherzustellen ...»

Marschall der Nachrichtentruppen *I. T. Peresykin* hat einen interessanten Lebensweg hinter sich. Sein Lebenslauf ist typisch für viele große sowjetische Heerführer, Kommunisten. Er wurde 1904 in einer Bergarbeiterfamilie geboren. Von seinem 13. Lebensjahr an fuhr er in den Schacht ein. Im April 1919, als *I. T. Peresykin* 15 Jahre alt war, trat er freiwillig in die Rote Armee ein. Bis 1921 kämpfte er an der Südfrent gegen die Truppen des Weißen Generals *Denikin*. Nach dem Bürgerkrieg wird *I. T. Peresykin* auf Grund noch nicht erreichter Volljährigkeit aus der Roten Armee entlassen. Zwei Jahre später ist er erneut in den Reihen der Roten Armee. Ab 1923 ist sein Leben für viele Jahre mit dem Militärdienst verbunden.

Im Oktober 1924 beendete er in Kiew die Militärpolitische Schule des Kiewer Militärbezirks und wurde zum Politarbeiter in der 1. Saporosher Roten-Kosaken-Kavalleriedivision ernannt. Nach einem Jahr ist er bereits Politstellvertreter einer Eskadron. Im September 1929 wird *Peresykin* Kommissar und später Kommandeur einer selbständigen Nachrichtenskadron der Division. Von dieser Zeit an ist er Nachrichtensoldat und bleibt seinem Beruf treu.

Im Oktober 1932 beginnt *I. T. Peresykin* an der Elektrotechnischen Akademie der Roten Armee in der Kommandeursfakultät zu studieren. 1937 beendet er sein Studium. Nach dem Akademieabschluß wird Hauptmann *Peresykin* als Kommissar im Wissen-

schaftlichen Forschungsinstitut des Nachrichtenwesens der Roten Armee eingesetzt. Im Januar 1938 wird er zum Oberst befördert und auf Beschluß des Zentralkomitees der KPdSU(B) als Kommissar der Verwaltung Nachrichten der Roten Armee eingesetzt. Vom 10. Mai 1939 an ist *Iwan Terentjewitsch Peresyarkin* Volkskommissar für das Nachrichtenwesen der UdSSR.

In den Jahren des Großen Vaterländischen Krieges nahm er unmittelbar teil an der Organisation der Nachrichtenverbindungen bei der Schlacht vor Moskau, bei Stalingrad, am Kursker Bogen, bei der Befreiung des Donbass, der Ukraine, Belorußlands sowie der Baltischen Republiken.

Am 21. Februar 1944 wurde *I. T. Peresyarkin* zum Marschall der Nachrichtentruppen ernannt. Für die Erfüllung von Aufgaben der Führung und für vorbildliche Dienstdurchführung erhielt er viermal den Leninorden, zweimal den Rotbannerorden, den Kutusoworden 1. Stufe, den Orden Roter Stern und viele Medaillen.

Seit April 1958 arbeitet er als Militärinspekteur/Berater in der Gruppe der Generalinspekteure beim Ministerium für Verteidigung der UdSSR.

*Iwan Terentjewitsch Peresyarkin* leistet große gesellschaftliche Arbeit als Mitglied des Präsidiums der Föderation des Radiosports in der UdSSR und als Mitglied des Redaktionskollegiums der Zeitschrift *Radio*. Er ist auch literarisch tätig. Er schrieb mehrere Bücher und Broschüren, die unter den sowjetischen Nachrichtensoldaten populär geworden sind.



Mit einem hohen Niveau des Angebots in allen Technik- und Konsumgüterbranchen bot die Leipziger Frühjahrsmesse 1977 unter ihrem traditionellen Motto *Für weltoffenen Handel und technischen Fortschritt* erneut ihr unverwechselbares Bild als Welthandelsplatz. Alle Voraussetzungen für eine intensive Förderung des internationalen Handels und für den Austausch von Informationen über aktuelle Entwicklungstendenzen in Wirtschaft, Wissenschaft und Technik waren im Sinne der Schlußakte von Helsinki in der Messestadt der DDR gegeben. Für die zunehmende Internationalität und technische Attraktivität der Leipziger Messe sprechen die große Anzahl der teilnehmenden Staaten und der hohe Anteil an Ergebnissen internationaler Zusammenarbeit.

4200 Außenhandels- und Industriebetriebe der DDR offerierten in Leipzig ihr Exportprogramm und betonten mit der hohen Qualität ihrer Erzeugnisse die Stabilität und Dynamik der Volkswirtschaft der Republik sowie die konsequente Verwirklichung der Beschlüsse des IX. Parteitagess der *Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands* durch die Schöpferkraft des Volkes. Der erfolgreiche Messeverlauf für die Außenhandelsunternehmen, Kombinate und Betriebe, das den Aufgaben des Fünfjahrplans 1976 bis 1980 und des Volkswirtschaftsplans 1977 entsprechende sowie mit Außenhandelsorganisationen aus sozialistischen Ländern und Firmen aus Entwicklungsländern und kapitalistischen Industrieländern vereinbarte Vertragsvolumen für Exporte und Importe der DDR bestätigten wiederum das große Ansehen unserer Republik als leistungsfähiger, zuverlässiger und attraktiver Partner im internationalen Handel. Die sozialistische ökonomische Integration hat zur Verkürzung der Forschungs- und Entwicklungszeiten, zur Anwendung einheitlicher Konstruktions- und Schalungsprinzipien, zur Abstimmung technischer Bedingungen, technologischer Verfahren und zur Erhöhung der Arbeitsproduktivität beigetragen. Diese Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Elektrotechnik/Elektronik wurde durch die Ständige Kommission für radiotechnische

und elektronische Industrie beim RGW mit Vorschlägen für die wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit, Arbeitsteilung, Spezialisierung und Kooperation angeregt und gefördert.

## Neue Bauelemente

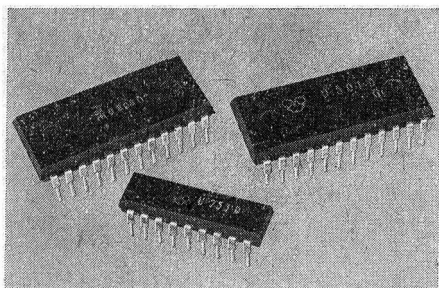
Die VVB Bauelemente und Vakuumtechnik war auf der Leipziger Frühjahrsmesse mit einem umfangreichen und erweiterten Sortiment an elektronischen Bauelementen und technologischen Ausrüstungen für die elektronische Industrie vertreten. Mit dem ausgewählten Erzeugnisprogramm, zu dem 72 Neu- und Weiterentwicklungen gehörten – 12 davon waren Neuentwicklungen auf dem Weltmarkt –, demonstrierte der Industriezweig die Leistungsfähigkeit der elektronischen Bauelementeindustrie der DDR. Entsprechend dem Produktionsprogramm umfaßte das Ausstellungssortiment Erzeugnisse der Mikroelektronik, Halbleiterbauelemente, Elektronenröhren, Widerstände, Kondensatoren, Selektions- und Kontaktbauelemente, Lichtquellen und technologische Ausrüstungen.

Es ist das vordringliche Anliegen des Industriezweiges, mit seinen Erzeugnissen den ständig steigenden Anforderungen der elektronischen Geräteindustrie und des wissenschaftlichen Gerätebaus gerecht zu werden.

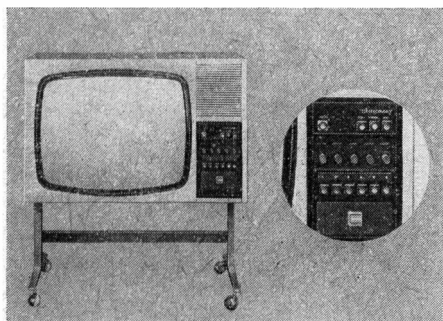
Herausragendes Ereignis war die Vorstellung des in der DDR produzierten Mikroprozessor-Bausteins. Der Typ *U 808 D* in p-Kanal-MOS-Technik ist ein 8-Bit-Parallel-Mikroprozessor auf einem Chip. Der Basisbefehlssatz umfaßt 48 Befehle. Die ZVE (= zentrale Verarbeitungseinheit = CPU = Central Processing Unit; siehe Beitrag über den Mikroprozessor) hat eine Befehlsausführungszeit von etwa 20  $\mu$ s und weist einen 8stufigen 14-Bit-Adressen-Stapelspeicher mit 7 nutzbaren Speicherebenen sowie 7 frei verfügbare Datenregister auf. Der dynamische 1024-Bit-Schreib-Lesespeicher (RAM) hat die Bezeichnung *U 253 D* und enthält eine Speichermatrix mit 32 Zeilen und Spalten, Adressenregister und Inverter für 10 Adressen, Zeilendekoder mit Lese-/Schreib-Verstärkern und den Spaltendekoder mit Ein-/Ausgabe-Einheit. Der Schaltkreis *U 501 D* ist ein statischer Festwertspeicher (ROM) in MNOS-Technik mit einer Speicherkapazität von 2048 Bit. Die Ausgabe erfolgt in 256 Worten zu je 8 Bit. Das Bitmuster wird nach Angaben des Anwenders beim Hersteller festgelegt. Diese drei MOS-Schaltkreise werden im Kombinat VEB *Funkwerk* Erfurt hergestellt (Bild 1).

Weitere Neuentwicklungen von MOS-Schaltkreisen:

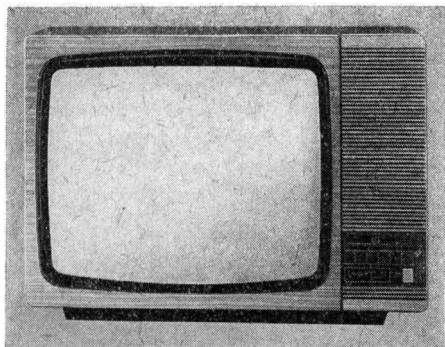
*U 705 D* – universeller 4-Kanal-Berührungstastenschaltkreis für den Einsatz in der Elektronik zur Ablösung mechanischer Tasten-



*Bild 1*  
*Ansicht der MOS-Schalt-*  
*kreise U 808 D (Mikro-*  
*prozessor), U 253 D*  
*(RAM) und U 501 D*  
*(ROM)*



*Bild 2*  
*Farbfernsehgerät mit Mo-*  
*bilträger Chromat 1160*  
*(VEB Fernsehgerätewerke*  
*Staßfurt)*



*Bild 3*  
*Schwarz/Weiß-Fernseh-*  
*empfänger Luxomat*  
*VT 130 (VEB Fernseh-*  
*gerätewerke Staßfurt)*

sätze. Es lassen sich bis zu 20 Schaltkreise miteinander verketten. Der IS hat 4 Sensortasteneingänge, 4 Speicher-Flip-Flops und 4 TTL-kompatible Ausgänge. Durch entsprechende Beschaltung der Eingänge sind abhängige und/oder unabhängige Betriebsarten möglich.

*U 710 D* – 8-Kanal-Programmwahlschaltkreis zur vollelektronischen Programmumschaltung durch Berührungstasten in Rundfunk- und Fernsehempfängern, erweiterbar zur 16stelligen Einheit mit 2 IS.

*U 711 D* – Binär-zu-1-aus-8-Dekoder zur Dekodierung der BCD-Kanalinformation des *U 710 D*. Mit den Eintransistorausgangsstufen kann die Abstimmspannung eines vollelektronischen Tuners geschaltet werden.

*U 820 D* – Vier-Spezies-Rechnerschaltkreis für Taschenrechner. 4 Grundrechenarten, Konstantenoperation, Gleit- oder Festkomma, 8stellige Anzeige, Anzeige von Negativergebnissen, Eingabe- und Ergebnisüberfüllung sowie Vorzeichenwechsel.

Vom Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) wurden nachfolgende analoge Schaltkreise vorgestellt:

*A 230 D* – RGB-Matrix mit Dunkeltastschaltung zur direkten Steuerung der Videoendstufe in Farbfernsehempfängern.

*A 244 D* – AM-Empfängerschaltkreis für AM-Empfänger bis 30 MHz mit geregelter Vorstufe, multiplikativem Mischer, getrenntem Oszillator und 4stufigem ZF-Verstärker. Durch symmetrischen Aufbau und Regelung von 3 der 4 ZF-Stufen wird eine sehr gute Großsignalfestigkeit bei einem Regelumfang von 100 dB erreicht.

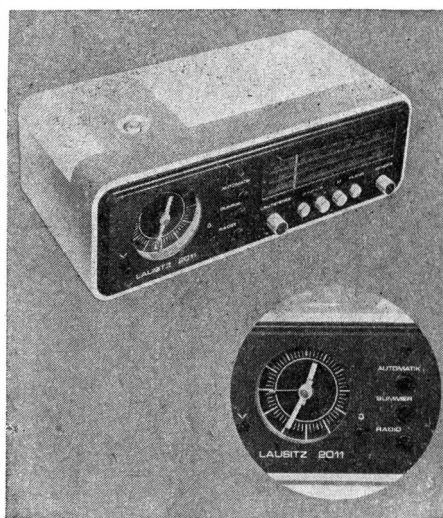
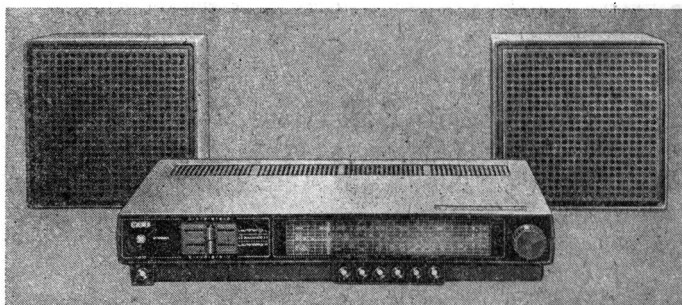
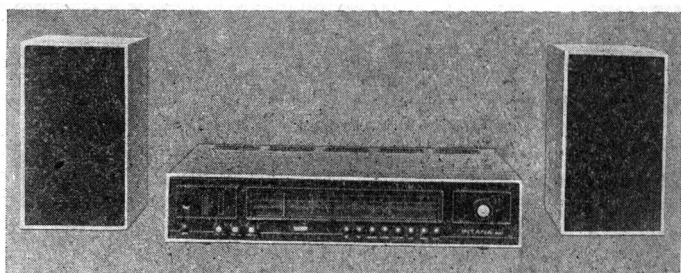
*A 252 D* – Horizontalkombination für die Impulsabtrennung und Zeilensynchronisation in Fernsehempfängern mit Thyristor-Endstufe.

*A 270 D* – Video- und Leuchtdichtesignalverstärker mit Strahlstrombegrenzung und gleichspannungsgesteuerter Kontrast- und Helligkeitseinstellung für SW- und Farbfernsehempfänger.

*A 295 D* – SECAM-Dekoder für Farbfernsehempfänger, bestehend aus Verstärkern für das direkte und das verzögerte Signal, Kreuzschalter, regelbaren Begrenzern für beide Differenzsignale, Farbauf- und -austastschaltung und Farbabschalter.

## Neue Konsumgüter

Hoher Gebrauchswert, Leistungsfähigkeit, Bedienungskomfort, Zuverlässigkeit und technisch-gestalterische Aktualität zeichnen die Geräte des Industriezweigs Rundfunk und Fernsehen aus. Im Angebot von etwa 130 Exponaten waren Neuentwicklungen im Fernsehempfängersektor und im Hörrundfunkempfängerbereich ausgestellt.



*Bild 4  
Stereo-Heimanlage  
Intana mit einer Aus-  
gangsleistung von  $2 \times 3 \text{ W}$*

*Bild 5  
Stereo-Heimanlage  
Sonneberg 500/502 mit  
einer Ausgangsleistung  
von  $2 \times 6 \text{ W}$*

*Bild 6  
Mono-Mittelsuper  
Lausitz 2011  
mit Radioschaltuhr*

Die Farbfernsehgeräte wurden erweitert durch das 59-cm-Farbfernseh-Standgerät *Chromat 1160* auf einem Mobilträger und den 59-cm-Tischempfänger *Chromalux 1061* mit Ultraschall-Fernbedienung. Mit dem neuen volltransistorisierten 61-cm-SW-Tischempfänger *Luxomat VT 130* wurde der erste Typ einer neuen Gerätegeneration vorgestellt. Eine Variante dieses Typs, der *Luxotron VT 133*, hat eine Programmwahl über 8 Sensortasten, wobei die Anzeige des gewählten Speichers erfolgt.

Beim Farbfernsehempfänger *Chromat 1160* (Bild 2) sind die meisten Baugruppen mit integrierten Schaltkreisen bestückt und als Steckmodul ausgeführt. Die Programmwahl erfolgt mit einem sechsteiligen freiwählbaren Programmspeicher, für Lautstärke, Helligkeit, Kontrast, Farbkontrast und Klang wurden Dreheinsteller verwendet. Eine zusätzliche Taste bewirkt die Tonabschaltung.

Mit Steckmodul aufgebaut ist auch der SW-Fernsehempfänger *Luxomat VT 130* (Bild 3). Lediglich der Lautstärkereglern ist als Schieberegler ausgeführt. Der Programmspeicher kann 6- oder 8teilig ausgeführt sein. Die Gehäuseausführung ist dem internationalen Trend entsprechend in Soft-line-Technik gehalten.

Im Hörrundfunkbereich stellte der VEB *Stern-Radio* Sonneberg (Kombinat VEB *Stern-Radio* Berlin), der auf sein 25jähriges Bestehen zurückblicken kann, zwei interessante Neuentwicklungen vor.

Die Stereo-Heimanlage *Intana* mit den Wellenbereichen UKW-KW-MW-LW hat eine Ausgangsleistung von  $2 \times 6$  W. Die Schaltung ist mit Siliziumtransistoren bestückt. Der Anschluß für einen Stereokopfhörer befindet sich an der Vorderseite (Bild 4). Eine Ausgangsleistung von  $2 \times 3$  W hat die neue Stereo-Heimanlage *Sonneberg 500/502* (Bild 5). Der Schaltungsaufwand ist geringer als beim Typ *Intana*, das Gehäuse besteht aus einer 2teiligen Plast-Schalenskonstruktion. Die Lautstärke der Stereokanäle kann getrennt mit Schieberegler eingestellt werden.

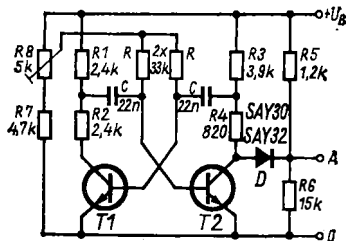
VEB *Robotron-Elektronik* Hoyerswerda zeigte als Neuheit den Mono-Mittelsuper *Lausitz 2011* mit Radioschaltuhr (Bild 6). Die Empfangsbereiche sind UKW-KW-MW. Eingesetzt werden Siliziumtransistoren sowie integrierte Schaltkreise für die ZF- und die NF-Verstärkung. Die analog anzeigende Schaltuhr ist mit einer Zusatzelektronik gekoppelt und realisiert folgende Funktionen.

Das ist einmal *Wecken mit Radio*, wobei ein vorher eingestellter Sender zur gewünschten Zeit automatisch eingeschaltet wird. Beim *Wecken mit Summer* tritt dann an Stelle des Rundfunkprogramms ein Summton. Die Spieldauer für beide Weckarten beträgt 2 Minuten. Die Lautstärke ist unabhängig von der am Lautstärkereglern eingestellten und läßt sich getrennt davon regeln. Der Weckvorgang kann vorzeitig abgeschaltet werden und wird durch eine Kontroll-

lampe angezeigt. Trotz eingestellter Weckfunktion kann das Rundfunkprogramm auch weiter verfolgt werden, wenn durch Drücken einer Taste die Abschaltautomatik in Funktion gesetzt wird. Hierbei schaltet die Zusatzelektronik das Radio nach 18 bis 48 Minuten selbsttätig aus. Dieser Vorgang läßt sich beliebig wiederholen und beeinflußt die Weckautomatik nicht. Die *Einschlaufautomatik*, kann auch angewendet werden, ohne daß ein Wecken erfolgt.

Die Versorgung der Uhr, deren Skale beleuchtet ist, wird mit einer Batteriezelle *R14* vorgenommen, die eine Gangdauer von einem Jahr garantiert.

## ELEKTRONIK-SPLITTER



### RC-Oszillator

Die Schaltung arbeitet als Tongenerator nach dem Prinzip des astabilen Multivibrators. Der Frequenzbereich wird durch die Größen von *R* und *C* bestimmt und läßt sich durch *R8* in geringem Maße nachträglich verändern. Die Frequenz der Schaltung beträgt etwa

$$f = \frac{0,7}{R \cdot C}$$

und kann am Ausgang *A* mit einer Amplitude von etwa 8 V bei  $U_B = 12$  V als Rechteckspannung abgenommen werden. Im angegebenen Beispiel läßt sich der Tongenerator im Bereich von 500...1000 Hz durchstimmen.

T1, T2 = Transistoren aus Beutel 6 oder 7,

$U_B = 3 \dots 12$  V,

Stromaufnahme: etwa 10 mA bei  $U_B = 12$  V.

(Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.)

Sprechen Elektronik- oder Funkamateure über Materialfragen, so kommt die Rede über kurz oder lang bestimmt auf Wermisdorf. Was hat es eigentlich mit Wermisdorf, Kreis Oschatz, Bezirk Leipzig, einem schmucken Städtchen, auf sich?

Dort befindet sich ein kleiner, unscheinbarer Laden, der in unserer Republik seinesgleichen sucht: ein Eldorado für Amateure und Bastler, die elektronische Bauelemente für ihre Eigenbauprojekte brauchen. Kaum eine andere Einzelverkaufsstelle kann es mit dem Angebot des *Konsum-Elektronik-Versands*, so lautet die offizielle Bezeichnung, aufnehmen. Obwohl Wermisdorf etwas abgelegen ist, machen doch viele Benutzer der Autobahn Dresden–Leipzig einen Abstecher zum Elektronik-Versand. Die Fachfilialen der VVB Rundfunk und Fernsehen *RFT-Amateur* in den Bezirksstädten führen zwar ein breites Sortiment, aber für Amateure, die auf dem Lande leben, lohnt sich meist eine Fahrt in die Bezirksstadt nicht, um in den Filialen des *RFT-Amateur* das benötigte Material zu kaufen.

Hier weist der *Konsum-Elektronik-Versand* durch das Versandgeschäft einen Ausweg. Darin liegt eigentlich die Stärke des kleinen «Dorfladens» in Wermisdorf, der den größten Teil seines Umsatzes durch das Versandgeschäft erzielt und auf diese Weise auch dem Bastler im entlegensten Winkel unserer Republik eine Chance beim Bauelementeerwerb gibt. Ein weiterer Pluspunkt auf dem Konto von «Wermisdorf» ist es, daß durch Absprachen mit Funkamateuren selbst zusammengestellte Bausätze, z. B. einige tausend für den 80-m-KW-Super *pionier 5*, versandt wurden, wozu sich in diesem Jahr der Bausatz für den KW-Empfänger *SWL-1* gesellt. Wie hoch der Service von «Wermisdorf» geschätzt wird, zeigt die Wirkung von zwei Notizen in den Zeitschriften *Für Dich* und *radio-fernsehen-elektronik* über den Bastelbeutel «C». In einer Woche nach dem Erscheinen häuften sich beim *Konsum-Elektronik-Versand* etwa 20 000 Bestellungen!

Durch diese Fakten neugierig geworden, machten wir uns im Dezember 1976 auf den Weg nach Wermisdorf, um aus eigenem Er-

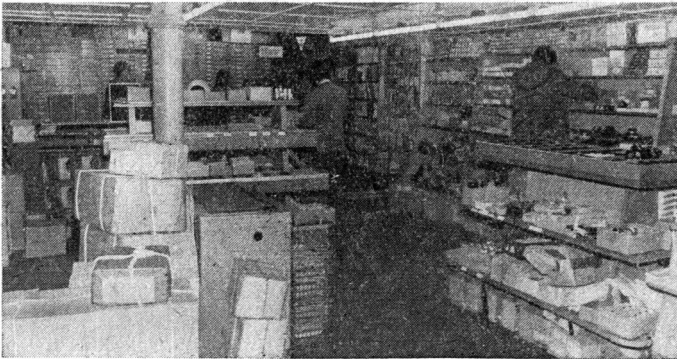




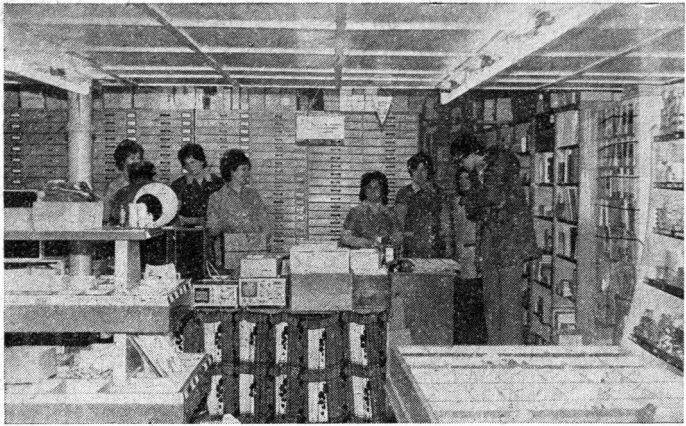
*Bild 1*  
*Entscheidenden Anteil an der Popularität des Konsum-Elektronik-Verbands Wermsdorf hat Kollege Krause, der Verkaufsstellenleiter*

leben die Situation dort kennenzulernen. Unser erster Eindruck beim Betreten des Ladens war: klein und eng. Jede sich bietende Fläche wurde optimal ausgenutzt.

Da der Verkaufsstellenleiter, Kollege *Krause*, gerade mit einem Lieferanten sprach, hatten wir Zeit, uns umzusehen und nach verborgenen Schätzen zu suchen. So fiel uns ein Kunde auf, der in jede Schublade mit Halbleiterbauelementen einen Blick werfen wollte und von vielen Typen, ob billig oder teuer, einige kaufte. Zum Schluß summierten sich etwa 26000 M auf seiner Rechnung. Dieser Betrag



*Bild 2* *Erster Eindruck beim Betreten des Ladens: wenig Platz und viel Material*



*Bild 3 Der Verkaufstisch (hinten) bietet gerade vier Verkäuferinnen Platz*

beeindruckte uns ziemlich, die wir unser Amateur-Budget irgendwie aus der Familienkasse finanzieren müssen. Klar, daß es sich hier nicht um Privateinkäufe handeln konnte, sondern daß auch die Industrie «Wernsdorf» als Bauelemente-Lieferanten entdeckt hat, obwohl gar nicht so wenige Amateure z. B. Oszillografen für vierstellige Summen kaufen.

Die Frage ist nun: Wie bringt es der *Konsum-Elektronik-Versand* fertig, ein so gutes Bauelemente-Angebot am Lager zu haben und dazu noch Versandhandel zu betreiben? Das Rezept ist eigentlich ganz einfach: persönliches Engagement und ein gutes Kollektiv. Kollege *Krause*, Jahrgang 1922, hat als Verkaufsstellenleiter alle Fäden fest in der Hand und kann sich auf sein Kollektiv von 12 Mitarbeiterinnen verlassen, von denen aber nur 8 ganztätig arbeiten. Kollege *Krause* stammt aus einer Bauernfamilie. Gegen den Willen seines Vaters erlernte er den Beruf eines Lebensmittelkaufmanns. Nach dem Krieg sollte er die Wirtschaft seiner Eltern übernehmen, lehnte aber ab und ging lieber zum Konsum, wo er 1956, motiviert und ermutigt durch sein technisches Interesse, Leiter einer Technik-Verkaufsstelle wurde. Diese war der Vorläufer des jetzigen Geschäfts, das seit 1970 die Heimstatt des *Konsum-Elektronik-Versands* ist. Auf die Möglichkeit eines Versandhandels wurde Kollege *Krause* durch einen Beitrag in *radio und fernsehen* aufmerksam. 1963 begann er dann mit dem Bauelementehandel. 1964 belief sich der Umsatz aus dem Versandgeschäft auf 66 000 M. Er steigerte sich von Jahr zu Jahr



*Bild 4*

*Die Regale im Hintergrund sind für den Amateur eine wahre Schatzkammer: Transistoren, Dioden, Schaltkreise, teilweise sehr preiswert und in sehr großer Auswahl. Um zu wissen, was es gibt, muß man schon einmal in ein Schubfach hineinsehen...*

beträchtlich, so daß er 1970 schon bei 806000 M lag. 1976 machte «Wermsdorf» einen fast utopischen Gesamtumsatz von etwa 9 Millionen Mark, zu dem die fast 30000 Sendungen dieses Jahres einen guten Teil beitragen.

Wie schwierig die Durchführung des Versandgeschäfts für das Kollektiv ist, kann nur jemand mitfühlen, der sich wie wir an Ort und Stelle von den Gegebenheiten überzeugen konnte. So können wir nur mit Hochachtung über die geleistete Arbeit sprechen: Der Verkaufsraum ist etwa 46 m<sup>2</sup> groß. Von ihm gehen noch etwa 10 m<sup>2</sup> ab, die durch einen Raumteiler abgetrennt sind. Dort steht der Packtisch, an dem 6 Mitarbeiterinnen die gewünschten Bauelemente zusammenstellen und verpacken. Die restlichen 36 m<sup>2</sup> dienen als Verkaufsraum und teilweise als Lager. Selbst das Büro von Kollegen Krause ist mehr Lager als Büro. Der Ladentisch bietet nicht mehr als 4 Kolleginnen Platz, so daß die Kapazität für den Direktverkauf einfach aus Platzgründen begrenzt ist. Der vierte Platz hinter dem Ladentisch wird gleich mit zum Schreiben von Rechnungen genutzt, und wenn der Verkaufsraum einmal leer ist, helfen die Verkäuferinnen beim Versand. In «Wermsdorf» gibt es also keinen Leerlauf, und die Arbeitsproduktivität ist hier optimal – die Kolleginnen merken das natürlich auch an ihrem Lohn.

Um ihnen die Arbeit zu erleichtern, bitten die Kollegen die Versandkunden, ihre Bestellungen in doppelter Ausfertigung einzusenden, da ein Exemplar als Rechenhilfe dient und das zweite als Lieferschein herangezogen wird. Bei Sortimenten, wie Bastelbeutel «C», kann es vorkommen, daß ein ursprünglich im Beutel enthaltener



*Bild 5 In diesem Raum wird der größte Teil des Versandgeschäfts abgewickelt. Normalerweise sind hier aber noch mehr Kolleginnen am Werk*



*Bild 6 Auch das Büro muß mit als Lager herhalten. Hier haben zusätzlich nur ein kleiner Schreibtisch und ein Tischchen für das Gespräch mit Lieferanten Platz*

Artikel ausgeht. In diesem Fall wird gleichwertiger Ersatz geliefert. Die Kunden sollten sich bei vermeintlichen Unstimmigkeiten die erhaltene Ware daraufhin ansehen. Erhält der Kunde nach 3 Monaten keine Ware, so ist sie vergriffen, und die Bestellung gilt als erledigt. Für besondere Mitteilungen reicht die Zeit nicht. Auf eines sei noch hingewiesen: «Wermisdorf» nimmt z.B. Bestellungen für Quarze entgegen, die nicht in seinem Angebot liegen. Die Bestellung ist unverbindlich, und der Auftraggeber muß nach Möglichkeit die genaue Bezeichnung des Bauelements mit Typennummer und allen weiteren Angaben nach Wermisdorf senden. Das gilt auch für andere, etwas ausgefallene Bauelemente aus der DDR-Produktion. Wenn weitere gleichartige Bestellungen eingehen, bemüht sich Kollege *Krause*, sie zu beschaffen. Etwas Zeit muß man ihm dazu aber einräumen. Auch für Vorschläge und Hinweise, welche Bauelemente aus der DDR-Produktion noch in das Sortiment aufgenommen werden sollten, ist das Kollektiv in Wermisdorf dankbar.

Damit sind wir wieder beim anderen Teil der oben gestellten Frage: Wie kommt das gute Sortiment zustande? Neben dem üblichen Wege über den Großhandel bezieht man in Wermisdorf mit direkten Verträgen von etwa 25 verschiedenen Betrieben. Ganz entscheidend ist weiterhin das Aufspüren und Umsetzen von geeigneten Überplanbeständen in Betrieben. Eine Forderung des IX. Parteitages der *Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands* ist es, mit jedem Gramm an Material zu sparen. Die Verwendung von Überplanbeständen kann dazu beitragen, und die Wermisdorfer haben schon für etliche Millionen Überplanmaterial umgesetzt!

In dem Maße, wie Elektronik, Fernwirktechnik und Nachrichtentechnik immer weiter in alle Gebiete von Technik und Volkswirtschaft eindringen, vergrößert sich auch der Kreis der Menschen, die sich in ihrer Freizeit mit elektronischen und funktechnischen Dingen beschäftigen. Unzweifelhaft ist das eine sinnvolle Freizeitbeschäftigung, und sie hat ihre positiven Rückwirkungen auf die Volkswirtschaft, viele Neuerer beziehen ihre Ideen aus ihrem elektronischen «Hobby». Nicht vergessen werden dürfen die Nachrichtensportler der *Gesellschaft für Sport und Technik*, die zur Erfüllung ihrer wichtigen Aufgabe, der Vorbereitung der Jugendlichen auf den Wehrdienst, auch elektronische Bauelemente brauchen.

Dem Wermisdorfer Kollektiv um Kollegen *Krause* sei an dieser Stelle noch einmal für seine Mühe Dank gesagt, mit der es einen nicht geringen Teil dieser Aufgabe erfüllt und gezeigt hat, daß mit Interesse und Initiative viel erreicht werden kann.

In zurückliegenden Ausgaben des Elektronischen Jahrbuches wurde schon mehrfach über Probleme der Funkaufklärung und Funkgegenwirkung berichtet [1] bis [4]. Mit diesem Beitrag soll das fortgesetzt werden, da sich gerade in jüngster Zeit zeigt, daß durch den zunehmenden Einsatz elektronischer Mittel in den Streitkräften die Bedeutung von Funkaufklärung und Funkgegenwirkung stark wächst. Das erkennt man auch an den umfangreichen finanziellen Mitteln, die z. B. die USA 1976 für diesen Bereich ausgaben (780 Millionen Dollar). Als Grundlage für diesen Beitrag werden Veröffentlichungen westlicher Militärexperten herangezogen.

Sichtet man die militärische Fachliteratur der jüngeren Zeit, so wird für die Funkaufklärung und Funkgegenwirkung heute ein neuer Oberbegriff verwendet; er heißt *Elektronische Kampfführung*. Im NATO-Englisch heißt das *Electronic Warfare*. Nachfolgend wird dem Leser eine Übersicht gegeben über das Gebiet der elektronischen Kampfführung.

### **Geschichtliches zur elektronischen Kampfführung**

Mit dem praktischen Einsatz der elektromagnetischen Wellen Anfang dieses Jahrhunderts begann auch die Geschichte der elektronischen Kampfführung. Als z. B. 1905 im russisch-japanischen Krieg die japanischen Aufklärungsschiffe ihre Beobachtungen der Bewegungen der russischen Seestreitkräfte über Funk dem Oberkommando meldeten, versuchten russische Kapitäne mit ihren Bordsendern diesen Funkverkehr zu stören. Im ersten Weltkrieg beschränkte sich die elektronische Kampfführung ebenfalls nur auf Funksendeanlagen. Neben der Störung des gegnerischen Funkverkehrs mit Störsendern wurde aber erstmals auch der gegnerische Funkverkehr abgehört und daraus Gegenmaßnahmen abgeleitet. In der Zeit nach dem ersten Weltkrieg, vor-allem seit der industriellen Fertigung von Elektronenröhren, ent-

wickelte sich die Funktechnik stürmisch weiter. Immer weitere Bereiche des elektromagnetischen Spektrums konnten technisch genutzt werden. Es wurde in England die Entwicklung der Radartechnik begonnen.

Im zweiten Weltkrieg begann die elektronische Kampfführung schon in größerem Umfang wirksam zu werden. Die Radartechnik wurde eingesetzt zur Ortung feindlicher Flugzeuge, diese warfen Störmittel in Form von Düppel ab. Fernlenk Waffen wurden entwickelt, die man mit Störsendern fehlzuleiten versuchte. Elektronische Mittel zur Unterwasserbekämpfung von U-Booten konnten wirksam eingesetzt werden. Ein besonders heißer Kampf tobte im Äther im Bereich der Nachrichtenverbindungen.

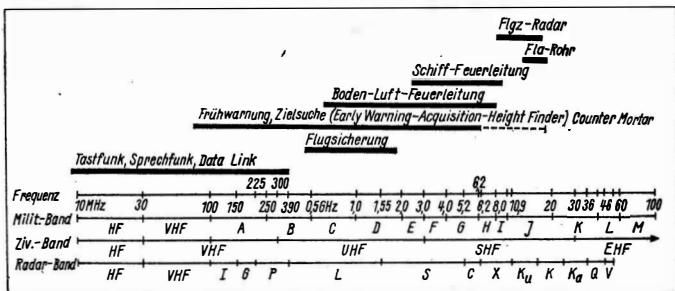
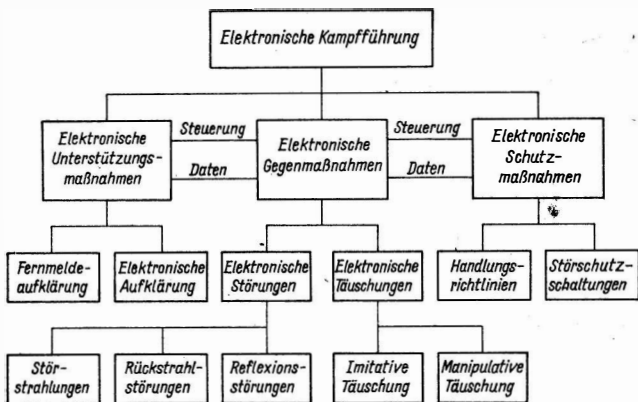
Besonders in den imperialistischen Kriegen nach dem zweiten Weltkrieg wurde die elektronische Aufrüstung forciert. In großem Umfang kamen in Korea und in Vietnam elektronische Gegenmaßnahmen der USA-Streitkräfte zum Einsatz, die aber letztlich die Niederlage der USA nicht verhindern konnten. Besonders durch den von Israel entfesselten Krieg gegen Ägypten wurde die Bedeutung der elektronischen Kampfführung unterstrichen. Die Fortschritte in der Halbleitertechnik haben bewirkt, daß in den letzten Jahren umfangreiche elektronische Mittel der elektronischen Kampfführung mit immer kleineren Volumen entwickelt werden konnten.

### **Was ist elektronische Kampfführung?**

Allgemein versteht man unter dem Begriff *elektronische Kampfführung* den Einsatz von elektronischen Mitteln zum Schutz der eigenen Nutzung des elektromagnetischen Spektrums sowie zur Aufklärung und Störung der Nutzung des elektromagnetischen Spektrums durch den Gegner. Bild 1 gibt eine Übersicht. Demnach besteht die elektronische Kampfführung

- aus den elektronischen Unterstützungsmaßnahmen;
- aus den elektronischen Gegenmaßnahmen;
- aus den elektronischen Schutzmaßnahmen.

Zielstellungen der elektronischen Kampfführung sind einmal die größtmögliche Nutzung der gewollt oder ungewollt von gegnerischen Kampfmitteln ausgehenden elektromagnetischen Abstrahlungen. Nach Aufklärung wird dann mit geeigneten Mitteln die gegnerische Nutzung von Teilen des elektromagnetischen Spektrums erschwert oder verhindert. Letztlich soll der Schutz der eigenen Nutzung von Teilen des elektromagnetischen Spektrums abgesichert werden. In Bild 2 ist das elektromagnetische Spektrum dargestellt für den Fre-



Wellenlänge	10 m	1 m	10 cm	1 cm	1 mm	100 μm	10 μm	1 μm	100 nm	10 nm	1 nm	10 <sup>-10</sup> m	10 <sup>-11</sup> m	10 <sup>-12</sup> m	10 <sup>-13</sup> m	
Band	Rundfunk		Mikrowellen			Infrarot			Sichtbares Licht			Ultraviolett		Röntgen		Gamma-Strahlung
	HF	VHF	UHF	SHF	EHF	weit	mittel	nah								
Frequenz	10 MHz	100 MHz	1 GHz	10 GHz	100 GHz	10 <sup>12</sup> Hz	10 <sup>13</sup> Hz	10 <sup>14</sup> Hz	10 <sup>15</sup> Hz	10 <sup>16</sup> Hz	10 <sup>17</sup> Hz	10 <sup>18</sup> Hz	10 <sup>19</sup> Hz	10 <sup>20</sup> Hz	10 <sup>21</sup> Hz	10 <sup>22</sup> Hz
Militärische Nutzung	Weiterverkehr:					Navigationshilfen					Laser					Kernwaffen
	FM-Funk		Radar			Wärmebild-Geräte					Optische Geräte					
	Fernsehen															

← 3 MHz bis 300 GHz →



*Bild 1 Untergliederung der elektronischen Kampfführung*

*Bild 2 Militärische Nutzung des elektromagnetischen Spektrums im Frequenzbereich  $10^7$  bis  $10^{11}$  Hz (10 MHz bis 100 GHz) [7]*

*Bild 3 Militärische Nutzung des elektromagnetischen Spektrums im Frequenzbereich  $3 \cdot 10^6$  Hz bis  $10^{22}$  Hz [8]*

quenzbereich 10 MHz ( $10^7$  Hz) bis 100 GHz ( $10^{11}$  Hz), wobei die Bezeichnung der einzelnen Bänder angegeben ist. In Bild 3 reicht das Frequenzspektrum bis  $10^{22}$  Hz, wobei die militärische Nutzung angeführt wird.

## Elektronische Unterstützungsmaßnahmen

Darunter versteht man das Erfassen und Auswerten der elektromagnetischen Ausstrahlungen des Gegners, um Kenntnisse über seine Taktik und über sein Potential zu erhalten. Die *elektronischen Unterstützungsmaßnahmen* werden in zwei Richtungen betrieben, das ist einmal die *Fernmeldeaufklärung*, zum anderen die weitaus umfangreichere und wichtigere *elektronische Aufklärung*. Bei der *Fernmeldeaufklärung* geht es darum, die Nachrichtenverbindungen des Gegners in allen Frequenzbereichen aufzunehmen und den Inhalt auszuwerten. Wesentlich größerer Aufwand betrieben wird bei der *elektronischen Aufklärung*. Alle Möglichkeiten nutzt man, z. B. Flugzeuge, Schiffe, Satelliten und Landstationen, um Daten über den Gegner zu gewinnen. Erinnert sei an die Spionageflüge der amerikanischen *U2* und an das USA-Spionageschiff *Pueblo*, das der Küstenschutz der Koreanischen Volksdemokratischen Republik aufbrachte. Mit den *elektronischen Aufklärungssystemen* ortet man gegnerische Navigationsgeräte, Kommando-, Daten- und Telemetrieverbindungen sowie Leit- und Lenkverfahren von Waffensystemen. Verstärkt wird in letzter Zeit die Satellitentechnik für militärische Zwecke eingesetzt. So hat der amerikanische Satellit *Big Bird* Sensoren und Aufzeichnungsgeräte zum Erfassen von Funk-, Funkmeß-, Infrarot-, Ultraviolett- und Röntgenstrahlungen an Bord. Die Aufzeichnungen gibt er bei Überfliegen an Bodenstationen ab.

In der elektronischen Kampfführung spielen die *Fernmeldeaufklärung* und die *elektronische Aufklärung* eine große Rolle, da viele Handlungen der *elektronischen Gegenmaßnahmen* und der *elektronischen Schutzmaßnahmen* davon abgeleitet werden. Deshalb wird auch in Friedenszeiten eine intensive und ununterbrochene elektronische und Fernmeldeaufklärung betrieben.

## Elektronische Gegenmaßnahmen

Mit den *elektronischen Gegenmaßnahmen* versucht man die Aktivität des Gegners beim Nutzen seiner elektronischen Anlagen und Geräte zu erschweren, einzuschränken oder gar zu unterbinden. Dazu setzt man einmal elektronische Störungen, zum anderen elektronische Täuschungen ein. Die NATO betrachtet die *elektronischen Gegenmaßnahmen* als die aktivste Seite der elektronischen Kampfführung, vor allem als Voraussetzung für die eigene Gefechtssicherstellung.

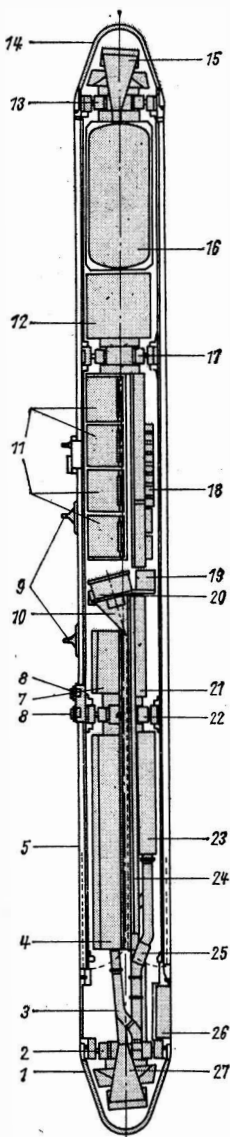
Der Einsatz von Störsendern richtet sich einmal gegen die gegnerischen Nachrichtenverbindungen, wobei Verfahren wie die *wechselnde Tönstörung* und die *gleitende Frequenzänderung* eingesetzt werden. Durch die Mikrominiaturisierung der elektronischen Bauelemente ist es möglich, in einem Gefecht größere Mengen kleiner Wegwerf-Sender abzuwerfen, die den gegnerischen Funkverkehr stark beeinträchtigen.

Ein wesentlich größeres Einsatzgebiet für Störer gibt es im Bereich der Kampfmittel. Alle radargesteuerten Waffen sind vom Empfang genauer Oberflächenechos des Zieles (Luft-, Wasser- oder Landfahrzeug) abhängig. Daher setzt man sogenannte *Bordstörer* ein, die ein breitbandiges oder schmalbandiges Rauschen abgeben, um das Radargerät zu täuschen.

Eine ebenso große Bedeutung wie Störer haben heute auch *elektronische Täuschungen* erreicht. Meist kombiniert man *elektronische Störung* und *elektronische Täuschung*, um eine besonders große Wirkung zu erzielen. Die imitativen Täuschungen liefern dem Gegner falsche Signale bzw. Informationen, sie sollen dem gegnerischen Radar vortäuschen, das Ziel sei woanders. Dazu müssen die ankommenden Radarimpulse sehr schnell ausgewertet und entsprechend verändert zurückgesendet werden. Derartige Anlagen werden in Form von Gondeln aufgebaut, die unterhalb des zu schützenden Flugzeuges angebaut werden (s. Bild 4 bis Bild 6). Bei den manipulativen Täuschungen werden eigene Sendungen so vorgetäuscht, daß der Gegner irreführt wird.

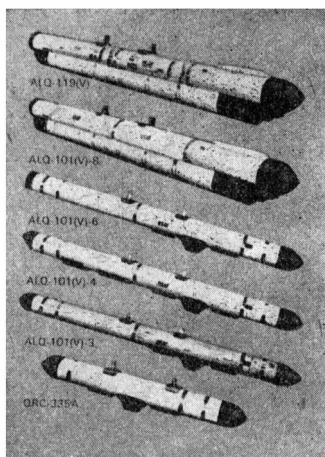
Eines der ältesten Störmittel im Bereich der Radarfrequenzen ist der *Düppel*, der in Massen abgeworfen wird und Scheinziele imitiert. Es sind metallbeschichtete Glasfaser- oder Kunststoffstäbchen, Stanniolstreifen oder Drahtstücke, die in ihrer Länge der halben Wellenlänge des gegnerischen Radars entsprechen.

Eine moderne Entwicklung ist der sogenannte *intelligente Störer*. Er hat die Aufgabe, einen Rauschstörsender im richtigen Zeitpunkt mit der richtigen Frequenz und mit der richtigen Modulation in die richtige Richtung strahlen zu lassen. Bild 7 zeigt als Übersichtsschaltplan den Aufbau eines solchen intelligenten Störers, bei dem im Steuerteil Mikroprozessoren eingesetzt werden.

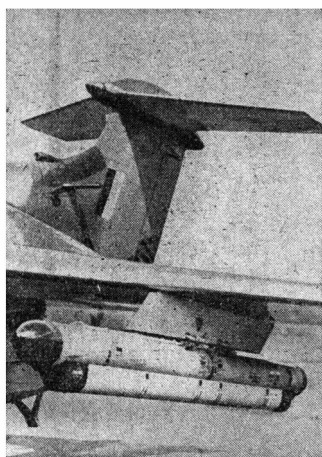


**Bild 4**

Querschnitt durch eine ELOGM-Gondel für Flugzeuge (Typ Alligator) der Firma Thomson CSF. Es bedeuten: 1 - Frontradom; 2 - Stoßdämpfer; 3 - Hohlleiter; 4 - WFR-Stromversorgungsteil; 5 - Gondel; 6 - Steueranschluß; 7 - Stromversorgungsteil der Treiber-WFR; 8 - Stromversorgungsanschluß; 9 - Aufhängepunkt; 10 - Kühlanlage; 11 - Video- und Logikschaltungen; 12 - Stromversorgungsteil; 13 - Stoßdämpfer; 14 - Heckradom; 15 - Heckantenne; 16 - Kühlmittelbehälter (Freon); 17 - Stoßdämpfer; 18 - Mikrowellenschaltungen; 19 - Steuerventil; 20 - Gebläse; 21 - Treiber-WFR; 22 - Stoßdämpfer; 23 - Leistungs-WFR; 24 - Freon; 25 - Leistungs-Sampler; 26 - Vorabflugeinstellfeld; 27 - Frontantenne



**Bild 5**  
 Ansicht von Störsendergondeln der Firma Westinghouse seit 1963 (v. u. n. o.); der Typ ALQ-119 gehört zur Standardausrüstung der Phantom-Flugzeuge der USAF

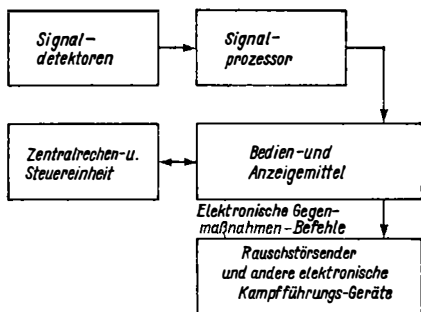


**Bild 6**  
 Ansicht einer Störsendergondel ALQ-101 (V)-8 an einem US-Kampfflugzeug, die in großem Umfang auch von der NATO eingesetzt wird

## Elektronische Schutzmaßnahmen

Zielen die *elektronischen Gegenmaßnahmen* darauf hin, den Gegner zu stören, so ist es Aufgabe der *elektronischen Schutzmaßnahmen*, die eigenen elektronischen Mittel gegenüber gegnerischen Störungen abzusichern. Das geschieht einmal durch bestimmte Handlungsrichtlinien, die z.B. beinhalten Frequenzwechsel, Chiffren und Codes, Geheimhaltung, Täuschungsanlagen, Sendezeitverkürzung und Funkstille. Zu den *elektronischen Störschutzmaßnahmen* gehört z.B. das Erhöhen der Ausgangsleistung, um stärkere Echos zu empfangen. Verbesserte Antennen bringen eine stärkere Bündelung des Radarstrahls, die ununterbrochene Änderung der Radarfrequenz (Frequenzspringer) schmälert die Möglichkeit der Störung. Oder es werden die ausgesendeten Radarimpulse kodiert, und dann die empfangenen Echos entsprechend dekodiert.

Der in diesem Beitrag gegebene Überblick kann natürlich die imperialistischen Entwicklungen auf dem Gebiet der elektronischen Kampfführung nur streifen. Aber bedenken müssen wir, daß rund um die Uhr amerikanische Spezialeinheiten und solche der NATO



*Bild 7  
Übersichtsschaltplan für den Aufbau eines intelligenten Störers (IS), der z. B. in der neuen Stör-sendergondel ALQ-131 von Westinghouse integriert ist, Kosten für eine Gondel - 340 000 Dollar*

auf den imperialistischen Militärstützpunkten und an den Grenzen der sozialistischen Länder elektronische Spionage betreiben. Sie bedienen sich dazu speziell ausgerüsteter Flugzeuge, Schiffe und Satelliten. Das bedeutet für uns; im militärischen Bereich hohe Wachsamkeit und bewußte Disziplin zu üben bei der Aussendung von elektromagnetischer Strahlung. Selbstverständlich ist es für uns, daß die Armeen der Warschauer Vertragsstaaten mit Mitteln so ausgerüstet werden, daß sie im elektronischen Kampf gegen jeden Gegner erfolgreich bestehen können.

#### Literatur

- [1] *Wollert, G.*: Der Krieg, der die Elektronik braucht, Elektronisches Jahrbuch 1968, Seite 1 bis 17, Militärverlag der DDR, Berlin 1967
- [2] *Pali, A. J.*: Der funkelektronische Krieg, Elektronisches Jahrbuch 1971, Seite 24 bis 32, Militärverlag der DDR, Berlin 1970
- [3] *Anurejew, J. U./Frolow, W.*: Funkelektronik im Militärwesen, Elektronisches Jahrbuch 1974, Seite 38 bis 44, Militärverlag der DDR, Berlin 1973
- [4] *Pali, A. J.*: Funkgegenwirkung bei der Überwindung der Raketenabwehr, Elektronisches Jahrbuch 1976, Seite 24 bis 30, Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- [5] *Seibt, W.*: NATO-Ansichten zur elektronischen Kriegführung der Luftstreitkräfte, Militärwesen, Heft 8/1973, Seite 112 bis 115
- [6] *Schulze, F.*: Die elektronische Kampfführung, Militärwesen, Heft 11/1976, Seite 43 bis 51
- [7] ...: Kampf auf allen Wellenlängen, Wehrtechnik, Heft 7/1975, Seite 290 bis 296
- [8] *Sundaram, G. S.*: Elektronische Kampfführung - Voraussetzung für das Überleben im Kampf, Internationale Wehrrevue, 9 (1976) 1, Seite 51 bis 54
- [9] *Loomis, R.*: Bedrohung und EloGM-Verfahren, Internationale Wehrrevue, 9 (1976) 1, Seite 55 bis 58
- [10] *Eustace, H. F.*: EloKa-Bordgeräte - als Kriegsmittel ausgereift, Internationale Wehrrevue, 9 (1976) 1, Seite 59 bis 63
- [11] ...: Typisches Flugzeug-EloKa-Gerät, Internationale Wehrrevue, 9 (1976) 1, Seite 64 bis 66

Als Halbleiter werden Stoffe bezeichnet, die bei Zimmertemperatur einen spezifischen Widerstand zwischen  $10^{-4}$  und  $10^{-12} \Omega\text{cm}$  aufweisen. Entsprechend ihrer chemischen Struktur sind sie über ein breites Spektrum von Stoffklassen verteilt. Bekannt sind Elementhalbleiter wie z.B. Germanium und Silizium, Verbindungshalbleiter wie z.B. GaAs, InSb, GaP, Salze wie z.B. CdS und organische Verbindungen wie z.B. Kupferphthalozyanin.<sup>1</sup>

Die technologische Verwendung der anorganischen Halbleitermaterialien revolutionierte die gesamte Elektronik. Infolge dieser stürmischen Entwicklung und der halbleiterphysikalisch schwerer zu überschauenden Verhältnisse gerieten geeignete organische Materialien in Vergessenheit. In den letzten 20 Jahren wurden jedoch auch die elektrischen Eigenschaften von organischen Materialien z.T. eingehend untersucht. Diese Untersuchungen sind jedoch noch im Anfangsstadium hinsichtlich ihrer technologischen Verwendbarkeit<sup>1</sup>. Ein Aspekt der Forschung ist die Klärung einer Reihe von biologischen Vorgängen unter Berücksichtigung der elektrischen Eigenschaften von biologischen Polymeren. Im Beitrag werden die z.Z. bekannten Leitfähigkeitsmodelle, die dazu gehörenden Stoffklassen und vorhandene wie auch sich abzeichnende Applikationen beschrieben.

### Leitfähigkeitsmodelle

Die Leitfähigkeit eines Festkörpers hängt von der Anzahl seiner freien Ladungsträger sowie deren Beweglichkeit ab. Von den Metallen unterscheiden sich die Halbleiter dadurch, daß sie bei tiefen Temperaturen

<sup>1</sup> Allzu optimistisch war bereits 1960 in einer US-Zeitschrift zu lesen:  
«Organic semiconductors are on the way, with more versatility, easier processing, greater stability and lower cost!»  
(Organischer Halbleiter mit größerem Anwendungsbereich, einfacherer Technologie, größerer Stabilität und niedrigeren Kosten sind im Kommen!)

ein gefülltes Valenzband und ein davon getrenntes leeres Leitungsband haben. Charakteristisch für Halbleiter ist weiter die starke Beeinflussung ihrer elektrischen Leitfähigkeit von der Temperatur<sup>2</sup> und geringen Fremdstoffsubstanzen. Zwischen halbleitenden Stoffen und Isolatoren besteht kein strenger Unterschied. Die häufig angegebene untere Abgrenzung des Leitfähigkeitsintervalls, d.h.,  $10^4 \Omega^{-1} \text{cm}^{-1}$  bis  $10^{-12} \Omega^{-1} \text{cm}^{-1}$ , ist eine historisch-meßtechnisch gesetzte Grenze. Damit sind auch die Denkrichtungen für die Leitfähigkeitsmodelle in organischen Halbleitern abgesteckt. Die Modellvorstellungen können an bereits bekannten Theorien zur Leitfähigkeit anorganischer Halbleiter hergeleitet werden<sup>3</sup>. Zwei Hauptprobleme zur Lösung der Problematik in organischen Halbleitern sind die Größe des Energiebetrages, der zur Anregung von Elektronen notwendig ist, und die Möglichkeiten des Transportes dieser Elektronen von einem Molekül zum anderen. Anregung bedeutet entsprechend der bekannten Denkweise die Zuführung einer ausreichenden Energie, um ein Molekülelektron aus dem Valenzband in das Leitungsband zu heben. Das Elektron kann sich dann von diesem Molekül entfernen und sich einem anderen lose anlagern. Durch das Fehlen eines Elektrons enthält das erste Molekül eine positive Ladung (ein positives Loch) gegenüber dem Gesamtladungszustand. Beim Anlegen eines elektrischen Feldes erfolgt also Ladungstransport, d.h. Stromfluß wie bei den gewöhnlichen anorganischen Halbleitern (s. a. Bild 1).

Im Gegensatz zu den anorganischen Halbleitern, die ein durch starke Bindungskräfte aufgebautes starres Atomgitter aufweisen, bestehen die organischen Kristalle aus Molekülen, deren Bindungskräfte untereinander wesentlich schwächer sind. Es ist verständlich, daß jene organischen Kristalle am ehesten leiten, deren Elektronen sich am leichtesten «anregen» lassen. Welcher Natur diese Leitungselektronen sind, soll am Beispiel der Kohlenwasserstoffe dargestellt werden. Anthrazen sei z. B. aus der Gruppe der polyzyklischen Kohlenwasserstoffe herausgegriffen (Tabelle). Die chemische Struktur, mit der die Kohlenstoffatome in jedem Molekül angeordnet sind, kann durch Einfach- und Doppelbindungen, alternierend in der Struktur, gekennzeichnet werden (Bild 2). Jede Einfachbindung wird durch ein Elektronenpaar, die Doppelbindung durch zwei Elektronenpaare gebildet. Da die geometrischen Abstände zwischen den Kohlenstoffatomen in einer aromatischen Verbindung nahezu unabhängig vom

<sup>2</sup> Der häufig angeführte positive Temperaturkoeffizient der Leitfähigkeit für Halbleitermaterialien ist zur Definition nicht akzeptabel, da auch Stoffe bekannt sind, deren Leitfähigkeit mit der Temperatur abnimmt.

<sup>3</sup> Ein Grundwissen der elektrophysikalischen Vorgänge in Halbleitern muß vorausgesetzt werden, um den Rahmen des Beitrages nicht zu sprengen. Zum Verständnis reicht die in [3] angegebene Darstellung.

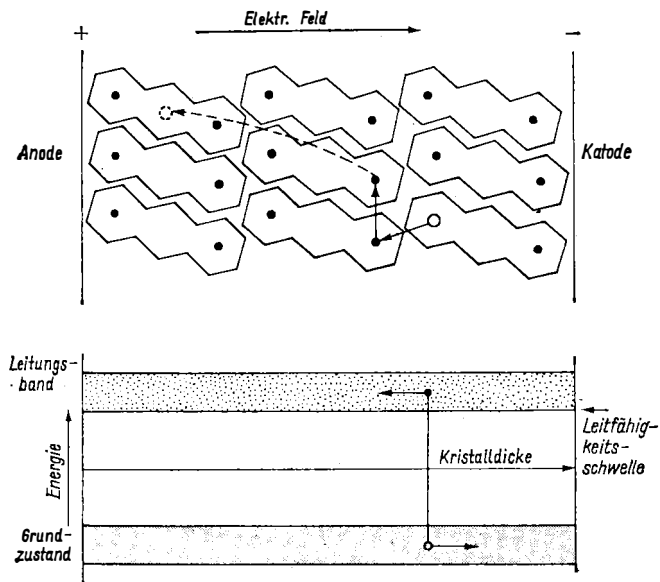


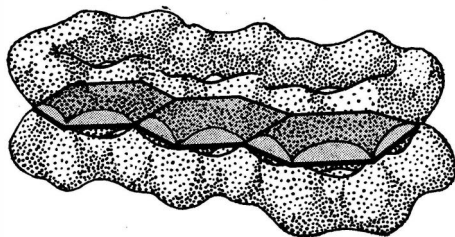
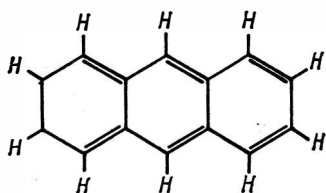
Bild 1 Schematische Darstellung des Leitungsmechanismus im Anthrazenkristall zwischen zwei Elektroden

Vorliegen einer Einfach- oder Doppelbindung sind, kann eine komplexe Verteilung der Elektronen in jedem Molekül angenommen werden. Nun weisen die Moleküle mit konjugierten Mehrfachbindungen neben den lokalisierten Bindungen auch noch delokalisierte Bindungen, sogenannte  $\pi$ -Elektronen auf, die in Form von Ladungswolken über und unter der Molekülebene angeordnet sind. Gerade diese  $\pi$ -Elektronen können nach entsprechender Anregung zu Leitungselektronen werden. Wie groß die Beweglichkeit ist, hängt dann noch von der Beschaffenheit jedes Moleküls und dem Molekülgitteraufbau – der (organischen) Kristallstruktur – ab. (Anthrazen ist ein planares Molekül und bildet im Molekülverband ein monoklines Gitter aus: Zwei der Kristallachsen befinden sich im rechten Winkel zur dritten Kristallachse, jedoch untereinander haben sie einen Winkel  $\neq 90^\circ$ .)

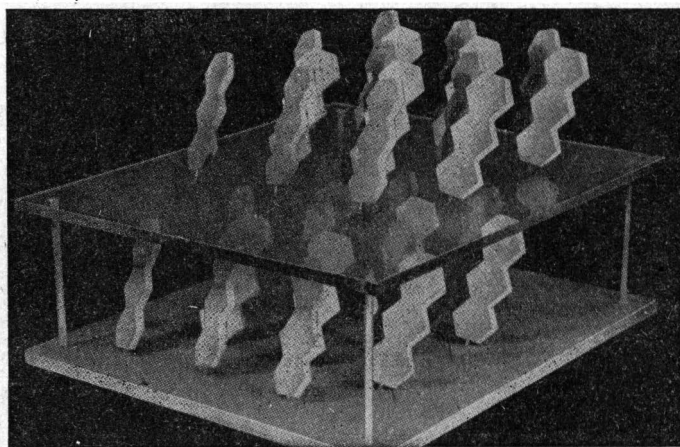
Zwei Mechanismen für den Transport dieser Leitungselektronen bzw. Löcher werden z. Z. diskutiert. Einmal wird vorgeschlagen, jedes Molekül im Gitterverband als einen Potentialwall anzusehen. Unter



dem Scheitelwert dieser Wälle sind dann die Energieniveaus der  $\pi$ -Elektronen zu finden. Die Anregung eines Elektrons in seinen ersten Anregungszustand bedeutet die Dissoziation in ein quasifreies Elektron und ein Loch. Das Elektron kann beim Anlegen eines elektrischen Feldes in Richtung Anode die Potentialswelle durchtunneln. Ähnlich verhält sich das Loch in bezug auf die Kathode. Sofern die Potentialwälle «dünn» genug sind, erfolgt der Tunnelprozeß ohne



*Bild 2*  
*Anthrazen; a) Struktur-*  
*formel, b) Schematische*  
*Darstellung der  $\pi$ -Elek-*  
*tronenladungswolken*  
*über und unter der*  
*Molekülebene, c) Kri-*  
*stallmodell des Anthra-*  
*zens*



größere Schwierigkeiten. Im Fall sehr komplexer Verbindungen liegen sehr breite Potentialwälle vor. Hier muß eher ein Sprungmechanismus der Ladungsträger gegenüber dem Tunnelmechanismus angenommen werden. Dieser Umstand führt zu geringerer Leitfähigkeit bei einer gegebenen Temperatur.

Das zur Anregung und zum Transport der Elektronen von einem Molekül zum anderen Molekül notwendige Energiespektrum wird wie üblich als Leitungsband bezeichnet. Für Germanium beträgt die notwendige minimale Energie 0,8 eV, wogegen für Anthrazen, also einen «Isolator», mehr als 3 eV notwendig sind. Ferner ist das Leitungsband des Anthrazens sehr schmal, ein freies Elektron hat große Schwierigkeiten sich durch den Molekülkristall zu bewegen, da die notwendigen  $\pi$ -Elektronenladungswolken durch die individuellen Molekülbindungen begrenzt sind und nur ein geringer Teil der Ladungswolken sich überlappt.

Bei Zimmertemperatur und vorausgesetzter Dunkelheit zeigt ein Isolator nur eine sehr geringe Leitfähigkeit, die sogenannte Dunkelleitfähigkeit. Nur wenige Elektronen sind in der Lage, sich durch den Kristall zu bewegen. Durch Austausch der üblichen Metallelektroden zur Leitfähigkeitsbestimmung gegen sogenannte Elektrolytelektroden, die stark oxydierend wirken, kann die Dunkelleitfähigkeit um mehr als  $10^6$  gesteigert werden. Ebenso läßt sich eine Steigerung durch Bestrahlen mit ultraviolettem Licht hervorrufen. Das bedeutet, daß einem Elektron mehr als 3,15 eV zugeführt werden muß. Das Elektron bleibt nur etwa  $10^{-8}$  s im angeregten Zustand. Doch in dieser kurzen Zeit kann sich das Elektron-Loch-Paar unter Wirkung des angelegten elektrischen Feldes zum jeweiligen Nachbar- oder weiter entfernten Molekül begeben. Dieses Exziton kann durch Kollision mit anderen Exzitonen weitere Elektron-Loch-Paare erzeugen. Eine ähnliche Multiplikation läßt sich durch Wechselwirkung mit Kristallfehlstellen hervorrufen. Leitfähigkeit, die in dieser Art und Weise auftritt, ist als Fotoleitfähigkeit bekannt.

Die Fotoleitfähigkeit läßt sich in zwei Techniken messen: durch Beleuchtung des Raumes zwischen den Elektroden an der Oberfläche des Kristalls (Oberflächenzelle) oder durch Beleuchtung des Kristalls durch eine transparente Frontelektrode und Messung des Fotostroms zwischen dieser und einer rückwärtigen Elektrode (Sandwichzelle). Ein Lichtimpuls kann die Anregung einer Schicht von Ladungsträgern nahe der Oberfläche des Kristalls in der Sandwichzelle bewirken. Der Verlauf des ausgelösten Stromimpulses läßt sich mit einem Oszillografen darstellen. Auf diese Weise kann die Driftbeweglichkeit der Ladungsträger aus der Kristalldicke, der angelegten Spannung und der Laufzeit des Impulses berechnet werden. Solche Messungen dienen der Untersuchung der unterschiedlichsten Einflüsse auf die Be-

weglichkeit der Ladungsträger in einem organischen Halbleiterkristall.

Alle bisher bekannten Fakten gestatten die Schlußfolgerung, daß einige sehr große konjugierte Moleküle – lineare, zyklische und makrozyklische – Eigenhalbleiter mit  $\pi$ -Elektronen bzw.  $\pi$ -Löchern als Ladungsträger sind. Die Hauptschwierigkeiten einer detaillierten Untersuchung dieses Punktes in speziellen Materialien besteht in dem Umstand, daß sich die Makromoleküle mit guter Dunkelleitfähigkeit nicht zur Zonenreinigung eignen. Teilweise lassen sie sich schwer lösen, so daß Rekristallisation aus der Lösung hohe Temperaturen erfordert, die wiederum zu einer Zersetzung der Moleküle führen können. Trotz dieser Schwierigkeiten werden in der Literatur von unterschiedlichen Forschern übereinstimmend z. B. für metallfreies Phthalozyanin 1,5 bis 1,9 eV für den Bandabstand genannt. Dieser Bandabstand korreliert mit der bekannten Energiedifferenz von 1,75 eV (Lösung) und 1,68 eV (Kristall) vom Grundzustand und dem ersten Anregungszustand des Moleküls.

Ähnlich reproduzierbare Ergebnisse wurden an anderen Substanzen wie Naphthalin, Anthrazen und Diphenylbutadien gefunden. Die Abweichungen der Resultate sind wahrscheinlich auf einen Oberflächenleitfähigkeitseffekt zurückzuführen. Zusammenfassend ist zu schlußfolgern, daß das Leitungsband durch den Energiebereich bis zum ersten Anregungszustand des Moleküls begrenzt wird.

## Organische Halbleitersubstanzen – Herstellungsmethoden

Eine Auswahl derzeit bekannter organischer Halbleiter ist in der Tabelle wiedergegeben.

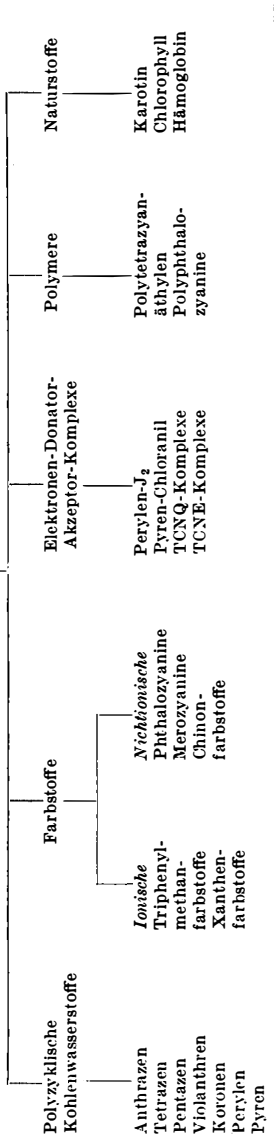
### A. Polyzyklische Kohlenwasserstoffe

Unter den polyzyklischen Kohlenwasserstoffen hat Anthrazen trotz seiner geringen Dunkelleitfähigkeit die größte Bedeutung erlangt. Bestimmend waren dafür folgende Eigenschaften:

- Anthrazen zeigt eine ausgeprägte Fotoleitfähigkeit. Dieser Effekt ermöglichte sichere und reproduzierbare Bestimmungen der Beweglichkeit der Ladungsträger sowie Haftstellenuntersuchungen.
- Anthrazen hat einen einfachen Molekülaufbau. Wie oben erwähnt, ist neben der Beweglichkeit auch die Kristallstruktur bekannt. In Kenntnis dieser Fakten können theoretische Betrachtungen detailliert durchgeführt werden.
- Anthrazen eignet sich als Szintillatormaterial mit großer Lichtausbeute. Es hat Abklingzeiten von nur wenigen Nanosekunden und ermöglicht durch spezielle Auslegung des Szintillators die Beobachtung von  $\alpha$ - und  $\beta$ -Strahlen.

Tabelle Zusammenstellung organischer Halbleiter nach Substanzklassen

Organische Halbleiter



## B. Farbstoffe

Hinsichtlich ihrer thermischen Stabilität sind hier die Phthalozyanine (Bild 3) in den Vordergrund des Untersuchungsspektrums gerückt. Bei den anderen Farbstoffen befinden sich die Untersuchungen noch im Anfangsstadium.

## C. Elektron-Donator-Akzeptor-Komplexe

Derartige Verbindungen sind durch Molekülkomplexe gekennzeichnet, deren Bestandteile die Eigenschaft haben, Elektronen aufzunehmen (Akzeptoranteil) bzw. abzugeben (Donatoranteil). Der genaue Vorgang der Ladungsübertragung ist komplizierter als bei den heteropolaren Verbindungen und soll hier nicht näher erläutert werden.

## D. Polymere

Makromoleküle zeichnen sich durch das Vorhandensein von konjugierten Mehrfachbindungen aus. Entsprechend der Struktur der  $\pi$ -Elektronen (siehe oben) zeigen sie halbleitende Eigenschaften.

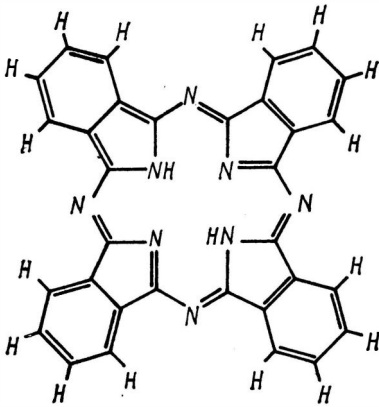
## E. Naturstoffe

Biophysikalische Untersuchungen ergaben, daß auch eine Vielzahl von Naturstoffen halbleitende Eigenschaften aufweisen. Diese Erkenntnis war wichtig für die Aufklärung biologischer Lebensvorgänge.

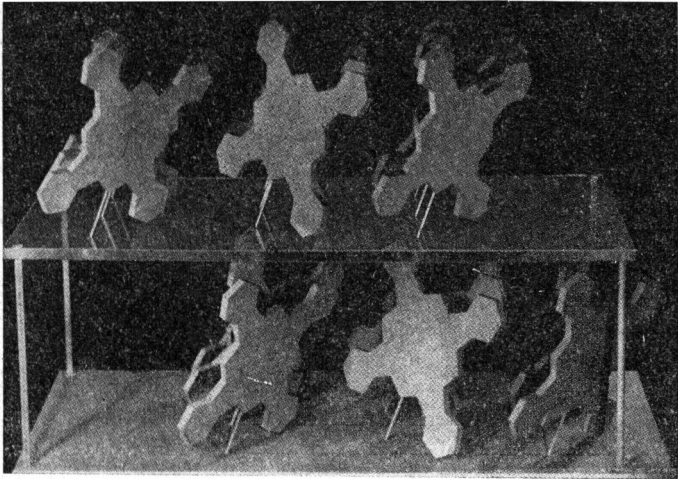
Die Herstellungsverfahren für die genannten Substanzgruppen sind keinesfalls einheitlich. Es wird noch viel experimentelle Laborarbeit notwendig sein, um stabile Technologien zu entwickeln. Grundsätzlich existieren folgende Primärverfahren:

- Umkristallisation in der Lösung (unter gleichzeitiger Entfernung der Fremdsubstanzen);
- fraktionierte Destillation unter Schutzgasatmosphäre;
- chromatografische Verfahren;
- Zonenschmelzen.

Die Reinstherstellung organischer Materialien ist äußerst kompliziert. Zur Zeit liegt die Größenordnung von 1 Fremdanteil in  $10^6$  bei Anthrazen vor, wogegen bei Germanium und Silizium durchaus die Größenordnung  $10^{10}$  erreicht wird. Der Schmelzpunkt des Anthrazens liegt über seinem Zersetzungspunkt, so daß ein Zonenschmelzprozeß zur Reinigung eingesetzt werden kann. Nach der Auskristallisation aus der Schmelze und nachfolgendem chromatografischem Prozeß wird das Material unter Stickstoffatmosphäre 60- bis 80mal dem Zonenschmelzverfahren unterworfen. Danach wird, weiterhin unter Schutzgas, ein Einkristall nach dem *Bridgeman*-Verfahren hergestellt. Auf diese Weise lassen sich Einkristalle von wenigen Zentimetern Länge fertigen, vereinzeln und einer Leitfähigkeitsprüfung unterziehen.



*Bild 3  
Phthalocyandin; a) Strukturformel (bei Kupferphthalocyandin befindet sich an Stelle der Wasserstoffbrücke das Kupferion), b) Kristallmodell der Phthalocyanine*



Diese Technik kann jedoch nicht immer angewendet werden. Substanzen mit sehr großen Molekülen, z.B. Phthalocyandin, weisen oft einen für das Zonenschmelzen ungünstigen Schmelzpunkt auf. Deshalb können Einkristalle oft nur aus der Lösung oder dem gasförmigen Zustand gewonnen werden. Viele andere Substanzen lassen sich nur als Pulver gewinnen. Diese müssen dann unter Druck oder in Form vorgepreßter Tabletten untersucht werden. Verunreinigungen wie

Sauerstoff und Wasserdampf beeinflussen die Messungen stark, so daß die Untersuchungen aufwendig sind und sich nur unter Vakuum durchführen lassen. In einigen Fällen wurden vergleichbare Werte der Breite der Energielücke und der spezifischen Leitfähigkeit aus Messungen an Einkristallen und gepreßten Pulvern gewonnen.

## Anwendungen

Während der letzten Jahre wurden in der Literatur unterschiedliche Anwendungsmöglichkeiten der organischen Halbleiter beschrieben.

PCC (polyvinyl carbozole-chloranil) und ähnliche Komplexe werden als Fotoleiter im elektrofotografischen Prozeß eingesetzt. Ähnliche Verbindungen werden als Elektrolyte in Festkörperbatterien verwendet. Die TCNQ-Komplexe eignen sich als halbleitende Dünnschichtsubstanzen für Festkörperschaltkreise. Die Schwierigkeiten, hohe Beweglichkeiten zu erzielen, haben bis jetzt die Entwicklung «organischer Transistoren» usw. verhindert. Eine Entwicklung in diese Richtung ist jedoch durchaus möglich.

## Literatur

- [1] *Eley, D. D.*: Organic Semiconductors, Science Journal. Dezember 1973
- [2] *Hänsel, H.*: Organische Halbleiter, Wissenschaft und Fortschritt, 1968, Heft 4
- [3] *Lindner, H.*: Das Bild der modernen Physik, Urania Verlag, 1973

**Wir klären Begriffe**  
**ENTZERRER**



# Modellfernsteuerung – ein interessantes Gebiet für den Amateurelektroniker

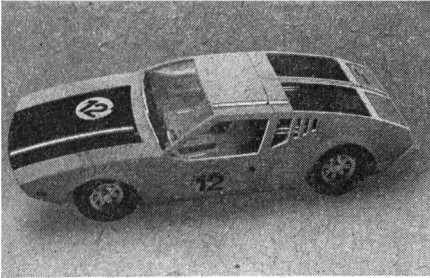
Dr. Günter Miel

*Modellfernsteuerung* – welche Möglichkeiten bietet sie dem Amateurelektroniker, wird mancher Leser fragen. Im Rahmen dieses kurzen Beitrags soll versucht werden, darauf eine Antwort zu geben. Allgemein kann man unter *Modellfernsteuerung* die Auslösung von Steuerfunktionen im Modell unabhängig vom Standort des Steuernenden verstehen. Ferngesteuert werden bei Modellen von Landfahrzeugen (meist Autos), Schiffen oder Flugzeugen die Funktionen der Fahrt- bzw. Flugrichtung und die Geschwindigkeit, aber auch Zusatzfunktionen, wie Beleuchtung, akustische Signale, Feuerlöschkanonen, Einziehfahrwerke, Klappen u. a. Betrachtet man zunächst nur die Richtungssteuerung, so ist beim Flugmodell das Problem sofort klar. Es lautet: Das Modell muß um alle drei Achsen (Hoch-, Quer- und Längsachse) simultan (gleichzeitig) um jeden erforderlichen Winkel stufenlos steuerbar sein. Entspricht der stufenlos einstellbare Ruderwinkel dem Auslenkungswinkel des Steuerknüppels, so bezeichnet man dies als *Proportionalsteuerung*.

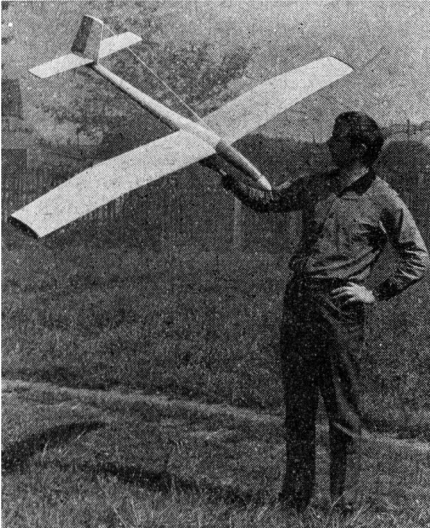
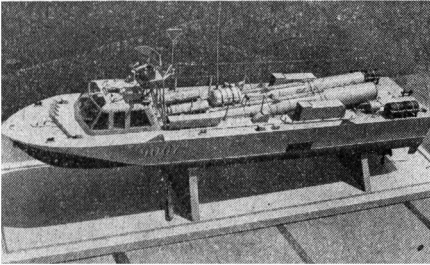
Moderne Fernsteueranlagen bieten heute die Möglichkeit, bis zu acht Funktionen voll simultan und proportional fernzusteuern. Man kann also beim Flugmodell außer den drei Rudern noch den Motor, das Einziehfahrwerk, Landeklappen, Schlepphaken (Segelflugschlepp) und eventuell noch einen Fallschirmspringer fernsteuern. Es sei aber bemerkt, daß man in den weitaus meisten Fällen mit zwei Proportionalfunktionen auskommt. Mit zwei Proportionalfunktionen kann man z. B. vorbildgetreu ein Automodell (Lenkung, Motor), ein Motorschiffsmodell (Ruder und Motor), ein Segeljachtmodell (Ruder und Segel), ein Segelflugmodell (Höhen- und Seitenruder) oder ein Motorflugmodell (Höhen- und Seitenruder oder Seitenruder und Motor) fernsteuern. Um sich mit der Materie (Fernsteuerung und Modell) vertraut zu machen, reicht also für den Anfang eine Zweikanalanlage völlig aus. Sie hat außerdem den Vorteil, daß sie wesentlich preiswerter als eine Vier- oder Sechskanalanlage ist (Bild 1).

Welche elektronischen Probleme sind nun bei einer simultanen und





*Bild 1*  
*Modelle;*  
*a) Automodell,*  
*b) Schiffsmodell,*  
*c) Flugmodell*



proportionalen Modellfernsteuerung zu lösen? Ehe die heute üblichen Lösungsvarianten für diese Probleme vorgestellt werden, sei noch darauf hingewiesen, daß immer die jeweils gegebenen technischen Möglichkeiten und die Kosten die Varianten bestimmen. So soll eine Modellfernsteueranlage klein, leicht, betriebssicher und preiswert sein sowie den steuerungstechnischen Anforderungen (simultan, proportional) genügen. In dieser Hinsicht haben die Modellfernsteueranlagen in den letzten 20 Jahren eine eindrucksvolle Entwicklung durchlaufen. Sie reicht von der röhrenbestückten Anlage der 50er Jahre bis zur heute üblichen volltransistorisierten Anlage. Gegenwärtig werden in zunehmendem Maße Transistorschaltungen durch integrierte Schaltungen (IS) ersetzt. Die bei der Entwicklung und dem Aufbau von Modellfernsteueranlagen zu lösenden elektronischen Probleme sind sehr vielschichtig und können nur angedeutet werden. Auf jeden Fall bieten sie genug Raum für den Amateurelektroniker, auch eigene Ideen zu entwickeln und zu verwirklichen.

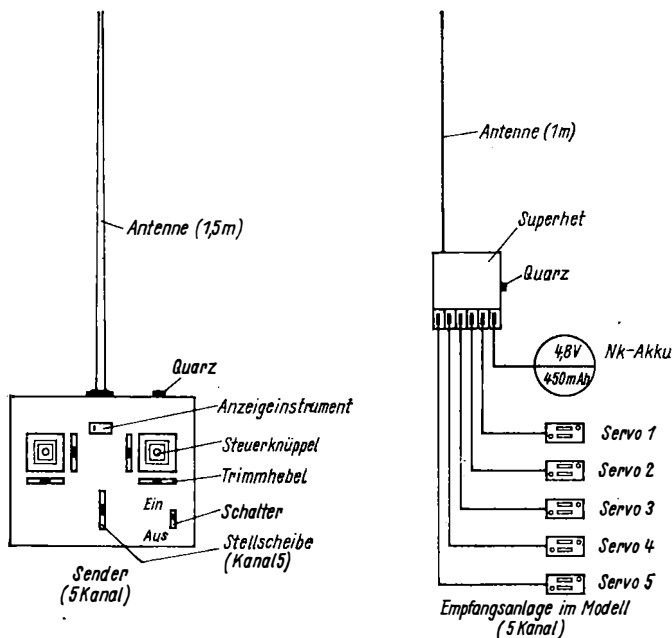
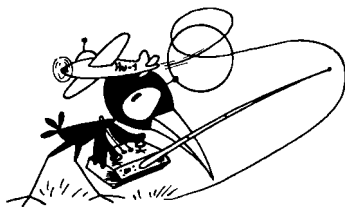


Bild 2 Bestandteile einer Modellfernsteueranlage



Die Fernsteueranlage besteht aus dem *Sender*, den der Pilot in der Hand hält, und dem *Empfänger* mit *Aufschalt-einrichtung* (Rudermaschine, Fahrtregler o. a.) im Modell (Bild 2). Gibt der Pilot z. B. das Kommando *Ruder rechts*, so schwenkt er am Sender den entsprechenden Steuerknüppel nach rechts. Damit wird über ein Potentiometer der zugehörige Kanalimpuls in der Länge verändert. Die in der DDR hergestellte Modellfernsteueranlage *start dp* arbeitet mit einer mittleren Kanalimpulslänge von 1,5 ms und  $\pm 0,5$  ms Variationsbreite (Bild 3), so kann z. B. wie folgt zugeordnet werden: 1,0 ms = *Ruder voll rechts* und 2,0 ms = *Ruder voll links*. Bei hochwertigen Fernsteueranlagen läßt sich der Ruderwinkel ( $90^\circ$  oder  $180^\circ$ ) bzw. der Stellweg (meist 12 mm) auf jeden beliebigen dazwischenliegenden Wert einstellen. Für jeden Fernsteuerkanal ist am Sender ein Knüppel bzw. eine Stellmöglichkeit (Rändelscheibe) vorhanden (Bild 4). Die Kanalimpulse werden durch ein Gatter zu einem Impulstelegramm aneinandergereiht, mit dem der Sender moduliert wird. Im Modell ist dann ein Dekoder vorhanden, der das Impulstelegramm wieder zerlegt; so daß für jeden Fernsteuerkanal an den separaten Ausgängen die Kanalimpulse zur Verfügung stehen. Die Aufschalt-einrichtung im Modell wandelt den Impuls je nach seiner Länge meist in eine mechanische Größe um.

Bei der *Rudermaschine*, kurz *Servo* genannt, muß bei 12 mm Ruderweg eine Stellkraft bis zu etwa 25 N (früher 2,5 kp) aufgebracht werden (Stellzeit 0,3 s für 12 mm). Eine Segelwinde entwickelt etwa 50 N (früher 5 kp) Zugkraft bei 20 cm Wickelweg (in 5 s). Das Stellglied zur Fahrtmotorsteuerung, meist nicht ganz zutreffend als *Fahrtregler* bezeichnet, muß 200 W (10 A/20 V) für beide Drehrichtungen stufenlos stellen. Mit dieser kurzen, nicht vollständigen Aufzählung wird nun auch deutlich, daß neben den elektronischen auch noch elektromechanische und feinmechanische Probleme zu meistern sind, wenn man bedenkt, daß z. B. ein Servo mit den genannten Daten eine Masse von etwa 60 g aufweist und die Abmessungen (50 mm

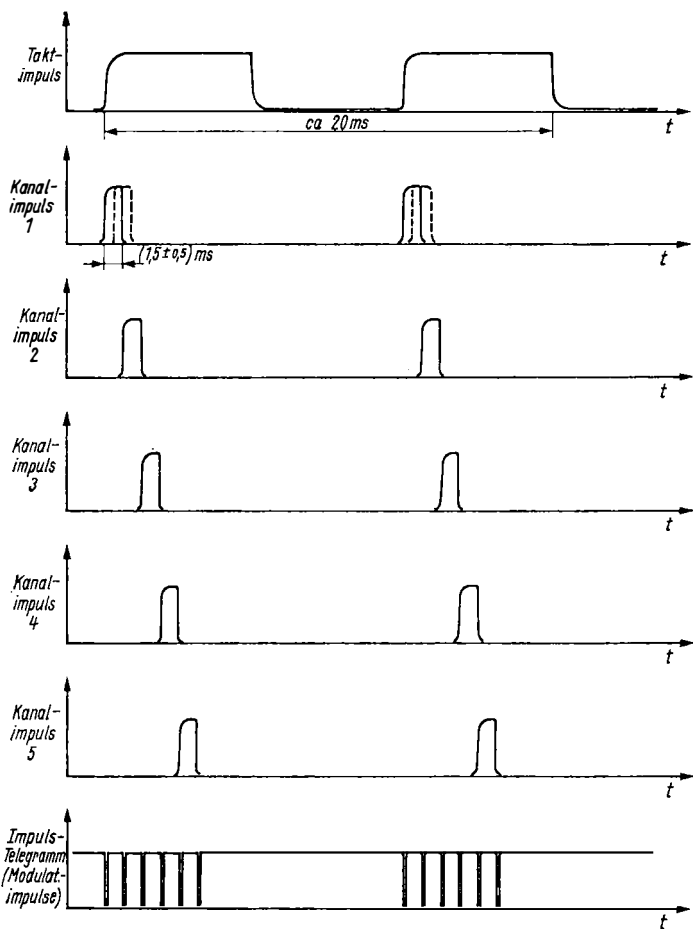


Bild 3 Kanalimpulse und Impulstelegramm

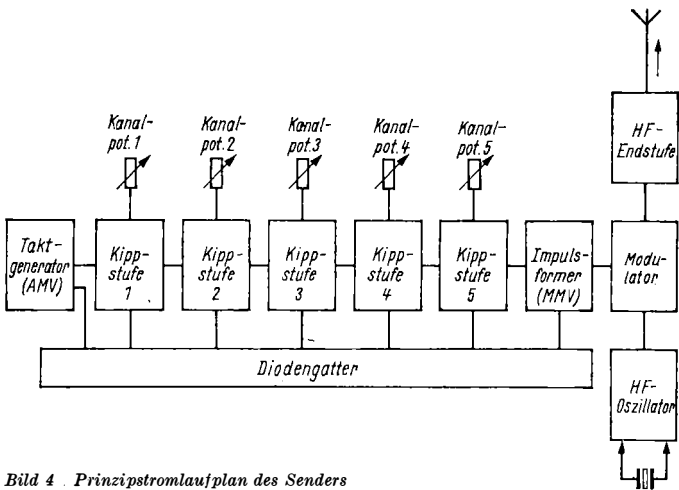


Bild 4 . Prinzipstromlaufplan des Senders

× 35 mm × 23 mm) hat (mit eingebauter Elektronik!). Diese genannten Daten werden mit Servos erreicht, die mit einer vollintegrierten Elektronik (z. B. WE 3141 oder SN 28604) ausgerüstet sind.

Für den Dekoder werden ausnahmslos Schieberegister verwendet. Die Schieberegister bestehen aus diskreten Flip-Flops, Vierschichtdioden, Vierschichtdiodenersatzschaltungen (*start dp*) oder sind vollintegriert (z. B. SN 74L95). Die Servoelektronik, ob diskret mit Transistoren oder vollintegriert, enthält die Funktionsstufen: Referenzgenerator (Monoflop), Vergleichsstufe und Brückenverstärker (Bild 5). Der Kanalimpuls triggert den Referenzgenerator, der einen

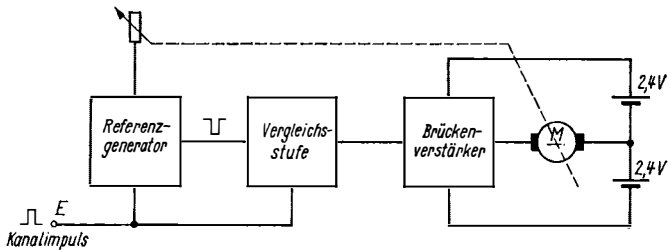


Bild 5 Prinzipstromlaufplan eines Ruderservos

Vergleichsimpuls entgegengesetzter Polarität liefert. In der Vergleichsstufe werden die Impulslängen miteinander verglichen. Je nachdem welcher Impuls länger ist, bleibt ein positiver oder negativer Restimpuls, der den entsprechenden Zweig des Brückenverstärkers ansteuert. Solange ein Brückenweig leitet, läuft der Servomotor und verstellt über ein Getriebe das Potentiometer des Referenzgenerators. Nach dem Prinzip der Nachlaufsteuerung wird das Potentiometer des Referenzgenerators so weit verstellt, bis der Referenzimpuls genauso lang wie der Kanalimpuls ist. Der Restimpuls verschwindet, und der Servomotor bleibt stehen. Wird die Länge des Kanalimpulses verändert, tritt die Nachlaufsteuerung des Servos wieder in Aktion. Mit der vollintegrierten Servoelektronik und einer guten Servomechanik lassen sich Stellgenauigkeiten von 0,5...1% erzielen.

Ähnlich interessant wie die Impulserzeugung und -verarbeitung ist auch die Problematik der *Signalübertragung* vom Sender zum Empfänger im Modell. Allgemein hat sich die hochfrequente Signalübertragung durchgesetzt, obwohl die Entwicklung der Ultraschallfernsteuerung und die Infrarotübertragung bei Fernsehgeräten neue Anreize und Möglichkeiten bieten. Zur HF-Übertragung stehen in der DDR die Frequenzen  $13,56 \text{ MHz} \pm 0,05\%$ ,  $27,12 \text{ MHz} \pm 0,6\%$  und  $433,92 \text{ MHz} \pm 0,2\%$  zur Verfügung. Der auch international meistgenutzte Frequenzbereich ist 27,12 MHz. Damit man mehrere Modelle gleichzeitig fernsteuern, also mehrere Anlagen nebeneinander betreiben kann, wurde das Band in 32 Kanäle eingeteilt (nicht mit Kanälen bzw. Funktionen am Sender verwechseln!). Da die Fernsteueranlage je nach Qualität und technischer Konzeption eine bestimmte Bandbreite erfordert, haben sich für den Modellsport bestimmte Vorzugskanäle (gekennzeichnet) eingebürgert. Um zu einer immer besseren Bandausnutzung zu gelangen, wurden in jüngster Zeit *Schmalbandanlagen* entwickelt, die im 10-kHz-Raster arbeiten. Damit können 32 Schmalbandanlagen im 27,12-MHz-Band gleichzeitig betrieben werden. Selbst die heute bei Modellsportveranstaltungen üblichen Kanalraster (20/30-kHz-Abstand) lassen sich technisch nur mit quarzstabilisierten Sendern und Supern realisieren: Die Verwendung von Steckquarzen ermöglicht außerdem den leichten und schnellen Kanalwechsel. Eine Fernsteueranlage für 27,12 MHz kann also in jedem HF-Kanal betrieben werden. Bei den AM-Sendern sind heute zwei- und dreistufige Versionen gebräuchlich. Beim zweistufigen Sender wird der Oszillator moduliert, beim dreistufigen Sender die Treiberstufe. Die Sender erzeugen für ihre Größe relativ hohe Sendeleistungen (0,6...1 W). Die Empfängerempfindlichkeit von 2,5 bis  $4 \mu\text{V/m}$  ermöglicht dann Reichweiten von weit über 1000 m und würde eigentlich solch hohe Sendeleistungen nicht erfordern. Da aber

**Tabelle Kanalaufteilung des 27,12-MHz-Fernsteuerbands**

Kanal	Fernsteuerkanal	Senderquarzfrequenz in MHz	Empfängerquarzfrequenz	
			für ZF = 460 kHz (Varioprop)	für ZF = 455 kHz (start dp)
1		26,965	26,505	26,510
2	2	26,975	26,515	26,520
3		26,985	26,525	26,530
4	4	26,995	26,535	26,540
5		27,005	26,545	26,550
6		27,015	26,555	26,560
7	7	27,025	26,565	26,570
8		27,035	26,575	26,580
9	9	27,045	26,585	26,590
10		27,055	26,595	26,600
11		27,065	26,605	26,610
12	12	27,075	26,615	26,620
13		27,085	26,625	26,630
14	14	27,095	26,635	26,640
15		27,105	26,645	26,650
16		27,115	26,655	26,660
17	17	27,125	26,665	26,670
18		27,135	26,675	26,680
19	19	27,145	26,685	26,690
20		27,155	26,695	26,700
21		27,165	26,705	26,710
22	22	27,175	26,715	26,720
23		27,185	26,725	26,730
24	24	27,195	26,735	26,740
25		27,205	26,745	26,750
26		27,215	26,755	26,760
27	27	27,225	26,765	26,770
28		27,235	26,775	26,780
29		27,245	26,785	26,790
30	30	27,255	26,795	26,800
31		27,265	26,805	26,810
32		27,275	26,815	26,820

im 27,12-MHz-Band auch industrielle und medizinische HF-Geräte mit z. T. recht starker freier Strahlung sowie kommerzielle Sender arbeiten, aber auch sonstige HF-Störungen (schlecht entstörte Kfz, besonders Mopeds) auftreten, versucht man durch hohe Sendeleistungen den Störabstand der Fernsteueranlage zu verbessern. In jüngster Zeit verwendet man Bauteile der kommerziellen Funktechnik und entwickelte damit *Schmalband-FM-Anlagen* für das 10-kHz-Raster. Dabei wirkt sich die besonders gute Störunterdrückung der frequenzmodulierten HF-Übertragung vorteilhaft aus.

Der *Empfänger* im Modell ist ein quarzstabilisierter Super. In der einfachsten Form besteht der Super aus Eingangskreis, Oszillator, Mischer, ZF-Verstärker mit AVR und Impulsverstärker (Bild 6).

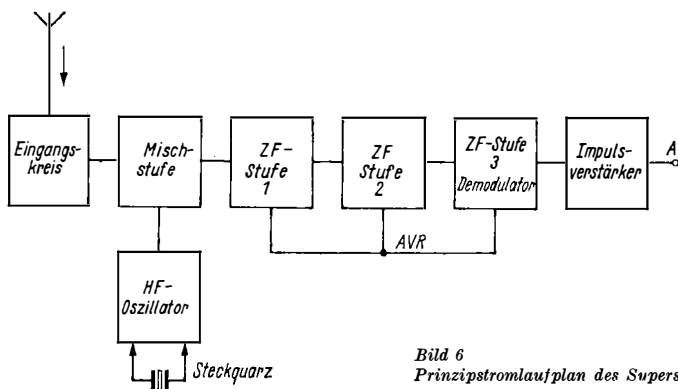


Bild 6  
Prinzipstromlaufplan des Supers

Das Bestreben ging nun dahin, die Kreuzmodulationseigenschaften des Supers zu verbessern (FET im Eingang) und durch IS den Schaltungsaufwand zu verringern. Ein moderner FM-Super enthält neben drei IS zur Mischung, ZF-Verstärkung, Demodulation und Impulsverstärkung nur noch zwei LC- und ein keramisches Filter, zwei Spulen und einige Widerstände sowie Kondensatoren. Daß ein solcher Empfänger mit Quarz nicht größer als eine Streichholzschachtel ist, sei nur nebenbei vermerkt.

Soviel zu einigen elektronischen Problemen. Sie stellen gewissermaßen die eine Seite der Modellfernsteuerung dar. Die andere Seite bildet die *Modelltechnik*, sie ist nicht minder interessant und vielschichtig. Sie bietet gewissermaßen für jeden Geschmack und jedes Temperament etwas. So kann man bei Modellen von Landfahrzeugen mit einem einfachen elektrogetriebenen PKW beginnen. Wenn man Spaß daran findet, kann man später das vorbildgetreue Modell eines Sport- oder Formelrennwagens bauen. Diese Modelle entwickeln Geschwindigkeiten bis zu 70 km/h und stellen hohe Anforderungen an Steuertechnik und Material. Ähnlich ist es bei den Schiffs- oder Flugmodellen. Die wettbewerbsmäßig betriebenen ferngesteuerten Schiffsmodelle sind in folgende Klassen eingeteilt:

- F 1 - V      Frei gebaute Geschwindigkeitsmodelle mit Verbrennungsmotor für Dreieckkurs (2,5; 5; 15 cm<sup>3</sup>);
- F 1 - E      Frei gebaute Geschwindigkeitsmodelle mit Elektromotor für Dreieckkurs (bis 1 kg, über 1 kg);
- F 2 - A, B, C Vorbildgetreue Modelle für Figurenkurs
  - A = Länge = 700...1100 mm,
  - B = Länge = 1100...1700 mm,
  - C = Länge = 1700...2500 mm;



- F 3 - V      Frei gebaute Geschwindigkeitsmodelle (Verbrennungsmotor) für Figurenkurs;
- F 3 - E      Frei gebaute Geschwindigkeitsmodelle (Elektromotor) für Figurenkurs;
- FSR - 15, 35 Frei gebaute Geschwindigkeitsmodelle für Dauerrennen mit Verbrennungsmotor (bis 15 cm<sup>3</sup> und bis 35 cm<sup>3</sup>);
- F 5 - M    } .Frei gebaute Segeljachten nach entsprechenden Klassen-
- F 5 - 10    } vorschriften für Gruppensegeln (Regatten);
- F 5 - X    }
- F 6          Vorbildgetreue Modelle für Gruppenmanöver;
- F 7          Vorbildgetreue Modelle mit besonderen Funktionen.

Will man sich mit seinem Modell an Wettbewerben beteiligen, so ist in den vorbildgetreuen Klassen ein erheblicher Bauaufwand erforderlich, während bei den Geschwindigkeitsklassen zweckmäßige Konstruktionen von Bootskörper und Antrieb über den Erfolg entscheiden. Bei den ferngesteuerten Segeljachten ist im Wettkampf ein gut getrimmtes Boot und Segel neben dem seglerischen Können ausschlaggebend für den Erfolg. Wobei nicht übersehen werden soll, daß gerade ferngesteuerte Segeljachten ein stundenlanges unbeschwertes Fernsteuern ermöglichen. Wem nicht am Wettkampf gelegen ist, dem bieten gerade ferngesteuerte Segeljachten gute Möglichkeiten zur erholsamen Freizeitgestaltung. Ähnlich ist es mit den Segelflugmodellen. Man kann mit dem Segelflugmodell mehrere Stunden am Hang oder in der Thermik fliegen, aber auch mit dem gleichen Motorsegler am Wettkampf teilnehmen. Die ferngesteuerten Flugmodelle sind in folgende Klassen eingeteilt:

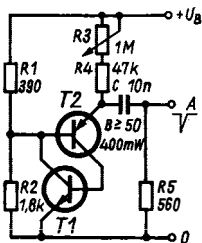
- F 3 A      Frei gebaute mehrachsgesteuerte Motorkunstflugmodelle;
- F 3 B      Frei gebaute mehrachsgesteuerte Segelflugmodelle für Hang- und Thermikflug;
- F 3 C      Frei gebaute Hubschrauber;
- F 3 D      Pylon-Renner (Mannschaftsrennen um einen Dreieckkurs);
- F 4 C      Vorbildgetreue Motorflugmodelle (Skale-Modelle);
- F 4 D      Vorbildgetreue Segelflugmodelle.

Besondere Fortschritte wurden in jüngster Zeit bei den ferngesteuerten Modellhubschraubern und bei Elektroflugmodellen erzielt. Wer sich ein ferngesteuertes Modell aufbauen und es betreiben will, der kann das für sich allein im stillen Kämmerlein tun. So richtig Spaß macht es aber erst in der Gemeinschaft, wobei es ja nicht gleich die Wettkampfteilnahme sein muß. Modellarbeitsgemeinschaften gibt es in Oberschulen, Pionierhäusern, Klubstationen *Junger Techniker* und vielen GST-Grundorganisationen (in Schulen und Betrieben). Wer sich einer Modellarbeitsgemeinschaft anschließen möchte, erhält sicher von den genannten Stellen Auskunft über entsprechende Möglich-

keiten. Wettkämpfe für ferngesteuerte Modelle (Pokalwettkämpfe, Bezirks- und DDR-Meisterschaften) werden von der Gesellschaft für Sport und Technik organisiert. Aktuelle Informationen darüber, aber auch über Probleme des Modellbaus und Modellsports sowie der Fernsteuertechnik kann man der monatlich erscheinenden Zeitschrift *Modellbau heute* entnehmen.

Bliebe zum Schluß noch darauf hinzuweisen, daß der Aufbau bzw. Erwerb und Betrieb von Modellfernsteueranlagen nach der Landfunkordnung der DDR (veröffentlicht im GBl der DDR I/Nr. 12 vom 8. 3. 1974) genehmigungspflichtig ist. Danach können auch Jugendliche mit Einverständnis der Erziehungsberechtigten Fernsteueranlagen betreiben. Nähere Auskünfte über das Verfahren und die Bedingungen zur Erteilung einer Modellfunkgenehmigung gibt jede für den Wohnort zuständige Bezirksdirektion der Deutschen Post (Abteilung Funk).

## ELEKTRONIK-SPLITTER



### Impulsgenerator

Der Impulsgenerator liefert negative Nadelimpulse mit einer Spitzenspannung von etwa 6 V und einer Anstiegszeit von 50 ns. Beim Einschalten sind zunächst beide Transistoren gesperrt.  $C$  wird über  $R3$ ,  $R4$  und  $R5$  aufgeladen. Sobald seine Spannung größer als das Potential auf der Basis von  $T2$  ist, steuert  $T2$  durch.  $T1$  steuert ebenfalls durch.  $C$  entlädt sich über  $R5$ , und an  $A$  kann ein negativer Impuls abgenommen werden. Ist  $C$  entladen, lassen sich mit  $R3$  Impulsfolgezeiten von 0,7...8 ms einstellen. Andere Impulsfolgezeiten können durch Vergrößern oder Verkleinern von  $C$  erreicht werden.

$T1$  = Basteltransistor aus Beutel 6,

$T2$  = 400-mW-Basteltransistor aus Beutel I,  $B \geq 50$ ,

$U_B = 6 \dots 12$  V,

Stromaufnahme: etwa 10 mA bei  $U_B = 12$  V,

Größe der Ausgangsimpulse: etwa 6 V bei  $U_B = 12$  V,

Impulsfolgezeit: 0,7...8,0 ms.

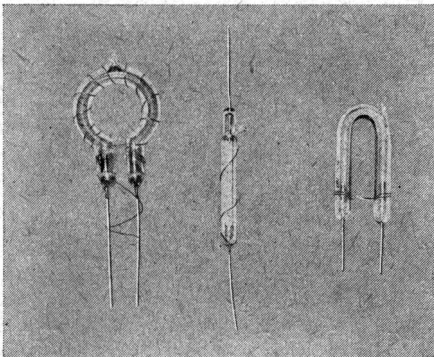
(Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.)

## Fortschritte der Elektronik bei Fotoblitzgeräten

Ing. Winfried Müller

Über Fortschritte zu berichten bedeutet zunächst Rückschau zu halten, um den weiten Weg der Entwicklung ermessen zu können. Das Elektronenblitzgerät entstand etwa im Jahre 1940 in den USA. In seiner Funktion als fotografische Lichtquelle ist die Elektronenblitzröhre das herausragende Bauelement. Zur Entwicklung der Leistungsfähigkeit trugen eine Reihe von Arbeiten von Wissenschaftlern aus mehreren Ländern bei, die in mehreren Jahrzehnten erschienen. Da die Elektronenblitzröhre als das wichtigste Bauelement eines Blitzgerätes anzusehen ist, sollen zu diesem Bauelement einige Informationen gegeben werden.

Elektronenblitzröhren bestehen aus röhrenförmigen, langgestreckten oder ringförmig gebogenen Glasgefäßen (Bild 1), die mit Edelgas gefüllt sind. Zwei vakuumdicht eingeschmolzene Elektroden bewirken die Energiezuführung aus dem Speicherkondensator bzw. dem «Blitzelektrolytkondensator». Die Entladungsgefäße werden aus Hartglas oder, wenn es sich um hochbelastete Elektronenblitzröhren handelt, aus Quarz hergestellt. Da die Zündung kapazitiv erfolgt, be-



*Bild 1  
Typische Bauformen von  
Elektronenblitzröhren  
des VEB Elektronische  
Spezialröhren Leipzig*

findet sich auf der Außenfläche der Röhren die Zündelektrode in Form eines leitenden Belags oder einer Zündwendel aus dünnem Draht.

Das Füllgas nimmt während des Stromdurchgangs – es findet eine Bogenentladung statt – einen sehr geringen Widerstand in der Größenordnung von 0,5 bis 10  $\Omega$  an. Die kurzzeitig (Blitzdauer) auftretenden Stromspitzen können im Bereich von 100...1000 A liegen. Das Elektrodenmaterial, das diese hohen Stromstärken weitgehend verträgt, besteht aus Wolfram oder wolframhaltigen Legierungen. Die in Verbindung mit dem Stromdurchgang auftretende Wärmebelastung der Elektronenblitzröhre bleibt ohne negative Auswirkung, da der Entladungsvorgang in einer sehr kurzen Zeitspanne (10  $\mu$ s...10 ms) abläuft und ein unerwünschter Wärmestau durch die Zwangspause, die zur Wiederaufladung des Blitzelektrolytkondensators benötigt wird, nicht zustande kommt.

Die durch die großen Ströme hervorgerufene Bogenentladung führt zur Emission des gewünschten weißen Lichtblitzes, dessen Spektrum mit einer Farbtemperatur von 5000...6000 K dem des Sonnenlichts ähnlich ist.

Im klassischen Elektronenblitzgerät (Bild 2) wird als Spannungsquelle ein Blei- oder Nickelcadmiumakkumulator verwendet. Die Batteriespannung wurde früher mit einem mechanischen Zerkleinerer in eine transformierbare Wechselspannung umgewandelt und nachfolgend wieder gleichgerichtet. Diese Gleichspannung in der Größenordnung von meist 500 V bewirkte die Aufladung des Blitzelektrolytkondensators  $C_L$ . Der Blitzelektrolytkondensator stellt für die Blitzröhre  $B_L$  die eigentliche Spannungsquelle dar, die nach erfolgter Blitzentladung jedesmal erneut aufgeladen werden muß. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß nach erfolgter Blitzabgabe am Blitzelektrolytkondensator eine nicht ungefährliche Restspannung erhalten bleibt.

Die Zündung der Blitzröhre  $B_L$  erfolgt kapazitiv durch einen Hochspannungsimpuls. Er wird erzeugt, indem sich der aufgeladene Zündkondensator  $C_Z$  bei kurzgeschlossenem Kamerasynchronkontakt über

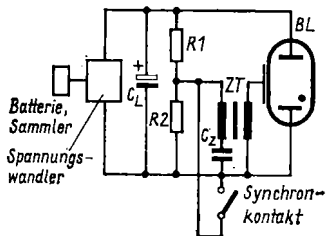


Bild 2  
Prinzipschaltbild eines Elektronenblitzgeräts

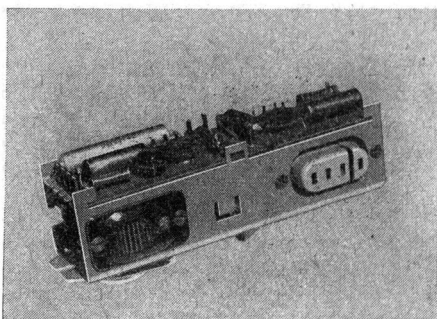
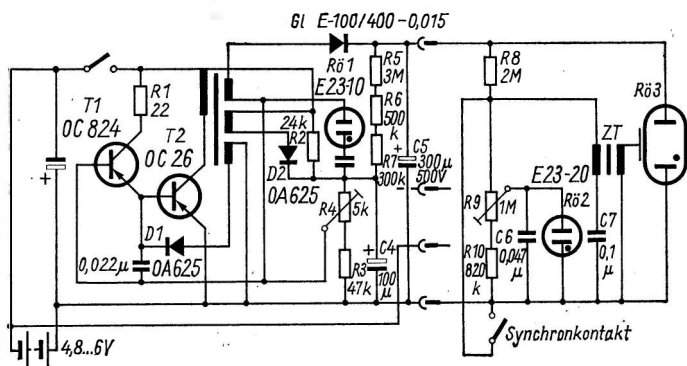


Bild 3  
Stromlaufplan  
des Transistorblitzgeräts  
elgatron

Bild 4  
Elektronikbaustein des  
Blitzgeräts elgatron

die Primärwicklung des Zündtransformators ZT entlädt. In der Sekundärwicklung wird dann die erforderliche Zündspannung induziert.

Aus diesem grundlegenden Funktionsprinzip hat sich auch an den elektronischen Blitzgeräten nichts geändert. Der Einzug der Elektronik in die Schaltungstechnik eines Elektronenblitzgeräts erfolgte bald nach der Bereitstellung geeigneter Transistoren. Als erstes, weil anfälligstes Bauteil, wurde der mechanische Zerhacker durch einen elektronischen Spannungswandler, den Transverter, ersetzt. Mit diesem Schritt wurde auch erstmals eine elektronische Schaltautomatik in einem Blitzgerät realisiert. Es handelt sich um eine Abschaltautomatik, die den Transverter zur Energieeinsparung abschaltet, wenn die Aufladespannung des Blitzelektrolytkondensators erreicht ist. Der Transverter schwang auch selbständig wieder an, wenn die Ladespannung auf einen bestimmten Wert abgefallen war. Der Span-

nungsabfall wird durch die Energieentnahme der Schaltautomatik und des Zündkreises mit der Kontrollglimmlampe hervorgerufen.

Mit der Einführung des elektronischen Spannungswandlers mit Abschaltautomatik verdiente ein auf diese Weise ausgestattetes Elektronenblitzgerät die Bezeichnung *elektronisches Elektronenblitzgerät*. In der DDR war dies das heute schon legendäre *elgatron*-Blitzgerät des VEB *Elgawa* Plauen [1]. Die Schaltung ist in Bild 3 wiedergegeben. Der Bauelementeaufwand und das von diesen beanspruchte Volumen ist, wie in Bild 4 zu ersehen, verglichen mit derzeitigen Konstruktionen, erheblich. Ein Elektronenblitzgerät dieser Art verlangte vom Fotografen, daß er, die Leitzahl des Geräts berücksichtigend, vor jeder Belichtung zur geschätzten Objektentfernung den richtigen Blendenwert errechnete und diesen am Objektiv einstellte.

Eine gewisse Erleichterung brachte der am Blitzgerät angebrachte Blendenrechner. Bei sich rasch ändernden Objektentfernungen wurde die schnelle und richtige Blendenwahl zu einem wichtigen Problem. Hierzu brachte eine von der Fa. *Honeywell* 1968 vorgestellte Schaltungskonzeption, die unter dem werbewirksamen Begriff *Computerblitz* bekannt und eingeführt wurde, eine wesentliche Bedienungs-erleichterung. Hinter diesem Schlagwort verbirgt sich eine elektronische Schaltung zur Lichtdosierung. Sie trägt zur wesentlichen Bedienungsvereinfachung beim Arbeiten mit einem Elektronenblitzgerät bei. Dem Anwender kommt lediglich die Aufgabe zu, am Blitzgerät eine einmalige, die Filmempfindlichkeit berücksichtigende Einstellung und an der Kamera eine bestimmte, ebenfalls einmalige Blendeneinstellung vorzunehmen. Dem Fotografen verbleibt in der Folgezeit nur noch die Aufgabe, die Entfernungseinstellung (Scharfeinstellung nach Sucherbild bei Spiegelreflexkameras) zur Erzielung einer optimalen Bildschärfe manuell vorzunehmen.

Die Funktion eines elektronischen Blitzgeräts mit Lichtdosierung erklärt sich folgendermaßen. Der durch den Kamerakontakt ausgelöste Blitz beleuchtet das zu fotografierende Objekt. Das von diesem reflektierte Licht wird durch ein lichtempfindliches Bauelement aufgenommen und als elektrische Größe einem Regelkreis zugeführt. Dieser Regelkreis steuert den Löschkreis an, allgemein Quenchkreis genannt. Durch den Löschkreis wird die Bogenentladung der Blitzröhre vorzeitig gelöscht. In der Praxis handelt es sich bei dem Quenchkreis um eine Regel- und Zündschaltung in Verbindung mit einer zweiten Blitzröhre, der Quenchröhre. Diese spezielle Blitzröhre ist im Innern des Blitzgerätes untergebracht und der Nutzblitzröhre parallelgeschaltet. Die Quenchröhre wird zum geeigneten Zeitpunkt durch den Regel- und Zündkreis gezündet und übernimmt die im Blitzelektrolytkondensator vorhandene Energie. Zum Zeitpunkt der Energieübernahme durch die Quenchröhre erlischt die Nutzblitzröhre.

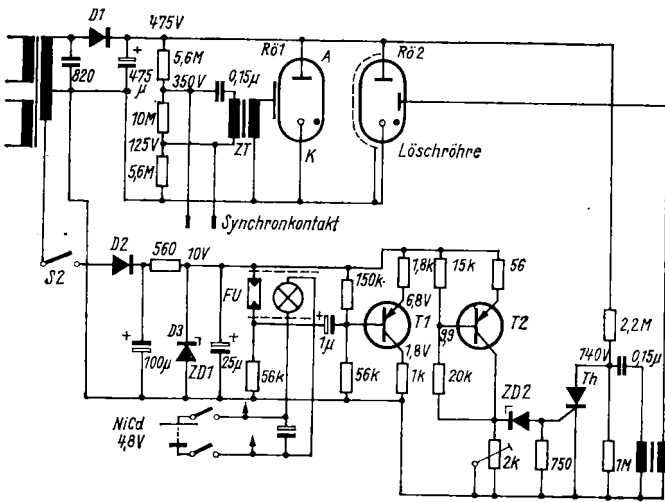


Bild 5 Stromlaufplan eines Blitzgeräts mit Lichtdosierung und Löschröhre

Bild 5 zeigt eine Schaltung [2] mit Lichtdosierung durch Quenchröhre. Die Quenchröhre bedingt einen zweiten Hochspannungszündkreis. Dieser Aufwand und insbesondere die Empfindlichkeit der Quenchröhre gegenüber elektrischen Feldern (nichtbeabsichtigte Zündung) führten zu Bestrebungen, das der Technologie nach klassische Bauelement Quenchröhre durch Thyristoren zu ersetzen. Da, wie eingangs erwähnt wurde, die auftretenden Stoßströme bis zu 1000 A betragen können, sind an diese großen Strom übernehmenden Thyristoren besondere bauelementespezifische Anforderungen zu stellen. Bild 6 zeigt die Schaltung [3] eines Blitzgeräts mit Lichtdosierung durch Thyristoren. Den Lichtdosierungsschaltungen, sowohl mit Löschröhre als auch mit Thyristoren, ist gemein, daß der überschüssige Teil der im Blitzelektrolytkondensator gespeicherten Energie verlorengeht.

Computerblitzgeräte der höheren Preisklassen verfügen nun über eine erweiterte Schaltungskonzeption, die diese Energievergeudung vermeidet. Dem Blitzelektrolytkondensator wird in solchen Schaltungen nur soviel Energie entnommen, wie die Lichtdosierungsschaltung zuläßt. Nach erfolgter Blitzauslösung wird der Blitzelektrolytkondensator auf den Sollwert automatisch nachgeladen. Diese Methode trägt wesentlich zur ökonomischen Ausnutzung des Batteriesatzes bei. Die Funktion der Lichtdosierungsschaltung wird im Zu-

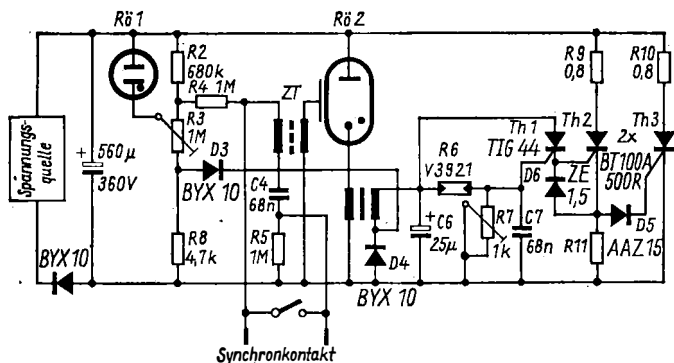


Bild 6 Stromlaufplan eines Blitzgeräts mit Lichtdosierung und Löschthyristor (OPTATRON 420 C)

sammenhang mit der Funktionsbeschreibung der nachfolgend erwähnten Gerätekategorie erläutert.

Blitzgeräte mit Lichtdosierung verfügen neuerdings über die Möglichkeit, mit einem vorab ausgelösten Meßblitz zu prüfen, ob unter den vorliegenden Verhältnissen und Einstellwerten eine ausreichende Exponierung des Filmes möglich ist. Anzeigt wird das positive Meßergebnis durch Aufleuchten einer Signallampe. Im negativen Fall muß die Kamera mit dem Blitzgerät dem zu fotografierenden Objekt nähergebracht oder es muß eine größere Blendenöffnung gewählt werden. Diese zusätzliche Meßeinrichtung erweist sich besonders wertvoll beim Arbeiten mit indirekt wirksam werdendem Blitzlicht, dem *bounce-light*. Das durch einen Schwenkreflektor gegen die Raumdecke gerichtete Licht führt zu einer milden diffusen Lichtführung, wodurch z. B. harte Schlagschatten vermieden werden. Die Schaltung [4] in Bild 7 gibt den derzeitig bekannt gewordenen Stand der *Computerblitztechnik* wieder. Kennzeichnend sind

- energiesparende Löschautomatik,
- Meßblitztechnik (Belichtungskontrolle durch Meßblitz),
- Anwendung des Durchflußwandlerprinzips zur Erzeugung der Betriebsspannung.

Ausgehend von einem aufgeladenen Blitzkondensator C3, wird die Zündung der Blitzröhre durch die in der Sekundärwicklung I des Zündtransformators ZT induzierten Hochspannung eingeleitet. Die Blitzröhre wird anfänglich über den Widerstand R10 leitend, da zu diesem Zeitpunkt der Thyristor Th1 noch gesperrt ist. Der dabei an R10 auftretende Spannungsimpuls bewirkt die Einleitung mehrerer



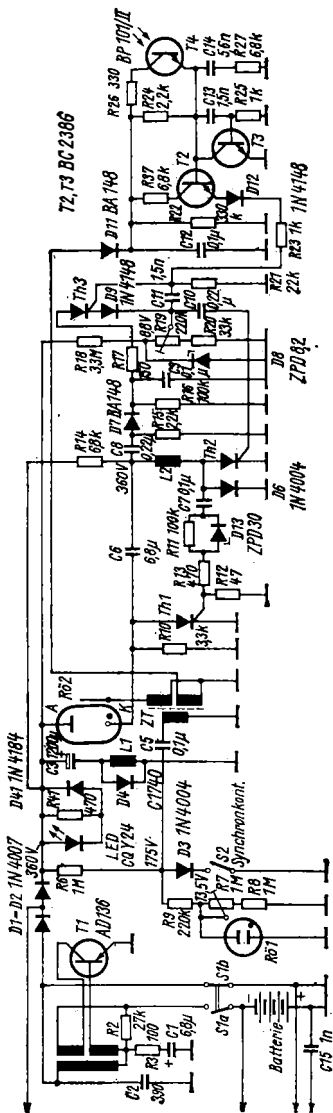


Bild 7 Stromlaufplan eines Blitzgeräts mit energiesparender Lichtdosierung und mit Meßblitz (Mecablitz 40 CT 1)

Vorgänge. Zunächst werden dem Thyristor Th1 die Spannungen zur Verfügung gestellt, die seine Zündung ermöglichen. Sowohl an der Anode als auch am Gate, in diesem Fall über die Induktivität  $L1$ , wird eine positive impulsförmige Spannung bereitgestellt, die zur Zündung des Thyristors führt. Die durch  $R10$  gebremste Entladung der Blitzröhre übernimmt nunmehr der Thyristor. Der niederohmige Strompfad führt zum lawinenhaften Anstieg des Stromes durch die Blitzröhre, als dessen Folge der bekannte Lichtblitz erzeugt wird. Bevor es aber zur Zündung von Th1 kommt, gelangt der an  $R10$  hervorgerufene Impuls über  $C6$ ,  $C8$ ,  $D7$  an  $C9$  und lädt diese auf. Die Kapazität  $C9$  wirkt als Spannungsquelle für den Löschthyristor Th2.

Aus der Sekundärwicklung II wird die Lichtdosierungsschaltung hergeleitet. Mit dieser schaltungstechnischen Maßnahme arbeitet die Regelschaltung erst zu dem Zeitpunkt, da der eigene Lichtblitz ausgesendet wird. Eine vorzeitige Beeinflussung der Lichtdosierungsschaltung durch Fremdblitz läßt sich damit verhindern. Die bei diesem Vorgang sprunghaft an  $C2$  auftretende Betriebsspannung führt zum kurzzeitigen (etwa  $15 \mu s$ ) Durchschalten von T3. Über T3 wird der Kondensator  $C_p$  kurzgeschlossen, um eine noch vorhandene, die folgende Messung dann verfälschende Restladung abzuführen. Das vom Objekt reflektierte Licht nimmt der Fototransistor  $T_p$  auf. Er wird dadurch leitend und beginnt die Meßkapazität  $C_p$  aufzuladen. Der Ladevorgang wird beendet beim Erreichen eines durch  $R19$  einstellbaren Schwellwerts (Filmempfindlichkeit). Bei sehr hellen Objekten ist dieser Ladevorgang in kürzerer Zeit beendet als bei solchen Objekten, die wenig Licht zurückwerfen. Kommt es aber zur Überschreitung des Schwellwerts, wird die vorzeitige Abschaltung der Blitzröhre eingeleitet. Der Transistor T2 beginnt Strom zu führen, worauf Th3 durchschaltet. Über Th3 entlädt sich der zuvor aufgeladene Kondensator  $C9$ . Der dabei im Katodenkreis entstehende positive Spannungssprung gelangt über  $C10$  an das Gate des Löschthyristors Th2. Über diesen und  $L2$  wird schlagartig der über  $R41$  und  $R14$  aufgeladene Löschkondensator  $C6$  entladen. Die dabei einsetzende Umladung von  $C6$  führt zu einem an der Anode des Thyristors Th2 sich einstellenden negativen Potential gegenüber Masse. Der Thyristor Th1 verlischt. Durch die Potentialabsenkung kann es nicht zur Stromunterbrechung in der Blitzröhre kommen, da dieser Vorgang gleichbedeutend dem eines Spannungsanstiegs ist. Der Strom der Blitzröhre fließt nunmehr über  $C6$  und den Thyristor Th2. Der Kondensator und damit die Katodenseite der Blitzröhre erhalten ein ansteigendes positives Potential.

Mit diesem Vorgang verringert sich ständig die Potentialdifferenz über der Blitzröhre. Der Aufladevorgang ist beendet, wenn das Spannungspotential von  $C6$  annähernd das momentane Niveau des

Blitzelektrolytkondensators und damit auch die Löschspannung der Blitzröhre erreicht hat. Nach dem Verlöschen der Blitzröhre erfolgt über  $R10$  und  $R14$  eine endgültige Potentialangleichung von  $C6$  an  $C3$ . Der Stromdurchgang durch  $Th2$  wird beendet, indem die Anode durch den sich entladenden Kondensator  $C7$  einen negativen Impuls erhält. Nach der Löschung der Blitzröhre wird durch den Spannungswandler sowohl der Blitzelektrolytkondensator als auch der Löschkondensator  $C6$  auf- bzw. nachgeladen. Der Aufladevorgang für  $C6$  fließt nämlich über  $R14$  und  $R41$ . Solange der an  $R41$  hervorgerufene Spannungsabfall gleich oder größer der Flußspannung von  $U_f \approx 1,6$  V der Lichtemitterdiode ist, leuchtet diese. Diese Information bedeutet, daß die für die Belichtung eines Filmes vorliegenden Lichtverhältnisse ausreichend sind. Ungünstige Lichtverhältnisse liegen dann vor, wenn das auf den Fototransistor einfallende Licht nicht ausreicht, die Lichtdosierungsschaltung in Funktion zu setzen. Damit entfällt auch die Aufladung von  $C6$ . Es fließt kein Strom über  $R14$  und  $R41$ . Durch den an  $R41$  ausbleibenden Spannungsabfall kann LED nicht aufleuchten.

Im folgenden wird einiges zum Trend bei der Stromversorgung und zur Spannungserzeugung in elektrischen Blitzgeräten beschrieben. Die Anwendung des Durchflußwandlers als Spannungswandler hat sich bei allen Varianten elektronischer Blitzgeräte, unabhängig vom schaltungstechnischen Ausstattungsgrad, allgemein durchgesetzt. Die Gründe hierfür sind einfache und daher preisgünstige Schaltungen mit wenigen Bauelementen, die wenig Platz beanspruchen und damit der Forderung nach einem Kompaktgerät entgegenkommen.



*Bild 8  
Batterie- und Netzblitz-  
gerät SL 4, VEB  
Elgawa Plauen*

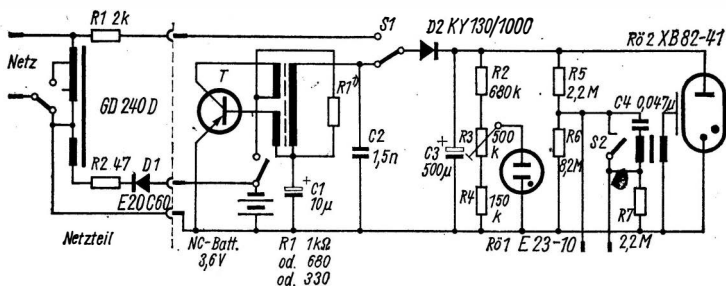


Bild 9 Stromlaufplan des Blitzgeräts SL 4, VEB Elgawa Plauen

Die Stromaufnahme des Durchflußwandlers verhält sich wie die des Blitzelektrolytkondensators. Von hohen Anfangswerten zu Beginn des Ladevorgangs ausgehend, verringert sich der Strom beim Erreichen des Sollwerts der Ladespannung auf einen Minimalwert. Der restliche, ständig fließende Strom deckt Verluste und lädt den Blitzelektrolytkondensator nach. Dieses Konzept ergibt bei minimalem Bauelementeaufwand eine Energiesparschaltung, die für batteriebetriebene Geräte wichtig ist (Bild 8).

Das Blitzgerät SL 4 des VEB Elgawa Plauen ist mit einem Durchflußwandler ausgerüstet. Die Schaltung in Bild 9 zeigt, daß diese Gerätekonzeption, obwohl mit Nickel-Kadmium-Sammlern aus-

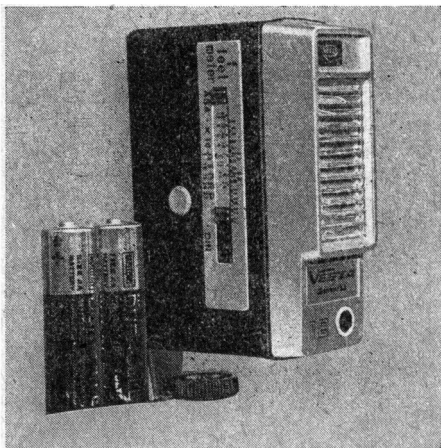
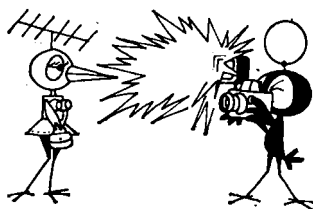


Bild 10  
Kompaktblitzgerät  
Emerald der Fa. Vesta

gestattet und auch für Netzbetrieb ausgelegt, hinsichtlich der elektronischen Ausrüstung dem unteren Standard einzuordnen ist. Bild 10 zeigt ein gleichwertiges Erzeugnis aus Japan, aber nur für Trockenbatteriebetrieb.

Bei der Betrachtung der verschiedensten Fabrikate fällt die weitgehende Abkehr von NK-Sammlern auf. In nahezu allen Modellen bekannter Firmen werden Trockenbatterien des Typs R 6 als Spannungsquelle verwendet. Das wirkt sich günstig auf den Preis eines Blitzgeräts aus. Es entfällt mit den teuren NK-Sammlern auch das für diese unerläßliche Ladegerät. Aber auch andere Vorteile sind nicht von der Hand zu weisen, zumal sie doch recht praktische Bedeutung haben. Der durch Trockenbatterien netzunabhängige Betrieb dieser Geräte sichert eine stetige Betriebsbereitschaft auch in solchen Bereichen, wo sonst eine Netzsteckdose zur Nachladung erschöpfter Sammler und zur weiteren Aufrechterhaltung des Blitzbetriebs erforderlich wäre. Erschöpfte Trockenbatterien sind hingegen rasch



ausgewechselt und zum anderen überall leicht erhältlich. Da Blitzgeräte dieser Kategorie nur sporadisch zum Einsatz kommen, entfällt die kontinuierliche Pflegeladung von NK-Sammlern. Das Leistungsvermögen moderner Trockenbatterien (Alkali-Mangan-Zellen) wird in nachstehender Aufstellung gezeigt, entnommen einschlägigen Prospekten:

Blitzgeräte ohne Lichtdosierung	etwa 140 Blitze,
Blitzgeräte ohne energiesparende Lichtdosierung	etwa 140 Blitze,
Blitzgeräte mit energiesparender Lichtdosierung	etwa 140...600 Blitze.

Abschließend bleibt zu erwähnen, daß größere, mit NK-Sammlern ausgestattete Blitzgeräte, anfangs mit Schnelladeschaltungen (3...4 Stunden) ausgestattet, nunmehr über Schnellst- oder Rapidladeschaltungen verfügen, die innerhalb einer Ladestunde wieder eine begrenzte Blitzzahl ermöglichen.

Die gesamte dargestellte Technik findet selbstverständlich auch in professionellen Blitzgeräten Anwendung, wobei diese Gerätekategorie hinsichtlich der Ausstattung den Bedürfnissen der Berufsfotografen angepaßt ist und demnach auch voluminöser ausfallen können.

#### Literatur

- [1] *Fugmann, F.*: «elgatron» – ein Blitzgerät mit Transistoren, radio und fernsehen 10 (1961) Heft 6, Seite 184
- [2] *Limann, O.*: Fortschritte in der Elektronenblitztechnik, Elektronik (1968) Heft 5, Seite 137 bis 140
- [3] *Dennewitz, R.-D.*: Ein Elektronenblitzgerät mit automatischer Lichtdosierung über Thyristoren, Elektronik (1970) Heft 7, Seite 241 bis 243
- [4] *Limann, O.*: Fotoblitzgeräte mit energiesparender Löschautomatik, Elektronik (1976) Heft 6, Seite 73 bis 76
- [5] *Krause, G./Keiner, F.*: Linearisierungsschaltung für Fototransistoren in Blitzgeräten, Elektronik (1975) Heft 3, Seite 92 bis 93
- [6] *Krause, G./Keiner, F.*: Computer-Blitzgeräte stark vereinfacht, Elektronik (1975) Heft 4, Seite 107
- [7] *Kleffe, H.*: Entwicklungstrends moderner Blitzlichttechnik, Fotografie 29 (1975) Heft 9, Seite 35 bis 37
- [8] *Kleffe, H.*: Entwicklungstendenzen der Technik und Anwendung von Blitzlicht, Bild und Ton 29 (1976) Heft 2, Seite 47 bis 53
- [9] Prospekte der Firmen VEB Elgawa Plauen, VEB Elektronische Spezialröhren Leipzig, BRAUN, Metz, BAUER, Vesta

## Wir klären Begriffe

### CODEIMPULS



Der sowjetischen Wissenschaft und Technik gelangen mit den interplanetaren, automatischen Stationen *Venus-9* und *Venus-10*, die mehr als 300 Millionen Kilometer überwand, hervorragende Erfolge bei der Erforschung der Venus. Die Orbitalsektionen dieser Stationen, die auf eine Kreisbahn um die Venus gebracht wurden, sind die ersten künstlichen Trabanten dieses Planeten. Die Landeapparate landeten weich auf der beleuchteten, aber von der Erde aus nicht sichtbaren Oberfläche der Venus.

Erstmalig konnten Fernsehbilder von der Venusoberfläche übertragen und die den Planeten umgebende Wolkenhülle erforscht werden. Durch dieses Experiment erhielt die Wissenschaft neue Angaben über die Zusammensetzung der Venusatmosphäre, ihre Temperatur, den Druck, wurde die Helligkeit an der Venusoberfläche gemessen, die Oberflächenbeschaffenheit erforscht und die Windgeschwindigkeit bestimmt.

Diese herausragenden Erfolge der sowjetischen Kosmonautik waren in hohem Maße nur möglich dank vervollkommneter funkelektronischer Mittel, die sowohl auf der Erde als auch in den interplanetarischen Stationen eingesetzt werden konnten.

Zweiseitige Nachrichtenverbindungen mit den kosmischen Apparaten über Entfernungen von etwa 100 Millionen Kilometer hielt das Zentrum für kosmische Fernverbindungen (ZDKS) zuverlässig. Von diesem Zentrum aus erfolgte die Begleitung der automatischen Stationen auf ihrem Flug, wurden die Bahnparameter überwacht, die Korrekturkommandos gegeben und die Steuerung der komplizierten elektronischen Bordsysteme vorgenommen.

Über die Funkkanäle gelangten vielseitige wissenschaftlich-technische Informationen und Daten über den Betrieb der Bordsysteme sowie Werte über die Orientierung der Station nach der Sonne und einem Stern als Festpunkt zur Erde. Die telemetrischen Angaben von Bord der kosmischen Apparate wurden über einen Funkkanal zusammen mit den Bahnmeßdaten übertragen. Die gemeinsame Über-

tragung von Signalen war nur durch komplizierte Modulationsarten mit zeitlicher Verteilung der Information zu realisieren, die ihre Bewährungsprobe während des Flugs der Stationen und bei der Übertragung von Fernsehbildern von der Venusoberfläche voll bestanden haben.

Die Nachrichtenverbindungen mit den Stationen *Venus-9* und *Venus-10* wurden im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich aufrechterhalten. Dabei diente der Dezimeterwellenbereich dazu, Kommandos von der Erde an die Stationen zu senden und Informationen mit geringer Übertragungsgeschwindigkeit von ihnen zu empfangen. Im Zentimeterwellenbereich wurden vornehmlich Informationen mit hoher Übertragungsgeschwindigkeit von den Stationen gesendet.

Das Zentrum für kosmische Fernverbindungen nahm mit *Venus-9* und *Venus-10* während der Landung mehr als 90mal Verbindung auf. Die funktechnischen Anlagen des Zentrums für kosmische Fernverbindungen bestehen aus großen Antennenfeldern, leistungsfähigen Sendern, hochempfindlichen Funkempfängsgeräten und umfangreicher Rechentechnik.

Die Funksysteme des Zentrums für kosmische Fernverbindungen wurden unter Berücksichtigung charakteristischer Besonderheiten für kosmische Fernverbindungen aufgebaut. Es ist bekannt, daß die Entfernung zwischen den sendenden und empfangenden Stationen sich ununterbrochen verändert und infolgedessen durch den *Doppler-Effekt* eine Frequenzverschiebung entsteht. In den Funkgeräten des Zentrums für kosmische Fernverbindungen wurden deshalb spezielle Vorrichtungen eingesetzt, die einen sogenannten *Doppler-Korrekturwert* bei der Frequenzsuche des Signals erzeugten.

Gleichzeitig wurden die zeitlichen Ausbreitungsbedingungen der elektromagnetischen Wellen berücksichtigt. Bei großen Entfernungen ergibt sich eine Zeitverzögerung des Signals. Diese ist proportional der Entfernung der Objekte. Die Zeitverzögerung des Signals betrug z. B. bei der Landung des Landeapparats auf der Venusoberfläche 285 s. Das Lenk- und Begleitsystem für die kosmischen Stationen richtete, nach einem von Rechengeräten bestimmten Programm, unter Berücksichtigung der Ausbreitungszeit der elektromagnetischen Wellen, die entsprechenden Antennen auf den jeweils vorgegebenen Punkt im Raum.

Große Schwierigkeiten bereitete der Empfang von Signalen, die über eine Entfernung von mehreren Millionen Kilometern zur Erde gelangten und einen niedrigen Pegel aufwiesen. Um das Nutzsignal auszufiltern, wurden die empfangenen Signale verstärkt und anschließend nach mehrfachen Umwandlungen mit Rechengeräten dechiffriert und auf Fernsehbildschirmen abgebildet.

Während des Flugs der automatischen Stationen *Venus-9* und



*Venus-10* war es für Bahnkorrekturen erforderlich, ständig die genauen Koordinaten der Venus zu kennen. Es genügt, wenn daran erinnert wird, daß man für eine erfolgreiche weiche Landung und das Einfliegen von künstlichen Satelliten um die Venus einen Korridor von insgesamt 200 km Breite passieren muß (Bild 4).

Diese technisch schwierige Aufgabe wurde mit funktechnischen Methoden zur Entfernungsbestimmung gelöst. In den Pausen zwischen den Verbindungsaufnahmen mit den Stationen *Venus-9* und *Venus-10* erfolgte eine Radar-Ortung der Venus mit dem Planetenfunkmeßgerät des Instituts für Funktechnik und Elektronik der Akademie der Wissenschaften der UdSSR, das sich ebenfalls im Zentrum für kosmische Fernverbindungen befindet. Einen vereinfachten Übersichtsstromlaufplan von diesem Funkmeßgerät (Radargerät) zeigt Bild 1.

Wie wurde die Entfernung zur Venus bestimmt? Das Funkmeßgerät strahlte in Richtung Venus ein Signal von äußerst hoher Fre-

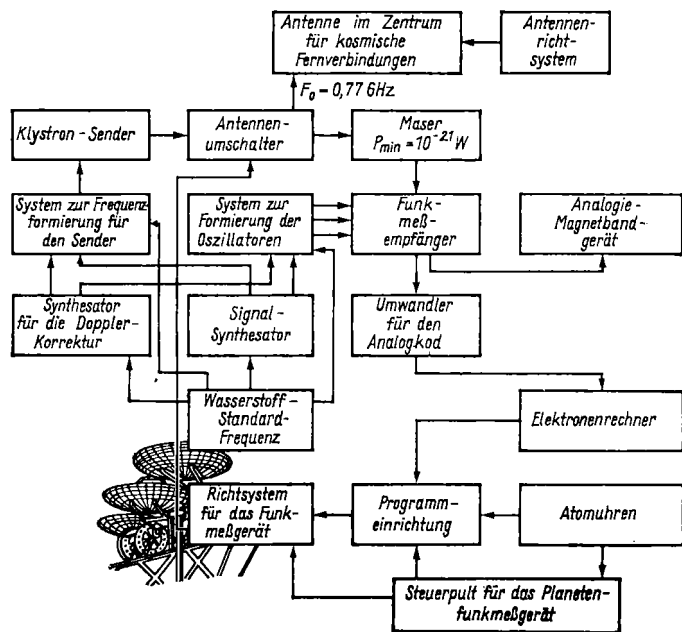


Bild 1 Übersichtsschaltplan des Planetenfunkmeßgerätes zur Radarortung der Venus

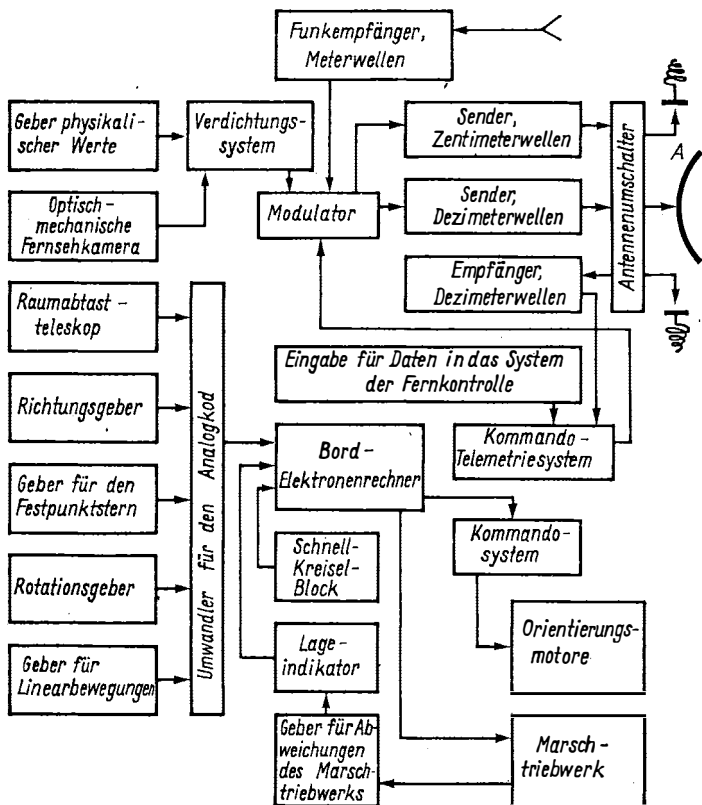


Bild 2 Übersichtsschaltplan der funktechnischen Ausrüstung der kosmischen Stationen Venus-9 und Venus-10

quenzstabilität ( $\Delta F/F_0 = 10^{-10}$ ) aus. Die Trägerfrequenz ( $F_0 = 0,77$  GHz) wurde linear frequenzmoduliert. Die Strahlungsleistung, die auf der Planetenoberfläche auftraf, betrug etwa 5 W. Ein Teil der elektromagnetischen Energie wurde von der Oberfläche reflektiert und gelangte zurück zur Empfangsantenne. Die Laufzeit des Signals vom Sender zum Planeten und zurück wurde mit hoher Genauigkeit durch eine Programmvorrichtung bestimmt, die im Moment der Ankunft des reflektierten Signals auf der Erde den Funkmeßempfänger

einschaltete. Die Empfindlichkeit des Funkmeßempfängers wurde durch die Empfindlichkeit eines quanten-paramagnetischen Verstärkers (Masers) im Empfängereingang bestimmt und betrug  $10^{-21}$  W.

Da das reflektierte Signal infolge des *Doppler*-Effekts eine Frequenzverschiebung erfahren hatte, wurde dem Oszillator eine prognostizierte Korrektur zugeführt. Das empfangene Signal gelangte nach mehrfacher Umwandlung zur weiteren Verarbeitung in einen Elektronenrechner. Die Entfernung zur Venus wurde mit einer Genauigkeit von  $\pm 0,5$  km bestimmt.

Woraus bestand die funktechnische Ausrüstung der kosmischen Stationen *Venus-9* und *Venus-10*? Einen Übersichtsstromlaufplan des entsprechenden Komplexes zeigt Bild 2. Sie umfaßte Miniatursender und -empfänger für den Dezimeter-, Zentimeter- und Meterwellenbereich. Im Meterwellenbereich wurde die Nachrichtenverbindung zwischen den Orbitalsektionen und den Landeapparaten aufrechterhalten. Weiterhin gehörten zur Bordausrüstung ein Elektronenrechner, Magnetspeichergeräte und vielfältige Systeme zur automatischen Kontrolle. Außerdem waren die Stationen mit unterschiedlichen Gebern ausgestattet, die ihre Lage im Raum und viele physikalische Vorgänge kontrollierten, die außerhalb und innerhalb der Stationen abliefen.

Die Signale von den Gebern werden in kodierter Form in eine Verdichtungseinrichtung eingegeben, in der aus den Einzelsignalen ein Gruppensignal formiert wird. Anschließend gelangt das Gruppensignal in den Modulator des Senders und wird dann über die Antennen in Richtung Erde abgestrahlt.

An Bord der interplanetaren, automatischen Stationen sammelte sich während des Flugs eine große Menge unterschiedlicher Informationen an. Im Interesse einer ökonomischen Nutzung der Elektroenergie und für eine hohe Störfestigkeit der Nachrichtenkanäle wurden die Informationen von der Erde jeweils abgefragt. Während der übrigen Zeit, darunter auch, wenn sich die Station außerhalb der Funksicht befand, gelangten die an die Station gerichteten Informationen in einen Speicher, der auf magnetischer Basis arbeitete. Die Prüfgeschwindigkeit bei der Informationsübertragung und die Speichergeschwindigkeit konnte man von der Erde sowie auf Kommando von der Bordautomatik verändern.

Große Aufmerksamkeit schenkte man der Antennenauswahl für die interplanetaren Stationen. Jede von ihnen hatte zwei Spiralantennen für den Dezimeterwellenbereich, eine scharf bündelnde Parabolantenne für den Zentimeterwellenbereich und zwei relativ schwach bündelnde Antennen für den Meterwellenbereich. Der gesamte funktechnische Komplex arbeitete in einem automatischen Betriebssystem.

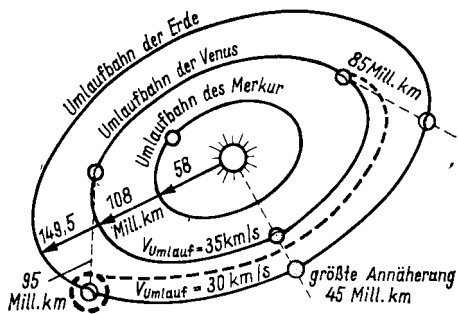


Bild 3

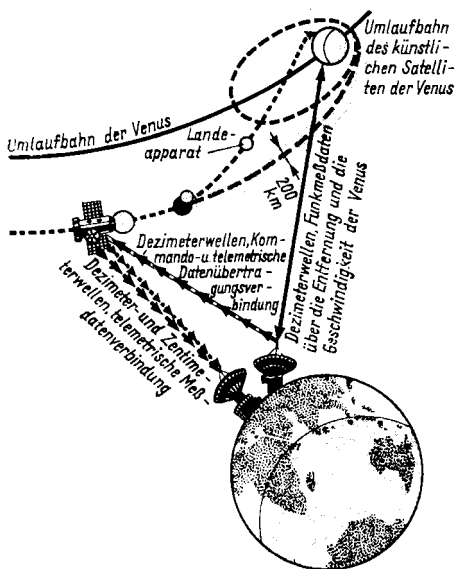
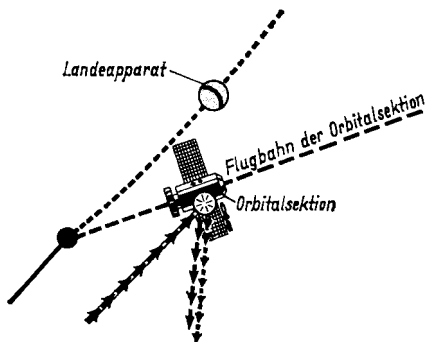


Bild 4

Nachrichtenverbindung der interplanetaren, automatischen Station mit dem Zentrum für kosmische Fernverbindungen (ZDKS)



*Trennung der interplanetaren, automatischen Station in den Landeapparat und die Orbitalsektion*

*Bild 5*

Der Flug der interplanetaren Stationen verlief in einzelnen Etappen. In allen Etappen entschied über die Lösung wichtiger Aufgaben die Nachrichtenverbindung. Besonders in der abschließenden Phase nahm ihre Bedeutung noch zu. Nachdem die Stationen den Einflugkorridor passiert hatten, trennten sie sich in die Orbitalsektion OS und den Landeapparat LA (Bild 5). Mit der Orbitalsektion wurde ununterbrochen Verbindung von der Erde aus gehalten. Nach einer Bahnkorrektur verwandelte sich die Orbitalsektion in einen künstlichen Satelliten der Venus mit einer Minimalentfernung von ihrer Oberfläche von 1500 km. Beim Einflug der Orbitalsektion «hinter» die Venus setzte die Nachrichtenverbindung bis zum erneuten Eintritt in die Funksichtzone aus.

Mit dem Landeapparat, der sich weiter in Richtung Venus bewegte, bestand keine Nachrichtenverbindung. Der Landeapparat war von einer kugelförmigen Schutzhülle umgeben. Beim Eintauchen in die dichteren Schichten der Atmosphäre wurde die Schutzhülle bis zu plus 12000 °C aufgeheizt. Durch eine vorherige Kühlung überstieg die Temperatur innerhalb des Landeapparats nicht die zulässige Norm.

Das Abbremsen der Landeapparate in der Venusatmosphäre erfolgte in vier Etappen. In den ersten drei Etappen wurden Bremsfallschirme eingesetzt. In 60 km Höhe wurde die Schutzhülle abgeworfen, und der funktechnische Bordkomplex begann Informationen an die Orbitalsektion zu senden (Bild 6). In 50 km Höhe wurde die vierte Bremsetappe mit einem aerodynamischen Schild eingeleitet.

Die Orbitalsektion befand sich zu dieser Zeit in Funksicht mit der Erde und begann mit der Funkübertragung von Daten, die der Landeapparat über den Betrieb der unterschiedlichen Systeme, den Abstieg

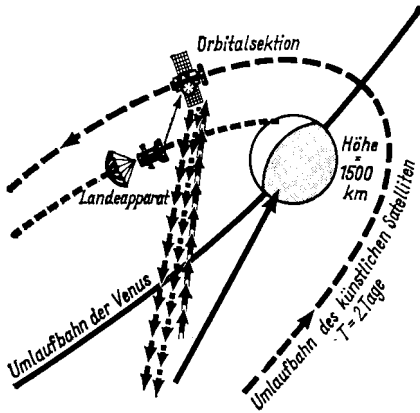


Bild 6  
Nachrichtenverbindung des Landeapparats mit der Erde über den Retranslator an Bord der Orbitalsektion während der Landung

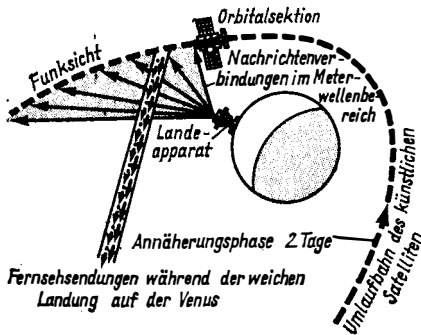


Bild 7

und weitere wissenschaftliche Informationen sendete. Die im Meterwellenbereich von der Orbitalsektion empfangenen Signale wurden in den Dezimeterwellenbereich umgesetzt und zur Erde gesendet. In der Orbitalsektion erfolgte gleichzeitig mit der Funkübertragung der Signale ihre Speicherung in einer gesonderten Vorrichtung.

Eine sehr wichtige Etappe der Erforschung des Planeten Venus war die weiche Landung des Landeapparats und die Sendung von Informationen über die Beschaffenheit der Venusoberfläche zur Erde

(Bild 7). Erstmals gelang es, die Venusoberfläche aus der Nähe zu «sehen» und charakteristische Elemente ihres Reliefs zu erkennen. Diese Aufgabe wurde mit einem kosmischen Fernsehsystem gelöst, das an Bord des Landeapparats installiert war.

Ein gewöhnliches Fernsehbild beansprucht ein breites Frequenzband (bis zu 6,5 MHz). Um ein solches Signal von der Venus zu senden, wäre ein leistungsfähiger Sender erforderlich gewesen. Das war aber auf Grund der begrenzten Kapazität der Bordstromquellen nicht möglich. Die Bandbreite, die ein Fernsehsignal einnimmt, ist proportional der Übertragungsgeschwindigkeit der Information. Die Bandbreite verringert sich also, wenn der Abtaststrahl das «Bild» langsamer abtastet. Dabei sinkt gleichzeitig die erforderliche Leistung für die Informationsübertragung.

Auf dem Landeapparat war eine Panoramafernsehkamera installiert, die nach dem optisch-mechanischen Übertragungsverfahren arbeitete. Sie zeichnet sich durch hohe Betriebssicherheit unter komplizierten Bedingungen aus. Als lichtempfindliches Element diente in der Kamera ein Fotoelektronenvervielfacher. Durch optische und mechanische Baustufen, die die Lichtstrahlen sammelten und ablenkten, wurde Punkt für Punkt der Umgebung des Landeapparats abgetastet. Das gesamte Panorama wurde in 514 Zeilen mit je 115 Punkte zerlegt. In den Pausen zwischen den Fernsehbildern gelangten telemetrische Informationen über gemessene Parameter der Umgebung zur Erde.

Der Landeapparat *Venus-9* arbeitete unter schwierigen Bedingungen 53 min und *Venus-10* 65 min. Erstmals in der Geschichte sandten sie Bilder von der Oberfläche der Venus zur Erde.

Zum Forschungsprogramm der Orbitalsektionen gehören unterschiedliche Untersuchungen, darunter auch die Ausbreitung von elektromagnetischen Wellen in der Venusatmosphäre. Die Forschungen werden nach der Zwei-Frequenz-Methode im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich durchgeführt. Fortgeführt wird auch die Erforschung der wolkenartigen Umhüllung des Planeten. «Der erfolgreiche Flug der automatischen Stationen *Venus-9* und *Venus-10*», sagten *L. I. Breshnew*, *N. W. Podgorny* und *A. N. Kossygin* in einem Grußschreiben an die Wissenschaftler, Konstrukteure, Ingenieure, Techniker und Arbeiter sowie an alle Kollektive und Organisationen, die an der Schaffung und dem Start der interplanetaren automatischen Stationen beteiligt waren, «ist ein großer Sieg der sowjetischen Wissenschaft und Technik, ein gewaltiger Beitrag zur internationalen Wissenschaft, der große Bedeutung für die gesamte Menschheit hat.»

Aus RADIO, Heft 4/1976  
Übersetzung: W. Krüger

# Zur Problematik der Begriffsbestimmung «Elektronik» und zum Verhältnis der Elektronik zur Elektrotechnik

Dr. paed. Lothar König

Mit der Erfindung der Elektronenröhre und ihrer industriellen Fertigung ab etwa 1920 erhielten viele Teilgebiete der Elektrotechnik ein neues Gesicht. Es konnten sowohl bereits mit anderen Mitteln realisierte Funktionen, wie beispielsweise die Erzeugung elektrischer Schwingungen und elektromagnetischer Wellen, technisch besser und vor allem ökonomischer als auch vollkommen neue Funktionen, wie die Verstärkung von Wechselspannungen beliebiger Frequenzen, verwirklicht werden. Mit der immer breiteren Anwendung der Elektronenröhre entstand der Begriff der *Elektronik*, der heute zu einem festen Bestandteil der natürlichen Sprache und der wissenschaftlichen Fachsprache geworden ist. Wortschöpfungen wie *Funkelektronik*, *Innere Halbleiterelektronik* usw. spiegeln diese Anwendungsbreite wider, ohne zur eindeutigen Begriffsbestimmung oder zur Klärung der Beziehungen zwischen Elektrotechnik und Elektronik beizutragen.

## 1. Versuch einer Bestimmung des Begriffs Elektronik

Die unterschiedlichen Auffassungen zum Begriff *Elektronik* in der Literatur machen es auf alle Fälle dem Nichtelektroniker schwer, sich ein Urteil zu bilden. Sowohl hinsichtlich des Begriffsinhalts als auch bezüglich des Begriffsumfangs werden die verschiedenartigsten Meinungen geäußert. Eine stichprobenhafte Analyse der existierenden Definitionen oder Begriffsbestimmungen ergibt folgendes Bild:

- a) Man versucht, die Anwendungsgebiete zu umschreiben, ohne auf den Begriffsinhalt einzugehen, z. B.:  
«Die Einsatzmöglichkeiten der Elektronik reichen von der einfachen Motorsteuerung ... bis zu den Satelliten und dem Mondauto, das ... Bilder ... zur Erde sendet.» [1]
- b) Der Begriffsumfang wird auf bestimmte Arbeitsgebiete der Elektrotechnik reduziert:



«... unter dem Begriff der Elektronik (werden, der Verf.) all die Einrichtungen verstanden, mit denen digitale Schalt-, Steuerungs- und Regelungsvorgänge durchgeführt werden können, ohne daß dabei metallische Kontakte benutzt werden.» [2] Hier wird die Elektronik ausschließlich der digitalen Schaltungstechnik zugeordnet; analoge Schaltungen gehören nach dieser Definition nicht zur Elektronik.

- c) Man reduziert den Begriffsumfang auf die in elektronischen Bauelementen ablaufenden inneren physikalischen Vorgänge, wie etwa: «Elektronik: angewandte Physik des durch elektrische und magnetische Felder bewegten Elektrons, speziell im Hochvakuum und in Gasen des freien Elektrons, in Metallen und Halbleitern des Leitungselektrons und im Maser des gebundenen Elektrons (Molekularelektronik)» [3].

Während eine Umschreibung der Anwendungsgebiete nach a) zwar keine falschen Vorstellungen wie die unter b) angeführte Einschränkung auf bestimmte Gebiete der Elektrotechnik erwecken kann, dient sie auch in keiner Weise einer exakten Bestimmung des Begriffs *Elektronik*.

Als Ausgangspunkt weiterer Überlegungen kommt nur die unter c) genannte Auffassung in Betracht, denn hier wird zumindest ein Teilbereich der Elektronik richtig interpretiert, nämlich der Bereich, der unmittelbar auf der Elektrophysik aufbaut und bis zur technischen Realisierung elektrischer Funktionen in elektronischen Bauelementen reicht. Dieser Teilbereich der Elektronik – gelegentlich auch *innere Elektronik* genannt – läßt sich durchaus als *Elektronik im engeren Sinn* bezeichnen.

An vielen Stellen der Literatur wird nachdrücklich auf die Schwierigkeit hingewiesen, den Begriff der *Elektronik* allgemein definieren zu wollen, da die bisherigen Definitionen auf Grund neuer Entwicklungen immer wieder erweitert werden mußten. Unter anderem macht darauf auch Feuerstake in [4] aufmerksam und bringt folgenden Vorschlag: «Unter Elektronik sollen Vorgänge in allen Zustandsformen der Materie verstanden werden, die von den jeweiligen elektronischen Zuständen, d.h. von der Art, dem Anregungszustand und der Wechselwirkung der Ladungsträger, beherrscht werden.»

Sicherlich wird in diesem Fall nicht ohne Grund nicht mehr schlechthin von einer Bewegung der Ladungsträger durch elektrische und magnetische Felder gesprochen, da erstens für die Quantenelektronik die Wechselwirkung zwischen dem Feld einer elektromagnetischen Welle und den an die Moleküle gebundenen Elektronen kennzeichnend ist und zweitens die thermoelektronischen und piezoelektronischen Halbleiterbauelemente nicht primär auf der Grundlage eines elektrischen oder magnetischen Feldes arbeiten.

Zur *Elektronik* gehört jedoch noch mehr. Eine elektronische Schaltung enthält im allgemeinen neben den eigentlichen elektronischen Bauelementen, wie Elektronen- und Gasentladungsröhren oder Halbleiterbauelementen, noch weitere Bauelemente, wie beispielsweise lineare ohmsche Widerstände, Kondensatoren und Spulen. Im Hinblick auf eine eindeutige Begriffsbestimmung ist es angebracht, für alle in elektronischen Schaltungen eingesetzten Bauelemente die Bezeichnung *Bauelemente der Elektronik* zu wählen und die elektronischen Bauelemente als eine Teilmenge davon aufzufassen. Nicht zuletzt muß auch die elektrische Verbindung der Bauelemente zum Erzielen einer gewünschten Funktion der *Elektronik* zugeordnet werden – etwa im Sinne einer *äußeren Elektronik* –, wie das auch in [5] richtig zum Ausdruck kommt:

«Die Elektronik-Technologie ... beschreibt den Herstellungsprozeß elektronischer Bauelemente und Bausteine sowie die Montage zu kompletten elektronischen Geräten, Anlagen und Einrichtungen.»

Es sei jedoch bemerkt, daß der Begriff *Montage* den Begriffsumfang der *Elektronik* überschreitet und bereits die Mechanik einbezieht. Für eine Definition der Elektronik sollte das vermieden werden.

Nach dem bisher Gesagten sind in einer *Elektronik*-Definition folgende Zusammenhänge zu berücksichtigen:

- a) Die *Elektronik* befaßt sich mit den Naturgesetzen und der Realisierungstechnik von elektronischen Bauelementen (vgl. b) und elektronischen Bausteinen (vgl. c).
- b) Elektronische Bauelemente ermöglichen oder steuern einen Energie- oder Informationsfluß. Ihr gemeinsames Wirkungsprinzip beruht in der gezielten Einwirkung auf ihre charakteristischen Ladungsträger, ausgenommen sind makroskopische Ortsveränderungen.
- c) Elektronische Bausteine üben die Funktion von Bauelementekombinationen aus, ohne diskrete Bauelemente zu enthalten.
- d) Elektronische Schaltungen, Geräte und Anlagen entstehen durch funktionsorientierte Verbindung von *Bauelementen der Elektronik* oder *elektronischen Bausteinen* mittels Leitersystems.

Der Versuch, diese Gedanken in eine einzige Satzkonstruktion zwingen zu wollen, erweist sich als unzweckmäßig. Setzt man dagegen die Begriffe *elektronisches Bauelement*, *Bauelement der Elektronik* und *elektronischer Baustein* in obigem Sinne voraus, kann die *Elektronik* im weiteren Sinn oder *Elektronik allgemein* etwa folgendermaßen definiert werden:

Unter *Elektronik* versteht man die Theorie und Realisierungstechnik elektronischer Bauelemente und Bausteine sowie deren funktionsorientierte Verbindung mit weiteren Bauelementen der Elektronik über ein Leitersystem zu vollständigen Schaltungen, Geräten und Anlagen.

## 2. Stellung der Elektronik zum System der Elektrotechnik

Das zweite in diesem Zusammenhang noch wichtigere Problem ist das der Einordnung der *Elektronik* in das System der *Elektrotechnik* bzw. die Stellung beider Gebiete zueinander und die Frage nach den Teilgebieten der Elektronik. Auch unter diesem Gesichtspunkt wurde eine Analyse vorgenommen, die folgendes Bild ergibt:

- a) Für das ehemals mit *Starkstromtechnik* bezeichnete Arbeitsgebiet der Elektrotechnik verwendet man den Begriff *Elektrotechnik*, und die ehemalige *Schwachstromtechnik* nennt man *Elektronik*. Diese Auffassung steht einmal im Widerspruch zur Definition der *Elektronik* und macht zum anderen eine zweideutige Verwendung des Begriffs *Elektrotechnik* erforderlich.
- b) Die *Elektronik* wird zunächst inhaltlich richtig in die beiden Hauptgebiete *Starkstromelektronik* und *Schwachstromelektronik* unterteilt, letztlich erscheinen jedoch die Teilgebiete der Schwachstromtechnik als Teilgebiete der Elektronik.

Die engen Beziehungen zwischen *Elektrotechnik* und *Elektronik* machen es notwendig, zur Beantwortung obiger Fragestellung zunächst einige Bemerkungen zur Systematik der Elektrotechnik einzufügen.

### 2.1. Die Arbeitsgebiete der Elektrotechnik

Wenn man unter *Technik* «... vom Menschen gewolltes und verwirklichtes Umgestalten der Natur auf Grund der Kenntnis ihrer Gesetze» [6] versteht, kann die *Elektrotechnik* als «... das Umgestalten der Natur auf Grund der Kenntnis der Naturgesetze und der zweckmäßig geschaffenen Mittel unter vorwiegender Nutzbarmachung der elektrischen Erscheinungen» bezeichnet werden. [7] Auch dazu steht die unter a) genannte Auffassung in Widerspruch.

Andererseits charakterisiert die ursprüngliche Einteilung die Elektrotechnik in *Starkstromtechnik* und *Schwachstromtechnik* die beiden Hauptgebiete wenig treffend; neuerdings findet man schon häufiger die Bezeichnungen *Leistungselektrik* und *Informationselektrik*. Obwohl auch hier sowohl zur Verwendung des der Physik entlehnten Grundworts *Elektrik* als auch hinsichtlich des Bestimmungsworts *Leistung* Einwände gemacht werden können, erweisen sie sich bei einer genaueren Untersuchung im Vergleich mit den überhaupt möglichen Grundwörtern (*Elektrotechnik*, *Technik*, *Elektrik*) und Bestimmungswörtern (*Leistung*, *Energie*, *Information*) als recht sinnvoll. Die weitere bekannte Dreiteilung der beiden Hauptgebiete der Elektrotechnik unter den Gesichtspunkten der Erzeugung (Gewinnung), der Ver-

teilung (Weiterleitung, Übertragung) und der Anwendung (Nutzung, Verarbeitung) der Energie bzw. Leistung einerseits und der Informationen andererseits hat sich bisher als durchaus brauchbar erwiesen, so daß man etwa folgende Arbeitsgebiete angeben kann:

#### *Leistungselektrik*

- Energieerzeugung
  - Energieübertragung
  - Energieanwendung
- Netztechnik
  - Schaltanlagentechnik
  - Umformertechnik
  - Elektrische Maschinen und Antriebe
  - Lichttechnik
  - Wärmetechnik
  - Elektrochemie

#### *Informationselektrik*

- Meßtechnik
  - Nachrichtentechnik
  - Datentechnik
- Elektroakustik
  - Fernsprech- und Fernschreibtechnik
  - Funktechnik
  - Steuerungs- und Regelungstechnik
  - Rechentechnik

Eine solche Aufteilung vermag jedoch weder die Nahtstellen zwischen den einzelnen Arbeitsgebieten genau anzugeben noch auf Verbindungen zwischen ihnen hinzuweisen, da sie unter einer ganz bestimmten Fragestellung entstanden ist:

*Welche Funktion – oder noch allgemeiner – was soll realisiert werden?*

### *2.2. Die Elektronik als Realisierungsmöglichkeit elektrischer Funktionen*

Erst nachdem die Frage nach der speziellen elektrischen Funktion geklärt ist, lohnt es sich, nach der *Art* der Realisierung zu fragen:

*Wie* soll die zur Debatte stehende Funktion verwirklicht werden? Für die elementare Funktion *Ein-Aus* kann z.B. ein handbetätigter Schalter, ein elektromagnetisches Relais oder ein bestimmtes Halbleiterbauelement eingesetzt werden.

Dementsprechend darf man von einer mechanischen, einer elektromechanischen oder von einer elektronischen Realisierung dieser elementaren Funktion sprechen, wobei das sicherlich auch für viele andere elektrische Funktionen gilt. In diesem Fall geht es nicht darum, der einen oder der anderen Realisierungstechnik den Vorrang zu geben, sondern lediglich um die Feststellung, daß die *Elektronik* eine Realisierungsmöglichkeit elektrischer Funktionen ist.

Davon ausgehend erscheint es durchaus gerechtfertigt, die *Elektronik* als Realisierungsmöglichkeit zumindest den beiden Hauptgebieten der Elektrotechnik zuzuordnen und die beiden Hauptgebiete

der Elektronik *Leistungselektronik* und *Informationselektronik* zu nennen. Diese Begriffe findet man ebenfalls in der neueren Literatur [8], und sie dürften letztlich mit dafür ausschlaggebend gewesen sein, die ehemalige Starkstromtechnik mit *Leistungselektrik* und nicht etwa mit *Energieelektrik* zu bezeichnen.

Obwohl sich die *Elektronik* rein formal all jenen Arbeitsgebieten der Elektrotechnik, in denen die Funktionen vorwiegend elektronisch verwirklicht werden, zuordnen läßt, erhebt sich trotzdem die Frage, ob die Konzipierung eines – dem System der *Elektrotechnik* weitgehend konformen – Systems der *Elektronik* angebracht und notwendig ist.

Erstens führt ein solches Vorhaben dazu, daß bestimmte Arbeitsgebiete der Elektrotechnik als Gebiete der *Elektronik* verwendet werden.

Zweitens hängt die elektronische Realisierung elektrischer Funktionen vom Entwicklungsstand der *Elektronik* ab, und

drittens verfügt die *Elektronik* über eine Reihe von Grundsaltungen und Einrichtungen, die in mehr oder weniger abgewandelter Form für die verschiedenen Funktionen in den einzelnen Arbeitsgebieten der Elektrotechnik eingesetzt werden.

Deshalb ist es wohl zweckmäßiger, bis auf die beiden Hauptgebiete keine weiteren Teilgebiete der *Elektronik* zu bilden, sondern von der *Elektronik* des entsprechenden Arbeitsgebiets der Elektrotechnik zu sprechen, z. B. von der *Elektronik der Meßtechnik*, *Elektronik der Funktechnik*, bzw. dort, wo bereits neue Wortkombinationen wie *Meßelektronik*, *Funkelektronik* usw. geprägt wurden, darunter die spezielle Anwendung der *Elektronik* in dem betreffenden Arbeitsgebiet als Elektrotechnik zu verstehen.

Abschließend sei allen gedankt, die in Diskussionen wesentliche Gedanken zu diesem Problemkreis beisteuerten. Dieser Dank gilt besonders den Herren *Prof. Dr. Kienast* von der *Technischen Hochschule Ilmenau* sowie *Dr.-Ing. Peter Bartsch*, *Prof. Dr. Geiger* und *Prof. Dr. Krockner* von der *Technischen Universität Dresden*.

(XX. Internationales Wissenschaftliches Kolloquium, Technische Hochschule Ilmenau, 1975

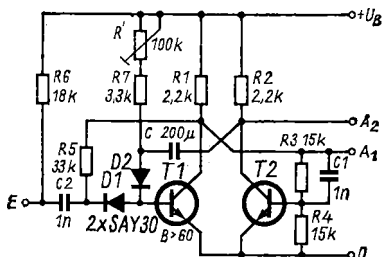
Vortragsreihe «Probleme der Konstruktion und Technologie elektronischer Funktionseinheiten»)

#### Literatur

- [1] *Rumpf*: Bauelemente der Elektronik, Seite 5 (1973)
- [2] *Rumpf/Pulvers*: Transistor-Elektronik, Seite 5 (1973)
- [3] Meyers Kleines Lexikon in 3 Bänden (1970), 1. Band, Seite 617
- [4] *Feuerstake*: Die Festkörperphysik – Quelle moderner Elektronik, Elektronisches Jahrbuch (1972), Seite 85

- [5] *Bartsch*: Ein Beitrag zur Elektronik-Technologie, Wissenschaftliche Zeitung der Technischen Universität Dresden 23, Heft 1 (1974), Seite 163  
 [6] *Schönfeld*: Charakteristische Merkmale der Technik, Deutsche Elektrotechnik (1952), Heft 2, Seite 50  
 [7] *Geiger*: Methodik der Lehre der Wechselstromtechnik, Seite 28 (1956)  
 [8] *Möschwitzer*: Elektronische Halbleiterbauelemente, Seite 3 (1973)

## ELEKTRONIK-SPLITTER



### Monostabiler Multivibrator

Ein monostabiler Multivibrator ist eine Kippschaltung, die durch einen Impuls aus ihrem ursprünglichen stabilen Schaltzustand in einen labilen gebracht wird und nach Ablauf eines Zeitintervalls von  $t_m$  von selbst in ihre stabile Lage zurückkippt. Im stabilen Zustand ist T1 durchgesteuert und T2 gesperrt. Ein negativer Eingangsimpuls gelangt von E über C2 und D1 an die Basis von T1 und sperrt diesen. An A1 liegt jetzt  $U_B$ , T2 wird durchgesteuert, und C wird über R, R7 und die Basis-Emitterstrecke von T2 aufgeladen. Während dieser Aufladung bleibt T1 auch bei Verschwinden des Eingangsimpulses so lange gesperrt, bis nach Ablauf der Zeit

$$t_m \approx 0,7 (R + R7) \cdot C$$

der Kondensator C so weit aufgeladen ist, daß T1 wieder öffnet und die Schaltung in ihre stabile Lage zurückkippt. Erst jetzt kann ein weiterer negativer Impuls an E die Schaltung erneut auslösen.

Beim Auslösen der Schaltung kann an A1 ein positiver und an A2 ein negativer Rechteckimpuls abgenommen werden. Mit der angegebenen Dimensionierung lassen sich Verzögerungszeiten von

$$t_m \approx 0,5 \dots 25 \text{ s}$$

erreichen.

T1 = Transistor aus Beutel 6 oder 7,  $B > 60$ ,

T2 = Transistor aus Beutel 6 oder 7,

$U_B = +1,5 \dots +12 \text{ V}$ ,

Stromaufnahme: etwa  $5 \dots 10 \text{ mA}$  bei  $U_B = 12 \text{ V}$ ,

$t_m = 0,5 \dots 25 \text{ s}$  einstellbar.

(Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O.)

Im Elektronischen Jahrbuch haben wir schon mehrfach über die Fortschritte der integrierten Schaltkreise (IS) berichtet. Die Anzahl der auf einer vorgegebenen Chipfläche integrierten Gatterfunktionen nahm bei den digitalen IS ständig zu. Nachdem auf einem Chip mit 4 bis 6 mm Kantenlänge mehrere hundert bis mehrere tausend Transistorkonfigurationen je nach angewandeter Technologie realisiert werden konnten, sprach man von der *large scale integration*, also den *LSI-Schaltkreisen*. Durch Weiterentwicklung der platzsparenden MOS-Strukturen und neue Verfahren für bipolare IS sowie verbesserte Fertigungstechnologien können heute unwahrscheinlich umfangreiche LSI-Schaltkreise produziert werden, und ein Ende für den realisierbaren Schaltungsumfang ist noch nicht abzusehen. In Anbetracht dieser Tatsachen ist es Unsinn, mit dem Erscheinen des Mikroprozessors von einer Revolution auf dem Halbleitergebiet zu sprechen, ja sogar ein «Zeitalter des Mikroprozessors» heraufzubeschören. Der Mikroprozessor ist eine hervorragende Ingenieurleistung für ein Schaltungskonzept, das sich universell in einem breiten Anwendungsgebiet für kostengünstige Lösungen einsetzen läßt.

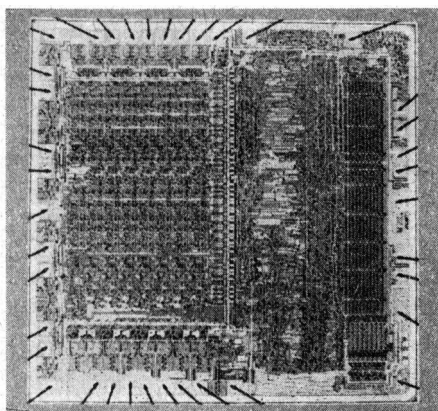
In der Industrie und in anderen Bereichen werden Prozeßrechner eingesetzt, um Produktionsabläufe und andere Abläufe automatisch zu steuern. Solche Prozeßrechner bestehen im wesentlichen aus einer Zentraleinheit, dem Arbeitsspeicher, der Ein-/Ausgabe-Steuerung und den Peripheriegeräten für die Erfassung und die Ausgabe der Prozeßdaten. Die Zentraleinheit enthält das Rechen- und das Steuerwerk, damit Rechenoperationen auf Grund der zur Verfügung stehenden Daten und Befehle ausgeführt werden können. Diese Zentraleinheit hat man vereinfacht und in integrierter Form so aufgebaut, daß man mit weiteren Bausteinen Mikrocomputer-Systeme realisieren kann, sie erhielt die Bezeichnung *Mikroprozessor*. Damit dem Anwender weite Ausnutzungsmöglichkeiten bleiben bei einem mit einem Mikroprozessor aufgebauten Mikrocomputer, hat man den Arbeitsspeicher aufgeteilt in einen für die Rechenvorgänge ständig belegbaren Daten-

speicher und in einen festprogrammierten Speicher für das Anwenderprogramm.

## Der Mikroprozessor

1971 brachte die Firma *INTEL* den ersten Mikroprozessor auf den Markt. Der Typ *MCS-4* (spätere Bezeichnung *4004*) hat eine Wortlänge von 4 bit und einen Befehlsvorrat von 46 Befehlen bei einer Befehlszykluszeit von  $10,8 \mu\text{s}$ . Intern enthält der *4004* einen adressierbaren Speicherumfang von 4 KByte bei 17 Registern. Der erste 8-bit-Mikroprozessor war der *INTEL*-Typ *8008*. Ausgeführt waren diese Mikroprozessoren in der P-Kanal-MOS-Technik, die Kennzeichen der ersten Generation der Mikroprozessoren ist. Etwa vergleichbare Typen boten auch die anderen Halbleiterhersteller an.

Die zweite Generation der Mikroprozessoren wendet die schnellere N-Kanal-MOS-Technik an. Zu den bekanntesten Typen zählen der 1973 von *INTEL* produzierte *8080* und der 1974 von *Motorola* herausgebrachte *MC 6800*, die inzwischen auch von anderen Halbleiterherstellern gefertigt werden. In den letzten Jahren wurden weitere Technologien bei der Produktion der Mikroprozessoren eingesetzt, wobei eine schnellere Befehlszykluszeit und die TTL-Kompatibilität im Vordergrund standen. Das war einmal die CMOS-Technik (*RCA COSMAC*), störarm und leistungsarm, die *Schottky-TTL*-Technik (*INTEL 3000/3002*), die sehr schnell ist ( $0,1 \mu\text{s}$ ), die *I<sup>2</sup>L*-Technik (*Texas SBP 0400*), die sehr wenig Chipfläche benötigt, und die *ECL*-



*Bild 1*  
*Ansicht des Chips eines*  
*Mikroprozessors*  
*(Motorola MC 6800)*



Technik (Motorola MC 10 800), die superschnell (55 ns), aber nicht TTL-kompatibel ist.

Bild 1 gibt einen Eindruck von der Chipansicht eines Mikroprozessors wieder. In Übersichtsschaltplänen wird der Mikroprozessor meist als MPU bezeichnet (micro processing unit), im Sprachgebrauch findet man auch  $\mu P$ . Bild 2 zeigt eine vereinfachte Darstellung des Innenaufbaus eines Mikroprozessors 8080. An einem internen 8-bit-Daten-

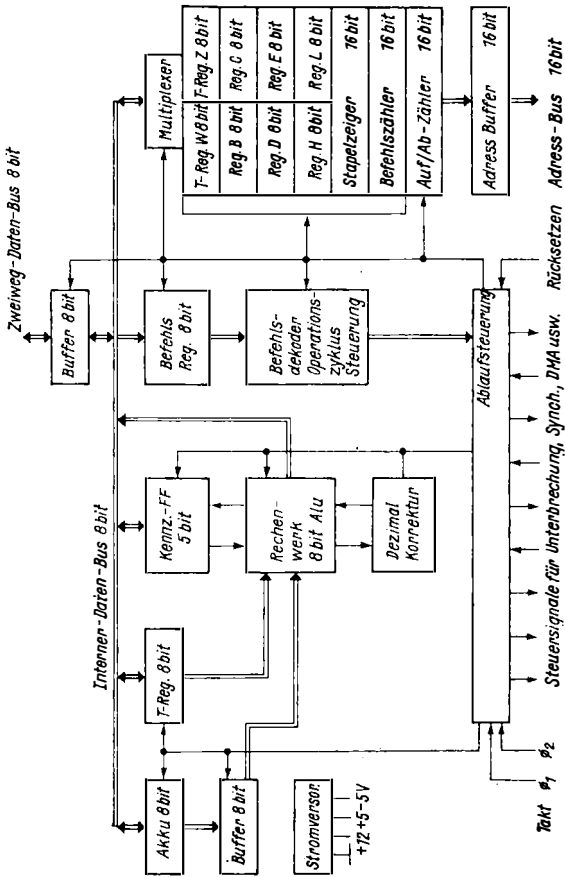


Bild 2 Aufbau eines Mikroprozessors 8080

Bus (Sammelleitung) liegen die einzelnen Verarbeitungsstufen wie Akkumulatoren, Register, das Rechenwerk (ALU = arithmetic and logical unit) sowie die Ablaufsteuerung. Der Mikroprozessor-Baustein mit seinen 40 Anschlüssen enthält neben den Steuersignalanschlüssen 8 Anschlüsse für den 2-Richtungs-Daten-Bus (8 bit) und 16 Anschlüsse für den Adressen-Bus (16 bit).

Wie sieht es mit der Zuverlässigkeit eines solchen hochintegrierten Mikroprozessor-Bausteins aus? Der erste röhrenbestückte Elektronenrechner *ENIAC* (1946, 35 000 Röhren) hatte eine Leistungsaufnahme von 40 kW und eine mittlere fehlerfreie Betriebszeit (MTBF) von 1 h. Nach Zuverlässigkeitsuntersuchungen am  $\mu P$  *MC 6800* ist die Ausfallrate 0,17% je 1000 Betriebsstunden. Das entspricht einem MTBF-Wert von 588 235 h (= 67,15 Jahre). Nach Vorhersagen für einen verbesserten Herstellungsprozeß will man eine Ausfallrate von 0,08% je 1000 Betriebsstundenerreichen (MTBF-Wert etwa 1 250 000 h, etwa 142,7 Jahre). Die Leistungsaufnahme eines Mikroprozessors liegt unter 1 W. Aus diesen Zahlen erkennt man sehr deutlich den Fortschritt in der Zuverlässigkeit durch die IS-Technik.

## Der Mikrocomputer

Ergänzt man einen Mikroprozessor durch weitere Standard-Bausteine wie Programmspeicher, Datenspeicher, Ein-/Ausgabe-Einheit und Taktgenerator, so erhält man einen einfachen Mikrocomputer, die

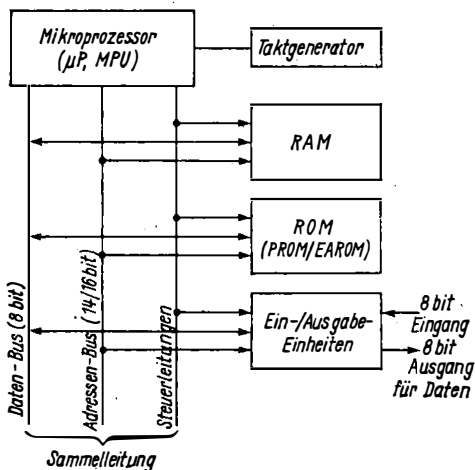


Bild 3  
Aufbauschema für einen  
einfachen Mikro-  
computer

eigentlich brauchbare Anwendungsform eines Mikroprozessors. Bild 3 zeigt diese Minimalkonfiguration für einen Mikrocomputer. Die gesamte Funktion des Mikroprozessors wird vom Taktgenerator gesteuert, der meist quartzgesteuert ist. Als Speicher für Daten und Programm werden bei einem Mikrocomputer Halbleiterspeicher-Bausteine eingesetzt. Der eigentliche Arbeitsspeicher des Mikrocomputers ist ein Schreib-/Lesespeicher mit wahlfreiem Zugriff, er wird als *RAM* (*random acces memory*) bezeichnet. Im RAM werden vorübergehend Daten, Ergebnisse, Meßwerte und Schriftzeichen gespeichert. Beim Abschalten des Mikrocomputers gehen allerdings diese Daten verloren. Vorteilhaft sind CMOS-RAMs, da sie mit kleinen Akkumulatoren über längere Zeit (etwa 4 Wochen) gepuffert werden können. RAMs gibt es heute für Kapazitäten bis 16 Kbit, bis 1980 werden Kapazitäten bis 64 Kbit erwartet.

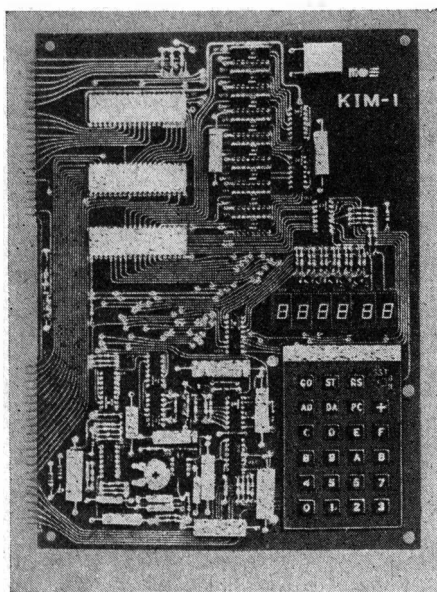
Das eigentliche Verarbeitungsprogramm für einen Mikrocomputer speichert man in einem Nurlesespeicher, er wird als *ROM* (*read only memory*) bezeichnet. Das ROM ist ein sogenannter nichtflüchtiger Speicher, das vom Anwender geforderte Programm für den Mikrocomputer wird vom Halbleiterhersteller über entsprechende Masken bei der Herstellung fest eingepreßt. Soll im Mikrocomputer ein anderes Programm verarbeitet werden, ist ein neues ROM vorzusehen. Damit der Anwender dem Hersteller sein Programm nicht bekanntgeben muß, gibt es programmierbare ROMs, sie werden als *PROM* bezeichnet. Beim bipolaren PROM werden in der Speichermatrix durch Programmierimpulse Trennstellen «eingebrennt» (nicht löschbares ROM).

Um Mikrocomputer rationeller einsetzen zu können, gibt es Nurlesespeicher, die der Anwender elektrisch programmieren und auch wieder löschen kann. Man bezeichnet sie als *EPROMs* und als *EAROMs*. Diese Speicher in MOS-Technik können mit einem Programmiergerät programmiert werden. Das EPROM ist mit einem Quarzdeckel versehen, mit ultraviolettem Licht (30 min) kann es gelöscht werden. 100 und mehr Programmierungen lassen noch keine Ermüdungserscheinungen erkennen. Das EAROM kann elektrisch gelöscht werden, hat aber den Nachteil, daß nur begrenzte Schreiboperationen möglich sind, außerdem ist die Schreibzeit sehr hoch. Programmierte ROMs haben eine garantierte Haltezeit der Speicherung von 10 Jahren, theoretisch reicht sie bis 100 Jahre! Bipolare ROM sind für Kapazitäten bis 16 Kbit, bipolare PROM bis 4 Kbit, MOS-ROM bis 16 Kbit, MOS-EPROM bis 8 Kbit und MOS-EAROM bis 1 Kbit erhältlich.

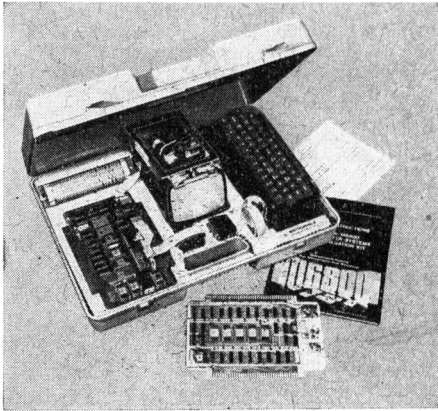
Der Ein-/Ausgabe-Baustein dient zum Informationsaustausch mit den weiteren peripheren Anlagen und Geräten. Zur Dateneingabe dienen Fernschreibmaschine oder Tastenfeld (keyboard), die Datenausgabe erfolgt an LED-Anzeigen, Fernschreibmaschine, Drucker oder

Bildschirm. Sollen Meßwerte verarbeitet werden, liegt am Eingang ein Analog/Digital-Wandler und am Ausgang ein Digital/Analog-Wandler. Der gesamte Datenverkehr erfolgt über die Bus-Leitungen (Sammelschienen), wobei die Befehle auf den Steuerleitungen den Bausteinen die für sie anliegenden Daten auf dem Adressen- bzw. Daten-Bus mitteilen. Alle Daten werden bei dieser Arbeitsorganisation nacheinander (seriell) verarbeitet. Das hängt damit zusammen, daß an den Bausteinen nur eine begrenzte Anzahl Anschlüsse möglich sind. Das ergibt aber eine langsame Schaltgeschwindigkeit, die jedoch für die meisten Anwendungsfälle ausreicht. Im Vergleich dazu arbeitet ein Taschenrechner wesentlich schneller. Die hohe Schaltgeschwindigkeit der verdrahteten Logik wie bei EDV-Anlagen, die eine parallele Verarbeitung haben, wird also nicht erreicht.

Ein Problem für den Techniker ist das Programmieren der ROMs. Das muß man erlernen, am besten natürlich durch die eigene Anschauung. Dazu gibt es mehr oder weniger aufwendige Entwicklungssysteme, bei denen z. B. mit Tastenfeldern oder mit einer Fernschreibmaschine der Kontakt mit dem System hergestellt werden kann. Bild 4 zeigt eine einfache Ausführung eines derartigen Lern- und Entwicklungssystems *KIM-1* der Firma *MOS-Technology*. Anschließen



*Bild 4  
Ansicht des Lern- und  
Entwicklungssystems  
für Mikrocomputer  
KIM-1*



*Bild 5  
Ansicht des in einem  
Koffer eingebauten  
Lern- und Entwick-  
lungssystems PDS von  
Motorola für die Pro-  
grammierung*

kann man einen Fernschreiber und ein Kassettenbandgerät zur Programmspeicherung. Umfangreicher ist das Entwicklungssystem PDS von Motorola, das einen 1-Platinen-Mikrocomputer, eine Ansteuer- einheit für ein Sichtgerät, eine Tastatur und ein Sichtgerät enthält (Bild 5). Für die Speicherung der Programme und Daten kann ein Kassettenbandgerät angeschlossen werden. Bei solchen Systemen gibt es freie Sockel für programmierbare ROMs. Neben diesen ein- fachen Geräten gibt es auch größere Programmiergeräte, die z.T. rechnergestützt arbeiten.

### **Anwendungsbereiche**

Bei den Mikroprozessoren haben sich Wortlängen von 4 bit, 8 bit und 16 bit durchgesetzt. 2-bit- und 12-bit-MPU werden kaum noch verwendet. Für einfache Geräte genügt eine Wortlänge von 4 bit, die parallel verarbeitet wird. Das sind z. B.

Registrierkassen	BCD-Steuerungen
Spielautomaten	Büromaschinen
Fernsehspiele	Münzwechsler
Haushaltelektronik	Fernseh-Zeilen-Einblendung

Das umfangreichste Einsatzgebiet haben die 8-bit-Mikroprozessoren, u. a. in

Bordcomputern	Prozeßrechner
NC-Maschinensteuerungen	Diagnosegeräte

Automatische Meßgeräte	Reaktorüberwachung
Mini/Mikrocomputer	Verkehrssteuerungen
Schreibautomaten	Sortierautomaten

16-bit-MPU werden dort eingesetzt, wo die Wortlänge von 8 bit nicht ausreicht. Durch Untersuchungen wurde festgestellt, daß es für den Mikroprozessor (Mikrocomputer) z.Z. etwa 25 000 Einsatzgebiete gibt.

## Anwendungsbeispiele

Für die Hausfrau wurde ein «denkender» Elektroherd entwickelt, bei dem mit einem Mikrocomputer eine Ablaufsteuerung für 120 Koch-, Brat- und Backprogramme realisiert wird. Im großen Maßstab wird der Mikrocomputer in der Autoindustrie eingesetzt werden, um die Steuerung von Zündung und Kraftstofffluß in Abhängigkeit zahlreicher Variabler zu ermöglichen. Für ein Kfz-Abstandsradar (FM-CW-Radar im 35-GHz-Bereich) übernimmt ein Mikrocomputer die Datenauswertung. *Time Computer Inc.* arbeitet an einer elektronischen Armbanduhr mit einem Mikrocomputer für Zusatzfunktionen (Weckereinrichtung, Rechnerfunktionen, Intervallzeitmessung). Das Fahrrad-Trainingsgerät *Dynavit* weist einen 4-bit-Mikrocomputer auf, bei dem über Tasten Alter, Geschlecht und Gewicht eingegeben werden. Daraus wird die Pedalkraft automatisch eingestellt. Außerdem wird auf Tastendruck die Pulsfrequenz, der Kalorienverlust und die abgelaufene Zeit angegeben. Bei zu hohem Puls blinkt ein rotes Licht.

Zur Steuerung einer automatischen Wetterstation benutzt die *USAF* einen Mikrocomputer mit dem  $\mu\text{P}$  8080. Waren vorher wenige Messungen in der Stunde möglich, so kann jetzt der Meßtakt auf mehrere hundert je Minute gesteigert werden. Sensor-Eingangsgrößen sind Temperatur, Taupunkt, Regenmenge, Sichtweite, Windgeschwindigkeit und -richtung sowie Luftfeuchtigkeit. Als letztes Beispiel sei ein handlicher Datenaufzeichner genannt, der mit einem 4-bit-MPU und einem MNOS-Speicher arbeitet. Bei der Kontrolle z.B. von Warenlagern gibt man über Tasten die Daten in den Speicher ein, um nach Beendigung der Arbeit über Modem und Leitung an den Zentralcomputer abgegeben zu werden, der die Daten verarbeitet und Listen ausschreibt.

Mikroprozessoren und Mikrocomputer werden in den kommenden Jahren auf allen Gebieten große Bedeutung erlangen. Die Weiterentwicklung wird sehr schnell voranschreiten. So wurde der Mikrocomputer auf einem Chip bereits realisiert!

## Literatur

- [1] *Kuhn, K./Pose, R./Tröger, B.*: Mikroprozessoren - Kleinstrechner auf einem Chip, radio-fernsehen-elektronik, Heft 2/1975, Seite 57 bis 58
- [2] *Tschelebiev, A./Schlechter, J.*: Mikrorechner - eine Übersicht, radio-fernsehen-elektronik, Heft 8/1975, Seite 264 bis 268
- [3] *Reichel, R.*: Mikroprozessoren, radio-fernsehen-elektronik, Heft 1/1977, Seite 5 bis 7
- [4] *Meiling, W.*: Einige Tendenzen in der Entwicklung und Anwendung von Mikroprozessoren und Mikrorechnern, Nachrichtentechnik-Elektronik, Heft 1/1977, Seite 7 bis 10
- [5] *Gößler, R.*: Mikroprozessoren - eine Bestandsaufnahme, Funkschau, Heft 2/1977, Seite 50 bis 53
- [6] *Dieckmann, H. W.*: Mikroprozessor, Funkschau, Heft 26/1975, Seite 53 bis 56
- [7] *Gößler, R./Schwerte, J.*: Auf dem Weg zur Mikroprozessor-Praxis, Elektronik, Heft 3/1976, Seite 74 bis 86
- [8] *Timm, V.*: Im Blickpunkt: ROMs, PROMs und PLAs, Elektronik, Heft 5/1976, Seite 36 bis 47
- [9] *Schlenther, M.*: Im Blickpunkt: Bipolare und MOS-Schreib-Lesespeicher (RAMs), Elektronik, Heft 10/1976, Seite 57 bis 68
- [10] ...: Mikroprozessor im Kfz-Abstandsradar, Elektronik, Heft 12/1976, Seite 15 bis 16
- [11] *Maderbacher, F.*: Siemens im Intel-Fahrwasser, Radio-Elektronik-Schau, Heft 3/1976, Seite 52 bis 53
- [12] ...: KIM-1: Universal- $\mu$ P-System, Radio-Elektronik-Schau, Heft 10/1976, Seite 26 bis 28
- [13] ...: Der Mikroprozessormarkt explodiert, Radio-Elektronik-Schau, Heft 11/1976, Seite 58 bis 59
- [14] *Hagen, W.*: Mikroprozessoren - Stille Revolution, Funktechnik, Heft 11/1976, Seite 327

Integrierte Schaltkreise bzw. Integrierte Schaltungen (IS) sind für Elektroniker der 60er und 70er Jahre sozusagen alte Hüte. Längst arbeitet man mit den verschiedenen Gatterarten, Flip-Flops, RAM und ROM. In der Unterhaltungselektronik, die für einige Elektronikfachleute den Ruf genießt, nicht ganz «seriös» zu sein (zu Unrecht!), setzen sich ZF-Verstärker, FM-Demodulatoren, Kleinleistungsendstufen und Spannungsregler immer mehr durch. Und integrierte Operationsverstärker werden heute für viele Anwendungen eingesetzt, für die sie ursprünglich nicht gedacht waren.

Ständig entwickelt man auch neue IS, wie das im Zuge der technischen Entwicklung nicht anders zu erwarten ist. In diesem Beitrag sollen einige neue Schaltkreise vorgestellt werden, die von den gewohnten abweichen und die ein wenig ungewöhnlich sind.

## Kameraverschluß-Steuerschaltung D 902

Der Schaltkreis *D 902* [1] (Innenschaltung in Bild 1) wurde für die Steuerung der Verschlußzeit in elektronischen Kameras entwickelt. Seine Arbeitsweise läßt sich wie folgt zusammenfassen: Beim Anlegen der Betriebsspannung (etwa 2,5... 6 V) zwischen die Anschlußklemme 1 (+) und 3 (-) fließt Strom durch T3, T4 und T5, gleichzeitig ist T6 gesperrt und damit T7 wieder leitend. Im Arbeitswiderstand, der (außen) zwischen die Klemmen 1 und 4 geschaltet ist, fließt Strom. Beim Anlegen einer äußeren Spannung an den Eingang (Klemme 2) fließt Strom durch T1 und T2, damit werden T3, T4 und T5 gesperrt; T6 wieder leitend und T7 wieder gesperrt. Es tritt also ein genau entgegengesetzter Schaltzustand ein, durch den Arbeitswiderstand kann kein Strom fließen.

Zu erwähnen sind noch die Funktionen der Dioden im Schaltkreis: D1 dient zur Temperaturkompensation, sie macht den Wert der Schwellspannung von T1 weitgehend temperatur- (und spannungs-)



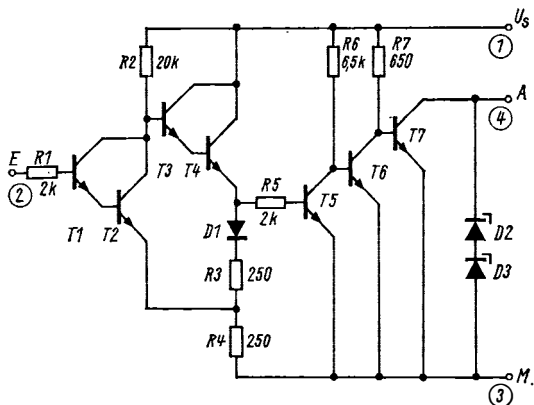


Bild 1 Innenschaltung des Schaltkreises D 902

unabhängig. Die Z-Dioden D2 und D3 an der Ausgangsklemme (4) begrenzen die Spannungsspitzen bei induktiver Last (Relaiswicklung). R1 (im Eingang) soll den Eingangsstrom begrenzen.

Den Einsatz des Schaltkreises D 902 zur lichtabhängigen Steuerung des Kameraverschlusses zeigt der Stromlaufplan in Bild 2: Beim Drücken des Auslösers A wird die Betriebsspannung eingeschaltet (Minuspol an Klemme 3). T7 zieht Strom, der durch Klemme 4 und die Relaiswicklung Rel fließt. Das Relais zieht an. Der Kurzschluß des Kondensators C wird aufgehoben. Er kann sich über den Fotowiderstand  $R_F$  aufladen. Beim Erreichen der Schwellspannung von T1 «kippt» der Schaltzustand um. Das Ergebnis ist, wie besprochen, die Sperrung von T7, das Relais Rel fällt ab, C wird über den Umschaltkontakt kurzgeschlossen.

Die Verschußzeit (das ist die Zeit zwischen Abfall und Anziehen des Relais) hängt damit u. a. direkt vom Wert von  $R_F$  ab. Dieser aber ist lichtabhängig! Für mathematisch interessierte Leser die Berechnung der Verschußzeit:

$$t_v = C \cdot R_F \cdot \ln \frac{1}{1 - \frac{U_{10}}{U_B}};$$

C in F,  $R_F$  in  $\Omega$ ,  $U_{10}$  (Schwellspannung von T1) in V,  $U_B$  in V,  $t_v$  (Kameraverschußzeit) in s.

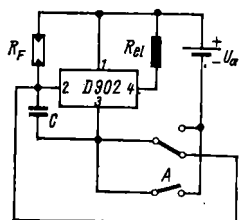


Bild 2  
Einsatz des D 902 zur lichtabhängigen Steuerung  
der Kameraerschlußzeit

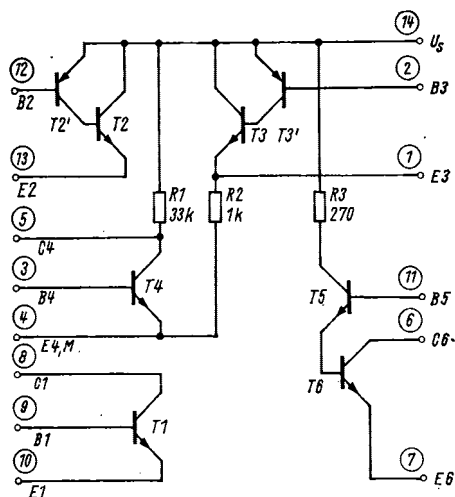


Bild 3  
Innenschaltung des  
Schaltkreises D 910

### Transistorkombination D 910 [1]

Im neuentwickelten Schaltkreis wurden 7 Transistoren zusammengefaßt (Innenschaltung in Bild 3). Außer einem frei beschaltbaren npn-Transistor T1 sind alle übrigen Transistoren mehr oder weniger miteinander verbunden. Es sind das: die pnp-npn-Darlington-Schaltungen T2/T2' und T3/T3'; die npn T5/T6-Darlington-Kombination und der npn-Einzeltransistor T4. Der Schaltkreis enthält ferner die Widerstände R1, R2 und R3. Diese Transistorkombination mit ihrer eigenwilligen Schaltung wurde speziell entsprechend den Forderungen der Kamera-Industrie entwickelt.

Die Anwendungsmöglichkeiten des *D 910* sind vielfältig, sowohl in der Analog- als auch in der Digitaltechnik. Erwähnt sollen lediglich werden: astabile und monostabile Multivibratoren, bistabile Kippstufen mit folgendem Kleinleistungsverstärker bzw. Verstärker aller Art. Auf Schaltbeispiele muß verzichtet werden. Statt dessen werden einige Daten des *D 910* genannt:

T1 -	$B_N \approx 100, U_{CE\text{ sat}} \approx 0,2 \text{ V}, U_{CE\text{ max}} \approx 10 \text{ V};$
T2/T2' und T3/T3'-	$B_N \approx 400, U_{CE\text{ sat}} \approx 0,8 \text{ V}, U_{CE\text{ max}} \approx 10 \text{ V};$
T4 -	$B_N \approx 80, U_{CE\text{ sat}} \approx 0,2 \text{ V}, U_{CE\text{ max}} \approx 10 \text{ V};$
T5/T6.-	$B_N \approx 6000, U_{CE\text{ sat}} \approx 0,2 \text{ V}, U_{CE\text{ max}} \approx 10 \text{ V}.$

### Schaltkreis für elektronische Uhren D 920 [1]

Da sind als weiteres Beispiel IS für quartzgesteuerte Uhren. Solche Uhren gibt es als Armbanduhr oder als Großuhr. Ihre Funktion erfordert eine Stromquelle, die meist – bei der Armbanduhr sogar immer – eine Batterie bzw. ein chemisches Element ist. Bild 4 zeigt den Prinzipstromlaufplan einer derartigen Uhr. Da sie ohne Batteriewechsel längere Zeit, mindestens ein Jahr, funktionieren soll, darf nur ein sehr kleiner Strom in der Größenordnung  $10 \cdots 100 \mu\text{A}$  fließen. Dadurch ist auch die Verlustleistung klein, und es bietet sich an, die gesamte Schaltung der Uhr in einem integrierten Schaltkreis unterzubringen.

Der Schaltkreis *D 920* (Bild 5) erfüllt diese Aufgabe. Man erkennt die Oszillatorschaltung, die die Frequenz von 32 768 Hz erzeugt. Der dazugehörige Quarz ist an die Anschlüsse 4 und 5 geschaltet. In dem 16stufigen Frequenzteiler wird diese Frequenz auf 0,5 Hz heruntergeteilt. Weitere Stufen des Schaltkreises *D 920* sind eine Impulsformerstufe, 2 Leistungsverstärker- und eine Stromregelstufe. An die Ausgänge (Kontakte 10 und 11) wird entweder direkt ein Schrittmotor angeschlossen, wenn dieser keinen größeren Spulenwiderstand als  $4 \text{ k}\Omega$  hat, oder ein entsprechend transistorisierter Leistungsverstärker.

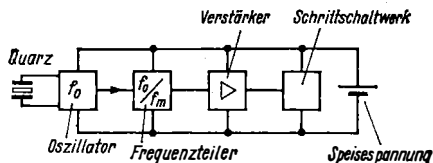
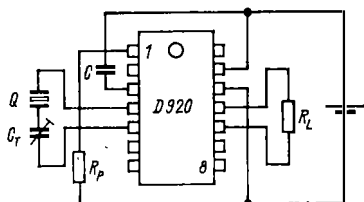


Bild 4  
Prinzipstromlaufplan  
einer quartzgesteuerten  
(analogen) Uhr



*Bild 5  
Stromlaufplan einer quarz-  
gesteuerten Uhr mit dem Schalt-  
kreis D 920*

### Frequenzteiler D 921 [1]

Der Schaltkreis *D 921* enthält nur einen Teil des «Innenlebens» des soeben besprochenen *D 920*: einen 15stufigen Frequenzteiler, 2 Impulsformer-, 2 Leistungsverstärker- und eine Stromregelstufe. Für die Anschlußmöglichkeiten am Ausgang gilt dasselbe wie beim *D 920*. Mit *D 920* und *D 921* erhält unsere Uhrenindustrie 2 Schaltkreise, mit der sie hochmoderne «elektronische» Uhren fertigen kann. Dem integrierten Schaltkreis wird dadurch eine neue Anwendungsmöglichkeit erschlossen.

### Initiatorschaltung A 301 D [2] [3]

Diese vom Herstellerwerk gewählte Bezeichnung wird vielen Lesern nichts sagen. Initiator ist der Anstifter, der den Anstoß Gebende. Mit einer Initiatorschaltung läßt sich nach Empfangen eines elektrischen Impulses eine andauernde Schaltung auslösen, so wie etwa der Zündimpuls die Detonation einer Sprengladung.

Bild 6 zeigt den Stromlaufplan des Schaltkreises *A 301 D*: Herzstück ist ein Oszillator, der etwa zwischen 8 kHz und 100 kHz schwingt. Der dazugehörige Schwingkreis wird an die Klemmen 3 und 4 angeschlossen. Es folgt die Auswertestufe (D6, T8, R9 und R10). Sie soll «erkennen», ob der Oszillator schwingt oder nicht. Bei nichtschwingendem Oszillator bleibt T8 gesperrt. Die folgende Trigger-schaltung (T9...T13, R11...R16) ist der eigentliche Schwellwert-schalter. Beischwingendem Oszillator wird der Ausgang Q (Klemme 6) leitend und der Ausgang  $\bar{Q}$  (Klemme 10) gesperrt. Bei nichtschwingendem Oszillator tritt das Gegenteil ein: Jetzt ist Q gesperrt und  $\bar{Q}$  leitend.

Zu erwähnen ist noch die Spannungsstabilisierung (T1...T4, R1 und R2, D1...D5). Das Ergebnis ist eine interne stabilisierte Spannung von etwa 2,9 V, die an Klemme 13 nach außen geführt wird

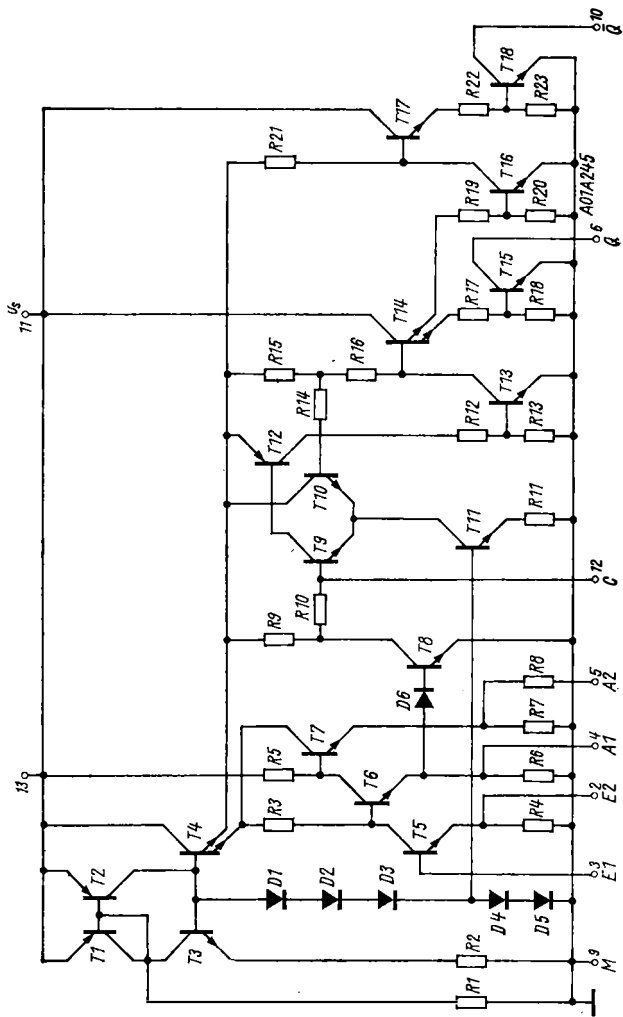


Bild 6 Innenschaltung des Schaltkreises A 301 D

und mit maximal 1 mA durch einen äußeren Verbraucher belastet werden darf.

Für den Schaltkreis A 301 gibt der Herstellerbetrieb (Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt [Oder]) mehrere Anwendungsbeispiele, die die Universalität des Schaltkreises gut wiedergeben. Hier sollen nur 2 Beispiele herausgegriffen werden.

Bild 7 zeigt eine induktive Schlitzinitiatorschaltung. Die Beschaltung des Oszillators mit  $L (= L1 + L2)$  und  $C$  sowie  $R1$  bietet keine Besonderheiten. Interessant ist die Rolle von  $C2$ : Er verhindert gemeinsam mit dem internen Widerstand  $R10$ , daß die Ausgänge mit der Oszillatorfrequenz umschalten. Der Oszillator arbeitet in diesem Fall als sogenannter Aussetzoszillator, d. h., bei bedämpftem Schwingkreis - Annähern eines Metallgegenstands an die Spulen - reißen die Schwingungen ab, es erfolgt eine Umschaltung der Ausgänge. Die Aufgabe der beiden Dioden  $D1$  und  $D2$ : Sie verhindern bei induktiver Belastung der Ausgänge, daß Spannungsspitzen die internen Transistoren  $T15$  und  $T18$  zerstören.

Man kann die Schaltung des induktiven Schlitzinitiators gemäß Bild 7 für praktische Zwecke abwandeln. Bei Annäherung eines

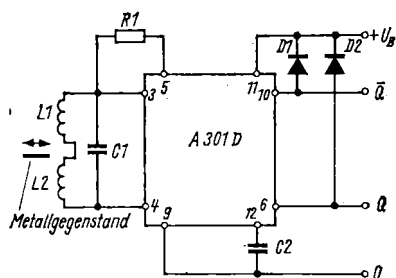


Bild 7  
Induktive Schlitzinitiatorschaltung mit dem Schaltkreis A 301 D

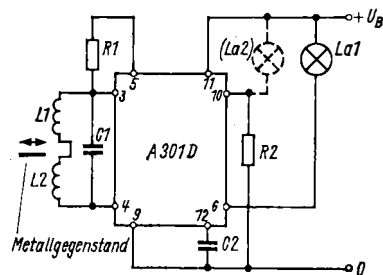


Bild 8  
Verbesserte Schlitzinitiatorschaltung mit Glühlampe(n)

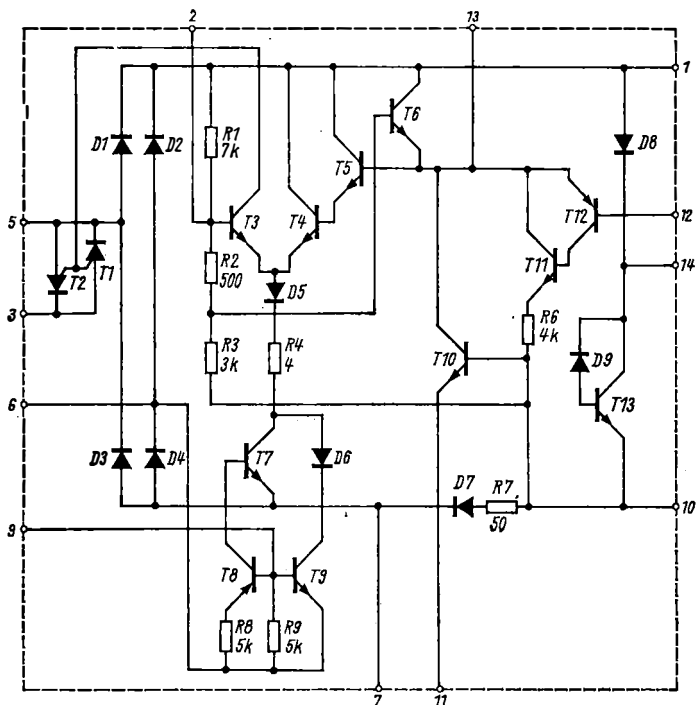


Bild 9 Innenschaltung des Schaltkreises MAA 436 (TESLA)

Metallgegenstands an das Feld von  $L_1$  und  $L_2$  schaltet sich eine Glühlampe ein (Bild 8). Der nichtbenötigte Ausgang  $Q$  wird über den Widerstand  $R_2$  an 0 V gelegt. Es ist aber auch möglich, mit einer zweiten Glühlampe an  $\bar{Q}$  anzuzeigen, daß sich *kein* Metallgegenstand im Spulenfeld befindet (gestrichelt). In diesem Fall entfällt  $R_2$ . Die Schutzdioden  $D_1$  und  $D_2$  entfallen ebenfalls, denn Glühlampen sind keine induktive Last.

Folgende Grenzwerte werden für den  $A\ 301\ D$  angegeben:

Betriebsspannung	$U_B = 4,75 \dots 27\text{ V},$
Ausgangsspannung	$U_{OH} = 0 \dots 27\text{ V},$
Ausgangsstrom	$I_{OL} = 50\text{ mA},$
Belastbarkeit der stabilisierten Spannung	$-I_{13} = 1\text{ mA},$
Betriebstemperaturbereich	$\vartheta_{amb} = -25 \dots 70\text{ }^\circ\text{C}.$

## IS für Phasensteuerung von Thyristoren

Neben den gezeigten Neuentwicklungen unseres Kombinats VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) gibt es auch von *TESLA* (Rožnov) u.a. den interessanten Schaltkreis für Phasensteuerung von Thyristoren und Triac *MAA 436* [4], [5]. Bild 9 zeigt die Innenschaltung dieses Schaltkreises. Man erkennt den Brückengleichrichter (D1...D4), die Triggerschaltung (T1 und T2), die Gatterschaltung (D6, R5, R8, T7...T9), den Komparator (D5, R1...R4, T9, T4, R1...R4) und den Hubgenerator (T13, D9). Die Rückstellschaltung (T5, T6) und den Spannungskonstanthalter mit T11, T10 und R6 noch dazugenommen – und all das ist vereint in einem DIL-14-Gehäuse!

Folgende Grenzwerte werden von *TESLA* genannt:

$$\begin{aligned} I_{5/6} &= \pm 36 \text{ mA}, \\ I_3 &= \pm 150 \text{ mA}, \\ I_9 &= \pm 2 \text{ mA}, \\ U_{\text{amb}} &= -40 \dots +85 \text{ }^\circ\text{C}. \end{aligned}$$

Bild 10 zeigt die Grundsaltung zur Phasensteuerung, in diesem Fall mit einem Triac, mit dem integrierten Schaltkreis *MAA 436*: An A und B wird die gleichzurichtende Wechselspannung angelegt,  $R_z$  stellt die Last, den Verbraucher, dar. Die Widerstände  $R_H$  und  $R_S$  sind von der Wechselspannung abhängig. *TESLA* gibt folgende Wertetabelle (Höchstwerte) an:

Speisespannung in V	$R_S$ in $k\Omega$	$R_H$ in $k\Omega$
24	1,2	47
60	4,7	120
120	10	220
220	18	470

$R_0$  begrenzt den Zündstrom. Er ist so gewählt (abhängig vom Thyristor bzw. Triac), daß der Zündstrom nicht größer als  $\pm 150 \text{ mA}$

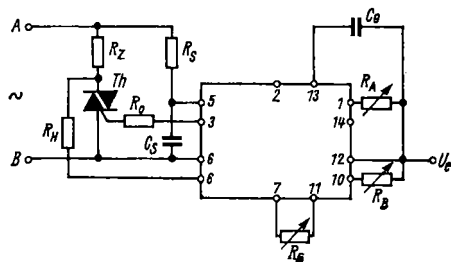


Bild 10  
Grundsaltung zur  
Gleichrichtung mit  
Phasensteuerung mit  
dem Schaltkreis  
*MAA 436*



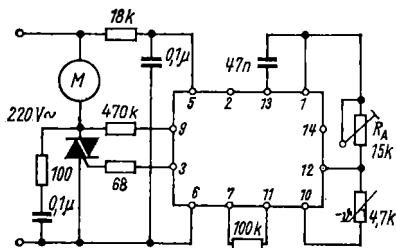


Bild 11  
 Beispiel für den Einsatz des  
 Schaltkreises MAA 436: Rege-  
 lung einer Ventilator Kühlung  
 in Abhängigkeit von der Um-  
 gebungstemperatur

werden kann.  $C_s$  muß eine für den sicheren Zündeinsatz ausreichende Ladung aufnehmen können. Für Thyristoren oder Triac bis 20 A Durchlaßstrom empfiehlt sich  $C_s = 0,1 \mu\text{F}$ .

Mit  $R_G$  und  $C_G$  wird der Zündzeitpunkt (der Winkel innerhalb jeder Halbwellen der Speisespannung) bestimmt.  $R_G$  ist der Verstärkungsregler ( $10 \dots 220 \text{ k}\Omega$ ): Er darf nicht so groß gewählt werden, daß die Zündspannung nicht mehr zur sicheren Zündung ausreicht. Zum Spannungsteiler  $R_A/R_B$ : Man wählt ihn im allgemeinen so, daß  $R_A + R_B$  zwischen  $10 \text{ k}\Omega$  und  $200 \text{ k}\Omega$  beträgt.

Es kann leider nicht näher auf die zahlreichen Anwendungsbeispiele des MAA 436 eingegangen werden. TESLA (Rožnov) gibt hierzu eine spezielle Broschüre heraus – leider in tschechischer Sprache. Aus den zahlreichen Möglichkeiten soll eine herausgegriffen sein: Die Regelung der Kühlung mit einem Ventilator (Bild 11).

Wie bekannt, soll ein Ventilator bei Überschreiten einer gewissen Raumtemperatur eingeschaltet und bei erfolgtem Absinken der Temperatur wieder ausgeschaltet werden. M ist in der Schaltung der Ventilatormotor, in diesem Fall ein Einphasenwechselstrommotor. Die Wirkungsweise ist nun folgende: Beim Ansteigen der Umgebungstemperatur über den Sollwert hinaus (am Widerstand  $R_A$  einstellbar) steigt die Spannung an der Klemme 12 über ihren «kritischen» Wert, der Triac Tri zündet, und der Ventilator läuft an.

Hier könnte ein kritischer Einwand kommen: Wenn der Triac einmal gezündet hat, bleibt er so – beim Absinken der Temperatur läuft also der Ventilator ständig weiter, was ja gar nicht erwünscht ist! Dieser Einwand ist jedoch nicht stichhaltig. Nach jeder Halbperiode der Netzspannung läuft diese durch den Nullpunkt, was zum Verlöschen des Triac führen muß. Er zündet – bei ausreichender Temperatur bzw. Vorhandensein einer Spannung an Klemme 12 – in jeder Halbperiode erneut [6]. Ist die Temperatur zu niedrig bzw. keine ausreichende Spannung an Klemme 12 vorhanden, zündet er nicht.

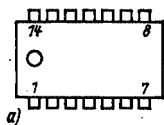


Bild 12  
Ansicht der Sockel von oben: a) D 910,  
D 920, A 301 D, MAA 436, b) D 902  
(nicht maßstabgerecht)

Auf weitere IS-Neuentwicklungen von *TESLA* soll nur kurz hingewiesen werden: der 4-Tasten-Sensorschalter *MAS 560*, der 6-Tasten-Sensorschalter *MAS 561* (ähnlich unserem *U 700*). Beides sind MOS-Schaltkreise. Da ist weiterhin der magnetisch bestätigte kontaktlose Schalter *MH 1 SS 1* oder der *Schmitt-Trigger-Schaltkreis MH 1 ST 1*.

In diesem Beitrag ging es darum, an einigen weniger bekannten Beispielen zu zeigen, daß man mit integrierten Analog-Schaltkreisen nicht nur Rundfunk- und Fernsehempfänger bestücken kann, obwohl das auch künftig ein sehr großes Anwendungsgebiet der IS sein wird, sondern daß auch die industrielle Elektronik bzw. «artfremde» Elektronik (Uhrenindustrie!) sich immer stärker für analoge IS interessiert.

Zur Vervollständigung der Kurzbeschreibungen dieser neuen IS werden noch die Sockelschaltungen angegeben. Dazu ist zu sagen: Alle beschriebenen integrierten Schaltkreise haben ein DIL-Gehäuse. Das heißt (Bild 12), daß die Klemmen – oder Anschlüsse – nicht im Kreis angeordnet sind, wie beispielsweise bei vielen IS von *TESLA* [7]. Sie sind vielmehr in 2 Reihen an den Längskanten eines rechtwinkligen Gehäuses angebracht. Wie in der internationalen Fachliteratur heute allgemein üblich, sind die Sockel von oben gezeichnet, also nicht mit dem Blick auf die Anschlüsse («von unten»). Das zu betonen scheint notwendig, weil oft Verwechslungen auftraten und bisher sehr oft die Sockel von linearen IS «von unten» gezeichnet waren, wie man es von Transistoren, Bandfiltern und Elektronenröhren gewohnt war.

### Literatur

- [1] .... Vorträge auf dem 7. Halbleiterbauelemente-Symposium, Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) 1976
- [2] Datenblatt A 301 D, Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
- [3] .... Neue lineare integrierte Schaltungen aus dem Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), radio fernsehen elektronik 25 (1976) 17, S. 551 bis 556
- [4] .... Halbleiter-Bauelemente 1976, Tesla-Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm
- [5] .... Příklady použití integrovaného obvodu pro fázové řízení triaku a tyristoru MAA 436, Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1975
- [6] *Streng, K. K.*: abc von Elektronenröhre und Halbleiterbauelement, Militärverlag der DDR, Berlin 1973
- [7] *Streng, K. K.*: Analoge Integrierte Schaltungen von Tesla, Band 142 der Amateurreihe «electronica», Militärverlag der DDR, Berlin 1976

Unsere bewährte Serie «Wissenswertes über ...» begann im Elektronischen Jahrbuch 1975, sie wird nun fortgesetzt zum Thema Ferrite.

Seit etwa 1950 finden die Ferrite eine zunehmende Anwendung in der Elektrotechnik/Elektronik. Hergestellt werden sie in der DDR im Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf unter der Werksbezeichnung *Manifer*. Manifer ist ein verlustarmer, weichmagnetischer Sinterwerkstoff mit geringer elektrischer Leitfähigkeit. Trotz seiner massiven Form treten praktisch keine Wirbelstromverluste auf, so daß Manifer auch bei höheren Frequenzen verwendbar ist. Unterscheiden muß man zwischen weichmagnetischen und hartmagnetischen Ferriten; alle weichmagnetischen Ferrite tragen die Werksbezeichnung *Manifer*, die hartmagnetischen Ferrite werden als *Maniperm* bezeichnet. Da für die Anwendung im Amateurbereich nur Bauteile aus *Manifer* interessieren, sollen in diesem Beitrag Bauteile aus *Maniperm* nicht behandelt werden. Nur soviel, *Maniperm* wird eingesetzt für unterschiedliche Magnetformen, z.B. Rotor-magnete für Fahrradlichtmaschinen, Magnetringe für Kleinmotoren, Lautsprecher-Magnetsysteme, Haftmagnetsysteme usw.

Ferrite bestehen aus Eisenoxid und Oxiden zweiwertiger Metalle, z.B. BaO, NiO, ZnO, MnO. In Rührwerken oder Trommelmischern werden die Oxide unter Wasserzusatz gemahlen und gemischt. Danach erfolgt eine Brikettierung und ein Vorbrennen bei etwa 1000 °C. Damit beginnt die Ferritbildung. Es folgt ein zweiter Mahl- und Mischprozeß in Backenbrechern, Schwing- oder Kugelmühlen, danach steht eine preßfähige, plastische Masse zur Verfügung, die einer genauen Kontrolle der Kernzusammensetzung unterliegt. Die eigentliche Formgebung der Ferritbauteile erfolgt im Strangpreßverfahren oder in Preßformen aus Sonderstahl. Dann folgt das eigentliche Brennen in einer Schutzgasatmosphäre bei Temperaturen von 1100 °C bis 1350 °C. Da manche Bauteile engtolerierete Maße aufweisen, erfolgt abschließend ein Schleifen auf Sollmaß.

Die vielen, bei diesem Produktionsprozeß auftretenden Einflüsse,

**Tabelle 1 Werkstoffdaten für weichmagnetisches Manifer**  
 Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf

Werkstoff Manifer	obere Frequenz- grenze $f_{\max}$ MHz	3	4	5	6	7	8
110	8	100	30/60	0,05/1	18	> 300	Zylinderkerne
140	2	400	15/45	0,05/0,5	8	> 180	Zylinderkerne Topfkerne
143	1,6	600	16/40	0,5/1,6	0,5...2,5	> 190	Schalengerne
150	0,5	800	7/100	0,005/0,5	7,5	> 110	Ringkerne Jochringkerne
163	0,5	1000	4/30	0,05/0,5	0,5...2,5	> 150	Schalengerne
164	0,5	-	6/40	0,05/0,5	2,5	> 160	Schenkelkerne E-Kerne, U-Kerne für Leistungs- transformatoren
174	-	-	-	-	2,5	> 160	E-Kerne, U-Kerne für Leistungs- transformatoren
183	0,2	2200	1,5/6	0,01/0,1	0,5...1,5	> 140	Schalengerne, Ring- kerne, E/X/W-Kerne
184	-	-	-	-	-	> 150	E-Kerne, U-Kerne für Leistungs- trafos
193	0,1	3500	3/10	0,02/0,1	1,5	> 150	Schalengerne, Ring- kerne, E-Kerne
195	0,1	5000	4/15	0,02/0,1	0,6...1,8	> 110	Schalengerne, Ring- kerne, E/X/W-Kerne
220	50	15	200/480	10/50	< 20	> 500	Zylinderkerne ohne Gewinde und Loch

230	25	36	150/200	1/10	<16	>400	Zylinderkerne
240	6	120	115/140	0,5/5	<14	>340	Antennenstäbe
250	2,5	240	30/70	0,1/1	<8	>240	Antennenstäbe, Topfkern
270	-	1500	13/35	0,01/0,1	-	>100	Ringkerne für Entstörzwecke
320	250	10	160/1000	50/200	-80...+50	>500	Zylinderkerne
321	100	20	150/800	20/100	30	>500	Zylinderkerne
330	50	35	80/800	10/50	15	>450	Zylinderkerne
340	10	100	60/80	2/5	2...8	>360	Antennenstäbe
343	10	100	50/80	1,5/5	1...6	>360	Schalenkerne
360	2	300	6/40	0,05/1	0...8	140	Antennenstäbe, Topfkern

wie chemische Zusammensetzung, Mischungsverhältnisse der Oxide, Temperatur, Brennzeit, Brennatmosphäre usw., würden eine Vielzahl von Ferritwerkstoffen ergeben. Das wäre aber nicht ökonomisch, deshalb wird eine Beschränkung auf eine möglichst geringe Anzahl von *Manifer*-Werkstoffen vorgenommen. Die Tabelle 1 gibt einen Überblick über die im Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf produzierten *Manifer*-Werkstoffe, wobei ältere Werkstoffe zur Information ebenfalls mit aufgenommen wurden. Für den Amateurbereich interessieren die *Manifer*-Werkstoffgruppen 100, 200 und 300. Alle anderen *Manifer*-Werkstoffgruppen sind für spezielle Anwendungsgebiete gedacht, sie werden hier nur zur Information erwähnt. Die erste Ziffer des *Manifer*-Werkstoffs gibt die Zugehörigkeit zur entsprechenden *Manifer*-Werkstoffgruppe an.

### **Manifer-Werkstoffgruppe 100**

Diese Gruppe bilden die Mn-Zn-Ferrite. Neben  $\text{Fe}_2\text{O}_3$  enthält die Zusammensetzung ZnO und MnO in bestimmten Verhältnissen. Die Anfangspermeabilität ist hoch (100 bis 5000), der Frequenz-Anwendungsbereich geht bis etwa 3 MHz. Die sich aus Hysterese-, Nachwirkungs- und Wirbelstromverlusten zusammensetzenden Gesamtverluste müssen klein sein, damit eine hohe elektrische Güte erreicht wird.

### **Manifer-Werkstoffgruppe 200**

Die Gruppe der undotierten Ni-Zn-Ferrite ist eingeordnet unter *Manifer 200*, dabei handelt es sich um veraltete Erzeugnisse. Sie werden nur für einige Spezialzwecke noch gefertigt (z. B. Dämpfungsferrite).

### **Manifer-Werkstoffgruppe 300**

Das sind ebenfalls Ni-Zn-Ferrite, allerdings mit einem Fe-Überschuß und geringen Co-Dotierungen (sogenannte Perminvar-Charakteristik). Sie zeigen bei Aussteuerung unter der Öffnungsfeldstärke eine strichförmige Hysteresisschleife; und daher minimale Hysteresisverluste. Durch Variation des Ni-Zn-Verhältnisses kann die Anfangspermeabilität bis etwa 5000, für eine brauchbare praktische Verwendung bis etwa 1500 eingestellt werden. Für hohe Frequenzen werden sie nicht dicht gesintert, damit die Wirbelstromverluste nicht zu stark ansteigen. Perminvar-Ferrite erhalten ihre hohen Güten erst nach

einer feldfreien thermischen Nachbehandlung unterhalb der *Curie*-Temperatur. Bei Aussteuerung über die Öffnungsfeldstärke steigen die Verluste irreversibel an und können nur durch Wiederholung der thermischen Nachbehandlung auf ihren ursprünglichen Wert verringert werden. Der Frequenz-Anwendungsbereich reicht von 1 bis 250 MHz.

### **Manifer-Werkstoffgruppe 400**

Diese Ferrite sind magnetostriktive Ferrite. Das *Fi*-Ferrit hat den größten Wert der Sättigungsmagnetostriktion. Anwendungsgebiete sind magnetomechanische Filter und die Ultraschallerzeugung. Die erreichbaren magnetomechanischen Güten sind außerordentlich hoch. Durch geringe *CoO*-Zusätze kann die Temperaturabhängigkeit der Resonanzfrequenz sehr klein gehalten werden. Die Abmessungen bestimmen die Resonanzfrequenz. Außerdem ersetzen diese Ferrite teure Quarze und Bariumtitanate. Die Bauformen sind Ringkerne bzw. Zylinderkerne zum Aufbau von Ringschwingern, Dicken-schwingern und Torsionsschwingern. Der Werkstoff *M 410* wird bis 500 kHz verwendet, die magnetomechanische Güte ist  $>2500$ . Die Verwendung für *M 420* ist gegeben für  $f = 60$  kHz und der Güte  $>4000$ .

### **Manifer-Werkstoffgruppe 500**

Diese Werkstoffgruppe wird verwendet zur Herstellung der in der Datenverarbeitung benötigten Speicherkernringe (0,4 bis 2,0 mm Außendurchmesser) und Schaltringkerne (2,0 bis 10,0 mm Außendurchmesser). Für eine Anwendung in der HF-Technik sind diese Speicherkerne nicht geeignet.

### **Manifer-Werkstoffgruppe 600**

*Mn-Mg*-Ferrite mit oder ohne *Al*-Zusätze sind der Werkstoff für Bauteile der Mikrowellentechnik. Bei Frequenzen  $>10$  GHz werden *Ni-Zn*-Ferrite eingesetzt, für temperaturstabile Bauteile dient *Ni-Al*-Ferrit. Diese Werkstoffe werden als Ferrit mit Spinellstruktur bezeichnet. In dieser Gruppe gibt es noch die Granatwerkstoffe, die einen hohen Prozentsatz der Oxide der seltenen Erden Yttrium und Gadolinium enthalten, die aber sehr rein eingesetzt werden müssen. An Stelle der *Y-Gd*-Mischgranate können auch *Bi-Ca-V*-Granate ver-

wendet werden. Vorzugsweise Frequenz-Anwendungsbereiche sind

1... 3 GHz: Granatwerkstoffe *M 650, M 651, M 655;*

3... 10 GHz: Spinellwerkstoffe *M 610, M 620, M 630, M 631;*

8... 25 GHz: Spinellwerkstoffe *M 640, M 641, M 642.*

Bauformen sind Stäbe, Zylinder, Platten oder Scheiben.

## Manifer-Werkstoffgruppe 700

Verbindungen dieses Typs bezeichnet man als hexagonale Ferrite mit magnetischer Vorzugsebene. Sie haben eine relativ hohe Anfangspermeabilität von 20 bis 30, die durch Drehung der Magnetisierung in der Vorzugsebene entsteht. Sie können in einem Frequenzbereich von 100 MHz bis 1 GHz eingesetzt werden. Allerdings ist zu ihrer Herstellung eine aufwendige Technologie erforderlich.

### Begriffsbestimmungen

#### *Permeabilität $\mu$*

Unter Permeabilität eines magnetischen Werkstoffs wird allgemein das Verhältnis der magnetischen Induktion  $B$  zur magnetischen Feldstärke  $H$  verstanden.

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 = \frac{B}{H},$$

wobei  $\mu_0$  die Induktionskonstante bzw. die absolute Permeabilität des Vakuums bedeutet.

Der Ausdruck  $\mu_r = 1/\mu_0 \cdot B/H$  wird als relative Permeabilität bezeichnet.

#### *Anfangspermeabilität $\mu_1$*

Die Anfangspermeabilität  $\mu_1$  ist der Grenzwert der relativen Permeabilität für die Feldstärken  $H \rightarrow 0$ . Sie kann an einem geschlossenen, entmagnetisierten und mit einer Wicklung versehenen Ringkern aus der Beziehung für die Induktivität einer Ringkernspule

$$L = \mu_1 \cdot \mu_0 \cdot w^2 \cdot \frac{A}{l}$$

( $L$  in H) ermittelt werden.



Hierbei ist

$\mu_1$  – Anfangspermeabilität;

$\mu_0$  – Induktionskonstante =  $4\pi \cdot 10^{-9}$  Vs/Acm;

$A$  – Kernquerschnitt in  $\text{cm}^2$ ;

$w$  – Windungszahl;

$l$  – magnetische Weglänge in cm.

Die in Tabelle 1 angegebenen Eigenschaften wurden mit einem Ringkern ermittelt mit den Abmessungen

36 mm Außendurchmesser,

28 mm Innendurchmesser,

10 mm Höhe.

Die Daten können nicht ohne weiteres auf andere Bauformen übertragen werden. Neben der Kompliziertheit der Bauform und der damit verbundenen Streufelder geht hier besonders das Verhältnis von Oberfläche zu Volumen des Körpers ein. Große Oberflächen bei kleinen Volumen bewirken im allgemeinen kleinere Permeabilitäten und größere Verluste.

#### *Wirksame Permeabilität $\mu_w$*

Die wirksame Permeabilität eines Magnetkerns in einer Spule ergibt sich aus dem Verhältnis der Induktivität  $L$  der Spule mit Kern zu der Induktivität  $L_0$  der Leerspule (d.h. derselben Spule ohne Kern) zu

$$\mu_w = \frac{L}{L_0}.$$

Die wirksame Permeabilität  $\mu_w$  ist kein Werkstoffkennwert und wird nur im Zusammenhang mit Zylinder-, Rohr- und Stabkernen (Antennenstäbe) verwendet. Sie ist außer von der Werkstoff- (d.h. Anfangs-) Permeabilität von der Kernform sowie von den Spulendaten und von der Stellung des Kerns in der Spule abhängig. Der Begriff der wirksamen Permeabilität wird auch bei Anwendungen mit Vormagnetisierung gebraucht.

#### *Gescherte oder effektive Permeabilität $\mu_e$*

Durch Einfügen eines Luftspalts in einen Kern mit magnetisch geschlossenem Weg (z.B. Ringkern, Schalenkern, E-Kern) tritt eine «Scherung» ein. An Stelle der Anfangspermeabilität  $\mu_1$  erhält man die sogenannte gescherte (Anfangs-) Permeabilität  $\mu_e$ , da eine Spule mit geschertem Kern eine entsprechend niedrigere Induktivität

$$L_e = \mu_e \cdot \mu_0 \cdot w^2 \cdot \frac{1}{\sum \frac{l}{A}}$$

hat. Für die gescherte Permeabilität ergibt sich daraus

$$\mu_e = \frac{1}{\mu_0} \cdot \frac{L_e}{w^2} \cdot \sum \frac{l}{A}.$$

Die Induktivität  $L_e$  verhält sich zur Induktivität  $L$  der Spule mit ungeschertem Kern (d. h. mit Kern ohne Luftspalt) wie die gescherte Permeabilität zur Anfangspermeabilität. Es gilt demgemäß die Beziehung

$$\frac{L_e}{L} = \frac{\mu_e}{\mu_1}.$$

*Induktivitätsfaktor  $A_L$*

Der Induktivitätsfaktor ( $A_L$ -Wert) wird für die Berechnung von Spuleninduktivitäten verwendet. Unter dem Induktivitätsfaktor  $A_L$  einer Spule wird die auf die Windungszahl  $w = 1$  bezogene Induktivität in  $nH = 10^{-9} H$  verstanden, d. h., es gilt

$$A_L = \frac{L}{w^2} \quad \text{oder} \quad A_L = \frac{L_e}{w^2}$$

( $A_L$  in  $nH$ ), je nachdem, ob es sich um einen ungescherten oder gescherten Kern handelt, wobei  $L$  bzw.  $L_e$  in  $nH$  einzusetzen ist.

Für die gescherte Permeabilität  $\mu_e$  erhält man dann

$$\mu_e = \frac{1}{\mu_0} \cdot A_L \cdot \sum \frac{l}{A},$$

d. h., die gescherte Permeabilität  $\mu_e$  ist dem  $A_L$ -Wert und dem Formfaktor proportional.

*Relativer Verlustfaktor  $\tan \delta_K / \mu_1$*

Durch Scherung, d. h. durch Einfügen eines Luftspaltes in einen geschlossenen magnetischen Kreis, wird der Verlustfaktor des magnetischen Kernwerkstoffs  $\tan \delta_K$  praktisch im gleichen Verhältnis wie die Permeabilität reduziert. Es gilt in erster Näherung

$$\frac{\tan \delta_K}{\mu_1} = \frac{\tan \delta_K'}{\mu_e};$$

- $\vartheta_K$  – Verlustwinkel des ungescherten magnetischen Kerns;
- $\vartheta_K'$  – Verlustwinkel des gescherten magnetischen Kerns;
- $\mu_1$  – Anfangspermeabilität;
- $\mu_e$  – gescherte Permeabilität.

Der Ausdruck  $\tan \vartheta_K / \mu_1$  wird als relativer Verlustfaktor bezeichnet, er ist eine Werkstoffkonstante und gestattet den Vergleich verschiedener magnetischer Ferritwerkstoffe hinsichtlich ihrer Verlusteigenschaften unabhängig von ihrer Anfangspermeabilität.

#### *Relativer Temperaturkoeffizient der Anfangspermeabilität*

Der relative Temperaturkoeffizient der Anfangspermeabilität

$$\frac{\alpha \mu_1}{\mu_1} = \frac{1}{\mu_1} \cdot \frac{\Delta \mu_1}{\Delta T}$$

ist eine von der Scherung unabhängige Werkstoffkonstante. Der Temperaturkoeffizient eines gescherten Kernes ergibt sich aus dem in Tabelle 1 angegebenen relativen Temperaturkoeffizienten durch Multiplikation mit der gescherten Permeabilität  $\mu_e$ .

#### *Curie-Temperatur*

Bei Überschreiten der *Curie*-Temperatur verschwindet die spontane Magnetisierung, da die thermische Energie die Größe der Austauschwechselwirkungsenergie erreicht und demzufolge für eine statistische Verteilung der magnetischen Momente im Spinellgitter sorgt. Die *Curie*-Temperatur ist eine Funktion der chemischen Zusammensetzung und kann von einigen °K bis etwa 950 °K durch Änderung der Zusammensetzung variiert werden.

### **Bauteile aus Manifer-Werkstoffen**

#### *Zylinderkerne*

Sie werden in den Bauformen

- Zylinderkerne ohne Gewinde ohne Bohrung (Bild 1 a oben),
- Zylinderkern ohne Gewinde mit Bohrung (Bild 1 a unten),
- Zylinderkern mit Gewinde (Bild 1 b, Form A und B)

hergestellt. Sie werden vorwiegend als Abgleichelemente von HF-Spulen, z.B. in ZF-Bandfilterspulen, Oszillator- und Vorkreisspulen von Rundfunkempfängern sowie in der Fernsehtechnik, kommer-

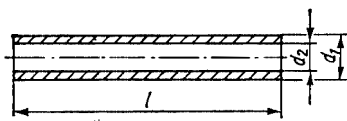
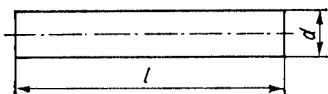


Bild 1a  
Zylinderkerne ohne Gewinde

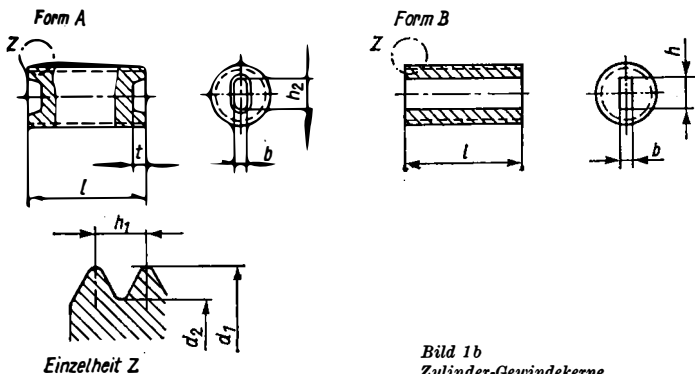


Bild 1b  
Zylinder-Gewindekerne

ziellen Technik und übrigen Elektronik, eingesetzt. Zylinderkerne mit Bohrung werden auch für Abstimmvariometer und vor allem für Dämpfungszwecke verwendet. Für die Auswahl des geeigneten Werkstoffs sind die in Tabelle 1 zugeordneten Frequenzen bestimmend. Vorzugsweise sind zu verwenden *Manifer 140*, *Manifer 320*, *Manifer 321* und *Manifer 330*.

Durch Eintauchen eines Ferrit-Zylinderkerns in eine Spule kann neben einer Induktivitätserhöhung bei geeigneter Werkstoffauswahl auch eine erhebliche Güteerhöhung gegenüber der Spule ohne Kern erzielt werden. Somit sind die wirksame Permeabilität und der Gütefaktor als wichtigste Kennwerte eines Zylinderkerns anzusehen. Die Güte  $Q$  wird für jeden Kerntyp durch einen vorliegenden Grenzkern festgelegt. Dieser Kern ist ein minimaler Grenzkern, d.h., die Güte der ausgelieferten Kerne liegt darüber. Die Meßfrequenz für die Güte wird nach der Betriebsfrequenz festgelegt, siehe Tabelle 2. Tabelle 3 bis Tabelle 5 geben Werte zum Vorzugsprogramm der Zylinderkerne an.

**Tabelle 2 Meßfrequenzen für Zylinderkerne**

Betriebsfrequenz in MHz	Meßfrequenz in MHz	Werkstoff
1	0,5	Manifer 110, 140, 163
1...3	1	Manifer 110, 140, 163
3...20	10	Manifer 330, 340
20...60	30	Manifer 321
60...150	90	Manifer 320
150...230	230	Manifer 310, 320

**Tabelle 3 Zylinderkerne ohne Gewinde ohne Bohrung (Vorzugsprogramm)  
(Bild 1 a, Abmessungen in mm)**

$d - 0,1$	$l \pm 0,5$	Werkstoff	Meßfrequenz MHz
1,8	7	163, 320	0,5; 90
2,0	12	140, 330	1,0; 10
	15	140	1,0
2,5	12	140	1,0
	7	320	90
3	12	140, 320, 321, 330	1,0; 90; 30; 10
	15	140, 320, 321, 330	1,0; 90; 30; 10
	10	140, 320, 321, 330	1,0; 90; 30; 10
3,5	12	140	1,0
	15	140	1,0
	15	140, 330	1,0; 10
4,0	30	140	1,0
	12	321	30
4,2	15	140, 330	1,0; 10
	38	164	0,5
5,0	38	140	0,5

**Tabelle 4 Zylinderkerne ohne Gewinde mit Bohrung (Vorzugsprogramm)  
(Bild 1 a, Abmessungen in mm)**

$d_1 \pm 0,3$	$d_2 \pm 0,3$	$l \pm 0,5$	Werkstoff	Verwendung
3	1	10	150	Dämpfung bis 250 MHz
5	1,5	10	163	Korrekturspule bei 16 kHz
5 - 0,1	1,5	$30 \pm 0,2$	140	Variometer bis 1,7 MHz
	2,6	5	150	Dämpfung bis 250 MHz
6	1,5	10	150	Dämpfung bis 250 MHz
10	2,0	30	163	Dämpfung

**Tabelle 5 Zylinderkerne mit Gewinde (Vorzugsprogramm)**  
**(Bild 1 b, Abmessungen in mm)**

Form	$b$	$d_1$	$d_2$	$h_2$	$l$	$h_1$	$t$	Muttergewinde
A	$0,7 \pm 0,15$	3,75	- 0,1	3,25	$2,0 - 0,5$	12	1,5 + 0,4	M4×0,5
B	$0,6 + 0,2$	3,75	- 0,1	3,25	$1,6 + 0,2$	12	-	M4×0,5
A	$0,6 + 0,4$	4,7	- 0,16	3,9	$1,8 + 0,5$	13	1,2 + 0,5	M5×0,75
A	$0,6 + 0,4$	5,7	- 0,15	4,9	$2,5 + 0,5$	13	1,2 + 0,5	M6×0,75
A	$1,0 + 0,5$	6,7	- 0,15	5,9	$3,5 + 0,5$	17	1,5 + 0,5	M7×0,75
A	$1,0 + 0,5$	6,65	- 0,15	5,55	$3,5 + 0,5$	12	1,5 + 0,5	M7×1,0
A	$1,0 + 0,5$	6,65	- 0,15	5,55	$3,5 + 0,5$	17	1,5 + 0,5	M7×1,0
A	$1,0 + 0,5$	7,7	- 0,15	6,9	$4,0 + 0,5$	23	1,5 + 0,5	M8×0,75

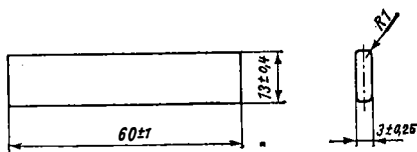
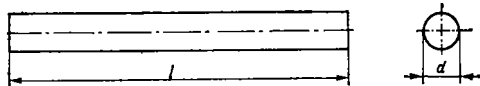


Bild 2  
Manifer-Antennenstäbe

### Antennenstäbe

Antennenstäbe sind stabförmige Kerne, die zur Aufnahme elektromagnetischer Feldenergie verwendet werden. Sie werden vorwiegend in Transistor-Kofferempfängern und in Taschensupern eingesetzt. Bild 2 zeigt oben die Ausführung mit rundem Querschnitt, darunter die flache Ausführung, die nur mit den angegebenen Maßen produziert wird. Verwendet werden die Werkstoffe *Manifer 340* (Wellenbereiche K-M-L) und *Manifer 360* (Wellenbereiche M-L). Tabelle 6 gibt eine Übersicht über das Produktionsprogramm von Antennenstäben mit rundem Querschnitt. Früher wurden als Material auch *Manifer 240* und *Manifer 250* eingesetzt. Es gilt folgende Farbkennzeichnung:

<i>Manifer 240</i>	rot-gelb,
<i>Manifer 250</i>	rot-grün,
<i>Manifer 340</i>	orange-gelb,
<i>Manifer 360</i>	orange-blau.

Tabelle 6 Antennenstäbe mit rundem Querschnitt (Bild 2)

Durchmesser in mm	Länge in mm	zulässige Durchbiegung in mm
8 ± 0,3	63	0,6
	100	1,2
	125	1,5
	160	1,9
10 ± 0,3	145	1,7
	160	1,9
	200	2,4
10 ± 0,4	240 - 6	2,4

Die Antennenstäbe werden in bezug auf  $\mu_w$  und  $Q$  einer elektrischen Kontrolle unterzogen. Die Messungen erfolgen dabei nicht in Absolutwerten, sondern als relative Messungen, d.h. durch Vergleich mit festgelegten Null- und Grenzstäben.

### Topfkern

Topfkern werden zum Aufbau kleiner, streuarmer Induktivitäten verwendet. Vorwiegendes Einsatzgebiet ist die Rundfunktechnik (ZF-Bandfilter, Oszillatorspule, Stereodekoderspulen). Die Kernaussparung mit konischer Aussparung (Bild 3) eignet sich besonders für ZF-Bandfilter. Die magnetische Kopplung eines zweikreisigen ZF-Bandfilters kann durch Drehung der ausgesparten Topfkern eingestellt werden. Weitere Ausführungsformen zeigt Bild 3. Dazu gibt

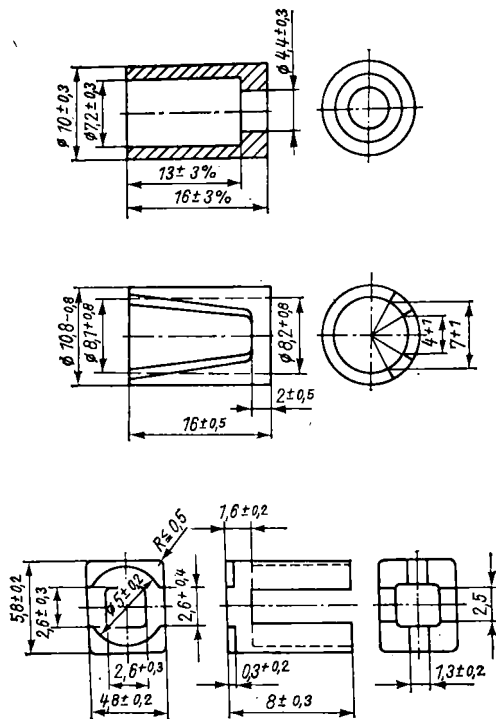


Bild 3 Topfkernformen aus Manijer



es noch eine Ausführung mit geschlossenem Boden, die vom Anwender mit einem Kunststoff-Gewindekopf versehen wird. Der Außendurchmesser ist 7 mm, der Innendurchmesser 5,4 mm und die Höhe 6,2 mm. Topfkerne werden für Frequenzen bis etwa 1,7 MHz aus *Manifer 140*, *Manifer 163* oder *Manifer 360* hergestellt. Für 10,7 MHz steht *Manifer 330* zur Verfügung.

### Mehrlochkerne

Drosselkerne werden zur Dämpfung von Störstrahlungen im Bereich der HF-Technik eingesetzt. Die Impedanz eines Leiters wird durch Auffädeln eines Zylinderkerns mit Bohrung erheblich erhöht. Die Verwendung von Breitbanddrosselkernen erfolgt in der Rundfunk- und Fernsehgeräteindustrie zur Vermeidung unerwünschter Kopplungen. Ausführungsformen zeigt Bild 4, die Bewicklung erfolgt seitens der Anwender. Drosselkerne werden aus den Werkstoffen *Manifer 150* und *Manifer 250* hergestellt. Kerne aus *Manifer 150* sind vorzugsweise für Drosseln bis etwa 250 MHz geeignet, während Kerne aus *Manifer 250* günstiger für höhere Frequenzen bis 800 MHz eingesetzt werden.

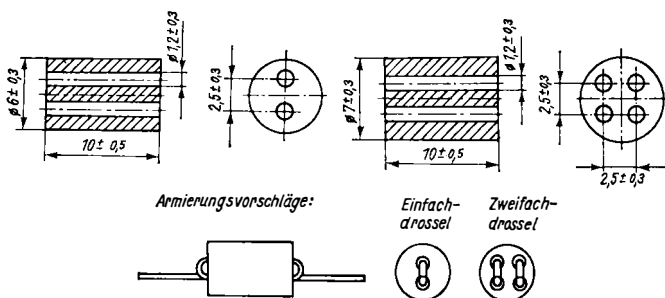


Bild 4 Mehrlochkerne aus Manifer

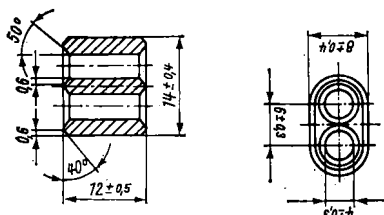


Bild 5 Doppellochkerne für Symmetrierglieder

## Doppellochkerne

Doppellochkerne werden zur Herstellung von breitbandigen Symmetrierübertragern im VHF-Bereich, Fernseh- und Hörrundfunkbereich von 40 bis 250 MHz verwendet. Diese Übertrager sind geeignet, Wellenwiderstände von HF-Kabeln, Eingangswiderstände von Fernseh- und UKW-Rundfunkempfangsgeräten oder -verstärkern und Fußpunktwidestände von Antennen mit  $240 \Omega$  symmetrisch in  $60 \Omega$  asymmetrisch oder umgekehrt anzupassen. Bild 5 zeigt diesen Doppellochkern, der aus *Manifer 240* hergestellt wird.

## Ringkerne

Ringkerne sind Bauelemente für Geräte der Nachrichten-, Meß- und Regelungstechnik. Außerdem findet man sie bei der Herstellung von Entstördrosseln. Die Bauformen zeigt Bild 6, Tabelle 7 gibt die Vorzugswerte für Ringkerne an. Als Kernmaterial können die Werkstoffe nach Tabelle 1 eingesetzt werden.

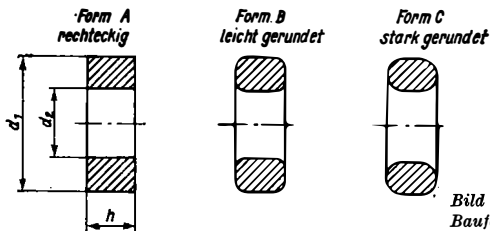


Bild 6  
Bauformen der Ringkerne

Tabelle 7 Ringkerne (Bild 6)

$d_1$ in mm	$d_2$ in mm	$h$ in mm
25	15	8
		10
		20
40	20	10
		15
60	30	7
		10
		15
		20
80	60	20
120	90	20
		30
120	70	30

Nenngrößen 11x6 und 14x8

Nenngrößen 18x11 bis 36x22

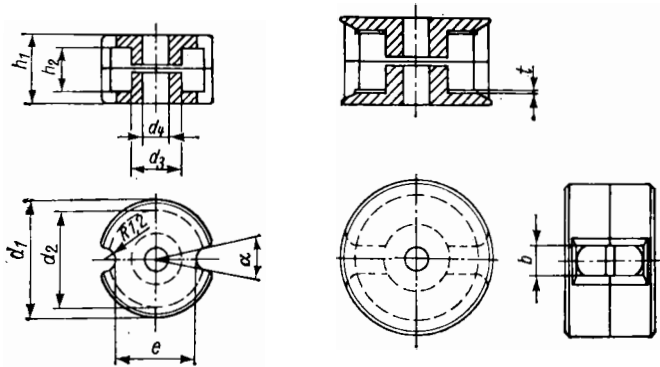


Bild 7 Bauformen der Schalenkerne

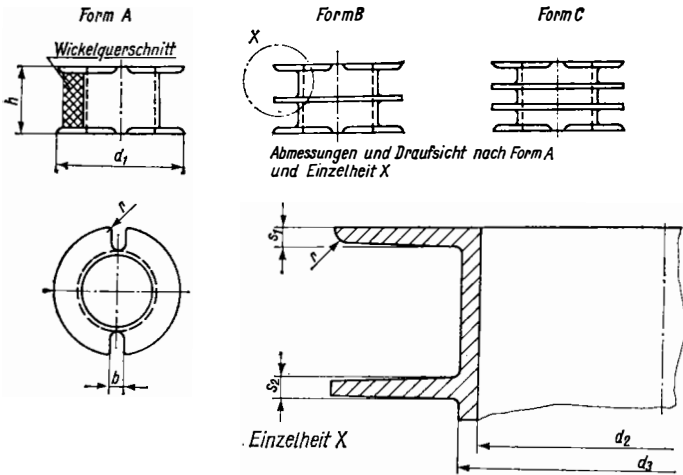


Bild 8 Bauformen der Spulenkörper für Schalenkerne

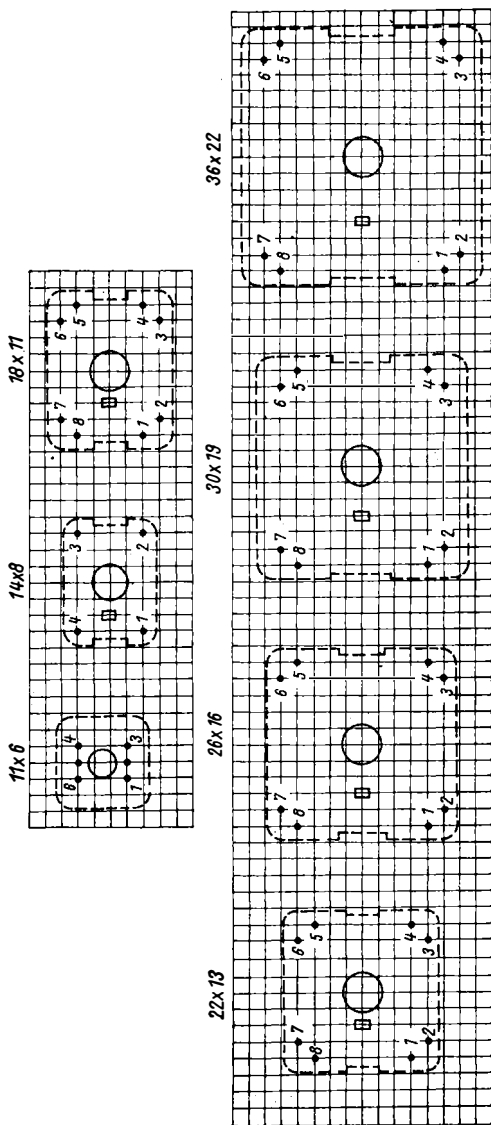
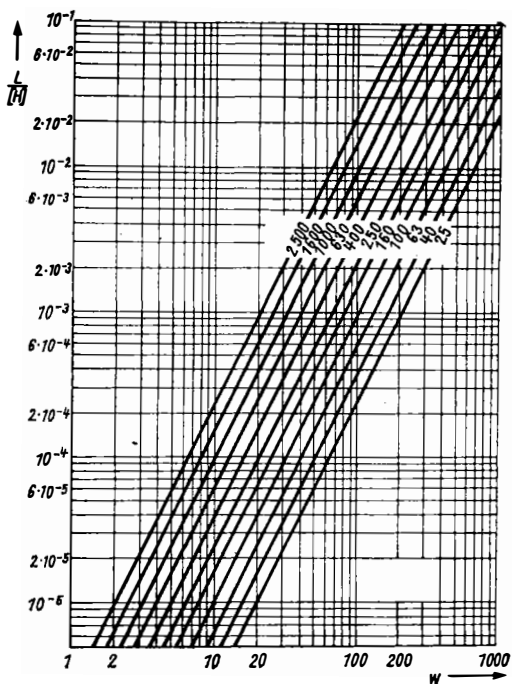


Bild 9 Rastermaße der Schalenkern-Armierungen für gedruckte Verdrähtungen



**Bild 10**  
 Diagramm zur Bestimmung von Induktivität, Windungszahl oder  $A_L$ -Wert bei Schalenkernen

Schalenkerne werden aus den Ferritwerkstoffen *Manifer 143*, *Manifer 163*, *Manifer 183* und *Manifer 343* hergestellt und als Kernmaterial in hochwertigen, konstanten und abgleichbaren Induktivitäten eingesetzt. Zu einem Satz Schalenkerne gehören je zwei Schalenkernhälften, die an den geschlossenen Stoßflächen zusammengesetzt werden. Durch die geschlossene Bauform wird eine gute magnetische Abschirmung der Spule erzielt. Gescherte magnetische Kreise gewährleisten eine hohe zeitliche Konstanz, engtolerierete Induktivitäten sowie eine geringe Abhängigkeit von Vormagnetisierungsfeldern. Luftspalte  $< 0,2$  mm werden asymmetrisch in nur eine Schalenkernhälfte und Luftspalte  $> 0,2$  mm symmetrisch in beide Schalenkernhälften geschliffen. Für die verschiedenen Einsatzgebiete gibt Tabelle 8 die entsprechenden Werkstoffe an.

Für die Schalenkerne gibt es Armaturen für die normale Verdrahtungstechnik und für die Anwendung in gedruckten Schaltungen. Die zusammengehörenden Schalenkernhälften sind sorgfältig mit der Markierung (Farbstrich über beide Schalenkernhälften) in Übereinstimmung zu bringen. Zur Erhöhung der Induktivitätskonstanz und bei Verwendung in stoßbeanspruchten Geräten können die Schalenkernhälften mit Epoxydharz verklebt werden. Bei Schalenkernen mit asymmetrischem Luftspalt ist der Spulenkörper in die Schalenkernhälfte einzukleben, die den Luftspalt hat.

Bild 7 zeigt die Ausführungsformen der Schalenkerne, Bild 8 die verwendbaren Spulenkörper. Tabelle 9 und Tabelle 10 geben die wichtigsten Abmessungen der Schalenkerne und der Spulenkörper an. Für die Schalenkerne mit Armierung für die gedruckte Schaltungstechnik zeigt Bild 9 die Rastermaße. Bild 10 zeigt die Abhängigkeit der Induktivität von der Windungszahl und vom  $A_L$ -Wert, damit kann man die Spuleninduktivität einfach und schnell bestimmen.

**Tabelle 8 . Verwendungszwecke der Schalenkerne**

Einsatzgebiet	Frequenzbereich	Werkstoff
Schwingkreisspulen	bis 150 kHz	Manifer 183
Filter hoher Güte	bis 600 kHz	Manifer 163
Übertrager	bis 1,5 MHz	Manifer 143
Spulen hoher Güte	bis 10 MHz	Manifer 343
Pupinspulen	bis 100 kHz	Manifer 183

**Tabelle 9** Abmessungen der Manifer-Schalenkerne  
(Bild 7, Abmessungen in mm)

Nenn- größe	$d_1$		$d_2$		$d_3$		$d_4$		$h_1$		$h_2$		$b$		$e$		$\alpha$		$l$
	Abw.		Abw.		Abw.		Abw.		Abw.		Abw.		Abw.		Abw.		Abw.		
11×6	11,3	-0,4	8,8	+0,4	4,5	-0,2	1,8	+0,2	6,6	-0,3	4,0	-	6,8	-	30°	-	-	-	+0,3
14×8	14,3	-0,5	11,6	+0,4	6,0	-0,2	3,0	+0,2	8,5	-0,3	5,6	-	9,8	-	22°	-	-	-	-
18×11	18,4	-0,8	14,9	+0,5	7,6	-0,3	3,0	+0,2	10,7	-0,3	7,2	3,3	-	-	-	-	-	-	0,3
22×13	22,0	-0,8	17,9	+0,6	9,4	-0,3	4,4	+0,3	13,6	-0,4	9,2	3,3	-	-	-	-	-	-	0,4
26×16	26,0	-1,0	21,2	+0,8	11,5	-0,4	5,4	+0,3	16,3	-0,4	11,0	3,3	-	-	-	-	-	-	0,5
30×19	30,5	-1,0	25,0	+0,8	13,5	-0,4	5,4	+0,3	19,0	-0,4	13,0	3,8	-	-	-	-	-	-	0,6
36×22	36,2	-1,2	29,9	+1,0	16,2	-0,6	5,4	+0,3	22,0	-0,6	14,6	4,3	-	-	-	-	-	-	0,6

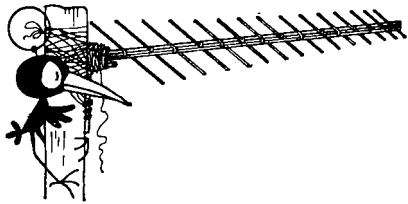
Abw. = Abweichung

Tabelle 10 Spulenkörper für-Schalenkerne (Bild 9, Abmessungen in mm)

Form	Schalen- kern	$b$	$d_1$	$d_2$	$d_3$	$h$	$r$	$s_1$	$s_2$	Nutzbarer Wickelraum- querschnitt in mm <sup>2</sup>	Mittlere Windungs- länge in cm				
		+0,2	Abw.	Abw.	Abw.	Abw.	Abw.								
A	11×6	1,6	8,6	-0,2	4,7	+0,1	5,6	-0,1	3,8	-0,1	0,5	0,45	0,4	2,7	2,2
A	14×8	1,6	11,5	-0,2	6,1	+0,1	7,0	-0,1	5,4	-0,1	0,5	0,45	0,4	6,9	2,8
B		1,6	11,5	-0,2	6,1	+0,1	7,0	-0,1	5,4	-0,1	0,5	0,45	0,4	6,1	2,8
A	18×11	2,0	14,8	-0,2	7,7	+0,2	8,8	-0,2	7,0	-0,2	0,5	0,5	0,4	14,1	3,6
B		2,0	14,8	-0,2	7,7	+0,2	8,8	-0,2	7,0	-0,2	0,5	0,5	0,4	13,0	3,6
C		2,0	14,8	-0,2	7,7	+0,2	8,8	-0,2	7,0	-0,2	0,5	0,5	0,4	11,9	3,6
A	22×13	2,5	17,8	-0,2	9,6	+0,2	10,8	-0,2	9,0	-0,2	0,5	0,6	0,5	21,0	4,4
B		2,5	17,8	-0,2	9,6	+0,2	10,8	-0,2	9,0	-0,2	0,5	0,6	0,5	19,3	4,4
C		2,5	17,8	-0,2	9,6	+0,2	10,8	-0,2	9,0	-0,2	0,5	0,6	0,5	17,6	4,4
A	26×16	2,5	20,9	-0,3	11,7	+0,2	12,9	-0,2	10,8	-0,2	0,5	0,6	0,5	31,6	5,2
B		2,5	20,9	-0,3	11,7	+0,2	12,9	-0,2	10,8	-0,2	0,5	0,6	0,5	29,6	5,2
C		2,5	20,9	-0,3	11,7	+0,2	12,9	-0,2	10,8	-0,2	0,5	0,6	0,5	27,6	5,2
A	30×19	3,0	24,7	-0,3	13,7	+0,2	15,0	-0,2	12,8	-0,2	0,6	0,7	0,7	44,6	6,1
B		3,0	24,7	-0,3	13,7	+0,2	15,0	-0,2	12,8	-0,2	0,6	0,7	0,7	43,3	6,1
C		3,0	24,7	-0,3	13,7	+0,2	15,0	-0,2	12,8	-0,2	0,6	0,7	0,7	40,3	6,1
A	36×22	3,0	29,6	-0,3	16,5	+0,2	17,9	-0,2	14,4	-0,2	0,7	0,8	0,8	65,0	7,3
B		3,0	29,6	-0,3	16,5	+0,2	17,9	-0,2	14,4	-0,2	0,7	0,8	0,8	60,3	7,3
C		3,0	29,6	-0,3	16,5	+0,2	17,9	-0,2	14,4	-0,2	0,7	0,8	0,8	56,1	7,3

Abw. = Abweichung





Als logarithmisch periodische Antennen bezeichnet man bestimmte Formen von Breitbandantennen, die für beliebig große Frequenzbandbreiten konstruiert werden können und die innerhalb ihres Arbeitsbereichs unabhängig von der Betriebsfrequenz die nahezu gleichen elektrischen Eigenschaften aufweisen. Bei relativ kleinem Vorwärtsgewinn (maximal etwa 8,5 dB über Halbwelldipol) haben logarithmisch periodische Antennen eine sehr große Rückdämpfung (etwa 25...35 dB) und eine weitgehend nebenkeulenfreie, gleichbleibende Strahlungscharakteristik über den gesamten Arbeitsbereich.

Logarithmisch periodische Antennen bestehen aus einem System von gespeisten Elementen, die die unterschiedlichsten geometrischen Formen haben können [1], [2], [3]. Am einfachsten erklären, berechnen und mechanisch darstellen läßt sich die Bauform mit stabförmigen

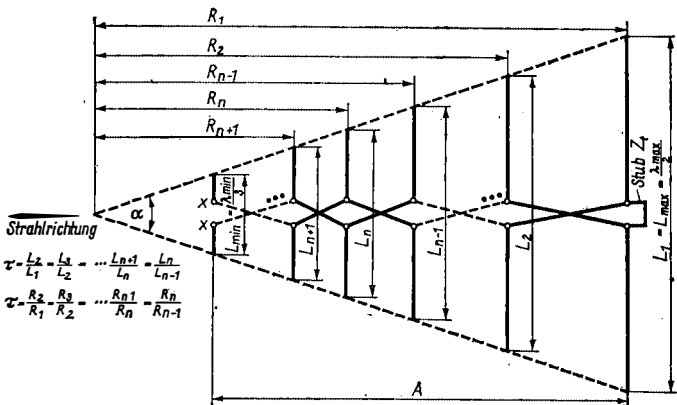


Bild 1 Skizze für die Bemessung logarithmisch periodischer Dipolantennen (LPDA)

gen Elementen, die gespeiste Dipole darstellen. Man spricht in diesem Fall von einer logarithmisch periodischen Dipolantenne (abgekürzt: LPDA). Bild 1 vermittelt die Struktur einer LPDA mit den eingezeichneten Parametern, die als Berechnungsgrundlage für die Konstruktion dienen.

Die elektrischen Eigenschaften solcher Antennen wiederholen sich periodisch mit dem Logarithmus der Frequenz. Diese periodischen Schwankungen von z. B. Gewinn und Fußpunktwiderstand widersprechen zunächst der Tatsache, daß es sich um echte Breitband-Antennenformen handelt. Durch entsprechende Bemessung ist es jedoch leicht möglich, die Schwankungen innerhalb einer Periode so klein zu halten, daß man die elektrischen Eigenschaften der Antenne über das vorgegebene Frequenzintervall als näherungsweise konstant ansehen darf. Bild 1 zeigt, daß die LPDA aus einer Vielzahl von Dipolen unterschiedlicher Längen und Abstände besteht, die durch überkreuzte Doppelleitungen miteinander verbunden werden. Der nutzbare Frequenzbereich ist durch die Längen  $L_{\max}$  des längsten Dipols und des kürzesten Dipols  $L_{\min}$  festgelegt. Dabei gelten:

$$L_{\max} = \frac{\lambda_{\max}}{2} \quad \text{und} \quad L_{\min} = \frac{\lambda_{\min}}{3}. \quad (1)$$

Die Belegungsdichte mit Dipolen zwischen  $L_{\max}$  und  $L_{\min}$  wird durch den dimensionslosen Faktor  $\tau$  und den Öffnungswinkel  $\alpha$  festgelegt. Von dem zwischen 0,5 und etwa 0,96 frei wählbaren  $\tau$  sind alle Parameter der LPDA abhängig.

Aus Bild 1 kann man ableiten, daß

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{L_n} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{R_n - R_{n+1}}{R_{n-1} - R_n} \quad (2)$$

ist.

Maximaler Antennengewinn tritt auf, wenn der Abstand zwischen zwei benachbarten Dipolen  $\lambda/4$  beträgt. Aus diesen Bedingungen ergeben sich die Zusammenhänge

$$R_{n-1} - R_n = \frac{L_{n-1}}{2} \cdot \tau \quad (3)$$

und

$$\tau = \frac{1}{1 + \tan \alpha/2} \quad (4)$$

sowie

$$\tan \alpha/2 = \frac{1 - \tau}{\tau}. \quad (5)$$

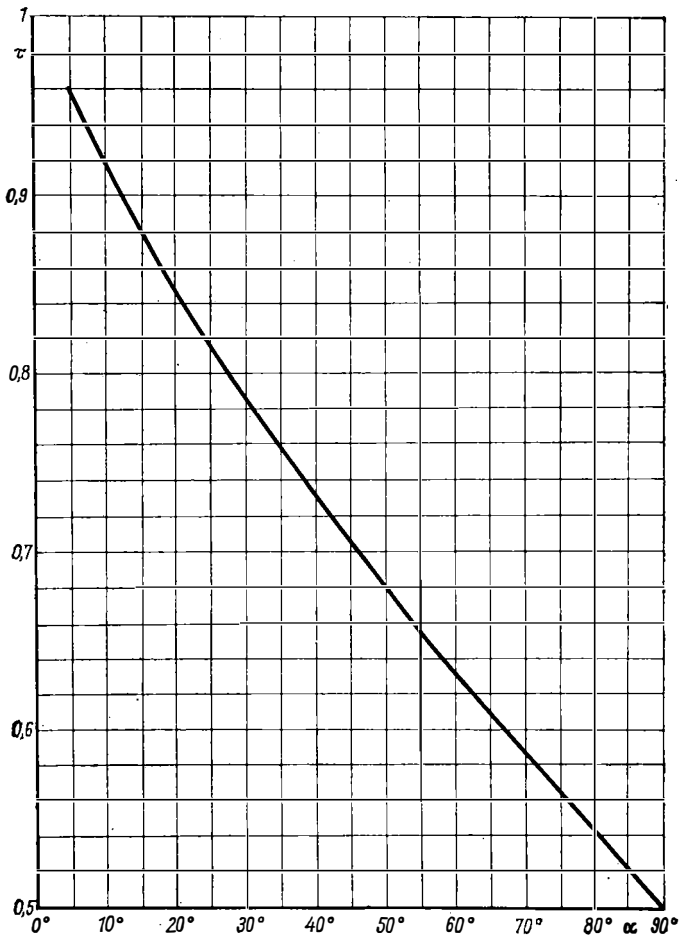


Bild 2 Der Zusammenhang zwischen Öffnungswinkel  $\alpha$  und Periode  $\tau$  für Optimalbemessung von LPDA

Die für Optimalbemessung erforderlichen Werte von  $\alpha$  bzw.  $\tau$  können aus Bild 2 abgelesen werden. Allgemein gilt, daß der Gewinn um so größer wird, je kleiner der Winkel  $\alpha$  und desto mehr sich der Faktor  $\tau$  dem Wert 1 nähert.

Ist der Arbeitsbereich mit  $\lambda_{\max}$  und  $\lambda_{\min}$  vorgegeben und der Faktor  $\tau$  ausgewählt, kann man sich einen schnellen Überblick über die Größe der Antenne verschaffen, indem die Anzahl der erforderlichen Elemente  $E_n$  und die Antennenlänge  $A$  errechnet wird:

$$E_n = 1 + \frac{\lg 1,5 f_o/f_u}{\lg 1/\tau} \quad (6)$$

$$A = \frac{\lambda_{\max}}{4} \cdot \left(1 - \frac{1}{1,5 f_o/f_u}\right) \cdot \cot \alpha/2. \quad (7)$$

Da  $\tan \alpha/2 = \frac{1 - \tau}{\tau}$  (5), kann man für  $\cot \alpha/2 = \frac{\tau}{1 - \tau}$  einsetzen:

$$A = \frac{\lambda_{\max}}{4} \cdot \frac{\tau}{1 - \tau} \cdot \left(1 - \frac{1}{1,5 f_o/f_u}\right). \quad (8)$$

Das in Gl. (6), (7) und (8) enthaltene Frequenzverhältnis  $f_o/f_u$  bezieht sich auf die höchste Arbeitsfrequenz  $f_o$  und die niedrigste Frequenz  $f_u$ .

Die symmetrische Speiseleitung wird bei der LPDA immer an den Punkten X-X des kürzesten Dipols angeschlossen (Bild 1). Im Sendefall breitet sich die Welle zunächst strahlungsfrei auf der Erregerleitung aus. Die angeschlossenen, bezogen auf die Betriebswellenlänge viel zu kurzen Dipole wirken lediglich als kapazitive Blindbelastung. Erst wenn die Dipole in die Größenordnung von  $\lambda/3$  der Betriebswellenlänge kommen, beginnt die Abstrahlung, an der dann mehrere einander folgende Dipole beteiligt sind. Diese strahlungsaktive Zone wird durch den Dipol begrenzt, dessen geometrische Länge etwa  $\lambda/2$  der Betriebswellenlänge entspricht. Alle folgenden längeren Dipole tragen nichts mehr zur Abstrahlung bei.

Die am Speisepunkt X-X vorhandene Anschlußimpedanz  $R_E$  wird ebenfalls vom Faktor  $\tau$  und vom Öffnungswinkel  $\alpha$  bestimmt. Näherungswerte von  $R_E$  können aus Bild 3 für verschiedene Faktoren  $\tau$  und in Abhängigkeit von  $\alpha$  ersehen werden.  $R_E$  unterliegt geringen, frequenzabhängig periodischen Schwankungen. Allgemein ist zu sagen, daß Speisepunktwiderstände zwischen etwa 50  $\Omega$  und 120  $\Omega$  realisiert werden können.

Zum Errechnen des Wellenwiderstands  $Z_0$  der die einzelnen Dipole verbindenden symmetrischen Leitung muß man zunächst den mitt-

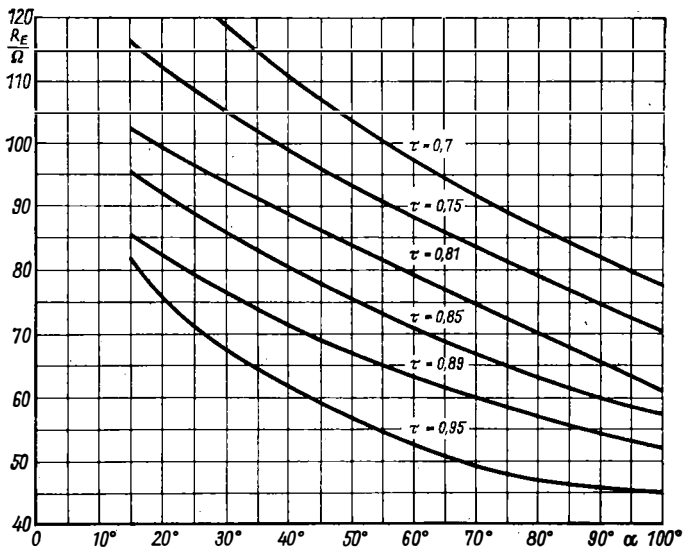


Bild 3 Der Eingangswiderstand  $R_E$  ebener LPDA in Abhängigkeit vom Öffnungswinkel  $\alpha$  und verschiedenen Faktoren  $\tau$

leren Wellenwiderstand  $Z$  (in  $\Omega$ ) der angeschlossenen Dipole feststellen:

$$Z/\Omega = 120 \ln(0,575 L_n/d_n); \quad (9)$$

$L_n$  - Länge des n-ten Dipols (Bild 1),  $d_n$  - Durchmesser des n-ten Dipols.

Gleichen Wellenwiderstand  $Z$  für alle Dipole erhält man nur, wenn jeder Dipol den gleichen Schlankheitsgrad  $L_n/d_n$  hat, d.h., daß man unterschiedliche Elementdurchmesser verwenden müßte. Da dies in der Praxis kaum möglich ist, rechnet man bei gleichen Elementdurchmessern mit einem Mittelwert. Der Wellenwiderstand  $Z_0$  der Verbindungsleitung kann jetzt ausgerechnet werden:

$$Z_0 = \left[ \frac{1}{\sqrt{\tau}} \cdot \frac{R_E}{2Z} + \sqrt{\left( \frac{R_E}{2Z} \right)^2 + 1} \right] R_E; \quad (10)$$

$Z_0$  in  $\Omega$ ,  $R_E$  in  $\Omega$ .

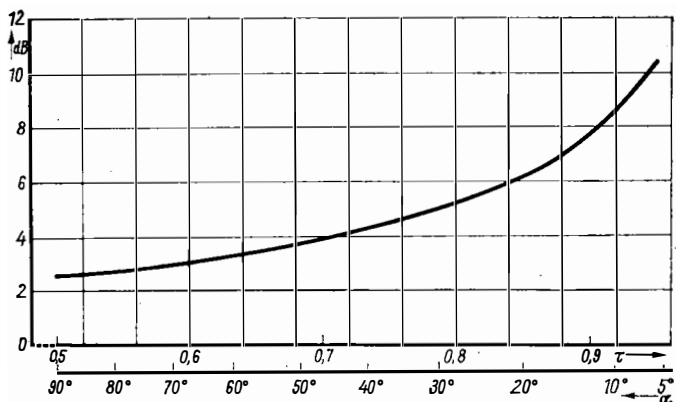


Bild 4 Der Gewinn einer LPDA, bezogen auf einen resonanten Halbwellendipol, in Abhängigkeit von  $\tau$  und  $\alpha$  bei Optimalbemessung nach Bild 2

Das Errechnen von  $Z$  und  $Z_0$  wird oft überflüssig sein, denn in den meisten praktischen Fällen ist näherungsweise  $Z_0 \approx R_E$ . Das gilt vor allem für «schlanke» Dipole mit  $Z \gg R_E$  und  $\tau > 0,5$ .

Wie aus Bild 4 zu ersehen ist, liegt der Gewinn optimal bemessener LPDA zwischen etwa 2,5 dB und maximal 11 dB, wobei der theoretisch mögliche Maximalgewinn aus mechanischen Gründen nicht realisiert werden kann. In der Praxis beträgt der Höchstgewinn 8,5 bis 9 dB, bezogen auf einen resonanten Halbwellendipol.

### Beispiel

Es soll eine LPDA nach Bild 1 berechnet werden, für die ein Frequenzbereich von 140 MHz bis 475 MHz und der Faktor  $\tau$  mit 0,85 vorgegeben sind. Da Optimalbemessung erwünscht ist, entnehmen wir aus Bild 2 den zu  $\tau = 0,85$  gehörigen Öffnungswinkel  $\alpha$  mit  $20^\circ$  und können aus Bild 4 gleich den zugehörigen Gewinn von 6,2 dB ermitteln. Die untere Arbeitsfrequenz  $f_u$  von 140 MHz entspricht einer Wellenlänge  $\lambda$  von 2,14 m. Somit ist  $L_1 = L_{\max} = \lambda_{\max}/2 = 1,07$  m. Die obere Grenzfrequenz  $f_o$  beträgt 475 MHz = 0,632 m. Folglich ist  $L_{\min} = \lambda_{\min}/3 = 0,210$  m. Die Anzahl der erforderlichen Dipole  $E_n$  erhält man nach Gl. (6) mit

$$E_n = 1 + \frac{\lg 1,5 \cdot 475/140}{\lg 1/0,85} = 11 \text{ Stück.}$$

Die Antennenlänge  $A$  beträgt nach Gl. (8):

$$A = \frac{2,14 \text{ m}}{4} \cdot \frac{0,85}{1 - 0,85} \cdot 1 - \frac{1}{1,5 \cdot 475/140} = 2,436 \text{ m.}$$

Die Länge  $L_1$  wurde mit 1,07 m festgestellt. Die Länge aller folgenden Dipole erhält man, wenn die Länge des jeweils vorhergehenden Dipols mit dem Faktor  $\tau = 0,85$  multipliziert wird:

$$\begin{aligned} L_1 &= 1,07 \text{ m}, L_2 = 0,910 \text{ m}, L_3 = 0,773 \text{ m}, L_4 = 0,657 \text{ m}, \\ L_5 &= 0,559 \text{ m}, L_6 = 0,475 \text{ m}, L_7 = 0,404 \text{ m}, L_8 = 0,343 \text{ m}, \\ L_9 &= 0,292 \text{ m}, L_{10} = 0,248 \text{ m}, L_{11} = 0,211 \text{ m}. \end{aligned}$$

Nach Gl. (3) beträgt der optimale Abstand  $R_1 - R_2 = L_1/2 \cdot \tau = 0,535 \text{ m} \cdot 0,85 = 0,455 \text{ m}$ . Jetzt multipliziert man den Abstand  $R_1 - R_2 = 0,455 \text{ m}$  mit  $\tau = 0,85$  und erhält daraus den Abstand  $R_2 - R_3$  mit 0,387 m usw. Es ergibt sich sodann folgende Abstandstabelle:

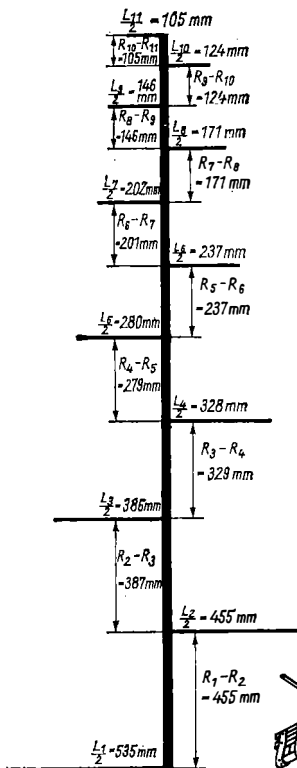
$$\begin{aligned} R_1 - R_2 &= 0,455 \text{ m}, & R_2 - R_3 &= 0,387 \text{ m}, & R_3 - R_4 &= 0,329 \text{ m}, \\ R_4 - R_5 &= 0,279 \text{ m}, & R_5 - R_6 &= 0,237 \text{ m}, & R_6 - R_7 &= 0,201 \text{ m}, \\ R_7 - R_8 &= 0,171 \text{ m}, & R_8 - R_9 &= 0,146 \text{ m}, & R_9 - R_{10} &= 0,124 \text{ m}, \\ R_{10} - R_{11} &= 0,105 \text{ m}. \end{aligned}$$

Nun stellt man noch nach Bild 3 den Speisepunktwiderstand  $R_E$  mit  $92 \Omega$  fest. Fertigt man alle Dipole einheitlich aus Metallrohr von 10 mm Durchmesser, ergibt sich nach Gl. (9) für  $L_1$  ein Wellenwiderstand  $Z$  von  $494 \Omega$ , während sich für den kürzesten Dipol  $L_{11}$   $300 \Omega$  errechnen lassen. Man kann daher einen mittleren Wellenwiderstand  $Z$  der Dipole von  $400 \Omega$  einsetzen. Nach Gl. (10) soll der Wellenwiderstand  $Z_0$  der Verbindungsleitung  $105 \Omega$  betragen. Damit ist  $Z_0 \approx R_E$ , die Fehlanpassung kann vernachlässigt werden (Welligkeitsfaktor  $s = 1,14$ ). Allerdings bereitet die Herstellung einer überkreuzten Verteilerleitung von  $105 \Omega$  Wellenwiderstand mechanische Schwierigkeiten, denn das Verhältnis Leitermittenabstand  $D$  zu Leiterdurchmesser  $d$  würde nur 1,25:1 betragen dürfen. Die dazugehörige Näherungsgleichung für Runddrähte mit Luftdielektrikum lautet:

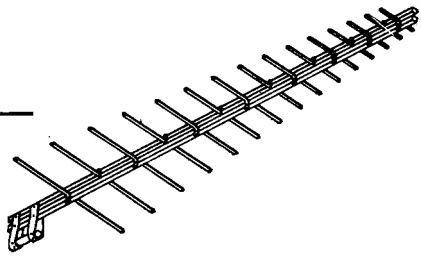
$$Z_0/\Omega = 120 \ln \frac{2D}{d}. \quad (11)$$

Der Abschlußstub  $Z_t$  ist nicht kritisch, er besteht einfach aus einer Drahtschleife, deren gestreckte Länge etwa 20 cm betragen kann. Ein Richtwert für die gestreckte Länge des Stubs lautet:

$$Z_t = \frac{\lambda_{\max}}{8}.$$



**Bild 5**  
 Die LPDA, zusammengesetzt  
 aus zwei Einzelblättern;  
 a - Einzelblatt mit Bemessungs-  
 angaben, b - Aufbau mit  
 Elementträgern aus Vierkant-  
 rohr



Eine günstigere mechanische Lösung des Aufbaus ist in Bild 5 dargestellt. Die Antenne wird dabei in zwei gleiche «Blätter» aufgeteilt, wobei jedes Blatt einen eigenen Elementeträger hat, der jeweils nur jene Elementhälften aufnimmt, die miteinander direkt verbunden werden dürfen. Ein solches Einzelblatt mit den eingetragenen Abmessungen der berechneten LPDA zeigt Bild 5a. Der Elementeträger des zweiten, gleichartigen Blattes wird dann – isoliert vom anderen Elementeträger – so angeordnet, daß sich die Elementhälften in der Draufsicht jeweils zu einem Dipol mit gleichlangen Schenkeln ergänzen, wie in Bild 5b skizziert ist. Auf diese Weise vermeidet man bei gleicher elektrischer Wirksamkeit die überkreuzte Verteilerleitung



und erhält gleichzeitig einen mechanisch vereinfachten und stabilen Aufbau. Die Verteilerleitung wird dabei von den beiden Elementeträgern dargestellt, deren Wellenwiderstand  $Z_0$  aus Gl. (11) zu ermitteln ist. Mit  $D = 25$  mm und  $d = 20$  mm erhält man z.B.  $Z_0 = 109 \Omega$ .

In Bild 5 b haben die Trägerrohre quadratisches Profil. Dieses ist besonders günstig für die Befestigung der Elementhälften und die mechanische Halterung der Antenne. Handelsübliche Vierkantrohre mit 16 mm Kantenlänge ergeben einen Wellenwiderstand  $Z_0$  von  $109 \Omega$ , wenn der lichte Abstand der beiden Rohre 6,5 mm beträgt ( $D/d \approx 1,4$ ). Der Abstand wird durch passende Kunststoffklötze fixiert. Nur die dem längsten Dipol nächstliegenden Rohrenden werden durch die Mastschelle metallisch leitend miteinander verbunden, wodurch der Stub  $Z_t$  (s. Bild 1) entsteht.

Gespeist wird die Antenne über ein 75- $\Omega$ -Koaxialkabel beliebiger Länge. Man führt es innerhalb eines Trägerrohrs bis zum offenen Ende, das dem kürzesten Dipol benachbart ist. Dort verbindet man den Kabelmantel leitend mit dem Ende des Führungsrohrs und den Kabelinnenleiter mit dem Ende des gegenüberliegenden Trägerrohrs. Auf diese Weise wird gleichzeitig die erforderliche Symmetriewandlung vollzogen.

Bei einer LPDA können auch Fußpunktwiderstände von  $240 \Omega$  symmetrisch realisiert werden, wenn man die Elemente als Faltdipole ausführt. Dabei wählt man den Aufbau nach Bild 1 und verbindet die Schleifendipole mit 240- $\Omega$ -Bandleitung, die zwischen den Dipolen jeweils um  $180^\circ$  axial verdreht (umgepolt) wird.

Eine interessante Anwendung der logarithmisch periodischen Faltdipolantenne wird in [4] angegeben. Man setzt sie als Erregerzentrum von Superbreitbandantennen für den VHF-Fernsehbereich III sowie für das UHF-Fernsehen in den Bereichen IV/V ein. Dabei bewirkt eine nach dem Lang-Yagi-Prinzip bemessene Direktorenreihe einen hohen Vorwärtsgewinn. Wegen der an sich schon sehr guten Rückdämpfung der LPDA kann im Normalfall auf Reflektoren oder Reflektorwände verzichtet werden, da sie den Gewinn nur unwesentlich erhöhen würden. Im Bedarfsfall läßt sich aber durch das Anbringen einer entsprechend großen Reflektorwand die Rückdämpfung noch um 6 bis 10 dB vergrößern.

Logarithmisch periodische Antennen lassen sich immer dann mit gutem Erfolg einsetzen, wenn sehr große lückenlose Frequenzbandbreiten bei gleichbleibenden Antenneneigenschaften über den ganzen Arbeitsbereich gefordert werden. Das ist häufig bei kommerziellen und militärischen Antennenanlagen der Fall. Auch für den Funkamateur können sich Anwendungsfälle ergeben, bei denen eine LPDA die Optimallösung darstellt.

## Wiederholung der im Text angegebenen Bemessungsgleichungen

$$L_{\max} = \frac{\lambda_{\max}}{2} \quad \text{und} \quad L_{\min} = \frac{\lambda_{\min}}{3} \quad (1)$$

$$\tau = \frac{L_{n+1}}{l_n} = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{R_n - R_{n+1}}{R_{n-1} - R_n} \quad (2)$$

$$R_{n-1} - R_n = \frac{L_{n-1}}{2} \cdot \tau \quad (3)$$

und

$$\tau = \frac{1}{1 + \tan \alpha/2} \quad (4)$$

sowie

$$\tan \alpha/2 = \frac{1 - \tau}{\tau} \quad (5)$$

$$E_n = 1 + \frac{\lg 1,5 f_o/f_u}{\lg 1/\tau} \quad (6)$$

$$A = \frac{\lambda_{\max}}{4} \cdot \left(1 - \frac{1}{1,5 f_o/f_u}\right) \cdot \cot \alpha/2 \quad (7)$$

$$A = \frac{\lambda_{\max}}{4} \cdot \frac{\tau}{1 - \tau} \cdot \left(1 - \frac{1}{1,5 f_o/f_u}\right) \quad (8)$$

$$Z/\Omega = 120 \ln (0,575 L_n/d_n) \quad (9)$$

$$Z_0 = \left[ \frac{1}{\sqrt{\tau}} \cdot \frac{R_E}{2Z} + \sqrt{\left(\frac{R_E}{2Z}\right)^2 + 1} \right] R_E \quad (10)$$

$$Z_0/\Omega = 120 \ln \frac{2D}{d} \quad (11)$$

### Literatur

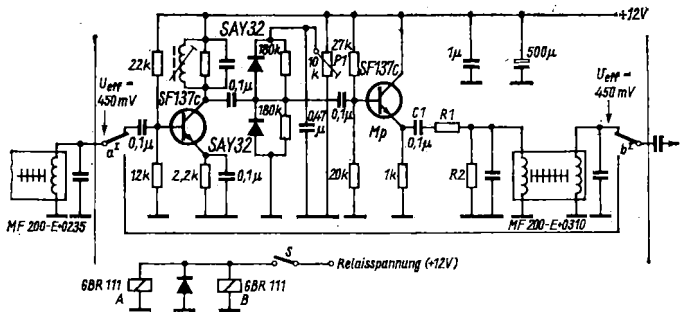
- [1] *Jasik, H.*: Antenna Engineering Handbook, 18.3. Log-Periodic Antennas, McGraw-Hill Book Company, Inc. New York, 1961
- [2] ...: The ARRL Antenna Book, Chapter 4, The Log-Periodic Dipole Array, 13th Edition 1974, The ARRL Inc., Newington, Conn., USA
- [3] *Rothammel, K.*: Antennenbuch, Abschnitt 26.3.2. Logarithmisch periodische Antennen, Militärverlag der DDR, 8. Auflage 1975
- [4] *Spindler, E.*: Antennen, Abschnitt 4.1.15. und Abschnitt 4.2.1.2.2., VEB Verlag Technik, Berlin 1968

Über die Vorteile, die sich beim Einsatz eines Klippers vor allem bei starkem QRM ergeben, ist schon viel geschrieben und diskutiert worden [1], [2], [3]. Jeder OM wird schon einmal auf dem Band Versuche miterlebt haben, bei denen die Gegenstation den Klipper ein- bzw. ausschaltete. Das Ergebnis ist dabei oft verblüffend, vor allem, wenn es sich um ein sehr schwaches Signal handelt, und es gilt, die QRM-Schwelle zu überschreiten. Angeregt durch diese anschaulichen Versuche entstand diese Variante einer Klipperschaltung, die nachträglich in den bereits vorhandenen Sender eingebaut wurde.

Da die Nachteile der NF-Klippung hinreichend bekannt sind, kam nur der Einbau eines HF-Klippers in Frage. Dabei mußte sich die Schaltung problemlos in das Konzept des Senders einfügen. Das war insofern einfach, da die SSB-Aufbereitung ohnehin bei 200 kHz erfolgt und somit lediglich ein mechanisches Einseitenbandfilter vom Typ *MF 200 + E - 0310* investiert werden mußte.

Die SSB-Aufbereitung wird im vorhandenen Sender mit einem mechanischen Einseitenbandfilter vom Typ *MF 200 + E - 0235* vorgenommen, das ebenfalls als Nahselektionsmittel im Empfänger Verwendung findet; dadurch ergibt sich eine etwas ungünstige Reihenfolge der Filterbandbreiten bezüglich des SSB-Signalwegs. Günstiger wäre die Anordnung breit vor schmal, aber die ungenügende Weitabselektion des Filters *MF 200 + E - 0310* [4] läßt das unter dem Gesichtspunkt der Zweifachausnutzung nicht sinnvoll erscheinen.

Die Schaltung ist so ausgelegt, daß beim Zuschalten des Klippers jegliche Korrektur, z.B. die Ansteuerung der Endröhren, entfällt. Das bedeutet, daß am Ausgang des eingeschalteten Begrenzers bei voller NF-Ansteuerung am Mikrofoneingang der gleiche Pegel wie im normalen Betriebsfall vorhanden sein muß. Um das mit möglichst geringem Aufwand zu realisieren, wurde auf einen extern einstellbaren Begrenzungsfaktor verzichtet und nur ein fest einstellbarer Wert vorgesehen. Das Ergebnis einer Reihe von Versuchen und Tests mit Stationen aus europäischen und außereuropäischen Ländern ergab,



Stromlaufplan des beschriebenen SSB-Klippers für eine Frequenz von 200 kHz

daß ein Klippungsgrad von etwa 17 dB optimal ist. Die in [1] angegebenen Begrenzungen von 25 bis 30 dB sind eindeutig zu hoch. Hintergrundgeräusche, Brummeinstreuungen und Verzerrungen bei kaum merklichem Anstieg der mittleren Empfangsfeldstärke lassen größere Begrenzungen als 17 dB nicht sinnvoll erscheinen.

Im Bild ist die Schaltung des Klippers dargestellt. Das zu begrenzen- de Einseitenbandsignal gelangt, vom mechanischen Einseiten- bandfilter kommend, über den Relaiswechselkontakt aI an die Transistorstufe. Das Einseitenbandfilter kann trotz des sich beim Klippungsvorgang ändernden Lastwiderstands für den Transistor T1 in der vorliegenden Dimensionierung als angepaßt gelten. Der Kollektor- schwingkreis wird für eine Frequenz von 200 kHz dimensioniert. Der Parallelwiderstand zum Schwingkreis bewirkt eine Bandbreite von 3,3 kHz. Die verstärkte Signalspannung wird mit der Diodenkombi- nation von  $2 \times \text{SAY 32}$  beschnitten. Mit dem Einstellregler P1 läßt sich die Vorspannung für die Dioden und damit der Grad der Klip- pung festlegen. Die sich anschließende Kollektorbasisstufe dient zur Entkopplung und zur sauberen Anpassung an das nun folgende mechanische Einseitenbandfilter.

Mit der Voraussetzung, daß der Ausgangswiderstand des Emitter- folgers vernachlässigbar klein ist und die Größe des Koppelkondensators  $C1 \geq 0,1 \mu\text{F}$  beträgt, müssen die Widerstände R1 und R2 wie folgt dimensioniert werden. Die Parallelschaltung von R1 und R2 muß einen Wert von  $R_p = 1,2 \text{ k}\Omega$  ergeben, damit das Filter angepaßt ist, und zum anderen muß deren Spannungsteilerverhältnis die ge- wünschte Anpassung des Ausgangspegels an den Eingangspegel reali- sieren. Ein rechnerisches Ermitteln des Spannungsteilers hat nur zu Orientierungszwecken einen Sinn, da bereits schon bei 200 kHz je nach eingesetzten Widerstandsbauformen kapazitive Kopplungen

auftreten. Zu beachten ist jedoch, daß  $R_1$  parallel  $R_2$  immer etwa  $1,2\text{ k}\Omega$  ergeben. Über den Relaiswechselkontakt bI kann dann wahlweise das geklippte bzw. ungeklippte Signal abgegriffen werden. Zur Umschaltung dienen je ein am Eingang und Ausgang angeordnetes Schutzgasrelais vom Typ *GBR 111*.

Der Klipper wird nun am zweckmäßigsten mit einem Oszillografen (ggf. auch mit einem Röhrenvoltmeter) und einem NF-Generator eingestellt. Sofern kein Zweitongenerator zu Abstimmzwecken vorhanden ist, wird eine im Durchlaßbereich (bezogen auf die Trägerfrequenz) liegende NF-Spannung (z. B.  $1000\text{ Hz}$ ) in den Mikrofoneingang eingespeist. Dabei muß beachtet werden, daß die eingestellte Amplitude nur so groß ist, wie das bei laut besprochenem Mikrofon der Fall wäre. Außerdem ist mit dem Oszillografen zu kontrollieren, ob bei dieser Amplitude noch keine Begrenzung im Mikrofonverstärker selbst auftritt. Sind diese Bedingungen erfüllt, so wird bei voller Diodenvorspannung (Schleifer von P1 liegt an  $+12\text{ V}$ ) die HF-Spannung am Meßpunkt Mp1 gemessen. Danach wird der Einstellregler P1 soweit verändert, bis sich eine Spannung ergibt, die im Verhältnis zur erstgenannten um  $17\text{ dB}$  kleiner ist. Hat man diesen Wert fixiert, so erfolgt mit den Widerständen  $R_1$  und  $R_2$  die Filter- und Pegelanpassung. In diesem Fall wird man nicht ohne Probieren auskommen. Als Richtwerte sollen die ermittelten Werte für  $R_1 = 20\text{ k}\Omega$  und  $R_2 = 1,3\text{ k}\Omega$ , die sich auf die in der Schaltung angegebenen Pegelverhältnisse beziehen, genannt werden.

Wird an Stelle des Oszillografen ein effektivwertanzeigendes Meßgerät verwendet, so ist bei der Einstellung des Begrenzungsgrads zu beachten, daß die geklippte Spannung trotz  $200\text{-kHz}$ -Schwingkreises im Kollektorzweig keine exakte Sinusform hat.

Die Erfahrungen mit diesem Klipper haben die Erwartungen voll bestätigt. Dabei wurde erneut festgestellt, ein starkes und nicht durch QRM beeinflusstes Signal sollte nicht geklippt werden. Sobald jedoch die Gegenstation nur noch mit Mühe das Signal lesen kann, sollte keinen Augenblick gezögert werden, den Begrenzer einzuschalten (Erhöhung von ein bis zwei S-Stufen bei der Gegenstation).

#### Literatur

- [1] Rohländer, W. - *DM 2 BOH*: Neue Techniken für Amateure: Seitenbandklippung, *FUNKAMATEUR* 11 (1972), Seite 560 bis 561
- [2] Bittner, J. - *DM 2 FDN*: NF- und HF-Clippung, *FUNKAMATEUR* 9 (1973), Seite 450 bis 451
- [3] Geschwindt, A. - *HA 5 WH*: Erhöhung der Wirksamkeit von SSB-Sendern bei schlechten Empfangsbedingungen, *FUNKAMATEUR* 12 (1974), Seite 609 bis 611, 1 (1975), Seite 35 bis 36
- [4] Lechner, D. - *DM 2 ATD*: Kurzwellenempfänger, Militärverlag der DDR, Berlin 1975

Die Devise *Messen ist Wissen* gilt auch für die praktische Arbeit des Funkamateurs. Bei der nachfolgenden Auswahl wurden vor allem einfache Schaltungen berücksichtigt, die auch der Anfänger realisieren kann.

### Absorptionsfrequenzmesser

Ein universelles Hilfsmittel beim Abgleich von Oszillatoren, VFO- und Senderstufen ist der einfach aufzubauende Absorptionsfrequenzmesser (Wellenmesser), Bild 1. Die vom Schwingkreis aufgenommene HF-Energie wird von der Diode gleichgerichtet und vom nachfolgen-

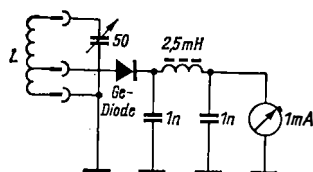


Bild 1  
Absorptionsfrequenzmesser für den KW- und den UKW-Bereich [1]

Tabelle 1 Spulenwerte zu Bild 1

L MHz	Wdg.	Anzapfung	Draht- durchmesser mm	Spulen- durchmesser mm
1,6...4,0	125	32	0,3	30
3,2...7,4	35	11	0,5	30
6...14	27	8	0,5	30
12...29	10	3	1,0	30
30...90	4	1,5	1,0	20
95...300	Haarnadelform 50 mm lang, 12 mm breit, 1-mm-CuAg			

den Meßwerk angezeigt. Die Spulen für die einzelnen Frequenzbereiche werden als Steckspulen (30 mm Durchmesser) ausgeführt. Die Skale am Drehkondensator wird mit den entsprechenden Spulen in Frequenzen geeicht. Für den Frequenzbereich 1,6 bis 300 MHz gibt Tabelle 1 die Spulenwerte an.

### Dipmeter/Quarzeichpunktgeber

Die in Bild 2 gezeigte kombinierte Schaltung arbeitet in Schalterstellung 1 als Dipmeter und in Schalterstellung 2 als Quarzeichpunktgeber. Der Meß-Schwingkreis  $L2-C$  kann entsprechend den Erfordernissen dimensioniert werden, oder man verwendet die Werte aus Bild 1.  $L1$  ist eine ZF-Schwingkreisspule (465 kHz). Als Quarzfrequenz für die Eichpunkte eignen sich die Frequenzen 100 kHz, 500 kHz oder 1 MHz. Bei Quarzfrequenzbetrieb arbeitet  $L2-C$  mit der Anzeigeschaltung als Absorptionsfrequenzmesser, ebenso aber auch in Schalterstellung 1, wenn die Betriebsspannung abgeschaltet ist. Dadurch lassen sich auch Quarze in Schwingung überprüfen.

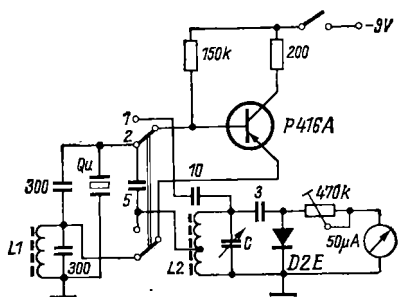


Bild 2 Schaltungskombination Dipmeter (Stellung 1) und Quarzeichpunktgeber (Stellung 2) [2]

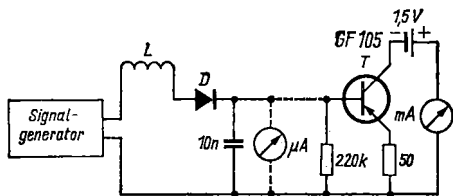


Bild 3 Dipmeter-Abgleich mit Signalgenerator [3]

## Dipmeter-Abgleich

Bild 3 zeigt, wie man mit einem Signalgenerator Dipmeter, Wellenmesser und Oszillatorschaltungen abgleichen kann. An den Ausgang des Signalgenerators schließt man eine Spule  $L$  und eine Anzeigeschaltung an. Ein stromempfindliches Meßwerk ( $< 200 \mu\text{A}$ ) kann nach der Gleichrichterschaltung direkt angeschlossen werden. Steht nur ein Meßwerk mit einer Stromempfindlichkeit von  $> 1 \text{ mA}$  zur Verfügung, so muß der Gleichrichterschaltung die Transistorstufe folgen. Die Spule  $L$ , an die das abzugleichende Meßobjekt angeschlossen wird, hat für Frequenzen bis zu 10 MHz etwa 10 Wdg. Für Frequenzen darüber genügen 3 bis 5 Wdg. Der Spulendurchmesser ist etwa 25 mm, verwendet wird 1-mm-CuL-Draht.

## Signalgeber

Als Signalgeber bezeichnet man einfache Impulsschaltungen, die ein breites Frequenzspektrum abgeben. Damit lassen sich Verstärkerschaltungen bis in den KW-Bereich leicht überprüfen. Bild 4 zeigt eine einfache Sperrschwingerschaltung, die mit einer Grundfrequenz von etwa 1 kHz arbeitet. Der Übertrager besteht aus einem Ferritstift, auf dem sich übereinander 2 Wicklungen aus dünnem CuL-Draht ( $< 0,1 \text{ mm}$ ) befinden ( $I \approx 120 \text{ Wdg.}$  und  $II \approx 150 \text{ Wdg.}$ ).

Mit einer Multivibratorschaltung arbeitet der Signalgeber nach Bild 5, der sich ebenfalls sehr vielseitig für Prüfzwecke einsetzen läßt. Meist werden Signalgeber in eine Metall- oder Kunststoffhülse eingebaut. An einer Seite befindet sich eine Spitze, an der das Ausgangssignal anliegt. Damit lassen sich bequem Schaltungspunkte antippen. Die Masseverbindung erfolgt meist über ein Stück Litzenkabel mit angelöteter Krokodilklemme.

## Prüfgenerator

Zum Abgleich von Empfängerschaltungen benötigt man einen Prüfgenerator, der ein moduliertes HF-Signal abgibt. Bild 6 zeigt eine geeignete Schaltung. T1 bildet die Oszillatorstufe, umschaltbar auf die Frequenzbereiche

- Bereich 1 – 100 bis 330 kHz,
- Bereich 2 – 0,32 bis 1,0 MHz,
- Bereich 3 – 1 bis 3,3 MHz,
- Bereich 4 – 3,2 bis 10 MHz,
- Bereich 5 – 10 bis 30 MHz.



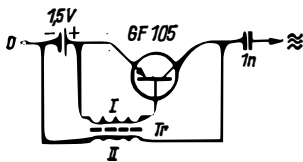


Bild 4  
Stromlaufplan für den Signalgeber  
FONO-TEST (VR Polen) [2]

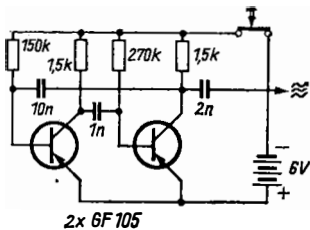


Bild 5  
Multivibratorschaltung als Signalgeber [3]

Tabelle 2 Spulenwerte zu Bild 5

L1 - 570 Wdg., 0,1-mm-CuL,	Anzapfung 150 Wdg.
L2 - 390 Wdg., 0,12-mm-CuL,	Anzapfung 57 Wdg.
L3 - 120 Wdg., 0,2-mm-CuL,	Anzapfung 36 Wdg.
L4 - 20 Wdg., 0,5-mm-CuL,	Anzapfung 5 Wdg.
L5 - 9 Wdg., 1,0-mm-CuL,	Anzapfung 3 Wdg.

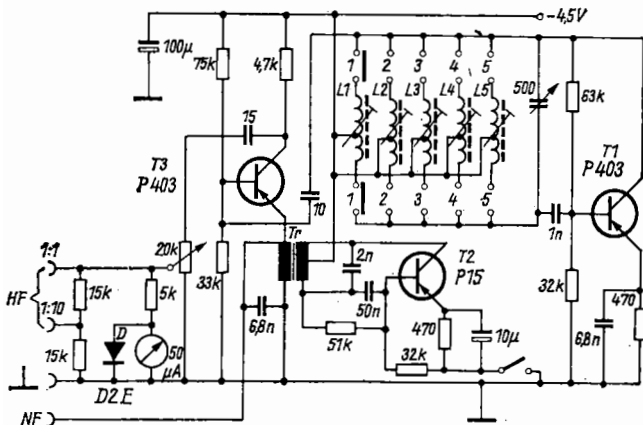


Bild 6 Stromlaufplan für einen Prüfgenerator 0,1 bis 30 MHz [4]

Über den Kondensator 10 pF gelangt das HF-Signal an die Basis der Modulatorstufe T3. Mit T2 ist der Tongenerator aufgebaut, als Übertrager Tr wird der Treiberübertrager eines Transistor-Taschen-supers verwendet. Das modulierte HF-Signal gelangt vom Kollektor T3 über den Kondensator 15 pF an den Ausgangsregler 20 k $\Omega$ . Nachgeschaltet ist eine Anzeigeschaltung und eine Spannungsunterteilung. Die Werte für die Spule gibt Tabelle 2 wieder, verwendet werden HF-Spulenkörper mit einem Durchmesser von 7 bis 8 mm und einem HF-Abgleichkern.

## Rauschgenerator

Zur Messung der Empfindlichkeit von KW- bzw. UKW-Empfängern benötigt man einen Rauschgenerator. Da für Experimente mit Empfänger-Eingangsstufen meist Vergleichsmessungen ausreichen, sollen zwei einfache Schaltungen für Rauschgeneratoren vorgestellt

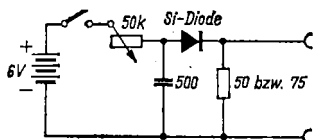


Bild 7  
Rauschgenerator mit Siliziumdiode [1]

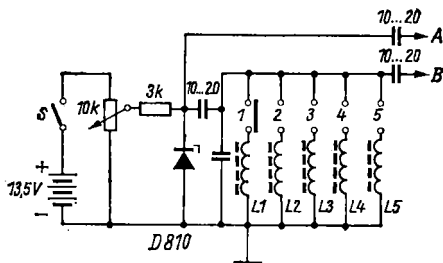


Bild 8  
Rauschgenerator mit Z-Diode [2]

Tabelle 3 Spulenwerte zu Bild 8

L1 - 540 Wdg.,	0,10-mm-CuL
L2 - 260 Wdg.,	0,12-mm-CuL
L3 - 80 Wdg.,	0,20-mm-CuL
L4 - 30 Wdg.,	0,50-mm-CuL
L5 - 10 Wdg.,	0,50-mm-CuL

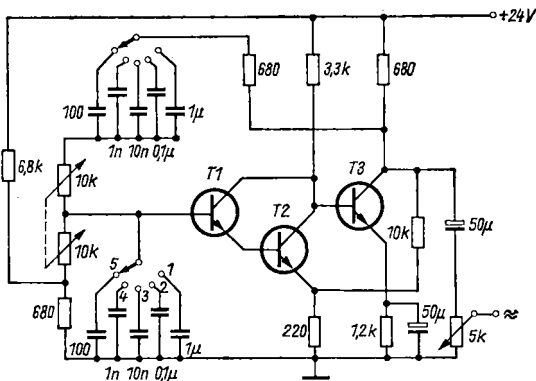


Bild 9 Stromlaufplan für einen RC-Generator [3]

werden. In der Schaltung nach Bild 7 wird eine Siliziumdiode als Rauschquelle verwendet. Mit dem Potentiometer kann die Rauschleistung variiert werden. In der Originalschaltung wurde der Diodentyp 1 N 21 verwendet. Man wird nicht umhinkönnen, verschiedene Siliziumdioden in dieser Schaltung auszuprobieren, um eine ausreichende Rauschleistung zu erhalten.

In der Schaltung nach Bild 8 wird eine Z-Diode (10-V-Typ) als Rauschquelle verwendet. Am Ausgang B wird das Rauschsignal noch von den einzelnen Schwingkreisen angehoben:

- Bereich 1 – 0,1 bis 0,3 MHz,
- Bereich 2 – 0,3 bis 1 MHz,
- Bereich 3 – 1 bis 3 MHz,
- Bereich 4 – 3 bis 9 MHz,
- Bereich 5 – 9 bis 27 MHz.

Die Spulenwerte enthält Tabelle 3, verwendet wird ein HF-Spulenkörper 7 bis 8 mm Durchmesser mit einem entsprechenden HF-Abgleichkern.

## RC-Generator

Eine Applikationsschaltung der Industrie (Ferranti) ist der in Bild 9 gezeigte transistorisierte RC-Generator. Das frequenzbestimmende Glied ist eine Wien-Brücke, die mit dem Tandempotentiometer

$2 \times 10 \text{ k}\Omega$  abgestimmt wird. Für die einzelnen Frequenzbereiche werden die Kondensatoren umgeschaltet:

- Bereich 1 – 15 bis 200 Hz,
- Bereich 2 – 0,15 bis 2 kHz,
- Bereich 3 – 1,5 bis 20 kHz,
- Bereich 4 – 15 bis 200 kHz,
- Bereich 5 – 0,15 bis 2 MHz.

Die beiden ersten Transistorstufen bilden eine *Darlington*-Schaltung mit sehr hoher Verstärkung. Wird der Widerstand  $10 \text{ k}\Omega$  (zwischen Emittter T2 und Kollektor T3) durch einen Thermistor ersetzt, so erhöht sich die Stabilität der Schaltung. Als Transistoren eignen sich *SC 237* oder *SF 123*.

## 2-Ton-Generator

Für den Abgleich von SSB-Sendern ist ein sogenannter 2-Ton-Generator nützlich, der 2 NF-Frequenzen abgibt. Bild 10 zeigt eine Schaltung mit 2 Tongeneratoren (800 Hz und 1800 Hz). Der Frequenzabgleich erfolgt bei den frequenzbestimmenden Doppel-T-Filtern mit den Einstellreglern  $1 \text{ k}\Omega$ . Die NF-Frequenzen lassen sich einzeln einschalten und in der Ausgangsspannung regeln. Für den Nachbau eignet sich der Transistor *GF 105*. Auch Siliziumtransistoren sind einsetzbar, allerdings muß dann die Betriebsspannung umgepolt werden.

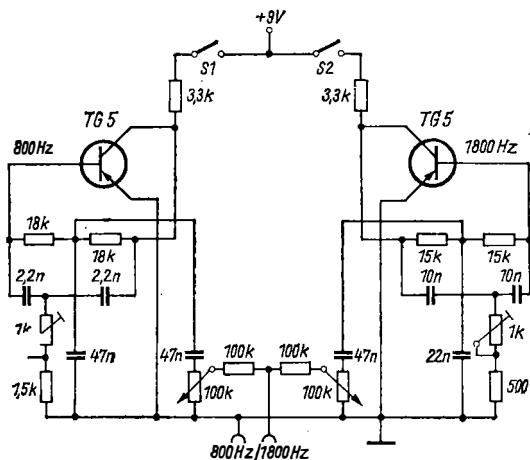


Bild 10 Stromlaufplan für einen 2-Ton-Generator [4]

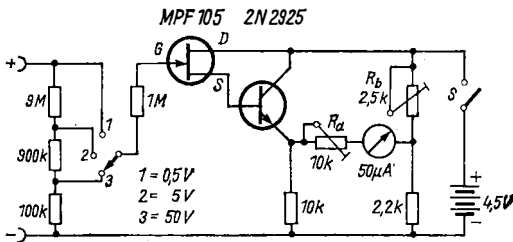


Bild 11 FET-Voltmeter für Gleichspannungsmessungen [3]

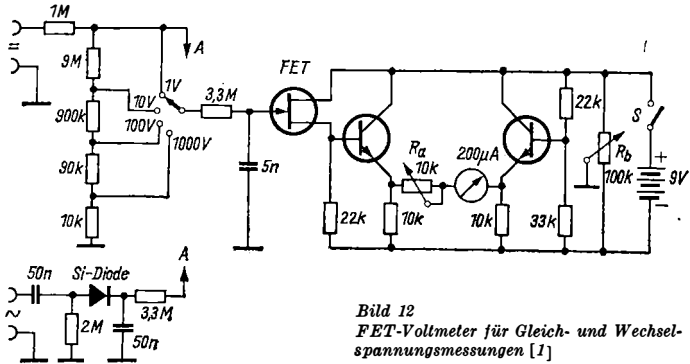


Bild 12 FET-Voltmeter für Gleich- und Wechselspannungsmessungen [1]

## FET-Voltmeter

Mit Feldeffekttransistoren lassen sich hochohmige Eingänge bei Schaltungen realisieren. Da man Spannungen möglichst mit geringer Belastung des Meßobjekts messen will, ist der Einsatz von Feldeffekttransistoren in Voltmeterschaltungen gegeben. Bild 11 zeigt eine einfache Schaltung mit 3 Meßbereichen für Gleichspannung. Der Skalenendwert wird mit dem Einstellregler  $R_a$  festgelegt, während  $R_b$  zur Einstellung des Nullpunktes dient.

Eine erweiterte Schaltung, die auf ein Industriergerät zurückgeht, zeigt Bild 12. Der Eingangswiderstand für Gleichspannungen ist wie in der Schaltung nach Bild 11 etwa  $10\text{ M}\Omega$ , für Wechselspannungen hat er etwa  $2\text{ M}\Omega$ . Nullpunkt- und Skalenendwerteinstellung entsprechen ebenfalls Bild 11. Für die Halbleiterbestückung eignen sich sowjetische FET-Typen der *KP*-Serie und metallverkappte Siliziumtransistoren, die man auf etwa gleiche Werte aussucht.

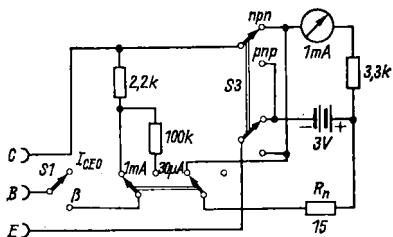


Bild 13  
Transistorprüfer für universelle  
Anwendung [1]

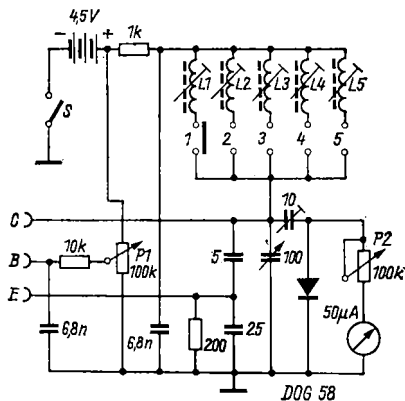


Bild 14  
Prüfschaltung zur Messung der  
Transistor-Schwingfrequenz [4]

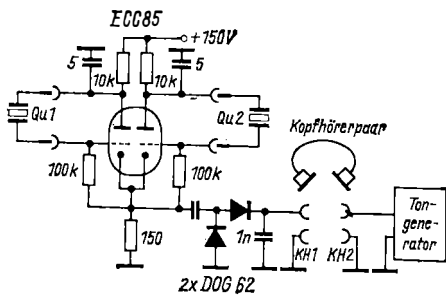
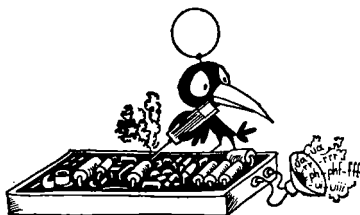


Bild 15  
Schaltung zur Ver-  
gleichsmessung von  
Quarzen [4]



### Transistorprüfgerät

Zur schnellen Überprüfung von Transistoren ist die Schaltung in Bild 13 geeignet. Bei offenem Schalter S1 wird der Kollektorreststrom gemessen. Zum Feststellen der Stromverstärkung wird S1 geschlossen. In der linken Schalterstellung von S2 (1 mA) beträgt der Basisstrom etwa 1 mA, das Meßwerk ist mit  $R_n$  auf etwa 200 mA geschuntet. In der rechten Schalterstellung weist der Basisstrom etwa  $30 \mu\text{A}$  auf, das Meßwerk hat den Endausschlag von 1 mA. Aus dem angezeigten Kollektorstrom kann man unter Berücksichtigung von Kollektorreststrom und Basisstrom die Größe der Stromverstärkung überschlagsmäßig berechnen:

$$\beta = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B};$$

alle Werte in mA.

Der Umschalter S3 dient zur Polaritätsumschaltung für npn- und pnp-Transistoren.

Zur Messung der Schwingfrequenz von Transistoren eignet sich die Schaltung in Bild 14. Den zu prüfenden Transistor betreibt man in einer Schwingschaltung, die entstehende HF-Spannung wird gleichgerichtet und angezeigt. Mit dem Potentiometer P1 wird für den Transistor ein günstiger Arbeitspunkt eingestellt. P2 regelt die Empfindlichkeit der Anzeigeschaltung. Die Spulen sind so zu dimensionieren, daß die Bereiche etwa Frequenzen von 3 bis 200 MHz erfassen.

### Quarz-Vergleichsgerät

Beim Eigenbau von Quarzfiltern muß man die erforderliche Frequenzabweichung sehr genau bestimmen. Dafür geeignet ist die Schaltung in Bild 15. Jede Triode bildet einen Quarzoszillator, die entstehende

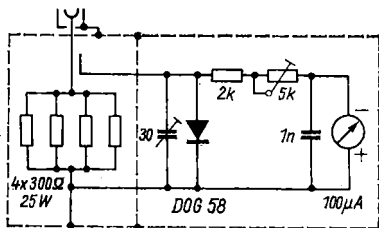


Bild 16  
Künstliche Antenne für Sender-  
ausgangsleistungen bis 100 W [4]

Schwefungsfrequenz führt man einer Kopfhöreremuschel zu. An der anderen Kopfhöreremuschel liegt das Ausgangssignal eines durchstimmbaren Tongenerators. Gehörmäßig kann man beim Durchstimmen des Tongenerators die Größe der Frequenzabweichung durch Feststellen von Schwefungsnul leicht feststellen. Sie liegt im Bereich von wenigen Kilohertz.

### · Künstliche Antenne

Zum Abgleich von Senderstufen verwendet man eine künstliche Antenne, die möglichst keine HF-Energie abstrahlen soll. Die meisten Funkamateure benutzen dafür eine passende Glühlampe. Bild 16 zeigt eine Schaltung mit Belastungswiderständen für Leistungen bis 100 W. Die Widerstände müssen ungewendelte Schichtwiderstände sein und dem Abschlußwiderstand der PA-Stufe entsprechen. Drahtwiderstände sind für HF nicht geeignet! Zum bequemeren Abgleich enthält die zweite abgeschirmte Kammer eine Anzeigeschaltung, die induktiv lose an den Ausgang angekoppelt ist.

### Literatur

- [1] Amateur Radio Handbook, Ausgabe 1972, ARRL-Verlag, USA
- [2] Autorenkollektiv: Kurzwellen-Informator, Ausgabe 1975, Verlag für Verkehr und Nachrichtentechnik, Warschau
- [3] Hawker, P.: Amateurradiotechnik, RSGB-Verlag, London 1974
- [4] wie [2], Ausgabe 1973



In diesem Beitrag für die Arbeitsgemeinschaften *Junge Funker* sollen Bau und Einsatz eines Übungsgeräts beschrieben werden. Dabei steht die Tätigkeit der Arbeitsgemeinschaft *Junge Funker* im Mittelpunkt. Aber das, was wir besprechen, ist auch ebenso wertvoll und verwendbar für die Teilnehmer der Arbeitsgemeinschaften *Junge Fuchsjäger*, *Elektrotechnik* und *Elektronik*, in deren *Empfehlungen* [1] der Bau ähnlicher Geräte angeregt wird. Auch den jungen Elektronikamateuren, die dieses Gerät zu Hause, im Ferienlager und bei Spiel und Sport verwenden können, ist der Nachbau zu empfehlen.

In der Beschreibung der Funktionsweise, des praktischen Aufbaus und der Anwendung beschränken wir uns auf die unbedingt notwendigen Hinweise. Dadurch wird dem eigenen Konstruieren, der eigenen schöpferischen Tätigkeit und der Gestaltung des Geräts nach eigenen Vorstellungen viel Platz eingeräumt. Es geht auch darum, bereits Vorhandenes zu nutzen und auszubauen. Wir wissen, daß sich viele Arbeitsgemeinschaften zum Erlernen des Sprechfunkverkehrs Wechselsprechanlagen angeschafft haben. Die spätere Tätigkeit verlangt aber auch den Telegrafiefunkverkehr. Es liegt der Gedanke nahe, aus einer Wechselsprechanlage ein Übungsgerät zu bauen, mit dem beides möglich ist.

### Anforderungen

Dazu gehören:

- Das Gerät muß vom Aufbau her einfach und übersichtlich sein.
- Die durchzuführenden Veränderungen müssen den Fähigkeiten und Fertigkeiten der AG-Teilnehmer entsprechen und von ihnen selbst durchgeführt werden können.
- Mit dem Übungsgerät muß es möglich sein, den Funkbetrieb in der Funkrichtung und im Funknetz in Telefonie sowie in Telegrafie zu simulieren.

## Kernstück

Als Kernstück des Übungsgeräts nehmen wir eine Wechselsprechanlage. Diese Wechselsprechanlage sollte möglichst so aufgebaut sein, daß

- der Lautsprecher beim Senden und Empfangen abwechselnd an den Ein- oder Ausgang des Verstärkers geschaltet wird,
- eine zweiadrige Verbindungsleitung zu den einzelnen Sprechstellen führt,
- die einzelnen Sprechstellen als Hauptstellen ausgelegt sind,
- jede Sprechstelle eine eigene Spannungsquelle hat.

Diese Anforderungen erfüllt die Wechselsprechanlage *Swjas*. Besitzt eine Arbeitsgemeinschaft solche oder ähnliche Wechselsprechanlagen nicht, so kann ein NF-Verstärker nach eigenen Vorstellungen und eigener Dimensionierung gebaut werden.

## Funktionsweise

Die Funktionsweise gibt der Prinzipstromlaufplan (Bild 1) wieder. Durch den zweipoligen Umschalter S1 schalten wir die Anlage auf *Senden* bzw. auf *Empfang*. Die Belegung des zweiten Polpaares des Schalters S1 ist nicht eingezeichnet. Damit wird bei *Senden* die Spannungsquelle ein- und bei *Empfang* ausgeschaltet.

S2 ist ebenfalls ein zweipoliger Umschalter. Mit ihm kann man die Betriebsart *Telefonie* oder *Telegrafie* wählen. Das Prinzip läßt sich leicht überschauen. Bild 1 zeigt den Zustand *Senden in Telefonie*. Durch S1 wird der Lautsprecher LS an den Verstärkereingang gelegt. Damit arbeitet LS als Mikrofon. Mit S2 wird in der Stellung *Telefonie* der Verstärker in die Leitung eingeschaltet. Bei *Empfang* wird durch Umschalten von S1 der Lautsprecher an den Verstärker- ausgang der Gegenstation gelegt.

Weitere Einzelheiten zeigt der Übersichtsstromlaufplan (Bild 2) im Zustand *Senden in Telegrafie*. Dabei ist durch S1 die Spannungsquelle 9 V an den Verstärker der Wechselsprechanlage (WA) und über Ta an den NF-Generator (AMV) angeschlossen. Durch S2 wird der Lautsprecher vom Verstärker abgeschaltet und der NF-Generator eingeschaltet. Der Signalweg läßt sich ebenfalls leicht verfolgen. Bei gedrückter Taste läuft das NF-Signal über den 1. Kontakt des ersten Polpaares von S2 über die Fernleitung zur Gegenstation.

Beim Umschalten auf *Telefonie* wird der NF-Generator aus der Leitung ausgeschaltet und der NF-Verstärker eingeschaltet. Nun liegt der Lautsprecher über den 1. Kontakt des ersten Polpaares von

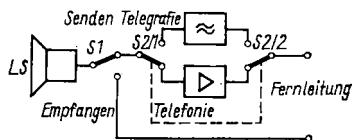


Bild 1  
Prinzipstromlaufplan des  
Übungsgeräts

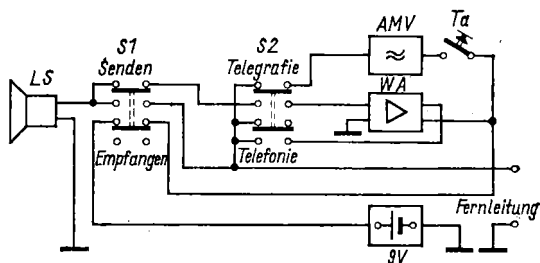


Bild 2 Übersichtsschaltplan für das Übungsgerät mit einem astabilen Multivibrator (AMV) als NF-Generator

S1 am Verstärkereingang der eigenen Station, und das NF-Signal wird über den 4. Kontakt des zweiten Polpaars von S2 über die Fernleitung an die Gegenstation gegeben.

Während sich der NF-Verstärker bereits in der Wechselsprechanlage befindet, müssen wir uns den Telegrafiezusatz in Form eines NF-Generators selbst bauen.

### Telegrafiezusatz

Im Prinzip eignet sich dazu jeder NF-Generator. In der vorliegenden Schaltung wurde als erste Variante ein astabiler Multivibrator (AMV) benutzt. Die Schaltung weist keine Besonderheiten auf. Die Schwingfrequenz wird bestimmt durch

$$R = R_2 = R_3 \quad (1)$$

und

$$C = C_1 = C_2 \quad (2)$$

mit

$$f = \frac{1}{1,38 \cdot R \cdot C} \quad (3)$$

Für eine annähernde Bestimmung reicht auch die Formel

$$f = \frac{1}{2 \cdot R \cdot C} \quad (4)$$

aus, die weit verbreitet ist [2], [3], [4].

Sollten andere Bauelemente verwendet werden, müssen wir für den dargestellten Fall folgende Bedingungen berücksichtigen:

$$R_B = R_2 = R_3, \quad (5)$$

$$R_C = R_1 = R_4, \quad (6)$$

$$R_C \geq \frac{U_{\text{Bat}}}{I_{C \text{ max}}}, \quad (7)$$

$$R_B = B \cdot R_C. \quad (8)$$

Der Faktor  $B$  stellt in diesem Fall den Stromverstärkungsfaktor des Transistors mit  $B \approx 55$  dar;

$$4,3 \cdot R_C \leq R_B \leq B \cdot R_C. \quad (8)$$

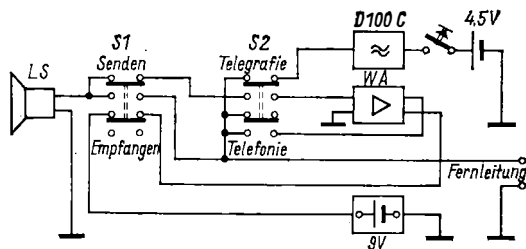


Bild 3 Übersichtsschaltplan für das Übungsgerät mit einem D 100 C als NF-Generator

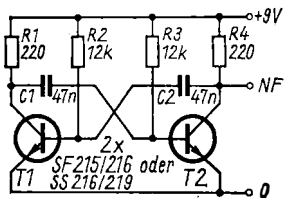


Bild 4 Stromlaufplan des AMV als NF-Generator

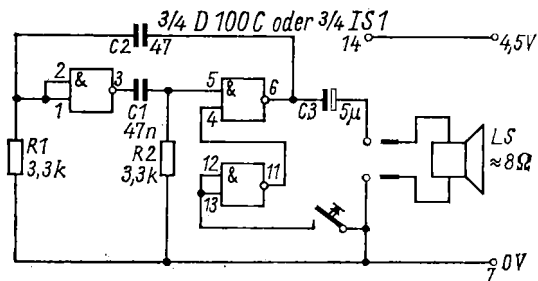


Bild 5 Stromlaufplan für Morsesummer mit TTL-IS, IS = D 100 C oder IS 1 aus dem Halbleiter-Bastlerbeutel 8

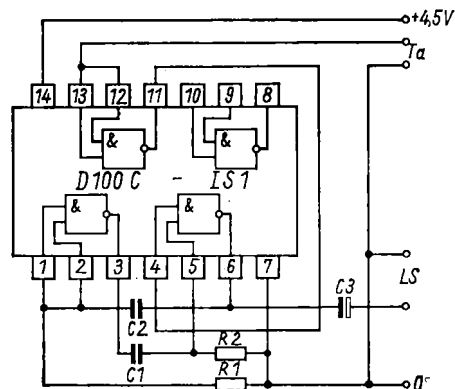


Bild 6 Baustromlaufplan für den Morsesummer mit TTL-IS

Die im Versuchsgerät verwendeten Transistoren sind SF 215, SF 216, SS 216, SS 218 oder ähnliche Typen. Im beschriebenen Übungsgerät wurden Transistoren aus dem Halbleiter-Bastlerbeutel 6 verwendet.

Als zweite Variante wurde ein NF-Generator (Morsesummer) mit dem Schaltkreis D 100 C aufgebaut. Dieser TTL-IS-Morsesummer kann auch als kleines separates Gerät betrieben werden. Unsere AG-Teilnehmer sollen es ruhig einmal mit der modernen Technik versuchen. Auch hier machen Übung und Kenntniserwerb den Meister.

Bild 5 zeigt den Stromlaufplan. Der Versuchsaufbau auf einer Brettschaltung hat ergeben, daß die nach Bild 5 vorgenommene

Dimensionierung auf Anhub schwingt und einen klangreinen Ton ergibt. Wollen wir jedoch Bauelemente austauschen, so zeigten die Versuche, daß es bei R1 nicht geht. R2 wurde durch ein 2,5-k $\Omega$ -Potentiometer ersetzt. Dadurch ließ sich die Frequenz geringfügig ändern. C1 ist weiter variierbar [5]. Ferner wurden nacheinander die vier IS 1 des *Halbleiter-Bastlerbeutels 8* in die Schaltung eingesetzt, die alle auf Anhub funktionierten. Im Übungsgerät wurde die in Bild 5 vorgeschlagene Bestückung verwendet. Zur Erleichterung des Nachbaus stellen wir in Bild 6 den Baustromlaufplan des TTL-IS-Morsesummers dar.

Der Übersichtsschaltplan mit dem TTL-IS-Morsesummer (Bild 3) zeigt gegenüber Bild 2, bei Verwendung des AMV, eine kleine Besonderheit, auf die wir bereits an dieser Stelle hinweisen möchten. In Bild 3 ist der Zustand *Senden in Telegrafie* eingezeichnet. Durch S2 wird der Lautsprecher wieder abgeschaltet. Das Telegrafiesignal wird über S2 an die Fernleitung abgegeben. Ebenfalls liegt die Spannungsquelle von 9 V nicht am TTL-IS-Morsesummer, sondern die Spannungsbereitstellung von 4,5 V erfolgt separat. In der Stellung *Empfang* haben wir den gleichen Zustand wie bei der Schaltung nach Bild 2.

## Aufbau

Wenden wir uns nun dem praktischen Aufbau zu. Dazu werden einige grundsätzliche Hinweise gegeben. Gestaltung und Ausführung sind dabei der Arbeitsgemeinschaft und dem jungen Funker selbst überlassen. Den Sende-Empfangs-Schalter, einen zweipoligen Umschalter, bauen wir am besten direkt in das Gehäuse der Wechselsprechanlage *Swjas* ein [6]. Die Sprechaste wird ausgebaut.

Wer nun sehr geschickt ist, sucht sich in der Wechselsprechanlage noch einen günstigen Platz, wo er den Telegrafiezusatz unterbringen will. In diesem Fall müssen wir aber daran denken, daß der Betriebsartenschalter, ebenfalls ein zweipoliger Umschalter, auch noch im Gehäuse untergebracht werden muß. Bewährt hat sich aber, den Telegrafiezusatz und den Betriebsartenschalter in einem besonderen Gehäuse einzubauen. Das Ganze wird mit einer kleinen *Zeibina*-Messerleiste versehen. An einer Seite der Wechselsprechanlage bringen wir die dazu passende *Zeibina*-Steckerleiste an. Dadurch erhalten wir eine sichere Steckverbindung. Außerdem können wir den Telegrafiezusatz, in den sich ein abschaltbarer zweiter Lautsprecher oder ein Buchsenpaar für einen Kopfhörer einbauen läßt, als gesondertes Morseübungsgerät benutzen. Als Schalter lassen sich auch Drucktastensätze mit voneinander unabhängigen Tasten verwenden.

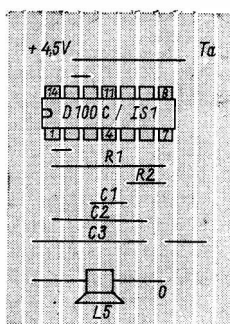
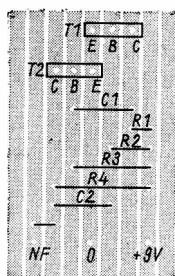


Bild 7  
Streifenleiterplatte mit  
Bestückung für den AMV  
als NF-Generator

Bild 8  
Streifenleiterplatte mit  
Bestückung für den Morse-  
summer mit TTL-IS

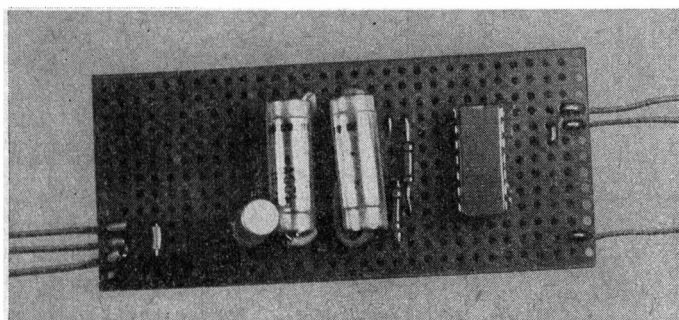


Bild 9 TTL-IS-Morsesummer auf einer Streifenleiterplatte aus dem System Amateurelektronik

Weiter müssen wir beachten, daß die Eingangs- und Ausgangswerte der verwendeten Baugruppen aufeinander abgestimmt sind. Bei Verwendung unseres TTL-IS-Morsesummers spielt das eine besondere Rolle. Die Schaltung ist für einen Lautsprecher mit  $8\ \Omega$  ausgelegt. Ein solcher Lautsprecher befindet sich auch in der Wechselsprechanlage *Swjas*. Dadurch ergeben sich für uns keine Schwierigkeiten beim Einsatz dieser Schaltkreisvariante. Unsere Betrachtungen müssen wir auch auf die Spannungsbereitstellung ausdehnen. Die Anlage *Swjas* benötigt eine Spannung von 9 V. Dafür ist auch der AMV ausgelegt, es ergibt sich dann die Schaltungsvariante nach Bild 2. Außerdem ist aber auf die richtige Polung beim Zusammenschalten der Baugruppen zu achten, da wir npn-Transistoren verwenden.

Werden unterschiedliche Spannungen benötigt, so ist die einfachste und zweckmäßigste Lösung, für jede Baugruppe eine eigene Span-

nungsquelle zu nehmen. Das hat aber dann wieder Einfluß auf eine entsprechende Belegung der Schalterkontakte.

Für den Aufbau der Summer empfehlen wir folgende Möglichkeiten. Wer noch unerfahren im Arbeiten mit Leiterplatten ist, fertigt sich in Ritztechnik eine Streifenleiterplatte nach Bild 7 an und wählt die Leiterzüge 4 mm und die Abstände 1 mm breit. Dadurch kommt ein Raster von 5 mm zustande. Auf dieser Leiterplatte kann der AMV aufgebaut werden. Für die TTL-IS-Variante ist diese Möglichkeit nur brauchbar, wenn die Stelle der Streifenleiterplatte, die den Schaltkreis aufnehmen soll, im 2,5-mm-Raster angefertigt wird und die Leiterzüge anschließend verbreitert werden.

Einfacher ist es jedoch, die Baugruppen auf einer Streifenleiterplatte aus dem System *Amateurelektronik* [7] aufzubauen, wie es Bild 7 bis Bild 9 zeigen. Bild 9 soll im wesentlichen einen Größenvergleich liefern, wurde absichtlich weiträumig aufgebaut und läßt die Kleinheit des TTL-IS-Morsesummers erkennen. Wir würden mit einer halben Streifenleiterplatte auskommen. Diese Platten sind bereits gebohrt und haben das 2,5-mm-Raster.

Für den Schaltkreis müssen wir 6 Leiterzüge unterbrechen, und zwar die Verbindungen der Schaltkreisanschlüsse auf der Leiterplatte 1-14, 2-13, 3-12, 5-10, 6-9 und 7-8. Das ist in Bild 8 deutlich zu erkennen. Die Verbindung 4-11 wird nicht unterbrochen, da wir sie nach Bild 3 und Bild 6 benötigen.

## Einsatz

Der Einsatz dieses Übungsgeräts ist vielseitig. In der Arbeitsgemeinschaft können wir damit in der Funkrichtung oder im Funknetz arbeiten. Beim Funknetz sind die einzelnen Stationen parallelzuschalten. Wir können im Sprechfunkverkehr oder im Tastfunkverkehr arbeiten. Die Regeln des Funkbetriebsdienstes in der *Gesellschaft für Sport und Technik* lassen sich anwenden und üben.

Das Übungsgerät leistet uns im Geländespiel, beim Manöver *Freundschaft* und im Ferienlager gute Dienste und ist für die individuelle Freizeitgestaltung eine interessante Bereicherung.

## Literatur

- [1] Empfehlungen für Arbeitsgemeinschaften der Klassen 5 bis 8, Zentrales Methodisches Kabinett für außerunterrichtliche Tätigkeit beim Ministerium für Volksbildung, Volk und Wissen, Berlin 1975  
*Klaffke, E./Freiberger, P./Gersch, M.*: Junge Funker; *Freiberger, P./Klaffke, E./Dülge, H.*: Junge Fuchsjäger; *Scholtze, J./Zeumer, H.-D./Fröhlich, G.*: Elektrotechnik; *Buchwald, D./Fröhlich, G.*: Elektronik



- [2] *Reusch, K./Hoschke, G./Scholz, J.*: Lehrbuch elektrischer Systeme, Band 3, VEB Verlag Technik, Berlin 1972
- [3] *Schröder, H.*: Elektrische Nachrichtentechnik, Band 3, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde
- [4] *Frey, H.*: Schwingungserzeugung in Theorie und Praxis, Reihe «electronica», Band 144, Militärverlag der DDR, Berlin 1976
- [5] *Kühn/Schmied*: Integrierte Schaltkreise, VEB Verlag Technik, Berlin 1974
- [6] *Klaffke, E.*: «Swjas» - betriebssicherer ausgebaut, FUNKAMATEUR 24 (1975), Heft 11, Seite 558
- [7] *Schlenzig, K.*: Amateurelektronik 75, Teil 1 und 2. Reihe «electronica», Band 137 und Band 138, Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- [8] *Kühne, H.*: Sinus- und Impulsgeneratoren, Reihe «electronica», Band 107, Militärverlag der DDR, Berlin 1972
- [9] *Schubert, K.-H.*: Internationale Schaltungsrevue Amateurfunk, Elektronisches Jahrbuch 1977, Militärverlag der DDR, Berlin 1976

## ELEKTRONIK-SPLITTER

### Außenhandelsbetrieb HEIM-ELECTRIC vor neuen Aufgaben

Der Anteil des Außenhandelsbetriebes HEIM-ELECTRIC am gesamten Außenhandelsumsatz der Deutschen Demokratischen Republik wird 1977 bedeutend zunehmen. Mit der Übernahme des Geräteteils vom Außenhandelsbetrieb Kamera-Film und bedeutender Bereiche des Außenhandelsbetriebes Elektrotechnik begann eine neue Phase in der Tätigkeit des Außenhandelsbetriebes HEIM-ELECTRIC. Das Export- und Importprofil umfaßt jetzt die Sortimente der Industriezweige Rundfunk und Fernsehen, Elektrische Konsumgüter, Bauelemente und Vakuumtechnik und Automatisierungsgeräte. HEIM-ELECTRIC ist nunmehr in der Lage, seinen Exportpartnern sowohl alle Bauteile und Bauelemente als auch Finalprodukte an Geräten und Anlagen der RFT-Unterhaltungselektronik anzubieten.

Weiterhin werden ex- und importiert: elektrische Haushaltgeräte, Leuchten, Installationsmaterial, Kameras, Objektive, Dia-Projektoren, Mikrofilmgeräte, Entwicklungsautomaten für Röntgen- und Reproplanfilm, Bürokopiergeräte, Lichtquellen, Geräte der MSR-Technik, elektrische, elektronische und kernphysikalische Meß- und Prüfeinrichtungen, Niederspannungsschaltgeräte und Relais, Gefriertrocknungs- und Verdampfungsanlagen, Erzeugnisse und Ausrüstungen der Vakuumtechnik für den Druckbereich unter 10 Torr, technologische Spezialausrüstungen für die elektronische und Elektroindustrie. Das bedeutet für den gewachsenen Kreis der Abnehmer eine wesentliche Erleichterung bei ihrer Einkaufsplanung und Produktionsvorbereitung.

Neue Warenggebiete bringen neue Aufgabenstellungen - neue Dimensionen. In 23 Ländern Europas, Asiens, Afrika und Übersee arbeiten Mitarbeiter des Außenhandelsbetriebes und der Exportbetriebe in engem Kontakt mit dem Markt. Der unmittelbare Kontakt mit dem Kunden ist eine der wichtigsten Aufgaben. In Verbindung mit Vertretern in Paris, Antwerpen, Amsterdam, Stockholm, Kopenhagen hat HEIM-ELECTRIC ständige Musterzentren eingerichtet, die die Basis für eine kontinuierliche Marktarbeit sind. Sie gewährleisten, daß der jeweilige Kundenkreis umfassend über das neueste und marktbezogene Angebot informiert wird.

Die Messe- und Ausstellungstätigkeit hat mit der Übernahme der neuen Warenbereiche beträchtlich an Umfang gewonnen. So wird HEIM-ELECTRIC 1977 auf 40 internationalen Messen und Ausstellungen vertreten sein.

Der transistorisierte Sender mit Leistungen von 5 bis 10 W setzt sich in der UKW-Amateurfunktechnik immer stärker durch. Im folgenden werden einige Beispiele von Leistungsendstufen für 2-m-Sender mit Ausgangsleistungen zwischen 1 W und 150 W vorgestellt. Für Ausgangsleistungen größer als 50 W werden auch weiterhin überwiegend röhrenbestückte Endstufen verwendet [11].

Die Entwicklung der HF-Leistungstransistoren auf der Grundlage des Overlay-Prinzips und dessen Weiterentwicklung erlaubt gegenwärtig die Bereitstellung von 50 bis 100 W HF-Ausgangsleistung mit einem Endstufentransistor im Frequenzbereich um 150 MHz. Durch Zusammenschaltung mehrerer Verstärkereinheiten lassen sich höhere Ausgangsleistungen erzielen. Bei den Overlay-Transistoren und ihrer Nachfolgeentwicklung werden die guten HF-Eigenschaften durch eine wirkungsvolle Gestaltung der Emitterstruktur realisiert. Dazu schaltet man bis zu einige hundert Emitter auf einem Transistorchip parallel. Durch besondere technologische Maßnahmen kann man bestimmte Eigenschaften der Transistoren hervorheben. So gibt es im UKW-Bereich vor allem Transistoren für mobile FM-Sender, deren Vorteil in einer hohen Sättigungsausgangsleistung sowie großer Robustheit gegenüber Fehlanpassung und Überspannung bestehen. Forderungen an die Linearität der Leistungsverstärkung dieser Transistoren werden nicht gestellt. Das zweite größere Anwendungsgebiet bilden Transistoren für Fernsehsender und Umsetzer-Anwendungen, bei denen hohe Forderungen an die Linearität und Lebensdauer gestellt werden. Auch werden die Transistoren meist in Typenreihen angeboten, wobei die einzelnen Transistoren bezüglich ihres Eingangsleistungsbedarfs und der Ausgangsleistung aufeinander abgestimmt sind.

Dem Amateur stehen gegenwärtig vorwiegend Transistoren aus dem Bereich für mobile FM-Sender zur Verfügung. Bekannte Transistortypen sind 2 N 3866, 2 N 3553, 2 N 3375, 2 N 3632 sowie die sowjetischen Transistoren KT 606, KT 904 und KT 907. Diese erste

Generation der moderneren UKW-Leistungstransistoren ist für Betriebsspannung von 28 V ausgelegt und nicht fehlanpassungsgeschützt. Der 2N 3375 enthält 182 Emitter, die über eine aufgedampfte Leitbahn auf dem Transistorchip parallelgeschaltet werden. Der 2N 3632 ist durch Parallelschaltung von zwei Chips des 2N 3375 entstanden. Moderne HF-Leistungstransistoren sind unter bestimmten Bedingungen bis zu Stehwellenverhältnissen von  $s = 50$  fehlanpassungsgeschützt. Diese Eigenschaft wird durch Verhindern einer Stromkonzentration auf einzelne Emitter oder Emittergruppen erzielt. Es werden zusätzliche Emittorwiderstände für die einzelnen Emitter bzw. Gruppen eindiffundiert. Über den Spannungsabfall an den jeweiligen internen Emitterwiderständen wirkt man einer Stromkonzentration entgegen. Tabelle 1 gibt einen kleinen Überblick über die erzielbaren Ausgangsleistungen für verschiedene Transistoren im B-Betrieb. Eine Übersicht über sowjetische UKW-Leistungstransistoren findet der Leser in [13].

**Tabelle 1** Werte für UKW-Sendettransistoren

	$P_{in}$ in W	$P_{out}$ in W	$f$ in MHz	$U_B$ in V
2N 3553	0,25	2,5	175	28
2N 3375	1	7,5	100	28
	1	3	400	28
2N 3632	3,5	13,5	175	28
KT 610 A	0,1	1,5	145	12
KT 606	0,25	1,6	145	28
	0,25	0,8	400	28
KT 904	0,8	2,5	400	28
KT 907	4	9	400	28
KT 909 A	10	20	500	28
KT 909 B	20	40	500	28

Bei einer Reduzierung der Betriebsspannung der Transistoren verringert sich ihre Leistungsverstärkung und die verfügbare Ausgangsleistung. Eine Verwendung der Transistoren, die für FM-Sender entwickelt wurden, im Linearverstärkerbetrieb ( $AB_1$ -Einstellung) ist möglich, wenn der Transistor nur mit 60 bis 70 % seiner maximalen Ausgangsleistung im B-Betrieb angesteuert wird. Die Leistungsverstärkung der Transistoren liegt in diesem Ausgangsleistungsbereich um 2 bis 3 dB höher als im B-Betrieb bei maximaler Ausgangsleistung.

Im Vergleich zum röhrenbestückten Leistungsverstärker weist die transistorisierte Endstufe einige Besonderheiten auf. Für Röhrendstufen waren Schwingkreissysteme auf der Grundlage von HF-Leitungen (*Lecher*-Systeme, Koaxialkreise) zum Erzielen eines hohen Resonanzwiderstands und damit eines guten Kreiswirkungsgrads

durchaus notwendig, sie führten zwangsläufig zu großen räumlichen Ausdehnungen. Auf Grund der niedrigen Betriebsspannung der Transistoren und der damit zum Erzielen einer bestimmten Ausgangsleistung hohen HF-Ströme werden wesentlich kleinere Arbeitswiderstände für die Transistoren notwendig. Somit gestaltet sich das Verhältnis von Leerlaufgüte der Schwingkreise und deren Betriebsgüte günstiger, so daß bei Verwendung von üblichen Schwingkreisen mit konzentrierten Kapazitäten und Induktivitäten ausreichend kleine Schwingkreisverluste erzielt werden. Eine wesentliche Aufgabe bei der Berechnung einer transistorisierten Endstufe ist das Bestimmen geeigneter Transformationsnetzwerke, die den Transistor ein- und ausgangsseitig anpassen. Nähere Hinweise zu diesem Problemkreis findet der Leser in [1], [2], [3], [4].

Bild 1 zeigt die typische Schaltung eines B-Verstärkers. Diese Anordnung geben einige Hersteller von Leistungstransistoren als Meßschaltung an. Obwohl für 175 MHz dimensioniert, eignet sich die Schaltung auf Grund des Variationsbereichs der Trimmer C1 bis C4 auch für das 2-m-Band. Gleichzeitig läßt sich an dieser Schaltung die immer wiederkehrende Erläuterung der unterschiedlichen Trans-

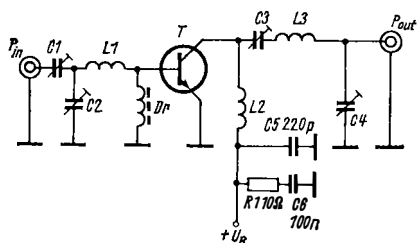


Bild 1  
Grundschaltung einer  
transistorisierten  
Leistungsstufe

Tabelle 2 Spulenangaben und technische Daten zu Bild 1

T	2N 3553	2N 3375 (BLY 59)	2N 3632 (BLY 60)
C1	10...40 pF	3...30 pF	3...30 pF
C2, C3, C4 jeweils wie C1			
L1	2 Wdg., 4,5 mm $\varnothing$	3 Wdg., 8 mm $\varnothing$	1 Wdg., 10 mm $\varnothing$
L2	15 Wdg., 4,5 mm $\varnothing$	Drossel	15 Wdg., 4 mm $\varnothing$
L3	4 Wdg., 4,5 mm $\varnothing$	4 Wdg., 8 mm $\varnothing$	3 Wdg., 12 mm $\varnothing$
(L1 - 1-mm-CuL-Draht; L2 - 0,7-mm-CuL-Draht; L3 - 1,5-mm-CuL-Draht)			
Dr	Ferritkern-drossel mit 3 Wdg., 0,7-mm-CuL-Draht		
U <sub>B</sub>	28 V	28 V	28 V
P <sub>in</sub>	= 250 mW	1 W	3,5 W
P <sub>out</sub>	≥ 2,5 W (175 MHz)	7,5 W (100 MHz)	13,5 W (175 MHz)
n	≥ 50 %	65 %	70 %
I <sub>C</sub>	≤ 180 mA	410 mA	690 mA
(Die Leistungsangaben beziehen sich auf den C-Betrieb des Verstärkers)			

formations-schaltungen durchführen. Die Ansteuerstufe mit ihrem Ausgangswiderstand wird über  $C1$ ,  $C2$  und  $L1$  an den Eingangswiderstand des Transistors angepaßt. Der Eingangswiderstand liegt je nach Transistor zwischen  $1 \Omega$  und  $10 \Omega$ , mit einem zusätzlichen induktiven Anteil in der gleichen Größenordnung. Zur Funktion der Transformation nur so viel, daß der Eingangswiderstand mit  $L1$  auf einen höheren Widerstand transformiert und mit  $C1$ ,  $C2$  auf einen meist benötigten Eingangswiderstand der Endstufe von  $50$  bis  $75 \Omega$  herabtransformiert wird. Durch die Resonanzwirkung des Transformationsnetzwerks für die Betriebsfrequenz wird ein reeller Eingangswiderstand der Verstärkerstufe realisiert. Die Betriebsgüte der Spulen liegt in der Größenordnung von  $4$  bis  $10$ . Ausgangsseitig ermöglicht das Netzwerk  $C3$ ,  $L3$ ,  $C4$  eine Transformation des Abschlußwiderstands des Verstärkers (Antenne, Abschlußwiderstand, weitere Leistungsstufen) auf den erforderlichen Arbeitswiderstand des Transistors. Näherungsweise errechnet sich dieser Arbeitswiderstand zu

$$R_a \approx \frac{U_B^2}{2 P_{out}}$$

Als Basisdrossel sind  $1\text{-}\mu\text{H}$ -Ferritbreitbanddrosseln geeignet. Handelsübliche  $10\text{-}\mu\text{H}$ -UKW-Drosseln lassen sich nicht verwenden, da zu große Induktivitätswerte unerwünschte Selbsterregungen ermöglichen. Die Betriebsspannung wird über  $L2$  dem Kollektor zugeführt und mit  $C5$ ,  $C6$  hochfrequenzmäßig abgeblockt. Um Selbsterregungen über die Betriebsspannungsleitungen zu verhindern, ist ein mehrfaches Abblocken, z.B.  $1 \text{ nF}$ ,  $10 \text{ nF}$  und  $0,1 \mu\text{F}$  notwendig. Die größeren Kapazitätswerte berücksichtigen die Tatsache, daß die Leistungsverstärkung bei tieferen Frequenzen wesentlich höhere Werte annimmt und damit die Schwingneigung zu tiefen Frequenzen zunimmt.  $L2$  kann als Drossel oder als kleine Induktivität zur Kompensation der Transistorausgangskapazität ausgeführt werden. Bei Verwendung einer Drossel ist mitunter ein zusätzlicher Bedämpfungswiderstand erforderlich. In Tabelle 2 sind für einige Transistoren die Dimensionierungswerte der Bauelemente für die Schaltung nach Bild 1 sowie einige technische Parameter angegeben.

In Bild 2 ist die 2-m-PA-Stufe *AA10* der Firma *Drake* (USA) [6] dargestellt. Sie erlaubt bei einer Betriebsspannung von  $13,8 \text{ V}$  eine Ausgangsleistung von  $10$  bis  $15 \text{ W}$  ( $P_{in} = 1,5$  bis  $1,8 \text{ W}$ ) und eignet sich für die Aussteuerung mit F3- und A1-Signalen. Das Interessante an dieser Endstufe ist die Antennenumschaltung, die es ermöglicht, die Endstufe einem FM-Sendeempfangsgerät direkt nachzuschalten. Zur Sende-Empfangs-Umschaltung werden die Dioden  $D2$  bis  $D7$  sowie der Serienkreis  $C9$ ,  $L6$  verwendet. Bei Empfang sind die

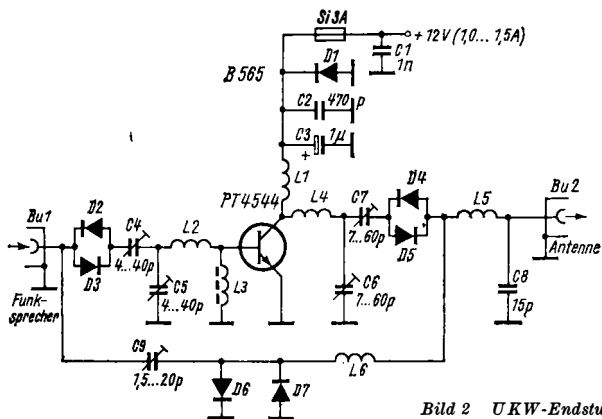


Bild 2 UKW-Endstufe AA-10

Dioden hochohmig, und die Verbindung zwischen Transceiver und Antenne wird über den Serienkreis (145 MHz) hergestellt. Im Sendebetrieb steuert die Ausgangsleistung des Transceivers die PA an, die Dioden D2 bis D7 werden leitend. Der Transistor wird angesteuert, und über D4, D5 gelangt die Ausgangsleistung zur Antenne. Der anliegende HF-Pegel schaltet die Dioden D6, D7 in Durchlaßrichtung, wodurch die Verbindung zwischen Ausgang und Eingang der Endstufe unterbrochen ist. Spule L5 und Kondensator C8 bilden ein Tiefpaßfilter zur Oberwellenunterdrückung. Die Silizium-Diode D1 wirkt zusammen mit der Sicherung als Gleichspannungsverpolungsschutz.

Bild 3 zeigt eine Endstufe, die für den B- und AB<sub>1</sub>-Betrieb vorgesehen ist [7], [8], [4]. In Tabelle 3 sind die Bauelementewerte und einige technische Daten aufgeführt. Verwendet werden zwei Leistungstransistorfamilien, BLY 87/90 (13,8 V) und BLY 91/94 (28 V), die in ihren Ein- und Ausgangsleistungen aufeinander abgestimmt sind. Ähnliche Transistorfamilien (Tabelle 6) werden in der UdSSR [13] hergestellt. Die Kapazitäten C3, C4 bewirken das Wegstimmen des induktiven Anteils des Eingangswiderstands. Die Transistorreihe mit 28 V Betriebsspannung erzielt bessere Daten im Linearbetrieb. Beim Abgleich der Endstufe ist die Kontrolle des maximalen Kollektorstroms wichtig. Mit C1, C2 erfolgt der Abgleich auf maximalen Kollektorstrom und mit C7, C8 auf maximale Ausgangsleistung. Für SSB-Betrieb wird eine AB<sub>1</sub>-Arbeitspunkteinstellung mit der Schaltung T2, T3 verwirklicht. Der Ruhestrom ist mit R2 auf 20 bis 50 mA eingestellt. Leiterplattenzeichnungen für die Verstärker sind in [8]

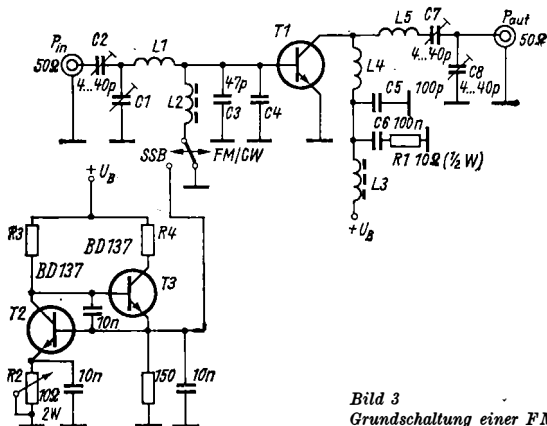


Bild 3  
Grundschriftung einer FM-SSB-Endstufe

Tabelle 3 Spulenangaben und technische Daten zu Bild 3

	BLY87	BLY88	BLY89	BLY91	BLY92	BLY93
$U_B$	13,5 V	13,5 V	13,5 V	28 V	28 V	28 V
$P_{in}$	1 W	2,6 W	6,2 W	0,5 W	1,5 W	3,1 W
$P_{out}$	8 W	15 W	25 W	8 W	15 W	25 W
$C3$	47 pF	47 pF	47 pF	47 pF	47 pF	47 pF
$C4$	-	-	47 pF	-	-	47 pF
$L1$	0,5 Wdg., 1,5-mm-CuL, Innendurchmesser 6 mm, Zuleitungen $2 \times 10$ mm					
$L2, L3$	Ferritbreitbanddrossel					
$L4$	2,5 Wdg.	2,5 Wdg.	3,5 Wdg.	2,5 Wdg.	2,5 Wdg.	3,5 Wdg.
$L5$	4,5 Wdg.	2,5 Wdg.	1 Wdg.	4,5 Wdg.	4,5 Wdg.	1,5 Wdg.
( $L4, L5$ )	1,5-mm-CuL, Innendurchmesser 6 mm, $2 \times 10$ mm Zuleitung)					
$I_{C \max}$	1,25 A	2,5 A	5 A	0,75 A	1,5 A	3 A
$R3$	1,5 k $\Omega$	1,5 k $\Omega$	1,5 k $\Omega$	2,7 k $\Omega$	2,7 k $\Omega$	2,7 k $\Omega$
$R4$	47 $\Omega$	47 $\Omega$	47 $\Omega$	100 $\Omega$	100 $\Omega$	100 $\Omega$
(5,5 W)						

und [4] angegeben. Die Hintereinanderschaltung mehrerer Stufen ist möglich.

Zum Erzeugen größerer Ausgangsleistungen werden mehrere Transistoren oder Verstärkereinheiten parallelgeschaltet. Die einfachste Form der Parallelschaltung zweier Transistoren ist in Bild 4 gezeigt. In diesem Fall erfolgt eine direkte ein- und ausgangsseitige Parallelschaltung, wie sie auch innerhalb eines Transistors vorgenommen wird. Die Möglichkeit der Erzeugung von Ausgangsleistungen bis 150 W im B-Betrieb erlaubt die in Bild 5 gezeigte Endstufe von DC 9 XD [8]. Bei einer Betriebsspannung von 12 bis 15 V beträgt

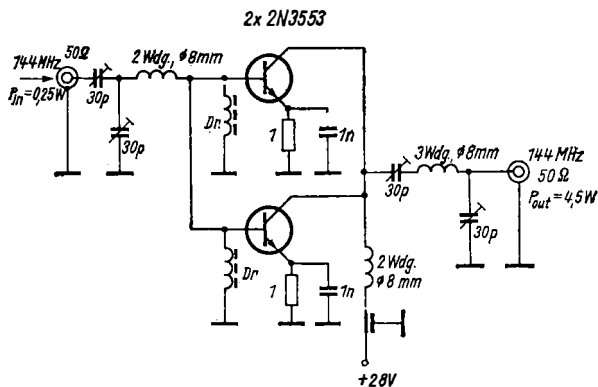


Bild 4 Parallelschaltung zweier Endstufentransistoren 2 N 3553

die Stromaufnahme der PA bei Vollaussteuerung 16 bis 18 A. Die Ansteuerleistung beläuft sich auf 10 bis 16 W HF. Die Kapazitäten C3 bis C6, C11 bis C14, C15 bis C18 unterstützen die Transformation und sind jeweils zu einem der beiden Emitteranschlüsse der in Strip-Line-Gehäuse gefertigten Transistoren geführt. Die Spulen L3, L8, L9 (Bild 6) sind Leitungstransformatoren und transformieren im Verhältnis 1 zu 4. Über die Treiberstufe T1 werden die Transistoren T2, T3 getrennt angesteuert. Im Ausgangskreis geschieht die Parallelschaltung beider Transistoren über das Transformationsnetzwerk. Zur Oberwellenreduzierung schließt sich ein Tiefpaßfilter an. Ausführliche Schaltungsunterlagen und Platinenzeichnungen sind in [8] angegeben.

Zur Pegelanhebung von SSB-Signalen werden Linearverstärker benötigt. Im folgenden einige Beispiele für mehrstufige Anordnungen, die eine Verstärkung der SSB-Signale von einigen Milliwatt auf 2 bis 10 W erlauben.

Tabelle 4 Spulenangaben zu Bild 5

L1	1,5 Wdg., 1,5-mm-CuL-Draht, 6 mm Innendurchmesser 4 mm lang, Zuleitungen 2×5 mm
L2, L6, L7	7 Wdg., 0,5-mm-CuL-Draht, 3 mm Innendurchmesser, ohne Abstand gewickelt, Zuleitungen 2×5 mm
L3, L8, L9	Bifilarwicklung nach Bild 6, 1-mm-CuL-Draht
L4, L5	0,5 Wdg., 1,5-mm-CuL-Draht, 10 mm Innendurchmesser, Zuleitungen 2×5 mm
L10, L11	Zuleitungsinduktivitäten von C23, C24
Dr	Ferritbreitbanddrossel



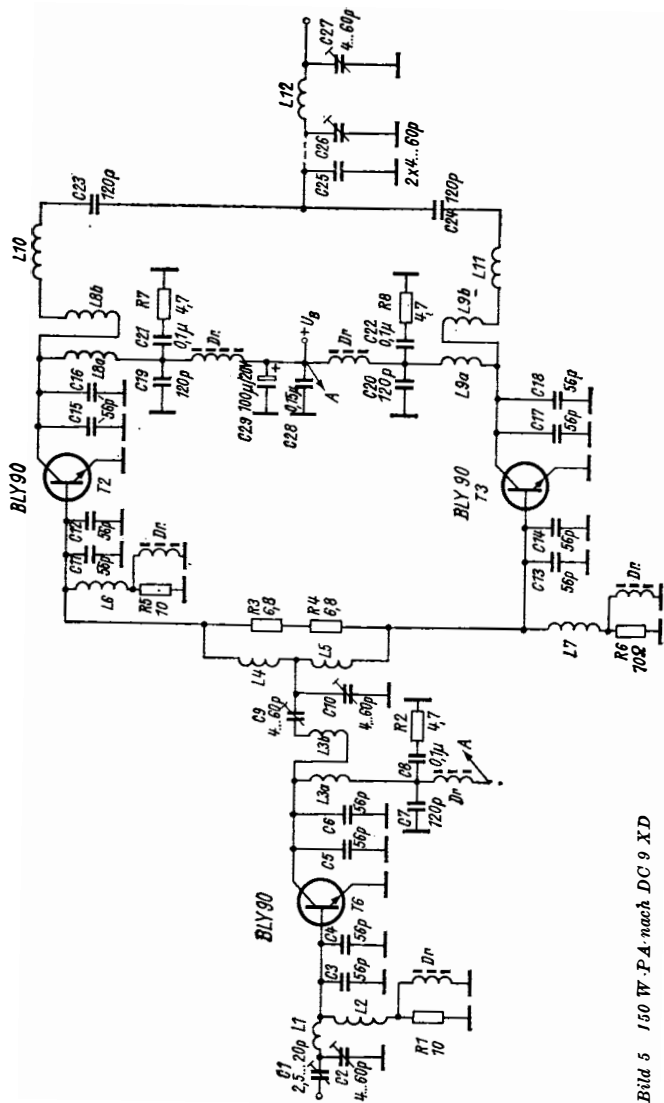


Bild 5 150 W P.A. nach DC 9 XD

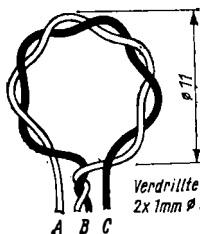


Bild 6  
Gestaltung der «Spulen» L3, L8, L9 in  
der Schaltung nach Bild 9

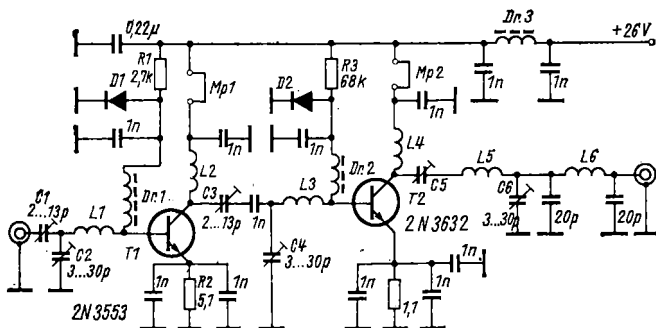


Bild 7 2-m-Linearverstärker nach DL 8 ZX

Tabelle 5 Spulenangaben zu Bild 7

L1, L3	3 Wdg., 1-mm-CuAg-Draht, 5 mm Innendurchmesser, 7 mm lang
L2, L4	2 Wdg., 0,5-mm-CuL-Draht, 5 mm Innendurchmesser
L5	6 Wdg., 1,5-mm-CuAg-Draht, 6 mm Innendurchmesser, 11 mm lang
L6	4 Wdg., 1,0-mm-CuAg-Draht, 5 mm Innendurchmesser, 7 mm lang
Dr1, Dr2	3 Wdg., 0,25-mm-CuLS-Draht, Ferritdämpfungsperle
Dr3	Ferritbreitbanddrossel

Tabelle 6 Werte sowjetischer UKW-Sendetransistor-Familien

	$P_{in}$ in W	$P_{out}$ in W	$f$ in MHz	$U_B$ in V
KT 920 A	0,3	2	175	12,6
KT 920 B	0,82	5	175	12,6
KT 920 W	6,7	20	175	12,6
KT 920 G	5	15	175	12,6
KT 922 A	0,5	5	175	28
KT 922 B	3,6	20	175	28
KT 922 W	3,6	20	175	28
KT 922 G	10	40	175	28
KT 922 D	10	35	175	28

Im zweistufigen Linearverstärker (Bild 7) nach DL 8 ZX [9] werden die Transistoren 2 N 3553 und 2 N 3632 verwendet. Für den SSB-Betrieb wird bei 26 V Betriebsspannung eine Ausgangsleistung von 8 W PEP mit einer Steuerleistung von 150 mW erreicht. Eine Steigerung der Steuerleistung auf 0,7 W ergibt eine Ausgangsleistung von 16 W in A1- und F3-Betrieb. Für den SSB-Betrieb ist diese höhere Steuerleistung infolge stark zunehmender Intermodulationsverzerrungen nicht zulässig. Die Ruhestrome wurden für T1 mit 35 mA und T2 mit 65 mA angegeben.

Mit dem zweistufigen Linearverstärker [10] nach Bild 8 kann man Ausgangsleistungen um 2,5 W PEP erreichen. Die erste Stufe mit dem sowjetischen Transistor *KT 610 A* arbeitet im A-Betrieb. Der Kollektorstrom beträgt 120 mA. Die Leistungsverstärkung des Transistors liegt bei 17 bis 20 dB (145 MHz) für eine Betriebsspannung von 12 V. Der Transistor hat ein Strip-Line-Gehäuse. An jeden Emitterschluß wird ein 22- $\Omega$ -Widerstand angeschlossen. Zur Vermeidung einer HF-Gegenkopplung werden diese mehrfach abgeblockt. Die zweite Stufe ist mit dem *KT 904 A* bestückt, der eine Leistungsverstärkung von 10 bis 12 dB im Linear-Betrieb aufweist. Der Ruhe-

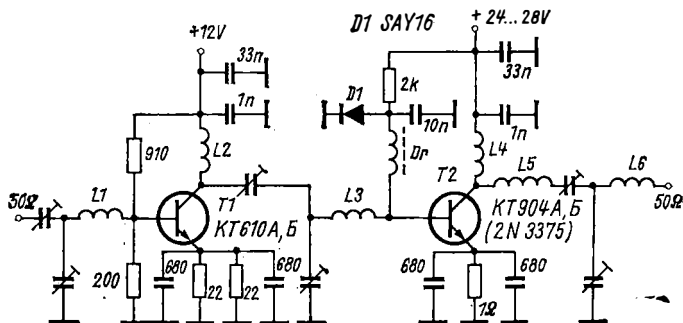


Bild 8 Linearverstärker mit *KT610* und *KT902* nach DM 2 GBO

Tabelle 7 Intermodulationsabstände zu Bild 8

$P_{out}$	IM3
3,2 W PEP	- 21 dB
2,5 W PEP	- 28 dB
2 W PEP	- 32 dB
1,6 W PEP	- 40 dB

Tabelle 8 Spulenangaben zu Bild 8

Spule	Wdg.	Innen- durchmesser in mm	Spulenlänge in mm	CuAg-Draht in mm
L1	4,5	5,8	6,5	0,8
L2	9,5	5,8	13,5	0,8
L3	1,5	5,8	3,0	0,8
L4	3	5,8	6,5	0,8
L5	9	5,8	14,0	0,8
L6	4	5,8	6,5	0,8

Dr1 1,75 Wdg., 0,2-mm-CuLS-Draht, Doppellockern Manifer 340 (klein)

strom liegt bei 7 bis 10 mA. Die Stabilisierung des Arbeitspunkts von T2 erfolgt über den eingefügten 1-Ω-Emitterwiderstand. Für eine weitere thermische Stabilisierung des Arbeitspunktes wird die temperaturabhängige Durchlaßspannung einer Si-Diode ausgenutzt. Der Vorwiderstand der Diode zur Ruhestromeinstellung muß abgeglichen werden. Die thermische Gegenkopplung wird besonders wirksam durch Befestigen der Diode in unmittelbarer Nähe des Transistorgehäuses oder Kühlkörpers. Ausgangsseitig von T2 erfolgt eine mehrfache Transformation zur Realisierung des benötigten Arbeitswiderstands. Die Betriebsspannung ist mehrfach abgeblockt, um parasitäre Schwingneigungen zu unterbinden. Zur Beurteilung der Linearität des Verstärkers werden die Intermodulationsverzerrungen 3. Ordnung herangezogen. Der Intermodulationsabstand ist wie folgt definiert:

$$IM3 = 20 \log \frac{U_{2 f_1 - f_2}}{U_{f_1}} = 20 \log \frac{U_{2 f_2 - f_1}}{U_{f_2}} ;$$

IM3 in dB.

Bei Aussteuerung des Verstärkers mit zwei Signalen F1 und F2 ergeben sich am Ausgang des Verstärkers neben den Signalen F1 und F2 auch Anteile  $2 \cdot F1-F2$  und  $2 \cdot F2-F1$ . Diese zusätzlichen Frequenzen liegen in unmittelbarer Nachbarschaft des Übertragungskanals oder direkt innerhalb und äußern sich in einer verzerrten Aussteuerung des SSB-Signals. Die Intermodulationsprodukte höherer Ordnung verbreitern das Sendespektrum. Bezugspegel für die IM3-Angabe ist immer der Ausgangspegel eines Signals des Zweitensignals. Bei Bezugnahme auf den Gesamt-PEP-Output erhöhen sich die Abstände um 6 dB. Mit dem Verstärker wurden die in Tabelle 7 aufgeführten Intermodulationsabstände erzielt. Der Oberwellenabstand bei 2-W-Eintonaussteuerung betrug für 288 MHz -38 dB und für 432 MHz -52 dB. Die Leistungsverstärkung liegt in der Größen-

ordnung von 25 bis 28 dB bei 2,5 W PEP-Ausgangsleistung. Bei Eintonaussteuerung von 2,5 W Ausgangsleistung nimmt T2 einen Strom von 190 mA (24 V) auf. Bei Zweitonaussteuerung 2,5 W PEP betrug die mittlere Stromaufnahme 140 mA. Für A1- und F3-Ansteuerung sind bei entsprechender Übersteuerung des Verstärkers Ausgangsleistungen bis 5 W möglich.

Der in Bild 9 gezeigte dreistufige Linearverstärker stellt eine Wei-

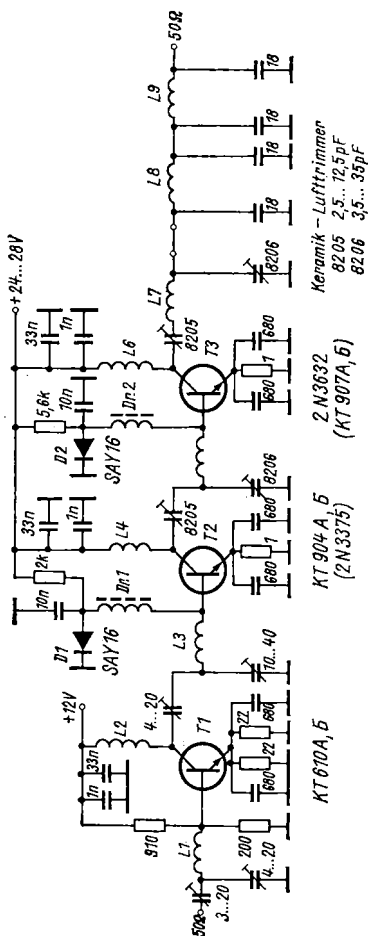


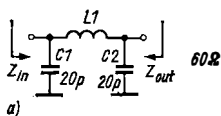
Bild 9 10-W-2-m-Linearverstärker nach DM 2 GBO

**Tabelle 9 Spulenangaben zu Bild 9**

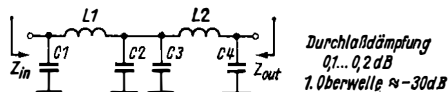
Spule	Wdg.	Innen- durchmesser in mm	Spulenlänge in mm	CuAg-Draht in mm
L1	3	5,8	5,9	1,0
L2	8	5,8	11,2	1,0
L3	2	5,8	3,5	1,0
L4	4	5,8	5,2	1,0
L5	2	5,8	4,0	1,0
L6	5	5,8	8,8	1,0
L7	7	5,8	14,0	1,0
L8	4	5,8	11,0	1,0
L9	4	5,8	11,0	1,0

Dr1, Dr2 2,75 Wdg., 0,2-mm-CuLS-Draht, Doppellochkern Manifer 340 (klein)

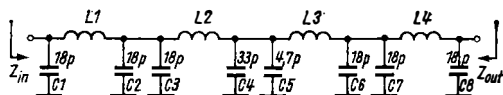
terentwicklung des Verstärkers nach Bild 8 dar. Bei einer Betriebs-  
spannung von 28 V für T2 und T3 sind Spitzenausgangsleistungen  
von 10 W PEP im Linearbetrieb möglich. Der Intermodulations-  
abstand  $IM3$  beträgt  $-26$  dB. Die erreichte Leistungsverstärkung  
im Linearbetrieb liegt bei 35 dB, woraus eine Ansteuerleistung von  
etwa 3 mW PEP resultiert. Eine Reduzierung der Betriebsspannung  
auf 24 V erlaubt eine Ausgangsleistung von 7 bis 8 W PEP. Die Kopp-  
lung der einzelnen Stufen erfolgt über die schon beschriebenen selek-  
tiven Transformationsglieder. T1 (*KT 610 A*) arbeitet im A-Betrieb  
mit einem Kollektorstrom von 100 bis 130 mA. Die Ruhestrome der  
Transistoren T2 und T3 betragen 7 bis 10 mA (T2) und 15 bis 20 mA  
(T3) bei einer Betriebsspannung von 24 V. Die praktische Erprobung  
des Verstärkers zeigte die Notwendigkeit der Verdopplung der Ruhe-  
ströme, wodurch die Intermodulationsprodukte  $IM5$ ,  $IM7$ ,  $IM9$ ,  
 $IM11$  und damit die belegte Bandbreite durch das SSB-Signal redu-  
ziert wurde. Es zeigte sich nämlich, daß bei sehr starken Belegungen  
des Bandes und gleichzeitiger räumlicher Konzentration von einer  
Vielzahl UKW-Stationen (z. B. Berlin) auch diese sehr weit abliegen-  
den Intermodulationsprodukte ( $\Delta f \geq 15$  kHz) andere Stationen bei  
der Abwicklung von DX-QSO's behindern können. Allgemein läßt  
sich als Richtschnur für die Ruhestrome ein Wert von 3 bis 10%  
des maximalen Gleichstroms angeben. Bei Ansteuerung des Ver-  
stärkers mit A1- und F3-Signalen kann bei gleichzeitiger Erhöhung  
des Steuerpegels um 3 bis 6 dB eine Ausgangsleistung von 15 bis  
16 W erreicht werden. Beim Einsatz des *KT 907 A* für T3 sind  
die abweichenden Parameter und Einbaubedingungen gegenüber  
dem *2 N 3632* zu beachten. Hierbei ist vor allem zu berücksichtigen,  
daß der Emitteranschluß des *KT 907* auf Gehäusepotential liegt.  
Die Stromaufnahme für T2, T3 beträgt bei Eintonaussteuerung



a)



b)



c)

Bild 10 Oberwellenfilter für 2-m-Leistungsverstärker

Tabelle 10 Spulenangaben zu Bild 10

a) für $Z_{in}$	$= Z_{out} = 60 \Omega$
$L1$	4 Wdg., 1,0-mm-CuAg-Draht, 6 mm Innendurchmesser, 7 mm lang
b) für $Z_{in}$	$= Z_{out} = 50 \Omega$ (DM 2 GBO)
$L1, L2$	4 Wdg., 1-mm-CuAg-Draht, 5,8 mm Innendurchmesser, 11 mm lang, $L = 69$ nH
$C1$ bis $C4$	$= 18$ pF
für $Z_{in}$	$= Z_{out} = 60 \Omega$ (DC 6 HL)
$L1, L2$	4 Wdg., 1-mm-CuAg-Draht, 7 mm Innendurchmesser, Windungsabstand 1,5 mm
$C1, C4$	$= 20$ pF, $C2 = 39$ pF, $C3$ entfällt
c) für $Z_{in}$	$= Z_{out} = 50 \Omega$ (DM 2 GBO)
$L1, L4$	4 Wdg., 1-mm-CuAg-Draht, 5,8 mm Innendurchmesser, 12 mm lang, Zuleitung $2 \times 10$ mm, $L = 69$ nH
$L2, L3$	wie $L1, L4$ , jedoch nur 7 mm lang, $L = 80$ nH

900 mA (24 V) bzw. 1 A (28 V). Dem Verstärker ist zur Reduzierung des Oberwellenabstands ein zweistufiges Tiefpaßfilter nachgeschaltet (Oberwellenabstand  $> 60$  dB).

Zur Einhaltung der postalischen Bestimmungen bezüglich der Oberwellenabstrahlung ist es unbedingt erforderlich, den Transistorleistungsverstärkern mehrstufige Tiefpaßfilter nachzuschalten. Das Ausgangsnetzwerk der Endstufen bewirkt eine bestimmte Reduzierung der Leistung der ersten Oberwelle in der Größenordnung von 20 dB. Berücksichtigt man noch, daß für einen B-Verstärker der An-

teil der ersten Oberwelle am Gesamtkollektorstrom um 7 dB niedriger als der Grundwellenanteil ist, so kann man mit einem Oberwellenabstand am Ausgang der Verstärkerstufe von rund 30 dB rechnen. Dieser Wert ist nicht ausreichend, um zum einen die postalischen Bestimmungen einzuhalten und zum anderen einer direkten Störung von Fernsehkanälen im Band IV und V vorzubeugen. Des weiteren dürfte es in UKW-Ballungsgebieten auch für die 70-cm-Aktiven nicht gerade unerfreulich sein, wenn sie nicht zu oft 70-cm-Signale als die Oberwellen von benachbarten 2-m-Stationen identifizieren müssen. Empfehlenswert ist eine mindestens zweistufige Tiefpaßkette. Bild 10 zeigt eine Auswahl von Oberwellenfiltern. Das in Bild 10c gezeigte Tiefpaßfilter erreicht bei einer Durchlaßdämpfung von 0,5 dB eine Sperrdämpfung der ersten Oberwelle (288 MHz) von 80 dB. Wichtig für den Aufbau des Filters ist der Einbau in ein abgeschlossenes Metallkästchen mit entsprechenden Kammern. Bei Abgleich der Filter ist die Lage der Grenzfrequenz zu kontrollieren und die Durchlaßdämpfung im 2-m-Band zu überprüfen. Die Durchlaßdämpfung liegt im Mittel bei 0,1 bis 0,5 dB.

### Aufbauhinweise

Für die Gestaltung der Leiterplatten empfiehlt sich die Verwendung von zweiseitig kaschiertem Halbzeug *Cevaunit 07* oder *Cevaunit 09*. Es sind möglichst große Flächen zur Masseführung zu verwenden. Bewährt hat sich die Verwendung einer Seite als durchgehende Massefläche und die Benutzung der zweiten Seite als Leitungs- und Bestückungsseite. Beispiele dafür geben die Literaturstellen [4], [5], [8] an. Notwendige Masseverbindungen zwischen Ober- und Unterseite ergeben sich durch Durchkontaktierungen mit Hohlนieten und ihre zusätzliche Verlötlung auf beiden Seiten. Wichtig ist es auch, daß die Emitteranschlüsse der Transistoren über möglichst kurze Verbindungen oder gute Abblockungen mit Masse verbunden werden. Jedes Stück Leitungsinduktivität wirkt als HF-Gegenkopplung und reduziert die mögliche Leistungsverstärkung des Transistors.

Ein sehr wichtiges und kritisches Problem ist eine ausreichende Wärmeabführung der Verlustleistung der Transistoren durch entsprechende Kühlkörper. Dazu sei auf Gestaltungsformen der Kühlkörper und deren Berechnung, wie sie in [12] angegeben wird, verwiesen. Bei der Einfügung von Emittervorwiderständen ist zu überprüfen, ob der Emitteranschluß und der Gehäuseanschluß voneinander isoliert sind. Diese Bedingung erfüllt im Gegensatz zum *KT 904* der *KT 907* nicht. In diesem Fall ist eine geeignete Glimmerscheibe zur isolierten Montage des Transistors auf dem Kühlkörper vorzu-



sehen. Des weiteren achte man auf einen geringen Wärmeübergangswiderstand zwischen Kühlkörper und Transistorgehäuseboden (glatte Oberfläche bzw. mit Wärmeleitpaste, z. B. Silikonfett, bestreichen). Die einzelnen Spulen sind versetzt anzuordnen, um Verkopplungen entgegenzuwirken, notfalls muß man Schirmbleche verwenden.

Zum Abgleich der einzelnen Schaltungen nur so viel, daß mit einer kleinen Steuerleistung begonnen wird und, von der letzten Stufe beginnend, ein Abgleich auf maximale Ausgangsleistung erfolgt. Der Abgleich ist bei steigender Eingangsleistung mehrmals zu wiederholen. Dabei sind die maximalen Gleichströme der Transistoren zu beachten, strombegrenzende Netzteile haben sich hierbei bewährt. Sehr wichtig ist der richtige Abschluß des HF-Verstärkers, um Fehlanpassung zu vermeiden, die bei nicht fehlanpassungsgeschützten Transistoren zur Zerstörung führen können.

### Literatur

- [1] *Hübers, A. H.*: On the Input and Load Impedance and Gain of R. F. Power Transistors, *Electronic Applications* 27 (1966/1967), Heft 2, Seite 53 bis 60
- [2] *Mulder, J.*: On the Design of Transistor R. F. Power Amplifiers, *Electronic Applications* 27 (1966/1967), Heft 4, Seite 155 bis 171
- [3] *Euler, G.*: Hochfrequenz-Leistungstransistoren, Valvo-Firmenschrift 1975
- [4] Valvo-Datenbuch: Halbleiterbauelemente für die professionelle HF-Technik
- [5] *Gruhle, F.*: Bauanleitung für einen 2-m-Fuchsjagdsender, *FUNKAMATEUR* (1976), Heft 2, Seite 85 bis 88, III. Umschlagseite
- [6] *Kühne, F.*: UKW-Endstufe AA-10, *FUNKSCHAU* (1974), Heft 22, Seite 848
- [7] *Hoock, J.*: Transistoreindtrap voor 2 meter, *Electron* 30 (1975), Heft 8, Seite 409 bis 412, siehe auch in *Radioamatörsky zpravodaj* (1975), Heft 11/12, Seite 17 bis 18
- [8] *Stolzenberg, P.*: UKW- und UHF-Endstufen für Amateursender, *FUNKSCHAU* 48 (1976), Heft 15, Seite 637 bis 640, Heft 16, Seite 681 bis 683, Heft 17, Seite 723 bis 724
- [9] *Berberich, E.*: Transistor-Linearverstärker für Funksprechgeräte UKW-Berichte (1971), Heft 3, Seite 156 bis 164
- [10] *Knietzsch, M.*: Linearverstärker für 144 MHz (in Russisch), *Radio* (1976), Heft 10, Seite 26 bis 27, Moskau
- [11] *Damm, G.*: Röhrenendstufen für 2-m-Sender, *Elektronisches Jahrbuch* 1972, Seite 169 bis 184, Militärverlag der DDR, Berlin 1971
- [12] *Zimmermann, R.*: Kühlvorrichtung für Transistoren, *radio fernsehen elektronik* 25 (1976), Heft 22, Seite 717 bis 721
- [13] Katalogheft: Sowjetische Halbleiterbauelemente, *radio fernsehen elektronik* 25 (1976), Heft 19/20

Bei vielen Funkamateuren besteht der Wunsch, einen leistungsfähigen Konverter für das 2-m-Band zu besitzen. Hauptkriterium ist dabei das Großsignalverhalten des Konverters, das günstig durch die geeignete Auswahl der aktiven Bauelemente beeinflusst werden kann. Bipolare Transistoren in der Vor- und Mischstufe sind daher nicht geeignet. Gute Ergebnisse in der Mischstufe bringen *Schottky*-Dioden, die als Ringmischer eingesetzt werden. Der beschriebene 2-m-Konverter wurde mit dem Doppel-Gate-MOSFET *KP 350 A* aus der Sowjetunion bestückt. Zur Diskussion für die Vorstufe stand u. a. auch der Sperrschicht-FET *KP 303 E*. Nach einigen Versuchen fiel aber auch für die Vorstufe des Konverters die Entscheidung auf den *KP 350 A*.

Beim Doppel-Gate-MOSFET *KP 350 A* handelt es sich um einen Si-Planar-n-Kanal-HF-Feldeffekttransistor mit zwei isolierten Gates. Dieser Transistor ist u. a. für den Einsatz in Konsumgüterelektronikgeräten bis zu einer Arbeitsfrequenz von 500 MHz geeignet. Seine sehr geringe Rückwirkungskapazität  $C_{12}$  von etwa 0,035 pF läßt ihn für den Einsatz als HF-Verstärker und als Mischstufe besonders geeignet erscheinen. Der *KP 350 A* ist in seinen wichtigsten Daten den Typen *3 N 140* und *3 N 141* von *RCA* ähnlich. Er hat aber keine Gate-Schutzdioden. Man muß daher die Vorschriften über den Einbau von MOS-Bauelementen ohne Schutzdioden besonders sorgfältig beachten.

Die wichtigsten Grenzwerte des *KP 350 A* lauten:

Gate/Source-Spannung	$U_{GS}$	$U_{G1S} = U_{G2S} = 15 \text{ V}$
Drain/Gate-Spannung	$U_{GD}$	$U_{G1D} = 21 \text{ V} \quad U_{G2D} = 15 \text{ V}$
Drain/Source-Spannung	$U_{DS}$	15 V
Drainstrom	$I_D$	30 mA
Verlustleistung $P_{DS}$ bei	$\vartheta_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$	200 mW
Rauschfaktor	$F$	$\leq 4 \text{ dB bei } 400 \text{ MHz}$

## Vorstufe

Bei der Dimensionierung des HF-Teils ist sehr gründlich vorzugehen, da besonders im 2-m-Band die Verhältnisse schwierig sind, weil die Pegelunterschiede zwischen einem schwachen DX-Signal und einer benachbarten Ortsstation manchmal Werte um 100 dB erreichen. Unter Berücksichtigung der ZF-Bandbreite und aller Verluste, einschließlich des Vorstufenrauschfaktors, muß für die Vorstufenverstärkung etwa 23 dB angesetzt werden. Diese Verstärkung hat der Vorstufentransistor *KP 350 A* aufzubringen. Diese Forderung läßt sich durchaus mit dem *KP 350 A* realisieren, da er auf Grund seines Aufbaus wie eine Kaskodeschaltung, analog der aus der Röhrentechnik bekannten, arbeitet und auf diese Weise hohe Verstärkung mit geringem Rauschen verbindet.

Da bei dem beschriebenen Muster des Konverters auf eine Regelung der Verstärkung verzichtet wurde, muß der Arbeitspunkt des Vorstufentransistors möglichst in der Mitte des quadratischen Teils der Kennlinie liegen. Das gilt auch für den Fall, daß der *KP 350 A* große Eingangssignale verarbeiten muß. Bei der Festlegung des Arbeitspunkts stoßen wir auf eine Besonderheit des sowjetischen Doppel-MOS-Feldeffekttransistors. Wie aus Kennlinienfeld (Bild 1) zu ersehen ist, benötigt er an beiden Gates eine positive Spannung, um in den leitenden Zustand zu gelangen. Diesem Umstand wurde bei der Festlegung des Arbeitspunkts Rechnung getragen. Grundlage für die richtige Wahl des Arbeitspunkts bildeten die Veröffentlichungen in [1] und

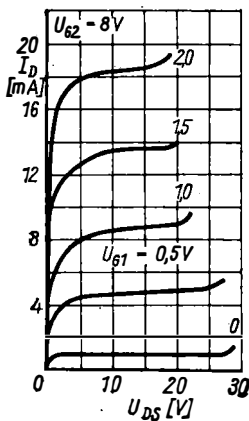
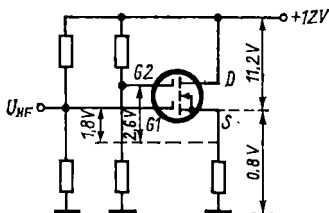


Bild 1  
Typische Ausgangskennlinie  
 $I_B = f(U_{DS})$  für den Anreicherungs-  
bereich des *KP 350 A*

Bild 2  
Vorspannungserzeugung für die  
Gate-Elektroden des *KP 350 A*



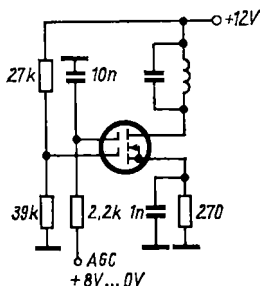


Bild 3  
Prinzipstromlaufplan für eine geregelte Vorstufe mit dem KP 350 A

[2]. Aus Bild 2 sind die ermittelten Spannungswerte des KP 350 A für den Einsatz als Vorstufe zu ersehen. Weiter ist zu erkennen, daß die Arbeitspunkteinstellung durch zwei getrennte Spannungsteiler vorgenommen wird. In diesem Fall läßt sich durchaus noch eine Möglichkeit für die Verstärkungsreglung des Vorstufentransistors vorsehen. In Bild 3 ist ein Beispiel für eine geregelte Vorstufe wiedergegeben.

Ein weiterer Punkt, der bei der Dimensionierung der Vorstufe nicht außer acht gelassen werden darf, ist die Wahl der richtigen Ankopplung des Vorstufentransistors an die Antenne. Im Amateurfunk hat sich für Empfänger-Eingangsschaltungen die Rauschanpassung des Vorstufentransistors an die Antenne durchgesetzt. Für den Transistor bedeutet das, daß er mit seinem optimalen Generatorwiderstand abgeschlossen sein muß. Dazu muß ein Transformationsglied zwischen Antenne und Transistoreingang geschaltet werden, mit dem man den Antennenwiderstand auf den Generatorwiderstand transformiert und den Blindanteil  $C_e$  des Eingangstransistors wegstimmt. In dem vorgestellten Konverter wurde zur Transformation ein üblicher Parallelschwingkreis mit Transformationswirkung durch Spulenzapfung eingesetzt, obwohl man hierdurch keine optimalen Ergebnisse erreichen kann, weil ja angezapfte Spulen bei diesen hohen Frequenzen große Streuinduktivitäten zwischen den Teilwicklungen aufweisen.

Soll der Eingangstransistor aber in Leistungsanpassung betrieben werden, dann muß man nicht den optimalen Generatorwiderstand als Kriterium heranziehen, sondern den tatsächlichen Eingangswiderstand  $R_e$  des Vorstufentransistors. Daraus folgt, daß das Transformationsglied eine andere Zapfung erhalten muß. Leistungsanpassung sollte immer dort zur Anwendung kommen, wo mit sehr langen Antennenableitungen gearbeitet werden muß.

Das durch die Vorstufe verstärkte Signal wird von einem induktiv gekoppelten zweikreisigen Bandfilter zur Mischstufe übertragen. Die

Durchlaßkurve des Bandfilters läßt sich leicht reproduzieren, wenn die Spulendaten und vor allen Dingen der Abstand der beiden Spulen voneinander genau eingehalten werden.

### Mischstufe

Bei der Mischstufe ist es besonders wichtig, daß der Gleichstromarbeitspunkt in der Mitte des quadratischen Teils der Kennlinie des eingesetzten Transistors liegt. Dadurch wird das Kreuzmodulationsverhalten des Mischtransistors bestimmt. Nach [1] erhält man für den Kreuzmodulationsabstand eines Mischers mit  $K = 3\delta/\alpha \cdot U_2'^2 = 1/2 S_3/S_1 \cdot U_2'^2$ .

Daraus läßt sich ersehen, daß der Kreuzmodulationsabstand im wesentlichen von der Art der Kennlinie des Transistors abhängt, da die Amplitude des Störträgers quadratisch auftritt und nicht zu beeinflussen ist. Daher bestimmt das Verhältnis der Anteile dritter Ordnung der Kennlinie zur Steilheit im Arbeitspunkt den Kreuzmodulationsabstand. Das bedingt, weil die Vorstufe nicht geregelt wird, einen großen dynamischen Bereich der Mischstufe, und es bestimmt hauptsächlich das Großsignalverhalten des Konverters.

Aus der Literatur sind leider nur wenig Hinweise zur Dimensionierung einer Mischstufe mit Doppel-Gate-MOSFET zu entnehmen. Das trifft besonders auf die Festlegung des Arbeitspunkts zu. Die Schaltungen sind so ausgelegt, daß sich die Spannungen an Gate 1 und Gate 2 nur wenig unterscheiden und daß der Drainstrom etwa zwischen 2 mA und 4 mA liegt. Auf diese Weise wurde auch die Mischstufe des vorgestellten Konverters ausgelegt. Es ist aber empfehlenswert, den Arbeitspunkt von Fall zu Fall beim Nachbau selbst einzustellen, weil die Toleranz für die Steilheit des KP 350 A zwischen 6 mA/V und 10,5 mA/V liegt. Es sollten auch nach Möglichkeit als Spannungsteilerwiderstände solche der E-48-Reihe eingesetzt werden, da ihre Toleranz 5 % beträgt und die Normwerte dichter zusammenliegen.

Eine Oszillatoramplitude von  $U_{\text{eff}} = 800$  mV an Gate 2 stellt einen günstigen Kompromiß zwischen Mischverstärkung und Intermodulationsabstand dar. Hierbei liegt die Mischverstärkung über 50 % der maximal möglichen. Wird die Amplitude wesentlich vergrößert, so sind in zunehmendem Maße Nichtlinearitäten der Mischkennlinie zu bemerken. Es entstehen Nebenempfangsstellen, und das Mischrauschen hat entgegen der Theorie unzulässig hohe Werte angenommen. Als Ergebnis der Versuche zur Ermittlung der günstigsten Oszillatoramplitude kann man als Richtwert annehmen, daß mehr als 50 % der maximal möglichen Mischverstärkung erreicht werden, wenn

sich beim Anlegen der Oszillatorspannung der Drainstrom  $I_D$  wenigstens etwas erhöht. Als Maß für die Aussteuerung kann der Drainstrom oder noch besser der Spannungsabfall am Sourcewiderstand dienen. Zwar ändert sich dieser gering, nämlich von 0 V bis zur optimalen Oszillatorspannung nur um etwa 10%.

Im Drainkreis des Mischtransistors liegt ein ZF-Kreis, der wahlweise je nach der gewünschten ZF ausgelegt werden muß. Die ZF im Musterkonverter beträgt 28...30 MHz.

## Oszillator

Es wurde ein zweistufiger Oszillator aufgebaut, der die erforderliche Oszillatoramplitude für den Mischer liefern kann. Ausgang der Frequenzerzeugung ist ein Quarz mit einer Frequenz von 38,667 MHz. Als Oszillatortransistor sollte nach Möglichkeit, wie in [3] hingewiesen, ein metallverkappter Typ eingesetzt werden, da er gegenüber plastverkappten Transistoren weitaus weniger Oszillatorrauschen erzeugt. Es wurde im Musterkonverter ein *2N 708* eingesetzt, der einen Ruhestrom von 3,2 mA zieht. Beim Einsetzen des Quarzes steigt der Strom auf etwa 5 mA an. Der Kreis im Kollektor ist auf die Quarzfrequenz abgestimmt.

Da die Steuerung eines MOSFET, abgesehen von den Kreisverlusten, fast leistungslos geschieht, braucht die Verdreifacherstufe nur eine geringe Leistung aufzubringen. Es genügt daher ein Transistor mit kleiner Kollektorverlustleistung. Der *SF 245* hat sich in diesem Fall ausgezeichnet bewährt. Im Kollektorkreis der Verdreifacherstufe wird die Harmonische von 116 MHz ausgesiebt. Das Bandfilter unterdrückt die Grundwelle und unerwünschte Harmonische der Quarzfrequenz. Die Verdreifacherstufe zieht einen Strom bei Ansteuerung von 4,6 mA.

## ZF-Stufe

Wenn hinter der Mischstufe ein älterer Nachsetzer mit geringer Empfindlichkeit eingesetzt wird, genügt die Durchgangsverstärkung des Konverters nicht. Um über das Nachsetzerrauschen zu kommen, müßte die HF-Verstärkung etwa 30...35 dB betragen. Dieser Weg läßt sich aus Gründen eines weitaus schlechteren Dynamikverhaltens des Konverters nicht beschreiten. Als Ausweg bietet sich an, die fehlende Verstärkung zwischen dem Mischer und dem Nachsetzer vorzunehmen. Da diese Stufe aber ein ausgezeichnetes Großsignalverhalten aufweisen muß, sind besondere Anforderungen an das

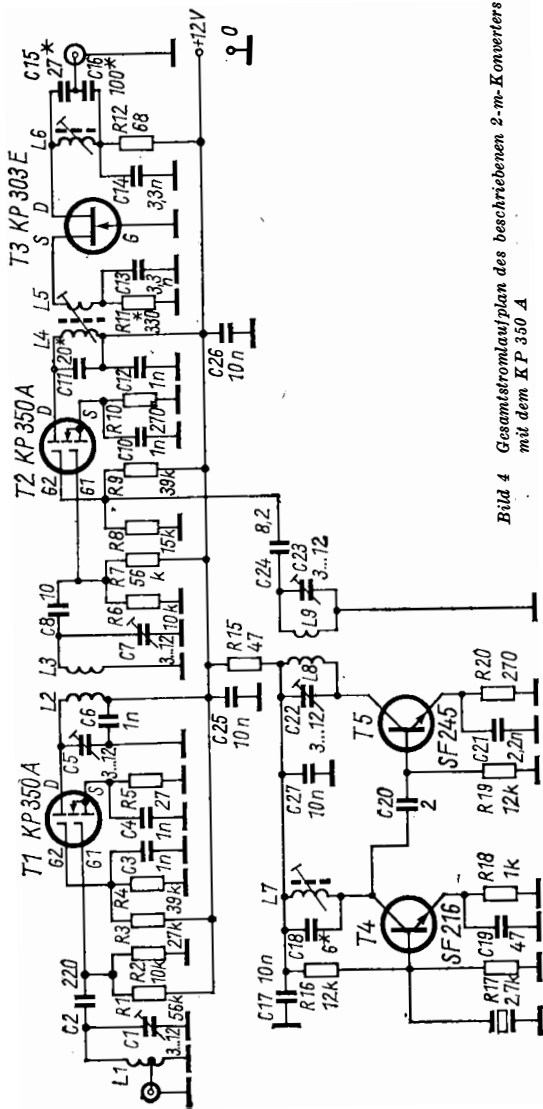


Bild 4 Gesamtstromlaufplan des beschriebenen 2-m-Konverters mit dem KP 350 A



Bild 5

Leitungsführung der Leiterplatte für den Konverter nach Bild 4

aktive Bauelement gestellt. Der Transistor muß fast 10...30 mW verzerrungsfrei abgeben. Aus diesem Grund wurde für den ZF-Transistor ein *KP 303 E* eingesetzt. Es muß auch starke Signale verzerrungsfrei verstärken. Mit dem Widerstand *R11* wird ein Drainstrom von etwa 10 mA eingestellt. Die erforderliche ZF-Bandbreite kann gegebenenfalls durch Bedämpfen der Kreise *L5* und *L6* eingestellt werden.

### Aufbau

Der Konverter wurde auf einer Leiterplatte aus *Cevaunit* mit den Abmessungen 80 mm × 65 mm aufgebaut. Es wurde einseitig kupferkaschiertes Material verwendet. Beim Aufbau des Converters traten keine besonderen Schwierigkeiten auf. Bild 4 zeigt den Gesamtstromlaufplan. Zweckmäßigerweise baut man die Stufen in der Reihenfolge Oszillator, Mischstufe, ZF-Stufe und Vorverstärker auf und nimmt sie nach dem Aufbau jeweils gleich in Betrieb. Dadurch besteht eine laufende Kontrolle über die Funktion der Stufen und über ihre Stromaufnahme. Die Abschirmwand zwischen Oszillator und den restlichen Stufen besteht aus Weißblech und ist 20 mm hoch. Das



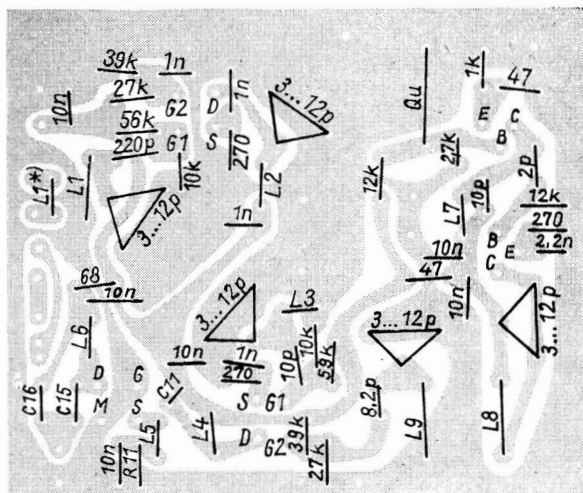


Bild 6 Bestückungsplan für die Platine nach Bild 5

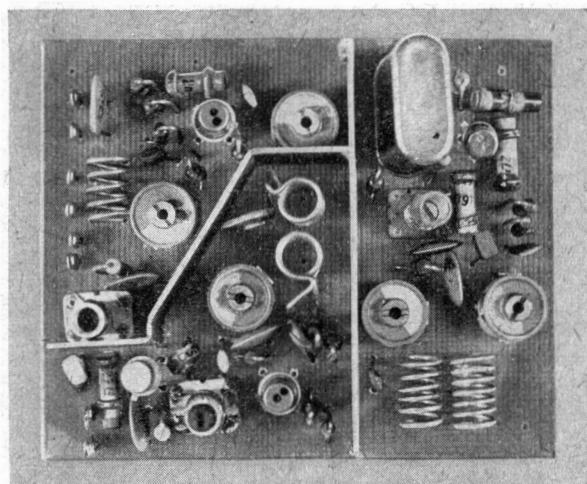


Bild 7 Ansicht des fertigen 2-m-Konverters. Aus dem Foto sind Details der Bestückung zu ersehen

gleiche trifft für die Abschirmwand zwischen den ZF-Kreisen zu. Details des Aufbaus können aus Bild 7 ersehen werden. Es ist ratsam, den Konverter in ein geschlossenes Gehäuse einzubauen und die Spannungszuführungen über Durchführungskondensatoren vorzunehmen. Die HF und ZF sollten über HF-Buchsen, z. B. BNC-Buchsen, zu- bzw. abgeführt werden. Das gilt besonders dann, wenn eine niedrige ZF verwendet wird und dadurch die Möglichkeit des ZF-Durchschlags steigt.

### Abgleich und Inbetriebnahme

Nach dem Aufbau des Oszillators wird die Betriebsspannung von +12 V angelegt und der Kollektorschwingkreis L8 der Verdreifachstufe auf 116 MHz abgeglichen. Danach dreht man an dem Kern von L7, bis der Oszillator mit Transistor T4 anfängt zu schwingen. Sollte der Oszillator nicht anschwingen, so ist der Kondensator C18 zu verändern. Das gilt sinngemäß auch für andere Quarze und Zwischenfrequenzen. Der Oszillator ist genau abgeglichen, wenn nach Unterbrechung der Betriebsspannung der Quarz richtig anschwingt. Es stellt sich der bei der Beschreibung des Oszillators schon erwähnte Strom ein. Das Bandfilter gleicht man mit einem Absorptionsfrequenzmesser auf maximale Amplitude ab.

Arbeitet der Oszillator, wird die Mischstufe aufgebaut und in Betrieb genommen. Es muß sich für die Mischstufe ein Strom von etwa 4 mA einstellen. Dann wird ein Nachsetzer an die Auskopplung des ersten ZF-Kreises angeschlossen. Der ZF-Kreis muß vorher mit einem Dipmeter vorabgeglichen werden. Es wird ein 2-m-Signal mit dem Dipmeter eingespeist und durch Nachstimmen des ZF-Kreises, des Bandfilters vor der Mischstufe und schließlich des Oszillator-Bandfilters die Anzeige am S-Meter des Nachsetzers auf Maximum eingestellt.

Jetzt wird der ZF-Transistor T3 eingesetzt und mit dem Sourcewiderstand ein Drainstrom von etwa 5...10 mA eingestellt. Dann stimmt man, nachdem der ZF-Ausgangskreis L6 vorabgeglichen wurde, nochmals den ZF-Eingangskreis nach und stellt anschließend den Ausgangskreis L6 auf maximalen Ausschlag am S-Meter ein.

Zuletzt wird die Vorstufe in Betrieb genommen und eine Antenne oder ein Generator angeschlossen. Der Drainstrom muß durch Vergrößern des Widerstands R4 auf etwa 8 mA eingestellt werden. Nun gleicht man mit einem Signal in Bandmitte alle Kreise des Konverters auf maximalen S-Meter-Ausschlag ab. Bei der damit vorgenommenen Leistungsanpassung am Eingang beträgt die Rauschzahl etwa 6 bis 7 dB. Mit einem Rauschgenerator wird nun auf Rausch-

anpassung durch Verdrehen des Trimmers *C1* abgestimmt. Es kann vorkommen, daß zum Erzielen der besten Rauschzahl auch die Anzapfung des Eingangskreises *L1* verändert werden muß. Damit ist der Abgleich des Konverters beendet.

Spulendaten für den MOFSET-Konverter:

- L1, L9*: 5 Wdg., 1-mm-CuAg, 10 mm lang, auf 5-mm-Dorn gewickelt  
*L3, L2, L8*: 6 Wdg., 1-mm-CuAg, 12 mm lang, auf 5-mm-Dorn gewickelt  
*L4, L6, L7*: 15 Wdg., 0,2-mm-CuL, auf 5-mm-Spulenkörper gewickelt, mit Ferritkern Mf 340  
*L5*: 3 Wdg., 0,2-mm-CuL, über *L4* am kalten Ende gewickelt

Abstand der Spulen *L2* und *L3*, Mitte/Mitte: 8 mm

Abstand der Spulen *L8* und *L9*, Mitte/Mitte: 8 mm

### Literatur

- [1] *Palme, D.*: Das Kreuzmodulationsverhalten von Feldeffekttransistoren in geregelten Verstärkern, FUNKAMATEUR 25 (1976), Heft 1, Seite 31
- [2] *Schmützer, E.*: Arbeitspunkteinstellung bei Feldeffekttransistoren, UKW-Berichte 12 (1972), Heft 2, Seite 73
- [3] *Rohde, U. L.*: Zur optimalen Dimensionierung von UKW-Eingangsteilen, Internationale Elektronische Rundschau (1973), Heft 5, Seite 103
- [4] *Mögling, W.*: Sowjetische Feldeffekttransistoren KP 350 A, B, V, radio fernsehen elektronik 24 (1975), Heft 6, Seite 189

## Wir klären Begriffe

### GERÄUSCHMINDERER



### Transistorisierter O-V-2

Der experimentierfreudige Anfänger unter den Funkamateuren beginnt meist mit dem Geradeempfänger für den Kurzwellenempfang. In der Bauform eines O-V-1 oder O-V-2 wurden meist röhrenbestückte Geräte aufgebaut. Bild 1 zeigt den Stromlaufplan eines transistorisierten O-V-2, der unkompliziert in der Schaltungsauslegung ist [1]. Entsprechend der Kennzeichnung enthält der O-V-2 keine HF-Vorstufe («O»), aber eine Audionstufe («V») und zwei NF-Verstärkerstufen («2»).

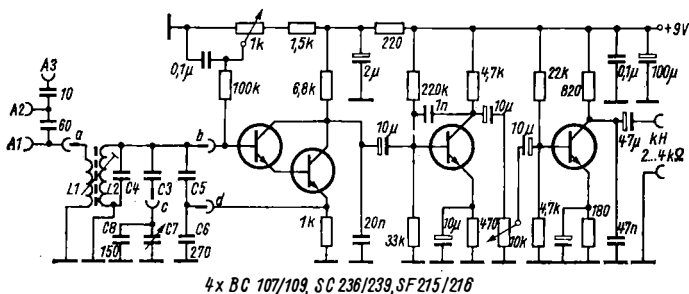


Bild 1 Stromlaufplan des transistorisierten O-V-2 für den Kurzwellenempfang [1]

Tabelle 1 Schwingkreiswerte zu Bild 1

KW-Band	L1	L2	C3	C4	C5	C6	Draht-
in m	Wdg.	Wdg.	µH	in pF	in pF	in pF	durchmesser
80	10	56	22	120	–	560	1000
40	7	42	17	33	–	330	680
20	2	15	3,6	40	15	150	300
							0,15 CuLS
							0,15 CuLS
							0,6 CuLS

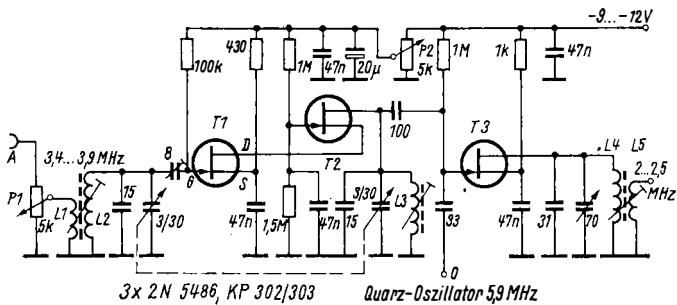


Bild 2 Stromlaufplan für einen KW-Konverter mit Feldeffekttransistoren [2]

In der Audionstufe werden zwei Transistoren in der *Darlington*-Schaltung verwendet. Dafür eignen sich HF-Transistoren mit möglichst geringem Reststrom. Die Rückkopplung erfolgt über den Emitter vom kapazitiven Spannungsteiler  $C5/C6$  aus (*Clapp*-Schaltung). Die Schwingkreispulen und -kapazitäten können mit Steckspulen oder Schalter ( $4 \times 3$  Kontakte) umgeschaltet werden. Tabelle 1 gibt die Werte der Schwingkreisbauelemente an. Als Spulenkörper lassen sich Mehrkammerkörper mit HF-Abgleichkern und einem Durchmesser von 6 bis 8 mm verwenden. Die Rückkopplung kann mit dem Potentiometer  $1\text{ k}\Omega$  geregelt werden (Änderung der Basisspannung).

Der zweistufige NF-Verstärker ist für den Anschluß eines hochohmigen Kopfhörers ausgelegt. In der ersten NF-Verstärkerstufe sollte ein rauscharmer NF-Transistor eingesetzt werden. Für eine Lautstärkeregelung ist das Potentiometer  $10\text{ k}\Omega$  vorgesehen.

Der Drehkondensator  $C7$  hat Luftdielektrikum. Geeignet sind solche aus Transistor-Koffersupern, wobei das Kondensatorpaket für die Vorkreisabstimmung verwendet wird.

### KW-Konverter für das 80-m-Band

Hat man einen brauchbaren Empfänger für niedrige Frequenzen zur Verfügung, so kann man diesen durch Konverter erweitern zum Empfang höherer Frequenzbänder. Der Stromlaufplan in Bild 2 zeigt einen KW-Konverter [2] zum Empfang des 80-m-Bands (3,5 bis 3,8 MHz). Mit der am Punkt O zugeführten Oszillatorfrequenz 5,9 MHz wird das 80-m-Band umgesetzt in den Empfangsbereich des Nach-

setzempfängers 2,0 bis 2,5 MHz. Bestückt ist die Schaltung mit Feldeffekttransistoren, die in solchen Schaltungen den bipolaren Transistoren vorzuziehen sind. T1 und T2 bilden eine Kaskodestufe für die HF-Verstärkung, T3 ist die Mischstufe. Die HF-Verstärkung läßt sich mit dem Potentiometer P2 einstellen, mit P1 kann man starke Empfangssignale abschwächen. Die Spulenkörper haben einen Durchmesser von 7 mm und weisen einen HF-Abgleichkern auf. Als Draht wird verwendet 0,3-mm-CuL; L1 - 17 Wdg., L2/L3 - 80 Wdg., L4 - 100 Wdg., L5 - 5 Wdg. Die Oszillatorfrequenz wird in einer Quarzoszillatorschaltung erzeugt. Mit anderen Schwingkreiswerten (L1 bis L3) und anderen Oszillatorfrequenzen eignet sich die Schaltung auch zum Empfang anderer Kurzwellenbänder.

### Einfacher Konverter für 2 m

Den in Bild 3 gezeigten Stromlaufplan für einen einfachen 2-m-Konverter verwendete PA Ø GVK in seinem Transistor-Koffersuper zum Empfang der Ortsstationen [3]. Die Schaltung besteht aus einem Butler-Quarzoszillator T1/T2 mit einem Quarz 4,6 MHz. Der Schwingkreis am Kollektor T1 wird auf 23 MHz abgestimmt, der am Kollektor von T2 auf 69 MHz. Mit der Diode D1 (hot-carrier-Typ HP 2800) und dem nachfolgenden Schwingkreis erfolgt eine Frequenzverdopplung auf 138 MHz. C6 und L4 bilden den Eingangskreis für das 2-m-Band. L6/L7 wird trifilar auf einen Ferrit-Ringkern gewickelt. Die Ausgangsfrequenz für den als Nachsetzempfänger dienenden Koffersuper ist 6...8 MHz.

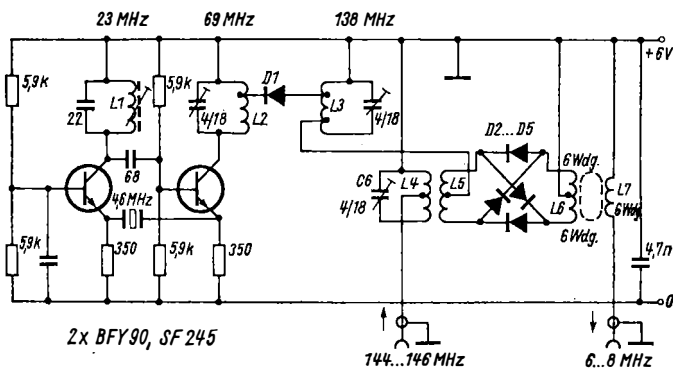


Bild 3 Stromlaufplan für einen einfachen Konverter zum Empfang des 2-m-Amateurbands [3]

$L1$  ist eine HF-Spule mit Abgleichkern ( $2,5 \mu\text{H}$ ). Alle anderen Spulen sind Luftspulen mit  $1,0\text{-mm-CuAg}$ -Draht.  $L2 - 8$  Wdg.,  $5$  mm Durchmesser,  $20$  mm lang, Ankopplung  $1,5$  Wdg.;  $L3 - 5$  Wdg.,  $5$  mm Durchmesser,  $16$  mm lang, Ankopplung  $1,5$  Wdg. und  $2,5$  Wdg.;  $L4/L5 - 5$  Wdg.,  $5$  mm Durchmesser,  $10$  mm lang, Mittelanzapfung;  $L6/L7 - 3 \times 6$  Wdg., trifilar gewickelt.

Der Doppelbalance-Mischer ist ebenfalls mit «hot-carrier»-Dioden *HP 2800* bestückt. Für den Nachbau müßte man die Siliziumdiode *SAY 17* ausprobieren. Empfehlenswert ist es, eventuell die Frequenzverdopplung auf  $138$  MHz mit einem weiteren Transistor vorzunehmen. Außerdem kann man am Antenneneingang eine HF-Vorverstärkerstufe für  $2$  m vorsehen. Um eine bessere Ansteuerung des Nachsetzempfängers zu erreichen, kann man eine HF-Verstärkerstufe für  $6 \dots 8$  MHz dem Konverterausgang folgen lassen.

### Stabiler VFO $5 \dots 5,5$ MHz

Bild 4 zeigt eine für den Einsatz in Transceivern geeignete Oszillatorschaltung [4]. Es handelt sich um eine Clapp-Schaltung, für die Schwingkreiswerte gilt Tabelle 2. Erwähnenswert ist diese Schaltung aus zwei Gründen. Durch die Bauelemente  $R4$ ,  $R5$  und  $C3$  wird erreicht, daß die Ausgangsfrequenz sehr oberwellenarm ist. Darüber hinaus stabilisiert nicht nur die Z-Diode die Betriebsspannung von  $8$  V, sondern die gesamte Oszillatorschaltung wird von einer Konstantstromquelle gespeist ( $T3/T4$ ). Für den Konstantstrom ist  $R8$  wie folgt zu dimensionieren

$$R = 0,625/I;$$

$R$  in  $\Omega$ ,  $I$  in A.

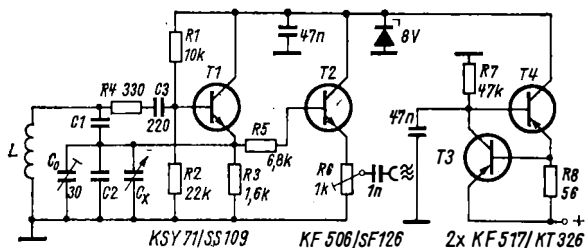


Bild 4 Stromlaufplan für einen stabilen VFO mit dem Frequenzbereich  $5,0$  bis  $5,5$  MHz [4]

**Tabelle 2 Schwingkreiswerte zu Bild 4**

$C_x$ in pF	$C1$ in pF	$C2$ in pF	$L_0$ in $\mu$ H
100,000	1071,000	179,000	4,5867
110,000	1041,000	209,000	4,1577
120,000	1017,000	233,000	3,8742
130,000	990,000	260,000	3,6286
140,000	969,000	281,000	3,4591
150,000	945,000	305,000	3,3055
160,000	924,000	326,000	3,1876
170,000	906,000	344,000	3,0957
180,000	888,000	362,000	3,0163
190,000	870,000	380,000	2,9480
200,000	852,000	398,000	2,8892
220,000	822,000	428,000	2,8017
245,000	789,000	461,000	2,7247
270,000	759,000	491,000	2,6716
300,000	726,000	524,000	2,6304
350,000	678,000	572,000	2,5985
380,000	657,000	593,000	2,5886
400,000	642,000	608,000	2,5885
450,000	609,000	641,000	2,5975

Der Autor gibt folgende Werte an :

Frequenzstabilität 100 Hz in 2 h ( $f = 5,2$  MHz),  
 Amplitudenstabilität 3%,  
 Ausgangsspannung 0...2,5 V.

Die Spule  $L_0$  ist eine Luftausführung auf einem 15...20 mm starken Keramikrohr, verklebt mit Epoxydharz. Als Draht wird 0,65 mm CuAg verwendet.

### Transistor-PA-Stufe

Bild 5 zeigt eine universell zu verwendende Transistor-PA-Schaltung, die mit einer Ansteuerleistung von 1 bis 2 W eine Ausgangsleistung von 10 bis 15 W abgibt. In der Originalschaltung [5] wurde der HF-

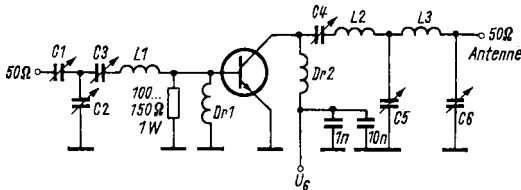


Bild 5 Stromlaufplan für eine Transistor-PA-Stufe [5]



**Tabelle 3 Bauelementwerte zu Bild 5**

Band in MHz	C1 in pF	C2 in pF	C3 in pF	C4 in pF	C5 in pF	C6 in pF	L1 in $\mu$ H	L2 in $\mu$ H	L3 in $\mu$ H	Dr1 in $\mu$ H	Dr2 in $\mu$ H
$U_b = 13,6 \text{ V}$											
145	-	150	50	50	100	50	0,055	0,062	0,067	0,5	0,6
28	-	750	-	-	500	250	0,06	0,125	0,34	2,0	3,0
21	-	1000	-	-	750	375	0,09	0,18	0,5	3,0	4,5
14	100	300	-	-	1000	500	0,39	0,27	0,67	4,5	6,0
7	200	600	-	-	1300	1000	0,78	0,71	1,82	8,0	10,0
3,5	400	1200	-	-	2600	2000	1,56	1,42	3,74	12,0	14,0
$U_b = 28 \text{ V}$											
144	-	150	50	50	100	100	0,055	0,1	0,067	0,5	1,0
28	-	750	-	-	125	150	0,06	0,64	0,46	2,0	6,5
21	-	1000	-	-	150	200	0,09	0,82	0,64	3,0	9,0
14	100	300	-	-	250	300	0,39	1,3	0,94	4,5	13,0
7	200	600	-	-	450	600	0,75	2,6	1,85	8,0	26,0
3,5	400	1200	-	-	900	1000	1,56	5,0	3,6	12,0	50,0

Leistungs transistor 2 N 5590 für  $U_b = 13,6 \text{ V}$  und der Typ 2 N 3632 für  $U_b = 28 \text{ V}$  vorgeschlagen; sie entsprechen etwa den Typen *KT 920 W* und *KT 909 W*. In der Tabelle 3 sind alle erforderlichen Werte für die Amateurbänder 80 m bis 2 m zusammengestellt.

## Universelle Detektorschaltung

Die in Bild 6 gezeigte Schaltung demoduliert FM-Signale, SSB/CW-Signale und AM-Signale [6]. Die ZF-Filter sind dimensioniert für eine Zwischenfrequenz von 455 kHz. In der Schalterstellung «AM» kann eine Regelspannung (AGC) für die automatische Verstärkungsregelung abgenommen werden. Für SSB/CW ist der BFO wirksam, und die Dioden arbeiten als Balancedetektor. Bei FM stellt die Schaltung einen Radiodetektor dar.

## NF-Filter für CW-Empfang

Aktive Filterschaltungen lassen sich auf einfache Weise mit Operationsverstärkern aufbauen. Für die in Bild 7 gezeigte Schaltung benötigt man zwei Operationsverstärker *A 109* [7]. Mit dem Doppelpotentiometer  $2 \times 2 \text{ k}\Omega$  liegt der abstimmbare NF-Frequenzbereich etwa zwischen 750 und 1600 Hz. Frequenzbestimmend sind die *RC*-Glieder am Eingang 2 der Operationsverstärker. Die 3-dB-Bandbreite

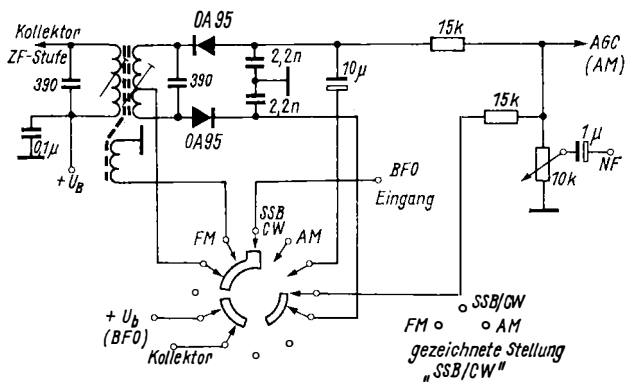


Bild 6 Universelle Detektorschaltung für FM-SSB/CW-AM [6]

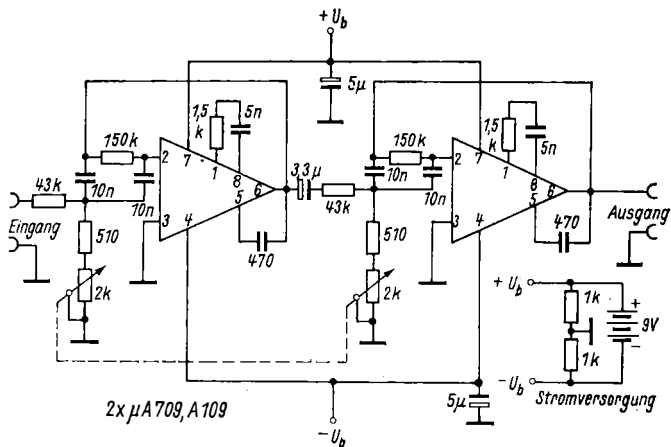


Bild 7 Stromlaufplan für ein aktives Filter mit Operationsverstärker für den CW-Empfang [7]

ist im Abstimmbereich konstant, die beträgt etwa 140 Hz, so daß sich ein sauberer Einzeichen-Telegrafieempfang ermöglichen läßt. Die Stromversorgung erfolgt durch zwei Potentiale, die mit den beiden Widerständen parallel zur Batterie bereitgestellt werden. Das aufgebraute Filter, das Eingangsspannungen bis etwa 5 V verarbeiten kann, wird zwischen dem Empfänger-NF-Ausgang und dem Kopfhörer bzw. Lautsprecher angeordnet.

### Antennenanpaßgerät mit Reflektometer

Für den Kurzwellenamateur ist die Kombination eines Antennenanpaßgeräts mit einem Reflektometer sinnvoll, da er dieses Gerät mit einem beliebigen KW-Sender betreiben kann. Bild 8 zeigt eine geeignete Schaltung [8]. Links in der Schaltung befindet sich das Reflektometer. Der Wellenwiderstand des für das Reflektometer verwendeten Kabelstückes muß dem Wellenwiderstand des Antennenkabels entsprechen. Zwischen Innenleiter-Isolierung und Kupfer-Abschirmgeflecht muß ein dünner Schaltdraht gezogen werden, an dessen Enden die Dioden, und in der Mitte der Widerstand  $47 \Omega$  angelötet werden. Mit dem Schalter S1 kann die vorlaufende Welle in Stellung «V» und die rücklaufende Welle in Stellung «R» gemessen

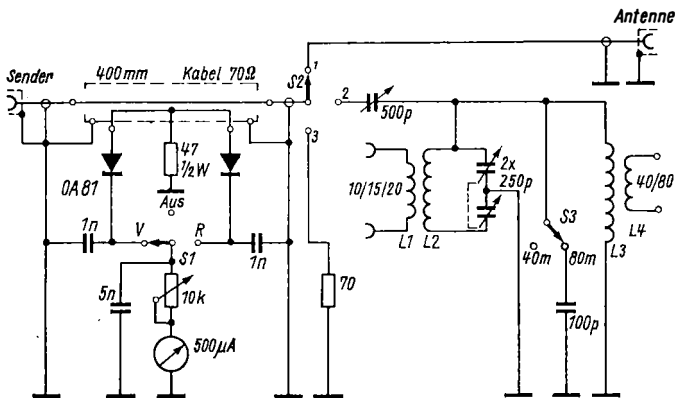


Bild 8 Stromlaufplan für das Kombinationsgerät Reflektometer plus Antennenanpaßschaltung [8]

werden. Das Stehwellenverhältnis (SWR) kann man einfach bestimmen, wenn man in Stellung «V» Vollausschlag am Meßwerk einstellt (z. B. 10 Skalenteile). Dann schaltet man in Stellung «R», und es werden 2 Skalenteile angezeigt. Dann ist das Stehwellenverhältnis

$$s = \frac{10 + 2}{10 - 2} = \frac{12}{8} = 1,5.$$

Entsprechend dieser Meßmethode kann man die Skale in  $s$ -Werten eichen. Über das Problem *Stehwellenverhältnis* und seine Messung findet man Ausführliches im *Antennenbuch* von K. Rothammel, DM 2 ABK.

Mit dem Schalter S2 kann man in Stellung «1» ohne die Anpaßschaltung arbeiten, in Stellung «2» ist das Anpaßgerät eingeschaltet. Schalterstellung «3» ist für eine Konstantenne vorgesehen, um den Sender ohne HF-Energie-Ausstrahlung abgleichen zu können. Der Widerstandswert muß dem Wellenwiderstand des Antennenkabels entsprechen, die Belastbarkeit sollte der Senderausgangsleistung äquivalent sein. Allerdings entfallen Drahtwiderstände und andere gewendelte Ausführungen, es muß ein glatter Schichtwiderstand oder ein Massewiderstand sein. Für kurzzeitige Messungen genügt eine Belastbarkeit von etwa 25 % der Senderausgangsleistung. Den Wert des Wellenwiderstands und den der Belastbarkeit versucht man durch Parallel- und Serienschaltung geeigneter Widerstände zu erreichen.

Die Antennenanpaßschaltung (rechter Schaltungsteil entsprechend Bild 8) hat getrennte Ausgänge für die niederfrequenten und die hochfrequenten Amateurbänder. Die Drehkondensatoren sind stabile Ausführungen mit Luftdielektrikum.  $L1$  bis  $L4$  sind als Luftspulen ausgeführt, wobei die Auskoppelspulen den größeren Durchmesser haben. Die Abstimmspule liegt innen, der Windungsabstand ist etwa 6,5 mm. Es wird CuAg-Draht, 1,2 mm stark, verwendet.  $L1 - 5,5$  Wdg., 50 mm Durchmesser,  $L2 - 5$  Wdg., 63 mm Durchmesser,  $L3 - 11$  Wdg., 50 mm Durchmesser,  $L4 - 6$  Wdg., 63 mm Durchmesser.

### Einfacher Feldstärkemesser

Vielseitige Anwendungsmöglichkeiten gibt es für lichtemittierende Dioden (LED). In Bild 9 sind Anwendungen als HF-Indikatoren (HF-Feldstärkemesser) dargestellt [9], [10]. Die Schaltung a arbeitet aperiodisch, da lediglich eine Spule im Eingang verwendet wird (2,5-mH-Drossel). Durch Aufleuchten der LED-Diode wird z.B. in der Nähe der Senderantenne die Abstrahlung von HF-Energie angezeigt. Bei Nachtfuchsjagden kann man also den Fuchsjagsender leicht in seiner Arbeitsweise kontrollieren. Auch der Fuchsjäger kann dieses «Gerätchen» vorteilhaft verwenden, wenn er sich im Sendernahfeld befindet und den versteckten Fuchsjagsender aufspüren will. Eine genaue Arbeitsweise ist möglich, wenn man am Eingang einen abgestimmten HF-Schwingkreis verwendet, siehe Schaltung nach Bild 9 b mit einem Schwingkreis für das 2-m-Band. Die Spule  $L$  hat 6 Wdg., 5 mm Durchmesser, 10 mm lang, CuAg-Draht, 1 mm, Anzapfung bei 1 Wdg.

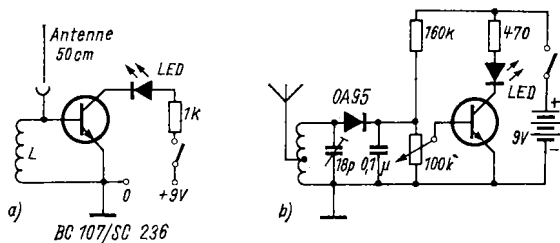


Bild 9 Stromlaufplan für einen aperiodischen HF-Indikator (a), HF-Indikator für das 2-m-Band [9], [10]

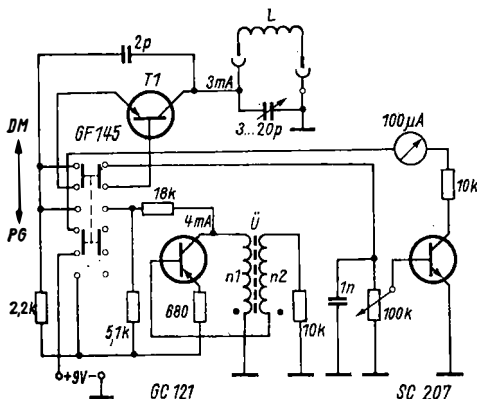


Bild 10 Stromlaufplan für ein Dipmeter/Prüfgenerator für den VHF-Bereich [11]

### VHF-Dipmeter mit Transistorbestückung

Die in Bild 10 gezeigte Schaltung für ein Dipmeter ist für den VHF-Bereich (UKW, Fernsehen) ausgelegt [11]. In der Schalterstellung Dipmeter («DM») arbeitet T1 als Oszillator, die Frequenzumschaltung erfolgt mit Steckspulen. Die Dip-Anzeige nimmt man mit dem Meßwerk im Kollektorkreis von T3 vor. In der Schalterstellung Prüfgenerator («PG») arbeitet der Tongenerator mit T2, so daß das Oszillatorsignal mit dem NF-Ton moduliert wird. Für den Übertrager Ü wird ein Ferrit-Schalenkern verwendet,  $n_1$  – 1500 Wdg.,  $n_2$  – 500 Wdg., beide 0,07-mm-CuL. Die Luftspulen haben einen Durchmesser von 9 mm, der Draht ist 1,0-mm-CuAg. Frequenzbereich 50...70 MHz – 8,5 Wdg., 70...100 MHz – 5 Wdg., 140...215 MHz – 1,5 Wdg. Für den Frequenzbereich 200 bis 320 MHz wird eine Spule in Form einer Haarnadel verwendet.

#### Literatur

- [1] Stefanik, P.: O-V-2 mit Transistorbestückung, *Rádiótechnika*, Heft 4/1976 bis Heft 1/1977
- [2] Ladynski, S.: KW-Konverter mit Feldeffekttransistoren, *Radioamator*, Heft 7-8/1976, Seite 187 bis 189
- [3] v. Kleef, G. J. H.: Einfacher Konverter für 2 m, *Electron*, Heft 8/1975, Seite 405/406
- [4] Makarius, Z.: Stabiler VFO, *Amatérské Radio*, Heft 1/1976, Seite 31/32
- [5] Brier, H. S.: Transistor-HF-Leistungsverstärker, *Old Man*, Heft 7/1974, Seite 5 bis 8, Heft 8/1974, Seite 21 bis 26 (Reprint aus «73»)

- [6] *Rollema, D. W.*: Reflexionen (Literaturübersicht), *Electron*, Heft 4/1975, Seite 175
- [7] *Hempel, M.*: Ein durchstimmbares NF-Filter für CW-Empfang, *Old Man*, Heft 10/1974, Seite 15 bis 17 (Reprint aus «cq-DL»)
- [8] *Hedges, R. N.*: Ein Antennenanpaßgerät 10 ... 80 m, *Radio Communication*, Heft 7/1976, Seite 510/511
- [9] *Maters, F.*: HF-Indikator, *Electron*, Heft 5/1975, Seite 235
- [10] *Visser, G.*: Selektiver HF-Indikator, *Electron*, Heft 9/1976, Seite 515
- [11] *Nowak, Z.*: Transistorisiertes Dipmeter für VHF, *Radioamator*, Heft 2/1976, Seite 37 bis 39

## ELEKTRONIK-SPLITTER

### Programmierbarer Kleinstrechner robotron K 1001

In vielen Bereichen der Wirtschaft, vorwiegend auf wissenschaftlich-technischem Gebiet, fallen rechentechnische Probleme an, die sich aus mehreren aufeinanderfolgenden Einzeloperationen zusammensetzen. Oft sind diese Probleme so umfangreich, daß deren manuelle Lösung einen erheblichen Zeitaufwand bedeutet. Zur Rationalisierung dieser Arbeiten wurde vom VEB Kombinat Robotron der programmierbare Kleinstrechner *robotron K 1001* entwickelt. Ein handliches und leicht zu bedienendes Tischgerät, das dem Anwender technischen Höchststand und ein günstiges Preis-Leistungs-Verhältnis bietet.

Die Steuerung des robotron K 1001 wird von einem Mikroprozessor übernommen, der ebenso wie der Arbeitsspeicher (RAM) und der Mikroprogrammspeicher (ROM) aus MOS-LSI-Schaltkreisen besteht. Der Rechner bietet die Möglichkeit, für eine komplexe Rechenaufgabe nur einmal ein Programm aufzustellen, nach dem der gesamte Rechenablauf automatisch erfolgt und beliebig oft wiederholbar ist. Für jeden Rechendurchlauf werden nur die variablen Werte in einer vorgegebenen Reihenfolge eingetastet. Zur Kennzeichnung solcher Eingaben, sogenannter Stopstellen im Programm, verfügt die Anzeigeeinheit des *robotron K 1001* über einen zweistelligen Numerateur. Mit einer übersichtlichen Tastatur und durch die gewohnte Anwendung mathematischer Schreibweisen läßt sich der Kleinstrechner leicht bedienen und programmieren. Die Anwendung einer Programmiersprache ist nicht erforderlich. Die eingegebenen Programme werden im Arbeitsspeicher (Kapazität 200, 712, 1224 Bytes) gespeichert und bleiben bis zu einer neuen Programmeingabe oder bis zum Ausschalten des Geräts verfügbar. Alle mathematischen Grundoperationen sind in einem Teil des Mikroprogrammspeichers festgelegt und somit durch einfachen Tastendruck ausführbar.

Der Rechner robotron K 1001 hat außerdem einen Zusatzspeicher, der einer Gruppe von 15 Tasten höhere mathematische Funktionen zuweist. Dieser Zusatzspeicher ist leicht auswechselbar, wobei die Tastenbezeichnungen mit einer Maske dem Zusatzspeicher entsprechend angeglichen werden können. Mit der Wahl des Zusatzspeichers wird eine optimale Anpassung des robotron K 1001 an die verschiedensten Einsatzgebiete ermöglicht. Besonders geeignet ist er zur Lösung von Aufgaben der Mathematik und anderer Fachgebiete, die mathematische Methoden und Verfahren anwenden.

Wenn – nach dem Kennenlernen der Morsezeichen – das erste Mal der auf den Amat urbändern laufende Verkehr abgehört wird, dann ist der Startschritt zur Amateurfunkätigkeit getan. Und hier gibt es sofort das erste große Problem, das Empfangsgerät. Der normale Rundfunkempfänger ist für Amateurzwecke nicht brauchbar, weil wegen des Fehlens des Telegrafieoszillators die CW-Signale nicht als Ton zu hören sind. Diese Empfänger entsprechen übrigens hinsichtlich Bandbreite und Bandspreizung auch nicht unseren Anforderungen. Am einfachsten wäre es, einen Amateurempfänger preiswert zu erhalten. Leider gibt es diese Möglichkeit vorläufig noch nicht, so bleibt nur die Lösung des Eigenbaus.

Welchen Empfänger soll nun der beginnende SWL bauen? Einen Superhetempfänger zu bauen, hat er nicht genügend Erfahrungen, die Zeit der 0-V-1 und 1-V-1 ist schon längst vorbei. Im folgenden soll ein sehr einfacher, aber gleichzeitig überraschend gut arbeitender und später erweiterungsfähiger 3,5-MHz-Empfänger beschrieben werden. Der Empfänger ist nach den Angaben von *PA Ø KSB* – mit kleinen Modifikationen – gebaut. Das Gerät arbeitet auf der Basis der populären Direktmischerschaltung. Bei diesem Superhetempfängerprinzip fallen die Zwischenfrequenzen in den Tonfrequenzbereich. Die Differenz der Frequenzen des Empfängeroszillators und des empfangenen Signals beträgt bei Telegrafieempfang 800 bis 1000 Hz, im Fall von SSB-Empfang aber 0 Hz. Die Mischstufe wird dabei von einem üblichen Produktdetektor gebildet, an dessen Ausgang sofort das Niederfrequenzsignal erscheint. Der Vorteil dieses Systems ist, daß man für die mit der ZF identischen Niederfrequenz eine hohe Selektivität und hohe Verstärkung ohne besondere Schwierigkeiten erreicht.

Nachteilig ist wiederum, daß Stationen, die auf der Spiegelfrequenz arbeiten, zusammen mit der eingestellten Station hörbar werden, was sich störend auswirkt. Außerdem ist der Empfänger zum Empfang von AM-Sendungen ungeeignet. Der letztere Nachteil ist durch die



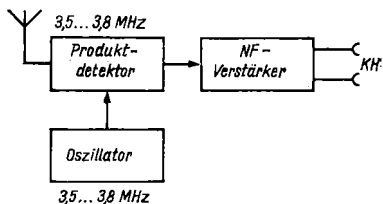


Bild 1  
Prinzipdarstellung des beschriebenen Direktmischempfängers

Verbreitung der SSB-Technik nur noch von geringer Bedeutung. Vom Gesichtspunkt der prinzipiellen Arbeitsweise besteht der Empfänger aus drei Teilen (Bild 1):

1. Eingangskreis und Produktdetektor,
2. Oszillator,
3. Niederfrequenzverstärker.

### Die Schaltung

Der Produktdetektor unseres Geräts ist einer der einfachsten und verlangt deshalb keine besondere Erklärung (Bild 2). Er hat die Eigenschaft, neben der leichten Einstellbarkeit, gegenüber AM-Signalen unempfindlich zu sein. Für die Symmetrierung der Dioden ist es erforderlich, daß dafür schon vorher ausgewählte Paare verwendet werden. Solche Diodenpaare oder Diodenquartette sind im Handel erhältlich. Sollten aber viele gleichartige Dioden bereits vorhanden sein, lassen sich mit einem Ohmmeter leicht zwei mit identischem Durchlaßwiderstand finden.

Als Oszillator wird in Abweichung zur Originalveröffentlichung – bei der diese Stufe mit einem FET-Transistor arbeitet – ein modifizierter *Clapp*-Oszillator verwendet. Mit dieser Schaltung ist eine sehr hohe Stabilität zu erreichen. Dazu muß besonders auf die hohe Qualität der verwendeten Bauelemente geachtet werden. Der Arbeitspunkt von T1 liegt (im Resonanzfall) bei etwa 1 mA. Die Trennstufe arbeitet in Basisschaltung bei einem Arbeitspunkt von 0,7 mA. Am Kollektor von T2 lassen sich 0,8 V Hochfrequenzspannung messen.

Der Niederfrequenzverstärker ist insgesamt 2stufig. Die gleichstrommäßige Einstellung wird möglicherweise ein etwas ungewohntes Verfahren sein, trotz direkter Kopplung läßt sich aber eine gute Arbeitspunktstabilität erzielen.

In der Einstellung ist es ungewohnt, daß der Transistor T3 mit der geteilten Emitterspannung von T4 vorgespannt wird. Wenn der Strom durch T4 aus irgendeinem Grund (z.B. Temperaturänderung)

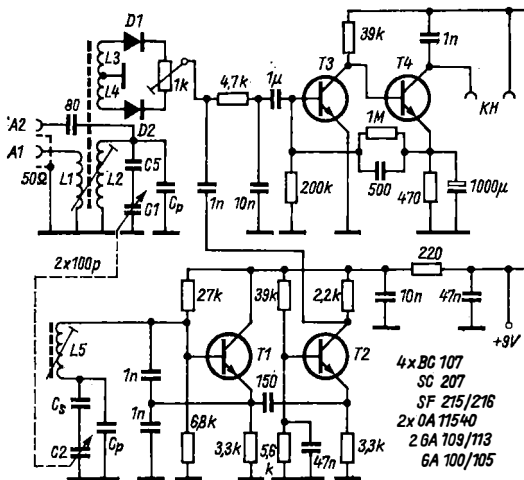


Bild 2 Stromlaufplan des Direktmischempfängers zum Empfang des 80-m-Bandes

größer wird, so wächst die Vorspannung von T3 und auch der aus ihm herausfließende Strom. Die Erhöhung des Stromes von T3 vermindert die Basisspannung von T4, somit ist der Arbeitspunkt wieder eingestellt. An die Stufe wird ein dynamischer Kopfhörer mit einer Impedanz von 600 Ω angeschlossen. Die Gesamtschaltung des Geräts zeigt Bild 2.

### Die praktische Ausführung

Die gesamte Schaltung ist auf eine gedruckte Leiterplatte montiert. Sie hat die Abmessungen 55 mm × 115 mm (Bild 3). Der eingebaute Drehkondensator hat etwa  $2 \times 100$  pF. Die Empfängerskala wird unmittelbar auf die Drehkondensatorachse montiert. Den Feintrieb des Drehkondensators fertigt man sehr sorgfältig an. Davon hängt es ab, mit welcher Genauigkeit man eine Station einstellen kann. Zweckmäßigerweise wird das Gerät in ein dichtschießendes Metallgehäuse eingebaut, das die erforderliche Abschirmung sichert.

Die Spulendaten können aus der Tabelle ersehen werden. Bei der Anfertigung erfordert die Umsetzung dieser Angaben größte Sorgfalt, weil die Qualität der Spulen entscheidend in die gute Arbeits-

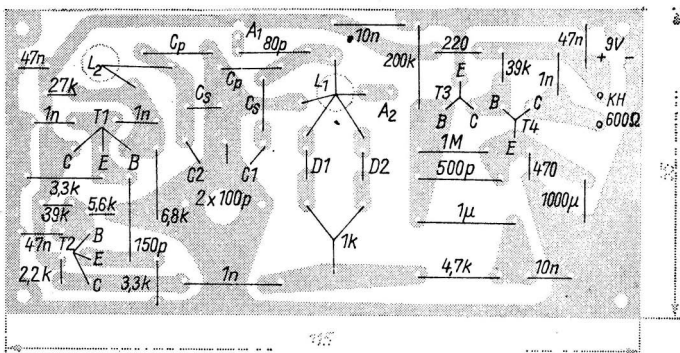
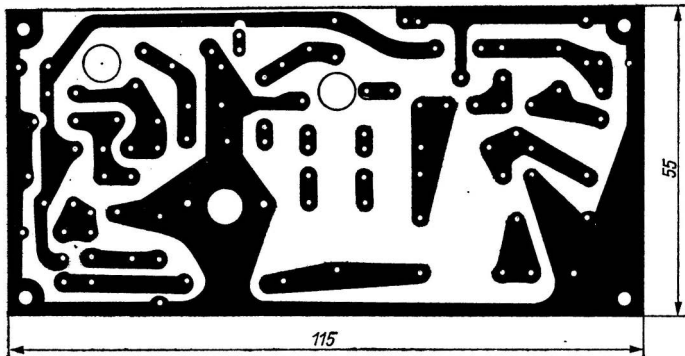


Bild 3 Leiterplatte und Leiterplattenbestückung für den Direktmischempfänger

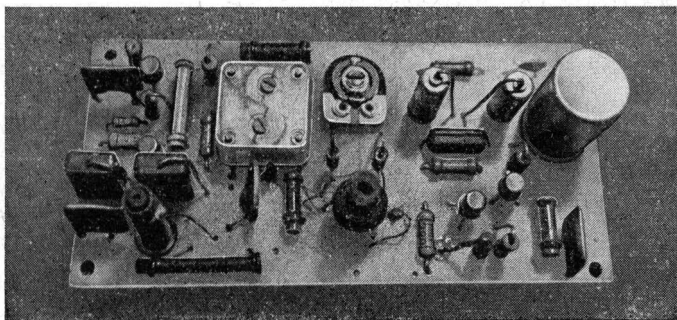


Bild 4 Ansicht der bestückten Leiterplatte für den Direktmischempfänger

### Produktdetektorkreis

Demodulatorkreis	$L_1$	$L_2$	$L_3-L_4$
Windungszahl 10-mm-Körper mit 8-mm-Kern	7	40	7 + 7
Windungszahl 6-mm-Körper mit 4-mm-Kern	10	60	10 + 10
Drahtdurchmesser (mm)	0,2	5×0,05	0,2
Wickelvorschrift	einlagig, Win- dung neben Windung, 2 mm neben $L_3-L_4$	Kreuzwickel über $L_3-L_4$ $C_p = 10 \text{ pF}$ $C_s = 15 \text{ pF}$	einlagig, zwei Fäden parallel gewickelt

### Oszillatorkreis

Oszillatorkreis ( $L_5$ )	10-mm-Körper M-8er-Kern	6-mm-Körper M-4er-Kern
Windungszahl	45	62
Drahtdurchmesser (mm)	0,3	0,2
Wickelvorschrift	einlagig	einlagig
$C_p$	200 pF	
$C_s$	25 pF	

weise eingeht. Besondere Beachtung verdient die Symmetrie der Spulen  $L_3$ ,  $L_4$  des Produktdetektors. Diese zwei Spulen werden gemeinsam unter paarweiser Zusammenfassung zweier Drähte (bifilar) gewickelt. So ist das Erreichen der besten Symmetrie möglich. Der Aufbau der Platine läßt sich aus Bild 4 ersehen. Beim Niederfrequenzverstärker muß man darauf achten, daß die als  $T_3$  und  $T_4$  eingesetzten Transistoren möglichst über eine hohe Stromverstärkung verfügen.

### Das Einmessen des Empfängers

Zum Einmessen des Empfängers gehört das Einstellen des Oszillators, des Demodulatorkreises und ihr Zusammenwirken bzw. das Abgleichen des Produktdetektors.

Wenn man den Aufbau beendet hat, wird kontrolliert, ob sich alles laut Stromlaufplan auf seinem Platz befindet. Dann verbindet man das Gerät unter Zwischenschaltung eines Strommessers mit der Bat-

terie. Die Stromaufnahme muß um 8 bis 12 mA liegen. Falls mehr oder weniger Strom fließt – immer irgendwie mit der Montage verbunden –, kontrollieren wir nochmals die Schaltung. Sofern die Stromaufnahme in Ordnung ist, kann man weiterarbeiten. Als folgenden Schritt überzeugt man sich mit einem Hochfrequenz-Röhrenvoltmeter davon, daß der Oszillator schwingt. Wenn er schwingt, führt man mittels Vergleich die Einstellung durch. Dazu ist ein geeichter Amateurempfänger erforderlich, der auf 3,48 MHz eingestellt wird. Danach pfeift man den Oszillator durch Verdrehen des Spulenabgleichkerns auf diese Frequenz ein. Dann wird der Vergleichsempfänger auf 3,82 MHz eingestellt, der Drehkondensator ausgedreht und mit dem am Drehkondensator befindlichen Trimmer auf diese Frequenz abgestimmt. Dieser Vorgang muß, einmal mit dem Trimmer, einmal mit dem Spulenabgleichkern, mehrmals wiederholt werden. Durch dieses Verfahren erhält man ein 3,48 bis 3,82 MHz umfassendes Band. Das bedeutet, daß das 80-m-Band über die gesamte Skale gedehnt ist. Der Demodulatorkreis – aus dem Signalgenerator werden 3,50 MHz auf seinen Eingang gegeben – wird mit dem Spulenabgleichkern auf maximale Lautstärke abgestimmt, dann sucht man durch Verdrehen des am Drehkondensator befindlichen Trimmers das Maximum bei 3,8 MHz. Diesen Abstimmvorgang muß man so lange wiederholen, bis sich keine weitere Verbesserung erreichen läßt. Der Produktdetektor erzeugt, wenn ein 80% modulierte AM-Signal von 3,6 MHz auf den Eingang gegeben wird, minimale Lautstärke.

### **Die Möglichkeiten der Weiterentwicklung**

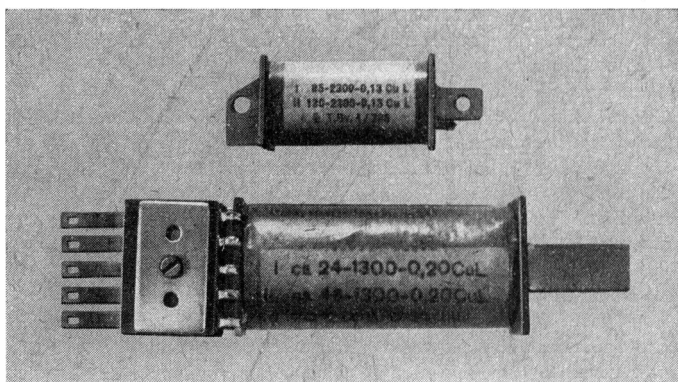
Diesen Empfänger kann man später entsprechend den Bedürfnissen weiterentwickeln. Durch die Ausrüstung mit einem HF-Vorverstärker, einem selektiven Niederfrequenzverstärker, einem Konverter und weiteren kleinen Modifikationen läßt er sich sogar zu einem kleinen CW-Transceiver umgestalten. Es lohnt sich folglich, mit dem Bau zu beginnen. Der Materialbedarf ist gering, und man erhält ein Empfangsgerät, das sich vorteilhaft einsetzen läßt.

Jedem, der ein Telefon besitzt, wird es schon passiert sein, daß er das Telefonklingeln nicht gehört hat, weil er sich in einem anderen Raum befand. Das geschieht besonders dann, wenn andere Geräusche wie Unterhaltung, Straßenlärm oder Rundfunkprogramm das Klingeln übertönen. Wünschenswert ist also eine (evtl. abschaltbare) Einrichtung, die sich auch in einem anderen Raum ausreichend wahrnehmen läßt.

Die einfachste Möglichkeit wäre es, sich von der *Deutschen Post* einen zweiten Wecker anbringen zu lassen. Das bedeutet einiges Warten, Anlagekosten und – allerdings geringe – monatliche Gebühren sowie einen später nicht mehr zu verändernden Anbringungspunkt des zweiten Weckers.

Ein Elektronikamateur wird deshalb dazu neigen, eine andere Lösung zu finden. Grundvoraussetzung ist dabei, daß keine mechanischen oder elektrischen Eingriffe oder Veränderungen am Telefonapparat oder -anschluß durchgeführt werden dürfen, da sie Eigentum der *Deutschen Post* sind. Als Ausweg bietet sich an, das Klingeln akustisch oder magnetisch auszuwerten.

Gegen die Auswertung des akustischen Signals spricht, daß auch andere starke Geräusche im Raum zum Ansprechen führen können. Außerdem wäre (wegen der sonst möglichen magnetischen Störbeeinflussung eines dynamischen oder magnetischen Mikrofons) ein keramisches bzw. Kristallmikrofon(system) sehr zu empfehlen, das man heute jedoch kaum noch bekommen wird. Günstiger ist die Auswertung des magnetischen Streufeldes der Erregerspule des im Telefonapparat eingebauten Weckers. Dazu ordnet man außerhalb des Apparates parallel neben der eingebauten Spule eine Aufnehmerspule an. Zweckmäßig ist eine langgestreckte Spule mit stabförmigem Eisenkern und möglichst vielen Windungen, ähnlich wie die im *fon1* verwendete. Im Mustergehäuse wurde eine Spule eines veralteten Typs von polarisierten Relais verwendet (s. Bild 1 oben). Gut eignen sich auch die Spulen von Flachrelais, wie sie bei der *Deutschen Post* in



*Bild 1 Als Aufnehmerspulen geeignet sind lange Spulen mit offenem Eisenkern, wie die Spule eines veralteten polarisierten Relais (oben) oder ein Flachrelais, dessen Anker und Kontaktsatz entfernt wurden (unten)*

großen Stückzahlen eingesetzt werden und die oft billig zu haben sind. Anker und Kontaktsatz werden für den Einsatz als Aufnehmer entfernt (s. Bild 1, unten). Alle möglicherweise vorhandenen Teilwicklungen sind im richtigen Wickelsinn (!) in Reihe zu schalten.

Um Störungen durch kurze Störimpulse aus dem Telefonnetz und gegebenenfalls auch durch den Übertrager für den Sprechwechselstrom zu vermeiden, empfiehlt es sich, die Spule durch einen Parallelkondensator zu einem 25-Hz-Schwingkreis zu ergänzen; denn die Rufspannung hat diese Frequenz. Die erreichbare Güte eines solchen Kreises ist allerdings sehr gering, denn der massive Eisenkern bewirkt große Verluste, und wenn als Parallelkondensator ein Elektrolytkondensator eingesetzt wird, verringern auch dessen Verluste die Kreisgüte. Die beim Muster eingesetzte Spule weist 4600 Wdg., 0,13-mm-CuL auf und hat einen Widerstand von 215  $\Omega$ . Mit einem parallelgeschalteten Elektrolytkondensator von  $10 \cdot 20 \mu\text{F}$  ergab sich eine geringe Resonanzüberhöhung, also eine Kreisgüte von etwas mehr als 1, so daß die Anordnung mehr als Tiefpaß denn als Schwingkreis wirkte. Den Zweck, kurze Impulse und höhere Frequenzen kurzzuschließen, erfüllt sie aber. Stören kann allerdings die Netzfrequenz, so daß die unmittelbare Nähe von Netztransformatoren vermieden werden muß.

Bei einer anderen Spule muß der Parallelkondensator neu bestimmt werden. Am einfachsten wäre es, die Spuleninduktivität zu bestimmen (Spulenwiderstand beachten!) und die erforderliche Kapazität zu errechnen oder mit induktiv angekoppeltem NF-Generator und

Oszillograf bzw. Röhrenvoltmeter die Resonanz durch Verändern der Kapazität auf etwa 25 Hz zu bringen. Man kann aber auch 50 Hz mit einem Netztransformator oder einer zweiten Spule variabel ein-koppeln und das fertige Gerät durch Kapazitätsabgleich auf höchste Empfindlichkeit bringen (s. unten). Die gefundene Kapazität ist dann zu vervierfachen.

Tests mit dem Telefonrufsignal sind unzweckmäßig, weil sie wegen der Charakteristik dieses Signals ( $< 1$  s in 10-s-Intervallen) großen Zeitaufwand erfordern. Wegen der Kürze des Signals kann man dabei keine Veränderungen durchführen. Instrumente lassen sich schwer ablesen, und man muß sich die festgestellten Werte immer 10 s lang merken. Schließlich muß man sich erst anrufen lassen. Nur die günstigste Position der Aufnehmerspule sollte man auf diese Weise ermitteln. Sie liegt übrigens meist unter dem Apparat quer in der Mitte hinter der Rändelscheibe zum Einstellen der Weckerlautstärke. Die Musterspule mit Parallelkondensator gab mit einem Apparat aus der DDR-Produktion (*W 63*)  $U_{ss} \approx 0,8$  V, mit einem Apparat aus ČSSR-Produktion (*T 65 S*; s. Bild 8 und Bild 9)  $U_{ss} \approx 0,12$  V ab, wenn sie direkt unter der Bodenplatte an die günstigste Stelle gehalten wurde. Daß die Spannung beim *T 65 S* wesentlich geringer ist, liegt mit daran, daß er eine Stahlblechbodenplatte hat, die magnetisch abschirmend wirkt.

Es muß also eine Spannung in der Größenordnung von  $U_{ss} = 100$  mV weiterverarbeitet werden. Wie das geschieht, hängt davon ab, ob Netz- oder Batteriebetrieb vorgesehen wird und welche Signalgeber (Relais, Glühlampe, Klingel, Lautsprecher) angesteuert werden sollen. Für das Muster wurde Batteriebetrieb vorgesehen, weil der Einbau eines Netztransformators wegen des magnetischen Streufeldes problematisch ist und weil durch die Stromversorgungsleitung eine lästige «Strippenparade» entsteht, auch wenn man den Transformator extern montiert.

Als Signalgeber wurde ein Lautsprecher gewählt, da man hier die Lautstärke bequem verändern kann und Batteriealterung die Funktion nicht so schnell in Frage stellt wie bei einer Klingel, die den gleichen Widerstand wie ein Lautsprecher hat ( $8 \Omega$ ). Die vorgestellte Schaltung (Bild 2) läßt sich übrigens durch Weglassen einiger Bauelemente leicht so variieren, daß mit ihr eine Glühlampe oder ein Relais angesteuert werden kann. Der ökonomischste Batterietyp ist die 4,5-V-Flachbatterie *3 R 12*. Davon wurde auch nur eine eingesetzt. Wichtig bei der Konzeption der Schaltung war ein möglichst geringer Ruhestromverbrauch. Er liegt unter  $5 \mu\text{A}$ , so daß die Batteriebensdauer dadurch nicht beeinflußt wird (theoretische Betriebsdauer: mehrere Jahre) und sich ein entsprechender Ausschalter erübrigt.



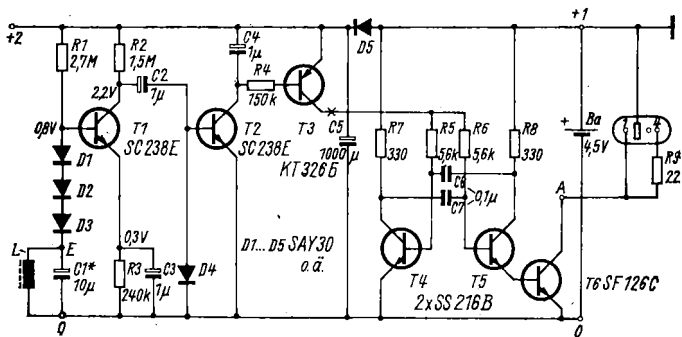


Bild 2 Stromlaufplan des Verstärkers für die «2. Klingel» (alle Widerstände 1/8 oder 1/20 W)

Ein Ruhestrom ließe sich völlig vermeiden, wenn die von der Aufnehmerspule abgegebene Spannung über  $U_{ss} \approx 1,4 \text{ V}$  läge und damit ihr positiver Spitzenwert die Schleusenspannung der Basis/Emitter-Diode eines Siliziumtransistors überstiege. Dann ließe sich der von ihr gelieferte Strom besser ausnutzen, so daß die Eingangsstufe mit T1 entbehrlich würde. Bei einer genügenden von der Spule  $L$  abgegebenen Spannung (höhere Windungszahl; Apparat  $W 63$ ) könnte dann  $L/C1$  direkt zwischen 0 und der Basis von T2 angeschlossen werden (D4 entfällt dabei). Es muß T1 als Linearverstärker vorgesehen werden, um eine für C-Betrieb von T2 ausreichende Wechselspannung zu erzielen.

Der Ruhestrom hängt u. a. auch vom höchsten erhaltlichen Widerstandswert für  $R1$  ab. Der Querstrom des Basisspannungsleiters ( $1,4 \mu\text{A}$ ) ist deshalb höher als der Kollektorstrom von T1 ( $1,2 \mu\text{A}$ ). D1 bis D3 bewirken die Stabilisierung der Basisspannung von T1 bei Batteriealterung. Durch ihren relativ geringen dynamischen Widerstand gelangt die Eingangswechselspannung auch ohne Parallelkondensator in voller Höhe an die Basis T1. Für die Leistungsfähigkeit von Si-Planar-Transistoren spricht die hohe Leerlaufspannungsverstärkung dieser Eingangsstufe von 44 bei  $1,2 \mu\text{A}$  Kollektorstrom. T2 richtet die Wechselspannung gleich, da nur genügend hohe positive Basisspannungen einen Kollektorstrom bewirken. D4 verhindert dabei eine negative Richtspannung, die den Stromflußwinkel unerwünscht verringern würde. Die Kollektorstromimpulse werden durch  $C4$  integriert. Die Kapazität ist als Kompromiß zwischen 25-Hz-Restwelligkeit und Auf- bzw. Entladezeit gewählt.

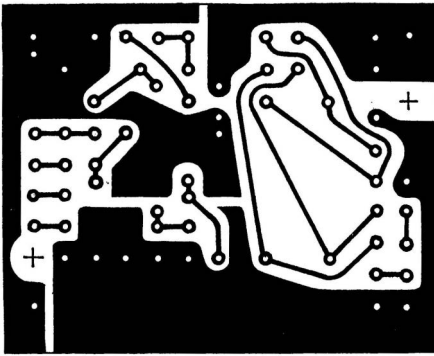


Bild 3  
Leitungsführung der  
Platine für die  
«2. Klingel»

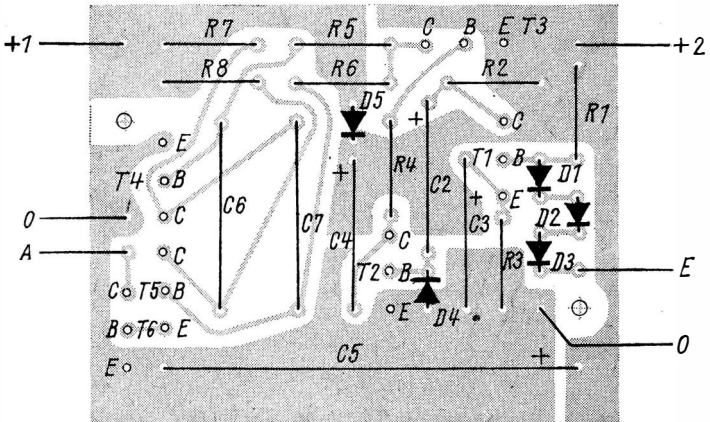


Bild 4  
Bestückungsplan zur  
Leiterplatte nach Bild\*3

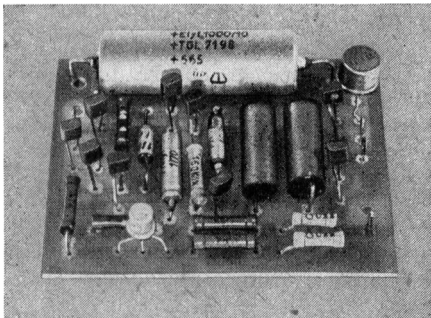


Bild 5  
Die fertige Leiterplatte



T3 verstärkt den von T2/C4 gelieferten Gleichstrom. Der Einsatz eines komplementären Typs vereinfacht die Schaltung.

Dem bistabilen Multivibrator mit T4 und T5 fehlt bei nichtleitendem T3 die Basisvorspannung; er schwingt nicht und nimmt auch keinen Ruhestrom auf. Liegt eine Eingangsspannung an  $L$ , so steigt die Spannung an C4 erst schnell an und nimmt nach deren Verschwinden langsamer wieder ab. Entsprechend beginnt der Multivibrator zu schwingen und setzt dann wieder aus. Die Frequenz steigt dabei schnell an, bleibt konstant und sinkt wieder langsamer.

Reicht die Eingangsspannung nicht aus, um T3 zu sättigen, so wird die maximal mögliche Frequenz nicht erreicht. Durch diesen Effekt lassen sich die Lage von  $L$  und der Wert von C1 optimieren (s. oben). Für das Anschwingen wurden beim Muster an  $L$   $U_{ss} = 20$  mV und für die Sättigung von T3  $U_{ss} = 50$  mV benötigt (das ergibt eine ausreichende Reserve auch für den Apparat T 65 S). «Nebenbei» verstärkt der Multivibrator noch den von T3 gelieferten Strom, T6 verstärkt diesen dann nochmals. Je nach Stromverstärkung von T5 und T6 sind bei T6 Kollektorströme über 0,5 A möglich. Damit läßt sich an einem 8- $\Omega$ -Lautsprecher eine Leistung von 1 VA erzielen.

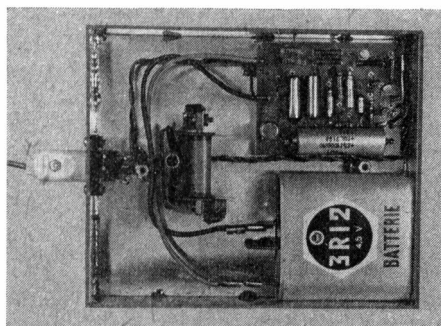
Auch wenn die Stromverstärkungen von T5 und T6 etwas geringer sind und  $I_s = 500$  mA nicht erreicht werden, ist T6 nicht gefährdet, denn der Spitzenstrom wird nicht überschritten, und mit einem 8- $\Omega$ -Lastwiderstand kann die Verlustleistung 0,5 W nicht übersteigen ( $<P_{tot} = 0,6$  W). Die mittlere Verlustleistung liegt wegen des Tastverhältnisses des symmetrischen Multivibrators von 0,5 immer unter 0,25 W; dazu treten noch zwischen den kurzen Signalperioden etwa 10 s Pause auf, so daß keine Gefahr einer Überlastung besteht. Ein Transistor mit TO-5-Gehäuse (SF 126...SF 129, SS 125 o.ä.) ist jedoch anzuraten.

D5 in Verbindung mit C5 bringt eine gute Unabhängigkeit von gealterter Batterie. Ein mit einem 30- $\Omega$ -Widerstand (!) vergrößerter Batterie-Innenwiderstand ergab zwar geringere Lautstärke und höhere Tonlage, aber noch einwandfreie Funktion.

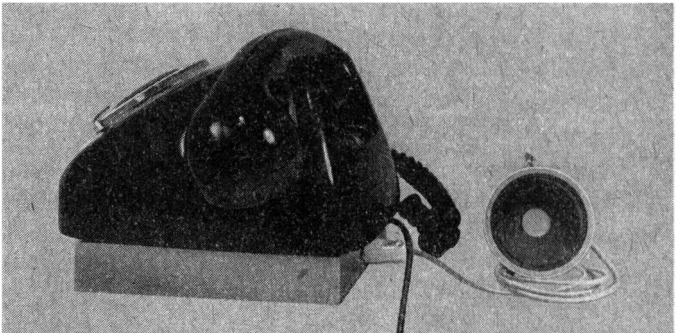
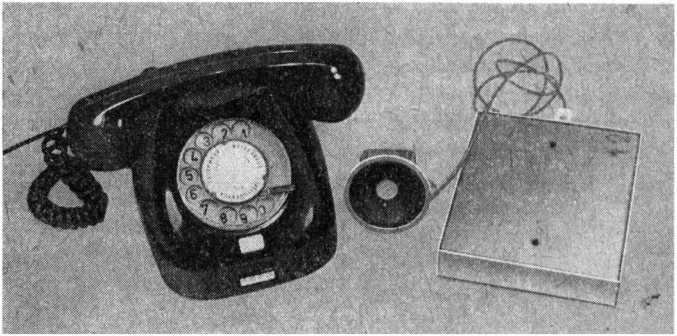
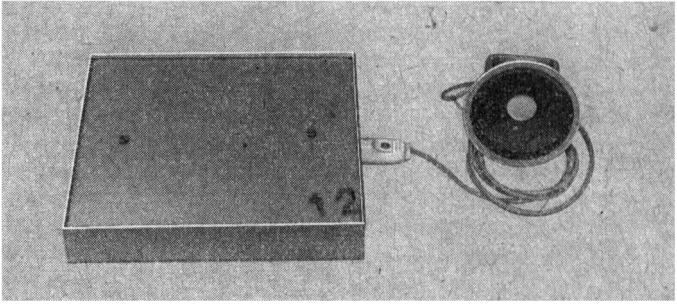
Die Lautsprecherschaltbuchse ist so geschaltet, daß je nachdem, wie herum der Lautsprecherstecker eingesteckt wird, der Lautsprecher direkt bzw. über einen 22- $\Omega$ -Widerstand in die Kollektorleitung geschaltet werden kann. Diese Lautstärkeabstufung dürfte in den meisten Fällen ausreichen. Im Bedarfsfall kann ein 100- $\Omega$ -Potentiometer und/oder ein Schalter in Reihe zum Lautsprecher angeordnet werden, um die Lautstärke beliebig zu verändern oder den Ton völlig abzuschalten. Schalter oder Potentiometer lassen sich sowohl beim Lautsprecher als auch im Gerät anordnen. Man kann auch mehrere Lautsprecher in Reihe schalten, wenn mehr als ein zusätzlicher Raum versorgt werden soll. Die Gesamtimpedanz sollte aber wenigstens 8  $\Omega$  betragen. Mehr schadet nicht, die Lautstärke bleibt ausreichend. Der charakteristische Sirenton des Multivibrators ist sehr auffällig und dringt gut durch.

Das Gehäuse, auf dem der Telefonapparat steht (s. Bild 6 bis Bild 9), wurde aus kupferkaschiertem Material hergestellt (Innenabmessungen 22 mm  $\times$  128 mm  $\times$  153 mm). Dadurch ist gute Abschirmung der teilweise hochohmigen Schaltung auch gegen HF gewährleistet. Trotzdem sie in der Nähe eines Amateursenders arbeitet, genügte es, den Pluspol direkt an der Lautsprecherbuchse an Masse zu legen. Eventuell muß noch der zweite Anschluß verdrosselt und verblockt werden.

Die Höhe des Gehäuses wird bestimmt von der Dicke der Batterie 3 R 12. Breite und Tiefe richten sich nach der Anordnung der Gummifüße der Telefonapparate W 63 und T 65 S. Es wurde ein oben offener Kasten gebaut, in dem mit Abstandsstücken ein Deckel befestigt ist. Dieser Deckel wurde etwa 3 mm versenkt angebracht, damit der daraufgestellte Apparat (Bild 9) nicht seitlich wegrutschen kann. Die Batterie (s. Bild 6) schließt man über Flachsteckhülsen (Kfz-Technik) an, die sich für diesen Zweck hervorragend eignen.



*Bild 6  
Innenansicht des Verstärkers mit abgenommenem Deckel; oben die mit einem eingelöteten Abstandsstück und einem eingelöteten Stück kupferkaschierten Material befestigte Batterie (Herausfallen verhindert der Deckel), darunter die Leiterplatte, rechts von der Mitte die Aufnehmerspule mit Parallelkondensator und rechts die Lautsprecherbuchse*



*Bild 7 Der betriebsbereite Verstärker (1)*

*Bild 8 Der betriebsbereite Verstärker (2)*

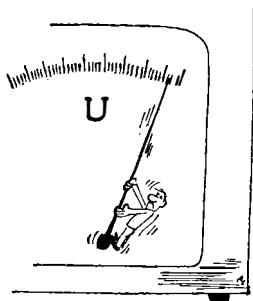
*Bild 9 So steht der Telefonapparat auf dem Verstärker*

Die Fläche des Innenraums ist reichlich groß (s. Bild 6), so daß in ihm auch noch ein Telefonmithörverstärker samt zweiter Aufnehmerspule untergebracht werden. Die Leiterplatte (s. Bild 3 bis Bild 5) ist deshalb nicht extrem klein gehalten; alle Bauelemente, außer den Halbleitern, sind liegend angeordnet, um die Gesamthöhe einschließlich Isolierplatte zum Boden unter 22 mm zu halten. Will man mit der Schaltung ein Relais oder eine Glühlampe (z. B. 3,8 V/0,07 A) steuern, kann man  $C6$ ,  $C7$ ,  $R5$ ,  $R7$  und  $T4$  weglassen. Der Wert von  $R6$  ist dann zweckmäßig auf etwa  $1\text{ k}\Omega$  zu verringern. Als Relais eignen sich z. B. die Typen *GBR 311*...*GBR 315* für 4 V mit einem Spulenwiderstand von  $42\ \Omega$ , entsprechend etwa 100 mA Kollektorstrom von  $T6$ . Bei ausreichender Stromverstärkung von  $T3$  und  $T6$  können dann sogar noch  $R8$  und  $T5$  entfallen (Brücke zwischen Kollektor von  $T3$  und Basis von  $T6$ ).

*Zum Abschluß noch ein Hinweis:* Nach dem ersten Einschalten spricht die Schaltung erst einmal für etwa 20 s an, weil sich  $C2$  über die Basis/Emitter-Strecke von  $T2$  auflädt. Das ist also kein Zeichen für falsche Funktion.

## Wir klären Begriffe

### SPANNUNGSHALTER



Das Sprichwort «Übung macht den Meister» gilt durchaus auch für den Elektronikamateur. Der Wissenszuwachs durch den praktischen Aufbau von elektronischen Schaltungen ist groß, und vor allem meist auch dauerhaft. Für den weniger Geübten hat es aber kaum Sinn, mit dem Aufbau von komplizierten Schaltungen zu beginnen. Bringt man die Schaltung nicht zum «Spielen», dann geht schnell die Lust an der Elektronikbastelei verloren.

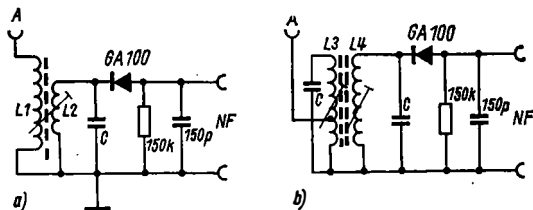
Für den Anfänger bieten wir deshalb mit diesem Beitrag einfache Schaltungen aus den Bereichen Rundfunkempfang, Niederfrequenzverstärkung, Meßpraxis und Elektronikschaltungen. Der Aufbau läßt sich unkompliziert realisieren, da solche Schaltungen für den Anfänger noch übersichtlich sind.

### Detektorempfänger

Der einfachste Rundfunkempfänger besteht aus einem Hochfrequenzschwingkreis und einem Hochfrequenzgleichrichter (Detektor). Den Schwingkreis stellt man auf die Frequenz ein, die dem Rundfunksender entspricht, der empfangen werden soll. Nachfolgend wird mit dem Detektor die empfangene Sender-HF-Spannung gleichgerichtet, so daß die der Senderfrequenz aufmodulierten NF-Schwingungen zurückgewonnen werden. Mit dem Kopfhörer hört man diese NF-Schwingungen ab. Natürlich läßt sich auch ein NF-Verstärker an den Detektor-Empfangsteil anschließen, so daß eine Wiedergabe der NF über Lautsprecher möglich wird. Bild 1a zeigt den Stromlaufplan eines solchen Detektorempfängers aus [1].  $L_1$  bildet die Antennenspule,  $L_2$  ist die Schwingkreisspule; mit der Kapazität  $C$  stellt  $L_2$  den eigentlichen HF-Schwingkreis dar. Die Kapazität  $C$  kann ein Festkondensator sein, wenn der Detektorempfänger fest auf nur einen Sender eingestellt wird. Das ist durchaus sinnvoll, da nur im Nahbereich starker Rundfunksender des Mittel- und Langwellenbereichs

ausreichende Empfangsmöglichkeiten gegeben sind. Der Feinabgleich auf die Senderfrequenz wird mit dem Abgleichkern des HF-Spulenkörpers vorgenommen, der die Wicklungen  $L1$  und  $L2$  trägt. Die Kapazitätswerte für  $C$  liegen im Mittelwellenbereich zwischen 100 und 500 pF. Schaltet man an Stelle von  $C$  einen Drehkondensator 500 pF an  $L2$ , so läßt sich überschlägig aus dem Drehwinkel die erforderliche Kapazität  $C$  feststellen. In der Originalarbeit wird ein HF-Spulenkörper mit 8 mm Durchmesser verwendet;  $L1$  hat 600 Wdg., 0,1-mm-CuL;  $L2$  besteht aus 106 Wdg., HF-Litze  $10 \times 0,05$ .  $L1$  befindet sich am Spulenfuß,  $L2$  mit einem Abstand von 8 mm darüber. Der HF-Abgleichkern wird von oben in den Spulenkörper eingeschraubt.

Soll im gesamten Mittelwellenbereich der Schwingkreis abgestimmt werden, so muß man als Kapazität einen Drehkondensator 500 pF verwenden. Befinden sich in der Nähe des Empfangsortes mehrere starke Rundfunksender, so kann die Trennschärfe mit nur einem Schwingkreis nicht ausreichen. In der Schaltung nach Bild 1 b ist die HF-Eingangsschaltung in Form eines Bandfilters mit induktiver Kopplung aufgebaut. Das ergibt eine bessere Trennschärfe, allerdings ist die NF-Spannung geringer. Die Spulen  $L3$  und  $L4$  können auf einem HF-Spulenkörper mit 8 mm Durchmesser im Abstand von 10 bis 12 mm angeordnet werden. Allerdings sind dann zwei Abgleichkerne erforderlich, einer wird von oben, der andere von unten eingeschraubt.



Anschlüsse der verwendeten Transistoren und Dioden:

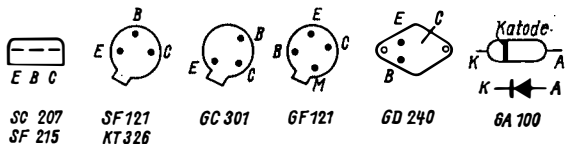


Bild 1 Stromlaufplan eines einfachen Detektorempfängers (a), erweiterte HF-Eingangsschaltung in Form eines induktiv gekoppelten Bandfilters (b)



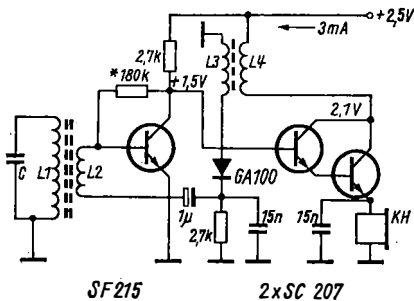


Bild 2  
Stromlaufplan eines Taschenempfängers mit Reflexschaltung und Ohrhörerwiedergabe

## Taschenempfänger mit Ohrhörer

Sehr kleine Taschenradios sind in Form des Detektorempfängers nach Bild 1 nicht zu realisieren. Einmal ist eine Ferritantenne zu wenig wirksam; daraus resultiert nur eine geringe NF-Spannung, die sich mit dem Ohrhörer kaum wahrnehmen läßt. Die mit der Ferritantenne aufgenommene HF-Spannung muß also verstärkt werden, nach der Demodulation ist dann die erhaltene NF-Spannung zu verstärken. Das wird in der Schaltung des Taschenempfängers verwirklicht, den Bild 2 zeigt [2]. Auf der Ferritantenne befinden sich die Spulen  $L_1$  und  $L_2$ .  $L_1$  – 200 Wdg., 0,08-mm-CuL (für Langwelle) bzw. 100 Wdg., 0,08-mm-CuL (für Mittelwelle);  $L_2$  – 8...12 Wdg., 0,08-mm-CuL (für Langwelle) bzw. 5...7 Wdg., 0,08-mm-CuL (für Mittelwelle). Als Ferritantenne sollte eine flache Ausführung mit rechteckigem Querschnitt verwendet werden, etwa 10 mm  $\times$  3 mm Querschnitt und 48 mm Länge. Mit dem Kondensator  $C$  wird der Schwingkreis  $L_1$ - $C$  auf die Senderfrequenz abgestimmt. Bei Festabstimmung auf einen Sender setzt man einen Festkondensator (100...500 pF) ein. Wird ein Drehkondensator vorgesehen, so verwendet man eine Taschensuper-Ausführung, wobei man Eingangs- und Oszillator-Drehkondensator parallel schaltet. Der Transistor  $SF\ 215$  verstärkt die HF-Spannung ebenso wie die *Darlington*-Schaltung, gebildet aus den beiden Transistoren  $SC\ 207$ . Die verstärkte HF steht dann am HF-Übertrager  $L_3/L_4$  (kleiner Ringkern 7 mm Durchmesser;  $L_3$  – 50...60 Wdg., 0,08-mm-CuL;  $L_4$  – 80 Wdg., 0,08-mm-CuL) und wird mit der Ge-HF-Diode  $GA\ 100$  demoduliert. Über den Elektrolytkondensator  $1\ \mu\text{F}$  und  $L_2$  gelangt die NF-Spannung an die Basis des Eingangstransistors, sie durchläuft nun den gleichen Verstärkerweg wie die HF-Spannung. Wegen des großen Frequenzabstands NF-HF läßt sich das durchführen. Solche Schal-

tungen nennt man Reflexschaltungen. Im Ohrhörer (KH) kann dann die Rundfunksendung abgehört werden.

Im Aufbau ist die Schaltung unkompliziert, lediglich  $L1/L2$  und  $L3/L4$  dürfen nicht direkt koppeln. Für die *Darlington*-Schaltung muß man mindestens für den ersten Transistor einen Typ mit sehr geringem Reststrom verwenden. Als Stromversorgung werden in dem Originalgerät zwei runde Kleinstakkumulatoren aus Schwerhörigergeräten verwendet. Das Originalgerät hat die Abmessungen 25 mm  $\times$  50 mm  $\times$  15 mm.

### Anschluß für Kohlemikrofon

Damit ein Kohlemikrofon arbeiten kann, muß es mit einer Batterie in Reihe geschaltet werden. Bei Röhrenschaltungen war es früher noch erforderlich, mit einem NF-Übertrager die im niederohmigen Mikrofonstromkreis entstehende NF-Wechselspannung auf eine wesentlich höhere Impedanz heraufzutransformieren. Bei den niederohmigen Transistorschaltungen ist das nicht erforderlich. Außerdem kann die zusätzliche Mikrofombatterie entfallen, wenn man die Schaltung nach Bild 5 verwendet. Mit dem Basisvorwiderstand 100 k $\Omega$  stelle man einen Kollektorstrom von etwa 1 mA ein. Der Strom durch das Kohlemikrofon wird mit dem Einstellregler 10 k $\Omega$  festgelegt. Am günstigsten ist es, wenn man auf beste Sprachverständlichkeit einstellt.

### Kleiner Mischverstärker

Das Mischen von Tonsignalen ist nicht nur eine Angelegenheit der Disco-Veranstalter. Auch bei Familienfesten oder Brigadeveranstaltungen ergeben sich viele Einsatzmöglichkeiten für einen solchen Mischverstärker. Und will man ein kleines Familien-Hörspiel veranstalten, so ist der Mischverstärker kaum entbehrlich. Bild 4 zeigt

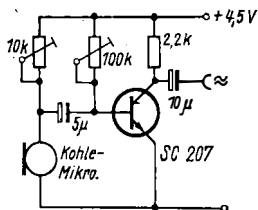


Bild 3  
Anschluß eines Kohlemikrofons an einen Transistorverstärker

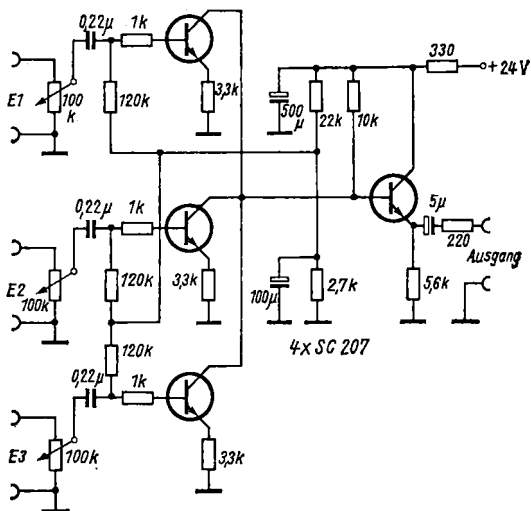


Bild 4 Stromlaufplan eines kleinen Mischverstärkers zum Anschluß von 3 Tonquellen

den Stromlaufplan eines einfachen Mischverstärkers [4]. An die Eingänge E1 bis E3 kann man die Ausgänge eines Plattenspieler, eines Magnetbandgeräts, eines Rundfunkgeräts oder auch ein dynamisches Mikrofon anschließen. Mit den Potentiometern 100 k $\Omega$  lassen sich alle Eingänge zwischen Null und maximaler Lautstärke regeln. Jeder Eingang hat einen eigenen Transistor zur Verstärkung. Im Kollektorkreis werden alle drei Verstärkerstufen parallelgeschaltet. Der nachfolgende Transistor in Kollektorschaltung bringt keine Verstärkung, er wirkt nur als Anpassungsstufe.

Befindet sich am Eingang E1 ein dynamisches Mikrofon, am Eingang E2 ein Plattenspieler und am Eingang E3 ein Magnetbandgerät, so kann man jeweils zwei Signale mischen. Ist der Regler E1 voll aufgedreht, und die beiden anderen stehen auf Null, so lassen sich über den Verstärker Mikrofondurchsagen ausführen. Musikalisch untermalen kann man diese Durchsage, wenn man die Regler E2 oder E3 etwas aufdreht. Dazu muß der Plattenspieler oder das Magnetbandgerät ein entsprechendes Musiksignal abgeben.

## Einfaches elektronisches Musikinstrument (Xylofon)

In [5] sind grundlegende Ausführungen zu einfachen elektronischen Musikinstrumenten enthalten, so daß sich weitere Beschreibungen erübrigen. Bild 5 zeigt die Schaltung eines einfachen Xylofons auf elektronischer Basis [6]. Die Transistoren T1 und T2 bilden eine Multi-vibratorschaltung im hörbaren NF-Bereich. Die Kondensatoren 470 pF bis 10 nF liegen mit einem Ende an Kontakten.

Mit einem Griffel (isolierter Draht mit Metallspitze) werden die Kontakte berührt und der entsprechende Stromkreis geschlossen. Nach dem Lautstärkereglер 2,2 k $\Omega$  folgt ein sehr einfacher NF-Verstärker in direktgekoppelter Komplementärschaltung.

Die Tonhöhe ist abhängig von der Kapazität des Kondensators zwischen der Basis von T2 und Kollektor von T1. Die nachfolgende Aufstellung gibt die Frequenzen an, die mit den angegebenen Kapazitätswerten erreicht werden sollen:

c <sup>1</sup> - 261,6 Hz	g <sup>1</sup> - 392,0 Hz,
d <sup>1</sup> - 293,7 Hz	a <sup>1</sup> - 440,0 Hz,
e <sup>1</sup> - 329,7 Hz	h <sup>1</sup> - 493,9 Hz,
f <sup>1</sup> - 349,2 Hz	c <sup>2</sup> - 523,2 Hz.

### Einfache Prüfmittel für den Amateur

Es sind durchaus keine komplizierten Meßgeräte erforderlich, um einfache Empfänger- oder Verstärkerschaltungen «zum Spielen» zu bringen. W. G. Borisow beschreibt in [7] einige einfache Schaltungen,

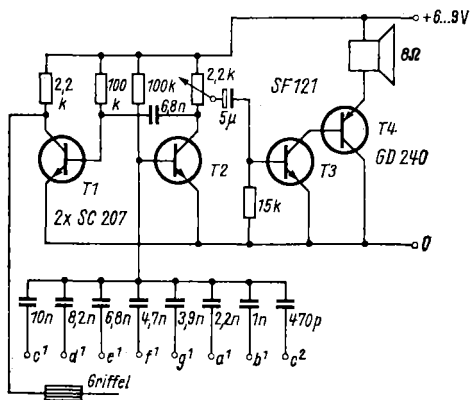


Bild 5  
Stromlaufplan für ein  
einfaches elektronisches  
Musikinstrument  
(Xylofon)

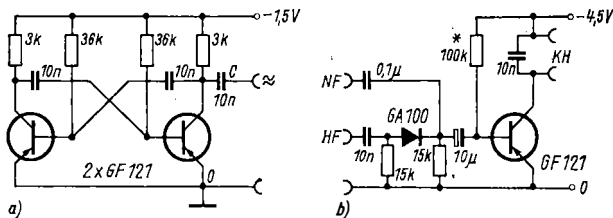


Bild 6 Stromlaufpläne für einfache Prüfgeräte; a - Multivibrator-Signalgeber, b - Signalverfolger

die auch vom Anfänger realisiert werden können. Bild 6a zeigt den Stromlaufplan eines Multivibratorprüfstifts, dessen Grundfrequenz bei etwa 1000 Hz liegt. Da Multivibratorschwingungen sehr viele Oberwellen haben, kann man mit dem Signal des Multivibrators sowohl NF-Verstärkerstufen als auch Empfängerstufen überprüfen. Mit der Überprüfung einer Geräteschaltung beginnt man z. B. bei der Lautsprecherendstufe, in dem man das Multivibratorsignal an der Basis des Endstufentransistors einspeist. Im Lautsprecher muß dann das Multivibratorsignal zu hören sein. So geht man Stufe für Stufe bis zum Eingangstransistor vor. Fällt bei einer Verstärkerstufe das Signal aus, so ist diese Stufe defekt. Außerdem muß bei zunehmender Verstärkung des Multivibratorsignals die Lautstärke zunehmen. Unterschiede der Lautstärke lassen also auch auf Fehler in der zu untersuchenden Schaltung schließen. Günstig ist der Aufbau des Multivibrators auf einer kleinen Platine und der Einbau in einen kleinen Alubecher (z. B. von einem Rundfunk-ZF-Bandfilter). An den Ausgangskondensator *C* kommt eine Tastspitze, und die Masseverbindung bildet ein Stück isoliertes Kupferkabel mit einer Krokodilklemme.

Den Prüfungsvorgang in umgekehrter Reihenfolge, also vom Eingang der Schaltung bis zum Ausgang, nimmt man mit einem Signalverfolger vor. Bild 6b zeigt eine einfache Schaltung. Der Signalverfolger hat einen Eingang für NF- und einen Eingang für HF-Signale, außerdem einen Ausgang zum Anschluß eines Ohrhörers. Mit der Diode *6A 100* wird die Hochfrequenz gleichgerichtet, so daß man eine aufmodulierte NF-Spannung hören kann. Bei der Überprüfung eines defekten Taschensupers beginnt man z. B. beim HF-Eingangstransistor. Mit dem Drehkondensator des Empfängers stellt man einen Rundfunksender ein, der dann als Signalquelle dient. Man überprüft Stufe für Stufe bis zum Lautsprecher. Bleibt das Sendersignal aus, so ist die Verstärkerstufe des Empfängers davor defekt. Die Signale von HF- und ZF-Stufen führt man an den HF-Eingang des Signalverfolgers, das NF-Signal an den NF-Eingang.

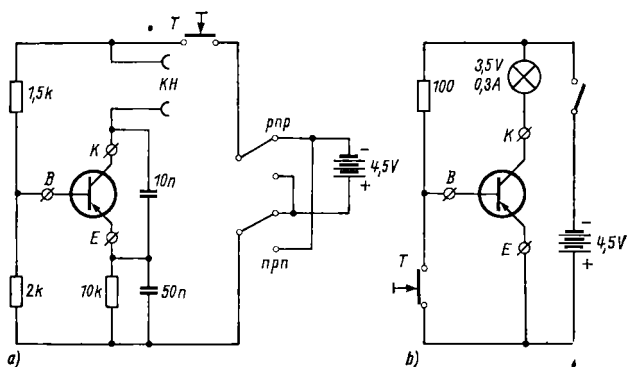


Bild 7 Stromlaufpläne für einfache Prüfgeräte; a – Prüfschaltung für Kleinleistungstransistoren, b – Prüfschaltung für Leistungstransistoren

Ein wichtiges Prüfproblem für den Elektronikamateur ist das Prüfen von Transistoren. Die meisten der veröffentlichten Transistorprüfgeräte benötigen ein empfindliches Strommeßwerk, das meist dem Anfänger nicht zur Verfügung steht. Bild 7a zeigt, daß sich das Prüfen von Transistoren auch mit einem Ohrhörer durchführen läßt. Der zu prüfende Kleinleistungstransistor (pnp-Typ bzw. npn-Typ) wird in einer NF-RC-Oszillatorschaltung betrieben. Schließt man den Tastenschalter T und ertönt im Ohrhörer ein Ton von etwa 800 bis 1000 Hz, so ist der Transistor in Ordnung. Allerdings erhält man keine Aussage über den Reststrom des Transistors und über seine

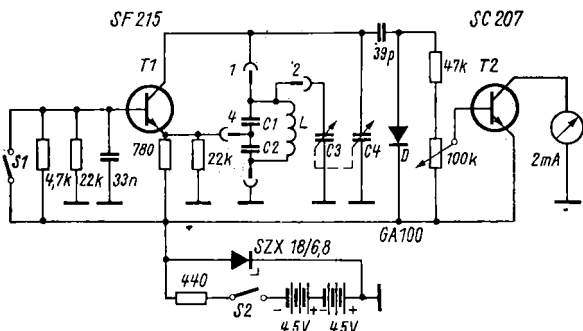


Bild 8 Stromlaufplan für ein vielseitig einsetzbares Dip-Meter

**Tabelle Werte für die Steckspulen des Dip-Meters (Bild 8)**

Frequenzbereich in MHz	Windungen	C1 in pF	C2 in pF
2,7...4,1	12	300	1000
4,0...7,0	9	220	330
6,9...13,0	4,5	120	300
12,0...22,0	2	40	120

Spulenkörper-Durchmesser 30 mm

Draht: 0,4-mm-CuL

Stromverstärkung. Aber das ist in vielen Fällen auch gar nicht erforderlich. Die Schaltung nach Bild 7b verwendet man zum Prüfen von NF-Leistungstransistoren (pnp-Typ). Für npn-Leistungstransistoren muß man die Batterie umpolen. Wird der Tastenschalter *C* geschlossen und leuchtet die Lampe auf, so ist der Transistor in Ordnung. Kleinleistungstransistoren darf man mit der Schaltung nach Bild 7b nicht prüfen, da durch den höheren Kollektorstrom der Transistor defekt werden kann. Zum Abschluß der zu prüfenden Transistoren verwendet man für Kleinleistungstransistoren eine dreipolige Transistorfassung. Den Leistungstransistor schließt man über drei kurze Kabel mit Krokodilklemmen an.

### Transistor-Dip-Meter

Das Dip-Meter ist in Amateurreisen als ein universelles Prüfgerät bekannt. Ausführlich hat der Autor die Anwendungsmöglichkeiten in [8] beschrieben. Neben dem Feststellen der Resonanzfrequenz an passiven und an aktiven Schwingkreisen können auch über die Frequenz Kapazitäten und Induktivitäten gemessen werden. Bild 8 zeigt eine einfache Schaltung für ein Dip-Meter, sie läßt sich sehr handlich aufbauen [9]. Der Transistor T1 ist der Oszillator, die einzelnen Frequenzbereiche werden mit Steckspulen realisiert ( $L + C1/C2$ ), siehe Tabelle. Der Drehkondensator C3/C4 stammt von einem Transistortaschensuper. Bei niedrigen Frequenzen werden beide Drehkondensatorpakete parallelgeschaltet. Bei höheren Frequenzen entfällt der Anschluß 2 bei *L*, so daß nur mit *C4* die Frequenzabstimmung vorgenommen wird (Oszillator-Drehkondensatorpaket). Mit der Diode *D* wird die erzeugte Oszillatorspannung gleichgerichtet und über den Gleichstromverstärker T2 vom Meßwerk 2 mA angezeigt. Zur Stromversorgung benutzt man 2 Flachbatterien 4,5 V, wobei die Z-Diode die Betriebsspannung bei 6,8 V stabilisiert.

Mit offenem Schalter *SI* werden passive, mit geschlossenem Schal-

ter SI aktive Schwingkreise gemessen. Am ruckartigen Verändern des Zeigerausschlags erkennt man Resonanzstellen, die Anzeigeempfindlichkeit wird mit dem Potentiometer  $1\text{ M}\Omega$  geregelt. Beim Messen nähert man die Dip-Meter-Spule der Spule des zu messenden Schwingkreises. Passive Schwingkreise entziehen bei Resonanz dem Dip-Meter Energie, der Zeigerausschlag geht zurück. Bei geschlossenem Schalter SI ist der Dip-Meter-Schwingkreis passiv, bei Resonanz nimmt er Energie auf, der Zeigerausschlag nimmt zu. Je loser beim Messen die Kopplung ist, um so genauer wird die Messung. Dazu muß das Dip-Meter in Frequenzwerten geeicht sein.

Die Steckspule weist einen Durchmesser von 30 mm auf, sie hat keinen HF-Abgleichkern, an einem Ende ist ein Röhrenfuß (z.B. PL 36) befestigt. Am Dip-Meter befindet sich an einer Stirnseite eine passende Röhrenfassung, in die die Steckspulen entsprechend eingesteckt werden können. In der Tabelle sind für die einzelnen Frequenzbereiche die Spulendaten und die Kapazitätswerte für  $C1/C2$  angegeben.

## Metronom

Ein Metronom ist ein Tempoanzeiger oder Taktgeber. Bekannt wird es sicher aus der Musik sein, doch dort handelt es sich um ein mechanisches Metronom. Gut einsetzen läßt es sich auch beim Gebeunterricht in der Tastfunkausbildung. Die in Bild 9 gezeigte Schaltung ist ein elektronisches Metronom, für das man nur wenige Bauelemente benötigt. Die Schaltung stellt einen Komplementär-Multivibrator dar, die Impuls-Taktfrequenz kann mit dem Potentiometer  $500\text{ k}\Omega$  im Bereich von 30 bis 240 Impulsen je Minute verändert werden. Über den Lautsprecher sind die Impulse zu hören. Die Stromverstärkung  $\beta$  der Transistoren soll  $\leq 60$  sein. Es gilt weiterhin

$$R1 + R2 > \beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R_L,$$

$$f = \frac{1}{0,7 (R1 + R2) \cdot C};$$

$R$  in  $\text{M}\Omega$ ,  $C$  in  $\mu\text{F}$ ,  $f$  in s.

## Sirene

Die in Bild 10 gezeigte Schaltung ist eine Multivibratorschaltung mit zwei Besonderheiten. Im Kollektorkreis von T2 liegt ein NF-Ausgangsübertrager mit Lautsprecher. Der Transistor T1 ist gesperrt,



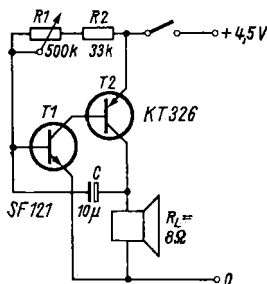


Bild 9  
Stromlaufplan für ein einfaches Metronom

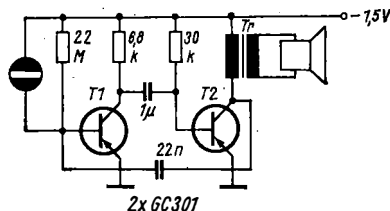


Bild 10  
Stromlaufplan für eine einfache Sirene

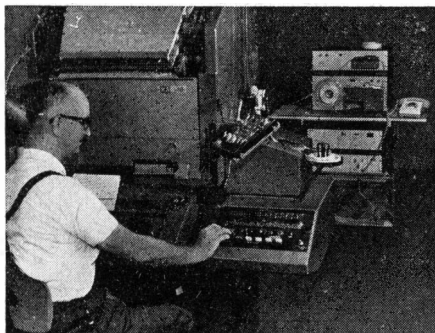
da sein Basisvorwiderstand den hohen Wert von 22 M $\Omega$  hat. Überbrückt wird dieser Widerstand mit einem Berührungskontakt, bestehend aus zwei kleinen nebeneinanderliegenden Metallflächen. Berührt man diesen Kontakt nicht mit dem Finger, so arbeitet die Multivibratorschaltung nicht. Erst wenn durch den Körperwiderstand einer Fingerkuppe der Basisvorwiderstand erniedrigt wird, schwingt die Schaltung. Die Tonhöhe ist abhängig vom Ohmwert des Basisvorwiderstands. Durch entsprechenden Druck auf den Berührungskontakt könnte man also auch musikähnliche Töne erzeugen! Die Einsatzgebiete für diesen Signalgeber sind vielseitig.

#### Literatur

- [1] Rózsa, S.: Rundfunk-Adapter, *Rádiótechnika*, Heft 5/1975, Seite 244 bis 246
- [2] Abarichin, W.: Reflex-2-V-2 mit Darlington-Transistorpaar, *RADIO*, Heft 3/1975, Seite 48
- [3] Couf, A.: Einfacher Verstärker für Kohlemikrofon, *Amaterske Radio*, Heft 3/1975, Seite 86
- [4] Rózsa, S.: Transistorisierte Verstärker, *Rádiótechnika*, Heft 8/1975, Seite 385 bis 387
- [5] Schubert, K.-H.: Einfache elektronische Musikinstrumente, *Elektronisches Jahrbuch 1977*, Militärverlag der DDR, Berlin 1976, Seite 240 bis 249
- [6] Kellner, L.: Praktische Elektronikschaltungen, *Amaterske Radio*, Ausgabe B, Heft 1/1976, Seite 21

- [7] *Borisow, W.*: Prüfgeräte, RADIO, Heft 11/1975, Seite 56 bis 58
- [8] *Schubert, K.-H.*: Universalmeßgerät Dip-Meter mit Halbleiterbestückung, Elektronisches Jahrbuch 1975, Militärverlag der DDR, Berlin 1974, Seite 171 bis 183
- [9] *Hellebrand, J.*: Transistorisierter Resonanzmesser, Amaterske Radio, Ausgabe A, Heft 8/1976, Seite 308 bis 310
- [10] *Johanovsky, A.*: Elektronisches Metronom, Amaterske Radio, Heft 3/1975, Seite 89
- [11] *Koleb, J.*: Elektronische Sirene, Radio-Fernsehen-Elektronik (Sofia), Heft 6/1976, Seite 31/32

## ELEKTRONIK-SPLITTER



### Setzmaschinen über DFE 200 ferngesteuert

Eine interessante und nicht alltägliche Einsatzmöglichkeit der Datenfernübertragungsanlage DFE 200 zeigt das Bild: Ihre Integration in ein rechnergestütztes System zur Automatisierung der Satzherstellung für Zeitungen und Zeitschriften. Diese Lösung, die eine höhere Effektivität in Setzereien gewährleistet, wurde gemeinsam von der UdSSR, der Volksrepublik Polen und der DDR entwickelt und aus Erzeugnissen dieser Länder realisiert. Sie sieht vor, daß der Text und alle dazu erforderlichen satztechnischen Informationen auf einem Primär-Endlos-Lochstreifen erfaßt werden, während gleichzeitig eine Klarschrift zur Ausführung erforderlicher Korrekturen entsteht. An Hand der Klarschriftkorrektur wird ein Korrekturlochstreifen hergestellt, dessen Informationen in einem Kleinrechner aufbereitet werden. Die im Rechner erarbeiteten Steuerlochstreifen können nicht nur Schnellsetzmaschinen «am Ort» steuern, sondern lassen sich auch mit der Datenfernübertragungseinrichtung DFE 200 an weitere Standorte automatischer Setzmaschinen übertragen. Dadurch wird bei zentraler Texterfassung und Textaufbereitung die dezentrale Satzherstellung möglich.

Die Datenfernübertragungseinrichtung DFE 200 eignet sich nicht zuletzt deshalb besonders für den Einsatz in dem rechnergestützten Satzsystem, weil das ihr zugrunde liegende Baukastenprinzip ermöglicht, auf einzelne Geräte der DFE 200 zu verzichten, so z. B. bei Richtungsbetrieb einseitig auf Lochbandleser bzw. Lochbandstanzer. Weiterhin ist es durch Umschalten einer DFE 200 möglich, von einer entsprechend vorbereiteten unbesetzten Gegenstelle Daten anzufordern oder ihr zu übertragen.

# Belichtungsmeßgerät für Foto- Vergrößerungsarbeiten

*Dietmar Hofmann*

Angeregt durch den Beitrag in [1], wurde ein Meßgerät zur Bestimmung der Papiergradation gebaut, das den in [1] dargelegten Prinzipien entspricht, jedoch in seinem Aufbau wesentlich einfacher, kleiner und preiswerter ist. Da die in obengenanntem Beitrag angeführten Voraussetzungen zum Einsatz des Meßgeräts, nämlich

- Verwendung immer des gleichen Entwicklertyps in gleicher Verdünnung,
- Konstanthaltung der Entwicklerbadtemperatur,
- Verwendung immer der gleichen Papiersorten,

schon seit Jahren als richtig erkannt und praktiziert wurden, ließ sich das Meßgerät lückenlos in das Arbeitsprinzip des Verfassers einfügen. Bei der nachfolgenden Beschreibung des Meßgeräts wird die Kenntnis der Arbeitsweise des in [1] beschriebenen Verfahrens vorausgesetzt.

Das wichtigste Bauelement ist der Fotowiderstand. Auf seine Daten muß die gesamte Schaltung ausgerichtet werden. Da die Beschaffung des in [1] empfohlenen Fotowiderstands des Typs *CdS 8* nicht möglich war, mußte auf ein ausländisches Exemplar unbekanntes Herstellers und unbekannter technischer Daten zurückgegriffen werden. Es handelt sich dabei um einen Typ in rundem Metallgehäuse, das mit glasklarem Kunstharz ausgegossen ist. Seine Meßfläche beträgt etwa  $6\text{ mm} \times 6\text{ mm}$ . Die Kennlinie des Fotowiderstands wurde in der Dunkelkammer durch Belichtung mit dem Vergrößerungsgerät aufgenommen. Schon die ersten Versuche zeigten, daß dieser Fotowiderstand wesentlich niederohmiger als der *CdS 8* war!

Bei einer Spannung von 6 V wurden mit einem Milliamperemeßwerk die den Blenden 2,8 bis 16 des Vergrößerungsobjektivs zugeordneten Innenwiderstände des Fotowiderstands (unter Berücksichtigung des Meßwerkwiderstands) ermittelt.

Um den Meßbereich der geschilderten Anordnung zu erweitern, wurde die Grundhelligkeit beim Messen durch ein Graufilter ver-

**Tabelle 1 Messung ohne Graufilter**

Helligkeit	Blende	Widerstand
32	16	8,2 k $\Omega$
16	11	5,25 k $\Omega$
8	8	3,85 k $\Omega$
4	5,6	2,73 k $\Omega$
2	4	2,00 k $\Omega$
1	2,8	1,54 k $\Omega$

**Tabelle 2 Messung mit Graufilter**

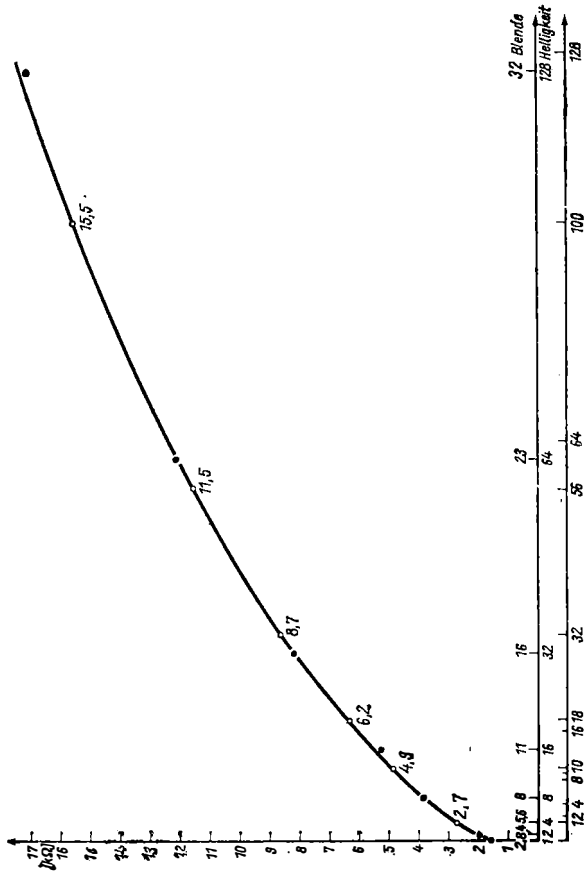
Helligkeit	Blende	Widerstand
	16	nicht ermittelt
	11	nicht ermittelt
256	8	etwa 30 k $\Omega$
128	5,6	17,4 k $\Omega$
64	4	12,1 k $\Omega$
	2,8	8,2 k $\Omega$

ringert, das so ausgewählt war, daß bei Blendeneinstellung 2,8 am Vergrößerungsobjektiv der Widerstand des Fotowiderstands genauso groß war wie bei Blende 16 ohne Graufilter. Auf diese Weise ergibt sich Tabelle 2, die sich exakt an die Meßreihe der Tabelle 1 anschließt. Die Grundhelligkeit hätte auch durch Vorschalten eines Widerstands vor die Lampe des Vergrößerungsgeräts verringert werden können. Um den Einfluß von Nichtlinearitäten in der Spektralempfindlichkeit des Fotowiderstands zu umgehen, der sich eventuell bereits durch geänderte Farbtemperatur der Lampe bemerkbar macht, wurde die Verwendung des Graufilters vorgezogen.

Da sich die Helligkeiten beim Sprung von einer Blendenzahl zur nächsten jeweils verdoppeln, läßt sich entsprechend der ersten Spalte in Tabelle 1 und in Tabelle 2 eine einfache Zuordnung zwischen Helligkeit und Widerstand treffen. Bild 1 zeigt die Empfindlichkeitskurve des Fotowiderstands, die nicht so linear ist, wie die in [1] für den CdS 8 angegebene. Auf der Grundlage der in [1] empirisch ermittelten Helligkeitsumfänge für die einzelnen Fotopapierarten (s. Tabelle 3), die etwa auch den Angaben in der Literatur entsprechen, wurden nun die zugehörigen Widerstände aus der Empfindlichkeitskurve des Fotowiderstands Bild 1 ermittelt. Dabei wurde der Helligkeitswert 1 nicht mehr der Blende 2,8 zugeordnet, sondern in Richtung der X-Koordinate zur Blende 5,6, d.h. in die Mitte der Blendenreihe des Vergrößerungsobjekts verlegt, um später beim praktischen

**Tabelle 3 Helligkeitsumfang für Fotopapiere**

Gradation	Widerstände nach Wahl	Helligkeitsumfang
EH	0,5 MΩ : 5 MΩ	1 : 10
H	0,5 MΩ : 9 MΩ	1 : 18
N	0,5 MΩ : 16 MΩ	1 : 32
S	0,5 MΩ : 28 mΩ	1 : 56
W	0,5 MΩ : 50 MΩ	1 : 100



*Bild 1 Empfindlichkeitskurve des Fotowiderstands*

**Tabelle 4 Zuordnung der Meßwiderstände**

Schwarzwert	2,7 k $\Omega$
Weißwert EH	4,8 k $\Omega$
Weißwert H	6,2 k $\Omega$
Weißwert N	8,7 k $\Omega$
Weißwert S	11,5 k $\Omega$
Weißwert W	15,5 k $\Omega$

Arbeiten den nötigen Spielraum bei der Einstellung des Schwarzwertes zu erhalten. In Tabelle 4 ist die Zuordnung der auf diese Weise ermittelten Meßwiderstände zu sehen. Der Schwarzwert entspricht dabei nicht dem absoluten Schwarzwert, sondern dem des bildwichtigsten dunkelsten Details (Schattenzeichnung).

Da entsprechend dem Verfahren in [1] die Grundhelligkeit des jeweiligen Einzelnegativs durch Auf- oder Abblenden des Objektivs immer entsprechend dem Wert von 2,7 k $\Omega$  eingestellt wird, ist praktisch kein Einfluß der Nichtlinearität der Empfindlichkeitskurve des verwendeten Fotowiderstands auf die Messung vorhanden: Er würde sich lediglich durch die gewählte digitale Anzeige im Grenzbereich zwischen den jeweiligen Papiersorten bemerkbar machen. In diesem kurzen Stück ist jedoch die Empfindlichkeitskurve hinreichend linear.

### Die Meßschaltung

Der gegenüber dem *CdS* 8 relativ niederohmige Fotowiderstand ermöglicht die Verwendung einer Transistorschaltung. Am einfachsten wäre jedoch eine Brückenschaltung ohne aktive Bauelemente mit einem empfindlichen Meßwerk mit Zeigermittelstellung. Da ein solches Meßwerk nicht zur Verfügung stand, wurde es durch ein sogenanntes magisches Band (Anzeigeröhre) vom Typ *PM 84* ersetzt, das zur Zeit in den RFT-Bauelementeläden der Bezirkshauptstädte der DDR preiswert angeboten wird. In Verbindung mit einem kleinen Heiztransformator bietet sich die Schaltung nach Bild 2 an. Der Heiztransformator hat eine 12,6-V-Wicklung mit Mittelanzapfung, an der über einen kleinen Drahtwiderstand von 15  $\Omega$  (*R7*) die Röhrenheizung angeschlossen ist. Die Anodenspannungsversorgung der Röhre erfolgt ohne Gleichrichtung und ohne Spannungskonstanthaltung mit geringstem Aufwand direkt am Netz.

Das Arbeitsprinzip beruht auf Spannungskompensation. Durch einen großen Katodenwiderstand von 26 k $\Omega$  (*R5*) wird das Gitter über den Gitterableitwiderstand *R6* so weit negativ vorgespannt, daß sich die Leuchtbalken bei Belichtung des Fotowiderstands mit

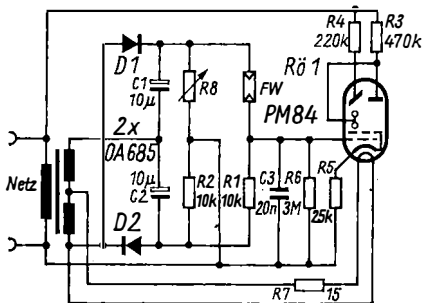


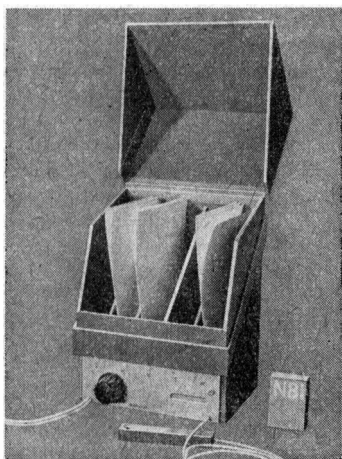
Bild 2 Stromlaufplan für das beschriebene Belichtungsmeßgerät

Blende 5,6 gerade berühren. Mit einem Potentiometer an Stelle von  $R_5$ , das später gegen einen Festwiderstand ausgetauscht wird, läßt sich dessen Wert einfach ermitteln. Gleichzeitig liegt der Gitterableitwiderstand  $R_6$  im Querzweig der aus den Widerständen  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_8$  und dem Fotowiderstand  $FW$  gebildeten Brückenschaltung. Im Abgleichzustand der Brücke, d.h., wenn der Widerstand  $R_8$  dem Widerstand des belichteten Fotowiderstands entspricht, liegt am Gitter die gesamte negative Gittervorspannung, wie sie an  $R_5$  abfällt, und die Leucht balken sind geschlossen. Sobald Differenzen zwischen den Widerständen von  $R_8$  und  $FW$  auftreten, wird ein Teil der Gittervorspannung kompensiert, und die Leucht balken öffnen sich. Die Schaltung schließt nicht aus, daß sich die Leucht balken überschneiden. Da sich die Einstellung jedoch im Gebrauch oft ändert, ist nicht so schnell mit einem Einbrennen auf dem Schirm zu rechnen.

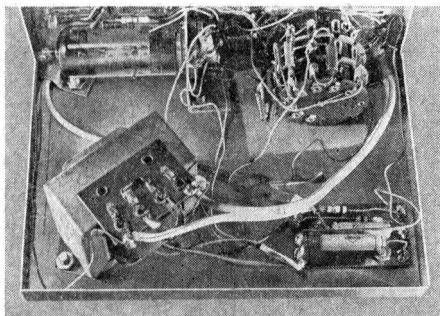
Für die Dimensionierung der Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  wurde im Interesse hoher Brückenspannung ein Wert in der Mitte des verwendeten Kennlinienbereichs des Fotowiderstands gewählt. Darüber hinaus wurde in der Literatur ermittelt, daß Fotowiderstände der verwendeten Bauform für Verlustleistungen von etwa 50...100 mW hergestellt werden. Unter Berücksichtigung dessen und unter Beachtung eines Maximalstroms von knapp 3 mA durch den Fotowiderstand kann die Brücke also mit einer Spannung von etwa 30 V betrieben werden. Diese Spannung wird von der 12,6-V-Wicklung des Transformators durch eine Spannungsverdopplerschaltung gewonnen, die aus den Germaniumdioden  $D_1$ ,  $D_2$  und den Niederspannungselektrolytkondensatoren  $C_1$ ,  $C_2$  besteht.

## Praktischer Aufbau

Das Gerät wurde in einem kleinen, aus Aluminiumblech gefertigten Gehäuse untergebracht. Der Widerstand  $R8$  besteht aus den Festwiderständen gemäß Tabelle 4, die über einen 6stufigen Zweiebenenschalter wahlweise eingeschaltet werden können. Die zweite Schalterebene legt jeweils die Netzspannung an eine Glühlampe, die jedem Papierhärtegrad zugeordnet ist. Die Glühlampen beleuchten von hinten Felder mit der Aufschrift des Papierhärtegrads, die unter den Fächern für das Fotopapier angebracht sind. Durch die Kombination des Meßgeräts mit dem Vorratsbehälter für das Fotopapier können auch im Dunkeln keine Verwechslungen vorkommen, und



*Bild 3*  
Ansicht des aufgebauten Geräts im Vergleich mit einer Streichholzschachtel



*Bild 4*  
Innenansicht des Belichtungsmeßgeräts



die Papiersorte muß nicht einmal abgelesen werden. Bild 3 zeigt das gesamte Gerät mit Fotopapierbehälter für die Formate 7,5 cm × 10,5 cm und 10,5 cm × 15 cm im Größenvergleich zu einer Streichholzschachtel.

### Gebrauch des Gerätes

Die Arbeit mit dem Gerät erfolgt in der in [1] beschriebenen Weise. Der Foto-widerstand, der in einem Griffel untergebracht ist, wird zuerst auf die bildwichtigste hellste Stelle des Projektionsbildes gerichtet. In dieser Stellung wird, wie bereits oben erwähnt, die Grundhelligkeit durch Verstellen der Blende des Vergrößerungsobjektivs abgeglichen, bis sich die Leucht balken des magischen Bandes gerade berühren. Trotz des Wechselspannungsbetriebes der Röhre sind die Leucht balkenkanten sehr scharf, so daß die Einstellung keinerlei Schwierigkeiten bereitet. Dabei muß für  $R_8$  immer der 2,7-k $\Omega$ -Widerstand eingeschaltet sein, dem keine Glimmlampe zugeordnet ist.

Anschließend wird der Fotowiderstand an die dunkelste Stelle des Projektionsbildes gebracht. Dadurch kommt die Brückenschaltung aus dem Gleichgewicht, und die Leucht balken öffnen sich. Beim Durchschalten des Stufenschalters wird die Schaltstellung ausgewählt, bei der sich die Leucht balken am weitesten geschlossen haben bzw. sich am geringsten überschneiden. Dabei leuchtet automatisch die zugehörige Glimmlampe auf, die auf die Verwendung des im Fach über ihr liegenden Fotopapiers hinweist.

Das beschriebene Gerät bedurfte keinerlei Abgleichs oder Justage. Es war sofort nach dem Aufbau betriebsbereit. Schwierigkeiten bereitet der Ausgleich kurzzeitiger Netzspannungsschwankungen, die in erster Linie das Gesamtsystem durch veränderte Lampenhelligkeit stören. In diesem Fall hilft auch keine Spannungskonstanthaltung im Meßgerät. Vielmehr müßte das Meßgerät einschließlich Vergrößerungsgerät an einem Spannungskonstanthalter betrieben werden. Der Einfluß von Spannungsschwankungen auf das Meßgerät allein ist gering, da z.B. eine erhöhte Netzspannung in der Röhre einen erhöhten Strom zur Folge hat, der sich über die dadurch erhöhte negative Gittervorspannung teilweise zurückregelt, so daß die Leucht balken etwas zu weit zugesteuert wären. Das wird aber beim Abgleich durch eine entsprechend erhöhte positive Kompensationsspannung an der Brückenschaltung ungefähr wieder ausgeglichen. Einflüsse von lang anhaltender Unter- oder Überspannung auf das Meßergebnis lassen sich also kaum feststellen.

Anders verhält es sich bei Spannungsänderungen, die zwischen den beiden Meßvorgängen eintreten. Spannungssprünge der Netzspan-

nung von 10 V ergeben dann etwa eine halbe Blende Abweichung. Wer mit solchen Netzspannungsänderungen rechnen muß, sollte im Interesse der einwandfreien Arbeitsweise der Meßanordnung den Aufwand für eine Spannungskonstanthaltung, besonders für die Vergrößerungslampe, nicht scheuen.

Ein weiteres Problem ist der Einfluß der Dunkelkammerbeleuchtung auf das Meßergebnis. Die verwendete indirekte hellgrüne Dunkelkammerbeleuchtung läßt den Fotowiderstand bereits merklich ansprechen. Zur Lösung dieses Problems ist vorgesehen, Versuche mit andersfarbigem Dunkelkammerlicht und mit geringeren Lampenleistungen durchzuführen. Vorläufig wurde dieser Einfluß durch Veränderung des Winkels, unter dem das Licht von der Wand reflektiert wird, auf ein Minimum reduziert.

#### Literatur

- [1] Wahl, G.: Belichtungsgerät für Vergrößerungsarbeiten bei der Schwarz-Weiß-Fotografie, FUNKAMATEUR, Heft 10/1973, Seite 484 bis 488

## Wir klären Begriffe WANDERFELDRÖHRE



# Universelle Warneinrichtung mit integrierten Schaltkreisen

Dr. paed. Lothar König

In vielen Fällen ist es erforderlich, bestimmte Überwachungsfunktionen von einem Gerät ausführen zu lassen. Das gilt für Haushalt und Industrie in gleichem Maße. Der eigentliche Anlaß für die Entwicklung der Warneinrichtung war das Auslaufen eines unbeaufsichtigten Waschautomaten. Einerseits eine peinliche Angelegenheit – aber laut Auskunft der Staatlichen Versicherung gar nicht so selten –, andererseits ist es unzumutbar, den Waschautomaten ständig durch die Hausfrau beobachten zu lassen.

## Schaltungsaufbau

Die Eingangsstufe des Gerätes, die bei Auftreten von Feuchtigkeit eine Spannungsänderung erzeugen muß, wurde [1] entnommen. Auf den dort beschriebenen Einsatz eines Relais sollte jedoch verzichtet werden; für das Abgeben des Warnsignals wurde der NF-Teil eines Kofferempfängers vorgesehen. Von diesen Voraussetzungen ausgehend, entstand die in Bild 1 dargestellte Schaltungskonzeption.

Am Eingang der Kollektorstufe K liegt der Meßfühler. Erreicht das Ausgangssignal von K den Schwellwert des Schmitt-Triggers ST, so spricht dieser an. Er schaltet gleichzeitig zwei Multivibratoren ein, von denen MV1 als Zeitschalter mit  $T \approx 3$  s und MV2 als Tongenerator mit  $f_u \approx 800$  Hz arbeitet. Die Ausgangsspannung von MV1 wird zum periodischen Aufladen und Entladen von C1 und die sich exponentiell ändernde Kondensatorspannung zur Frequenz-

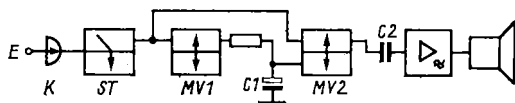


Bild 1 Übersichtsschaltplan der universellen Warnanlage

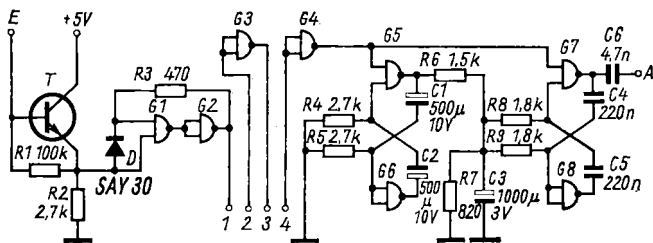


Bild 2 Stromlaufplan der universellen Warneinrichtung

änderung des Tongenerators benutzt. MV2 erzeugt deshalb einen Sirenton, der über  $C2$  einem üblichen NF-Verstärker mit Lautsprecher zugeführt wird.

Um den Aufwand an diskreten Bauelementen gering zu halten, sollen die Teilschaltungen ST, MV1 und MV2 aus TTL-NAND-Gattern aufgebaut werden; je Teilschaltung sind zwei Gatter erforderlich. Da der Schaltkreis  $D 100$  vier Gatter enthält, stehen bei Verwendung von 2 Schaltkreisen noch zwei Gatter zur Verfügung. Sie werden, um vielseitige Einsatzmöglichkeiten der Warneinrichtung zu erhalten, als Negatoren zwischen ST und MV1 geschaltet; Bild 2 zeigt den vollständigen Stromlaufplan der universellen Warneinrichtung.

Bei  $U_E = 2,4 \text{ V}$  schaltet der Schmitt-Trigger G1, G2 ein; seine Hysteresese beträgt etwa  $0,5 \text{ V}$ . Die Negatoren G3 und G4 sind nicht fest verdrahtet, sondern können wahlweise zugeschaltet werden (s. Bild 7).

Die Kapazität der Koppelkondensatoren des Zeitschalters G5, G6 und des Tongenerators G7, G8 wird nach der in [2] entwickelten Frequenzgleichung

$$f \approx \frac{1}{2 \cdot k_1 \cdot C}$$

mit  $k_1 \approx 3,2 \text{ k}\Omega$  berechnet.

$C1$  und  $C2$  müssen danach eine Kapazität von

$$C \approx \frac{1}{2 \cdot k_1 \cdot f} \approx \frac{1}{2 \cdot 3,2 \text{ k}\Omega \cdot 0,33 \text{ Hz}} = 470 \mu\text{F}$$

haben. Am Mustergerät wurde mit  $C1 = C2 = 500 \mu\text{F}$  eine Periodendauer von  $T = 3,25 \text{ s}$  gemessen.

Für  $C4$  und  $C5$  berechnet man

$$C \approx \frac{1}{2 \cdot 3,2 \text{ k}\Omega \cdot 800 \text{ Hz}} = 195 \text{ nF}.$$

Mit  $C4 = C5 = 220 \text{ nF}$  wurden  $f_u = 830 \text{ Hz}$  gemessen. Aus Bild 3 sind der Verlauf der Ausgangsspannung des Zeitschalters G5, G6 und die daraus resultierende Ladespannung von C3 ersichtlich. Mit wachsender Ladespannung wird die Aufladezeit der Koppelkonden-

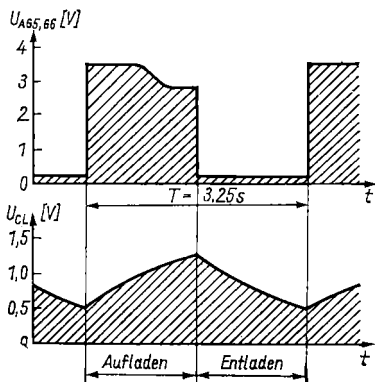


Bild 3  
Ausgangsspannung des Zeitschalters (oben) und daraus resultierende Ladespannung (unten)

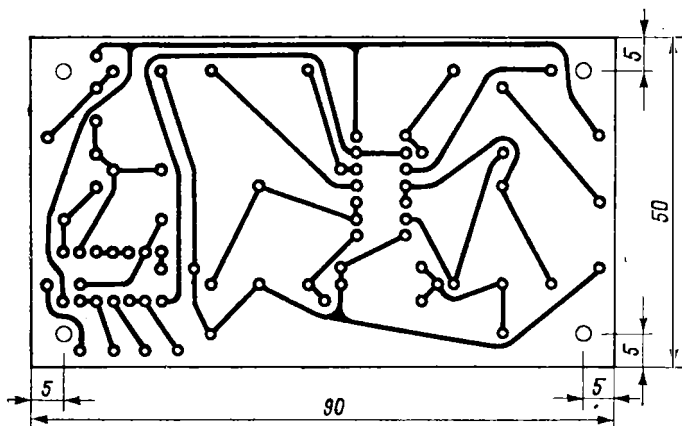


Bild 4 Leitungsführung der Leiterplatte für die Warneinrichtung

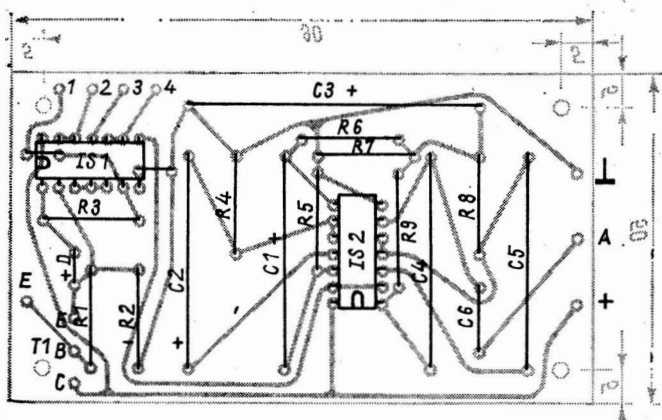


Bild 5 Bestückungsplan der Leiterplatte für die Warcheinrichtung (die Anode der Diode und die Pluspole der Elektrolytkondensatoren sind mit + gekennzeichnet)

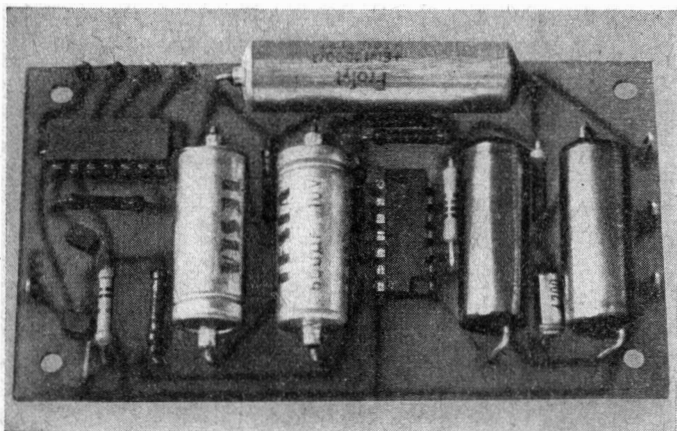
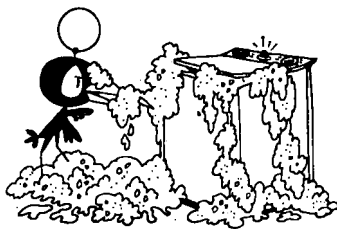


Bild 6 Ansicht der Platine der Warcheinrichtung



satoren  $C4$  und  $C5$  geringer, und die Frequenz steigt an. Als obere Frequenz des Tongenerators wurden  $f_o = 1,6$  kHz gemessen.

Leitungsführung und Bestückungsplan für die universelle Warn-einrichtung geben Bild 4 und Bild 5 wieder; Bild 6 zeigt die fertig bestückte Platine von der Bauelementeseite. Die Schaltung ist für eine Betriebsspannung von  $U_{OC} = 5$  V ausgelegt; sie kann aber durchaus auch mit  $U_{OC} = 4,5$  V (Flachbatterie) betrieben werden.

### Einsatzmöglichkeiten

Zum Auslösen der elektronischen Sirene können sowohl analoge als auch digitale Signale dienen, und zwar in beiden Fällen sowohl vorhandene als auch fehlende Signale. Welche Eingänge im betreffenden Fall zu benutzen und welche Verbindungen herzustellen sind, ist aus der Tabelle in Bild 7 zu ersehen.

Für analoge Signale können an den Eingang der Kollektorstufe die unterschiedlichsten Meßfühler geschaltet werden. Soll eine elek-

Signalart	Anzeige bei	Eingang	Verbindungen
Digitales Eingangssignal	Fehlen	4	—
	Auftreten	2	3-4
Analoges Eingangssignal	Fehlen	E	1-4
	Auftreten	E	1-2 und 3-4

Bild 7  
Anwendungsmöglichkeiten  
der Warneinrichtung  
nach Bild 2

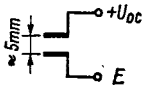


Bild 8  
Flüssigkeitsmeßfühler

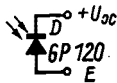


Bild 9  
Lichtmeßfühler

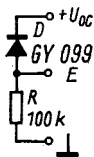


Bild 10  
Temperaturmeßfühler

trisch leitende Flüssigkeit wie Wasser oder Spiritus überwacht werden, besteht der Meßfühler nach Bild 8 lediglich aus 2 Drahtelektroden, deren Abstand nicht größer als 5 mm sein sollte. Für die Helligkeitsüberwachung eignet sich z. B. eine Fotodiode (Bild 9), die noch bei Tageslicht auf ein in 20 cm Entfernung entzündetes Streichholz anspricht.

Ein möglicher Temperaturfühler ist in Bild 10 dargestellt. In diesem Fall wird die Sperrstromerhöhung einer Germaniumdiode ausgenutzt. Weil die Wärme nicht sofort vom Diodengehäuse zum Kristall geleitet wird, treten Ansprech- und Abfallverzögerungen auf. Für das Erwärmen von Raumtemperatur auf die Temperatur der Fingerspitzen ( $\Delta t \approx 10 \text{ K}$ ) sind etwa 20 s erforderlich; 30 s dauert es, bis sich der Kristall wieder auf Raumtemperatur abgekühlt hat.

#### Literatur

- [1] *Jakubaschk, H.*: Das große Elektronik-Bastelbuch, 4. Auflage, Militärverlag der DDR, Berlin 1974, Seite 130 bis 132
- [2] *König, L.*: Zum Zeitverhalten des Univibrators und des Multivibrators aus TTL-NAND-Schaltkreisen, erscheint im II. Halbjahr 1977 in der Zeitschrift FUNKAMATEUR



Ein elektronisch stabilisiertes und regelbares Netzteil ist eine unerläßliche Voraussetzung, um erfolgreich mit Halbleiterbauelementen zu arbeiten. Das Netzteil sollte eine regelbare Spannung bis etwa 40 V (bzw. 2 × 20 V) bei einer Belastung von etwa 2 A mit einer minimalen Brummspannung liefern können und einen geringen Innenwiderstand haben. Es werden Überlastungsschutz (bzw. Strombegrenzung), robuste Konstruktion und universeller Einsatz gefordert.

Der folgende Beitrag beschreibt deshalb den Aufbau eines stabilisierten Doppelnetzteiles mit Operationsverstärker (OV).

### Grundaufbau

Bild 1 zeigt den gewählten Grundstromlaufplan des Doppelnetzteiles. Die Wirkungsweise der Serienstabilisierung in elektronisch geregelten Netzgeräten sei als bekannt vorausgesetzt. Es werden deshalb nur einige Besonderheiten der ausgewählten Schaltung erläutert.

Der OV nach Bild 1 ist als Umkehrverstärker geschaltet und hat die Aufgabe, die konstante Eingangsspannung (Referenzspannung) mit variablem Verstärkungsfaktor zu verstärken. Infolge der konstanten Strombelastung der Referenzspannungsquelle

$$I_{REF} = U_{REF}/R_2 = \text{const} \quad (1)$$

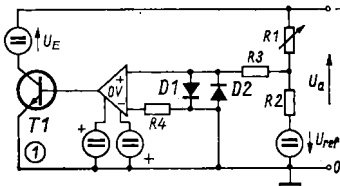


Bild 1  
Grundstromlaufplan eines Netzgeräts mit Kollektorausgang [1]

eignet sich diese Schaltung besonders für den Einsatz von Z-Dioden als Referenzspannungsquelle. Außerdem kann die Ausgangsspannung im Vergleich zur Schaltung des OV als Elektrometerverstärker zwischen 0 und dem Maximalwert eingestellt werden. Die Ausgangsspannung läßt sich dabei durch

$$U_A = \frac{R_1}{R_2} \cdot U_{REF} \quad (2)$$

beschreiben.

Die Stabilität der Ausgangsspannung hängt lediglich von der Offsetspannungsdrift des OV und der Stabilität der Referenzspannung ab;

$$\Delta U_A = \Delta U_O + \frac{R_1}{R_2} (\Delta U_O - \Delta U_{REF}) . \quad (3)$$

Den benötigten Ausgangsstrom liefert der hinter dem OV geschaltete Leistungsverstärker T1, der in Emitterschaltung betrieben wird. Die damit verbundene geringe notwendige Ausgangsaussteuerbarkeit des OV (Ausnutzung der Spannungsverstärkung des Leistungsverstärkers T1) gestattet es, seine Betriebsspannung, die wegen starker Schwankungen der unstabilisierten Eingangsspannung  $U_E$  aus getrennten Spannungsquellen geliefert werden muß, niedrig zu halten und somit den Aufwand an die zusätzlichen Spannungsquellen zu verringern.

Den Widerstand  $R_4$  dimensioniert man etwa so groß wie den Schaltungswiderstand am nichtinvertierenden Eingang. Die Eingangsruheströmdrift bewirkt dann keine Eingangsdifferenzspannungsdrift.

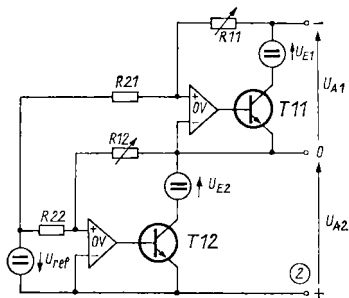
Die Dioden D1 und D2 schützen den Eingang des OV vor Überspannungen.

## Betriebsarten

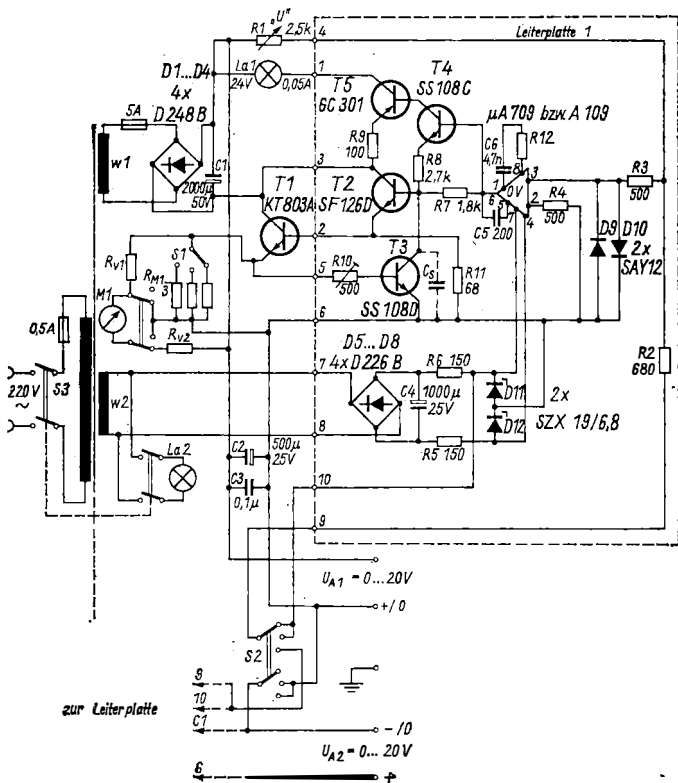
Da für integrierte Schaltkreise oft zwei gleiche oder unterschiedliche Betriebsspannungen benötigt werden, wurde das Netzteil als Doppelnetzteil aufgebaut. Als zusätzlicher Vorteil kommt dabei noch eine günstige Leistungsverteilung auf die Stelltransistoren beim Betrieb des Doppelnetzteiles als Einzelspannungsquelle hinzu.

Das Doppelnetzteil ermöglicht drei Betriebsarten:

- $U_{A1}$  und  $U_{A2}$  galvanisch getrennt und getrennt regelbar,
- $U_{A1}$  und  $U_{A2}$  mit gemeinsamem Nullpunkt und getrennt regelbar,
- $U_{A1}$  und  $U_{A2}$  mit gemeinsamem Nullpunkt; beide Spannungen werden mittels eines Reglers gleichzeitig geregelt (Master/Slave-Betrieb).



**Bild 2**  
Master/Slave-Betrieb des Doppel-  
netztes mit dem Grundstrom-  
laufplan nach Bild 1



**Bild 3** Gesamtstromlaufplan des beschriebenen Doppelnetztes

Bild 2 zeigt die Zusammenschaltung zweier Grundsaltungen nach Bild 1 zum Master/Slave-Betrieb.

Dabei läßt sich beweisen, daß die Beziehung gilt:

$$U_{A2} = \frac{R_{12}}{R_{22}} U_{REF}, \quad (4)$$

$$U_{A1} = \frac{R_{11}}{R_{21}} U_{A2}. \quad (5)$$

Aus Gl. (4) und Gl. (5) ist ersichtlich, daß mit dem Regler  $R_{11}$  das Verhältnis der beiden Ausgangsspannungen eingestellt wird. Der Regler  $R_{12}$  bewirkt die Änderung beider Spannungen gleichzeitig.

### Schaltungsbeschreibung

Bild 3 zeigt den Gesamtstromlaufplan des aufgebauten Netzteiles, wobei der Schaltungsteil für  $U_{A2}$  identisch mit dem aufgezeigten ist.

Die Betriebsspannung für den OV wird aus einer getrennten Wicklung des Transformators gewonnen und mit Z-Dioden stabilisiert. Die stabilisierte positive Betriebsspannung wird gleichzeitig als Referenzspannung benutzt. Als Z-Diode wurden die *SZX 19/6,8* mit einem Temperaturkoeffizienten von  $-0,01 \dots +0,07 \%$ /grd und einem Z-Widerstand von  $\leq 8 \Omega$  (bei  $I_z = 5 \text{ mA}$ ) eingesetzt, um ein günstiges Temperaturverhalten und gute Stabilität zu erreichen. Eine nochmalige Stabilisierung erhöht zwar die Konstanz der Referenzspannung, hat sich aber für die gestellten Forderungen als unnötig erwiesen.

Als Stellglied wird ein *Darlington*-Leistungsverstärker eingesetzt. Als Leistungstransistor T1 ist der *KT 803 A (B 30 \dots 100)* eingesetzt. Seine Daten sind:  $I_C = 10 \text{ A}$ ,  $U_{CER} = 60 \text{ V}$ ,  $P_C = 60 \text{ W}$ . Der Transistor T2 sollte eine Verlustleistung von etwa  $0,5 \text{ W}$  aufweisen, da er den immerhin recht hohen Basisstrom für T1 liefern muß. Für T2 wurde deshalb ein *SF 126* mit hoher Stromverstärkung ausgewählt, um auch den OV-Ausgang wenig zu belasten.

Etwaige Schwingerscheinungen der Regelstufe können durch den Kondensator  $C_s$  vermieden werden.

Bei Experimenten oder Reparaturen geschieht es oft, daß Kurzschlüsse und Überlastungen auftreten, die das Stellglied gefährden. Um dieses zu vermeiden, wurde mit T3 ein kurzschlußfester Überlastungsschutz eingebaut, der beim Erreichen eines vorwählbaren Ausgangsstroms auf Konstantstrombetrieb schaltet, d.h. den Ausgangsstrom begrenzt. Der Überlastungsschutz arbeitet wie folgt.

Bei kleinen Ausgangsströmen ist der Spannungsabfall an dem Strommeßwiderstand  $R_M$  so klein, daß T3 sperrt. Die Widerstände  $R_M$  und  $R_7$  beeinträchtigen die Spannungsstabilisierung nicht, wenn man die Spannungsmeßleitungen direkt an den Ausgangsklemmen anschließt. Wird der Ausgangsstrom so groß, daß die Spannung an  $R_M$  den Wert  $U_{BEA} \approx 1,2\text{ V}$  überschreitet, leitet T3 und verhindert eine weitere Zunahme des Ausgangsstroms, indem er den Basisstrom von T2 bzw. von T1 begrenzt. Die Stromgrenze ist unabhängig von der eingestellten Ausgangsspannung. Die maximale Ausgangsspannung wird durch die Strombegrenzung nicht verringert. Im Kurzschlußfall tritt jedoch fast die gesamte Spannung  $U_E$  an T1 auf. Die maximal auftretende Leistung über T1 von etwa 45 W verträgt der *KT 803 A* jedoch ohne Bedenken. Mit dem Einstellregler R10 kann die Schaltschwelle des Überlastungsschutzes beeinflusst werden (s. auch Bild 9).

Wenn das Meßgerät M1 einen vernachlässigbaren Stromverbrauch gegenüber dem Strom durch  $R_M$  hat, so sind die Strommeßwiderstände

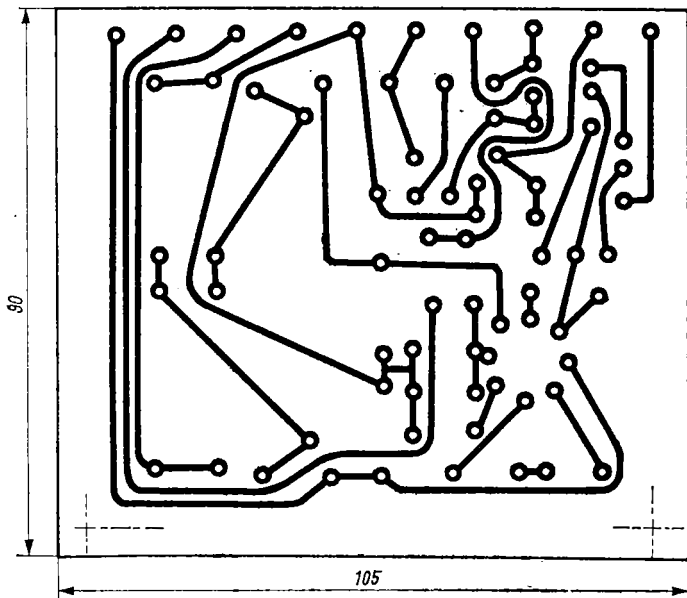


Bild 4 Leitungsführung der Leiterplatten für das Doppelnetzteil

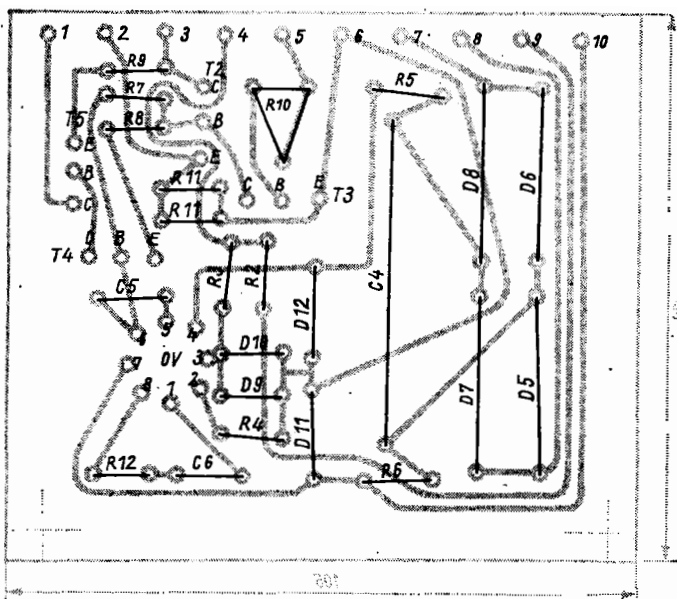


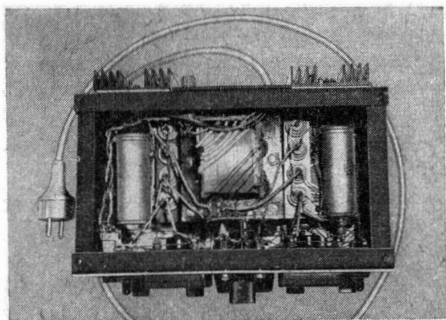
Bild 5 Bestückungsplan der Leiterplatten nach Bild 4

$R_{M1...3}$  gleichzeitig die Shuntwiderstände des Meßgeräts für die einzelnen Strommeßbereiche. Die Strombegrenzung entspricht dann dem Endausschlag des Meßgeräts (die Werte von  $R_{M1...3}$  richten sich nach dem verwendeten Meßwerk).

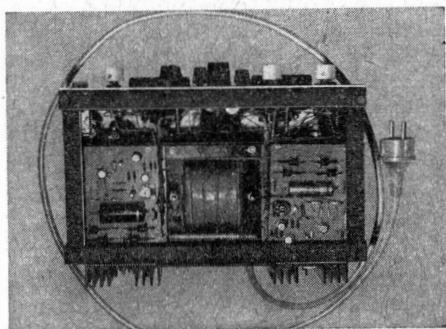
Die Transistoren T4 und T5 bewirken die optische Anzeige des Überlastungszustands. Im Normalfall sind T4 und T5 gesperrt. Beim Erreichen der Stromgrenze wird die Basis von T2 und somit auch der Emitter von T4 negativer. Da sich das Basispotential von T4 nicht ändert, öffnet dieser Transistor, und durch den jetzt fließenden Basisstrom von T5 leitet auch Transistor T5, in dessen Kollektorkreis die Lampe LA 1 aufleuchtet.

### Mechanischer Aufbau

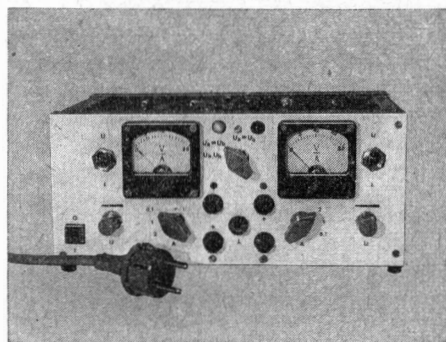
Um das Netzteil so einfach wie möglich aufzubauen, wurde auf ein Chassis verzichtet. Der tragende Rahmen wurde aus Eisenwinkeln zusammengeschraubt. Der Transformator ist zur besseren Masse-



**Bild 6**  
 Ansicht des Netzteiles  
 von oben. In der Mitte  
 der Transformator,  
 rechts und links die  
 Elektrolytkondensatoren  
 2000  $\mu$ F und die  
 Leistungsdioden



**Bild 7**  
 Ansicht der beiden in  
 das Doppelnetzteil ein-  
 gebauten bestückten  
 Leiterplatten (Ansicht  
 der Unterseite)



**Bild 8**  
 Frontansicht des Doppel-  
 netzteiles; links unten -  
 Einschaltleuchtaste, in  
 der Mitte - Betriebs-  
 artenschalter und die  
 optischen Überlast-  
 anzeigen

verteilung in der Mitte des Rahmens auf zwei Eisenwinkeln angeordnet. Die Leistungsdioden und die beiden Elektrolytkondensatoren  $2000 \mu\text{F}/50 \text{ V}$  wurden symmetrisch zum Transformator zu beiden Seiten auf den gleichen Winkeln wie der Transformator befestigt.

In dem frei bleibenden Raum zwischen Frontplatte und Leistungsbau-elementen sind Schalter, Buchsen, Meßgeräte usw. verdrahtet.

Auf der Unterseite des Netzgeräts wurden zwischen die beiden Winkel, die den Transformator tragen, die beiden Leiterplatten geschraubt. Die beiden Kühlkörper mit den Leistungstransistoren *KT 803 A* befinden sich zur guten Wärmeabführung auf der Rückseite des Netzteiles. Wichtig ist dabei, daß die Leistungstransistoren einen guten Wärmekontakt mit den Kühlkörpern haben (Verwendung von Silikonfett zwischen Kühlkörper und Transistor). Die geschwärzten Al-Kühlkörper mit den Abmessungen  $110 \text{ mm} \times 80 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$  weisen Kühlrippen auf und können etwa  $35 \text{ W}$  Wärmeleistung abgeben (bei etwa  $75 \text{ }^\circ\text{C}$  Kühlkörpertemperatur).

Der Rahmen ist mit Autoreparaturlack gespritzt; die Frontplatte mit weißem PUR-Lack gestrichen und mit selbstklebenden Foliebuchstaben beschriftet. Ein Überzug von verdünntem farblosem Nitrolack auf der Frontplatte vermeidet ein Abblättern der Buchstaben und Zahlen.

Die Abmessungen des Doppelnetzteiles sind  $280 \text{ mm} \times 120 \text{ mm} \times 160 \text{ mm}$ . Bild 6 bis Bild 8 veranschaulichen den mechanischen Aufbau.

## Betriebserfahrungen und Meßergebnisse

Das Netzteil wurde mit je drei Überlastbereichen ausgerüstet, die den Ausgangsstrom wahlweise auf  $100 \text{ mA}$ ,  $1 \text{ A}$  oder  $2 \text{ A}$  begrenzen. Der Spannungsverlauf bei Erreichen der Stromgrenze ist in Bild 9 dargestellt ( $I_{\text{L GRENZ}} = 2 \text{ A}$ ). Der Verlauf des Übergangs von Konstantspannungsquelle zur Konstantstromquelle kann durch *R10* beeinflusst werden. Mit dem Regler sollte ein Wert von etwa  $500 \Omega$  eingestellt werden. Dies garantiert ein sauberes Umschalten von Konstantspannung auf Konstantstrom und verhindert außerdem eventuell auftretende Schwingungen beim Konstantstrombetrieb.

Um die Betriebssicherheit des Doppelnetzteiles weiter zu erhöhen, wäre es günstig, noch einen Thermoschutz einzubauen, der beim Erreichen einer bestimmten Gehäusetemperatur der Leistungstransistoren das Netzteil abschaltet. Insbesondere bei der Entnahme hoher Ströme über eine längere Zeit bei niedrigen Ausgangsspannungen würde dieser Schutz die Transistoren *KT 803 A* vor eventuellen thermischen Überlastungen schützen.



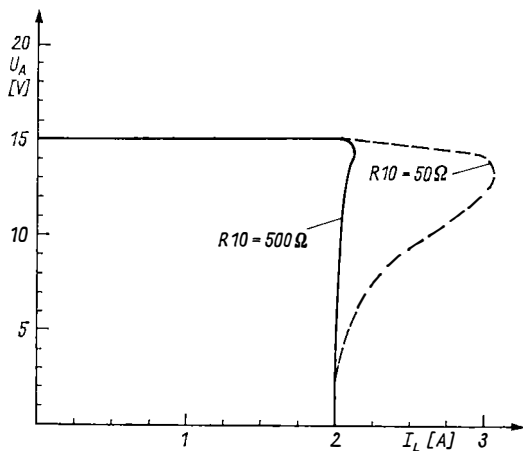


Bild 9 Verlauf der Ausgangsspannung  $U_A$  in Abhängigkeit vom Laststrom  $I_L$  (Strombegrenzung  $I_{L \text{ GRENZ}} = 2 \text{ A}$ )

Die technischen Daten des aufgebauten Netzteiles sind nachstehend aufgeführt.

Besonders gute Ergebnisse wurden hinsichtlich der Restwelligkeit erreicht. So konnte bei  $U_A = 40 \text{ V}$  ( $2 \times 20 \text{ V}$ ) und  $I_L = 2 \text{ A}$  auf einem Oszillografen mit einer Y-Empfindlichkeit von  $5 \text{ mV/cm}$  keine Brummspannung festgestellt werden.

#### Technische Daten des Netzteiles

Ausgangsspannung	$2 \times (0 \dots 20) \text{ V}$
Belastbarkeit	$2 \text{ A}$
Innenwiderstand	$0,08 \Omega$
Restwelligkeit	nicht feststellbar (s. Text)
Spannungskonstanz bei $\pm 10\%$	
Netzschwankungen	$\pm 0,1\%$

#### Wickeldaten des verwendeten Transformators (Kern EI 106a)

primär	$220 \text{ V}$ , $770 \text{ Wdg.}$ , $0,6\text{-mm-CuL}$
sekundär	$2 \times 22 \text{ V}$ , $2 \times 80 \text{ Wdg.}$ , $1,2\text{-mm-CuL}$
	$2 \times 15 \text{ V}$ , $2 \times 54 \text{ Wdg.}$ , $0,3\text{-mm-CuL}$

#### Literatur

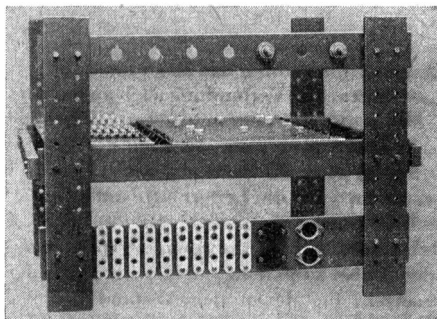
- [1] Tietze, U./Schenk, Ch.: Halbleiterschaltungstechnik, Berlin, Heidelberg, New York, Springer Verlag 1969
- [2] Schubert, K.-H.: Der Operationsverstärker und seine Anwendung, Elektronisches Jahrbuch 1974, Militärverlag der DDR, Berlin 1973

Zur Erprobung von Halbleiterschaltungen und zum Experimentieren werden sogenannte «Brettschaltungen» aufgebaut. Leider findet man noch bei vielen Elektronik-Amateuren als Brettschaltung ein wahres Chaos von Bauteilen und Drähten, was der ansonsten modernen Technik widerspricht. Fehlanschlüsse und Wackelkontakte sind die Folge. Möglichkeiten, Ordnung in das Chaos zu bringen, bieten Lötösenleisten, Lochrasterplatten und Universalleiterplatten. In [1] und [2] werden einige Varianten vorgestellt. Bei umfangreichen Schaltungen jedoch wird der Aufbau trotzdem recht unübersichtlich. Es soll deshalb eine Möglichkeit vorgestellt werden, die die angegebenen Varianten vereint, einen übersichtlichen Aufbau gewährleistet und sich auch beliebig erweitern läßt. Dabei sollen die Ausführungen nur auf das Prinzip beschränkt werden.

### Die Grundausrüstung

Das Grundgestell besteht aus vier Streben (als Füße), in deren Mitte ein Rahmen festgeschraubt ist. Der Rahmen hat von oben und unten Löcher mit M3-Gewinde, um die wesentlichsten Zusatzteile festzuschrauben zu können. Die Anordnung des Rahmens erlaubt es, das Gestell umzudrehen, um bequem von allen Seiten an die Schaltung heranzukommen. Das ist vor allem bei der Bestückung von Leiterplatten günstig. Dieses Prinzip wurde aus [3] übernommen.

In die Füße sind Löcher im Abstand von 20 mm gebohrt, so daß der Rahmen beliebig nach oben und unten versetzt und Zusatzteile angebracht werden können. Die Versetzung des Rahmens ist bei Bauteilen notwendig, die sonst über die Füße hinausragen würden (Röhren, Transformatoren). Auch die Seitenteile des Rahmens sind mit einigen Löchern versehen, um seine Breite ändern zu können. Das Gestell läßt sich durch die Verwendung der Schraubverbindungen leicht demontieren und auf diese Weise platzsparend transportieren.



*Bild 1  
Das Experimentier-  
gestell mit der Grund-  
ausstattung*

Als Grundausrüstung wird eine Universalleiterplatte, eine Platte mit mehreren Lötösenleisten, eine Leiste mit 15-mm-Bohrungen für Potentiometer und Schalter sowie eine Buchsenleiste empfohlen. Die Bestückung der Buchsenleiste hängt von den Interessen des Elektronik-Amateurs ab, im allgemeinen benötigt man mehrere Buchsen für Bananenstecker (z. B. Telefonbuchsen), zwei Lautsprecherbuchsen sowie zwei oder mehr Diodenbuchsen. In Bild 1 ist das Grundgestell mit den wichtigsten Teilen dargestellt.

Wer noch mit Elektronenröhren bastelt, braucht als hauptsächlichstes Zubehör eine Platte mit Röhrenfassungen und Lötösenleisten. In diesem Fall ist aber ein Universalchassis günstiger (s. z.B. [1]).

### **Material**

Das gesamte Gestell und einige andere Teile wurden aus PVC-Abfällen hergestellt. Sehr geeignet ist auch Winkelstahl, eventuell kann man die Winkelschienen aus den Spielzeug-Metallbaukästen verwenden. Weiterhin ist auch dickes Pertinax oder notfalls Holz geeignet. Bei diesen Materialien lassen sich allerdings schlechter als bei PVC Löcher in die Schmalkanten bohren, die bei dem Rahmen notwendig sind. PVC weist dagegen den Nachteil auf, bei versehentlicher Berührung mit dem heißen LötKolben sofort zu schmelzen.

### **Die Universalleiterplatte**

Bei der Konzeption der Universalleiterplatte wurde von der üblichen Gestaltung etwas abgegangen. Sie ist mit fünfpoligen Transistorfassungen versehen, für Röhrenschaltungen kann man entsprechende

Röhrenfassungen einsetzen. Die etwas billigeren dreipoligen Transistorsockel eignen sich wenig, da ihre Kontakte 5 mm voneinander entfernt sind, während Miniplasttransistoren das Rastermaß 2,5 mm als Abstand ihrer Anschlüsse haben. Die Verbindung nach außen wird mit Lötösen hergestellt. Steckbare Lötösen für Leiterplatten sind nicht geeignet, da bei jedem Lötvorgang auch das Zinn der Verbindung Leiterplatte-Lötöse flüssig wird. Es werden deshalb Ösen mit 3-mm-Bohrung verwendet, die man auf die Leiterplatte aufschraubt. An diesen Stellen sind die Leiterzüge verbreitert (s. Bild 2).

Im allgemeinen wird als Lochabstand bei Universalleiterplatten das Rastermaß 5 mm verwendet. Dabei kann man jedoch keine liegenden Einstellpotentiometer einsetzen, bei denen der Abstand der Anschlüsse 12,5 mm beträgt. Die kleinen Einstellregler mit 10 mm Abstand sind jedoch schwer im Handel erhältlich. Der Abstand zwischen den Leiterzügen wurde deshalb auf abwechselnd 5 mm und 7,5 mm festgelegt, was beim Anblick der Leiterplatte etwas ungewohnt erscheint. Auf diese Weise ist es jedoch möglich, sämtliche kritischen Widerstände durch übliche Einstellregler zu ersetzen. Die Leiterplatte ist relativ groß (etwa 160 mm  $\times$  260 mm), so daß sich auch umfangreichere Schaltungen verwirklichen lassen.

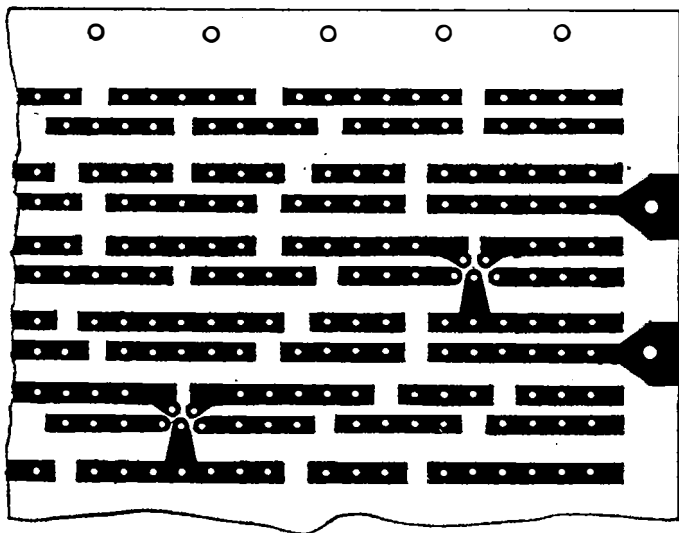
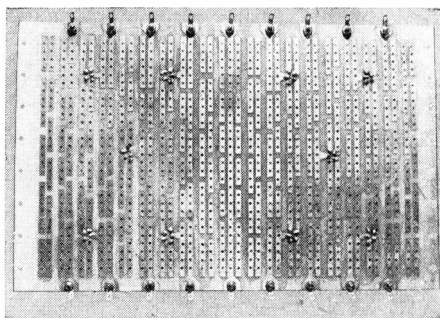


Bild 2 Ausschnitt aus der verwendeten Universalleiterplatte



*Bild 3  
Ansicht der Universal-  
leiterplatte, bereits mit  
Transistorfassungen  
und Lötösen bestückt*

### Erweiterungsmöglichkeiten

Das Experimentiersystem kann durch folgende Teile erweitert werden:

- Platte mit Röhrensockeln,
- unterschiedliche Kühlkörper und -bleche für Dioden und Transistoren,
- Platte mit unterschiedlichen Lampenfassungen,
- Lochrasterplatte,
- Platte mit 20-mm-Bohrungen für stehende Elektrolytkondensatoren,
- Platte mit Steckleisten (z. B. Zeibina-Steckleisten, Messerleisten) für sehr umfangreiche Schaltungen,
- Leiste mit weiteren Buchsen (Koax-Buchsen, Ohrhörerbuchsen, andere Spezialbuchsen),
- Universalleiterplatte mit Sockeln für integrierte Schaltkreise (zur Anfertigung der Sockel siehe [4]),
- Platte mit Lüsterklemmenleisten,
- Leiste mit anderen kleinen Bauteilen (z. B. Sicherungshalter),
- Stabile (Metall-) Platte mit zahlreichen Löchern zum Festschrauben von Transformatoren usw.,
- Platte mit Relaisfassungen,
- Frontplatte mit Aussparungen für Schiebewiderstände,
- Federleisten für das System *Komplexe Amateurelektronik* (s. [5]).

Möglich ist weiterhin die Einbeziehung von Teilen aus Elektronik-Baukästen (*PIKOTRON*). Schließlich kann man auch selbst häufig wiederkehrende Baugruppen (Stromversorgung, Verstärker) aufbauen, die steckbar angeordnet werden.

## Literatur

- [1] *Schubert, K.-H.*: Das große Radiobastelbuch, Militärverlag der DDR, Berlin 1974
- [2] *Oettel, R./Schlenzig, K.*: Gedruckte Schaltungen – ganz einfach, Originalbauplan Nr. 20, Militärverlag der DDR, Berlin 1972
- [3] *Tschljans, G.*: Montageplatte für den Versuchsaufbau, RADIO 52 (1975), Heft 4, Seite 47
- [4] *Schlenzig, K.*: Digitale Schaltkreise für den Anfang, Originalbauplan Nr. 29, Militärverlag der DDR, Berlin 1975
- [5] *Schlenzig, K.*: System Komplexe Amateurelektronik, Originalbauplan Nr. 13, Militärverlag der DDR, Berlin 1972

## ELEKTRONIK-SPLITTER

### Sauberer Tonkopf vermeldet Höhenverluste

Die volle Ausnutzung der durch Bänder und Geräte ermöglichten Wiedergabequalität, besonders der oberen Frequenzgrenze, erfordert bei allen Magnetbandgeräten, gleich ob mit offener Spule oder Kassette, einen engen Kontakt zwischen Magnetband und -kopf. Leider läßt es sich trotz ständig steigender Qualität der Tonträger nicht gänzlich vermeiden, daß beim Vorbeigleiten des Bandes am Kopf ein gewisser Abrieb entsteht, der sich als feiner Staub an diesem absetzt und zur Verringerung des Band-Kopf-Kontaktes führt. Die Folge sind Lautstärke- und Höhenverluste, d.h. dumpfe Musik. So hat man beispielsweise festgestellt, daß sich die Lautstärke eines 10-kHz-Tones um ein Drittel verringert, wenn das Kassettenband durch Ablagerungen auf dem Tonkopf ein tausendstel Millimeter von diesem abgehoben wird.

Jeder Besitzer eines Magnetbandgeräts, vor allem aber eines Kassettenbandgerätes, ist gut beraten, wenn er den Tonkopf regelmäßig reinigt. Nicht erst, wenn Qualitätseinbußen bei der Wiedergabe ein Alarmzeichen setzen, sondern prophylaktisch. Empfohlen wird eine Reinigung nach etwa 40 bis 50, spätestens aber 100 Betriebsstunden. In dieser Zeit gleitet immerhin eine Bandlänge von mehr als 17 km über den Kopf hinweg. Gebiete mit starker Luftverschmutzung oder aggressiver Atmosphäre, ebenso stark verrauchte Zimmer können den Zeitabstand zwischen zwei notwendigen Reinigungen verringern.

Die Tonkopfreinigung selbst ist völlig unproblematisch, erfordert weder Fachkenntnisse noch Spezialwerkzeuge. Benutzt wird ein feines Lappchen; z.B. aus Leinen oder einem anderen nicht fasernden Material, das mit Spiritus befeuchtet wird. Mit dem Lappchen wird der Kopfspiegel vorsichtig abgewischt. Andere Lösungsmittel werden nicht verwendet, da diese meist Kunststoffe angreifen und damit Schäden an Band und Geräteteilen verursachen können. Stärkere Verschmutzungen – zu denen es allerdings gar nicht erst kommen sollte – kann man mit einem Streichholz oder Wattebausch (Ohrtopfer) beikommen – allerdings mit der erforderlichen Vorsicht. Auf keinen Fall dürfen hierfür Metallgegenstände wie Messer, Schere, Schraubenzieher oder Pinzetten verwendet werden. Schon der kleinste, für das Auge gar nicht sichtbare Kratzer am Tonkopf kann beim nachfolgenden Abspielen das Band zerkratzen und unbrauchbar machen.

# Elektronikschaltungen – nicht nur für den Anfänger

*Ing. Dieter Müller*

Wer zum gegenwärtigen Zeitpunkt beginnt, sich mit dem Aufbau von Elektronikschaltungen zu beschäftigen, sollte sich auf moderne Bauelemente orientieren. Als aktive Bauelemente kommen auch unter Berücksichtigung des Angebots und der Preise in erster Linie Siliziumtransistoren in Frage. Darüber hinaus befinden sich in den Bastelkisten und auch beim Handel noch größere Stückzahlen von Germaniumtransistoren. Besonders bei den Leistungstransistoren sind die Germaniumtypen noch zahlreich vertreten. Dieser Beitrag zeigt eine Auswahl von relativ einfachen Schaltungen mit Germanium- und Siliziumtransistoren, die sich vorwiegend auch für Anfänger eignen. Die für den Aufbau und die Inbetriebnahme notwendigen Hinweise werden gegeben. Auf entsprechende Literaturstellen wird hingewiesen.

Vom Aufbau von Schaltungen mit Elektronenröhren sei dem Anfänger abgeraten, selbst wenn ein Angebot stark verbilligter Röhren dazu verlocken sollte. Gegen die Anwendung herkömmlicher (Verstärker-) Röhren spricht neben der Tatsache, daß sie durch den technischen Fortschritt auf dem Gebiet der Halbleiter überholt sind, die aufwendige Stromversorgung, nicht zuletzt wegen der Höhe der erforderlichen Anoden-Betriebsspannung mit der daraus resultierenden Gefährdung.

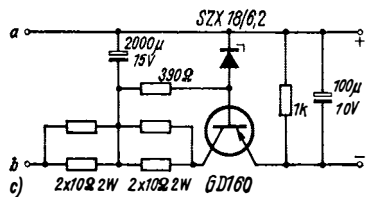
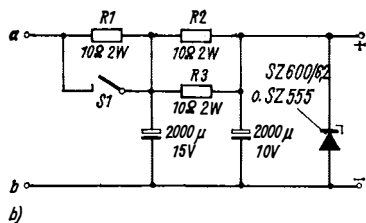
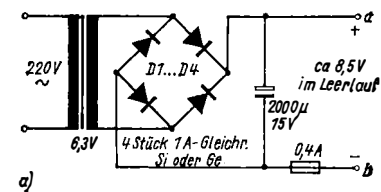
## Stromversorgung

Die ersten Versuche mit Transistoren werden wohl immer mit Batterien durchgeführt. Gut zu handhaben ist die Flachbatterie mit einer Spannung von 4,5 V bzw. von 9 V bei zwei hintereinandergeschalteten Batterien. Durch Hintereinanderschaltung einer entsprechenden Anzahl von Monozellen erhält man nahezu jede für Transistorschaltungen erforderliche Betriebsspannung. Nicht nur wegen der Kosten der Batterien bietet ein Netzteil bei der Erprobung auch von Schaltungen, die für Batteriebetrieb vorgesehen sind, einige Vorteile.

## Netzteile für Versuche mit Transistorschaltungen

Bei allen Elektronik-Eigenbauten bereitet die Anfertigung von Transformatoren die größten Schwierigkeiten. Für die beschriebenen einfachen Netzteile werden handelsübliche bzw. aus handelsüblichen Altgeräten zu gewinnende Netztransformatoren verwendet. Bild 1a bis Bild 1c zeigen die Teilschaltungen eines einfachen Netzteils unter Verwendung eines Heiztransformators mit einer 6,3-V-Wicklung. Den Gleichrichterteil zeigt Bild 1a. Stehen Si-Gleichrichter zur Verfügung (SY 200 o. ä.), können diese frei eingelötet werden. Ge-Gleichrichter (GY 110 o. ä.) sind auf Kühlblechen 40 mm × 40 mm zu befestigen.

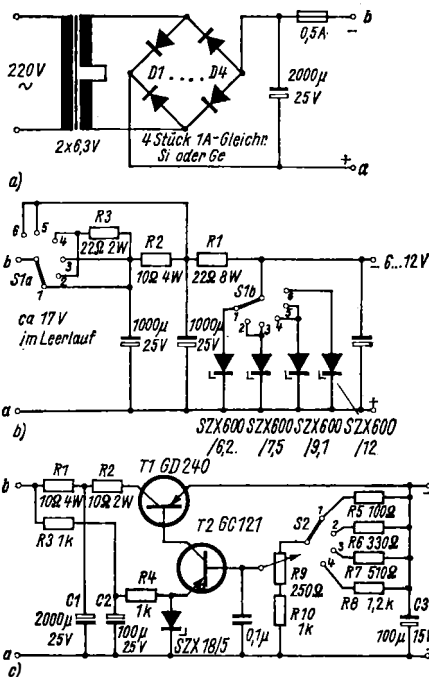
Dem Gleichrichterteil kann eine einfache Z-Diodenstabilisierung (Bild 1b) nachgeschaltet werden. Bei geöffnetem Schalter S1 läßt sich die Schaltung mit etwa 100 mA, bei geschlossenem Schalter mit etwa 200 mA belasten. Die Schaltung ist kurzschlußsicher. Bei einem Kurzschluß fällt die gesamte Gleichspannung an den Siebwiderständen R1, R2 und R5 so lange ab, bis die Sicherung 0,4 A anspricht.



**Bild 1**

*Einfaches Bastel-Netzteil für eine Ausgangsspannung von etwa 6 V; a) Gleichrichterteil, b) einfaches Stabilisierungsteil mit Z-Diode auf Kühlblech 40 mm × 40 mm × 2 mm, c) einfache Transistorstabilisierungsschaltung mit Transistor GD 160 o. ä. auf Kühlblech 100 mm × 100 mm*





**Bild 2**  
 Netzteil für Versuche mit Transistorschaltungen mit umschaltbaren Ausgangsspannungen von 6 bis 12 V; a) Gleichrichterteil, bei Verwendung von Ge-Dioden benötigen diese Kühlbleche von 40 mm × 40 mm, b) einfaches Stabilisierungsteil mit umschaltbaren Z-Dioden, c) einfache Transistorstabilisierungsschaltung, umschaltbar für Ausgangsspannungen von 6 bis 12 V

**Tabelle 1** Werte zu Bild 2a/2b

Schalterstellung S1	Ausgangsspannung	maximaler Laststrom
1	6 V	300 mA
2	7,5 V	150 mA
3	7,5 V	250 mA
4	9 V	100 mA
5	9 V	280 mA
6	12 V	140 mA

**Tabelle 2** Werte zu Bild 2c

Schalterstellung S2	Ausgangsspannung	entnehmbarer Laststrom	
		R2 = 10 Ω	R2 = 5 Ω
1	6 V	420 mA	500 mA
2	7,5 V	350 mA	500 mA
3	9 V	300 mA	400 mA
4	12 V	150 mA	200 mA

Bild 1c zeigt eine einfache Transistor-Serienstabilisierungsschaltung, die sich wahlweise an den Gleichrichterteil Bild 1a anschließen läßt. Die Schaltung gibt je nach verwendeter Z-Diode eine Spannung von 5,9...6,5 V ab und kann bis 200 mA belastet werden. Befindet sich der Transistor auf einem Kühlblech von 100 mm × 100 mm, so ist die Schaltung kurzschlußsicher. Die Sicherung im Gleichrichterteil schützt auch in diesem Fall die Schaltung.

Bild 2 zeigt zwei Varianten von umschaltbaren Netzteilen für Spannungen zwischen 6 V und 12 V. Der Gleichrichterteil in Bild 2a entspricht bis auf die zwei hintereinandergeschalteten Transformatorwicklungen dem von Bild 1a. Es kann eine Z-Diodenstabilisierung mit umschaltbaren Leistungs-Z-Dioden für Spannungen von 6; 7,5; 9 und 12 V bei entsprechenden Vorwiderständen nachgeschaltet werden. Tabelle 1 gibt einen Überblick, welche Spannungen sich bei welchen Lastströmen bei den unterschiedlichen Schalterstellungen von S1 entnehmen lassen. Die Schaltung weist neben der Kurzschlußsicherheit den Vorteil auf, daß alle Z-Dioden auf einem gemeinsamen Kühlblech von 50 mm × 50 mm befestigt werden können.

Bild 2c zeigt eine einfache Transistorregelschaltung, die sich an die Gleichrichterschaltung Bild 2a anschließen läßt. Ihr Vorteil gegenüber den anderen Stabilisierungsschaltungen liegt darin, daß die Ausgangsspannung durch die umschaltbaren Spannungsteilerwiderstände R5 bis R8 grob – und durch R9 fein – auf den gewünschten Wert eingestellt werden kann. Bei den Schaltungen Bild 1b, Bild 1c und Bild 2b hängt die Spannung von der Z-Spannung der verwendeten Dioden ab und kann nicht mehr beeinflußt werden. Die Schaltung ist kurzschlußsicher, wenn T1 auf einem Kühlblech 100 mm × 100 mm befestigt wird. Verkleinert man R2 durch Parallelschalten eines weiteren Widerstands 10 Ω/2 W auf 5 Ω, so vergrößert sich der zu entnehmende Laststrom. Tabelle 2 gibt Auskunft über die zu entnehmenden Spannungen und Ströme. Lassen sich diese Spannungen mit R9 nicht hinreichend genau einstellen, so ist bei zu kleiner Spannung R5 bis R8 zu vergrößern und bei zu großer Spannung zu verkleinern.

## NF-Verstärker für kleine Leistung

Viele Elektronik-Amateure wollen kleine NF-Signalspannungen von unterschiedlichen Quellen wie Rundfunkempfangsteil, Plattenspieler, Mikrophon usw. verstärken und hörbar machen. Nachfolgend werden einige dafür geeignete, nachbaufähige Schaltungen von Verstärkern für eine NF-Leistung bis etwa 1 W beschrieben, die sich mit Batterien oder mit einem der behandelten Netzteile betreiben lassen.

## NF-Verstärker mit Übertrager-Endstufen

Die klassische Transistorendstufe mit Treiber- und Ausgangsübertrager wird von der Industrie kaum noch gebaut. Sie bietet aber für den Anfänger die nicht zu unterschätzenden Vorteile, daß sie übersichtlich und ihre Inbetriebnahme unkompliziert ist und daß Transistoren mit kleiner Stromverstärkung eingesetzt werden können.

Bild 3 zeigt eine Schaltung, ähnlich dem NF-Teil des Koffersupers *R 120*. Als Treiberübertrager kommt der in allen Empfängern der *Stern-Serie* vom *R 110* bis *R 150* (*Elite*) gleichermaßen verwendete Typ in Frage. Bei den Ausgangsübertragern *Tr2* gibt es eine Ausführung für eine NF-Leistung von 1 W bei einer Batteriespannung von 9 V (*R 110*, *Elite*) und eine für 0,5 W (*R 111* und *R 120*); beide lassen sich einsetzen. Die Endtransistoren *T4* und *T3* werden in die an den Ausgangsübertragern angebotenen Kühlschellen eingeschoben. Abweichende Widerstandswerte, die sich beim Betrieb mit den beiden Übertragertypen oder auch mit einer Betriebsspannung von 7,5 V ergeben, sind aus Tabelle 3 zu ersehen. Mit *R13* ist der Ruhestrom von *T3* und *T4* auf etwa 6 mA einzustellen. Dazu ist die  $-U_B$ -Leitung zum Anschluß 2-3 (sw) des Ausgangstransformators aufzutrennen. Die Spannung am Emitter von *T2* soll etwa 1 V betragen. Gegebenenfalls ist *R3* oder *R4* zu ändern. Sollte der Verstärker

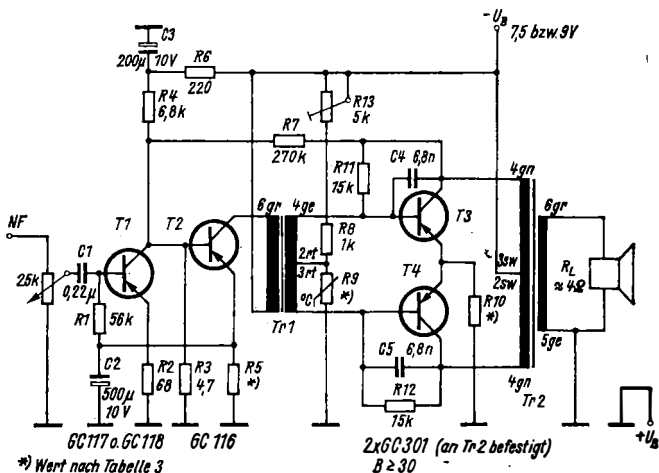


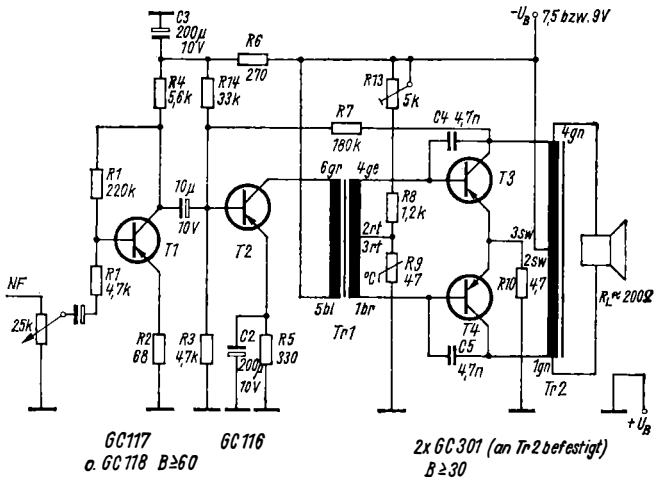
Bild 3 Transistor-Gegentaktverstärker unter Verwendung der Übertrager der Geräte Stern R 110 bis R 120, bzw. R 150, für Betriebsspannungen von 7,5 und 9 V

**Tabelle 3 Werte zu Bild 3**

Ausgangs- transformator- typ	$U_B = 9\text{ V}$		$U_B = 7,5\text{ V}$	
	für 1 W	für 0,5 W	für 1 W	für 0,5 W
R5	330 $\Omega$	560 $\Omega$	330 $\Omega$	470 $\Omega$
R9	33 $\Omega$	47 $\Omega$	33 $\Omega$	47 $\Omega$
R10	1,5 $\Omega$	4,7 $\Omega$	1,5 $\Omega$	4,7 $\Omega$
Erzielbare NF-Leistung	etwa 1 W	etwa 0,5 W	etwa 0,65 W	etwa 0,3 W

schwingen, so verbindet man versuchsweise  $R7$  mit dem Kollektor von T4. Eine ausführliche Beschreibung der Wirkungsweise dieser Schaltung erfolgt in [1].

Bild 4 zeigt eine Abwandlung der Transformator-Gegentaktschaltung, bei der ein hochohmiger Lautsprecher ( $R_L \approx 200\ \Omega$ ), wie er z. B. in der eisenlosen Röhrenendstufe des *Erfurt* verwendet wurde, direkt an die Kollektoren der Endtransistoren T3 und T4 angeschlossen wird. Vom Ausgangsübertrager, wofür sich nahezu jeder Typ eines beliebigen Transistorempfängers eignet (außer von Taschenempfängern), ist nur noch die Primärwicklung zu verwenden. Mit einer Spannung von 9 V wird eine NF-Leistung von etwa 0,6 W erreicht, mit 7,5 V etwa 0,4 W. Die Vor- und Treiberstufen (T1 und T2) der Schaltungen Bild 3 und Bild 4 lassen sich gegeneinander



**Bild 4** Transistor-Gegentaktverstärker unter Verwendung eines hochohmigen Lautsprechers ( $R_L \approx 200\ \Omega$ )

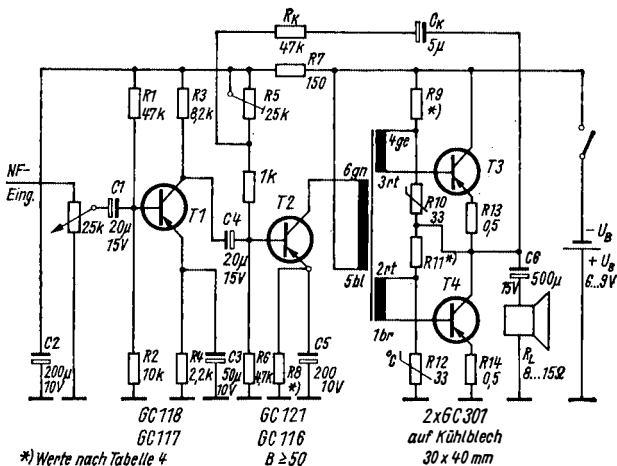


Bild 5 Schaltung eines Gegentaktverstärkers ohne Ausgangsübertrager für Betriebsspannungen von 6 bis 9 V

austauschen. Abweichende Werte für  $R_5$ ,  $R_9$  und  $R_{10}$  sind insbesondere bei Verwendung des 1-W-Übertragers zu beachten. Ähnlich wie in der Schaltung nach Bild 3 ist der Ruhestrom von T3 und T4 auf etwa 6 mA einzustellen. Bei Schwingneigung verbindet man  $R_7$  mit dem Kollektor von T4.

### NF-Verstärker ohne Ausgangsübertrager

Bild 5 zeigt die Schaltung eines NF-Verstärkers mit Treiber-, aber ohne Ausgangsübertrager [2]. Auch für diese Schaltung eignet sich der Treibertransformator der Stern-Serie, da er zwei getrennte Sekundärwicklungen hat. Mit einer Betriebsspannung von 6; 7,5 oder 9 V und Lautsprecherimpedanzen von 8 bzw. 15  $\Omega$  können NF-Leistungen von 0,3...0,6 W erreicht werden. Durch Ändern der Widerstände  $R_9$  und  $R_{11}$  ist, falls erforderlich, der Ruhestrom von T3 und T4 auf etwa 5 mA bzw. die Mittenspannung (Minuspol C6) auf den Wert der halben Speisespannung einzustellen. Der Ruhestrom von T2 wird mit  $R_5$  eingestellt, wozu man die Spannung am Emitter von T2  $U_{ET2}$  mißt. Der fehlende Ausgangsübertrager hat zur Folge, daß bei einer eisenlosen Endstufe durch die Endtransistoren etwa doppelt so große Ströme fließen wie bei einer Transformator-End-

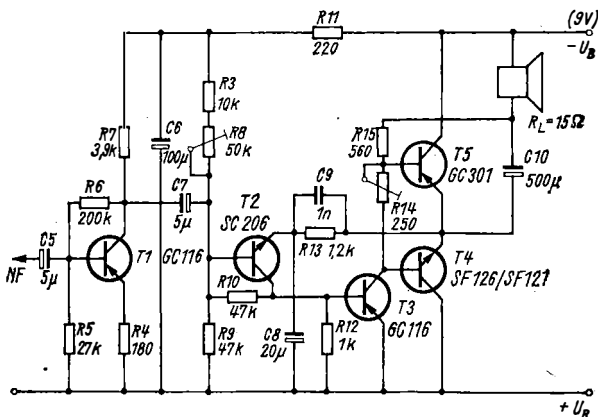
**Tabelle 4 Werte zu Bild 5**

Betriebsspannung	9 V	7,5 V	7,5 V	6 V
Lautsprecherimpedanz	15 $\Omega$	15 $\Omega$	8 $\Omega$	8 $\Omega$
Stromverstärkung	$B \geq 30$	$B \geq 30$	$B \geq 70$	$B \geq 70$
T3 und T4				
NF-Leistung	0,5 W	0,3 W	0,6 W	0,35 W
R9, R11	820 $\Omega$	750 $\Omega$	750 $\Omega$	680 $\Omega$
R8	270 $\Omega$	270 $\Omega$	220 $\Omega$	180 $\Omega$
$U_{ET2}$	1,2 V	1,0 V	0,7 V	0,5 V

stufe gleicher Leistung. Aus Tabelle 4 sind die für die einzelnen Varianten abweichenden Daten zu ersehen, wobei besonders die Einhaltung der Mindeststromverstärkungswerte  $B$  der Endtransistoren zu beachten ist. Für T3 und T4 genügt ein gemeinsames Kühlblech von 30 mm  $\times$  40 mm.

### NF-Verstärker mit eisenloser Komplementärendstufe

Bild 6 zeigt die Schaltung eines NF-Verstärkers mit eisenloser Komplementärendstufe, wie er auch z. Z. noch in industriellen Geräten zu finden ist. Da die Endtransistoren T4 und T5 von unterschiedlichem Leitungstyp sind, brauchen sie nicht gegenphasig angesteuert zu werden. Ein positives Signal an der Basis von T4 (npn-Transistor) ruft eine Vergrößerung des Kollektorstroms von T4 hervor, und an



**Bild 6** Schaltung eines NF-Verstärkers mit eisenloser Komplementärendstufe für eine Betriebsspannung von 9 V. Abweichende Werte für 6 und 7,5 V sind aus Tabelle 4 zu ersehen

**Tabelle 5 Werte zu Bild 6**

Betriebsspannung $U_B$	9 V	7,5 V	7,5 V	6 V	6 V
Lautsprecher-impedanz $R_L$	15 $\Omega$	15 $\Omega$	8 $\Omega$	15 $\Omega$	8 $\Omega$
Stromverstärkung $B$ (T4, T5)	$\geq 60$	$\geq 50$	$\geq 70$	$\geq 50$	$\geq 70$
NF-Leistung $R15$	0,5 W 560 $\Omega$	0,3 W 560 $\Omega$	0,6 W 390 $\Omega$	0,2 W 390 $\Omega$	0,35 W 330 $\Omega$

der Basis von T5, an der dieses Signal gleichzeitig auftritt, ergibt sich eine Verkleinerung des Kollektorstroms. Ein negatives Signal bewirkt genau den umgekehrten Effekt.

Für T4 und T5 werden Si-Transistoren eingesetzt, obwohl für T4 ein Ge-npn-Transistor oder für T5 ein Si-pnp-Transistor günstiger wäre, die aber beide schwerer zu beschaffen sind. Si-Transistoren benötigen eine höhere Basis-Steuerspannung als Ge-Transistoren unter gleichen Bedingungen. An R14 muß daher eine Spannung von 0,6...0,8 V abfallen, damit sich durch T4 und T5 ein Ruhestrom von etwa 5 mA einstellt. Die Schaltung läßt sich mit Spannungen von 6...9 V betreiben. Aus Tabelle 5 können die von Bild 6 ( $U_B = 9$  V,  $R_L = 15 \Omega$ ) abweichenden Werte ersehen werden. Bei der völlig eisenlosen Endstufe entfällt die Stromübersetzung durch den Treibertransformator (gegenüber der Schaltung nach Bild 5). Der Treibertransistor T3 muß den gesamten, von T4 bzw. T5 benötigten Basisstrom direkt aufbringen. Damit dieser nicht größer wird, als ihn T3 zu liefern in der Lage ist, dürfen die in Tabelle 5 angegebenen B-Werte für T4 und T5 nicht unterschritten werden. T4 und T5 müssen ein «Pärchen» sein. Sie werden auf einem Kühlblech von 30 mm  $\times$  50 mm befestigt. Da der Kollektor von T4 in der Schaltung an  $+U_B$  (Masse) liegt, stört es auch nicht, daß er mit dem Transistorgehäuse Verbindung hat.

Bei der Inbetriebnahme wird mit R8 die Mittenspannung (Emitter von T4 und T5) auf reichlich den halben Wert der Betriebsspannung  $U_B$  und mit R14 der Ruhestrom von T4/T5 auf etwa 5 mA eingestellt. Danach ist die Mittenspannung zu kontrollieren und gegebenenfalls nachzustellen.

### NF-Baugruppen für Heimgeräte

Die bisher in diesem Beitrag beschriebenen NF-Verstärker sind bezüglich der erforderlichen Betriebsspannung und der mit der NF-Leistung in Zusammenhang stehenden Stromaufnahme so ausgelegt, daß sie auch mit Batterien betrieben werden können. Die Vorstufen ergeben eine ausreichende Empfindlichkeit, um mit üblichen Signal-

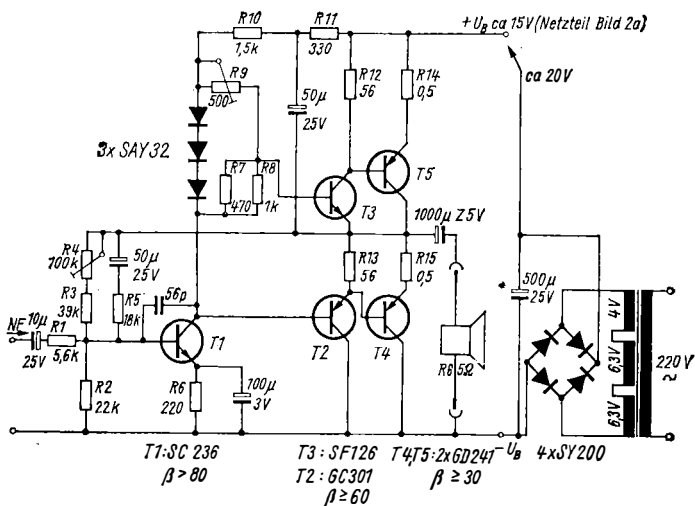


Bild 7 Schaltung eines Verstärkers mit Ge-Leistungstransistoren in der Quasi-Komplementär-Endstufe

quellen mittlerer Impedanz, wie Demodulatorteile von AM- oder FM-Empfängern, eine Vollaussteuerung zu erreichen. Zum Anschluß von Kristall-Tonabnehmern müßte eine Kollektorstufe, mindestens aber ein Widerstand von  $300 \dots 500 \text{ k}\Omega$  (ähnlich  $R1$  in Bild 9) vorgeschaltet werden. Es folgen nun einige Baugruppen, die wegen der erforderlichen Betriebsspannung bzw. Leistung zweckmäßigerweise mit Netzteilen betrieben werden sollten.

### Quasi-Komplementär-Endstufe mittlerer Leistung

Bild 7 zeigt die Schaltung einer eisenlosen Quasi-Komplementär-Endstufe für eine NF-Leistung von  $4 \dots 6 \text{ W}$ . Sie entspricht im wesentlichen der in [3] beschriebenen Endstufe mit Si-Transistoren. Da Leistungs- und pnp-Transistoren auf Si-Basis noch relativ teuer bzw. schwer zu beschaffen sind, wurden für  $T4$ ,  $T5$  und auch für  $T2$  Ge-Transistoren eingesetzt. Die Aussteuerung der Endtransistoren erfolgt sinngemäß, wie in [3] beschrieben, wegen des anderen Leitungstyps von  $T4$  und  $T5$  jedoch mit umgekehrten Polaritäten.  $T4$  und  $T5$ , ein «Pärchen»  $GD 241$  mit  $B \geq 30$ , werden auf Kühlblechen von  $60 \text{ mm} \times 60 \text{ mm}$  befestigt. Die Komplementär-Ansteuertransistoren



T2 und T3 sollten ein «Pärchen» mit  $B \geq 60$  sein. Bei Betrieb des Verstärkers mit der Ausgangsspannung des Netzteils nach Bild 2a (etwa 15 V, belastet, ohne Regelteil) kann eine NF-Leistung von knapp 4 W erzielt werden, bei Vergrößerung der Betriebsspannung auf reichlich 20 V lassen sich etwa 6 W erreichen. Die Erhöhung der Betriebsspannung kann durch einige zusätzlich auf dem Netztransformator aufgebrachte Windungen Kupferlackdraht (0,8 mm Durchmesser) erreicht werden oder, sofern vorhanden, durch Anschluß einer zusätzlichen 4-V- bzw. einer halben 6,3-V-Heizwicklung (Bild 7 rechts). Es ist zweckmäßig, die Inbetriebnahme mit verringerter Spannung zu beginnen (nur eine 6,3-V-Heizwicklung). Durch R4 wird die Mittenspannung (Kollektor von T5) auf die Größe der halben Speisenspannung und mit R9 der Ruhestrom von T4 und T5 auf einige Milliampere eingestellt. Mit verringerter Leistung muß der Verstärker schon funktionieren. Bei Anlegen der vollen Spannung ist dann die Mittenspannung mit R4 nachzuregeln und mit R9 der Ruhestrom von T4 und T5 auf etwa 10 mA einzustellen. Zur Vollaussteuerung benötigt diese Schaltung eine Eingangsspannung von etwa 0,5 V.

### NF-Vorverstärker mit Klangregelnetzwerk

Der Endverstärker nach Bild 7 kann durch einen vorgeschalteten, mit Si-Miniplasttransistoren bestückten Vorverstärker mit Klangregelnetzwerk nach Bild 8 zu einer brauchbaren Mono-Wiedergabeanlage ergänzt werden. Der Vorverstärker besteht aus einer Kollektor-Eingangsstufe, dem Klangregelnetzwerk und zwei Emitterstufen. Die Eingangsstufe wurde als Kollektorstufe mit hohem Eingangs-

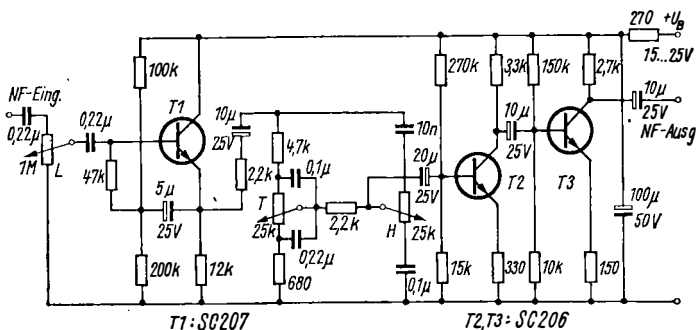


Bild 8 Schaltung eines einfachen NF-Vorverstärkers mit Klangregelnetzwerk. mit Si-Miniplasttransistoren bestückt

widerstand ausgelegt, um hochohmige Signalquellen, wie Kristalltonabnehmer, anschließen zu können. Ihre Spannungsverstärkung beträgt etwa 1. Dem anschließenden Klangregelnetzwerk mit getrennter Höhen- (H) und Tiefenregelung (T) folgt eine gegengekoppelte Emitterstufe T2, die die Grunddämpfung des Netzwerks wieder ausgleicht. Eine echte Spannungsverstärkung gegenüber dem Eingangssignal bringt die letzte gegengekoppelte Emitterstufe [4].

Werden Vor- und Endverstärker (Bild 7 und Bild 8) zweimal völlig gleichartig aufgebaut, mit Doppelpotentiometern für Lautstärke und Klangregler und einem zusätzlichen Balance-Regler versehen, so wird aus der Mono- eine Stereo-NF-Anlage für mittlere Ansprüche.

### Stereo-Kopfhörerverstärker mit Si-Transistoren

Mit wesentlich weniger Aufwand läßt sich ein Stereoverstärker für Kopfhörerwiedergabe aufbauen. Dafür spricht weiter die hohe Qualität des Stereo-Klangerlebnisses bei Kopfhörerwiedergabe. Bild 9 zeigt die Schaltung eines (z.B. des linken) Kanals eines einfachen Stereo-Kopfhörerverstärkers ähnlich [5]. Der für den Anschluß von Kristalltonabnehmern erforderliche hohe Eingangswiderstand wird durch R1 realisiert. Als Lautstärkeregler R2 werden für beide Kanäle zwei getrennte Einfach-Drehwiderstände 100 k $\Omega$  verwendet. Dadurch wird der Balance-Regler bzw. ein Doppelpotentiometer eingespart. Bei Kopfhörerwiedergabe kann diese Vereinfachung vorgenommen

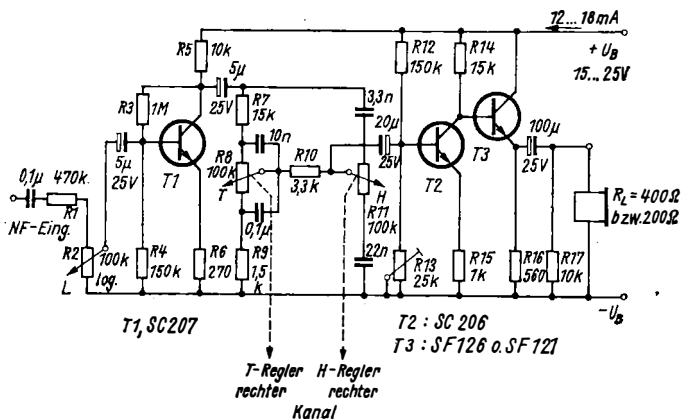


Bild 9 Schaltung eines Stereo-Kopfhörerverstärkers, nur der linke Kanal ist eingezeichnet, der rechte ist gleichartig aufgebaut

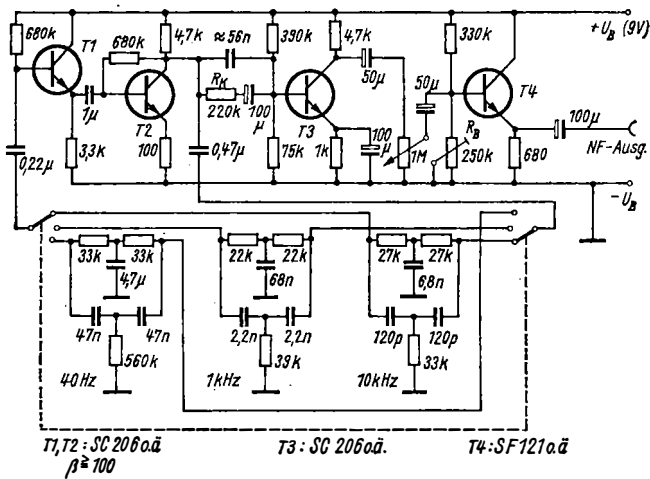


Bild 10 Schaltung eines NF-Generators für drei Festfrequenzen mit Doppel-T-Gliedern als frequenzbestimmende Rückkopplungsnetzwerke

werden, da man die Lautstärke, einmal eingestellt, nur noch unwesentlich verändert. Das Eingangssignal wird durch T1 trotz Gegenkopplung und Verlust über R1 noch beträchtlich verstärkt. Das nachfolgende Klangregelnetzwerk ist ähnlich der Schaltung nach Bild 8 aufgebaut. Für R8 und R11 sind unbedingt Doppelpotentiometer zu verwenden, da eine Einzelleinstellung kaum möglich ist. Eine nachfolgende, gegengekoppelte Emitterstufe gleicht die Verluste im Netzwerk mehr als aus. Direkt mit T2 gekoppelt ist die Kollektorstufe T3, an deren Emitter die Kopfhörer (bis zu zwei) über einen 100- $\mu$ F-Kondensator angeschlossen werden. Mit R13 stellt man die Spannung am Emitter von T3 etwa auf die Größe der halben Speisespannung ein. Über R17 wird der Koppelkondensator geladen, so daß der Ladestrom nicht über den Hörer fließt, sofern man den Hörer erst nach Einschalten des Geräts anschließt.

### NF-Generator mit drei Festfrequenzen

Bei der Erprobung von NF-Verstärkern ist ein NF-Generator von Nutzen. In den meisten Fällen genügt es, ihr Verhalten jeweils bei mittleren Frequenzen (etwa 1000 Hz), an der unteren Grenze (30 bis 100 Hz) und an der oberen Grenze ( $\geq 10$  kHz) zu untersuchen.

Bild 10 zeigt die Schaltung eines NF-Generators für drei Festfrequenzen ähnlich [6]. Der eigentliche Generator wird durch T1 und T2 gebildet. T1 ist als Emitterfolger mit hohem Eingangswiderstand geschaltet, T2 als gegengekoppelte Emitterstufe. Die Rückkopplung erfolgt vom Kollektor von T2 zur Basis von T1 durch ein umschaltbares Doppel-T-Netzwerk, das eine hohe Güte aufweist. Es stellt unter allen einfachen RC-Netzwerken das hochwertigste dar. Daraus ergibt sich die Möglichkeit, eine sehr saubere Kurvenform der Sinusspannung zu erzielen. Mit den angegebenen Werten für die Netzwerke ergeben sich Generatorfrequenzen von 40, 1000 und etwa 10000 Hz. Die Widerstands- und Kapazitätswerte sollen möglichst eng toleriert sein, auch wenn für Amateurzwecke Abweichungen der Frequenz von einigen Prozent im NF-Gebiet nicht sonderlich stören.

Die nachfolgende Stufe T3 ist als Pufferstufe über  $R_K$  von 220 k $\Omega$  an den Generator schwach angekoppelt, um diesen möglichst wenig zu belasten und zu verstimmen. Der Kondensator  $C_K$  von 56 pF ist nur erforderlich, wenn die 10-kHz-Spannung einen kleineren Wert hat als die der anderen Frequenzen. Die als Emitterfolger geschaltete Auskoppelstufe T4 erhält die Generatorspannung einstellbar über das 1-M $\Omega$ -Potentiometer. Mit dem 250-k $\Omega$ -Regler  $R_B$  wird die Emitterspannung von T4 auf etwa den halben Wert der Speisespannung (etwa 4 V) eingestellt. Zur Kontrolle der Kurvenform ist zweckmäßig ein Oszillograf zu verwenden.

### Geradeaus-Kleinstempfänger

Bild 11 zeigt die Schaltung eines Kleinstempfängers mit Si-Transistoren ähnlich [7]. Die Gleichstromkopplung der HF- und der NF-

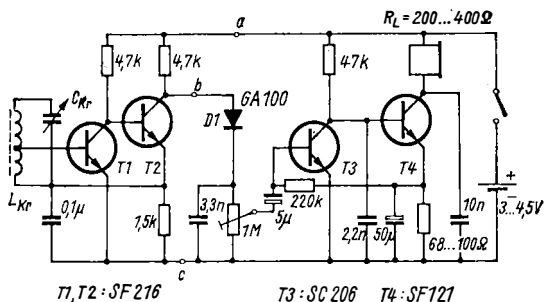


Bild 11 Schaltung eines einfachen Kleinstempfängers für Kopfhörer- bzw. Ohrhörerwiedergabe mit Siliziumtransistoren

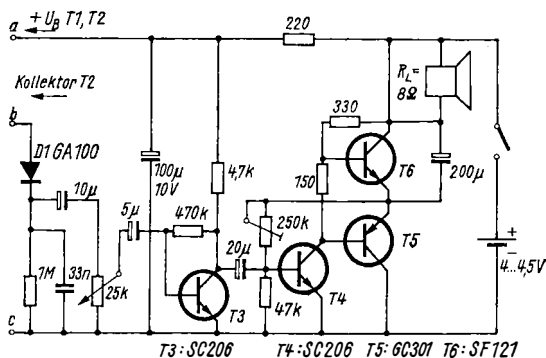


Bild 12 Schaltung eines NF-Verstärkers mit Komplementärendstufe zum Anschluß an den Empfangsteil (Anschluß a, b und c) der Schaltung nach Bild 11

Stufen und der Einsatz der hochverstärkenden Si-Transistoren gestatten es, mit wenigen Bauelementen auszukommen. Der Ferritstab  $L_{KR}$  und der Drehkondensator  $C_{KR}$  können von einem beliebigen Taschenempfänger stammen. Das mit T1 und T2 verstärkte Hochfrequenz-Eingangssignal wird durch D1 demoduliert. Auf Grund des direkten Anschlusses an den Kollektor von T2 und den großen Arbeitswiderstand von  $1\text{ M}\Omega$  erhält die Diode einen Vorstrom von  $1 \dots 2\ \mu\text{A}$ . Die Empfindlichkeit der Demodulatorschaltung wird dadurch verbessert. T3 und T4 stellen einen direktgekoppelten NF-Teil dar. Durch eine Gleichstromgegenkopplung vom Emitter von T4 zur Basis von T3 sind ihre Arbeitspunkte gut stabilisiert. Ähnliches ist auch bei T1/T2 zu finden. Mit Rücksicht auf die Einfachheit der Schaltung wurde für die Wiedergabe ein Ohrhörer gewählt. Der Emitterwiderstand von T4 ist so zu wählen, daß am Kollektor von T4 etwa  $2/3$  und am Emitter  $1/4 \dots 1/3$  der Betriebsspannung steht. Mit dem  $1\text{-M}\Omega$ -Potentiometer kann die Lautstärke notfalls etwas verringert werden. Eine Lautstärkeregelung im üblichen Sinne ist wegen der Fehlanpassung an die nachfolgende Stufe T3 nicht möglich, normalerweise aber auch nicht erforderlich.

Bild 12 zeigt einen NF-Verstärker mit eisenloser Endstufe, mit dem der Empfangsteil nach Bild 11 zu einem Gerät mit Lautsprecherwiedergabe erweitert werden kann. Die Komplementärendstufe T5/T6 gibt bei einer Batteriespannung von mindestens  $4\text{ V}$  eine NF-Leistung von etwa  $100\text{ mW}$  ab. Mit dem  $250\text{-k}\Omega$ -Regler wird die Mittenspannung eingestellt. Um eine wirksame Lautstärkeregelung zu ermöglichen,

wird über einen 10- $\mu$ F-Elektrolytkondensator ein 25-k $\Omega$ -Potentiometer parallel zum für Gleichstrom wirksamen 1-M $\Omega$ -Widerstand geschaltet.

### Literatur

- [1] Müller, D.: Transistor-Gegentakt-Endstufe mit den Übertragern K 40 und K 41, FUNKAMATEUR 18 (1969), Heft 9, Seite 440 bis 442
- [2] Müller, D.: Gegentakt-B-Verstärker ohne Ausgangsübertrager mit den Transistoren GC 301, FUNKAMATEUR 18 (1969), Heft 2, Seite 67
- [3] Müller, D.: NF-Leistungsstufen mit Siliziumtransistoren, Elektronisches Jahrbuch 1973, Militärverlag der DDR, Berlin 1972, Seite 204 bis 214
- [4] Diefenbach, W.: HiFi-NF-Vorverstärker mit Klangregelnetzwerk, Funktechnik 24 (1969), Heft 16, Seite 608
- [5] Fischer, G. O. W.: Stereö-Kopfhörerverstärker, Funktechnik 31 (1976) Heft 11, Seite 405 bis 406
- [6] Diefenbach, W.: Transistor-Sinusgenerator für drei Frequenzen, Funktechnik 21 (1966), Heft 14, Seite 524
- [7] Schreiber, H.: Kleinstempfänger mit integriertem Schaltkreis und mit diskreten Bauelementen, Funktechnik 22 (1967) Heft 15, Seite 563 bis 564

# **Spannungs-Frequenzumsetzer für positive und negative Eingangsspannungen mit automatischer Polaritätsanzeige**

*Ing. Harro Kühne*

Auf Grund der in den letzten Jahren veränderten Materialsituation – Einführung von integrierten Schaltkreisen in die Amateurtechnik – verfügen schon viele Amateure über digitale Frequenzmesser, bzw. sie werden in naher Zukunft solche Meßgeräte besitzen. Diese Meßgeräte sind im allgemeinen nur für Frequenz- und Zeitmessungen eingerichtet. Es ist aber sinnvoll und auch ökonomisch, wenn diese doch recht aufwendigen Meßgeräte auch zum Messen von Spannungen und anderen physikalischen Größen, die sich auf eine Spannungsmessung zurückführen lassen, genutzt werden. Eine solche Erweiterung der Meßmöglichkeiten eines digitalen Frequenzmessers erfordert einen geeigneten Umsetzer, der Gleichspannungen beliebiger Polarität in eine frequenzproportionale Rechteckspannung umwandelt.

Nachstehend wird ein Spannungs-Frequenzumsetzer beschrieben, der als selbständiges Vorsatzgerät zu einem vorhandenen Frequenzmesser benutzt werden kann. Es sind deshalb außer einem Verbindungskabel keine weiteren Kopplungspunkte zwischen dem Umsetzer und dem digitalen Frequenzmesser erforderlich. Der beschriebene Spannungs-Frequenzumsetzer verarbeitet Eingangsgleichspannungen innerhalb des Bereichs  $\pm 2\text{ V}$ , wobei eine Überschreitung dieser Grenzen um jeweils 10% ohne Einbuße an Linearität möglich ist. Die am Eingang vorhandene Polarität wird automatisch ermittelt und von Leuchtdioden oder anderen Anzeigeelementen signalisiert.

Bei den meisten von Amateuren gebauten digitalen Frequenzmessern wird aus Kostengründen auf einen Zwischenspeicher zur Sicherung einer ständigen Anzeige der Meßwerte verzichtet. Diese Tatsache wurde beim Festlegen der Umsetzersteilheit, die  $10^4\text{ Hz/V}$  beträgt, berücksichtigt. Das bedeutet, daß der Spannungs-Frequenzwandler eine Frequenz von z. B. 15,34 kHz abgibt, wenn an seinem Eingang eine Gleichspannung von 1,534 V anliegt. Der vierstellige Zahlenwert der anliegenden Eingangsspannung ergibt sich dann, wenn die Meßzeit des benutzten Zählers 0,1 s beträgt. Diese Zeit ist hin-

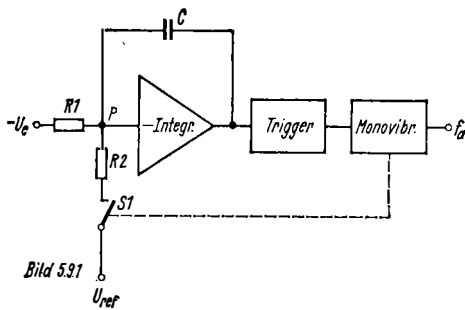


Bild 5.31

Bild 1  
Prinzip des Spannungs-  
Frequenzumsetzers

reichend kurz, und man erhält eine quasi ständige Anzeige der angelegten Eingangsspannung, wenn die Meßfolge am Zähler so gewählt wird, daß etwa alle 0,3 s bis 0,5 s ein Meßwert vorliegt. Diese Methode ist z.Z. für den Amateur die ökonomischste Variante, da hier ein Zwischenspeicher im Zähler entfallen kann.

Das benutzte Umsetzverfahren ist integrierend, so daß Wechselspannungen, die der Eingangsgleichspannung überlagert sein können, sehr gut unterdrückt werden. Wegen der Meßzeit von 0,1 s beeinflussen insbesondere 50-Hz-Brummspannungen das Meßergebnis theoretisch nicht. Nähere Hinweise zu dieser Problematik findet der Leser in [1]. Zusätzlich zu dem eigentlichen Spannungs-Frequenzwandler wird abschließend noch ein geeigneter Vorverstärker angegeben, der über einen Eingangswiderstand von größer als  $5 \text{ G}\Omega$  verfügt. Dieser Vorverstärker hat eine Spannungsverstärkung von  $v = 1$  und ist mit den notwendigen Schutzschaltungen ausgerüstet, die den Umsetzer bei angelegten Überspannungen vor einer Zerstörung bewahren.

Nach diesen allgemeinen Angaben soll jetzt das verwendete Prinzip zur Umsetzung einer Gleichspannung in eine ihr proportionale Frequenz einer Rechteckspannung näher erläutert werden. Bild 1 zeigt den grundsätzlichen Aufbau des Spannungs-Frequenzwandlers, der aus den Baugruppen Integrator, Trigger und einem monostabilen Multivibrator besteht. Zusätzlich ist eine Referenzspannungsquelle notwendig. Die genannten Bausteine arbeiten auf folgende Weise zusammen. Am Eingang soll z.B. eine negative Gleichspannung  $U_e$  anliegen. Weiterhin befindet sich der monostabile Multivibrator zunächst in seiner Ruhelage, bei der der Schalter S1 offen ist. In diesem Schaltungszustand steigt, bedingt durch den Stromfluß durch  $R1$ , die Ausgangsspannung des Integrators in positiver Richtung zeitlinear an. Erreicht die Ausgangsspannung den Wert der im posi-



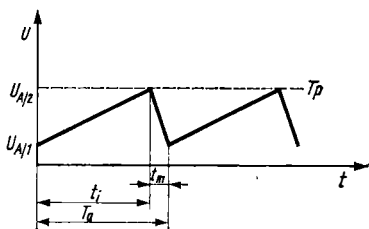


Bild 2  
Typische Spannungsform am  
Ausgang des Integrators nach  
Bild 1

tiven Spannungsbereich liegenden Einschaltspannung des dem Integrator folgenden Triggers, so gibt dieser an seinem Ausgang einen Impuls ab, der seinerseits den monostabilen Multivibrator in dessen Arbeitslage umschaltet. Dabei schließt der Schalter S1, und über R2 fließt während der Einschaltzeit des Monovibrators ein zusätzlicher Strom in den Summationspunkt P des Integrators. Dieser Strom hat die entgegengesetzte Richtung zu dem durch R1 fließenden Strom und übersteigt diesen wesentlich.

Als Folge davon sinkt die Ausgangsspannung des Integrators nach dem Triggern des monostabilen Multivibrators zeitlinear in negativer Richtung so lange ab, bis der Monovibrator wieder in seine Ruhelage zurückschaltet. Der Schalter S1 öffnet dann wieder, und die Ausgangsspannung des Integrators steigt erneut in positiver Richtung bis zur Einschaltspannung des Triggers an usw. Bild 2 verdeutlicht den beschriebenen Spannungsverlauf. Das Ergebnis dieser Arbeitsweise sind Impulse am Ausgang des monostabilen Multivibrators oder auch des Triggers, deren Folgefrequenz der anliegenden Eingangsspannung direkt proportional ist, wie die nachstehende Ableitung beweist.

Allgemein gilt für die Ausgangsspannung des Integrators die Gleichung

$$I_s = -C \cdot \frac{dU_{AI}}{dt} . \quad (1)$$

In dieser Beziehung steht  $I_s$  für den in den Summationspunkt P des Integrators fließenden Strom. Entsprechend der oben beschriebenen Arbeitsweise sind zwei Zeitabschnitte zu unterscheiden. Zunächst ist der Schalter S1 geöffnet, und in den Summationspunkt fließt nur der von der Eingangsspannung  $U_e$  und dem Widerstand  $R_1$  bestimmte Strom. Für diesen Zeitabschnitt gilt

$$\frac{U_e}{R_1} = -C \cdot \frac{dU_{AI}}{dt} . \quad (2)$$

Bei während der Integration konstanter Eingangsspannung folgt aus Gl. (2)

$$\int_0^{t_1} \frac{U_e}{R_1} dt = -C \int_{U_{AI1}}^{U_{AI2}} dU_{AI} .$$

Hier stehen  $U_{AI1}$  und  $U_{AI2}$  für die Spannungspegel am Integratorausgang zu Beginn bzw. am Ende der Integration. Die Lösung der Integrale liefert

$$t_1 = -\frac{R_1 \cdot C}{U_e} \cdot (U_{AI2} - U_{AI1}) . \quad (3)$$

Für die Zeitdauer  $t_m$ , in der der Schalter S1 geschlossen ist, gilt die Beziehung

$$\frac{U_e}{R_1} + \frac{U_{ref}}{R_2} = -C \cdot \frac{dU_{AI}}{dt} . \quad (4)$$

Aus Gl. (4) ergibt sich wieder

$$\int_{t_1}^{t_1 + t_m} \left( \frac{U_e}{R_1} + \frac{U_{ref}}{R_2} \right) dt = -C \int_{U_{AI2}}^{U_{AI1}} dU_{AI} .$$

Die Lösung der Integrale liefert

$$t_m \cdot \left( \frac{U_e}{R_1} + \frac{U_{ref}}{R_2} \right) C \cdot (U_{AI2} - U_{AI1}) . \quad (5)$$

Setzt man jetzt die rechte Seite der Gl. (5) in die Gl. (3) ein, so folgt für die gesuchte Beziehung zwischen  $U_e$  und der vom Umsetzer abgegebenen Frequenz  $f_a$  mit  $f_a = 1/(t_1 + t_m)$

$$f_a = -\frac{R_2 \cdot U_e}{R_1 \cdot U_{ref} \cdot t_m} . \quad (6)$$

Das negative Vorzeichen in Gl. (6) besagt, daß die Eingangsspannung und die Referenzspannung entgegengesetzte Vorzeichen haben müssen, weil die Frequenz nur positiv sein kann. Entsprechend der Gl. (6) ist also die Frequenz  $f_a$  direkt der Eingangsspannung  $U_e$  proportional. Auf die Genauigkeit und Stabilität des Umsetzers haben weiterhin die Referenzspannung, die Kippzeit des Monovibrators und das Verhältnis der beiden Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  einen Einfluß. Für

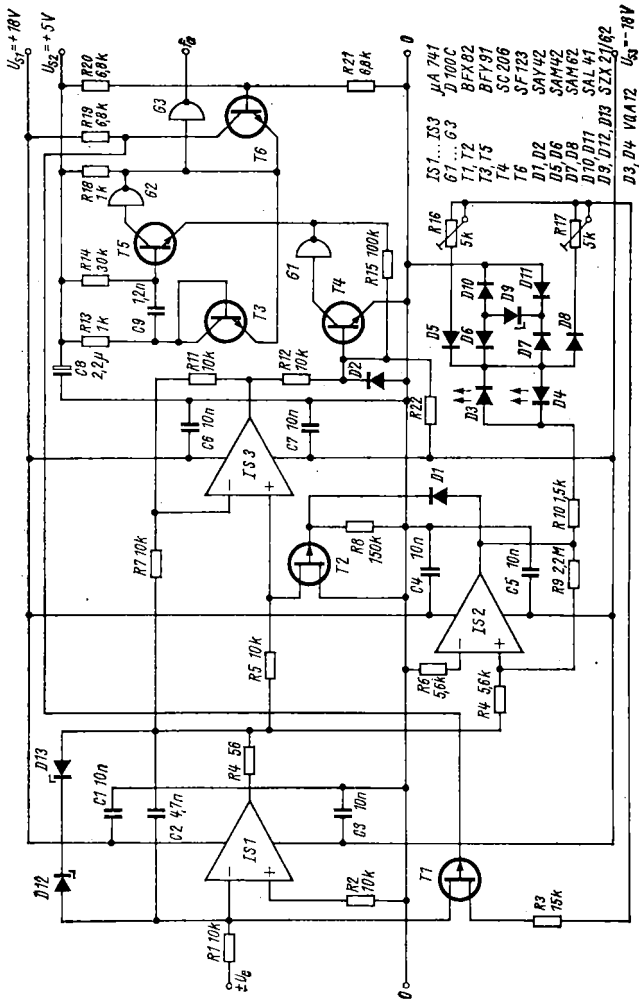


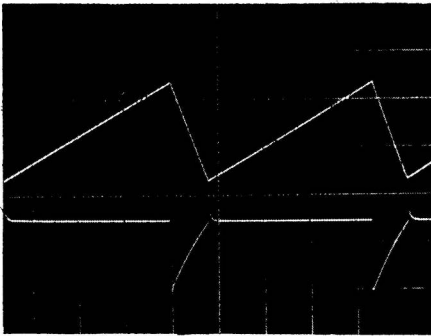
Bild 3 Praktische Schaltung eines Spannungs-Frequenzumsetzers

die beiden letztgenannten Bauelemente sind deshalb Metallschichtwiderstände günstig. Die Referenzspannung kann mit einer Z-Diode leicht zur Verfügung gestellt werden, wobei Maßnahmen zur Temperaturkompensation vorteilhaft sind. Ebenso sollte die Kippzeit des monostabilen Multivibrators gegenüber Schwankungen seiner Speisepannung und der Umgebungstemperatur stabilisiert sein. Außerdem sind für das die Kippzeit bestimmende  $RC$ -Glied des Multivibrators hochwertige Bauelemente (Metallschichtwiderstand und Kunstfolienkondensator) zu benutzen. Die theoretischen Betrachtungen zu dem verwendeten Umsetzerprinzip sollen mit dem Hinweis abgeschlossen werden, daß der Integrationskondensator  $C$  nicht in der Gl. (6) enthalten ist. Für diesen Kondensator wird deshalb nur eine Kurzzeitstabilität gefordert, d.h.,  $C$  darf seinen Wert während einer Meßperiode nicht ändern. Diese Tatsache ist ein besonderer Vorteil des benutzten Verfahrens.

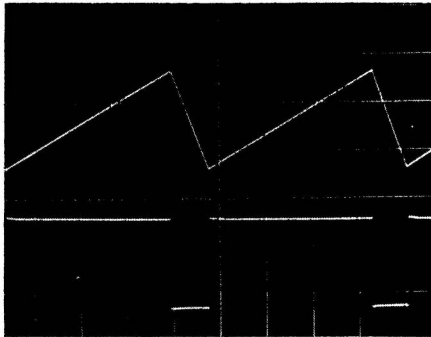
Die praktische Verwirklichung des in Bild 1 dargestellten Prinzips zeigt Bild 3. Diese Schaltung erläutert der nachstehende Text näher, wobei besonders auf die Polaritätsumschaltung, die Erzeugung der Referenzspannung und den monostabilen Multivibrator näher eingegangen wird. In der praktischen Schaltung nach Bild 3 arbeitet die IS1 als Integrator. Je nachdem, ob die Eingangsgleichspannung ein positives oder negatives Vorzeichen aufweist, bewegt sich die Ausgangsspannung von IS1 zeitlinear in negativer bzw. positiver Richtung. Diese Eigenschaft wird zur Bestimmung der Polarität ausgenutzt. An dem Ausgang von IS1 ist zu diesem Zweck der Stromtrigger mit IS2 angeschlossen. Wenn am Eingang des Umsetzers eine negative Gleichspannung liegt, steigt die Ausgangsspannung von IS1 auf positive Werte an. Der Stromtrigger mit IS2 schaltet an seinem Ausgang dann auf eine Spannung von nahezu  $+18$  V. Im entgegengesetzten Fall, bei positiver Eingangsspannung, kippt der Ausgang von IS2 auf eine negative Spannung von nahezu  $18$  V. Über dem Widerstand  $R10$  und die Antiparallelschaltung von D3 und D4 ist eine Diodenbrückenschaltung mit dem Ausgang des Stromtriggers verbunden. Im Querzweig dieser Brückenschaltung befindet sich die Z-Diode D9, die die Referenzspannung liefert. Solange also die Eingangsspannung negativ ist, liegt am Verbindungspunkt der Katode von D6 und der Anode von D7 die positive Referenzspannung. Positive Eingangsspannungen bewirken in beschriebener Weise ein Umschalten des Triggers, und die Referenzspannung am genannten Punkt wird bei gleichem Spannungsbetrag negativ. Damit ist eine Bedingung der Gl. (6) erfüllt. Die beiden antiparallelgeschalteten Leuchtstoffdioden D3 und D4 signalisieren die Polarität der anliegenden Eingangsgleichspannung. D3 leuchtet bei positiver und D4 bei negativer Eingangsspannung.

Entsprechend Bild 1 muß nach dem Integrator der Trigger folgen, der in der praktischen Schaltung mit T4 und G1 realisiert wurde. Dieser Stromtrigger hat eine positive Einschaltspannung von etwa 4 V und könnte deshalb bei positiver Eingangsspannung nicht wirksam werden, weil dann die Ausgangsspannung des Integrators in negativer Richtung ansteigt. Damit aber beide Eingangsspannungspolaritäten verarbeitet werden können, ist zwischen dem Ausgang des Integrators und dem Trigger die IS3 eingeschaltet worden. Dieser Verstärker läßt sich mit dem p-Kanal-SFET T2 so umschalten, daß seine Verstärkung einmal  $v = +1$  und zum anderen  $v = -1$  beträgt [2]. Bei positiver Ausgangsspannung von IS1 ist die Spannung am Ausgang der IS2 und damit auch am Gate des als Schalter benutzten SFET T2 ebenfalls positiv. T2 sperrt dann, und die IS3 arbeitet als nichtinvertierender Verstärker mit  $v = +1$ . Im entgegengesetzten Fall, bei negativer Ausgangsspannung von IS1, liegt das Gate von T2 auf Massepotential, und dieser Transistor leitet. Die IS3 arbeitet dann als invertierender Verstärker mit  $v = -1$ , weil der Eingang (+) von IS3 über T2 mit Massepotential verbunden ist. Die IS3 bewirkt also in der angegebenen Weise, daß dem Trigger während der Zeit  $t_1$  eine in positiver Richtung ansteigende Spannung angeboten wird.

Die Einschaltspannung von etwa +4 V wurde mit R22 festgelegt [3]. Solange die am Ausgang von IS3 liegende Spannung diesen Wert unterschreitet, sperrt T4, und der Ausgang des Gatters G1 befindet sich auf L-Pegel. Dadurch leitet der Transistor T5, der zusammen mit dem Gatter G2 einen monostabilen Multivibrator bildet. Solange T5 leitet, liegt der Ausgang von G2 auf H-Pegel. Dieses Potential sperrt den in Basisschaltung betriebenen Transistor T6, so daß sich an seinem Kollektor eine Spannung von +18 V messen läßt. Dadurch sperrt aber auch der SFET T1, der in der Schaltung den Schalter S1 nach Bild 1 ersetzt. Erreicht die Ausgangsspannung von IS3 die Einschaltspannung des Stromtriggers, so schaltet der Ausgang von G1 auf H-Pegel. Am Ausgang von G2 stellt sich dann L-Potential ein, und die Kollektorspannung von T6 geht deshalb gegen 0. Der SFET 1 leitet dann und schaltet über R3 und R17 (bei negativer Eingangsspannung) bzw. R16 (bei positiver Eingangsspannung) die Referenzspannung an den Summationspunkt. Als Folge davon sinkt die Spannung am Ausgang von IS3 in negativer Richtung ab, und der Trigger schaltet schon kurze Zeit nach dem Einschalten am Ausgang von G1 auf L-Pegel zurück (Hysterese etwa 0,35 V). T5 bleibt aber weiter so lange gesperrt, bis der die Kippzeit des monostabilen Multivibrators bestimmende Kondensator C9 so weit umgeladen ist, daß die Spannung an der Basis von T5 wieder positiv wird. Dann leitet dieser Transistor wieder, und der Ausgang von G2 schaltet auf H-Pegel um. T1 öffnet, und die beschriebenen Vorgänge beginnen



*Bild 4*  
 Oszillogramme zu Bild 3.  
 Oben: Spannungsverlauf am Ausgang von IS 1 (Maßstab 2 V/Rastereinheit); unten: Spannungsverlauf an der Basis des Transistors T5 (Maßstab 2,5 V/Rastereinheit)



*Bild 5*  
 Oszillogramme zu Bild 3.  
 Oben: Spannungsverlauf am Ausgang von IS1 (Maßstab 2 V/Rastereinheit); unten: Impulse am Ausgang von G2 (Maßstab 2,5 V/Rastereinheit)

von vorn. Die etwa  $25 \mu\text{s}$  breiten Impulse des monostabilen Multivibrators leiten das Trenngatter G3 dem Ausgang des Umsetzers zu.

Neben der Verwendung von hochwertigen Bauelementen für C9 und R14, die ihre Werte auch bei schwankenden Umgebungstemperaturen nur wenig ändern, ist eine Kompensation der von der Umgebungstemperatur abhängigen Schwellspannung des Transistors T5 vorzunehmen. Diese Aufgabe übernimmt der Transistor T3, der deshalb thermisch eng mit T5 gekoppelt sein muß. Günstig ist an dieser Stelle ein Doppeltransistor. Es reichen aber zumindest für Amateurzwecke auch zwei verklebte Miniplasttransistoren aus. Nähere Angaben und weitere Hinweise zu dieser Temperaturkompensation können aus Platzgründen nicht gegeben werden. Der Leser findet in [4] weitere Angaben. Die Beschreibung der Schaltung soll mit einem Hinweis auf die Oszillogramme Bild 4 und Bild 5 abschließen, die die Impulsformen an drei wesentlichen Punkten der Schaltung nach Bild 3 zeigen.

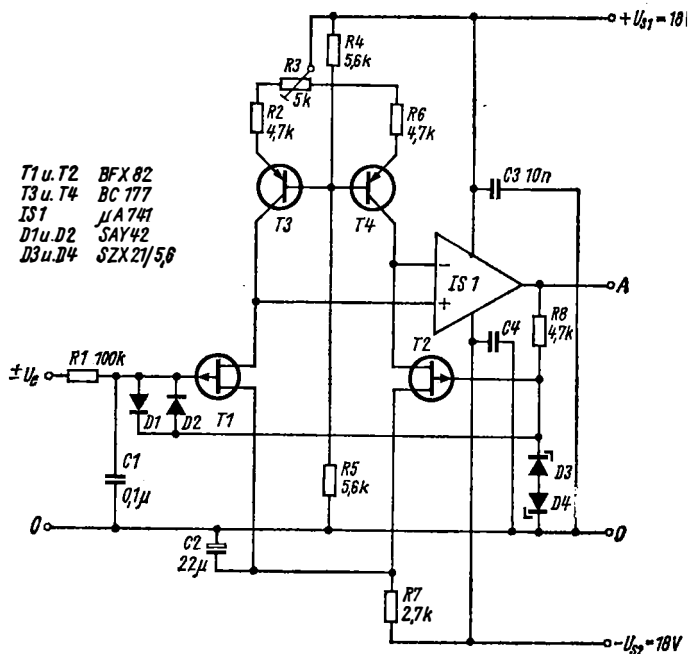


Bild 6 Vorstufe für den beschriebenen Spannungs-Frequenzumsetzer

Der beschriebene Spannungs-Frequenzwandler erfordert eine ihm angepaßte Eingangsstufe. Diese muß einerseits über einen niederohmigen Ausgangswiderstand verfügen und andererseits einen hochohmigen Eingangswiderstand aufweisen, damit die zu messende Spannungsquelle möglichst wenig belastet wird. Der in Bild 6 dargestellte Vorverstärker ist als nichtinvertierender Spannungsverstärker [2] geschaltet und weist eine Verstärkung von  $v = 1$  auf. Zum Erreichen des angestrebten hohen Eingangswiderstands wurden zwei SFET-Folgerstufen vor den Operationsverstärker geschaltet. Als Emitterwiderstände für diese Folgerstufen wirken zwei Konstantstromquellen mit den Transistoren T3 und T4. Diese sichern einen hinreichend großen Gleichtaktaussteuerungsbereich der Vorstufe. Ein besonderes Problem stellt der Schutz der Eingangsstufe vor Überspannungen dar, wenn gleichzeitig im Arbeitsbereich ein hoher Eingangswiderstand gesichert werden muß. Bei der Schaltung nach Bild 6 übernehmen die beiden Z-Dioden D3 und D4, die Dioden D1

und D2 und der Strombegrenzungswiderstand  $R1$  diese Aufgabe. Solange z. B. die positive Eingangsspannung kleiner ist als die Summe aus der Z-Spannung von D3 plus der Flußspannungen der Dioden D1 und D4, arbeitet der Verstärker als Folger mit sehr hohem Eingangswiderstand. Da die Spannungsverstärkung wegen der hohen Leerlaufverstärkung des Operationsverstärkers sehr genau bei  $v = 1$  liegt, ist die Spannung am Ausgang A gleich der Eingangsspannung  $U_e$ . Zwischen den Anoden und Katoden der Dioden D1 und D2 liegt deshalb keine Spannung, so daß auch kein Reststrom fließen kann, der den Eingangswiderstand des Vorverstärkers erheblich senken würde. Übersteigt die Eingangsspannung dagegen den obengenannten Summenwert, so leiten bei positiver Eingangsspannung D1, D3 und D4 (in Flußrichtung), und die positive Eingangsspannung wird auf etwa 7 V begrenzt. Der Widerstand  $R1$  bewirkt einen genügend kleinen Begrenzungsstrom. An dem auf diese Weise geschützten Eingang können ohne weiteres Spannungen von  $\pm 400$  V anliegen, wenn für  $R1$  eine Belastung von 2 W zulässig ist. Den Eingangswiderstand bestimmen nahezu ausschließlich der Gatestrom von T1, der Isolationswiderstand von C1 sowie der Aufbau der Schaltung. Eingangswiderstände in der Größenordnung von 5 G $\Omega$  bis 20 G $\Omega$  lassen sich erreichen, so daß für ein Voltmeter ohne Einbuße an Genauigkeit Spannungsteiler mit einem Gesamteingangswiderstand von 10 M $\Omega$  verwendet werden können.

Die Eichung des Umsetzers erfordert wenig Aufwand. Zunächst schließt man den Eingang der Vorstufe kurz und gleicht mit dem Einstellregler  $R3$  (Bild 6) die Frequenz am Ausgang des Umsetzers auf einen Wert von kleiner als 10 Hz ab. Danach wird eine möglichst genau bekannte Eingangsspannung von 2 V an den Eingang geschaltet und mit dem Widerstand  $R16$  die Impulsfrequenz am Ausgang des Umsetzers auf 20 kHz eingestellt. Ebenso verfährt man bei einer negativen Eingangsspannung von 2 V (Ableich mit  $R17$ ). Anschließend ist der gesamte Abgleich noch einmal zu wiederholen.

#### Literatur

- [1] Kühne, H.: Netzsynchrone Taktgenerator für Analog-Digital-Umsetzer nach dem Dual-Slope-Verfahren, radio fernsehen elektronik 24 (1975), Heft 22, Seite 735
- [2] Pabst, D.: Operationsverstärker – Grundlagen und Anwendungsbeispiele, VEB Verlag Technik Berlin, Berlin 1971, Reihe Automatisierungstechnik
- [3] Kühne, H.: Der Stromtrigger – eine einfache und vielseitige Triggerschaltung, radio fernsehen elektronik 20 (1971), Heft 12, Seite 387
- [4] Kühne, H.: Temperaturkompensierter monostabiler Multivibrator mit D100C, radio fernsehen elektronik 23 (1974), Heft 14, Seite 461



## Internationale Komplexwettkämpfe im Funkmehrkampf

Jedes Jahr treffen sich junge Funksportler in einem der sozialistischen Länder, um am Internationalen Komplexwettkampf im Funkmehrkampf teilzunehmen. Dieser Wettkampf wird von den Verteidigungsorganisationen der sozialistischen Länder unter der Losung *Für Freundschaft und Brüderlichkeit* organisiert. Die Zielstellung liegt einmal darin, die Freundschaft und die weitere Zusammenarbeit der Funksportler der sozialistischen Länder in Übereinstimmung mit den Prinzipien des proletarischen Internationalismus zu vertiefen. Zum anderen dokumentieren diese Wettkämpfe die Anstrengungen der Verteidigungsorganisationen bei der sportlich-technischen Ausbildung im Funkmehrkampf. 1974 wurden die Internationalen Komplexwettkämpfe von der *Gesellschaft für Sport und Technik (GST)* in der DDR organisiert (Thale/Harz); 1975 fanden sie in Hradec Kralove (ČSSR) statt, organisiert vom *SVAZARM*; die polnische Verteidigungsorganisation *LOK* führte 1976 diese Wettkämpfe in Supraśl durch.

Teilnahmeberechtigt sind Funksportler der Verteidigungsorganisationen, die aber nicht im Militärdienst stehen dürfen. Jedes Land bereitet in einer Nationalmannschaft ihre besten Funksportler, die in den nationalen Wettkämpfen vordere Plätze belegten, für diesen internationalen Wettkampf vor. Jede teilnehmende Mannschaft besteht aus drei Wettkämpfern in den nachfolgenden Kategorien:

- Kategorie A Männer, 16 bis 18 Jahre,
- Kategorie B Männer, 19 bis 21 Jahre,
- Kategorie C Männer, 22 bis 25 Jahre,
- Kategorie D Frauen, bis 25 Jahre.

Die Siegermannschaft jeder Kategorie wird mit einem Wanderpokal ausgezeichnet. Die Mannschaftsmitglieder, die die Plätze 1 bis 3 belegen, erhalten Medaillen und Urkunden. Außerdem erhalten in den einzelnen Disziplinen die Sportler, die die Plätze 1 bis 3 belegen, Medaillen und Urkunden.

Der Internationale Komplexwettkampf im Funkmehrkampf *Für Freundschaft und Brüderlichkeit* wird mit folgenden Disziplinen organisiert:

1. Empfang von Funksprüchen (Hören)
  - Buchstaben
  - Ziffern
2. Senden von Funksprüchen (Geben)
  - Buchstaben
  - Ziffern
3. Funksprucaustausch im Funknetz
4. Geländeorientierungslauf
5. Schießen
6. Granatweitzielwerfen

### **Hören von Buchstaben- und Zahlengruppen**

Jeder der zu empfangenden Funksprüche besteht aus 50 Gruppen. Aufzunehmen sind 5 Funksprüche mit Buchstabentext und 5 Funksprüche mit Zifferntext. Davon muß der Wettkämpfer je 2 Texte an den Schiedsrichter in Reinschrift abgeben. Gewertet werden Sprüche bis zu maximal 3 Fehlern. Für jeden Fehler wird von der nach Tabelle 2 festgelegten Punktzahl ein Punkt abgezogen. Funksprüche mit mehr als 3 Fehlern werden mit null Punkten bewertet. In der Praxis kann also der Wettkämpfer maximal 100 Punkte erreichen, wenn er das höchste Tempo bei Buchstaben und das höchste Tempo bei Ziffern fehlerfrei aufnimmt. Sieht man von der «Nullung» der Funksprüche bei mehr als 3 Fehlern ab, so sind minimal 44 Punkte erreichbar ( $2 \times$  niedrigstes Tempo minus  $2 \times 3$  Punkte).

In Supraßl lagen die Punktzahlen in der Kategorie A zwischen 82 und 100, wobei von 18 Wettkämpfern 10 die 100 Punkte erreichten: in der Kategorie B zwischen 77 und 100, von 15 erreichten 6 die 100 Punkte; in der Kategorie C zwischen 45 und 100, von 21 Wettkämpfern erreichten 8 die 100 Punkte; in der Kategorie D zwischen 79 und 100, von 21 erreichten ebenfalls 8 Wettkämpfer die 100 Punkte.

### **Geben von Buchstaben- und Zahlengruppen**

Etwas geheimnisvoll umwoben ist das Geben eines Buchstaben- und eines Zifferntextes, 3 min lang von einer für alle Wettkämpfer gleichen Textvorlage. Geheimnisvoll deshalb, weil der Wettkämpfer sich

**Tabelle 1 Punkte und Tempi im Hören**

Kategorie Punkte	A + D		B		C	
	in B/min	in Z/min	in B/min	in Z/min	in B/min	in Z/min
25	60	60	70	70	90	100
30	70	65	80	75	100	110
35	80	70	90	80	100	115
40	90	75	100	85	120	120
50	100	80	110	90	130	130

Bei Kategorie C gelten für Zifferntexte bei 115 Z/min = 40 Punkte,  
bei 120 Z/min = 45 Punkte.

**Tabelle 2 Arbeitszeiten der Funknetze (in Supraši)**

Kategorie Land	A in min	B in min	C in min	D in min
VR Bulgarien	38/42	27/9	19/0	33/27
ČSSR	26/6	24/0	33/42	30/18
DDR	33/27	26/6	30/33	36/36
KVDR	—	—	20/3	24/0
VR Polen	28/12	27/9	26/21	39/45
UdSSR	24/0	—	24/15	47/69
UVR	29/15	27/9	32/39	38/42

Die 2. Zahl gibt den Punktverlust gegenüber der Bestzeit an.

allein in einem Raum befindet, und in einem anderen Raum 3 Schiedsrichter sitzen, die die Qualität der gegebenen Zeichen beurteilen. Die Schiedsrichter wissen nicht, wer gerade gibt, und der Wettkämpfer weiß nicht, wer ihn beurteilt. Und so ist es verständlich, wenn in diesem, sich über Stunden hinziehenden Wettkampf alle Wettkämpfer nervös ihre Tasten bearbeiten, so daß einem die Morsezeichen um die Ohren schwirren.

Für den Buchstaben- bzw. Zifferntext sind maximal je 3 Fehler zugelassen, wobei durch Korrektur neugegebene Gruppen nicht als Fehler zählen, allerdings vermindern sie das Gebetempo. Die Schiedsrichter können die Noten 0,5 (ausgezeichnet), 0,45 (gut), 0,40 (befriedigend) und Null (unbefriedigend) vergeben. In die Wertung geht ein das arithmetische Mittel der Schiedsrichterwerte. Allerdings bei zweimal Null wird der Spruchwert auch Null. Der endgültige Punktwert ergibt sich aus dem Gebetempo und dem Schiedsrichterwert aus einer größeren Tabelle. Zugrunde gelegt sind ihr die Höchstpunktzahl 50 Punkte für

Kategorie A + D: 100 Buchstaben/min und 60 Ziffern/min;

Kategorie B + C: 120 Buchstaben/min und 80 Ziffern/min.



*Bild 1  
Die Höraufnahme von  
Buchstaben- und Zahlen-  
texten war die erste  
Disziplin – im Bild  
Kamerad Matthias Hahn  
(Jugend-A/DDR)*



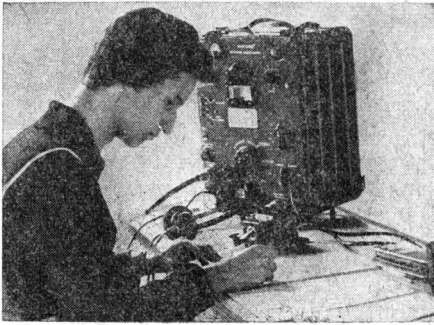
*Bild 2  
Die höchsten Bewertungs-  
noten im Geben von  
Buchstaben- und Zahlen-  
texten erhielten die  
Frauen und Männer aus  
der KVDR*

Bei niedrigerem Gebetempo ergibt sich aus einer Tabelle eine Punkteverminderung.

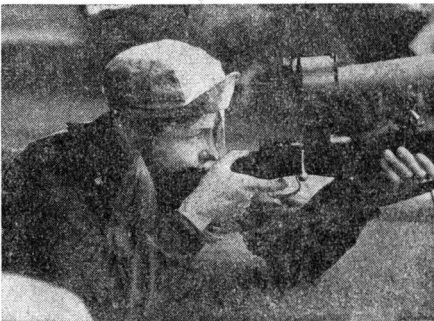
Bei den VII. Komplexwettkämpfen in Supraśl zeigte es sich sehr deutlich, daß es im Geben an der notwendigen Gebequalität bei vielen Wettkämpfern fehlt. Außerdem erreichten viele nicht die obere Tempogrenze, so daß von vornherein schon Punkteverluste in Kauf genommen werden mußten.

### **Funkbetrieb im Funknetz**

Wie man das Hören und Geben von Morsezeichen beherrscht und vor allem eine Funkstation flott bedienen kann, zeigt sich beim praktischen Funkbetrieb im Gelände. Jede Nationalmannschaft bildet in der jeweiligen Kategorie eine Mannschaft, die mit 3 Stationen im Funknetz arbeitet. Empfangen und gesendet werden jeweils ein Buchstaben- und ein Zifferntext (je 50 Gruppen), ein Text auf der



*Bild 3  
Große Konzentration  
verlangte die Arbeit  
an der Funkstation, im  
Bild Kamerad Martin  
Ermrich von der  
Jugend-BI/DDR*



*Bild 4  
Gute Ergebnisse errei-  
chten unsere Vertretungen  
beim Schießen in  
Bialystok (Supraśl),  
hier Kameradin Manuela  
Ufer beim Wettkampf*

Arbeitswelle, der andere auf der Ersatzwelle. Jede Mannschaft erhält 300 Punkte, wenn innerhalb der Limitzeit der Funkbetrieb ordentlich durchgeführt wurde. Aber von dieser Zeit gibt es verschiedene Punktabzüge, so daß eigentlich nur der Sieger diese Punktzahl erreichen kann.

Für jede Minute über die im Wettkampf aufgestellte Bestzeit werden 3 Punkte abgezogen. Weitere Punktabzüge gibt es für Fehler im Spruchkopf (1 Punkt je Fehler), für Funksprüche mit mehr als 3 Fehlern (50 Punkte) usw. Nach dem Wettkampf erhält jedes Mannschaftsmitglied ein Drittel der Mannschaftspunkte für die Einzelwertung. Um die Arbeitsweise der Funkstationen zu verdeutlichen, enthält Tabelle 2 die Arbeitszeiten, und hinter dem Schrägstrich stehen die Verlustpunkte, die eine Mannschaft gegenüber der Bestzeit abgeben mußte. Empfindlich trifft es natürlich eine Mannschaft, wenn ein Spruch aus der Wertung fällt. Was sich in dieser Disziplin erreichen läßt, zeigten die Mannschaften, die 295 und mehr Punkte erreichten.



*Bild 5  
Die höchste Trefferzahl beim Handgranatenzielwerfen erreichte unsere jüngste Mannschaft (26 Treffer von 30), im Bild Kamerad Peter Gaffert*

### Schießen und Granatenweitzielwerfen

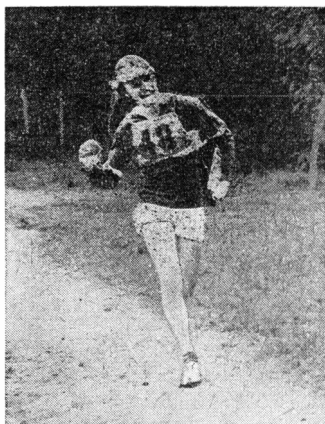
Das Schießen, 3 Probe- und 10 Wertungsschüsse mit dem KK-Gewehr in der Stellung liegend freihändig auf eine Standardscheibe und die Entfernung 50 m, bringt dem Wettkämpfer einen Punkt je Ring. Beim Granatenzielwurf bringt jeder Treffer dem Wettkämpfer 10 Punkte ein. Verwendet wird die Trainingshandgranate des Typs F-1 (600 g), mit der 3 Probe- und 10 Wertungswürfe erfolgen. Für die Kategorien A und D ist die Entfernung 20 m, für B und C beträgt sie 25 m. Die Trefferfläche ist eine Eisenplatte von 150 cm × 150 cm.

In Tabelle 3 werden die Mannschaftsergebnisse in diesen beiden Disziplinen dargestellt. Man erkennt sehr deutlich, daß die Ergebnisse im Schießen, aber mehr noch die im Handgranatenzielwerfen, die Gesamtergebnisse stark beeinflussen. Immerhin lassen sich mit beiden Disziplinen 600 Punkte erreichen.

**Tabelle 3 Ergebnisse im Schießen und im Handgranatenzielwerfen (in Supraśl)**

Kategorie/Land	A	B	C	D
VR Bulgarien	198/10	235/6	129/8	154/11
ČSSR	209/21	221/12	208/11	193/5
DDR	240/26	189/10	208/14	200/5
KVDR	—	—	235/21	227/17
VR Polen	175/13	206/10	206/7	170/5
UdSSR	237/10	—	244/16	165/2
UVR	200/10	204/5	188/8	218/8

1. Zahl Schießen (Ringe), 2. Zahl Handgranatenzielwerfen (Treffer).



*Bild 6  
Mit voller Kraft läuft Kamerad André  
Giese in das Ziel des Orientierungs-  
laufes, damit stand Platz 1 für  
Jugend-A/DDR fest*

## **Orientierungslauf**

Die den Komplexwettkampf im Funkmehrkampf abschließende Disziplin ist der Orientierungslauf. Dabei müssen die Sportler mit Karte und Kompaß mehrere Kontrollpunkte auf einer Strecke finden. Für die Kategorien A und D befinden sich 5 Kontrollpunkte auf einer Streckenlänge von 4 bis 5 km. Die Kategorie B muß 6 Kontrollpunkte auf einer Streckenlänge von 5 bis 7 km finden. Für die Kategorie C sind auf der Streckenlänge von 7 bis 9 km 8 Kontrollpunkte vorgesehen. Die Kontrollpunkte sind durch große Schilder gekennzeichnet. Für die Wettkämpfer gilt eine Limitzeit, sie besteht aus der Bestzeit plus 100 min. Für die Bestzeit erhält der Wettkämpfer 100 Punkte. Jede weitere Minute zur Bestzeit gilt als Punktabzug von einem Punkt. Bemerkenswert ist es, daß in Supraśl von den 75 gestarteten Wettkämpfern 15 aus der Wertung fielen (Null Punkte), davon 7 durch Limitzeitüberschreitung, die anderen durch vorzeitige Aufgabe. Die Bestzeiten lagen wie folgt: Kategorie A – 36 min, Kategorie B – 43 min, Kategorie C – 59 min, Kategorie D – 37 min.

**Offizier  
in der Nachrichtentruppe -  
ein interessanter  
Beruf**

*Oberstleutnant  
Dipl.-Ing. Friedrich Schulze*

Die Absolventen der Offiziershochschule der Landstreitkräfte *Ernst Thälmann* sind zum feierlichen Appell angetreten.

Heute beginnt für sie ein neuer Lebensabschnitt, ihnen wird der erste Offiziersdienstgrad verliehen. Viele Gäste sind gekommen, darunter auch die Eltern, Geschwister, Ehefrauen oder Verlobten der Offiziersschüler. Sie alle wollen in so einem bedeutsamen Moment wie diesem dabei sein, wenn ihr Angehöriger zum Leutnant ernannt wird.

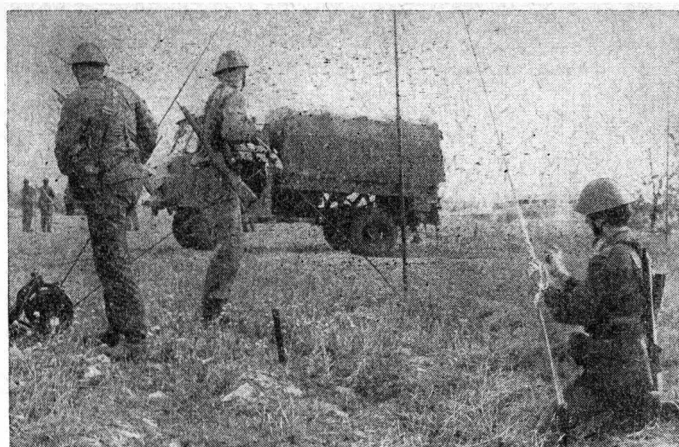
Die jungen Genossen sind stolz darauf, Offizier der Nationalen Volksarmee zu werden. Freude strahlt in ihren Gesichtern; alle sind glücklich darüber, daß der Wunsch, von dem sie seit ihrer Kindheit an träumten, in wenigen Augenblicken in Erfüllung geht. In so gehobener Stimmung wandern die Gedanken auch der künftigen Offiziere der Nachrichtentruppe in die Vergangenheit zurück.

Sie erinnern sich noch genau daran, wie sie sich entschlossen, Nachrichtenoffizier der Nationalen Volksarmee zu werden. Heute wissen sie, daß ihre Entscheidung damals richtig war; denn Offiziere der Nachrichtentruppe, das ist ein verantwortungsvoller und interessanter Beruf.

Nachrichtenoffiziere werden in der Nationalen Volksarmee überall gebraucht: bei den mot. Schützen, den Panzertruppen, den Raketen- truppen und der Artillerie, bei den Luftstreitkräften/Luftverteidigung sowie bei der Volksmarine und den Grenztruppen der DDR, weil ohne eine standhafte Nachrichtenverbindung kein Kommandeur seine Truppen führen kann, das Zusammenwirken der Waffengattungen und Teilstreitkräfte unmöglich ist und der Einsatz hochleistungs- fähiger Kampftechnik unvorstellbar wäre.

Unter den Bedingungen weiträumiger, manöverreicher und schnell ablaufender Gefechtshandlungen hat sich die Bedeutung des mili- tärischen Nachrichtenwesens weiter erhöht; die Nachrichtenverbin- dungen sind zum Lebensnerv der Armee geworden. Die Nachrichten- truppe muß mit ihren Nachrichtenmitteln eine zuverlässige Truppen- führung sowohl im Garnisondienst als auch auf dem Gefechtsfeld





*Bild 1 Ob im Sommer oder im Winter, keine Übung, kein Manöver ist ohne die gewissenhafte Pflichterfüllung der Nachrichtensoldaten denkbar*

gewährleisten. Die Nachrichtenverbindungen müssen am Ort und in der Bewegung, auf kurze Distanz und über weite Entfernungen, zu jeder beliebigen Jahres- und Tageszeit, in allen nur denkbaren Gefechtssituationen die Führung der Teilstreitkräfte, Truppenteile und Einrichtungen sowie sämtlicher Schiffe, Flugzeuge und Hubschrauber gewährleisten (Bild 1).

Um diese Aufgabe erfolgreich erfüllen zu können, ist die Nachrichtentruppe mit den modernsten Nachrichtenmitteln ausgerüstet und weist einen hohen Grad an Beweglichkeit auf. Dabei sind die Zeiten der Entwicklung und Einführung der technischen Nachrichtenmittel immer kürzer gesteckt. Durch Anwenden der neuesten Erkenntnisse auf dem Gebiete der Halbleitertechnik wurden die Ausmaße und das Gewicht der Nachrichtengeräte, bei gleichzeitigem Erhöhen ihrer Leistungsfähigkeit und Zuverlässigkeit, weiter verringert; Bedienungs- und Abstimmprozesse wurden weitgehendst automatisiert und die Entfaltung der Nachrichtenstellen, besonders ihrer Antennensysteme, mechanisiert.

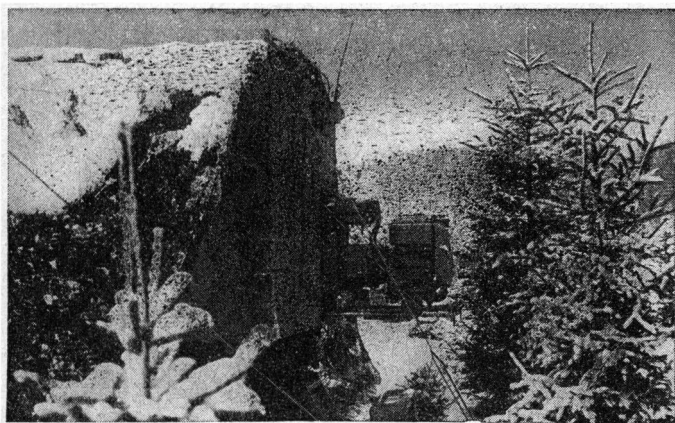
Dank dieser hochmodernen Ausrüstung ist die Nachrichtentruppe der Nationalen Volksarmee in der Lage, in kurzer Zeit ein weitverzweigtes und tiefvermaschtes Nachrichtennetz zu schaffen, das eine Vielzahl von Nachrichtenzentralen, -stellen und -linien umfaßt, die ihrerseits mit den verschiedenartigsten Nachrichtenapparaturen und Übertragungsverfahren ausgestattet sind. Moderne Funk-, Richt-

funk-, Troposphärenfunk- und Drahtnachrichtenmittel ermöglichen einen pausenlosen Informationsaustausch, verbinden die Fernsprechteilnehmer in vielen Richtungen miteinander, senden dringende Funksprüche und Fernschreiben mit den Befehlen der Kommandeure an die Unterstellten oder empfangen von diesen die Gefechtsmeldungen, stellen wichtige Kanäle für die Datenfernübertragung sicher und das alles so, daß es für den Gegner unmöglich ist, den Inhalt dieser Nachrichten zu entschlüsseln.

Dabei sei bemerkt, daß sich der Umfang der Informationsmenge, den das militärische Nachrichtenwesen heute bewältigen muß, im Vergleich zum zweiten Weltkrieg gewaltig vergrößert hat.

Die modernen Nachrichtenmittel aber allein geben den Kommandeuren und Stäben keineswegs schon die Gewähr, ihre Truppen erfolgreich zu führen. Die Hauptsache sind, wie überall im Militärwesen, die Menschen, in deren Händen sich die Technik befindet und die diese entsprechend den gegebenen Weisungen der vorgesetzten Nachrichtenoffiziere mit hohem Verantwortungsbewußtsein und großer Sachkenntnis wirkungsvoll einsetzen (Bild 2).

Die vorhandenen Nachrichtenkräfte und -mittel in Übereinstimmung mit der vom Kommandeur gestellten Aufgabe zweckmäßig einzusetzen, das ist die eigentliche Hauptaufgabe des Nachrichtenoffiziers. Er muß als Kommandeur und Einzelleiter zeigen, daß er die Nachrichtenverbindung richtig organisieren kann. Dazu muß er die



*Bild 2 Hauptaufgabe der Nachrichtentruppe – dem Kommandeur und den Stäben stets zuverlässige und mit hoher Qualität arbeitende Nachrichtenverbindungen gewährleisten*

*Bild 3*

*Leutnant Hochschulingenieur Gunther Hoffmann, Absolvent der OHS der Landstreitkräfte 1976. Er führt Soldaten, setzt moderne Technik ein. Er ist politischer Erzieher, militärischer Ausbilder, technischer Spezialist und Kommandeur in einer Person. Er bewährt sich an verantwortlicher Stelle in unserer Gesellschaft*



Grundlagen des modernen Gefechts beherrschen und sogar die Entwicklung der Gefechtshandlungen voraussehen können. Er muß außerdem beweisen, daß er die Tätigkeiten seiner Unterstellten in jeder beliebigen Gefechtsetappe so führt, daß diese eine zuverlässige Nachrichtenverbindung gewährleisten und somit ihren Anteil zum Gelingen des Gefechts oder der Operation beitragen. Daneben setzt die Meisterung der modernen Nachrichtentechnik fundamentale Kenntnisse der höheren Mathematik, Physik, Elektrotechnik und Funktechnik sowie der Grundlagen der Kybernetik voraus.

Als Nachrichtenspezialist wird man aber nicht geboren. Bis dahin ist es ein weiter Weg. Er beginnt als Offiziersschüler an der Sektion Nachrichten der Offiziershochschule der Landstreitkräfte (OHS). Das Studium dauert im allgemeinen drei Jahre. Als Bewerber für die Offizierschule kommen neben den Absolventen der erweiterten Oberschule besonders Bewerber aus Berufen des Funk-, Fernseh- und Nachrichtenwesens, der Meß-, Steuer- und Regeltechnik sowie der Datenverarbeitung in Frage. Die besten Voraussetzungen für den Besuch der OHS bringen solche Bewerber mit, die bereits eine Laufbahnausbildung als Tastfunker oder Fernschreiber bei der *Gesellschaft für Sport und Technik* erhielten.

An der OHS wird den Offiziersschülern all das beigebracht, was sie später als Offiziere in der Truppe brauchen. Die Persönlichkeitsentwicklung der künftigen Nachrichtenoffiziere steht hierbei an erster Stelle. In Kabinetten, Lehrklassen, Laboratorien und auf Übungsplätzen bekommen sie eine umfassende gesellschaftswissenschaftliche Ausbildung, studieren sie die Grundlagen des Marxismus-Leninismus sowie der Psychologie und bilden sich eine wissenschaftliche Welt-

anschauung; erhalten sie eine fundierte Grundlagenausbildung auf mathematisch-naturwissenschaftlichem Gebiet; erwerben sie militärische und militärtechnische Kenntnisse; erlernen sie die Arbeitsweise und die Bedienung der Nachrichtengeräte.

Ihre praktische Befähigung, Unterstellte führen zu können, erlangen die Offizierschüler während des Truppenpraktikums. Hierbei müssen sie zeigen, daß sie fähig sind, sowohl die Aufgaben als politischer und militärischer Führer von Kollektiven zu erfüllen als auch den speziellen ingenieurtechnischen Anforderungen eines Nachrichtenspezialisten gerecht zu werden. Sie müssen das an der Offiziershochschule erworbene Wissen und Können mit ganzem persönlichem Einsatz in den Dienst hoher Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft der Truppenteile und Einheiten stellen.

Die Ausbildung an der Offiziershochschule bietet alle Qualifizierungsmöglichkeiten, die jeden Ansprüchen standhalten. Die jungen Offiziere verlassen die OHS als Leutnant mit dem Diplom eines Hochschulingenieurs; sie besitzen die Fahrerlaubnis und eine Klassifikation als Funker, Richtfunke oder Fernschreiber.

Der Beruf des Nachrichtenspezialisten bietet vielseitige Einsatzmöglichkeiten. Die Hochschulabsolventen werden entsprechend ihrer Spezialisierung als Funk-, Richtfunk-, Fernsprech- oder Fernschreibzugführer eingesetzt. Einige beginnen ihren Dienst auch als Kommandeure oder Offiziere in den Einrichtungen des nachrichtentechnischen oder Kurier- und Feldpostendienstes (Bild 3).

Damit ist aber die Entwicklungsperspektive nicht abgeschlossen. Nach einigen Jahren geht für einen Teil der Zugführer die Entwicklung über die Dienststellung eines Kompaniechefs bis zum Stellvertreter des Kommandeurs eines Nachrichtentruppenteils oder Stabsoffizier weiter. Andere Offiziere dagegen besuchen nach einer kurzen Dienstzeit als Zugführer die Militärpolitische Hochschule *Wilhelm Pieck*, sie schlagen den Weg eines Politoffiziers der Nachrichtentruppe ein.

Auch der Weg zum Besuch einer Militärakademie steht den Nachrichtenspezialisten offen. Hier erwerben sie, die Kommandeure der Nachrichtentruppe von morgen, ihre Kommandeureigenschaften und das Wissen eines Diplomingenieurs für Nachrichtentechnik. Wissen sie doch aus eigenem Erleben, daß die Ansprüche moderner sozialistischer Streitkräfte an das Wissen und Können ihrer Offiziere un-  
aufhörlich wachsen und daß heutzutage auf die Dauer nur der Nachrichtenspezialist bestehen kann, der sein Leben lang lernt.

Offizier ist ein Beruf, der Liebe zur Sache, ein hohes Verantwortungsbewußtsein und einen festen Klassenstandpunkt verlangt. Ein Beruf, der in unserem Staat geachtet wird. Ihn zu seiner Sache zu machen, darüber lohnt es sich für jeden Jugendlichen, nachzudenken.

## MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee

Als Huggy bei seinem großen DDR-Rundflug in die Nähe der Messestadt Leipzig kam, erblickte sein scharfes Auge einen Strom junger Menschen, der sich unaufhörlich in Richtung Messegelände bewegte. Kurz entschlossen setzte Huggy zur Landung an; denn die XIX. *Messe der Meister von morgen* hatte ja vom 15. bis 26. November 1976 ihre Pforten geöffnet, um allen die Ergebnisse der jungen Neuerer und Rationalisatoren aus der sozialistischen Volkswirtschaft, der Landwirtschaft und der Nationalen Volksarmee zugänglich zu machen.

Die Vorbereitung dieser Messe stand im Zeichen des IX. Parteitages der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands. Die Partei der Arbeiterklasse hatte der jungen Generation der DDR die Aufgabe gestellt, durch die MMM-Bewegung den wissenschaftlich-technischen Fortschritt durchzusetzen und anzuwenden, die Arbeitsproduktivität ständig zu steigern und die sozialistische Intensivierung der gesellschaftlichen Produktion zu fördern. Darüber hinaus ist das sozialistische Bewußtsein der jungen Werktätigen, ihr Handeln als bewußte Patrioten und Internationalisten, die immer und überall für die kommunistische Sache eintreten, weiter zu entwickeln.

Wie die Jugend der DDR diese Aufgabenstellung verstanden hat in die Tat umzusetzen, wurde bei Huggys Flug durch die Ausstellungshallen deutlich. Die gezeigten Exponate übertrafen weit Huggys kühnste Erwartungen. Rund 18000 FDJler stellten etwa 1600 konstruktive und technische Neuerungen vor. In Vorbereitung auf diese *Messe der Meister von morgen* haben des weiteren insgesamt etwa 2,2 Millionen Mädchen und Jungen nahezu 580000 Rationalisierungsvorschläge eingereicht.

Huggy konnte sich bei seinem Besuch im Ausstellungspavillon der Nationalen Volksarmee davon überzeugen, daß auch die jungen Neuerer der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR im sozialistischen Wettbewerb *Kampfkurs IX. Parteitag* wesentlichen Anteil an den guten Ergebnissen dieser Messe hatten. Auch für die XX. *Messe der Meister von morgen* haben sich die jungen Armee-

angehörigen sowie die jungen Neuerer der Grenztruppen der DDR vorgenommen, im sozialistischen Wettbewerb *Kampfkurs 77 – Stets wachsam, kampfstark und gefechtsbereit* weiter zielstrebig und kontinuierlich die Neuererarbeit zu entwickeln, um noch bessere Ergebnisse für die Stärkung der Kampfkraft und Einsatzbereitschaft der Nationalen Volksarmee zu erreichen. Genosse Generalleutnant *W. Fleissner*, Stellvertreter des Ministers für Nationale Verteidigung, sagte in seiner Rede auf der Auszeichnungsveranstaltung der Nationalen Volksarmee anlässlich der *XIX. Messe der Meister von morgen*: «Die wichtigste Aufgabe besteht darin, die erreichte Stabilität und Kontinuität der Neuererarbeit zu sichern sowie das Niveau und die Truppenwirksamkeit der Neuerungen zu erhöhen.»

Für die Leser des *Elektronischen Jahrbuches*, die nicht die *XIX. Messe der Meister von morgen* besuchen konnten, hat nun Huggy wieder eine kleine Auswahl der Exponate vorgenommen. Nachstehend zunächst die Anschriften der Dienststellen, die Nachnutzern von Neuerervorschlägen weitere Auskünfte erteilen.

### **Bereich der Landstreitkräfte**

Nationale Volksarmee  
*1501 Potsdam-Geltow*  
Postfach 11 115

### **Bereich der Luftstreitkräfte/Luftverteidigung**

Nationale Volksarmee  
*126 Strausberg*  
Postfach 14 415c

### **Bereich der Volksmarine**

Nationale Volksarmee  
*25 Rostock 10*  
Postfach 18 815B

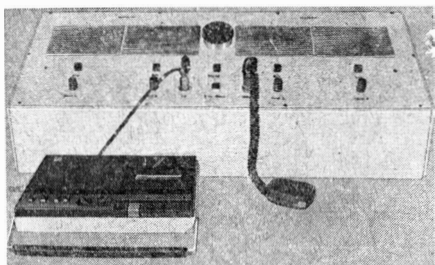
### **Andere Bereiche der Nationalen Volksarmee**

Nationale Volksarmee  
*126 Strausberg*  
Postfach 98 421

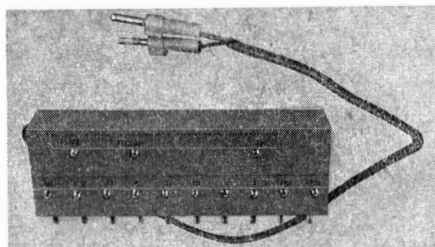
### **Bereich der Grenztruppen der DDR**

Grenztruppen der DDR  
*16 Königs Wusterhausen*  
Postfach 16 614

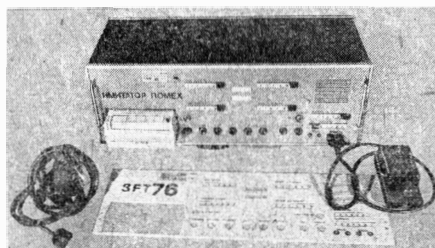
1. Verbesserter operativer Nachrichtenkoffer für den Kommandeur des Verbandes (Bild 1, Reg.-Nr.: 21 717/76)  
Neuererkollektiv: Oberstleutnant *Henker, Wilfried*  
Der transportable, verbesserte operative Nachrichtenkoffer ist für den Feldeinsatz gedacht und ermöglicht das Aufschalten bis zu 4 Nachrichtenkanälen.  
Er gestattet die Fernbedienung von 4 Funkstellen, wobei in 3 Funknetzen mitgehört und in einem Funknetz gesendet werden kann.
2. Optische Darstellung der Nachrichtenverbindungen (Bild 2, Reg.-Nr.: 28 957/76)  
Neuererkollektiv: Hauptmann *Calies, Dieter*  
Mit dieser Neuerung ist jeder Offizier der LNZ, DNZ im täglichen Dienst in der Lage, schnell die bestehenden Nachrichtenverbindungen, die geschaltet sind, zu überprüfen. Der Arbeitsprozeß und die Ausbildung in der NZ können effektiver gestaltet werden. Eine ständige Auskunftsbereitschaft über den Stand der Nachrichtenverbindungen ist gegeben.
3. Simulator für komplexe Kanalschaltungen (Bild 3, Reg.-Nr.: 10 433/76)  
Neuererkollektiv: Major *Böhm, Siegfried*  
Das Gerät simuliert die in der NVA gebräuchlichsten kanalbildenden Nachrichtenstellen, Endgeräte sowie 2- und 4-Drahtverbindungen. Das Anschalten von Feldnachrichtentechnik wurde vorgesehen.  
Der Simulator dient zur praktischen Ausbildung in der Aufnahme, dem Schalten sowie Betreiben von 2- und 4-Drahtverbindungen und zur Sicherstellung von Telegraphiekanälen in der geforderten Betriebsart ohne Aufwand an Feldnachrichtentechnik.  
Der Einsatz erfolgt in den Nachrichten-Lehrzentralen sowie in Lehrinrichtungen der NVA.
4. Störsimulator für Sprech- und Tastfunk (Bild 4, Reg.-Nr.: 16 401/76)  
Neuererkollektiv: Hauptmann *Schultz, Horst*  
Der Störsimulator dient zur Verbesserung der Ausbildung der Sprech- und Tastfunker.  
Bei der Ausbildung an der stationären Technik sowie an den Funkstellen auf verkürzte Entfernung werden bisher funktypische Störungen nicht berücksichtigt bzw. kaum wirksam. Dies entspricht aber nicht den realen Ausbildungsbedingungen an der Funktechnik. Durch den Störsimulator werden verschiedene Arten realer Störungen erzeugt und der Auszubildende damit konfrontiert.



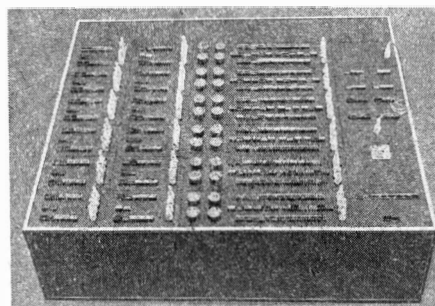
*Bild 1  
Verbesserter operativer  
Nachrichtenkoffer für  
den Kommandeur des  
Verbandes*



*Bild 2  
Optische Darstellung der  
Nachrichtenverbindungen*

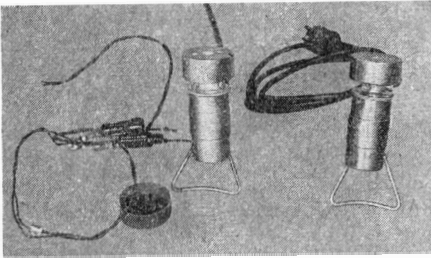


*Bild 3  
Simulator für komplexe  
Kanalschaltungen*

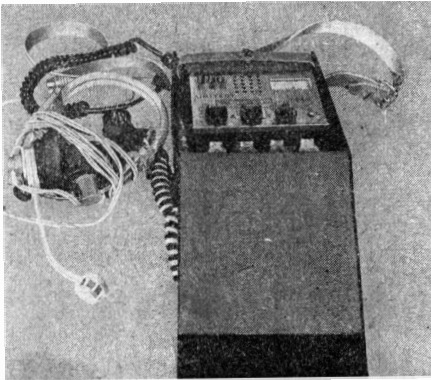


*Bild 4  
Störsimulator für  
Sprech- und Tastfunker*

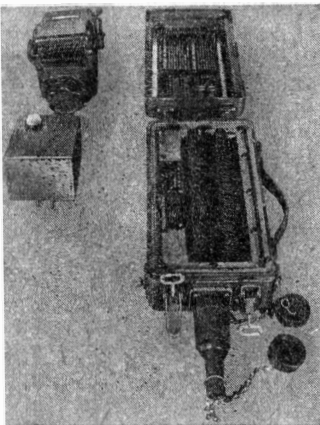




*Bild 5  
Lötvorrichtung für  
LFK-9-Endverbinder*



*Bild 6  
Gerät zur Bestimmung  
von Fehlerquellen an der  
Funkstation R-123  
(Unitest)*



*Bild 7  
Gerät zum Überprüfen von AK und  
AZ*

Der Einsatz des Störsimulators ist im U-Raum und an der Feldfunktechnik möglich.

5. Lötvorrichtung für *LKF-9*-Endverbinder (Bild 5, Reg.-Nr.: 16 412/76)

Neuererkollektiv: Hauptmann *Schultz, Horst*

Bei der Verlegung und Aufnahme von Feldkabeln (*LFK-9*) kommt es oft zum Ausfall bzw. zur Unterbrechung der Verbindung des Kabels mit dem Endverbinder. Diese Unterbrechung konnte bisher nur mit größerem manuellem Aufwand (2 Armeeangehörige) mittels Lötkolben beseitigt werden. Die Qualität der durchgeführten Arbeiten war recht unterschiedlich.

Die Lötvorrichtung ermöglicht dem Trupp, defekte Kabel selbst zu reparieren. Diese Arbeiten können von einem Armeeangehörigen durchgeführt werden. Die Erprobung ergab, daß alle Lötstellen eine gute Qualität aufwiesen. Die Lötvorrichtung läßt sich mit geringem Aufwand an Material und Arbeitszeit in jedem Truppenteil selbst herstellen.

6. Gerät zur Bestimmung von Fehlerquellen an der Funkstation R-123 - Unitest - (Bild 6, Reg.-Nr.: 25 276/75)

Neuererkollektiv: Feldwebel *Matthias*

Durch diese Neuerung ist es möglich, in kurzer Zeit eine genaue Überprüfung der Funkstation *R-123* auf ihre elektrischen Parameter oder auch Fehlerquellen nachzuweisen.

7. Gerät zum Überprüfen von AK und AZ (Bild 8, Reg.-Nr.: 67 757/76)

Neuererkollektiv: Hauptmann *Siegenbruck, Rolf*

Das Gerät ermöglicht in kurzer Zeit Anschaltkasten und Abzweigungskupplungen (sowjetischer und DDR-Produktion) frequenz- und spannungsmäßig unter Feld- und Ortsbedingungen zu überprüfen. Optische und akustische Kontrolle geben die Gewähr für die sichere Funktion der Überprüfung.

Die zeitraubende Durchmessung mit Meßgeräten entfällt.

## Aus der Geschichte der sowjetischen Funkamateure (II)

Am 5. Februar 1926 wurde der Beschluß des Rates der Volkskommis-  
sare *Über private Funksendestationen* angenommen. Dieser Akt der  
Gesetzgebung eröffnete ein neues Kapitel der Funkamateurbewegung.  
Man durfte Sender bauen und auf den Kurzwellen experimentieren.  
In Nishni Nowgorod wurde die erste Kurzwellensektion gebildet, und  
im Mai 1927 wurde beim Zentralrat der *Gesellschaft der Freunde des  
Funkwesens* eine zentrale Kurzwellensektion gegründet, die die ört-  
lichen Sektionen und die einzelnen Kurzwellenamateure der UdSSR  
vereinigte. Die zentrale Kurzwellensektion wurde zum Zentrum des  
Austauschs der QSL-Karten, durch die die Amateurfunkverbindungen  
bestätigt werden.

Geht man zu einem beliebigen Kurzwellen-Funkamateurer, so findet  
man an der Wand neben dem Sender oder in Alben viele verschiedene  
QSL-Karten von sowjetischen und ausländischen Kurzwellenamateu-  
ren. Auf jeder von ihnen ist groß das Rufzeichen der Amateurfunk-  
station abgedruckt. Das sind die originellen Visitenkarten der Kurz-



*Bild 1*  
*Der Held der Sowjetunion*  
*E. T. Krenkel (1903 bis*  
*1971) an seiner Amateur-*  
*funkstation RAFM*  
*(etwa 1939)*



*Bild 2*  
*Der Funkamateurl Nikolai Schmidt*  
*nahm das Notsignal der Expedition*  
*von Nobile auf*

wellenamateure. Sie zeugen von sportlichen Erfolgen, von Rekorden und von der Meisterschaft ihres Besitzers. Zwischen den Karten kann man an gut sichtbarer Stelle auch Diplome sehen, die den Siegern von Wettkämpfen zuerkannt werden, die oft im Äther stattfinden. Sie werden nach bestimmten Regeln mit unterschiedlichen Aufgaben organisiert. Hauptsächlich sind es jedoch Wettkämpfe um die größte Anzahl von schwierigen und weiten Verbindungen.

Der erste offizielle Wettkampf der Kurzwellenamateure wurde im September 1927 durchgeführt. In den folgenden Jahren führten die Funkportler eine Reihe von Wettkämpfen durch – alle in Telegrafie. 1935 wurden die ersten Allunions-Telefonie-Funkwettkämpfe durchgeführt, die dann große Popularität erlangten. Im selben Jahre wurde die Leitung des Kurzwellen-Amateurfunks an den Zentralrat der *Osoaviachim* übergeben, bei dem ein Rat der Kurzwellensektionen, eine zentrale Funkstation und ein QSL-Büro eingerichtet wurden. Kurzwellensektionen und Kollektivstationen wurden bei allen Gebiets-, Regions- und Republikorganisationen der *Osoaviachim* organisiert.

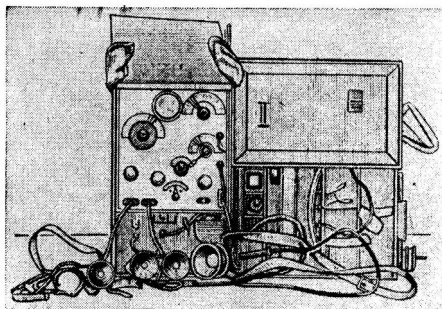
Der Funker und Funkamateurl *E. T. Krenkel*, der am 12. Januar 1930 zum erstenmal Kurzwellen in der Arktis benutzte – während einer Überwinterung auf Franz-Josef-Land –, stellte mit seinem kleinen Sender einen für jene Zeit außerordentlichen Rekord auf: die Verbindung mit der amerikanischen Expedition *Byrds*, die sich in der Antarktis, in der Nähe des Südpols befand. Die Kurzwellenamateure

*M. D. Lipmanow* und danach *N. A. Baikusow* (später Generalmajor und erster Redakteur der Zeitschrift *Radio*) stellten als erste zahlreiche Verbindungen auf Kurzwelle von einem Luftballon aus her. Der junge Kurzwellenamateur *Nikolai Schmidt* nahm als erster in Wochma das Notsignal der Expedition *Nobile* auf. Der Kurzwellenamateur *W. I. Wanejew* organisierte erfolgreich Kurzwellenverbindungen in den Gruben von Ostsibirien. Die Funkamateure des Ordshonikidse-Werkes waren die Initiatoren, die Kurzwellenstationen in der Landwirtschaft zur Verbindung der Traktorenbrigaden mit den Sowchosen benutzten.

Kurzwellenamateure benutzten als erste ihre Funkstationen bei Manövern der Roten Armee. Sie experimentierten mit ihren Sendern in Eisenbahnzügen, versorgten Handelsschiffe der Seeflotte mit Kurzwellenverbindungen sowie das Segelschulschiff *Wega* bei seiner Fahrt rund um Europa. Kurzwellenamateure stiegen mit ihren Geräten auf die Höhen der Berge, nahmen an vielen Expeditionen teil, z. B. in den Pamir, nach Tschukotka und in die Wüste Karakum – Expeditionen, die von der Akademie der Wissenschaften der UdSSR organisiert wurden.

Funkamateure arbeiteten auf dem Gebiete der ultrakurzen Wellen und machten den Weg frei für die Anwendung von UKW in verschiedenen Zweigen der Volkswirtschaft. Sie benutzten als erste UKW im Eisenbahn- und Autoverkehr, im Kampf mit Waldbränden, für Funkreportagen, im Fallschirm- und Segelflugsport.

Sehon einige Jahre vor dem Großen Vaterländischen Krieg gingen erfahrene Funkamateure vom Nachbau der Geräte, deren Beschreibung in Zeitschriften veröffentlicht worden war, zum selbständigen schöpferischen Konstruieren über. Dadurch ermöglichten sie All-unions-Fern-Funkausstellungen, die von 1935 an durchgeführt wurden. Diese weckten bei den Funkamateuren das Interesse an der



*Bild 3*  
Ansicht der Funkstation, die 1935 für die Funkverbindungen der MTS und Sowchosen eingesetzt wurde

Konstruktionsarbeit und wurden ein Mittel des umfassenden Erfahrungsaustauschs zwischen ihnen.

Während des Großen Vaterländischen Krieges erhielten Tausende von Funkern Orden und Medaillen für Heldenmut und Tapferkeit und ausgezeichnete Erfüllung von Kampfaufträgen. Unter ihnen waren viele Funkamateure. In seinem Buch *Funk – ein mächtiges Mittel der Landesverteidigung* (Verlag Wojenisdat 1948) erzählt der Marschall der Nachrichtentruppen *I. T. Peresyphkin* von Militärfunkern, die aus den Reihen der Funkamateure hervorgegangen sind: «Ihre Kenntnisse der Funktechnik, die Fähigkeit, vor beliebigen technischen Schwierigkeiten nicht aufzustecken, ihre große Meisterschaft fanden umfassende Anwendung an den Fronten des Großen Vaterländischen Krieges. Viele Funkamateure wurden ausgezeichnete Funkoffiziere, erfahrene Organisatoren von Funkverbindungen in den Truppenteilen und Verbänden der Sowjetarmee, Helden des Großen Vaterländischen Krieges. Nicht wenige Funkamateure arbeiteten in den Armee-Funkwerkstätten als Funktechniker.

Der bekannte Amateurkonstrukteur *G. A. Bortnowski* war Leiter einer Feld-Funkwerkstatt. Seine Werkstatt, die er persönlich in einem Fahrzeug aufgebaut hatte, war eine echte «schnelle Hilfe» an der Front. Die hervorragende Arbeit des Offiziers *Bortnowski* wurde durch zwei hohe Regierungsauszeichnungen gewürdigt. Solche Beispiele gab es viele.

Erfahrene Funkamateure leiteten erfolgreich die Organisation der Funkverbindungen in großen Verbänden der Sowjetarmee (Oberst *Sokolow*, Oberstleutnant *Kamaljagin*, Major *Lifschiz* u. a.). Der Kurzwellenamateur *W. F. Schirjajew* kam 1943 als Leutnant an die Front. 1945 hatte Gardemajor Ing. *Schirjajew* sechs Orden erhalten und war Leiter der Funkverbindungen eines ruhmreichen Panzerverbands.

Hunderte von Kurzwellenamateuren waren Funker in Partisaneneinheiten. Sie erwiesen sich als fähige Spezialisten und treue sowjetische Patrioten. Die Ausbildung der Partisanenfunker im Gebiet Leningrad leitete *N. N. Stromilow*, in den Partisaneneinheiten Lettlands *A. F. Kamaljagin*, der Leiter des Nachrichtenwesens im Brjansker Partisanengebiet war *W. A. Lomanowitsch*.» In der Kriegszeit bildeten die Organisationen der *Osoaviachim* Zehntausende von Funkern für Front und Hinterland aus.

Dank der Fürsorge von Partei und Regierung erlebte das Funkamateurwesen in den Nachkriegsjahren einen neuen Aufschwung. Heute wird die Funkamateurbewegung von der *Freiwilligen Gesellschaft zur Unterstützung der Armee, des Flugwesens und der Flotte* (DOSAAF) geleitet.

In vielen Städten des Landes gibt es Radioklubs der *DOSAAF*, die zu Zentren der Funkamateurausbildung, des Funksports und der

Konstruktionstätigkeit geworden sind. Eine große Arbeit unter den Funkamateuren leistet der *Zentrale Radioklub* der *DOSA AF*. Die Radioklubs vereinigen ein vielköpfiges Aktiv von Funkamateuren, leiten die Arbeit der Funkzirkel, organisieren Kurse und propagieren funktechnische Kenntnisse unter der Bevölkerung.

Die *DOSA AF* beschäftigt sich mit der Massenausbildung von Kadern des Funkwesens. In den Radioklubs und Kursen bildet man Tast- und Sprechfunker für den Bedarf der Volkswirtschaft aus, Funkmechaniker für die Reparatur von Rundfunkempfängern, Fernsehern usw. Während der letzten Jahre begann eine Bewegung zur Bildung von ehrenamtlich geleiteten Radioklubs ohne hauptamtliche Mitarbeiter. Ihre Zahl wächst schnell. Sie entstehen in vielen Grundorganisationen der *DOSA AF* in Fabriken und Werken, Lehranstalten, wissenschaftlichen Instituten, Sowchosen und Kolchosen.

Eine große Bedeutung für die weitere Entwicklung des Funkamateurwesens hatte die Gründung der Funksportföderation der UdSSR, der Funksportföderationen in den Unionsrepubliken und der Sektionen in den Gebieten und Regionen, was eine Erweiterung der verschiedensten gesellschaftlichen Aktivitäten und die Heranziehung des Aktivs zur Leitung des Funksports ermöglichte. So wurde z. B. das wissenschaftliche Massenexperiment zum Erarbeiten einer Karte der elektrischen Leitfähigkeit des Bodens durchgeführt. Die Teilnahme der Funkamateure ermöglichte es, diese wichtige Arbeit bedeutend zu beschleunigen und eine große Summe von Staatsmitteln einzusparen.

Interessante Entdeckungen wurden von Funkamateuren auf dem Gebiete der Ausbreitung der ultrakurzen Wellen gemacht. Unter Ausnutzung der Reflexion ultrakurzer Wellen durch Meteorspuren und unter Berücksichtigung bestimmter Gesetzmäßigkeiten, die mit der Sonnenaktivität zusammenhängen, empfing eine Anzahl von Funkamateuren die Sendungen von Fernsehzentren über eine Entfernung von mehr als tausend Kilometern. Ein Moskauer Funkamateur, der Ingenieur *S. K. Sotnikow*, empfing z. B. im Verlauf einiger Jahre Sendungen vieler europäischer Fernsehstationen und von Moskau weit entfernter Fernsehzentren der UdSSR.

Besonders erfolgreich ist die Tätigkeit der Funkamateure, die sich mit der umfassenden Entwicklung des Fernsehens verbindet. Diesem Ziel dienen die Ausarbeitung einfacher und billiger Fernsehempfänger, der Bau von Relaisstationen und Fernsehzentren mit den gesellschaftlichen Kräften der Funkamateure.

Das erste Amateur-Fernsehzentrum wurde in Charkow gebaut. Die Konstruktion dieses Zentrums erhielt den ersten Preis auf der X. Allunions-Funkausstellung, und seine Beschreibung wurde in einer Broschüre der Radio-Massenbibliothek veröffentlicht. Nach dem Char-

kower wurden Amateur- und Lehr-Fernsehzentren in Gorki, Odessa, Riga, Tomsk, Swerdlowsk, Omsk, Wladiwostok, Ufa, Naltschik, Archangelsk, Woronesh, Sewastopol, Gomel, Chabarowsk, Komso-  
molsk am Amur, Barnaul, Perm, Kasan und anderen Städten gebaut. In der Folgezeit wurden in diesen Städten die «kleinen Telezentren» der Amateure durch staatliche abgelöst, für die nun das Fernsehempfangsnetz schon vorbereitet worden war.

Ein großes Ereignis für die Funkamateurbewegung war 1961 die Aufnahme des Funksports in die einheitliche Allunions-Sportklassifizierung. Im selben Jahr wurden zum erstenmal Meisterschaften des Landes im Funkmehrkampf durchgeführt. Diese Wettkämpfe kamen aus Polen zu uns und erreichten schnell große Verbreitung. Zum Mehrkampf gehören die Aufnahme von 10 Funksprüchen und das Geben von Buchstaben- und Zifferntexten mit höchster Geschwindigkeit, ein Orientierungsmarsch über 5 km mit 12 kg Gepäck und die Durchgabe von Funksprüchen im Funknetz.

Ein Überblick über diese Übungen zeigt, daß die Wettkämpfe im Funkmehrkampf der Arbeit von Armeefunkern nahekommen. Diese Art des Funksports ist eine ausgezeichnete Schule der Vorbereitung von Funkern für die Sowjetarmee.

Das Gesetz der UdSSR über die allgemeine Wehrpflicht, das im Oktober 1967 vom Obersten Sowjet angenommen wurde, stellt der



*Bild 4 Blick in einen der Säle des Polytechnischen Museums in Moskau, in dem seit Jahrzehnten die Allunionsausstellung der Amateurkonstruktoren stattfindet*





*Bild 5*

*Unvergessen auch für die Funkamateure der DDR bleibt der Held der Sowjetunion E. T. Krenkel, RAEM, der viele Jahre Präsident der Radiosportföderation der UdSSR war. Heute trägt der Zentrale Radioklub der UdSSR den Namen E. T. Krenkel. Unser Foto zeigt ihn bei der Eröffnung des Funkmehrkampfes der sozialistischen Länder in Moskau 1964*

*DOSAAF* verantwortungsvolle Aufgaben bei der vormilitärischen Ausbildung. Funkamateurwesen und Funksport schaffen das Fundament für die erfolgreiche vormilitärische Ausbildung künftiger Armeefunker.

Funkamateurwesen und Funksport bilden eine hervorragende Freizeitbeschäftigung, in denen alle Altersgruppen tätig sind. Sie haben besondere Bedeutung für die Jugend, wenn man den ständig wachsenden Anteil von Funktechnik und Elektronik in allen Lebensbereichen und in den Streitkräften berücksichtigt. Der Funksport gehört zu den militärtechnischen Sportarten.

1970 führte das ZK der *DOSAAF* die V. Allunions-Spartakiade in den militärtechnischen Sportarten durch, die dem 100. Geburtstag W. I. Lenins gewidmet war. Besondere Aufmerksamkeit wurde bei der Spartakiade dem Funksport gewidmet. Es soll genügen, zu sagen, daß im Programm der Finalwettkämpfe fünf Arten des Funksports aufgenommen wurden: Meisterschaften im Funkmehrkampf, im Hören und Geben, in der Fuchsjagd, UKW-Wettkämpfe und – zum erstenmal im Programm der Spartakiade – Wettkämpfe der Konstrukteure. Diese wurden in den Ausstellungen des Amateurschaffens ausgetragen. Das Finale war die XXIV. Allunionsausstellung des Schaffens der Amateur-Konstrukteure, die im Mai 1970 in Moskau in den Sälen des Polytechnischen Museums durchgeführt wurde.

Die Allunions-Leistungsschauen des Schaffens der Funkamateure, die im Verlauf von 30 Jahren durchgeführt wurden, hatten große

Bedeutung. Sie zeigten Tausende von talentierten Naturbegabungen in allen Republiken der UdSSR. Auf den Allunions-Funkausstellungen wurden mindestens 10 000 der besten Konstruktionen von Funkamateuren gezeigt. Hunderte von Beiträgen in den Zeitschriften sowie viele Bücher und Broschüren wurden mit den Beschreibungen der verschiedenartigen Geräte gefüllt, die auf den Ausstellungen vorgestellt wurden. Schließlich fördern die in jedem Jahr von Funkamateuren für die Volkswirtschaft geschaffenen Geräte den technischen Fortschritt und sparen dem Staat Millionen von Rubeln.

Die XXIV. Allunions-Funkausstellung war ein würdiger Beitrag der Funkamateure zu *Lenins* Jubiläum. Sie war ein Wettbewerb der technischen Ideen und der Meisterschaft. Um das Recht der Teilnahme an ihr kämpften mehr als 24 000 Amateurkonstrukteure. Nach bei weitem nicht vollständigen Angaben betrug der ökonomische Nutzen der Arbeiten der Funkamateure in der Volkswirtschaft in den letzten drei Jahren 27 Millionen Rubel.

Große internationale Bedeutung hatte die Funkexpedition, die dem 100. Geburtstag *W. I. Lenins* gewidmet war. Zwei Wochen lang war im Äther das Rufzeichen mit den Buchstaben UL (Sowjetunion, Lenin) zu hören. Die Funkexpedition verlief von Uljanowsk aus über Kasan, Kuibyschew, Leningrad, Krasnojarsk, Schuschenskoje und endete in Moskau.

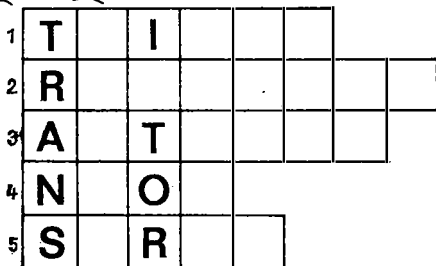
Kollektivstationen in den Städten, die mit der Biographie *W. I. Lenins* verbunden sind, arbeiteten jeweils 48 Stunden im Äther. Die Mannschaften der besten Funksporler bewiesen große Meisterschaft: sie stellten über 11 000 Verbindungen mit Amateurfunkern aus 111 Ländern der Welt her.

Zu kennzeichnenden Zügen des sowjetischen Funkamateurwesens wurden sein schöpferischer Charakter. Initiative und Organisiertheit, selbstloser Einsatz für die Interessen der sozialistischen Heimat, Sorge für ihr technisches Aufblühen und ihre kulturelle Entwicklung. Das sowjetische Funkamateurwesen befindet sich in der vordersten Linie des Kampfes des ganzen Volkes für den technischen Fortschritt.

(Beitrag von *W. A. Burljand*; aus dem Lesebuch des Radioamateurs, Verlag Energie, Moskau 1971; übersetzt von *F. Krause*)



## Auflösung des Preisrätsels 1977



Die 5 richtigen Begriffe, die in die Figur einzusetzen waren, heißen:

1. TRIODE
2. RESONANZ
3. ANTENNE
4. NEON
5. STROM

Das Lösungswort lautet:  
**TRANSISTOR**

Und das sind die Gewinner:

1. Preis (1 Transistortaschenempfänger und für 30,- M Bücher aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)  
Ralph Salzer, 402 Halle, Paul-Suhr-Straße 64
2. Preis (Bücher für 75,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)  
Arndt Groß, 6573 Hohenleuben, Reichenfelder Straße 8
3. Preis (Bücher für 50,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)  
Jürgen Eschbach, 1424 Leegebruch, Birkenallee 55
4. bis 10. Preis (je Preisträger Bücher für 25,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)  
Uwe Demmler, 133 Schwedt, Leninallee 11  
W. Letsch, 5232 Buttstädt, G.-Schumann-Straße 2  
Peter Neubert, 9345 Pockau, Rud.-L.-Ring 41 a  
Hans-Dieter Ross, 728 Eilenburg, Leipziger Straße 56  
Harald Wachs, 8019 Dresden, Teutoburgstraße 10  
Hans-Ulrich Weinert, 4801 Saubach, Wilhelm-Pieck-Straße 43  
Günter Weltz, 582 Bad Langensalza, Niederhöferstraße 3

Die Preisverteilung erfolgt unter Ausschluß des Rechtsweges.

**Einsendeschluß für das Preisrätsel zum Elektronischen Jahrbuch 1978 ist der 31. Mai 1978!**

## Bipolare Transistoren aus der Volksrepublik Polen (Stand 1975)

Typ	$U_{CBO}$ V	$I_{Cmax}$ (A) mA	$P_{Cmax}$ (W) mW	$\beta$	bei $I_E$ (A) mA	$f_T$ MHz	$F$ dB	Leit- fähig- keit	$R_{thj}$ ( $grad/W$ ) $grad/mW$	Anschluß- schema
1. Germaniumtransistoren										
ADP 665	30	(1,5)	(3,2)	20/120	(0,1)	100	-	pnp	(16)	1
ADP 666	60	(1,5)	(3,2)	20/120	(0,1)	100	-	pnp	(16)	1
ADP 670	30	(1,5)	(10)	30/200	(0,3)	100	-	pnp	(5)	1
ADP 671	20	(1,5)	(10)	30/200	(0,3)	100	-	pnp	(5)	1
ADP 672	60	(1,5)	(10)	30/200	(0,3)	100	-	pnp	(5)	1
AF 426	20	10	50	30/300	1	75	3	pnp	1,0	2
AF 427	20	10	50	30/300	1	75	3	pnp	1,0	2
AF 428	20	10	50	30/300	1	55	3	pnp	1,0	2
AF 429	20	10	50	30/300	1	35	3	pnp	1,0	2
AF 430	15	10	50	30/300	1	50	3	pnp	1,0	2
AF 514+	15	10	50	-	-	150	-	pnp	0,77	3
AF 515+	25	10	50	-	-	150	-	pnp	0,77	3
AF 516+	25	5	50	-	-	150	-	pnp	0,77	3
ASY 33	30	200	150	20/200	10	2	-	pnp	0,33	2
ASY 34	15	200	150	20/200	10	2	-	pnp	0,33	2
ASY 35	30	200	150	30/300	10	3	-	pnp	0,33	2
ASY 36	30	200	150	40/300	10	5	-	pnp	0,33	2
ASY 37	30	200	150	60/250	10	10	-	pnp	0,33	2
TG 1+	15	50	50	9/20	1	0,3	-	pnp	0,5	13
TG 2+	15	10	75	20/80	3	1,5	-	pnp	0,66	2
TG 3+	15	10	75	80/120	1	0,3	-	pnp	0,6	13
TG 3 A+	15	10	75	70/130	3	1	-	pnp	0,66	2
TG 3 F+	15	10	75	80/250	1	2	-	pnp	0,66	13
TG 4+	15	10	75	20/50	0,5	2	-	pnp	0,66	2
TG 5+	30	10	75	25/80	3	1,5	-	pnp	0,66	2
TG 5 E+	15	10	75	25/80	3	0,6	-	pnp	0,66	2

TG 6+	30	10	75	-	-	0,8.	-	pnp	0,66	13
TG 8+	60	30	75	20/100	10	1,7	10	npn	0,66	2
TG 9+	15	125	75	20	10	1,5	10	pnp	0,66	13
TG 10+	15	10	75	20/130	0,5	3	0,5	pnp	0,66	13
TG 11+	15	125	75	10	1	2	1	pnp	0,66	13
TG 20+	15	10	75	20/225	0,5	7	0,5	pnp	0,66	13
TG 27+	15	10	50	20	1	40	1	pnp	1,0	14
TG 37+	15	10	75	20	1	40	1	pnp	0,67	14
TG 38+	15	10	75	20	1	20	1	pnp	0,67	14
TG 39+	15	10	75	20	1	20	1	pnp	0,67	14
TG 40+	15	10	75	20	1	40	1	pnp	0,67	14
TG 41+	25	10	75	10	2	150	2	pnp	0,67	2
TG 50+	30	150	175	30/120	10	1,2	10	pnp	0,29	2
TG 51+	60	150	175	15/120	-	1,2	-	pnp	0,29	2
TG 52+	30	150	175	15/120	-	1,2	-	pnp	0,29	2
TG 53+	15	150	175	30/120	10	1,2	10	pnp	0,29	2
TG 55+	30	150	175	30/120	10	1,2	10	pnp	0,29	2
TG 60+	30	(1,5)	(1)	20/120	100	0,1	100	pnp	-	1
TG 70+	30	(1,5)	(5)	16/120	300	0,1	300	pnp	(6)	1
TG 71+	30	(1,5)	(5)	16/120	300	0,1	300	pnp	(6)	1
TG 72+	60	(1,5)	(6)	16/120	300	0,1	300	pnp	(6)	1

## 2. Siliziumtransistoren

BC 107	45	100	300	125/500	2	150	2	npn	0,5	2
BC 108	20	100	300	125/900	2	150	2	npn	0,5	2
BC 109	20	100	300	240/900	2	150	2	npn	0,5	2
BC 147	50	100	300	125/500	2	150	2	npn	0,33	4
BC 148	30	100	300	125/900	2	150	2	npn	0,33	4
BC 149	30	100	300	240/900	2	150	2	npn	0,33	4
BC 157	50	100	300	75/260	2	250	2	pnp	0,33	4
BC 158	30	100	300	75/500	2	250	2	pnp	0,33	4
BC 159	25	100	300	125/500	2	250	2	pnp	0,33	4
BC 177	50	100	300	50/500	2	200	2	pnp	0,5	2
BC 178	30	100	300	50/500	2	200	2	pnp	0,5	2

Typ	$U_{CBO}$ V	$I_{Cmax}$ (A) mA	$P_{Cmax}$ (W) mW	$\beta$	bei $I_E$ (A) mA	$f_T$ MHz	F dB	Leit- fähig- keit	$R_{th}$ ( $g_{rd}/W$ ) grd/mW	Anschluß- schema
BC 179	25	100	300	240/500	2	200	4	pnp	0,5	2
BC 211	80	(1)	800	40/250	150	50	-	npn	0,19	2
BC 237	45	100	220	125/500	2	150	10	npn	0,45	7
BC 238	20	100	220	125/900	2	150	10	npn	0,45	7
BC 239	20	100	230	240/900	2	150	4	npn	0,45	7
BC 313	60	(1)	800	40/250	150	50	-	pnp	0,19	2
BC 527	45	50	300	100/900	2	150	10	npn	0,42	2
BC 528	20	50	300	100/900	2	150	10	npn	0,42	2
BCAP 07	45	100	300	125/500	2	150	10	npn	0,5	2
BCAP 08	20	100	300	125/900	2	150	10	npn	0,5	2
BCAP 09	20	100	300	240/900	2	150	4	npn	0,5	2
BCAP 11	80	(1)	800	40/250	150	50	-	npn	0,19	2
BCAP 13	60	(1)	800	40/250	150	50	-	pnp	0,19	2
BCAP 77	50	100	300	75/500	2	200	10	npn	0,5	2
BCAP 78	30	100	300	75/500	2	200	10	npn	0,5	2
BCAP 79	25	100	300	125/500	2	200	4	pnp	0,5	2
BCE 107	45	100	150	125/500	2	150	10	npn	1,0	5
BCE 108	20	100	150	125/900	2	150	10	npn	1,0	5
BCE 109	20	100	150	240/900	2	150	4	npn	1,0	5
BCE 177	50	100	150	75/500	2	200	10	pnp	1,0	5
BCE 178	30	100	150	75/900	2	200	10	pnp	1,0	5
BCE 179	25	100	150	125/900	2	200	4	pnp	1,0	5
BCE 107+	45	50	300	125/500	2	150	10	npn	0,5	2
BCE 108+	20	100	300	125/900	2	150	10	npn	0,5	2
BCE 109+	20	100	300	240/900	2	150	4	npn	0,5	2
BCE 147+	50	100	300	125/500	2	150	10	npn	0,33	6
BCE 148+	30	100	300	125/900	2	150	10	npn	0,33	6
BCE 149+	30	100	300	240/900	2	150	4	npn	0,33	6
BCE 237+	45	100	220	125/500	2	150	10	npn	0,45	7

BCP 238+	20	100	220	125/900	2	150	10	npn	0,45	7
BCP 627	45	50	220	100/900	2	150	10	npn	0,45	7
BCP 628	20	50	220	100/900	2	150	10	npn	0,45	7
BD 135	45	(1,5)	(6,5)	40/240	150	150	-	npn	(10)	8
BD 136	45	(1,5)	(6,5)	40/240	150	250	-	npn	(10)	8
BD 137	60	(1,5)	(6,5)	40/160	150	250	-	npn	(10)	8
BD 138	60	(1,5)	(6,5)	40/160	150	250	-	npn	(10)	8
BD 139	80	(1,5)	(6,5)	40/160	150	250	-	npn	(10)	8
BD 140	80	(1,5)	(6,5)	40/160	150	250	-	npn	(10)	8
BD 254	60	(3)	(18,5)	30/300	(1)	30	-	npn	(8,4)	1
BD 255	60	(3)	(18,5)	30/300	(1)	30	-	npn	(8,4)	1
BDAP 54	60	(3)	(12,5)	30/300	(1)	30	-	npn	(12,5)	1
BDAP 55	60	(3)	(12,5)	30/300	(1)	30	-	npn	(12,5)	1
BDCP 20	100	(15)	(115)	20/70	(4)	0,8	-	npn	(1,5)	1
BDCP 25	200	(6)	(87,5)	15/180	(2)	10	-	npn	(2)	1
BDP 109+	60	(3)	(18,5)	40/250	(1)	30	-	npn	(8,1)	1
BDP 620	100	(15)	(117)	20/70	(4)	0,8	-	npn	(1,3)	1
BDP 621	100	(15)	(117)	50/150	(4)	0,8	-	npn	(1,3)	1
BDY 23	60	(6)	(87,5)	15/180	(2)	10	-	npn	(2)	1
BDY 24	100	(6)	(87,5)	15/180	(2)	10	-	npn	(2)	1
BDY 25	200	(6)	(87,5)	15/180	(2)	10	-	npn	(2)	1
BF 167	40	25	150	25	4	250	-	npn	1,0	3
BF 173	40	25	230	40	7	350	-	npn	0,65	3
BF 180	30	20	150	15	2	500	-	npn	1,0	9
BF 181	30	20	150	20	2	450	-	npn	1,0	9
BF 182	30	20	150	20	2	450	-	npn	1,0	9
BF 183	30	20	150	10	2	500	-	npn	1,0	9
BF 184	30	20	150	10	3	550	-	npn	1,0	9
BF 194	30	30	160	67/125	1	150	-	npn	0,63	4
BF 195	30	30	160	35/125	1	150	-	npn	0,63	4
BF 196	40	25	160	30	4	250	-	npn	0,63	4
BF 197	40	25	250	40	7	350	-	npn	0,4	4
BF 200	30	20	150	15	3	380	-	npn	1,0	9
BF 214	30	30	165	90/330	1	150	3,5	npn	0,91	3

Typ	$U_{CBO}$ V	$I_{Cmax}$ (A) mA	$P_{Cmax}$ (W) mW	$\beta$	bei $I_E$ (A) mA	$f_T$ MHz	F dB	Leit- fähig- keit	$R_{thj}$ (grd/W) grd/mW	Anschluß- schema
BF 215	30	30	165	40/165	1	150	3,5	npn	0,91	3
BF 257	160	100	(5)	25	30	40	-	npn	(30)	2
BF 258	250	100	(5)	25	30	40	-	npn	(30)	2
BF 259	300	100	(5)	25	30	30	-	npn	(30)	2
BF 457	160	100	(10)	25	30	90	-	npn	(10)	8
BF 458	250	100	(10)	25	30	90	-	npn	(10)	8
BF 459	300	100	(10)	25	30	90	-	npn	(10)	8
BFAP 15	30	30	165	40/165	1	150	3,5	npn	0,91	9
BFAP 57	160	100	(5)	25	30	40	-	npn	(30)	2
BFAP 58	250	100	(5)	25	30	40	-	npn	(30)	2
BFAP 59	300	100	(5)	25	30	40	-	npn	(30)	2
BFAP 80	30	20	200	15	2	500	7	npn	0,75	9
BFAP 83	30	20	150	10	3	550	-	npn	1,0	9
BFCP 99	65	350	(7)	15/200	125	400	-	npn	-	2
BFE 214	30	30	150	90/330	1	150	-	npn	1,0	5
BFE 215	30	30	150	35/165	1	150	3,5	npn	1,0	5
BFP 167+	40	25	150	25	4	250	-	npn	1,0	9
BFP 173+	40	25	230	40	7	350	-	npn	0,65	9
BFP 177+	100	50	600	20	15	75	-	npn	0,27	2
BFP 178+	160	50	600	20	30	75	-	npn	0,27	2
BFP 179 A+	160	50	600	20	20	75	-	npn	0,27	2
BFP 179 B+	220	50	600	20	20	75	-	npn	0,27	2
BFP 179 C+	250	50	600	20	20	75	-	npn	0,27	2
BFP 519	70	50	300	20/170	10	150	-	npn	0,42	2
BFP 520	50	50	300	20/170	10	150	-	npn	0,42	2
BFP 521	30	50	300	20/170	10	150	-	npn	0,42	2
BFP 619	70	50	220	20/170	10	150	-	npn	0,45	7
BFP 620	50	50	220	20/170	10	150	-	npn	0,45	7
BFP 621	30	50	220	20/170	10	150	-	npn	0,45	7

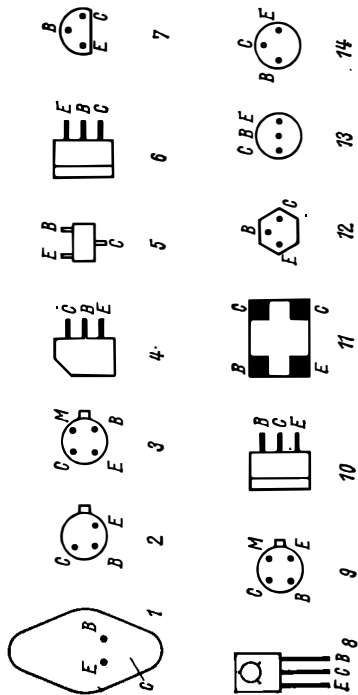


BFP 719*	15	100	150	20/90	1	250	-	npn	0,63	10
BFP 720*	15	100	150	50/350	1	250	-	npn	0,63	10
BFP 721*	30	100	150	20/90	1	250	-	npn	0,63	10
BFP 722*	25	100	150	90/330	1	250	-	npn	0,63	10
BFVP 20*	40	200	240	30	10	150	-	npn	0,41	11
BFXP 94*	60	800	500	40/120	150	250	-	npn	0,3	2
BFXP 95*	60	800	500	100/300	150	250	-	npn	0,3	2
BFYP 99	65	350	800	10	250	400	-	npn	-	2
BLCP 22	65	500	(11,6)	15/200	125	400	-	npn	-	12
BLYP 22	65	500	(11)	10	250	400	-	npn	-	12
BSBP 05	60	600	600	100/300	150	200	-	pnp	-	2
BSBP 07	60	600	400	100/300	150	200	-	pnp	-	2
BSBP 19	75	800	800	100/300	150	250	-	npn	-	2
BSBP 22	75	800	500	100/300	150	250	-	npn	-	2
BSDP 20	40	200	360	40/120	10	500	-	npn	-	2
BSDP 59	70	(1)	800	30/70	150	250	-	npn	-	2
BSVP 03*	40	100	240	30/120	10	300	-	npn	0,41	11
BSXE 92	40	200	200	20/60	10	400	-	npn	-	5
BSXE 93	40	200	200	40/120	10	500	-	npn	-	5
BSXE 94	40	200	200	20/150	10	400	-	npn	-	5
BSXP 59	70	(1)	800	25	500	250	-	npn	-	2
BSXP 60	70	(1)	800	25	500	250	-	npn	-	2
BSXP 61	70	(1)	800	25	500	250	-	npn	-	2
BSXP 65	60	800	500	100/300	150	250	-	npn	-	2
BSXP 66	60	800	500	40/120	150	250	-	npn	-	2
BSXP 67	60	800	500	20/60	150	250	-	npn	-	2
BSXP 87	40	200	360	30/120	10	300	-	npn	-	2
BSXP 92	40	200	360	20/60	10	400	-	npn	-	2
BSXP 93	40	200	360	40/120	10	500	-	npn	-	2
BSXP 84	40	200	360	20/150	10	400	-	npn	-	2
BSYP 04	60	600	600	40/120	150	200	-	pnp	-	2
BSYP 05	60	600	600	100/300	150	200	-	pnp	-	2
BSYP 06	60	600	400	40/120	150	200	-	pnp	-	2
BSYP 07	60	600	400	100/300	150	200	-	pnp	-	2
BSYP 62	25	200	360	20/60	10	200	-	npn	-	2

Fortsetzung

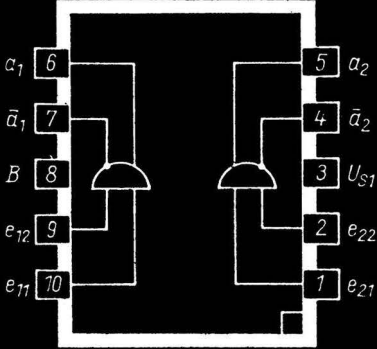
Typ	$U_{CBO}$ V	$I_{Cmax}$ (A) mA	$P_{Cmax}$ (W) mW	$\beta$	bei $I_E$ (A) mA	$f_T$ MHz	F dB	Leit- fähig- keit	$R_{thj}$ ( $grd/W$ ) $grd/mW$	Anschluß- schema
BSYP 63	40	200 (5)	360 (50)	30/120	10	300	-	npn	-	2
BUY 52*	150	(5)	(50)	-	-	10	-	npn	(2,5)	1
BUY 53+	80	(5)	(50)	-	-	10	-	npn	(2,5)	1
BUY 54+	30	(5)	(50)	-	-	10	-	npn	(2,5)	1
BUYP 52	120	(5)	(50)	10	500	10	-	npn	(2,5)	1
BUYP 53	80	(5)	(50)	20	500	10	-	npn	(2,5)	1
BUYP 54	40	(5)	(50)	20	500	10	-	npn	(2,5)	1

+ Fertigung eingestellt  
Transistoren aus der Zeit vor 1962 wurden nicht aufgenommen. Sie werden seit mehr als 10 Jahren nicht mehr gefertigt.

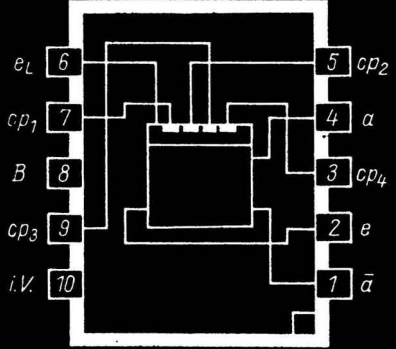




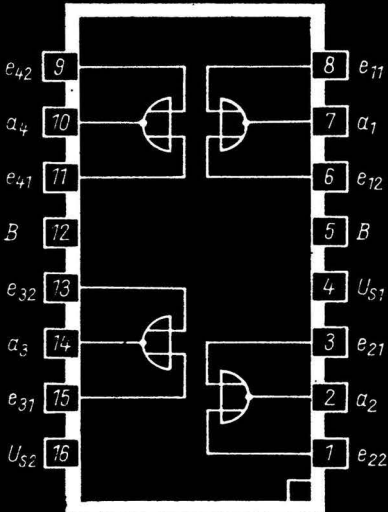
# Integrierte MOS-Schaltk



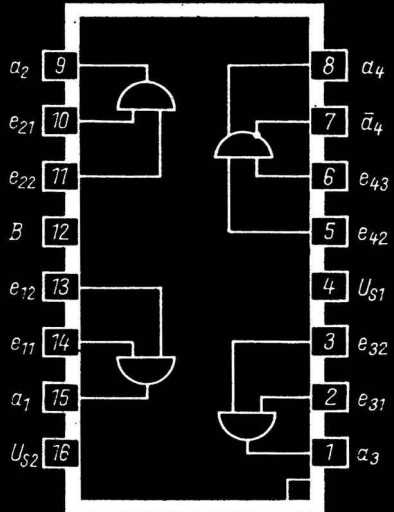
U 104 D



U 352 D

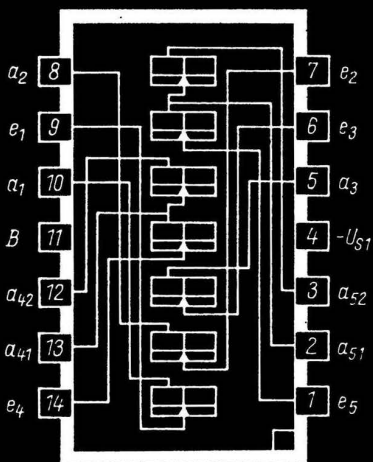
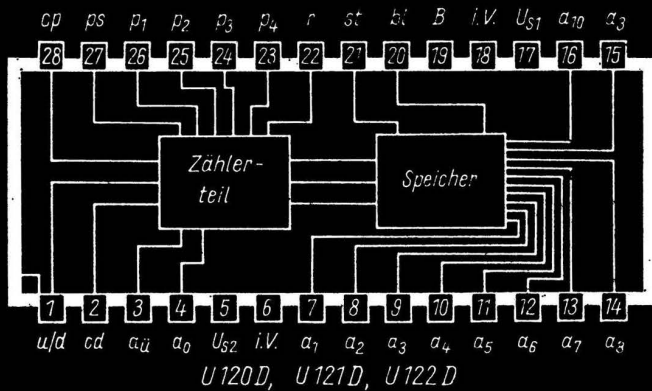


U 106 D

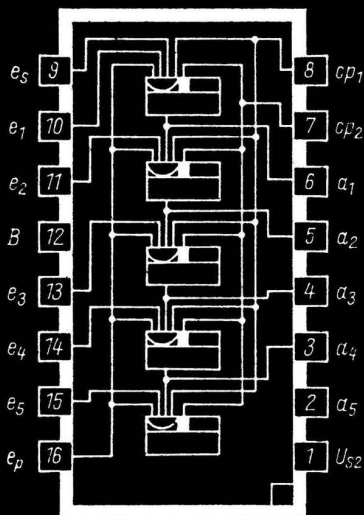


U 107 D

# reise der DDR-Industrie



U 112 D



U 311 D