



**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1973**



Schaltzeichen der Elektrotec

Elektroden und Zonen

*p-Emitter
auf n-Schicht*



*n-Emitter
auf p-Schicht*



*Mehrere p-Emitter
auf n-Schicht;
z. B.: 4 Emitter*



Kollektor mit Basis



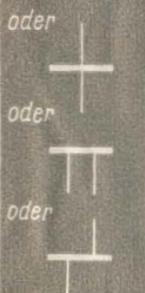
*Mehrere Kollektoren
auf einer Basis;
z. B.: 4 Kollektoren*



*Basis mit einem
galvanischen Anschluß*



*Basis mit zwei
galvanischen
Anschlüssen*



*Zone zwischen den Halb-
leiterschichten verschie-
dener Leitfähigkeit;
Übergang von der Schicht p
zur Schicht n oder umgekehrt*



*Zone mit den Leitfähig-
keiten p-i-n oder
n-i-n*



*Zone zwischen den Halb-
leiterschichten gleicher
Leitfähigkeit p-i-p
oder n-i-n*



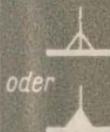
*Zone zwischen dem Kolle-
ktor und der Halbleiterschicht
mit umgekehrter Leitfähig-
keit p-i-n oder n-i-p*



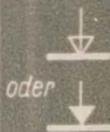
*Zone zwischen dem Kolle-
ktor und der Halbleiterschicht
mit gleicher Leitfähigkeit
p-i-p oder n-i-n*



*Gleichrichtender Über-
gang von der n-Schicht
zur p-Schicht*



*Gleichrichtender Über-
gang von der p-Schicht
zur n-Schicht*



*Leitfähigkeitskanal für
Anreicherungstyp*



*Leitfähigkeitskanal für
Verarmungstyp*



nik (Halbleiter) TGL 16 016

Kennzeichen	
Magnetfeldabhängigkeit	X
Lichtelektrischer Effekt	
Temperatureffekt	t°
Kapazitive Eigenschaft	
Tunneleffekt]
Lawineneffekt in einer Richtung	┘
Lawineneffekt in beiden Richtungen	┘┘
Rückwärtseffekt	I

Dioden	
Diode mit gleichrichtender Funktion, allgemein	 oder 
Diode mit Temperatureffekt	
Kapazitätsdiode	
Tunneldiode	 oder 
Lawinengleichrichterdiode	 oder 
Lawinengleichrichterdiode mit Lawineneffekt in beiden Richtungen	 oder 
Rückwärtsdiode	 oder 
Zwei richtungsdiode	
Schaltdiode, Typ pnpn	
Schaltdiode, Typ npnp	
Baustein mit gleichen Dioden, mit gemeinsamem Anodenanschluß	
Baustein mit gleichen Dioden, mit gemeinsamem Katodenanschluß	

**Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1973**

Herausgeber: Ing. Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

**Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1973**



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik

1. — 30. Tausend

Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik · Berlin 1972

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5 · ES-Nr.: 23 K

Lektor: Wolfgang Stammer

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Illustrationen: Heinz Bormann, Hans-Joachim Purwin

Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos, Zentralbild

Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Hannelore Münnich

Vorauskorrektor: Ilse Fährdrich · Korrektor: Gertraud Purfürst

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Offizin Andersen Nexö, Leipzig

Redaktionsschluß: 15. April 1972

Bestellnummer: 745 405 0

Inhaltsverzeichnis

<i>Ing. Günther Keye — DM 2 AAO</i> Vizepräsident des Radioklubs der DDR	
20 Jahre Amateurfunk in der Deutschen Demokratischen Republik . . .	11
<i>Herbert Becker</i> Elektronische Bauelemente für den Fortschritt	19
<i>Oberstleutnant N. Wassiljew</i> Vor dreißig Jahren	24
Kapitalexport der USA-Elektronikmonopole	28

Wissenswertes über moderne Technik

Die Elektronenröhre im Zeitalter der Halbleitertechnik	34
Technologische Anlagen für die Halbleiterindustrie	38
<i>Dipl.-Ing. Martin Bischoff</i> Möglichkeiten und Grenzen der Vierkanal-Tontechnik	46
<i>Jürgen Feuerstake</i> Gefahren für das Bauelement — kosmische Strahlung und Raumfahrt- elektronik	53
<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Hi-Fi-Geräte aus der Deutschen Demokratischen Republik	63
Fernsehen aus der Konserve	74

Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Ing. Karl-Heinz Schubert — DM 2 AXE</i> Digitale Schaltkreisreihe aus dem Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)	80
---	----

Dipl.-Phys. Detlef Lechner – DM 2 ATD
Das magnetomechanische Filter 91

Dipl.-Ing. Frank Gärtner
Piezokeramische Filter und ihr Einsatz 101

Moderne Technik für den Funkamateurl

Karl Rothammel – DM 2 ABK
Eine gute Antenne ist der beste Hochfrequenzverstärker – Variationen zum Thema Kurzwellenantennen 115

Dr. Walter Rohländer – DM 2 BOH
Empfang frequenzmodulierter Signale 124

Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE
Fuchsjagd-Empfängerpraxis für das 80-m-Band 138

Jürgen Hermsdorf – DM 2 CJN
Ein KW-Kleinsender für Einbandbetrieb 152

Dipl.-Phys. Detlef Lechner – DM 2 ATD
SSB-Aufbereitung mit Transistoren 158

Bauanleitungen für den Elektroniker

Harro Kühne
Schaltbeispiele mit den integrierten Schaltkreisen MAA 325 und MBA 145 170

Axel Hofmann
Steuergerät für Gesangsanlagen 185

HF-Tonabnehmer für Elektrogitarren 190

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig
Lichtempfindliche Halbleiterbauelemente für die Amateurpraxis ... 192

Ing. Dieter Müller
NF-Leistungsstufen mit Siliziumtransistoren 204

Dipl.-Ing. Bernd Petermann
Vier einfache Meß- und Prüfgeräte mit Transistorbestückung 215

<i>Alois Heddergott</i>	
TRANSITEST — ein Universalmeßgerät	234

<i>Hans-Peter Kirchhoff</i>	
Lautsprecherboxen für den Stereobetrieb	248

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

<i>Oberst B. Fedotow</i>	
Transportable UKW-Funkstationen	252

<i>Egon Klaffke — DM 2 BFA</i>	
Wie wird man Funkempfangsamateur?	259

<i>F. Wischnewezki — Chefredakteur der Zeitschrift radio, Moskau</i>	
Talenteschau sowjetischer Elektronikamateure	267

MMM-Kaleidoskop: Exponate der NVA	274
---	-----

Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (VII)	282
---	-----

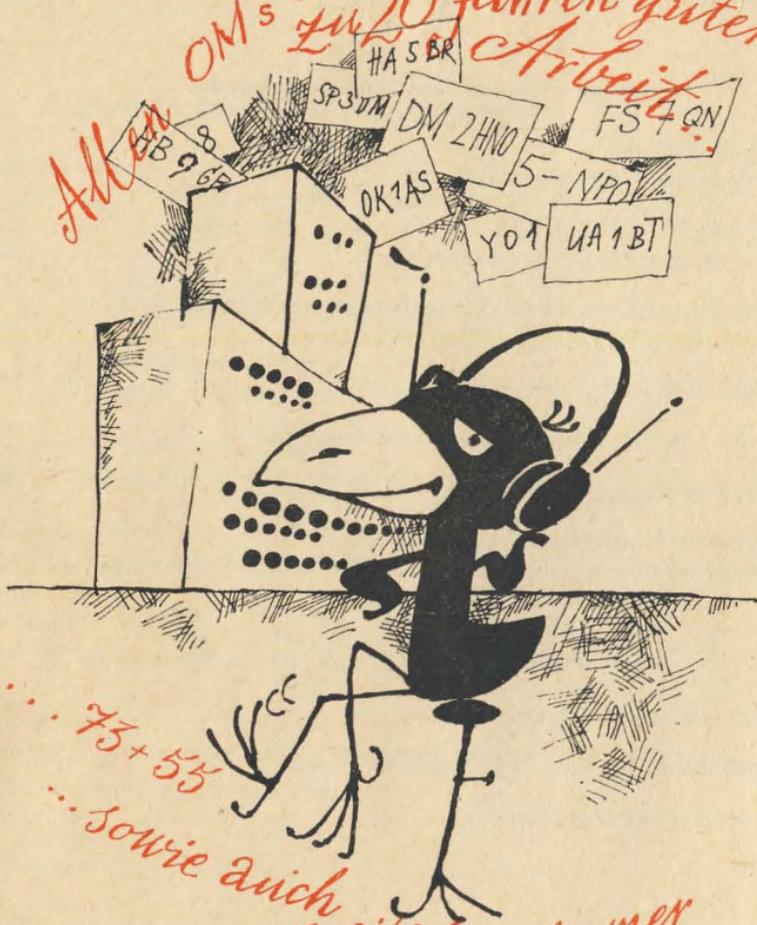
Neues von Huggy, dem Elektronenrabben	287
---	-----

<i>Ing. Hartmut Lachmann</i>	
Wie mordet man einen Leistungstransistor?	293

Tabellenanhang

Daten sowjetischer Transistoren	300
Kondensator — Spule — Schwingkreis	311
Schwingkreisinomogramme	314

*Alle OM's der DDR
zu 20 Jahren guter
Arbeit*



*... 75+55
... sowie auch
weiterhin immer
QRV
mit R5, S9, T9 !*

1973

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

Ing. Günther Keye
DM 2 AAO
Vizepräsident des
Radioklubs der DDR

20 Jahre Amateurfunk in der Deutschen Demokratischen Republik

»cq das 80-m-Band - hier ruft Leipzig, hier ruft DM 2 AEM,« so war es am Abend des 14. Juli 1953 zu vernehmen, denn am selben Tag wurden im Zentralvorstand der *Gesellschaft für Sport und Technik*, der damals noch seinen Sitz in Halle/Saale hatte, die ersten sechzehn Amateurfunkgenehmigungen in der Deutschen Demokratischen Republik ausgegeben. Damit war erstmalig im Äther ein Rufzeichen mit dem Landeskenner DM vertreten und verkündete den Beginn des Amateurfunks im ersten Arbeiter-und-Bauern-Staat in der deutschen Geschichte.

Der Aufbau des Amateurfunks begann in der Deutschen Demokratischen Republik mit der Gründung der *Gesellschaft für Sport und Technik* am 7. August 1952, in deren Gründungsaufwurf bereits der Aufbau des Amateurfunks enthalten war. Unmittelbar danach begann unter Mitwirkung von Mitgliedern der Organisation das Ministerium für Post- und Fernmeldewesen das erste Amateurfunkgesetz vorzubereiten. Die erste Verordnung über den Amateurfunk wurde am 6. Februar 1953 von der Regierung der Deutschen Demokratischen Republik verkündet. Darin hieß es: »Der Amateurfunk eröffnet vor allem unserer Jugend die Möglichkeit, sich auf dem Gebiet des Funkwesens zu spezialisieren.« Damit waren vor allem der Arbeiterjugend der Weg zur Aneignung der modernen Funktechnik geebnet und auch auf diesem Gebiet Privilegien der Vergangenheit gebrochen.

Ausgehend von den revolutionären Traditionen des *Freien Radiobundes* und des *Arbeiter-Empfangsdienstes (AED)* aus den Jahren vor 1933 wurde in der Deutschen Demokratischen Republik begonnen, ein sozialistisches Amateurfunkwesen aufzubauen. So schrieb damals, nachdem die ersten Funkamateure der DDR bekannt wurden, ein ehemaliger Leiter des Arbeiter-Empfangsdienstes vor 1933 im Dresdener Bezirk an einen Berliner Funkamateur, DM 2 AEO, der selbst aktives Mitglied im *Freien Radiobund* in Berlin war, »Ich bin sehr erfreut, nach so vielen Jahren des Kampfes und endlichen Sieges einem Kameraden von der alten Garde des *Freien Radiobundes* und des *AED* zu begegnen und Grüße übermitteln zu können.«

Zu den schwierigsten Seiten beim technischen Aufbau des Amateurfunks gehörte in jenen Jahren die materielle Sicherstellung. Es bedurfte großer Findigkeit, um nach dem Motto »aus Alt mach Neu« brauchbare Stationen zu errichten. Im Handel war zu dieser Zeit kaum das Allernotwendigste erhältlich. Man kann heute mitleidig lächeln, wenn man in einem seriösen technischen Artikel aus jener Zeit, der sich mit der Beseitigung von Rundfunkstörungen befaßte, liest »wer keine geschirmte Leitung zu kaufen bekommt, stellt sie selbst her. Zur Netzschur wird ein blanker Beidraht parallel gelegt und dann beide zusammen mit der Alufolie eines durchgeschlagenen Becherkondensators dicht umwickelt. Das Ganze wird dann zum Schutz der Alufolie noch mit einem Textilband umwickelt.«

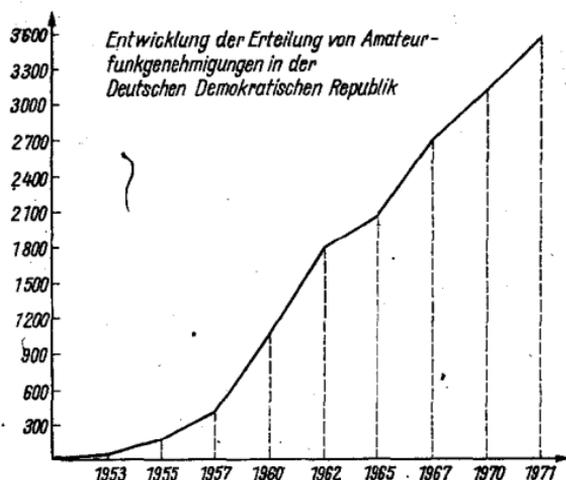
Trotz dieser materiellen Schwierigkeiten wurden bis Ende 1954 annähernd 100 Amateurfunkstationen betrieben. Durch die Unterstützung des Staates konnten in den Jahren 1955/56 die ersten Bausätze zum Aufbau neuer, wenn auch noch recht bescheidener Amateurfunkstationen den Amateurfunkern der *Gesellschaft für Sport und Technik* zur Verfügung gestellt werden. Zu diesen Bausätzen gehörte auch ein industriell hergestellter 25-W-Modulations-Verstärker, der speziell für die Funkamateure produziert wurde und lange Zeit unter der Typenbezeichnung *MV 23* gute Dienste leistete.

Entwicklung und Stand der Ausgabe der Amateurfunkgenehmigungen in der Deutschen Demokratischen Republik

Jahr	Einzelgenehmigungen	Genehmigungen für Klubstationen	Mitbenutzer	Gesamt
1953 (Dezember)	26	2	nicht erfaßt	28
1955 (Mai)	121	52	nicht erfaßt	173
1957 (Juli)	163	211	nicht erfaßt	374
1960 (April)	269	268	506	1043
1962 (Dezember)	376	414	1023	1813
1965 (Mai)	513	437	1113	2063
1967 (September)	668	528	1473	2669
1970 (März)	814	559	1730	3103
1971 (Dezember)	947	512	2033	3552

Dank dem großen Aufbauwerk unserer Menschen und der von der Partei der Arbeiterklasse und der Regierung der Deutschen Demokratischen Republik der *Gesellschaft für Sport und Technik* erwiesenen Hilfe verfügen heute viele unserer Funkamateure über moderne Sende- und Empfangsstationen, um am internationalen Amateurfunkverkehr teilzunehmen.

Beim Aufbau des Amateurfunks in der DDR wurde auch von Anbeginn Wert darauf gelegt, daß die zukünftigen Funkamateure sich zunächst aktiv als Kurzwellenhörer betätigen. Dieser Forderung Rechnung tragend,



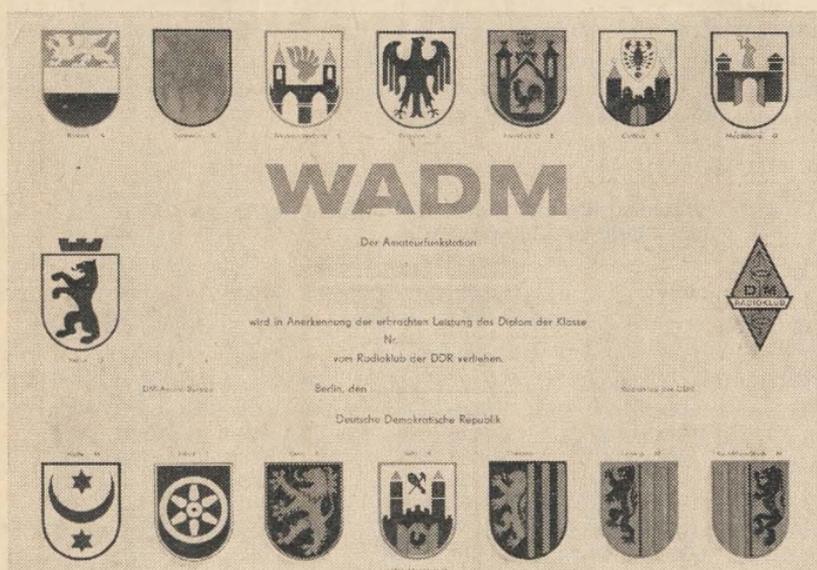
wurden im September 1953 bereits die Bedingungen für das DM-Diplom veröffentlicht. Unter der Bezeichnung Urkunde für Funkempfangsamateure kann es noch heute von jedem Mitglied der *Gesellschaft für Sport und Technik* ab 12 Jahre erworben werden. Durch eine Prüfung an einer Klubstation muß der Funkempfangsamateur den Beweis erbringen, daß er alles Wesentliche über den Amateurfunkbetrieb wie seine Betriebsregeln, Abkürzungen, Landeskenner u. ä. beherrscht, einen eigenen Empfänger besitzt und die Sendungen der Funkamateure fachgerecht beurteilen kann. Bis Anfang 1972 wurden über 6000 Hörerdiplome bzw. Urkunden an Funkempfangsamateure ausgegeben, von denen heute viele eine Amateurfunkgenehmigung besitzen.

Entwicklung und Stand der Ausgabe der Urkunden für Funkempfangsamateure

Jahre	Laufende Nummer der Urkunden	Anzahl	Gesamtstand
1953—1955	0011—0484	474	474
1956—1957	0485—0838	354	828
1958—1959	0839—1119	281	1109
1960—1961	1120—1614	495	1604
1962—1963	1615—2094	480	2084
1964—1965	2095—3152	1058	3142
1966—1967	3153—4232	1080	4222
1968—1969	4233—5226	994	5216
1970—1971	5227—6224	998	6214

Am 1. September 1953, nachdem unsere Funkamateure bereits viele Verbindungen mit Funkamateuren in anderen Ländern getätigt hatten, begann auch das DM-QSL-Büro seine Tätigkeit. Solche Büros oder besser Vermittlungen genannt, existieren in fast allen Ländern, in denen der Amateurfunk betrieben wird. Sie haben die Aufgabe, die QSL-Karten der Funkamateure zu vermitteln. QSL-Karten sind Bestätigungen für zweiseitige Funkverbindungen und enthalten alle wichtigen Angaben darüber wie Datum, Uhrzeit, das benutzte Amateurband, den Bericht über Hörbarkeit und Lautstärke, um nur einige zu nennen.

In den zurückliegenden 20 Jahren wurden schätzungsweise über 4 Millionen solcher QSL- bzw. SWL-Karten (SWL = Short Wave Listener = Kurzwellenhörer) von den Funkamateuren der DDR in über 100 Länder durch das DM-QSL-Büro vermittelt. Diese QSL-Karten haben aber noch eine zweite Aufgabe, die für viele Funkamateure sogar als die wichtigste gilt, nämlich als Bestätigungen zum Nachweis erfüllter Bedingungen zum Erwerb von Amateurfunkdiplomen. Ein Amateurfunkdiplom ist eine besondere Form der Anerkennung funksportlicher Leistungen. Sie werden von Amateurfunkverbänden, Radioklubs und einzelnen Gruppen oder Einrichtungen solcher Vereinigungen und Klubs der Funkamateure gestiftet und auf besonderen Antrag verliehen. Die Diplombedingungen sind sehr mannigfaltig. Im allgemeinen verlangen sie eine bestimmte Anzahl von Funkverbindungen mit einem Land, Teilen eines Landes, mit bestimmten Ländergruppen, mit Städten oder ähnlichem.



In der DDR wurde als erstes Amateurfunkdiplom das WADM (WADM = Worked All DM = mit allen aus der DDR gearbeitet) und das RADM (für Funkempfangsamateure) im Oktober 1956 gestiftet. Bis März 1972 wurde es an 5650 Funkamateure und Funkempfangsamateure in über 50 Staaten auf allen Kontinenten verliehen. Zu einem besonders begehrten Diplom aus der DDR zählt das im Juni 1958 aus Anlaß der Ostseewoche gestiftete Diplom SOP (Sea of Peace = Meer des Friedens). Dieses Diplom, daß die Form eines mehrfarbigen Wimpels hat, wurde bisher an 5320 Funkamateure verliehen. Hinzu kommen noch 2650 Zusatzwimpel, die jährlich die Funkamateure erwerben können, die die Bedingungen wiederholt erfüllen. In den nachfolgenden Jahren wurden weitere Amateurfunkdiplome vom Radioklub der DDR gestiftet. Insgesamt wurde bis Februar 1972 die stattliche Zahl von über 25000 Diplomen vom Radioklub der DDR an Funkamateure der DDR und des Auslands ausgegeben.

So wie in allen sportlichen Bereichen Wettkämpfe eine wichtige Rolle spielen, so ist es auch im Amateurfunk. Die Funkamateure tragen regelmäßig Wettkämpfe, sogenannte Conteste aus. Im Gegensatz zu anderen sportlichen Wettkämpfen, bei denen man sich örtlich in den Sportstätten zur Austragung zusammenfindet, nehmen die Funkamateure an ihren

Vom Zentralvorstand der Gesellschaft für Sport und Technik und dem Radioklub der Deutschen Demokratischen Republik von 1956 bis 10. März 1972 ausgegebene Amateurfunkdiplome

Diplom	Anzahl	Diplom	Anzahl
WADM I	41	Europe-QRA-I	73
WADM II	131	Europe-QRA-II	211
WADM III	685	DM-DX-A	1268
WADM IV	3286	DM-CA I	1862
WADM V	1008	DM-CA II	1024
RADM I	13	DM-CA III	733
RADM II	64	DM-CA IV	422
RADM III	385	DM-CA V	191
RADM IV	1326	DM-CA-Sticker	373
RADM V	139	DM-KK-I	467
SOP	4827	DM-KK-II	83
SOP-Zus.St.	2506	DM-KK-III	31
DM-QRA I	140	HADM	2864
DM-QRA-II	266	FJDM	108

Insgesamt: 24 527

Die Diplome wurden in folgenden Jahren gestiftet:

WADM:	Oktober 1956	DM-DX-A:	Mai 1956
RADM:	Oktober 1956	DM-CA:	Mai 1965
WADM V:	1. Jan. 1968	DM-KK:	Januar 1968
SOP:	Juni 1958	HADM:	April 1959
DM-QRA:	September 1963	FJDM:	Juni 1960

Contesten mit der Station in ihrer Wohnung oder in der Klubstation teil. Die Bedingungen werden von den betreffenden Amateurfunkverbänden oder Radioklubs bekanntgegeben. In diesen Wettkämpfen geht es darum, mit möglichst vielen Funkamateuren Verbindungen in einer bestimmten Zeit herzustellen. Auch die Funkamateure der DDR haben sich seit 1953 an mehreren Hundert Contesten beteiligt, von denen viele jährlich wiederkehren. Einer der ersten internationalen Conteste, an dem die Funkamateure der DDR teilnahmen, war der CQ-MIR-Contest der UdSSR im Mai 1954. Von diesem Zeitpunkt an wurde die Zusammenarbeit mit der sowjetischen Bruderorganisation *DOSA AF* immer enger. Heute verbindet unsere Funkamateure eine herzliche Freundschaft mit den Funkamateuren der UdSSR und der anderen sozialistischen Länder. Den ersten eigenen Contest innerhalb der DDR führten die Funkamateure der DDR am 27. März 1955 durch. An ihm beteiligten sich 45 Sendeamateure und 39 Funkempfangsamateure. Um auch international mit einem eigenen Contest in Erscheinung zu treten, organisierte die *Gesellschaft für Sport und Technik* aus Anlaß des 10. Jahrestags der Gründung der DDR erstmalig den WADM-Contest, der zu unserem ersten großen internationalen Erfolg wurde. Über 1000 Funkamateure aus 67 Ländern nahmen hieran teil. In den folgenden Jahren wurden weitere Conteste vom Radioklub der DDR organisiert und die Bedingungen von vielen Contesten des Auslands im Contestkalender des Radioklubs der DDR bekanntgegeben. Heute enthält dieser Kalender jährlich über 60 internationale und nationale Conteste. Um der Öffentlichkeit einen Einblick in den technischen Leistungsstand des Amateurfunks in der DDR zu geben, wurden Leistungsschauen der Funkamateure durchgeführt. Die erste fand 1957 in Halle/Saale statt. Bereits drei Jahre später, im Juni 1960 wurde die zweite DDR-Leistungsschau der Funkamateure anläßlich des Europatreffens in Leipzig durchgeführt, an der sich auch Funkamateure aus der ČSSR und der VR Ungarn beteiligten.

Die Funkamateure der DDR leisteten auch wiederholt Beiträge für die Wissenschaft. So bauten Funkamateure aus Leipzig für das geophysikalische Observatorium Collm bei Oschatz 1962 einen Amateursender, der auf der Frequenz 28 MHz pausenlos über mehrere Jahre arbeitete. Dieser Sender wurde im geophysikalischen Jahr dazu benutzt, um das Auftreten der sporadischen E-Schicht in der Ionosphäre und andere Erscheinungen zu untersuchen. Auch bei der Untersuchung einiger Ausbreitungserscheinungen in den UKW-Bereichen beteiligten sich Funkamateure der DDR. 1956 wurde den Funkamateuren der DDR die Arbeit im 2-m-Band ermöglicht. Da die Ausbreitungsbedingungen im UKW-Bereich von verschiedenen Faktoren abhängig ist, sind große Reichweiten nicht regelmäßig zu erreichen. Deshalb sind Erstverbindungen auf UKW zwischen Funkamateuren der DDR und anderen Staaten von besonderem Interesse und werden offiziell registriert. Die erste Erstverbindung auf

FRANKFURT/ODER - E ROSTOCK - A Suhl - K DRESDEN - L SCHWERIN - B ODERA - I POTSDAM - D

GERMAN DEMOCRATIC REPUBLIC

DM3VZJ

To Radio	Date	GMT	RST	MC
DM Ø DM	1. 12. 70	1410	59	36

Martin Schlenzig, 6501 Kraftsdorf, Harpersdorfer Straße 83

BERLIN HAUPTSTADT DER DDR - D

LEIPZIG - M COTTBUS - F NEUBRANDENBURG - C HALLE - H KARL-MARKT-STADT - N MAGDEBURG - G ERFURT - I

V.3-2 MI 99/69

UKW kam zwischen der DDR und der ČSSR im Juni 1957 zustande. Inzwischen wurden von Funkamateuren der DDR Erstverbindungen mit 23 Ländern hergestellt.

Als Ausgleich für die mehr oder weniger einseitige Tätigkeit an den Amateurfunkstationen betreiben Funkamateure auch spezielle Peilfunkwettkämpfe mit transportablen Empfängern und Sendern im Gelände, die sogenannte Fuchsjagd. Hauptmerkmal einer Fuchsjagd sind ein oder mehrere im Gelände getarnt aufgebaute – der optischen Sicht entzogene – Kurzwellen- oder Ultrakurzwellensender, die mit selbstgebaute oder industriell hergestellten Funkempfängern mit Peileinrichtungen unter wettkampfmäßigen Bedingungen aufgefunden werden müssen. Die Sender, die bestimmte Funkkennungen ausstrahlen, werden als Füchse und die aktiven Teilnehmer der Jagd als Fuchsjäger bezeichnet. Die erste Fuchsjagd in der DDR wurde im Mai 1954 durch Geraer Funkamateure am Hermsdorfer Kreuz durchgeführt. Inzwischen hat sich aus diesen ersten Anfängen ein eigenständiger Zweig des Amateurfunks entwickelt. Auf dem Gebiet der Fuchsjagd werden heute sogar von der IARU, der Internationalen Amateur Radio-Union, offizielle Europa-Meisterschaften durchgeführt, an denen sich Fuchsjäger aus unserer Republik erstmalig 1961 in der UdSSR beteiligten. Seit 1968 führt der Radioklub der DDR jährlich zur Ostseewoche eine Internationale Fuchsjagd durch, an der sich bis zu zehn Länder beteiligten. Für mehrmalige erfolgreiche Teilnahme an Fuchsjagden wurde vom Radioklub der DDR das Fuchsjagddiplom FJDM gestiftet.

Mit dem Erhalt der Amateurfunkgenehmigung, die ein großer Ver-

trauensbeweis unseres Staates ist, übernimmt jeder Funkamateure eine hohe Verantwortung gegenüber der Gesellschaft. Es ist daher für jeden Funkamateure selbstverständlich, daß er mit hohem Staats- und Klassenbewußtsein und vorbildlicher Disziplin am internationalen Amateurfunkverkehr teilnimmt. Vom hohen politisch-ideologischen Stand unserer Funkamateure zeugen aber auch die Tatsachen, daß viele jüngere Funkamateure als längerdienende Spezialisten in den Nachrichteneinheiten der NVA ihren Ehrendienst leisten, und die älteren Funkamateure als Ausbilder in der Laufbahnausbildung Tastfunk und in der Wehrsportausbildung des Nachrichtensports der *Gesellschaft für Sport und Technik* tätig sind. Auch in verschiedenen Klubs *Junger Funker* arbeiten qualifizierte Funkamateure ehrenamtlich mit, in dem sie Elektronik-Arbeitsgemeinschaften anleiten und unterstützen. Gerade mit dieser Tätigkeit helfen die Funkamateure bei der langfristigen und qualifizierten Vorbereitung der Jugend auf den Dienst in den Spezialaufbahnen der NVA. Vor allem die besten unserer Funkamateure sind es, die wesentlich beigetragen haben zur Entwicklung der vormilitärischen Nachrichtenausbildung und der Wehrsportdisziplinen im Nachrichtensport der *Gesellschaft für Sport und Technik*.

Zu der erfolgreichen Entwicklung des Amateurfunks in der DDR hat nicht unwesentlich die Zeitschrift FUNKAMATEUR beigetragen, deren erste Fachausgabe im April 1954 mit der Beilage *Mitteilungen für Kurzwellenamateure* erschien. Auch die entsprechende Literatur über den Amateurfunk, die in der DDR vom *Verlag Sport und Technik* bzw. vom *Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik* herausgegeben wird, hat viel zu diesem erfolgreichen Weg beigetragen. So erschien bereits 1956 das Standardwerk *Amateurfunk* und 1958 das erste Heft in der Reihe *Der praktische Funkamateure jetzt electronica*, von denen inzwischen über 100 Titel herausgegeben wurden. /

In diesem Beitrag konnte nur ein bescheidener Teil des erfolgreichen Weges in zwei Jahrzehnten sozialistischen Amateurfunks in der DDR aufgezeigt werden. Seine Erfolge sind eine gute Ausgangsposition für das dritte Jahrzehnt, in der zweifelsohne die Funkamateure der DDR mit der ihnen eigenen Aktivität um neue größere Leistungen und Ergebnisse bei der Erfüllung der durch den V. Kongreß der *Gesellschaft für Sport und Technik* gestellten Aufgaben ringen werden. Als aktive Mitglieder der *Gesellschaft für Sport und Technik* ist für sie der Amateurfunk nicht nur eine eng begrenzte Freizeitbeschäftigung; ihr Wirken zum gesellschaftlichen Nutzen findet in der Tätigkeit als Ausbilder für die Laufbahnausbildung Tastfunk und in den Wehrsportdisziplinen des Nachrichtensports der *Gesellschaft für Sport und Technik* seinen besonderen Ausdruck. Unsere Funkamateure helfen alle mit, die ihrer Organisation, der *Gesellschaft für Sport und Technik*, gestellten Aufgaben zum Schutz und zur Stärkung der Deutschen Demokratischen Republik zu erfüllen.

Herbert Becker
Werkdirektor des VEB
Werk für Fernsehelektronik

Elektronische Bauelemente für den Fortschritt

Die Losung der Sozialistischen Einheitspartei »Alles mit den Menschen, alles durch den Menschen, alles für den Menschen« war auf dem VIII. Parteitag lebendig und aktuell wie nie. Sie könnte auch als Überschrift über dem folgenden Beitrag stehen, in dem über die Entwicklung, die Produktion und die Arbeits- und Lebensbedingungen in einem bedeutenden volkseigenen Werk der Elektronikindustrie in der DDR berichtet wird.

Vor über einem Vierteljahrhundert wurde der VEB *Werk für Fernsehelektronik* in Berlin aus einem ehemaligen Zweigbetrieb des AEG-Konzerns gegründet — oder besser gesagt: übernommen, was von diesem Betrieb noch übrig war. Trümmer, wohin wir blickten, zerstörte Maschinen, chaotische Zustände. Gerade in dieser Situation fanden sich Menschen, die mit den ersten lebensnotwendigen Aufräumarbeiten begannen.

Noch heute wirken im VEB *Werk für Fernsehelektronik* Arbeiter, Angestellte und Ingenieure, die zu den Aktivisten der ersten Stunde gehörten. Bereits 1946 begannen wir mit der Produktion von elektrischen Haus- und Heizgeräten. Aber schon 2 Jahre später stellte der VEB *Werk für Fernsehelektronik* einige Typen Glühlampen, Spezialröhren und Rundfunkröhren her. 1950 lief die Produktion von Bildwiedergaberöhren an.

Heute können wir mit Stolz sagen, daß unser *Werk für Fernsehelektronik* mit diesem Erzeugnis das Fernsehen in der DDR verwirklicht hat. Nicht zu übersehen ist auch der Export an Bildwiedergaberöhren. Aus jenen Anfängen entwickelte sich die Fertigung von Empfängerröhren, Spezialröhren und Halbleiterdioden. Mit Hilfe der UdSSR wuchs der VEB *Werk für Fernsehelektronik* in der DDR zum größten Betrieb für elektronische Bauelemente.

Dennoch ist das Werk nicht ausschließlich Produktionsstätte. In ihm kristallisierte sich ein bedeutendes Forschungs- und Entwicklungszentrum heraus. Sämtliche im Produktionsprogramm enthaltenen Erzeugnisse einschließlich ihrer Technologien wurden im Betrieb selbst entwickelt und in die Produktion übernommen.

Gegenwärtig verändert sich die Produktionsstruktur. In zunehmender Weise bestimmen Halbleiterbauelemente, Gasentladungsröhren, Sende-



*Bild 1
Die Vollrechteck-
Bildwiedergaberöhre
B 61 G 1 mit 110°-Ab-
lenkung aus der Produk-
tion des VEB Werk für
Fernselelektronik Berlin
zeichnet sich durch eine
brillante Bildwiedergabe
aus. Die Röhre ist nach
dem Selbünd-Verfahren
hergestellt und kann ohne
Schutzscheibe eingebaut
werden*

und Spezialröhren, Höchstfrequenzröhren, Bildaufnehmeröhren und Bildwiedergaberöhren die Fertigung. Auch die Leipziger Messen zeigen mit wachsender Deutlichkeit, daß die Exponate des *Werkes für Fernselelektronik* bei in- und ausländischen Kunden starkes Interesse wecken. Export und Import elektronischer Bauelemente entwickeln sich ständig weiter. Besonders mit der Sowjetunion und den sozialistischen Staaten werden langfristige Verträge abgeschlossen. Zu Industrieunternehmen des kapitalistischen Auslands pflegen wir umfangreiche, sich ständig ausdehnende Handelsbeziehungen. Erzeugnisse des *VEB Werk für Fernselelektronik* finden in über 25 Staaten ihren Einsatz. Geschäftsverbindungen des Werkes erstrecken sich über Europa, Asien und Afrika.

Natürlich stellen sich diese Erfolge nicht von selbst ein. Ein entscheidender Faktor zu ihrer Realisierung besteht in einem über Jahrzehnte reichenden, großzügig und konsequent gestalteten Qualifizierungs-, Ausbildungs- und Fortbildungssystem. Gerade in einer so schnelllebigen Branche wie der Elektronik ist es unmöglich, sich auf seinen Lorbeeren auszuruhen. Stillstand bedeutet unweigerlich Rückschritt. So werden in einem modernen Polytechnischen Zentrum gegenwärtig über 2000 Schüler der Oberschulen Berlin-Köpenick auf ihre »elektronische Zukunft« vorbereitet. 450 Lehrlinge erhalten in der betriebseigenen Lehrwerkstatt die Möglichkeit, sich zu hochqualifizierten Facharbeitern zu entwickeln.

Wesentliche Akzente bei der Aus- und Weiterbildung setzte die umfangreiche Hilfe der UdSSR. Viele Wissenschaftler und Techniker, die im

Werk für Fernsehelektronik führend im Bereich der Forschung und Entwicklung sowie der Produktion tätig sind, studierten in Moskau, Leningrad oder anderen sowjetischen Städten. Insgesamt qualifizieren sich zur Zeit 1600 Werk­tätige.

In den letzten Jahren wurden umfangreiche soziale und kulturelle Einrichtungen geschaffen. In Verbindung mit benachbarten Großbetrieben entstand eine Betriebspoliklinik mit 18 Stationen und sechs Nebeneinrichtungen. Der VEB *Werk für Fernsehelektronik* verfügt über 7 Kindergärten bzw. -krippen. Allein für die Betreuung der Kinder stehen jährlich 600000 M zur Verfügung. In betriebseigenen Ferienheimen, die in den reizvollsten Gegenden der Republik liegen, haben jedes Jahr 1050 Betriebsangehörige Gelegenheit, ihren Urlaub zu verbringen. Unser Werk ist in der Lage, eine Million Mark je Jahr für die Finanzierung der Kultur- und Sozialmaßnahmen auszugeben.

Das Werk verfügt über ein eigenes Funkstudio und eine Zeitung (*impuls*), die wöchentlich mit einer Auflage von 4000 Exemplaren erscheint. Besonders breit sind die kulturelle und die sportliche Betätigung. Speziell die Jugend nutzt die Möglichkeiten im betriebseigenen Kulturhaus und in den 4 Sportobjekten. Damit können die Werk­tätigen des VEB *Werk für Fernsehelektronik* je nach Neigung und Hobby ihre Freizeit sinnvoll und individuell gestalten.

Bei der Erfüllung unserer Pläne ist die Neuererbewegung ein fester, nicht mehr wegzudenkender Bestandteil. In den letzten Jahren hat der errechnete volkswirtschaftliche Nutzen jährlich 4,5 bis 5 Millionen Mark

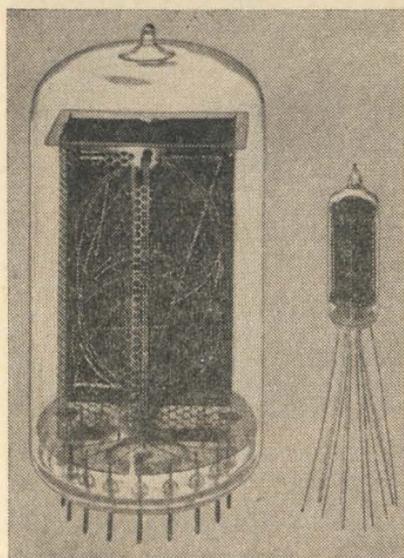


Bild 2
Kaltkathoden-Anzeigeröhren werden vom VEB Werk für Fernsehelektronik für die verschiedensten Anwendungszwecke in mehreren Größen hergestellt

betragen. Viele Betriebsangehörige sind für ihre hervorragenden Leistungen mit hohen staatlichen Auszeichnungen geehrt worden.

Die erreichten Erfolge umreißen die großartige Entwicklung, die das Werk und seine Menschen in einem Vierteljahrhundert nahmen. Als der Betrieb im faschistischen Deutschland noch zum AEG-Konzern gehörte, war er wegen seiner hohen Aktionärsdividende und der schamlosen Ausbeutung der Arbeiter »berühmt«. Dort, wo heute moderne leistungsfähige elektronische Bauelemente für unsere sozialistische Volkswirtschaft gefertigt werden, entstanden während des Faschismus Torpedosteuerungsanlagen.

Wir wissen, daß der wissenschaftlich-technische Fortschritt täglich neue, höhere Maßstäbe setzt. Das bedeutet für uns, moderne elektronische Bauelemente zu entwickeln, für die hohe Qualität und Zuverlässigkeit selbstverständlich sind. Die auf dem Weltmarkt ständig zunehmende Nachfrage nach elektronischen und elektrotechnischen Geräten und Anlagen sowie elektronischen Bauelementen aus der Deutschen Demokratischen Republik beweist, daß die Ergebnisse der Arbeit der zahlreichen Mitarbeiter der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik im



Bild 3 Der elektronische Tischrechner ELKA 42 LSI stellt ein Spitzenerzeugnis der bulgarischen Elektronikindustrie dar. Aufgebaut ist der Tischrechner mit integrierten Schaltkreisen. Der Berliner Kooperationspartner des bulgarischen Werkes ist der VEB Werk für Fernsehelektronik, der die Ziffern- und Zeichenanzeigeröhren produziert

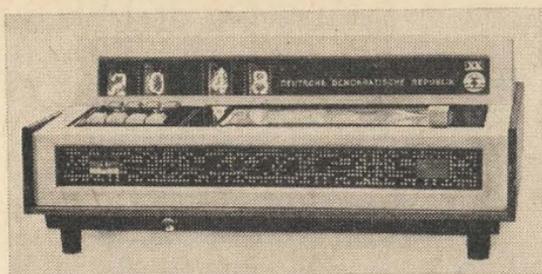


Bild 4 Neu im Produktionsprogramm des VEB Werk für Fernsehelektronik sind vielseitig einsetzbare Anzeige-, Zähl- und Netzbausteine. Als Applikationsbeispiel wurde von Mitarbeitern des Werkes diese elektronische Uhr aufgebaut (s. a. den Beitrag im Elektronischen Jahrbuch 1971)

nationalen und internationalen Maßstab uneingeschränkte Anerkennung finden.

Für die weitere Durchsetzung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts ist die Elektronik ein entscheidender Impuls. Betrachtet man unter diesem Aspekt lediglich die Miniaturisierung elektronischer Geräte, so ergeben sich Perspektiven, die die technische Umwelt des Menschen gewaltig verändern werden. Für uns als Produzent elektronischer Bauelemente heißt das, daß wir uns mit Hilfe wissenschaftlicher Prognosen auf diese Aufgaben einstellen. Doch wir haben die Gewißheit, daß wir die Zukunft mit der Kraft unserer Kollektive meistern. Im VEB Werk für Fernsehelektronik in Berlin ist der Fortschritt Tradition.

(Diesen Beitrag entnahmen wir der Zeitschrift »impuls« der VEB Bauelemente und Vakuumtechnik. Für die erteilte Genehmigung zum Nachdruck danken wir.)

Sechs Tage hintereinander fuhren Panzer durch die Donsteppe nach Süden, Tag und Nacht. Auf ihrem Weg vernichteten sie zahlreiche faschistische Einheiten. Die Faschisten waren überrascht, daß in ihrem Rücken sowjetische Panzer operierten.

Herzliche Begegnungen hatten die Soldaten mit der örtlichen Bevölkerung. Nur waren diese Treffen immer sehr kurz. General *W. M. Badanow*, der Kommandeur des 24. Panzerkorps, befahl, sich nicht aufzuhalten. Jede Stunde war kostbar. Solange der Feind nicht zur Besinnung kommt, muß man vorwärtstürmen — das Ziel war das Kosakendorf Tazinska. Dort befand sich ein großer Flugplatz, auf dem die Faschisten etwa 300 Flugzeuge stationiert hatten. Von Tazinska aus bestand eine Luftbrücke nach Stalingrad zu der eingeschlossenen faschistischen 6. Armee. Über diese Luftbrücke wurden die faschistischen Truppen im Stalin-grader Raum versorgt.

Die Basis der Luftbrücke zu zerstören, den Versorgungsweg abzusperren, diese Aufgabe erhielt General *Badanow* von dem Befehlshaber der Truppen der Süd-West-Front, Generaloberst *N. F. Watutin*. Er befahl, die Flugzeuge in Tazinska sind zu vernichten.

Am 16. Dezember 1942 begann die Offensive der sowjetischen Truppen am Mittellauf des Dons. Zwei Tage später, am 18. Dezember, drang das 24. Panzerkorps durch eine Bresche in die gegnerische Verteidigung ein. Solche Orte wie Schurinowka, Kutejnikowo, Degtewo und Iljinka blieben zurück. Die Panzersoldaten drangen weiter und weiter nach Süden vor. Sie waren jetzt tief im Hinterland des Feindes. Die einzige Nachrichtenverbindung zum Stab der Front bestand über Funk.

Über diese Funkverbindung wurde das Korps geführt. Aus diesem Grund unterstrich General *Badanow* bei einer Zusammenkunft mit den Brigadekommandeuren: »Die Funkgeräte und die Funker sind zu hüten. Ohne sie sind wir ohne Hände«.

Der Chef Nachrichten des Korps, Oberstleutnant *B. D. Geller*, hielt sich fast die gesamte Zeit bei den Funkgeräten auf. Tagsüber gab es gewöhnlich bei den Nachrichtenverbindungen keine Schwierigkeiten; Nachts

allerdings setzten starke Störungen ein. Aus dem vielstimmigen Chor der arbeitenden Stationen war es schwer, die eigene Gegenstelle herauszuhören. Die größten Schwierigkeiten setzten in Degtewo ein. Diesen wichtigen Verkehrsknotenpunkt nahmen die Panzersoldaten im Sturm. Fast die gesamte faschistische Besatzung wurde dabei vernichtet. Nur einigen wenigen gelang es zu entkommen. In diesem Kosakendorf erbeuteten die Panzersoldaten viele Ausrüstungsgegenstände, darunter intakte Panzer und Autos. Der Stabschef des Korps, Oberst *A. S. Burdejny*, stellte die Meldung über den errungenen Sieg zusammen, aber die Nachrichtenverbindung zum Stab der Süd-West-Front kam und kam nicht zustande. Die Entfernung zum Stab war inzwischen auf 200 km gewachsen. Die Reichweite des Funkgeräts *RSB-F* war aber kleiner. Das beunruhigte Oberstleutnant *Geller* jedoch nicht. Er ließ den Stationsleiter, Uffz. *Pugatschew*, kommen. *Pugatschew* war Funker 1. Klasse. Er befahl ihm, eine Langdrahtantenne mit geneigtem Schenkel zu entfalten.

Die Funker hatten schon vor Beginn des außergewöhnlichen Streifzugs einige spezielle Antennen mit Richtwirkung vorbereitet. Den Vorzug gaben sie dabei der Z-Antenne und der Langdrahtantenne mit geneigtem Schenkel. Jetzt war der Zeitpunkt gekommen, sie zu erproben.

Uffz. *Pugatschew* ermittelte nach der Karte die Richtung zum Stab der Front. Anschließend orientierte er die Antenne und entfaltete das Gegengewicht in Richtung zum Stab der Front. Kurz darauf waren die Rufzeichen der Gegenstelle in den Kopfhörern zu hören.

Der Stabschef, Oberst *Burdejny*, befahl den Chef Nachrichten zu sich. „Heute beträgt die Entfernung zum Stab der Front etwa zweihundert Kilometer, und morgen wird sie mehr als zweihundert Kilometer betragen“, sagte er. »Werden Sie die Verbindung halten können?« — »Es wird schwierig sein«, antwortete *Geller*, »aber ich denke, die Funker lassen uns nicht im Stich. Die Funkverbindung zum Stab der Front wird sichergestellt.«

Er kannte seine Funker, verfolgte ständig ihre Ausbildung und scheute weder Kraft noch Zeit, die Kollektive zu festigen. Die meisten Funker waren verliebt in ihre Tätigkeit, kannten die Technik ausgezeichnet und konnten alles aus ihr herausholen, was die technischen Parameter hergaben.

Am Morgen des 24. Dezember, nach sieben Tagen anstrengender Kampfhandlungen im Hinterland des Feindes, erreichte das Panzerkorps das Kosakendorf Tazinska. Die Faschisten schliefen fest und schöpften keinen Verdacht. Die Panzersoldaten fielen überraschend über den Feind her.

Dichte undurchsichtige Nebelschwaden wurden plötzlich von Feuerblitzen durchzuckt. Das waren die Schläge der *Katjuschas*. Zur gleichen Zeit begann der Sturm von allen Seiten. Die Panzer bahnten sich ihren Weg zum Flugplatz. Sie überschütteten die Flugzeuge mit dem Feuer

aus den Kanonen und den Maschinengewehren. Von den 300 faschistischen Flugzeugen stieg an diesem Morgen keines mehr auf. Außerdem wurden auf der Eisenbahnstation noch weitere 50 verschiedene Flugzeuge, die sich auf den Verladerrampen befanden, vernichtet. 350 Flugzeuge des Feindes wurden so während weniger Stunden zerstört. Die faschistische Armee unter Generaloberst *Paulus* hatte damit einen wichtigen Versorgungspunkt verloren.

Mittags hatten die Panzertruppen den Flugplatz und die Tazinsker Garnison fest in ihrer Hand. Der Stabschef rief unverzüglich den Chef Nachrichten des Korps zu sich. »Wir brauchen eine Nachrichtenverbindung, heute melden wir dem Stab der Front, daß das Korps seine Aufgabe erfüllt hat. Generaloberst *Watutin* wird sich freuen.«

Uffz. *Pugatschew* hatte schon Maßnahmen eingeleitet, um die Nachrichtenverbindung aufzunehmen. Die Entfernung zum Stab der Front betrug jetzt mehr als 250 km. *Pugatschew* entschloß sich, die Funkstation auf einem Hügel zu entfalten. Von diesem Vorhaben mußte er aber bald Abstand nehmen. Es erschienen plötzlich faschistische Bomber. Sie erkannten die Funkstation und griffen sie zweimal an. *Pugatschew* ordnete ihre Verlegung an. Zwischen zwei Häusern war die Funkstation besser geschützt, und die Nachrichtenverbindung war sicherer durchzuführen.

Weder eine Z-Antenne noch eine Langdrahtantenne mit geneigtem Schenkel halfen die Verbindung herzustellen. Die Signale der Gegenstelle waren ganz unterschiedlich. »Was machen wir?« *Pugatschew* wandte sich an Oberstleutnant *Geller*. »Alle Möglichkeiten sind erschöpft.« — »Nein, es gibt noch eine«, antwortete *Geller*. »Welche?« — »Die Heizspannung der Röhren zu erhöhen«, antwortete der Chef Nachrichten. »Aber das ist riskant«, bemerkte *Pugatschew*. »So brennen leicht alle Röhren durch.« — »Was bleibt uns übrig. Brennen sie durch, muß man sie auswechseln. Eine andere Lösung gibt es nicht.«

Die Funker erhöhten die Heizspannung. Die Hörbarkeit der Signale verbesserte sich. Die Gegenstelle teilte eine Hörbarkeit von 3 mit. Alle atmeten erleichtert auf. Jetzt können wir arbeiten. Wen sollen wir an das Gerät setzen? Das muß der beste Funker sein. Der Leiter der Funkstation schlug vor, die Wache dem Uffz. *Cholysalow*, einem Funker 1. Klasse, zu übertragen. Der Chef Nachrichten bestätigte diesen Entschluß.

Er wußte, daß *Cholysalow* nicht nur ein Meister seines Faches war, sondern auch starke Nerven und eine hohe Selbstbeherrschung besaß. Ein solcher Mensch wird nicht gleich kopflos, wenn schwierige Situationen eintreten. *Cholysalow* stellte die Verbindung zum Stab der Front her. Von diesem Moment an verließ er nicht mehr das Gerät.

Die Ereignisse in Tazinska nahmen einen stürmischen Verlauf. *Hitler*, der von der Zerschlagung des Flugplatzes erfuhr, geriet in Wut und be-

fahl, gegen die sowjetischen Panzersoldaten eine Elitedivision und eine Panzerdivision einzusetzen. Die sowjetischen Panzersoldaten gerieten in eine schwierige Lage. In dieser Situation erlangte die Funkverbindung eine noch größere Bedeutung.

Der Funker *Cholysalow* schaffte es, alle Funksprüche durchzugeben. General *Badanow* bat bei der Führung um Unterstützung. Dem Korps gingen die Granaten und die Patronen aus. Der Stab der Front antwortete, es komme Hilfe. In Richtung Tazinska bewegten sich das 25. Panzer- und das 1. mechanisierte Gardekorps. *Badanow* dankte den Funkern für die geleistete Arbeit.

Am 26. Dezember nahm *Cholysalow* einen Funkspruch vom Stab der Front an General *Badanow* auf. Darin hieß es unter anderem: »Das Korps wurde in Gardekorps umbenannt und mit dem *Suworow*-Orden 2. Klasse ausgezeichnet. Ich wünsche Ihnen von ganzem Herzen einen vollen Sieg über den Feind. *Watutin*.«

Den Inhalt dieses Funkspruchs kannten bald alle Angehörigen des Korps. Die Panzersoldaten schworen, so zu kämpfen, wie es Gardisten zukommt. Sie schlugen standhaft alle Angriffe des Feindes ab. Besonders schwer war der 27. Dezember. Die Funker merkten das an ihrer Belastung. Die Läufer brachten ununterbrochen Funksprüche aus dem Stab. Während einer Stunde, von 10.00 Uhr bis 11.00 Uhr, sendete der Uffz. *Cholysalow* zehn besonders wichtige Funksprüche an den Stab der Front und andere Befehlsstellen. General *Badanow* meldete, daß die Lage sehr schwer sei, es werde bereits in den Straßen des Dorfes gekämpft.

Am Nachmittag kam Oberstleutnant *Geller* zur Funkstation. An der Taste saß der völlig entkräftete *Cholysalow*. *Geller* befahl, ihn sofort gegen einen anderen Funker auszuwechseln. Zur Nacht übernahm *Cholysalow* erneut die Funkwache. Er nahm einen Funkspruch des Befehlshabers der Front auf, der es General *Badanow* gestattete, zu den eigenen Kräften durchzubrechen. Im Morgengrauen überrannten die Gardisten die faschistischen Truppen und zogen sich nach Norden, in Richtung Iljinka, zurück.

So endete diese hervorragende Kampffaktion, die im Verlauf der Stalingrader Schlacht eine bedeutende Rolle spielte. Zum Sieg über den Feind hatten die Funker auf ihre Weise beigetragen. Ihre Verdienste und ihre Standhaftigkeit wurden von der Führung gewürdigt. Oberstleutnant *Geller* wurde mit dem *Alexander-Newski*-Orden ausgezeichnet, alle Funker mit Orden und Medaillen.

(Aus »radio«, Heft 1/1968)

Kapitalexport der USA-Elektronikmonopole

»Werden die Waren aber zu ihren Werten verkauft, so entstehen . . . sehr verschiedene Profitraten in den verschiedenen Produktionssphären, je nach der verschiedenen organischen Zusammensetzung der darin angelegten Kapitalmassen. Das Kapital entzieht sich aber einer Sphäre mit niedriger Profitrate und wirft sich auf die andere, die höheren Profit abwirft (S. 222) . . . Wird das Kapital ins Ausland geschickt, so geschieht es nicht, weil es absolut nicht im Inland beschäftigt werden könnte. Es geschieht, weil es zu höherer Profitrate im Ausland beschäftigt werden kann. Dies Kapital ist aber absolut überschüssiges Kapital für die beschäftigte Arbeiterbevölkerung und für das gegebene Land überhaupt.« [1]

»Für den alten Kapitalismus mit der vollen Herrschaft der freien Konkurrenz war der Export von Waren kennzeichnend. Für den neuesten Kapitalismus mit der Herrschaft der Monopole ist der Export von Kapital kennzeichnend geworden (S. 244) . . . Solange der Kapitalismus Kapitalismus bleibt, wird der Kapitalüberschuß nicht zur Hebung der Lebenshaltung der Massen in dem betreffenden Lande verwendet — denn das würde eine Verminderung der Profite der Kapitalisten bedeuten —, sondern zur Steigerung der Profite durch Kapitalexport ins Ausland . . .« [2]

Es sind mehr als 100 Jahre vergangen, als *Marx* die Bedingungen untersuchte und die Gesetze entdeckte, die die Entstehung, Entwicklung und den schließlichen Untergang der kapitalistischen Gesellschaftsordnung bestimmen. *Lenin*, der vor über 50 Jahren dieses Werk fortführte mit der Untersuchung der politischen und ökonomischen Verhältnisse des Imperialismus, ging dabei in Fragen des Kapitalexports von einem Tatsachenmaterial aus, das gegenüber den heutigen Mächtschaften der großen Monopole harmlos erscheinen mag. Dazu braucht man sich nur die in Bild 1 dargestellte Steigerung der ausländischen Kapitalanlagen der imperialistischen Hauptmächte anzusehen.

Der Kapitalexport, der aus einem relativ überschüssigen Kapital entsteht, das nach maximalen Profiten drängt, hat sich in unserer Zeit überaus stark entwickelt. Hauptexporteur mit einem gewaltigen Vorsprung vor allen anderen kapitalistischen Ländern ist die USA. Heute übersteigen

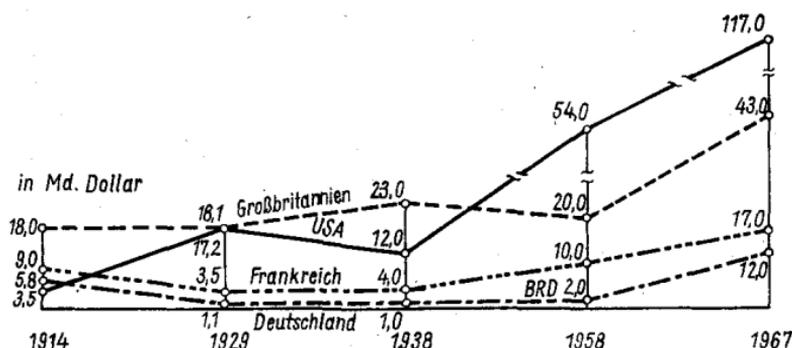


Bild 1 Ausländische Kapitalanlagen der imperialistischen Hauptmächte [3]

die Auslandsinvestitionen der USA schon die Gesamtsumme der Auslandsinvestitionen aller kapitalistischen Länder. Während früher der Kapitalexport vor allem in die Kolonien und in die unterentwickelten Länder gelenkt wurde, um billige Rohstoffe und billige Arbeitskräfte auszubeuten, ergibt sich heute in der 3. Etappe der allgemeinen Krise des Kapitalismus der größere Teil des Kapitalstroms in die industriell entwickelten kapitalistischen Staaten. Das zeigt sehr deutlich Tabelle 1 an Hand der direkten privaten Kapitalanlagen der USA im Ausland.

Tabelle 1 Direkte private Kapitalanlagen der USA im Ausland [4]

	Md. Dollar			
	1950	1960	1966	1967
Insgesamt	11,8	32,8	54,6	59,8
Ökonomisch schwachentwickelte Länder	6,1	13,8	18,2	19,5
Industriell entwickelte kapitalistische Staaten	5,7	19,0	36,4	39,8
Darunter:				
Westeuropa	1,7	6,7	16,2	17,9
EWG-Raum	0,64	2,65	7,6	8,4
BRD	0,204	1,006	3,08	3,49

Während insgesamt diese Investitionen von 1950 bis 1967 auf das 4,2fache gewachsen sind, stiegen sie in den ökonomisch schwachentwickelten Ländern nur auf das 3,2fache, in den industriell entwickelten kapitalistischen Ländern dagegen auf das 7fache, in Westeuropa sogar auf das 10,5fache. Eine besondere Rolle spielt bei diesen Investitionen der USA die BRD, wo diese Investitionen von 1950 (204 Mill. Dollar) bis 1967 (3490 Mill. Dollar) auf das 17,1fache gewachsen sind. In den darauf-

folgenden Jahren hat sich diese Tendenz für Westeuropa verstärkt fortgesetzt, so daß heute die USA-Direktinvestitionen dort etwa 25 Md. Dollar überschritten haben dürften.

Das Interesse der großen Monopole der USA richtet sich vor allem auf jene Schlüsselindustrien, die für die wissenschaftlich-technische Revolution ausschlaggebend sind; dort locken die hohen Zuwachsraten und die hohen Profite. In besonderem Maße trifft das für die Elektronikindustrie zu. Man kann heute einschätzen, daß amerikanische Monopole in Westeuropa etwa folgende Elektronik-Industriebereiche kontrollieren:

- 95% der Produktion von Integrierten Schaltkreisen,
- 80% der Produktion von Datenverarbeitungsanlagen,
- 80% des Marktes für Meß- und Prüfgeräte,
- 50% der Produktion von Halbleiterbauelementen,
- 15% der Produktion von Elektronik-Konsumgütern.

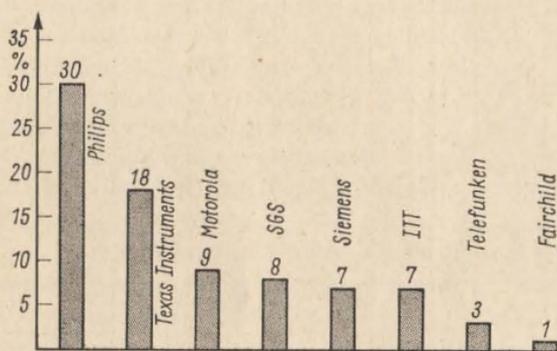


Bild 2
Halbleiter-Marktanteile
in Westeuropa für
1969 [5]

Bild 2 zeigt für 1969 die Anteile einiger Firmen auf dem westeuropäischen Halbleitermarkt. Die Überlegenheit der großen USA-Elektronikmonopole gegenüber ihren westeuropäischen Konkurrenten beruht vor allem auf der wesentlich höheren Kapitalkraft und auf einem Vorsprung der Forschung und Entwicklung und damit auch in der Technologie. Tabelle 2 verdeutlicht, wie überlegen die USA-Elektronikmonopole z. B. den beiden größten Elektronikkonzernen der BRD sind.

Aber es ist nicht etwa so, daß die USA-Monopole die Dollar-Direktinvestitionen im vollen Umfang aus den USA nach Westeuropa bringen; lediglich etwa 10% der Dollarsumme werden transferiert. Für den Rest dürfen bei diesem großen Ausverkauf der nationalen Industrie auch noch die jeweiligen Staaten und die Bevölkerung selbst aufkommen. Auf dem westeuropäischen Markt werden Kredite aufgenommen oder Leihkredite von Regierungen (etwa bis 50%), dazu kommen großzügige Subventionen der Regierungen und Eigenfinanzierungen aus Profiten an Ort und Stelle

Tabelle 2 Umsatzzahlen für 1969 der größten Elektronikmonopole der Welt

Lfd. Nr.	Name des Monopols	Land	Umsatz in Mill. Doll.	Beschäftigte in 1000
5.	General Electric	USA	8448	400,0
6.	IBM.	USA	7197	258,6
11.	ITT	USA	5475	353,0
18.	Philips	Niederlande	3598	329,0
33.	Hitachi	Japan	2858	166,5
44.	Siemens	BRD	2421	272,0
79.	AEG-Telefunken	BRD	1787	164,0

Die laufende Nummer gibt unter den größten Monopolen aller Industriezweige den Platz in der Welt an.

(etwa bis 40%). Neuerdings schleusen diese Monopole auch Wertpapiere vor allem in den Markt Westeuropas ein (1968 für 2,2 Md. Dollar); damit finanzieren sie ihre weitere Expansion. Für die Elektronik/Elektrotechnik-Industrie der BRD sieht das so aus, daß vom gesamten Nominalkapital dieses Industriezweigs etwa 45% von ausländischen Monopolen kontrolliert werden (6). Bis 1968 hatten USA-Monopole in nur diesem Industriezweig der BRD 984,7 Mill. Mark investiert. Die direkten Gesamtinvestitionen der BRD in den USA dagegen beliefen sich zu diesem Zeitpunkt auf 1211,7 Mill. Mark [7].

Bürgerliche Ökonomen wollen glaubhaft machen, daß der Kapitalexport ein Mittel sei, um anderen Ländern eine »Hilfe« zu geben, und daß er vor allem das außenwirtschaftliche Gleichgewicht stabilisiert. In Wirklichkeit aber dient der Kapitalexport zum Ausbau des Einflusses der hochentwickelten kapitalistischen Länder, die andere Länder in ökonomische und politische Abhängigkeiten zwingen wollen. Eine solche Politik verfolgen die USA z.B. in Westeuropa im Sinne ihrer Globalstrategie. Allerdings streben die EWG-Mitgliedsstaaten heute eine den USA ebenbürtige und eigenständige imperialistische Machtkonzentration in Westeuropa an. Dazu bedienen sich die westeuropäischen Monopolkonzerne des staatsmonopolistischen Staatsapparates, um sich besser dem Konkurrenzdruck der USA-Monopole zu widersetzen. Durch Staatsaufträge, Steuerbegünstigungen, Subventionen u. a. Maßnahmen erhalten die Monopole direkte und indirekte finanzielle Unterstützung durch den Staat auf Kosten seiner Bürger. Auf währungs- und handelspolitischem Gebiet erfolgt eine enge Zusammenarbeit der westeuropäischen Regierungen, die auch Fusionen der Monopolgruppen im eigenen Land oder im westeuropäischen Rahmen unterstützen. Eine besondere Aktivität entwickeln dabei vor allem die großen Monopolkonzerne der BRD. Der Imperialismus der BRD will ja aufgrund seines gewachsenen ökonomisch-militärischen Potentials in der EWG die Führungsrolle beanspruchen,

um so den aggressiv-expansionistischen Kurs nach außen weitestgehend mitzubestimmen [8].

Der Kapitalexport hat erhebliche negative ökonomische Einwirkungen sowohl auf das exportierende Land wie auf die das Kapital importierenden Staaten. Die englischen Monopole, bis zum 2. Weltkrieg im Kapitalexport führend, investierten wenig in der eigenen Industrie und Landwirtschaft. Nach dem Zusammenbruch des Kolonialreichs sank der Anteil Großbritanniens an der Weltproduktion immer tiefer. Die Auswirkungen des Kapitalexports der USA sehen wir heute auch in der Währungskrise und in den Krisenerscheinungen der amerikanischen Wirtschaft. Erhebliche Nachteile ergeben sich für die Kapital importierenden Länder, die nicht nur in den Einschränkungen der wirtschaftlichen Selbstständigkeit bestehen. Auch im Bereich von Forschung und Entwicklung, in der Technologie und im Bildungswesen werden die Kapital importierenden Länder zunehmend gehemmt. Sie entwickeln sich zu Industriekolonien der amerikanischen Monopolgiganten, in deren Hauptquartieren in den USA die Entscheidungen über die kontrollierten Industriebereiche getroffen werden. Alle Krisenerscheinungen, sei es im Bereich der Produktion oder der Währung, werden in die ökonomisch abhängigen Länder übertragen, z. T. auf sie abgewälzt.

So sind auf dem Halbleitermarkt in den letzten Jahren, durch den angestiegenen Bedarf, die Produktionskapazitäten wesentlich erweitert worden. Die Folge davon ist, daß amerikanische Überkapazitäten mit Dumping-Preisen auf den westeuropäischen Markt geworfen werden. Und was hat dabei der westeuropäische Arbeiter zu erwarten? In der Sprache der Monopolisten hört sich das wie folgt an: »Eine flexible Automatisierungspolitik gekoppelt mit einer sinnvollen Verlagerung von Produktionslinien in Länder mit niedrigem Lohnniveau stellt aus heutiger Sicht die optimale Lösung des Problems »Lohnkosten« für den europäischen Halbleiterhersteller dar.« [5] Und der Aufsichtsrat von *AEG-Telefunken* stellt in seiner Sitzung vom 9. Dezember 1971 zur Neuordnung auf dem Gebiet der Unterhaltungselektronik fest: »Die Notwendigkeit für diese Neuordnung ergibt sich aus dem außerordentlichen Kostenanstieg der letzten Jahre, dem zunehmenden Importdruck, der Belastung des Exports durch das Floating der D-Mark und den Rückwirkungen der handelspolitischen Maßnahmen der USA auf die internationale Wettbewerbssituation (sprich: Konkurrenzkampf — Schu). Im Rahmen dieser Neuordnung wird es notwendig, noch bestehende Überkapazitäten auf diesem Sektor abzubauen ... Zur Beseitigung ... muß das Werk Wolfenbüttel der bisherigen *Imperial GmbH Radio, Fernsehen, Phono* im Frühjahr 1972 stillgelegt werden ... Im Inland wird die Belegschaft um 10900 (7%) auf 140000 Beschäftigte zurückgehen; ...« [9]

Lenins Analyse des Imperialismus [2] ist also heute so aktuell wie damals. Seine Feststellungen, daß der Imperialismus parasitärer und

faulender Kapitalismus – und damit sterbender Kapitalismus – ist, kann man heute an vielen Erscheinungen der Supermonopole und des staatsmonopolistischen Kapitalismus nachweisen. Nicht zuletzt der Kampf der Monopolgiganten in der Arena der Wirtschaft zeigt das täglich neu. Es geht den Monopolisten dabei gar nicht um die Aufrechterhaltung des »freien Marktes«, sondern um die Herrschaft über diesen Markt und damit um ihre politische Macht zur Erhaltung des Kapitalismus.

K.-H. Schubert

Literatur

- [1] K. Marx: Das Kapital, Band 3, Berlin 1951, Seite 222 und Seite 285
- [2] W. I. Lenin: Der Imperialismus als höchstes Stadium des Kapitalismus, Werke, Band 22, Seite 244/245
- [3] Politische Ökonomie Kapitalismus (Anschauungsmaterial), Dietz Verlag, Berlin 1971, Seite 107
- [4] Siehe [3], Seite 110, und Hahn, W.: USA-Kapital in Westdeutschland, DWI-Forschungshefte 2/1969
- [5] Reiber, D.: Der europäische Halbleitermarkt und der amerikanische Einfluß, RADIO-Elektronik-SCHAU, Heft 6/1971, Seite 332/333
- [6] Nehls, K.: Kapitalexport und Kapitalverflechtung, Akademie-Verlag, Berlin 1970, Seite 84
- [7] Siehe [6], Seite 91 und Seite 150
- [8] Autorenkollektiv, Der Imperialismus der BRD, Kapitel 6, Dietz Verlag, Berlin 1971
- [9] Ab 1. Januar 1972: Telefunken Rundfunk und Fernseh GmbH, Funktechnik, Heft 1/1972, Seite 6

ELEKTRONIK-SPLITTER

In den Laboratorien der ganzen Welt arbeitet man an einem wichtigen Parameter der elektronischen Verstärker: an der Stärke des Eigenrauschens. Gelingt es, diesen Rauschpegel beträchtlich zu verringern so wird sich daraus wahrscheinlich die Möglichkeit ergeben, Signale von kosmischen Relaisstationen unmittelbar zu empfangen. Damit würde der Fernsehempfang über sehr weite Strecken möglich, und Amateure wären zur Funkbeobachtung zahlreicher Himmelskörper in der Lage.

*Interview mit
Dr. phil. A. Schiller,
Direktor für Forschung
und Entwicklung,
VEB Werk für
Fernselelektronik, Berlin*

Die Elektronenröhre im Zeitalter der Halbleitertechnik

Fällt ein röhrenbestücktes Kofferradio zu Boden, so ist es meist defekt; der transistorisierte Taschensuper dagegen spielt weiter. Ist demnach das Halbleiterelement besser als die gläserne Elektronenröhre?

Dr. Schiller: Zeigen sich in den ersten Entwicklungsphasen bahnbrechender Neuerungen optimistische Perspektiven, so ist man geneigt, das Konventionelle gänzlich abzuschreiben. Bis Ende der vierziger Jahre beherrschte die Röhre das Gebiet der elektronischen Bauelemente. Mit der Erfindung des Transistors wurde ihr dann oft ein baldiges Ableben prophezeit.

Die Elektronenröhre war also tot?

Dr. Schiller: Nein. Sie lebte. Gerade durch intensive Forschungsarbeit in der Halbleitertechnik erkannte man neben den vielseitigen Möglichkeiten die entsprechenden technisch-realen Grenzen von Halbleiterbauelementen.

Entwickelte sich in dieser Zeit die Röhre überhaupt weiter?

Dr. Schiller: Sehr rasch, allerdings nicht so spektakulär wie der Halbleiter. Es trat sogar eine Wechselbeziehung ein. Durch die voranschreitende Festkörperphysik erhielt die Röhrentechnik manche Anregungen.

Wie verteilt sich der Einsatz der beiden Bauelemente?

Dr. Schiller: Bei Empfänger- und Spezialempfängerröhren haben die Halbleiterelemente stärksten Einfluß. Grundsätzlich konnten alle konventionellen Empfängerröhrenschaltungen, wie Kleinsignalverstärkung, Schwingungserzeugung, Digitaltechnik und logische Schaltungen, durch Halbleiteranordnungen ersetzt werden. Trotzdem erhielt die Empfängerröhrenproduktion durch das Farbfernsehen noch einmal neuen Aufschwung.

Um zu empfangen, muß man senden.

Dr. Schiller: Womit wir bei der Senderröhre wären. Hier erforderten der progressiv wachsende Informationsaustausch und der steigende Einsatz industrieller Elektronik auf dem Gebiet der Senderröhren eine ständige

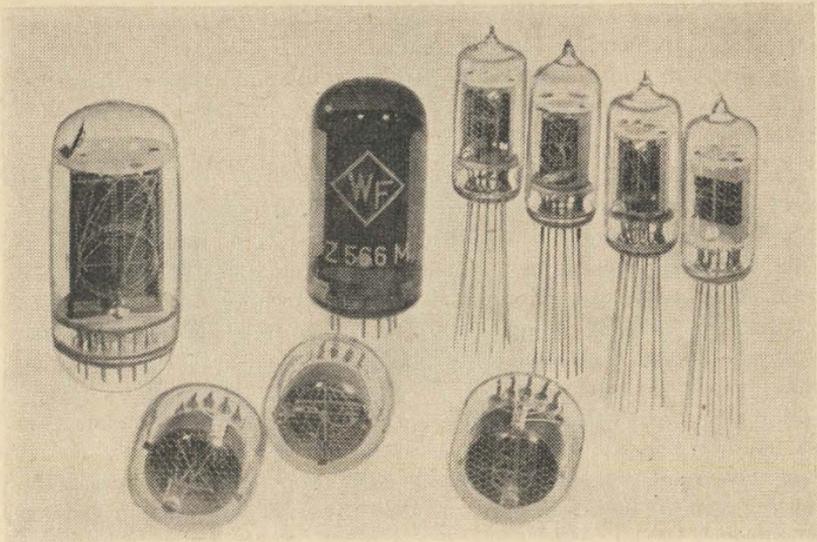


Bild 1 Zur Darstellung der Ergebnisse bei digital arbeitenden Meßgeräten werden Kaltkathoden-Ziffern- und Zeichenanzeigeröhren verwendet. Unser Foto zeigt verschiedene Bauformen von Kaltkathoden-Anzeigeröhren aus der Produktion des VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin

Weiterentwicklung. Die Entwicklungstendenzen wiesen in folgende Richtung: Erhöhung des Wirkungsgrades und der Grenzfrequenz, breitere Einführung der Einseitenbandtechnik und damit verbunden eine Verkleinerung der Nichtlinearitäten sowie eine möglichst leistungslose Ansteuerung der Röhre. Die Röhre mußte kleiner und ihre Zuverlässigkeit größer werden. Für höhere spezifische Leistungen und Frequenzen setzte sich die Metall-Keramik-Technik durch. Neben der allgemeinen Verbesserung bisheriger Konstruktionen, Materialien und Technologien kamen völlig neuartige Konstruktionen zur Anwendung.

Wie ist die Entwicklung der Höchsthfrequenzröhren?

Dr. Schiller: Auf diesem Gebiet ist erst seit einigen Jahren der Einfluß der Halbleiterbauelemente bemerkenswert. Ihr Mangel war bisher, daß bei hohen Frequenzen technisch unzureichende Leistungen zur Verfügung standen. Jetzt sind andere Effekte bekannt geworden, die grundsätzlich neue Lösungen anbieten. Diese Tendenzen lassen den Schluß zu, daß in Zukunft einmal das gesamte Gebiet der Höchsthfrequenzröhren von Festkörperelementen — zumindest prinzipiell — beherrscht werden kann. Die gesamte industrielle Elektronik, insbesondere die Energieumwandlung und -übertragung, wird einen bedeutenden Aufschwung nehmen.

In vielen Fällen werden dazu hohe Leistungen gefordert, die aber vorerst nur die Elektronenröhren liefern können.

Bei dem steigenden Einsatz industrieller und kommerzieller Elektronik finden Gasentladungsröhren Anwendung. Wie ist ihr Verhältnis zum Halbleiter?

Dr. Schiller: Gasentladungsröhren werden sich trotz des Eindringens von Halbleiterbauelementen noch längere Zeit behaupten. Hochspannungsthyratrons und Hochspannungsgleichrichter haben ein breites Sortiment. Für höhere Impulsleistungen existieren kleinvolumige Wasserstoffthyratrons. In fast alle Gebiete der industriellen Elektronik haben Kaltkathodenrelaisröhren Eingang gefunden. Sie vereinen in sich die Verstärkereigenschaften der Elektronenröhre mit den Schalteigenschaften des Relais, ohne jedoch Heizstrom und Anheizzeit zu benötigen. Eine führende Stellung unter den Gasentladungsröhren nehmen die Anzeigeröhren ein. Es handelt sich um Ziffern- und Zeichenanzeigeröhren, deren Einsatz weit verbreitet ist, da sie z.Z. die technisch-ökonomisch optimalste Lösung zum Sichtbarmachen von Meßwerten, Zählergebnissen usw. ermöglichen.

Oszillografenröhren erfuhren in den letzten Jahren eine außerordentliche Sortimentserweiterung. Wird dieser Trend anhalten?

Dr. Schiller: Unbedingt. Gegenwärtig existiert noch kein anderes technisch ausgereiftes Verfahren, um eine adäquate Sichtbarmachung von Meßergebnissen und Informationen zu gewährleisten. In der Technik werden ferner großflächige Anzeigen in steigendem Maße benötigt, wie wir es z.B. in der Datenausgabe des EDV antreffen.

Welche Prinzipien gelten im VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin für die neuesten Bildwiedergaberöhren?

Dr. Schiller: Lange Lebensdauer, kontrastreiche Wiedergabe bei günstigem Bildschirmformat und schmale Schutzrahmenkonstruktionen, die ein Hervorstehen der Bildröhre aus der vorderen Geräterwand erlauben.

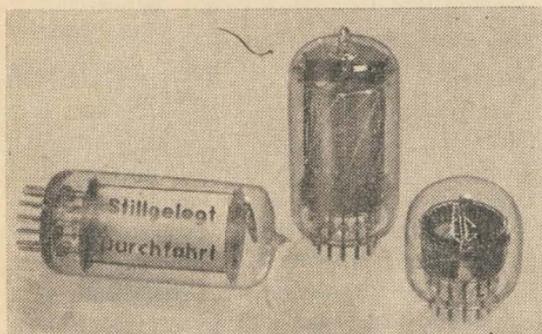


Bild 2
Neueste Entwicklung auf diesem Gebiet sind spezielle Anzeigeröhren zur Bestückung von Fahrstuhltableaus



*Bild 3
Zur Registrierung geringster Lichtmengen in der Fotometrie, Spektrometrie, Lasertechnik und beim Farbfernsehen werden Fotovervielfacher aus der Produktion des VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin eingesetzt*

Ein Blick in ein Fernsehstudio zeigt eine verwirrend vielseitige Elektronik. Wie hoch ist daran der Anteil des VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin?

Dr. Schiller: Von der Studiokamera über Richtfunkstrecken und Sender bis zum Fernsehempfänger werden für die entscheidenden elektronischen Funktionen fast ausschließlich Röhren aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin benutzt.

Wird es in der Röntgentechnik Röhren oder Halbleiter geben?

Dr. Schiller: Röntgenröhren mannigfachster Anwendung lassen sich durch den Halbleiter nicht ersetzen. Grundsätzlich ist zu sagen, daß Röhre und Transistor ihre Funktionen in der technisch-wissenschaftlichen Revolution haben. Es geht weniger um ein Gegeneinander als vielmehr um ein Miteinander, und zwar jedes Bauelement auf seinem Platz.

Herr Dr. Schiller, wir danken Ihnen für dieses Gespräch.

(Dieses Interview entnahmen wir der Zeitschriften »impuls« der VVB Bauelemente und Vakuumtechnik. Für die erteilte Genehmigung zum Nachdruck danken wir.)

Technologische Anlagen für die Halbleiterindustrie

Waren am Beginn der Herstellung von elektronischen Bauelementen die Geschicklichkeit und das Können der Werk­tätigen in den Betrieben der elektronischen Industrie das Kriterium für Güte und Preis der Erzeugnisse, so wurden diese Größen mit fortschreitender Entwicklung immer mehr durch die Leistungsparameter der Fertigungseinrichtungen bestimmt. Die VVB *RFT-Bauelemente und Vakuumtechnik* hat sich aus diesem Grund bereits vor Jahren eine Reihe von Betrieben geschaffen, die systematisch und zielbewußt auf dem Gebiet der Entwicklung und Fertigung von Produktionseinrichtungen für die elektronische und elektrotechnische Industrie arbeiten. Leitbetrieb dieser Erzeugnisgruppe und verantwortlich für die Koordinierung der Entwicklungs- und Produktionsprogramme ist der VEB *Elektromat* Dresden.

Die Leistungsfähigkeit des Betriebes, in dem über 3500 Facharbeiter, Ingenieure, Diplomingenieure und Wirtschaftler tätig sind, beruht vor allem auf der Qualifikation seiner Mitarbeiter. 61% der Belegschaft haben eine vollständige Facharbeiterausbildung als Maschinenbauer, Elektrotechniker, Elektroniker, Dreher, Fräser und in anderen Berufen. 25% der Belegschaft sind Diplomingenieure, Diplomökonom, Ingenieure, Techniker, Meister und Lehrmeister. Im Bereich der Forschung und Entwicklung des Werkes sind allein 25% des ingenieurtechnischen Personals und der Facharbeiter tätig.

Das Werk kann sich darüber hinaus durch seine enge Zusammenarbeit mit solchen wissenschaftlichen Einrichtungen wie der *Arbeitsstelle für Molekularelektronik*, dem Institut *Manfred von Ardenne* und der *Technischen Universität* Dresden auf ein großes Potential wissenschaftlicher Erfahrungen und Kenntnisse stützen.

Gemeinsam mit dem Institut *Manfred von Ardenne* entwickelte der VEB *Elektromat* z. B. eine Elektronenstrahlbearbeitungsanlage zur Mikrobearbeitung dünner Schichten, Folien und massiver Körper aus organischen und anorganischen Materialien. Von diesem Institut wurde dazu ein digitales Programmsteuergerät entwickelt, mit dem ein auf einem Lochband gespeichertes Arbeitsprogramm automatisch durchgeführt

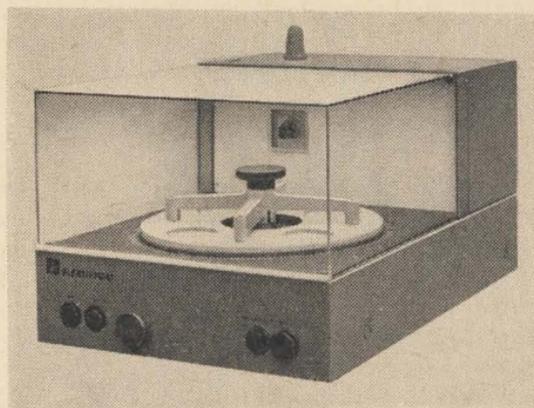
werden kann. Stellvertretend sei als weiteres Beispiel die in gemeinsamer Tätigkeit mit der *Arbeitsstelle für Molekularelektronik* entstandene Typenreihe der Diffusionsanlagen erwähnt, die auf einer Grundtype aufbaut und allen Anforderungen der elektronischen Industrie voll genügt.

Grundsatz des Betriebes ist es, technologische Ausrüstungen für die elektronische und elektrotechnische Industrie zu entwickeln, die sich nicht auf ein bestimmtes, fest umrissenes Erzeugnis typengebunden orientieren, sondern die von der Seite der erforderlichen technologischen Grundoperationen her aufgebaut sind. Dadurch können für gleiche technologische Grundoperationen gleiche technologische Ausrüstungen entwickelt werden, die sich durch die Form, die Abmessungen und die Werkstoffe der zu bearbeitenden Werkstücke bzw. Bauelemente unterscheiden. Andererseits ist es aber auch möglich, für unterschiedliche technologische Verfahren gleiche Ausrüstungen zu verwenden.

Bedeutende Unternehmen in vielen Ländern produzieren heute mit technologischen Ausrüstungen aus dem VEB *Elektromat* Dresden. Viele Referenzen beweisen, daß alle Erzeugnisse des Betriebes höchste Wertschätzung erfahren. Um den Leistungsstand der DDR-Elektronikindustrie zu demonstrieren, stellen wir nachfolgend einige Konstruktionen aus dem VEB *Elektromat* vor. Dabei handelt es sich um Anlagen, die zur Herstellung moderner Halbleiterbauelemente und integrierter Schaltkreise eingesetzt werden.

Läppmaschine mit Zahnkäfigen

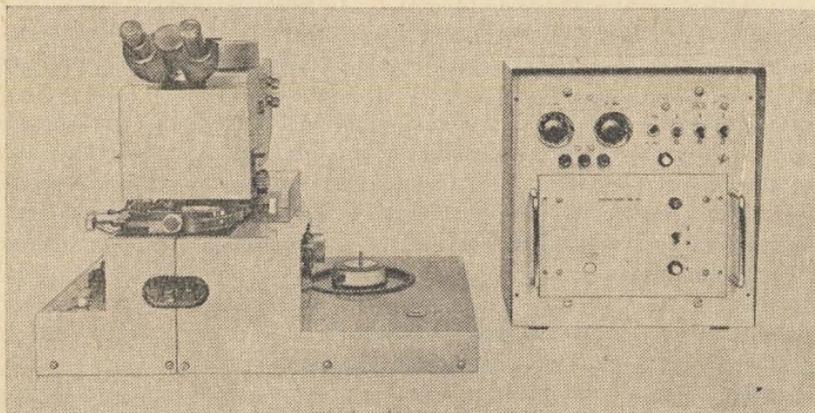
Diese Läppmaschine dient zur gleichzeitig beiderseitigen Feinstbearbeitung von Metall- und Kristalloberflächen. Die Funktionsmerkmale der Maschine wurden besonders den Belangen der Halbleiterindustrie angepaßt. Die Drehzahlverhältnisse beider Antriebe wurden so bemessen,



daß die Abweichung von Planparallelität und Ebenheit etwa 0,001 mm bei 25 mm Scheibendurchmesser nicht überschreitet. Der Arbeitsdruck wird mittels eines hydraulischen Systems erzeugt. Die Anzahl der gleichzeitig bearbeitbaren Gegenstände beträgt je nach Durchmesser 25 bis 35 Stück.

Justier- und Belichtungseinrichtung 830-03

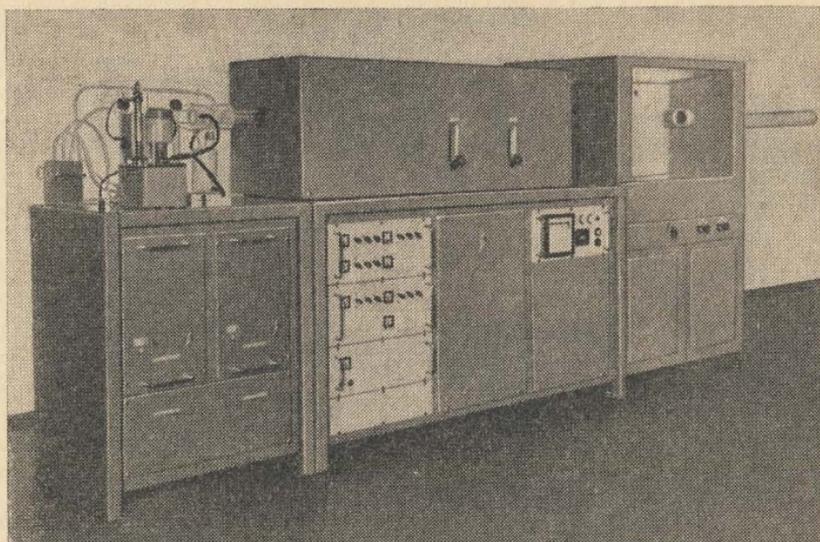
Die Justier- und Belichtungseinrichtung 830-03 ist ein Spezialgerät zum schnellen und genauen Ausrichten einer mit Fotolack beschichteten Scheibe aus Halbleitermaterial gegenüber einer Belichtungsmaske und



zum nachfolgenden Belichten dieser Scheibe. Das Spannen von Scheibe und Maske sowie die Erzeugung des Kontaktdrucks erfolgt durch Vakuum. Die Belichtungseinrichtung ist wassergekühlt. Bei einer Positionierungsunsicherheit von $0,4\ \mu\text{m}$ werden Strukturen von 5 bis $10\ \mu\text{m}$ sicher übertragen.

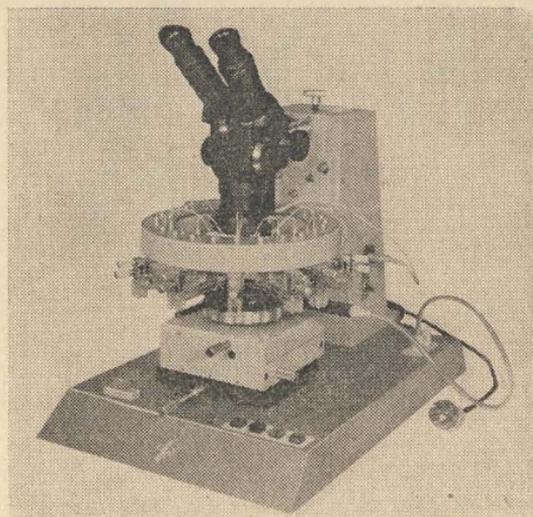
Diffusionsanlage DA 21

Die Diffusionsanlage DA 21 gewährleistet 2 Profile von unterschiedlicher Temperatur und Länge der temperaturkonstanten Zonen. Damit ist die Anlage DA 21 für technologische Prozesse geeignet, bei denen Dotierungsmaterialien aus der Feststoffphase zum Zweck der Ablagerung erst verdampft werden müssen. Die volltransistorisierte Regeleinrichtung in Einschubform bietet höchste Reproduzierbarkeit der Temperatur-Sollwerte. Die einstellbare Arbeitstemperatur liegt im Hauptofen im Bereich von 700 bis 1250°C bei einer Temperaturkonstanz von $\pm 1^\circ\text{C}$.



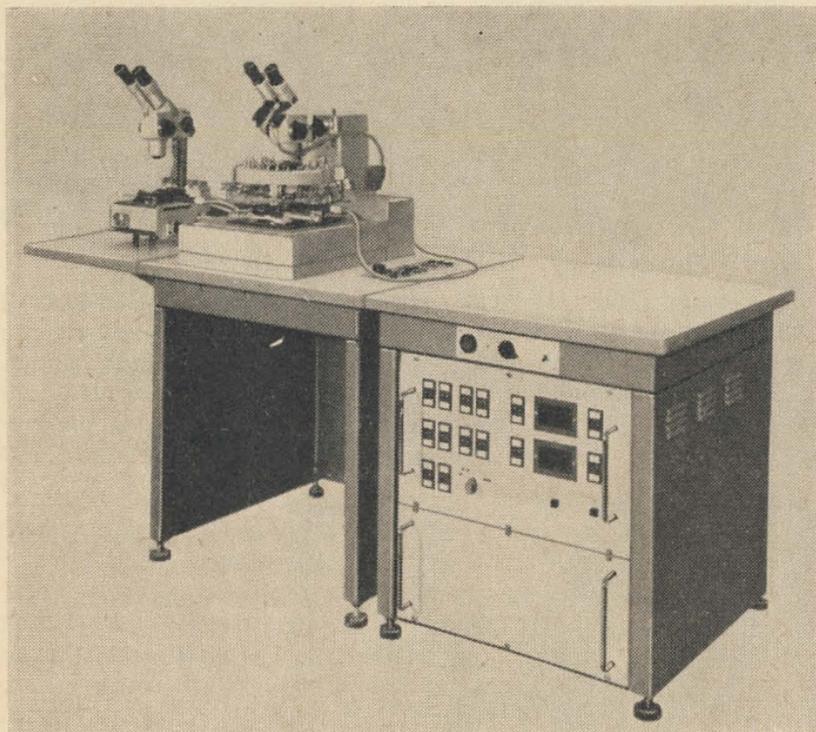
Manueller Vielfachsondentaster MVT 956

Zur Messung elektrischer Parameter von Halbleiterbauelementen im Scheibenverband wird für den Laborgebrauch und die Fehleranalyse in der Vorfertigung von Bauelementen der manuelle Vielfachsondentaster *MVT 956* verwendet. Die bis zu 21 Meßsonden werden auf die Bondinseln der Bauelemente aufgesetzt und stellen auf diese Weise die Verbindung mit der Meßanlage her.



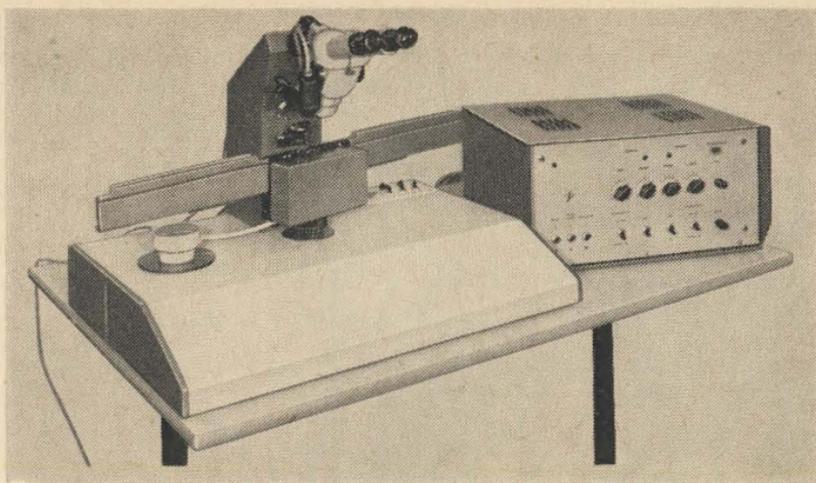
Automatischer Vielfachsondentaster AVT 4101

Im Fertigungsbereich eingesetzt wird der automatische Vielfachsondentaster *AVT 4101*, der im Prinzip dem *MVT 956* entspricht. Zusatzeinrichtungen ermöglichen die Multiplexmessung von Dioden und Transistoren. Neben der Messung werden auch die unbrauchbaren Bauelemente markiert, um sie im weiteren Fertigungsprozeß leicht aussondern zu können. Der Grundaufbau beider Geräte ist ein erschütterungsfreies Fundament zur Aufnahme des Sondenringes, des Kreuztisches und des Beobachtungsmikroskops.



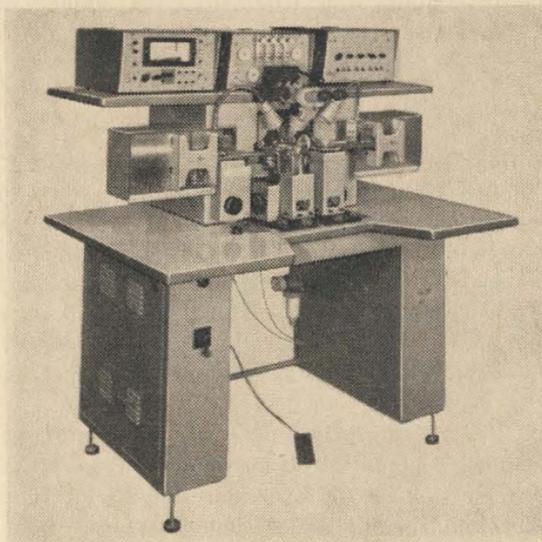
Ultraschall-Drahtbinder 833-20

Der Ultraschall-Drahtbinder *833-20* dient zur Verbindung der Kontaktflächen von vorzugsweise Si-Planar-Halbleiterbauelementen mit den Außenanschlüssen des Gehäuses von Sockeln der *TO 5* und *TO 18*. Die Drahtbrücken werden nach dem Prinzip des Ultraschallschweißens hergestellt. Das Gerät ist vorrangig für die Massenproduktion geeignet. Durch geringes Umrüsten entsteht ein universell einsetzbares Laborgerät.



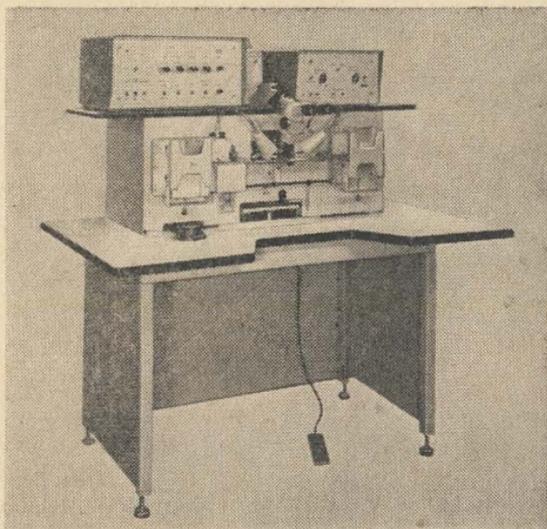
Ultraschall-Drahtbender 833-30

Der Ultraschall-Drahtbender 833-30 verbindet Kontaktflächen mit den Außenanschlüssen am Kammstreifen durch parallele Drahtbrücken. Das Ziehen der parallelen Drahtbrücke erfolgt manuell, das Kontaktieren automatisch. Der Bonder ist besonders für die Massenproduktion geeignet und auch im Laborbetrieb einsetzbar. Zusammen mit dem Scheibenbender 834-31 ergibt sich ein hochproduktives Gerätesystem für diskrete Halbleiterbauelemente auf Kammstreifenbasis.



Der Ultraschall-Scheibenbender 834-31

Der Ultraschall-Scheibenbender 834-31 ist zum Aufbringen von vorzugsweise Si-Planar-Halbleiterbauelementen auf vergoldete oder versilberte

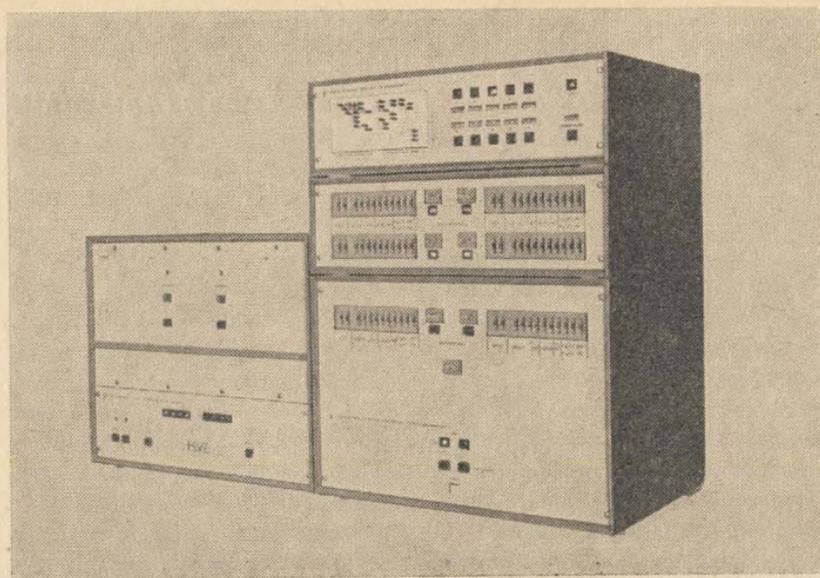


Trägerstreifen für Transistoren, Doppeldioden und Dioden mit Plastumhüllung geeignet. Die Anwendung von Ultraschall bei annähernd eutektischer Temperatur dient dabei als Benetzungshilfe.

Statischer Tester

Diese Tester dienen zur automatischen Überprüfung der statischen Parameter von GE- und Si-Dioden und -Transistoren. Einzelmessung von Hand ist ebenfalls möglich. Mit einer Grundausrüstung können 5 Dioden- und 10 Transistorparameter in 2 Testschritten wahlweise überprüft werden. Die maximale Testschrittdauer beträgt 80 ms. Als Prüfergebnis liegen nach Ablauf der Testschrittfolge Aussagen über die Unter- oder Überschreitung des programmierten Arbeitspunkts vor. Mittels der Klassiereinheit *KE 040* können diese Ergebnisse weiter ausgewertet werden.

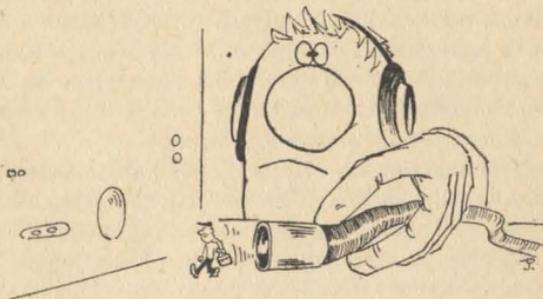
Das Gerät ist nach dem Baukastenprinzip aufgebaut. Bei Benutzung zusätzlicher Erweiterungseinheiten können 4 bis maximal 16 Testschritte mehr programmiert werden. Speziell für die Zwischen- und Endprüfung beim Bauelementehersteller und für die Wareneingangsprüfung beim



Anwender von Halbleiterbauelementen stellt der VEB *Elektromat* Dresden den Tester 200 für Dioden und den Tester 300 (s. Bild) für Transistoren als Weiterentwicklungen vor.

Fotos: *RFT-Pressedienst*

Wir klären Begriffe



DURCHGANGSPRÜFER

Möglichkeiten und Grenzen der Vier-Kanal-Tontechnik

Dipl.-Ing. Martin Bischoff

In letzter Zeit wurde ein neues elektroakustisches Übertragungsverfahren entwickelt, die *Vierkanal-Tontechnik* oder *Quadrophonie*. Diese Übertragungstechnik, die auch unter den verschiedenen Handelsbezeichnungen wie *Quadrosonic*, *Tetraphonie* oder *Surroundstereo* bekannt geworden ist, soll gegenüber der herkömmlichen Stereotechnik eine wesentliche Verbesserung der elektroakustischen Übertragung bringen, da sie den Hörer in das Klanggeschehen einbezieht. Vor der Erklärung der technischen Einzelheiten dieses Verfahrens sollen die bei einer elektroakustischen Übertragung auftretenden Probleme zusammengestellt werden.

Zur Bewertung eines Schallereignisses stehen unserem Gehör verschiedene Informationen zur Verfügung: Lautstärke, Klangfarbe, Tonhöhe, Einfallsrichtung und die zeitliche Änderung eines Signals. Innerhalb eines Raumes kommen dazu noch für die subjektive Bewertung wesentliche, durch die Eigenschaften des Raumes bedingte Informationen. Zum Beispiel hat die Beschaffenheit eines Konzertsaaes einen beträchtlichen Einfluß auf die Wirkung einer akustischen Darbietung. Der Grund dafür ist, daß das Ohr neben dem Direktschall noch eine Fülle von Reflexionen empfängt, die in ihrer Gesamtheit zur Ausbildung eines diffusen Schallfelds führen.

Die akustischen Eigenschaften eines Raumes (Volumen, Reflexionsfaktor der Wände) werden durch die Nachhallzeit erfaßt. Wenn in einem Raum die Schallquelle plötzlich abgeschaltet wird, so klingt der Raum noch eine gewisse Zeit nach. Unter Nachhallzeit versteht man nun die Zeitspanne, während der die Schallenergiegedichte auf 10^{-6} abgesunken ist. Im Frequenzbereich um 5 kHz beträgt die durchschnittliche Nachhallzeit in Konzerträumen etwa 1,5 bis 2,5 s.

Befindet sich ein Hörer in einem Konzertsaal unmittelbar vor der Schallquelle, so nimmt er von den auftretenden Reflexionen sehr wenig wahr. Umgekehrt wird natürlich in größerer Entfernung von der Schallquelle der Direktschall entsprechend abnehmen. Nun wurde für die Entfernung von der Schallquelle, in der die Schallenergiegedichten des direkten und des indirekten Schalles gleich groß sind, die Bezeichnung *Hallradius*

eingeführt. Der Hallradius eines Raumes ist abhängig von den schallabsorbierenden Flächen des Raumes und ihren Absorptionsgraden. Er beträgt in Wohnräumen einige Dezimeter und in Konzerträumen wenige Meter.

Die Erfahrung hat gezeigt, daß die akustisch besten Plätze außerhalb des Hallradius liegen, in einer Zone also, in der der diffuse Schall gegenüber dem Direktschall überwiegt. Trotzdem aber bereitet uns die Ortung der Schallquelle keinerlei Schwierigkeit, wir hören unbewußt »gerichtet«. Bei zeitlich kurz aufeinanderfolgenden Schallereignissen ortet unser Gehör die Schallquelle nämlich richtig nach den zuerst eintreffenden Schallanteilen. Diese Eigenschaft unseres Nervensystems wird als *Gesetz der ersten Wellenfront* bezeichnet. Dabei können wir erst bei Laufzeitdifferenzen über 50 ms bewußt die Existenz von Reflexionen wahrnehmen.

Unter diesen akustischen Bedingungen in einem Konzertsaal taucht die Frage nach einem optimalem Verhältnis zwischen Direktschall und nachfolgenden Reflexionen auf. In [2] dargelegte Untersuchungen ergaben, daß ein besonders günstiger Eindruck entsteht, wenn folgende Reihenfolge auftritt: Direktschall, nach 35 ms nachhallfreie Reflexion mit einem um 10 dB vermindertem Pegel, 50 ms nach dem Direktschall Einsetzen des Nachhalls mit einer Nachhallzeit von 2 s.

Aufgabe einer hochwertigen elektroakustischen Übertragungsanlage sollte es nun sein, diese günstigen Konzertsaalbedingungen in einem Wohnraum abzubilden, dem Hörer die Illusion des »Dabeiseins« zu geben. Diese Bedingung ist vorwiegend für Musikdarbietungen interessant; bei Interviews, Nachrichten o. ä. muß ein anderer Maßstab angelegt werden.

Eine originalgetreue akustische Abbildung wäre mit einfachen Mitteln zu realisieren, wenn die Übertragung zwischen Räumen mit gleichen akustischen Eigenschaften erfolgen würde. Die Aufstellung der Mikrofone erfolgt dann innerhalb des Hallradius, so daß nur wenige Rauminformationen übertragen werden. Bei entsprechender Anbringung der Lautsprecher würde dann im Wiedergaberaum ein originalgetreues Klangbild entstehen.

Für Übertragungen aus einem Konzertsaal in einen Wohnraum läßt sich diese einfache Lösung aber nicht mehr ermöglichen, da die akustischen Parameter dieser beiden Räume stark differieren. Die Nachhallzeit in Wohnzimmern ist wesentlich geringer als in Konzerträumen, so daß sich kein dem Aufnahmeraum analoges diffuses Schallfeld ausbilden kann. Der Hallradius für in einer Zimmerwand angebrachte Lautsprecher mit kugelförmiger Schallabstrahlung beträgt in üblichen Wohnräumen etwa 1 bis 1,5 m, wobei dieser Wert nur für tiefe Frequenzen gilt. Mit höheren Frequenzen nimmt die Richtwirkung des Lautsprechers zu, der Hallradius vergrößert sich. Damit befindet sich der Hörer je nach Frequenzbereich einmal außerhalb und einmal innerhalb des Hallradius. Um diesen

Effekt abzuschwächen, kann man entweder die Tiefen mit gleicher Richtwirkung abstrahlen oder aber für eine kugelförmige Abstrahlung der oberen Frequenzen sorgen.

Auf Grund dieser Bedingungen konnten die bisher bekannten elektroakustischen Übertragungsverfahren den an sie gestellten Anforderungen nur mehr oder weniger gut gerecht werden. Die Grenzen der monofonen Technik wurden sehr bald deutlich; ein Ausweg wurde in der *3-D-Anordnung* der Lautsprecher gesucht. Obwohl auf diese Weise eine Verringerung des Direktschalls zugunsten diffuser Schallanteile erfolgte, wurde das Klangbild nur unwesentlich deutlicher. Die Ortung einzelner Schallquellen war immer noch unmöglich, da die Ortsinformationen fehlten. Eine Verbesserung der Übertragung war nur durch die Einführung weiterer Übertragungskanäle möglich. Dabei hat sich gezeigt [2], daß die Übertragungsqualität nicht proportional der Anzahl der Kanäle ist, sondern eine in Bild 1 gezeigte Abhängigkeit besteht.

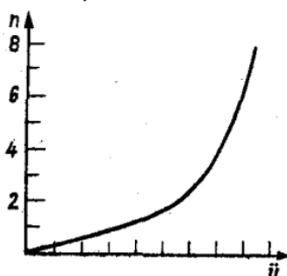


Bild 1
Abhängigkeit der Übertragungsqualität \ddot{u} von der Anzahl n der Übertragungskanäle

Ein erster Schritt in dieser Richtung war die Einführung der *Zweikanal-Stereofonie*, deren Wirkung auf einer Eigenschaft unseres Gehörs basiert, dem *Summenlokalisierungseffekt*. Bei genau gleichzeitigem und gleichlautem Eintreffen zweier Schalleindrücke aus unterschiedlichen Richtungen ortet das Gehör die Schallquelle nämlich aus der Richtung der Winkelhalbierenden der beiden Einfallrichtungen. Dadurch wurde es möglich, auch in Wohnräumen räumlich gut durchsichtbare Klangbilder herzustellen. Trotzdem kann aber noch nicht von einer originalgetreuen Reproduktion gesprochen werden, da dieser Übertragungstechnik ebenfalls noch gewisse Mängel anhaften. So ist der Hörer für eine genaue Lokalisierung der Schallquellen an die Mittelachse gebunden; die Illusion eines Konzertsaals kann auf Grund der ungenügenden Rauminformationen ebenfalls nicht hervorgerufen werden.

Zur Verringerung dieser Nachteile wurde zunächst auf ein seit längerer Zeit bekanntes Übertragungsverfahren, die *Ambiofonie*, zurückgegriffen. Diese Technik ist dadurch gekennzeichnet, daß gleiche Informationen aus verschiedenen Richtungen in den Abhörraum eingespielt werden. Dabei bildet sich ein gewisses diffuses Schallfeld aus, der Lautsprecherklang

verwischt sich und die Schallquelle erscheint voluminöser. In [2] wurde über diese Untersuchungen berichtet, die zu interessanten Ergebnissen führten.

Die Grundlage bildete eine herkömmliche stereofone Übertragungsanlage. Außer den beiden Hauptlautsprechern brachte man jedoch im Raum noch weitere Lautsprecher unter, deren Signale durch Differenzbildung aus den Signalen der beiden Hauptlautsprecher gewonnen wurden. Es ergaben sich je nach Aufstellung der Lautsprecher unterschiedlich beurteilte Höreindrücke. Die besten Wirkungen wurden dabei mit einem Verfahren erzielt, das etwas genauer beschrieben werden soll. Bei einer Auswahl von 4 unterschiedlichen Anordnungen entschieden sich 18 von 23 Personen für diese Art der Beschallung.

Wie aus der Schaltung (Bild 2) ersichtlich, wurden aus den Kanälen R und L die Differenzsignale R-L und L-R gebildet und über einen zusätzlichen Stereoverstärker den hinteren Lautsprechern zugeführt. Bei dieser Differenzbildung kompensieren sich die in Amplitude und Phase gleichen Schwingungen, so daß vorwiegend die diffusen Anteile der Signale von den hinteren Lautsprechern abgestrahlt werden. Da diese meist in den höheren Frequenzbereichen liegen, wird nur der Wiedergabebereich über

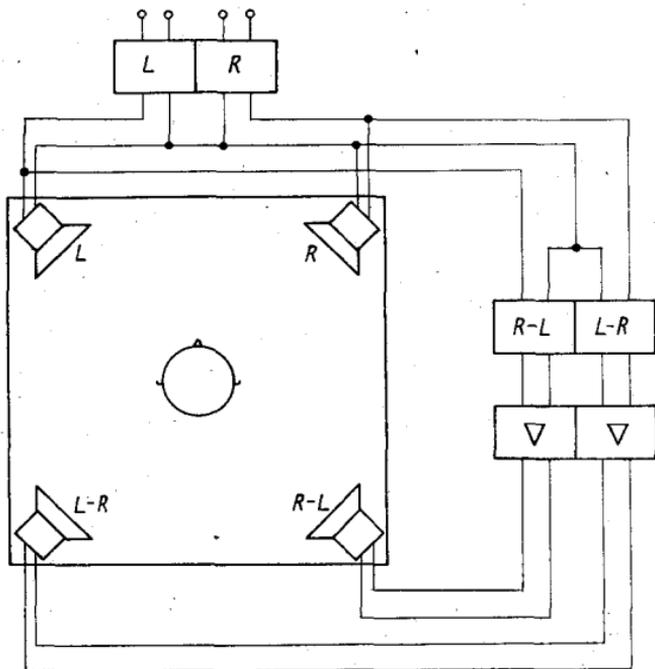


Bild 2 Ambiphones Übertragungsverfahren

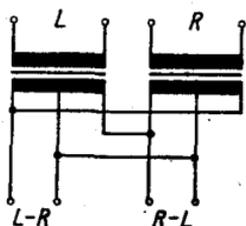


Bild 3
Übertragerschaltung zur Differenzbildung aus 2 Kanälen

200 Hz benötigt. Die Bildung der Differenzsignale erfolgte dabei über eine Differenzschaltung von 2 Übertragern (Bild 3). Mit dem nachgeschalteten Zusatzverstärker können die optimalen Pegelwerte für die rückwärtigen Lautsprecher eingepegelt werden. Eine derartige Beschallung ergab eine wesentliche Vergrößerung der Hörfläche und eine gute Raumwirkung des Klangbilds. Allerdings ist zu erwarten, daß dieser Höreindruck von Fall zu Fall unterschiedlich sein wird, da nicht alle stereofonen Aufnahmen gleichviel Rauminformationen enthalten. Das ist ein Nachteil, der dieser Pseudoquadrofonie anhaftet und die Konkurrenzfähigkeit dieses Verfahrens gegenüber echter Vierkanal-Tontechnik wesentlich einschränkt.

Demgegenüber steht natürlich der bedeutend höhere technische Aufwand, der für eine Übertragung von 4 Kanälen getrieben werden muß. Die auftretenden technischen Schwierigkeiten sind dabei in den einzelnen Speicher- bzw. Übertragungsverfahren unterschiedlich groß.

Bei der Umrüstung der Magnetton-technik auf die Speicherung von 4 Kanälen dürften die wenigsten Probleme auftauchen. An einem vorhandenen Stereogerät müßten die Tonköpfe gegen Vier-Spurköpfe ausgetauscht und 2 weitere Verstärkerkanäle angebracht werden. Unter den gegenwärtigen Normen hätte das allerdings eine Verminderung der Laufzeit zur Folge. Ein solches Verfahren ist auch mit der herkömmlichen Stereotechnik kompatibel.

Wesentlich schwieriger sind die Verhältnisse in der Schallplattentechnik, da die Informationskapazität der beiden Rillenflanken schon bei der Stereoplatte getrennt ausgenutzt wird. Ein Zeitmultiplexverfahren, bei dem 2 Informationen »geschachtelt« in jede Rillenflanke eingeschnitten werden, würde eine beträchtliche Verringerung des Geräuschabstands zur Folge haben. Der Einsatz von Videoplaten, die eine wesentlich höhere Informationsdichte als die heutigen Schallplatten haben, dürfte ebenfalls auf Schwierigkeiten stoßen, da diese Technik mit den herkömmlichen Verfahren nicht kompatibel ist.

Dagegen kann man dem von der *Victor Company of Japan* [4] vorgestellten Trägerfrequenzverfahren *CD-4* eine reelle Chance einräumen. Wie aus Bild 4 zu ersehen ist, werden in einer Matrix aus den Einzelsignalen die Summen $K_1 + K_2$ und $K_3 + K_4$ sowie die Differenzen $K_1 - K_2$ und $K_3 - K_4$ gebildet. Im Mischer werden nun den Summen-

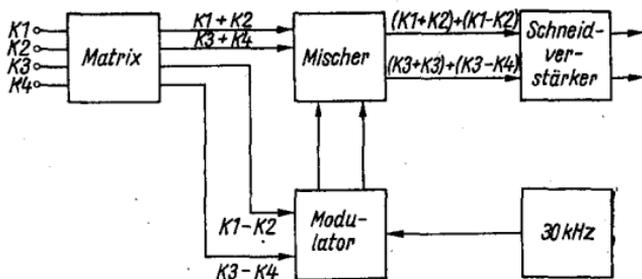


Bild 4 Übersichtsschema des CD-4-Verfahrens für 4-Kanal-Schallplatten

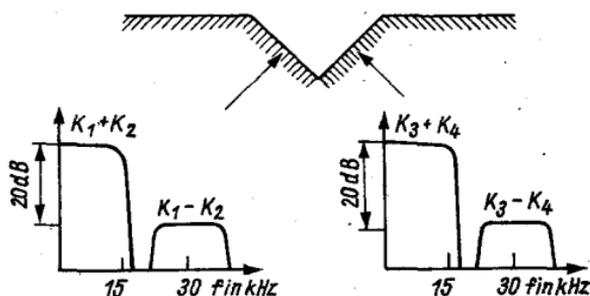


Bild 5 Frequenzschema der 4-Kanal-Schallplattensignale beim CD-4-Verfahren

signalen die Differenzsignale durch eine 30-kHz-Trägerfrequenz überlagert. Die dadurch entstehenden Signale werden wie bei der 45°/45°-Platte in je einer Rillenflanke aufgezeichnet (Bild 5). Zur Wiedergabe werden diese Signale mit Hilfe eines speziellen Tonabnehmers einem Demodulator zugeführt, entschlüsselt und über 4 in den Ecken eines Raumes aufgestellte Lautsprecher abgestrahlt. Dieses Verfahren ist vollständig kompatibel, da derartig geschnittene Platten auch mit üblichen Stereogeräten wiedergegeben werden können. Daneben lassen sich Stereoplatten auf einer CD-4-Anlage auch zweikanalig wiedergeben.

Von CBS [5] wurde ebenfalls ein voll kompatibles Schallplattensystem entwickelt, das die Bezeichnung SQ trägt. Da die technischen Einzelheiten dieses Verfahrens noch nicht bekannt sind, kann nur auf das Prinzip eingegangen werden. Dabei erfolgt die Aufzeichnung der Informationen für die vorderen Lautsprecher analog zur Zweikanal-Stereofonie. Die Signale für die rückwärtigen Lautsprecher werden in einem Koder so verarbeitet, daß sie dem Schneidstichel noch zusätzliche Rotationsbewegungen erteilen (Bild 6). Beim Abtastvorgang werden diese Bewegungen mit Hilfe eines geeigneten Wandlersystems, über das noch keine Einzelheiten bekannt geworden sind, in elektrische Spannungen umgewandelt und einem



Bild 6
Abtastung beim 4-Kanal-Schallplatten-
verfahren SQ

Dekoder zugeführt, der einen Vierkanal-Verstärker speist. Da auch dieses Verfahren vollständig kompatibel ist, bleibt abzuwarten, welches der vorgestellten Systeme sich durchsetzen wird. Die Übertragung von 4 Kanälen über den Rundfunk bereitet weitaus größere Schwierigkeiten, da bei einem Kanalabstand von 100 kHz in Europa neben den beiden Stereokanälen kein Platz für die Übertragung zweier zusätzlicher Kanäle vorhanden ist. In [3] wird ein Ausweg vorgeschlagen, bei dem je 3 Informationen zu einem Übertragungskanal zusammengefaßt werden. Bild 7 verdeutlicht diesen Vorgang.

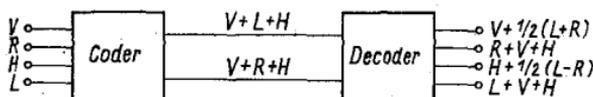


Bild 7 Übersichtsschema einer 4-Kanal/2-Kanal-Matrix

Ein wesentlicher Nachteil einer solchen Matrizierung ist, daß nach der Wiedergabematrix in jedem Kanal noch Anteile des Nachbarkanals enthalten sind. Außerdem werden bei dieser Übertragungstechnik die Lautsprecher nicht in den Ecken des Raumes, sondern an den Wänden aufgestellt, wodurch sich die optimale Hörfläche verkleinert. Da ein solches Verfahren nicht 4 getrennte Informationen liefern kann, hat es offensichtlich keinen wesentlichen Vorteil gegenüber dem in [2] beschriebenen Verfahren. Ob es in der nächsten Zeit gelingen wird, ein für die Rundfunkübertragung brauchbares Vierkanal-System zu entwickeln, sei dahingestellt. Sicher ist, daß die allgemeine Einführung der Vierkanal-Tontechnik von einer solchen Entwicklung abhängt.

Literatur

- [1] Reichardt, W.: Grundlagen der Technischen Akustik, Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig, Leipzig 1968
- [2] Williges, H.: Quadrofonie — ja oder nein?, Funktechnik 1971, Heft 16, Seite 587 bis 589, Heft 17, Seite 635 bis 638
- [3] Schiesser, H.: Vier-Kanal-Tontechnik, Funktechnik 1971, Heft 2, Seite 47 bis 50
- [4] Jänicke, A.: Vier-Kanal-Schallplattenverfahren -CD-4-, Funktechnik 1971, Heft 3, Seite 98
- [5] Williges, H.: SQ — ein neues Quadrofonie-Schallplattensystem, Funktechnik 1971, Heft 16, Seite 590

Gefahren für das Bauelement – kosmische Strahlung und RaumfahrtElektronik

Jürgen Feuerstake

Überall in der Technik wird der Zuverlässigkeit heute größte Beachtung geschenkt; extrem hohe Forderungen an die Zuverlässigkeit sind jedoch an die Schaltkreise und die Bauelemente der RaumfahrtElektronik zu stellen, denn diese Geräte arbeiten meist außerhalb der direkten Einflußsphäre des Menschen.

Die hochenergetischen Strahlen im All, aber auch das erdnahe Strahlengebiet bilden die Hauptgefahrenmomente für die RaumfahrtElektronik. Der Ursprung der kosmischen bzw. Höhenstrahlung ist bisher nicht zur Genüge bekannt. Wahrscheinlich sind bestimmte Nuklearprozesse auf äußerst aktiven Fixsternen die Ursache. So konnte man bei Supernovaausbrüchen¹ erhöhte Strahlungsintensitäten im erdnahen Raum beobachten. Im wesentlichen bilden energiereiche Protonen und eventuell andere Atomkerne die Bestandteile der Höhenstrahlung. Die Anfangsenergie liegt ungefähr bei 10^9 bis 10^{15} eV².

In einer Höhe von 30 bis 20 km sind diese Teilchen jedoch bereits absorbiert, wobei einmal Elektronen entstehen können (sog. weiche Komponente der Höhenstrahlung), zum anderen Mesonen³ (sog. harte Komponente, da diese Teilchen eine wesentlich größere Durchdringungsfähigkeit

¹ Als Supernovaausbrüche kennzeichnet die Astrophysik gewisse Sternexplosionen. Meist sind es Sterne von relativ geringer Helligkeit (relativ geringem Volumen und geringer Temperatur), die sich durch innere Vorgänge aufblähen, wobei ihre Temperatur stark ansteigt (große Helligkeit) und sehr oft intensive Radiostrahlung sowie Korpuskularstrahlung aus der Richtung der Nova zu beobachten sind.

² 1 eV entspricht der Energie eines Elektrons, das eine Potentialdifferenz von 1 V durchlaufen hat, und ist äquivalent $1,602 \cdot 10^{-19}$ Ws bzw. $1,602 \cdot 10^{-12}$ erg.

³ Mesonen gehören zu dem Komplex der sogenannten Elementarteilchen. Sie haben etwa 200fache Elektronenmasse; ihre Ladung kann sowohl positiv, negativ als auch neutral sein.

Positron – gleiche Masse wie Elektron; gleicher Ladungsbetrag, der jedoch (historisch bedingt) positiv gewertet wird;

Neutrino – neutrales Teilchen, das im Ruhezustand keine Masse hat;

Photon – zählt man die Lichtquanten zu den Elementarteilchen, d. h., benutzt man die Korpuskelvorstellung vom Licht, so sind dies ebenfalls Teilchen der Ruhemasse 0.

aufweisen). Die harte Komponente kann schließlich weiter in Elektronen, Positronen, Neutrinos und Photonen zerfallen.

Die weiche Komponente (d.h. die Elektronen) trifft auf die Atome der Atmosphäre, wobei (ähnlich wie bei Röntgenstrahlen) eine harte Bremsstrahlung entsteht. Diese relativ hochenergetischen Gammaquanten, Photonen genannt, können wiederum auf andere Atomrümpfe treffen, und bei dieser Absorption entsteht ein Teilchenpaar, genauer gesagt, je Quant ein Positron und ein Elektron. Das Positron an sich hat einen stabilen Zustand, trifft in der Atmosphäre jedoch immer wieder auf Elek-

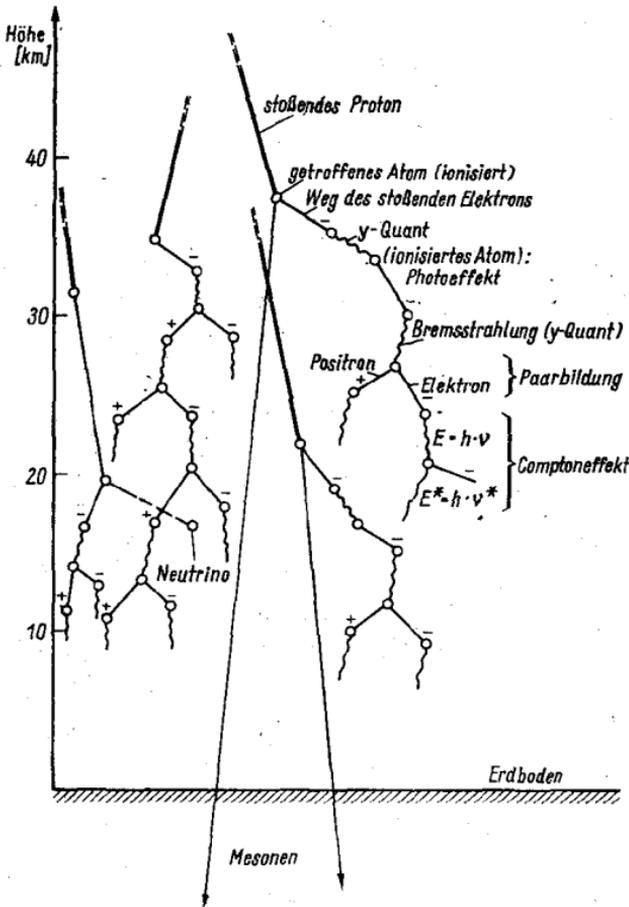


Bild 1 Prinzipdarstellung des Einfalls kosmischer Korpuskularstrahlung in die Umgebung der Erde. (Rechts sind die Umwandlungseffekte von Gammaquanten angedeutet; die Reihenfolge ist nicht als zwingend anzusehen!)

tronen, wobei die Teilchen bei dieser Wechselwirkung »zerstrahlen«, d. h., sehr grob ausgedrückt, sich wieder in Gammaquanten verwandeln. Beide Teilchen werden also wieder Photonen, die ihrerseits erneut auf andere Kerne treffen, usw. (s. Bild 1). Auf diese Weise entsteht ein äußerst energiereicher Strahlungsschauer. Der Vorgang bricht zusammen, wenn die Teilchenenergie unter einen gewissen Wert abgesunken ist.

Der Strahlung im erdnahen Bereich (»erdnah« – in kosmischen Dimensionen gesehen, d. h., darunter fallen noch Entfernungen von etwa 50000 km) muß besondere Aufmerksamkeit gewidmet werden, da sie noch energiereicher ist und also entsprechend schneller zerstörend wirken kann. Sie besteht hauptsächlich aus energiereichen Protonen und Elektronen. Diese Teilchen entstammen physikalischen Prozessen auf unserer Sonne und werden vom Erdmagnetfeld eingefangen [1].

Dabei entsteht ein Strahlungsbereich, nach dem Entdecker *van-Allen* Gürtel genannt. Bild 2 zeigt eine grafische Darstellung der Linien gleicher Flußdichte für Elektronen und Protonen in diesem Strahlungsgürtel. Wie ersichtlich, besteht eine Rotationssymmetrie um die magnetische Achse der Erde, wobei sich die Ausdehnung in der Äquatorebene von etwa 1000 km Höhe über der Erdoberfläche bis zu $5 \cdot 10^5$ km erstreckt.

Beide, sowohl die erdnahe als auch die Strahlung im All, gefährden die Funktionsweise der elektronischen Bauelemente, da die Teilchen auf Grund ihrer großen Energie relativ leicht in die Materie eindringen bzw.

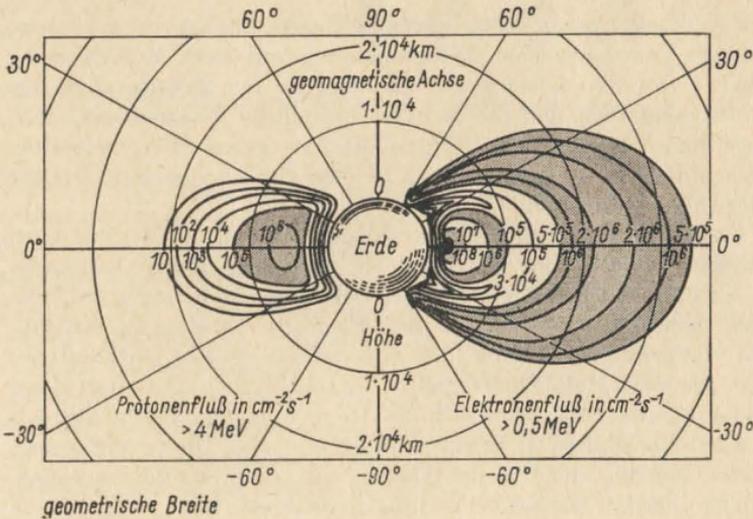


Bild 2 Verteilung des Korpuskelflusses in den Strahlungsgürteln der Erde (entnommen einem NASA-Report [2])

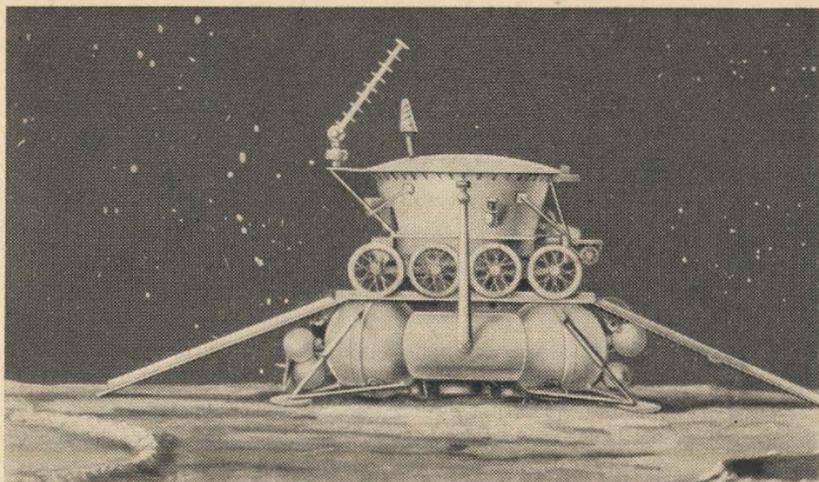


Bild 3 Künstlerische Darstellung von Lunachod-1 vor dem Verlassen der Landestufe

sie durchdringen können. Das bedeutet, sämtliche Bauelemente sind stark gefährdet, ob sie sich im Innern eines Raumflugkörpers befinden oder auf der Außenhaut, speziell die Solarzellen. Diese Einflüsse müssen genauestens eingeschätzt werden, damit keine Schäden auftreten (wie sie beispielsweise zum Ausfall des Nachrichtensatelliten *Telstar I* geführt haben).

Wie verblüffend einfach entsprechende Schutzmaßnahmen sein können, demonstriert der sowjetische Weltraumerfolg mit dem Mondfahrzeug *Lunachod I*; es ist so konstruiert, daß während der Arbeitspausen ein Deckel die Solarzellen und die darunter befindliche Elektronik schützt. Im wesentlichen wurde diese Schutzmaßnahme gegen Mikrometeoriten vorgesehen, doch wird damit auch ein gewisser Strahlungsschutz erreicht (s. weiter unten sowie Bild 5).

Wie äußert sich eigentlich die Strahleneinwirkung? — Bei fast allen Werkstoffen treten infolge energiereicher Strahlung Eigenschaftsänderungen auf. Besonders extrem können sich diese Änderungen in Festkörperbauelementen auswirken, da diese Elemente fast stets aus Kristallmaterial von großer Perfektion (d. h. von nahezu idealem Gitteraufbau) bestehen. Für einen Halbleiterkristall sei der schädigende Einfluß an Hand von Bild 4 erläutert. Man kann sich die Atome in regelmäßigem Abstand (in der Gitterkonstanten a) in einem 3dimensionalen Gitter angeordnet denken. In Bild 4 ist der Übersichtlichkeit halber nur eine 2dimensionale Darstellung gewählt. (Dieses Bild wird 3dimensional, wenn man sich die gleichen Ebenen jeweils senkrecht zur Zeichenebene im Abstand a daraufgelegt denkt.) Trifft ein Strahlungsteilchen, z. B. ein Elektron, auf ein

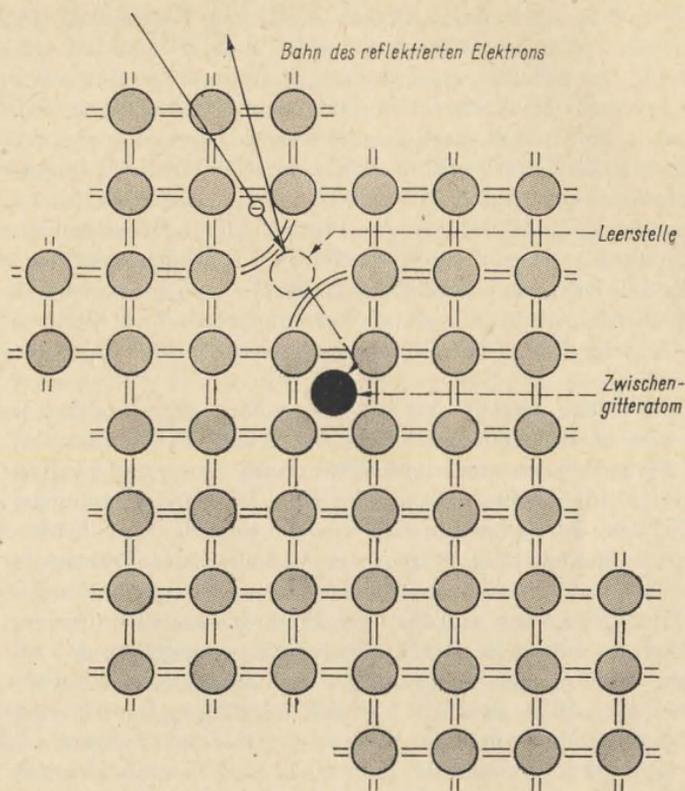


Bild 4 Modellvorstellung vom Einfluß einer Elektronenbestrahlung auf einen Halbleiterkristall

Gitteratom, so wird, falls die Energie des Teilchens groß genug ist, das Atom von seinem regulären Gitterplatz gestoßen und muß sich irgendwo anders im Kristallgitter festsetzen. Da man in Halbleiterkristallen einen möglichst idealen Gitteraufbau anstrebt (d. h., alle Gitterplätze sollen mit Atomen besetzt sein), ist ein Einbau meist nur als Zwischengitteratom möglich. Die Energie des stoßenden Teilchens findet sich wieder in den einzelnen Energiebeträgen: kinetische Energie des am Gitteratom reflektierten Elektrons, kinetische Energie des gestoßenen Gitteratoms und Wärmeenergie, die bei den Stößen entsteht. Diese thermische Energie kann bei dichter und energiereicher Bestrahlung derartige Werte annehmen, daß der Halbleiter den »Wärmetod stirbt«. Das ist jedoch eine sekundäre Erscheinung.

Der primäre Einfluß besteht hauptsächlich in einer Änderung der Transporteigenschaften im Halbleiter. *James* und *Lark-Horovitz* haben

eine Modellvorstellung entwickelt, wonach die durch Bestrahlung erzeugten atomaren Fehlstellen Akzeptor- sowie Donatorcharakter aufweisen können [3]. Das bedeutet, ein Zwischengitteratom wirkt als 2facher Donator, eine Leerstelle als 2facher Akzeptor. Daraus wird deutlich, daß das Gleichgewicht im Kristall stark gestört werden kann, was sich im Ladungstransport äußert. An den Störstellen (Leerstellen) fehlen Ladungsträger zum Stromtransport durch Diffusion. Bei Solarzellen führt dies zu einer Verschlechterung des Wirkungsgrades [4]. Bei aktiven Bauelementen (wie Transistoren u. ä.) führen diese Störstellen zum Ansteigen des Sperrstroms. Auf Grund der modernen Silizium-Planar-Technologie wirkt sich dieser Einfluß allerdings nur gering aus. Wesentlicher sind die Verluste an Stromverstärkung, die auf einer Zunahme des Basisstroms durch die Störstellen beruhen.

Die Teilchenstrahlung erzeugt aber auch sogenannte freie Ladungen; man erinnere sich an den Demonstrationsversuch im Physikunterricht, bei dem ein Plattenkondensator durch Einbringen eines radioaktiven Isotops oder durch Röntgenstrahlen entladen wird. Diese freien Ladungen können bei Si-Planartransistoren in der obersten Schicht aus Siliziumoxid zu positiver Raumladung führen: Im Verhalten des Transistors äußert sich das ebenfalls in einer Abnahme des Stromverstärkungsfaktors. Bei MOSFETs kann vollständiger Funktionsausfall auftreten. Eine Verstärkerstufe mit einem MOSFET wird oft so ausgelegt, daß an den Elektroden eine Sperrspannung anliegt, wodurch sich der Bestrahlungseffekt noch vergrößert; denn die Teilcheneinstrahlung bewirkt eine Verschiebung der Kennlinie im Bereich negativer Gate-Spannungen.

Bei Dioden ergibt sich ebenfalls als Hauptschädigung bzw. als Resultat dieser Schädigung ein Verlust an Ladungsträgern. Dadurch entstehen Kennlinienverzerrungen im gesamten Bereich; der Sperrstrom nimmt zu. Stabilisierungsschaltkreise mit Z-Dioden sind besonders gefährdet, da durch die Strahleneinwirkung die Z-Spannung zu höheren Werten tendiert, der Zener-Durchbruch wird immer unbestimmter, denn die Kennlinie rundet sich im Knick mehr und mehr. Bei Schalt- bzw. Speicherschaltioden geraten Schalt- sowie Speicherzeiten außer Kontrolle, da der Ladungsträgerverlust indirekt auch die mittlere Lebensdauer der Ladungsträger verändert. Bei Tunnelioden kann ein völliges Ausfallen des Tunneleffekts [5] beobachtet werden, d. h., der Bereich negativen Widerstands in der Kennlinie verschwindet, und damit büßt das Bauelement seine charakteristische Funktionsweise ein.

Doch sind nicht nur Halbleiterbauelemente gefährdet. Auch Widerstände und Kondensatoren sowie Isolationsmaterial erleiden Veränderungen. Die Einflüsse auf Metallschichtwiderstände sind jedoch relativ gering und erscheinen vernachlässigbar. Bei Kondensatoren führt die Strahlenschädigung zur Verringerung des Isolationswiderstands. Nimmt die Energie der Teilchenstrahlung genügend hohe Werte an, dann können

derartige Verluste irreversibel werden. Leider läßt sich die Anfälligkeit eines Bauelements nicht absolut einschätzen. Bei Kapazitäten ist es durchaus möglich, daß ein Kondensator in einer Siebfunktion trotz Strahleneinflusses zufriedenstellend weiterarbeitet, wogegen das gleiche Bauelement in einem Resonanzkreis unbrauchbar werden kann. Da man meist im Bereich hoher Frequenzen arbeitet, wirken sich bereits geringste Kapazitätsänderungen derart störend aus, daß der gesamte Schwingkreis unbrauchbar wird. Die Verwendung hoher Frequenzen ist erforderlich, damit bei vorgegebener Bandbreite ein Maximum an Informationen störungsfrei übertragen werden kann. Dabei ergibt sich aber sekundär ein Vorteil für die Verwendung von Festkörper- bzw. Halbleiterbauelementen. Grundsätzlich ist zu bemerken, daß Halbleiteranordnungen sehr hoher Grenzfrequenz und extrem kurzer Schaltzeit relativ große Strahlungsresistenz aufweisen.

Isolationsmaterial tritt in der Elektronik in äußerst vielfältiger Form auf: im Bauelement selbst, als Basismaterial zur Befestigung der Bauelemente sowie als Schutzmaterial gegen mechanische und klimatische Einflüsse. Doch ist bei gewissen Kunststoffen im Vakuum die Schädigung geringer als in der irdischen Atmosphäre, z. B. bei Teflon. Hochpolymere, wie Polyäthylen, verbessern unter Bestrahlung sogar ihre Eigenschaften, während die klassischen keramischen Isolatoren sich kaum verändern.

Die geschilderten Strahlungseinwirkungen müssen (auch wenn die Effekte vernachlässigbar klein scheinen) entsprechend bei der Konstruktion von Raumflugkörpern bzw. bei der Technologie von elektronischen Bauelementen berücksichtigt werden. Gerade im All ist der Mensch mehr denn je auf seine technischen Hilfsmittel, insbesondere auf die Elektronik, angewiesen. Aus diesem Grund läßt es sich nicht vertreten, die Größe der Einflüsse aus Erfahrungswerten *nach* bzw. *während* Raumflügen zu gewinnen; die Effekte müssen vielmehr bereits auf der Erde untersucht werden mit dem Ziel, neue Konstruktionsprinzipien bzw. neue Bauelementetechnologien zu erarbeiten. Die Wissenschaft ist heute in der Lage, mit Teilchenbeschleunigern die Strahlenbeeinflussung durch Elektronen und Protonen sowie durch andere Elementarteilchen zu simulieren. Radioaktive Isotopenquellen bilden die Basis für Tests mit Gammaquanten. Man benutzt beispielsweise Kobalt-60-Quellen, wobei durch Variation der Abschirmmittel die Intensität geeignet verändert wird.

Gleichzeitig mit diesen Versuchen, die Größenordnung der Effekte zu bestimmen, werden Tests durchgeführt, die der Suche nach sogenannten Ausheilmethoden dienen. Zahlreiche Baufehler im Festkörper, d. h. im Kristall, können durch Wärmebehandlung ausgetempert werden. Da Silizium zunehmend als Basismaterial für moderne Halbleiter dient, können Temperaturen der Bauelemente von 100°C, zuweilen sogar bis 200°C, als »normal« bezeichnet werden. Bei solchen Temperaturen wird jedoch ein Teil der Strahlenschäden bereits ausgeheilt. Bestimmte Techno-

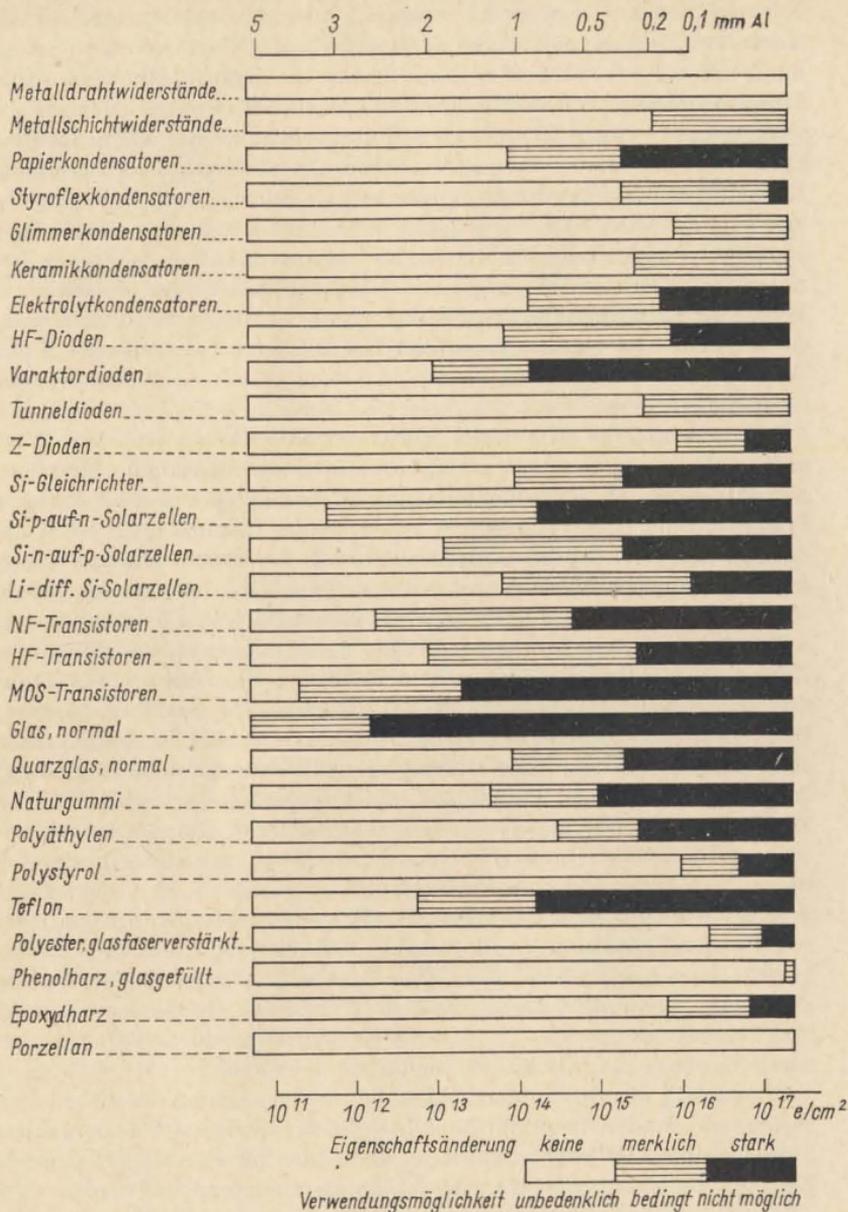


Bild 5 Strahlenbeschädigung bei einigen Bauelementen und Werkstoffen der Elektronik durch 1-MeV-Elektronen [6] (die Übergänge in den Eigenschaftsänderungen sind jedoch fließender, als im Diagramm dargestellt werden konnte)

logien verlangen aber höhere Temperaturen; z. B. werden bei Si-pn-Solarzellen etwa 400°C benötigt. Diese Temperaturen treten bei Betrieb nicht auf, auch eine künstliche Temperung läßt sich bei dieser Temperatur konstruktiv kaum realisieren. Deshalb sichert man die Siliziumsolarzellen durch eine Deckschicht aus Quarzglas. Ferner haben sich bei Laborversuchen die sogenannten Dünnschichtzellen als geeignete Energiespender erwiesen. Auf Grund ihres ausgesprochen guten Verhältnisses Leistung zu Masse bzw. Volumen kann bei diesen Zellentypen (diskutiert werden Typen aus Verbindungshalbleitern wie CdS und GaAs) die Abschirmungsschicht aus Quarzglas relativ großzügig dimensioniert werden. Damit ist eine zufriedenstellende Funktion auch im Bereich großer Strahlungsdosis gewährleistet. Ferner hat sich die Folge *n*- auf *p*-Halbleiter bei Silizium als günstigste Anordnung erwiesen.

Bild 5 soll abschließend in grober Zusammenfassung einen Überblick geben über die Verwendungsmöglichkeit einiger Bauelemente und Werkstoffe für Raumfahrtunternehmen. Aus der Darstellung folgt, daß hinter einer Schutzschicht, die etwa einer 1 mm dicken Aluminiumabschirmung entspricht, fast alle Bauelemente und Stoffe eingesetzt werden können. Einige Transistortypen, wie Metalloxid- und Planartransistoren, erfordern besondere Schutzmaßnahmen. Über Solarzellen wurde bereits gesprochen. Bei Gläsern ist die Verwendungsmöglichkeit als optisches Material gemeint.

Diese Ausführungen können lediglich einen kleinen Einblick in die spezielle Problematik der Raumfahrtelektronik geben, doch ist wohl deutlich geworden, wie sehr das Gelingen von »Ausflügen« ins All von der Funktionstüchtigkeit der elektronischen Baugruppen des Raumschiffs abhängt.

Literatur

- [1] *Knuth, R.*: Die Strahlungsgürtel der Erde, Urania (1966), H. 11, Seite 68 bis 74
- [2] *Vette, J. I.*: Model of the trapped radiation environment, NASA SP-3024 (1966)
- [3] *Fan, H. Y.*: Lark Horovitz, K., Irradiation of Semiconductors, Semiconductors and Phosphors, Vieweg, Braunschweig 1958
- [4] *Feuerstake, J.*: Energie — direkt in elektrischen Strom verwandelt, Elektronisches Jahrbuch 1970, Deutscher Militärverlag 1969, Berlin
- [5] Siehe Beitrag: Die Festkörperphysik — Quelle der modernen Elektronik, Elektronisches Jahrbuch 1972, Seite 85 bis 95, Deutscher Militärverlag 1971, Berlin
- [6] *Kobale, M.*: Strahlenbeeinflussung von Bauelementen der Elektronik in der Raumfahrt, Intern. Elektr. Rundschau 1969, H. 3, Seite 64 bis 66



Elektronikbastler und Funkamateure

sind anspruchsvolle Kunden. Vielfältig sind ihre Wünsche: Zubehörteile und Ersatzteile, für Elektronik und Schwachstromtechnik, Röhren und Halbleiterbauelemente, Kabel und Leitungen, Antennen, Meß- und Prüfgeräte, Fachliteratur.

Dies alles – und immer einen fachmännischen Rat – erhalten Sie in unseren „Amateur“-Fachfilialen.

VEB INDUSTRIEVERTRIEB RUNDFUNK UND FERNSEHEN

RADIO - *television*

Hi-Fi-Geräte aus der Deutschen Demokratischen Republik

Ing. Klaus K. Streng

Hi-Fi — das ist zunächst für viele ein Schlagwort. Wer etwas englisch kann, weiß, daß sich dahinter »High Fidelity« — hohe (Wiedergabe)treue — verbirgt. Und damit wissen wir schon, was gemeint ist: Geräte und Anlagen, die eine hochwertige elektroakustische Wiedergabe von Sprache und Musik ermöglichen.

Wieso eigentlich? Von unseren Rundfunkempfängern und Plattenspielern, von Magnetband- und Phonogeräten verlangen wir doch immer, daß sie einen guten Klang haben. Also sind sie auch »Hi-Fi-Geräte«? Nein, sie sind es nicht. Von einem Hi-Fi-Gerät verlangen wir mehr, die übrigens stark streuende Rundfunkempfängerqualität z. B. genügt für das Prädikat »Hi-Fi« nicht. Denken Sie nur an den klanglichen Unterschied z. B. eines Kofferempfängers und einer guten Stereo-Schallplattenverstärkeranlage! Grob ausgedrückt: Das eine Gerät soll einfach Musik machen, vom anderen verlangen wir die Möglichkeit, z. B. Feinheiten und unterschiedliche Auffassungen der Dirigenten von einer Symphonie voneinander unterscheiden zu können.

Gewiß nicht alle Rundfunk- oder Schallplattenhörer legen auf solche Feinheiten wert. Sie wollen und verlangen, daß ihr Gerät möglichst viele Sender deutlich oder sogar recht laut zu Gehör bringt. Gewiß, gut klingen soll es auch. Darüber aber, was ein »guter Klang« ist, gibt es die verschiedensten Auffassungen.

Wenden wir uns also der Technik der Hi-Fi-Geräte zu. Ihre technischen Parameter sind nicht (oder noch nicht) eindeutig definiert, wie die Tabelle beweist. Einige allgemein übliche technische Daten kann man nennen: Die Geräte sollen, dem Stand der Technik entsprechend, halbleiterbestückt sein. Wir verlangen ferner Anschlußmöglichkeit ans Lichtnetz, denn Batterien kommen schon wegen der relativ großen Endleistung nicht in Frage. Letztere soll mehr als 3 W betragen. In ausländischen Geräten werden solche Geräte gelegentlich sogar für 100 W und mehr ausgelegt. Dies scheint allerdings übertrieben.

Klirrfaktor: je kleiner, um so besser. Er sollte auf alle Fälle unter 1%

Tabelle HI-Fi-Stereoeempfänger und HI-Fi-Stereoverstärker der DDR

Typ	HSV 900	Perfekt 406	Perfekt 506	Phonett T	Excellent
Hersteller	Fwk Zittau	Fwk Zittau	Fwk Zittau	K. Ehrlich	K. Ehrlich
Netzspannung (V)	220/127	110/127/220	110/127/220	125/200	125/220
H _z	50	50	50	50/60	50/60
Leistungs- aufnahme (VA)	35	36	36	20	28
Ausgangsleistung (W)	2 × 6	2 × 3,5	2 × 3,5	3	2 × 4
Klirrfaktor (%)	2	10	10	10	10
Übertragungs- bereich (Hz)	30...50 k	70...15 k	70...15 k	40...16 k	40...16 k
Lautsprecher- impedanz (Ω)	2 × 6	2 × 15	2 × 15	6	2 × 4
Fremdspannungs- abstand (dB)	55	56	39	45	45
Übersprech- dämpfung (dB)	30	—	—	—	36
Art	Verstärker	Verstärker + Platten- spieler	Verstärker + Platten- spieler	Verstärker + Platten- spieler	Verstärker + Platten- spieler
Wellenbereiche	—	—	—	—	—
Bestückung:					
Si-Transistoren	10	—	—	—	—
Ge-Transistoren	8	12	12	7	14
Dioden	2	2	2	2	2
Se-Gleichrichter	4 (1)	4 (1)	4 (1)	—	—

Tabelle (Fortsetzung)

Typ	Sinfonie	Transstereo	Arioso	Adagio 830
Hersteller	K. Ehrlich	StE Sonneberg	Rema KG	Rema KG
Netzspannung (V)	220	220 (110)	240/220/127/110	240/220/127/110
H _z	50	50	50	50
Leistungs- aufnahme (VA)	118	50	55	75
Ausgangsleistung (W)	2 × 15	2 × 4,5	2 × 6	2 × 7,5
Klirrfaktor (%)	1	1	10	1
Übertragungs- bereich (Hz)	30...20 k	30...15 k	—	—
Lautsprecher- impedanz (Ω)	2 × 4	2 × 6	2 × 6	2 × 6
Fremdspannungs- abstand (dB)	38	—	—	—
Übersprech- dämpfung (dB)	22	(32)	35	35
Art	Verstärker + Platten- spieler	Empfänger	Empfänger	Empfänger
Wellenbereiche	—	L, M, K, UK	L, M, K, UK	L, M, K, UK
Bestückung:				
Si-Transistoren	16	5	4	4
Ge-Transistoren	17	22	23	24
Dioden	5	12	14	14
Se-Gleichrichter	—	4	—	—

liegen. Die Werte in der Tabelle beziehen sich auf die angegebene Ausgangsleistung. Sie nehmen bei kleinerer Leistung schnell ab.

Die übrigen Werte: Übertragungsbereich etwa 60 Hz bis 15 kHz, Geräuschspannungsabstand etwa > 50 dB (leider gibt es von den Geräten in der Tabelle keine diesbezüglichen Werte; deshalb wurde der weniger aussagekräftige Fremdspannungsabstand genannt). Übersprechdämpfung zwischen beiden Stereo-Kanälen > 20 dB – ja, das wär's wohl.

Natürlich verlangen wir vom Hi-Fi-Rundfunkgerät, daß man mit ihm Stereosendungen (Pilottonverfahren) empfangen kann, daß es eine AFC-Einrichtung hat, daß Stereo-Rundfunksendungen mindestens angezeigt werden. Daneben soll der Rundfunkempfänger auch den Mittelwellenbereich umfassen. An vielen Orten braucht man ihn, wenn man Rundfunk hören will. Nicht überall stehen UKW-Rundfunksender direkt »vor der Tür«.

Mit der Aufzählung dieser wichtigsten Punkte ist zwar ungefähr der Rahmen fixiert, aber über Schaltungstechnik noch nichts gesagt. Darum zur Ergänzung der Tabelle einige Beispiele: Der UKW-Kanalwähler ist meist mit 3 Transistoren bestückt. Dies unterscheidet ihn von den Standard-Tunern unserer normalen Rundfunkempfänger (Bild 1): Außer

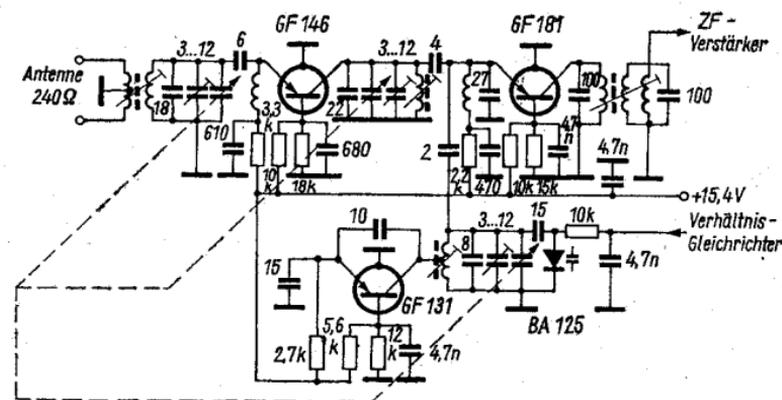


Bild 1 Stromlaufplan des UKW-Tuners aus dem Empfänger Transstereo (VEB Kombinat Stern-Radio Berlin, Betrieb Stern-Radio Sonneberg)

der HF-Vorstufe und der Mischstufe wird ein getrennter Transistor für den Überlagerungsoszillator verwendet, natürlich mit AFC. Die Steuerungspannung für die Kapazitätsdiode stammt vom Verhältnisgleichrichter, wie üblich.

Zu beachten ist die relativ aufwendige automatische Lautstärkeregelung (Bild 2) bei AM-Empfang: Außer der Demodulatordiode D 201 erfolgt auch eine HF-Gleichrichtung durch die Diode D 202. Die von ihr erzeugte

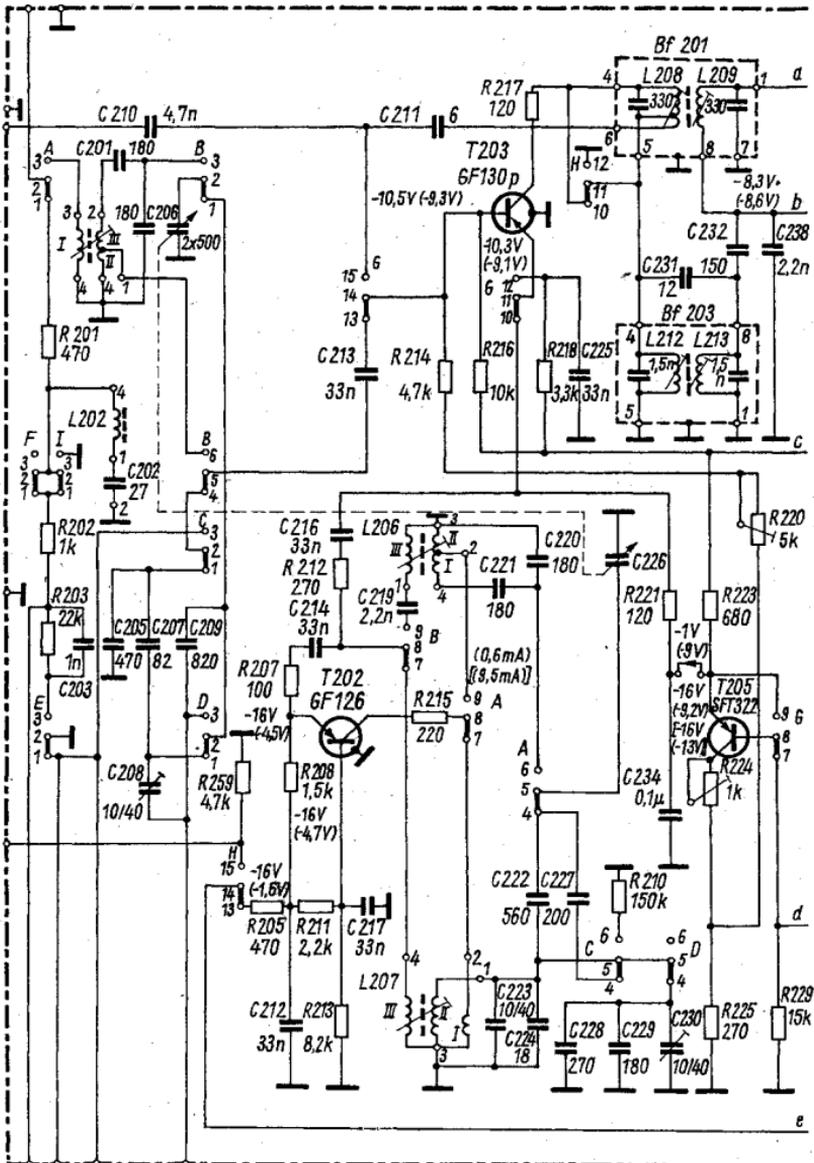
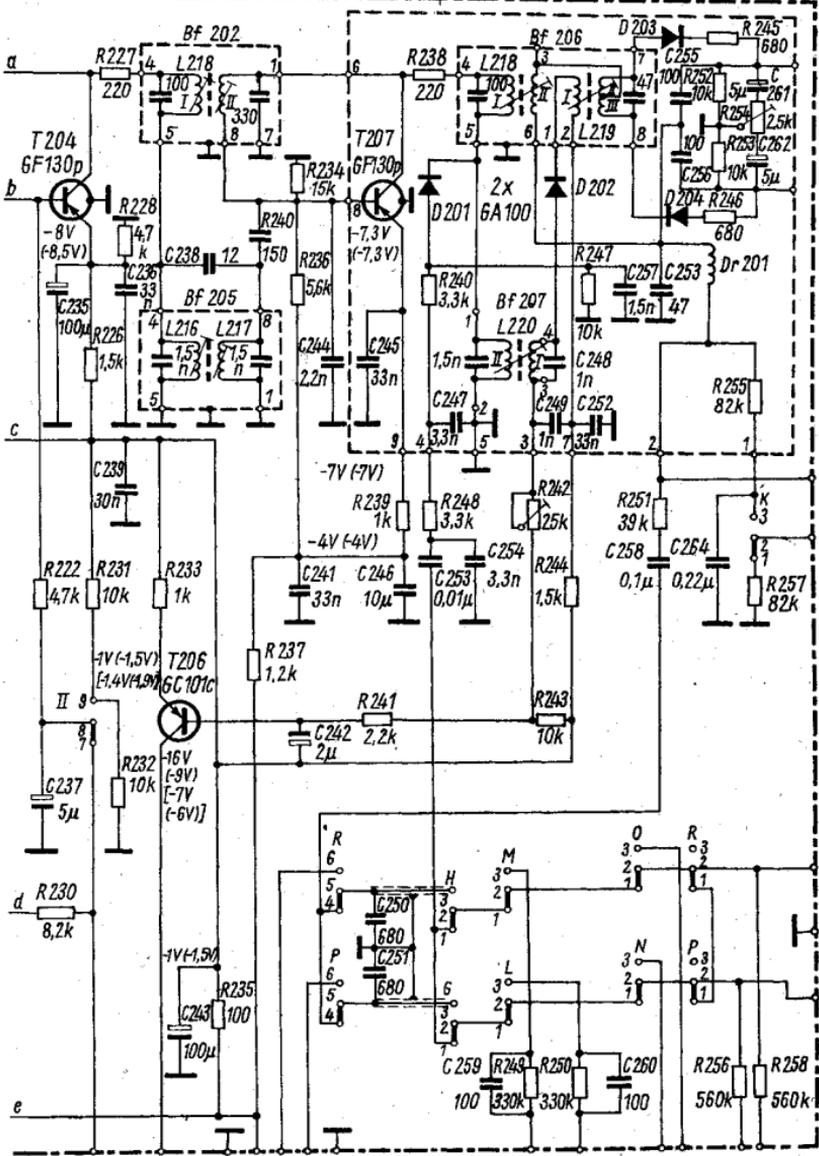


Bild 2 Auszug aus der Schaltung des ZF-Verstärkers aus dem Empfänger Arioso (Rema)



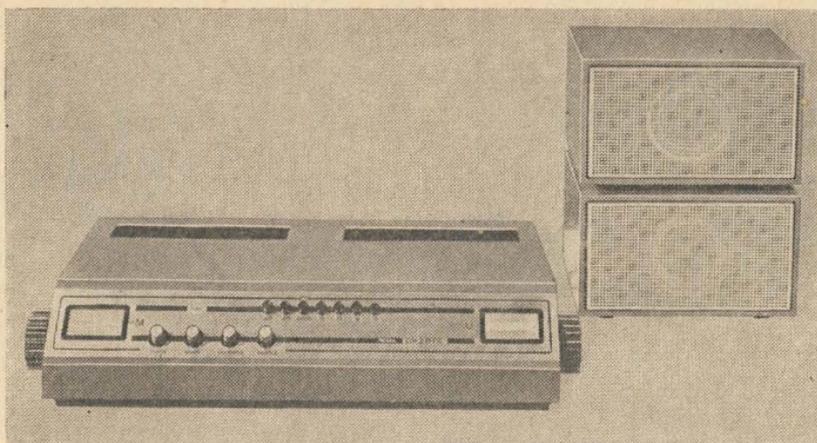


Bild 3 Ansicht des Empfängers akzent (Rema). Werkfoto: Erich Müller

Richtspannung steuert einen 2stufigen Regelverstärker (T 206, T 205), der wiederum den 2. ZF-Transistor (T 204) abwärts- und den AM-Mischstufentransistor T 203 aufwärtsregelt.

Im Kollektorkreis von T 206 liegt außerdem ein 400- μ A-Instrument als Abstimmanzeiger. Dieser Aufwand wird im üblichen Rundfunkempfänger nicht getrieben. Wie ein solches Stereo-Rundfunkgerät aussieht, zeigt das Beispiel in Bild 3: der Empfänger *akzent* der Firma *Rema*. Sein modernes Gehäuse weist keine Ähnlichkeit mehr auf mit Opas altem Radio. Beim Betrachten von Bild 2 fällt der Transistor T 205 auf (ein *SFT 322*), der nicht aus der Produktion unseres Halbleiterwerks stammt. Zunehmend mehr — auch in den vorgestellten Hi-Fi-Geräten — bestückt unsere Geräteindustrie ihre Erzeugnisse mit Transistoren aus der UdSSR, der ČSSR und der VR Bulgarien. Die immer engere Kooperation der sozialistischen Staaten findet auch hier ihren Ausdruck.

Die Hi-Fi-Technik liefert nicht nur komplette Rundfunkempfänger. Auch der folgende Fall kann eintreten: Ein Hi-Fi-Amateur hat bereits eine Schallplattenanlage, vielleicht mit einem mühsam selbstgebauten und abgeglichenen Verstärker, auf den er natürlich schwört. Jetzt möchte er

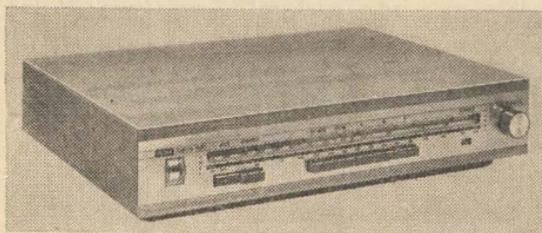


Bild 4
Ansicht eines modernen
Tuners (Empfänger-
vorsatz) Tuner 830
(Rema). Werkfoto:
Erich Müller

seine Anlage erweitern. Er benötigt einen Rundfunkempfängerteil, gewissermaßen einen guten Rundfunkempfänger vom Antenneneingang bis zur Demodulationsdiode. Sein Wunsch kann erfüllt werden. Derartige Rundfunkempfangsteile nennt man *Tuner*, wobei kritisch festgestellt werden muß, daß dieser Fachausdruck schon zur Bezeichnung des VHF- oder UHF-Kanalwählers von Rundfunk- und Fernsehempfängern verwendet wird. Bild 4 zeigt einen derartigen Tuner für die Wellenbereiche L, M, K und UK, für den zuletzt genannten Bereich mit Stereoempfangsmöglichkeit.

Damit ist ein Stichwort gegeben. Was wäre eine Hi-Fi-Anlage ohne Stereodekoder? In allen modernen Hi-Fi-Stereorundfunkempfängern und -tunern wird der Stereodekoder *SD 1* verwendet. Sein Stromlaufplan ist in Bild 5 zu sehen.

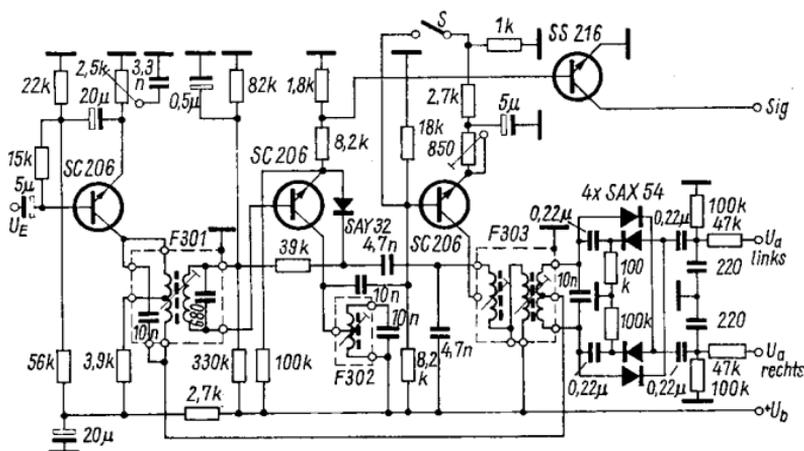


Bild 5 Stromlaufplan des Dekoders SD 1

Das Multiplexsignal gelangt zunächst zur Basis eines Transistors *SC 206*. Dieser ist stark stromgegengekoppelt, so daß der Eingangswiderstand des Dekoders in der Größe von 50 k Ω liegt. Im Kollektorkreis wird der 19-kHz-Pilotton selektiv ausgekoppelt. Im 2. Transistor *SC 206* geschieht folgendes: Seine Verstärkung ist zunächst noch klein, und bei kleinen Spannungen reicht seine Ausgangsspannung nicht aus, den folgenden, 3. Transistor *SC 206* zu übersteuern. Ab etwa 40 mV Eingangsspannung wird jedoch der 3. Transistor übersteuert. In seinem Kollektorkreis tritt eine 38-kHz-Spannung auf. Diese wird mit einer Diode *SA Y 32* gleichgerichtet.

Die auf diese Weise entstehende Gleichspannung verschiebt den Arbeitspunkt des 2. Transistors *SC 206*. Seine Verstärkung steigt, was

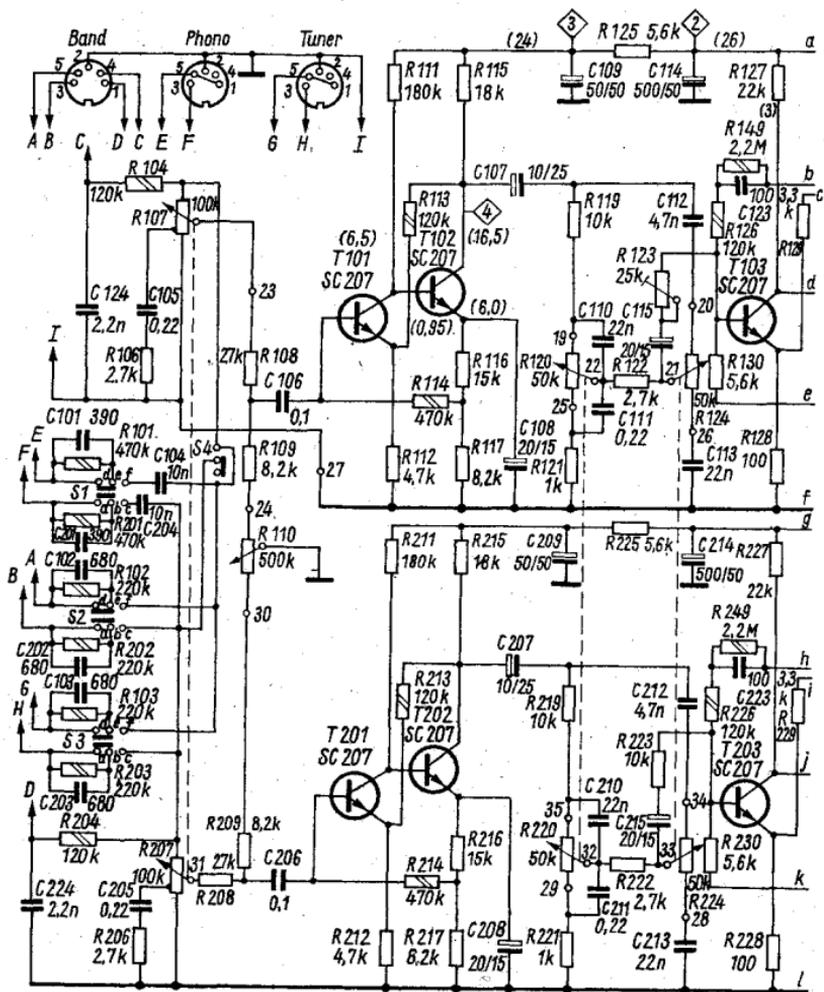
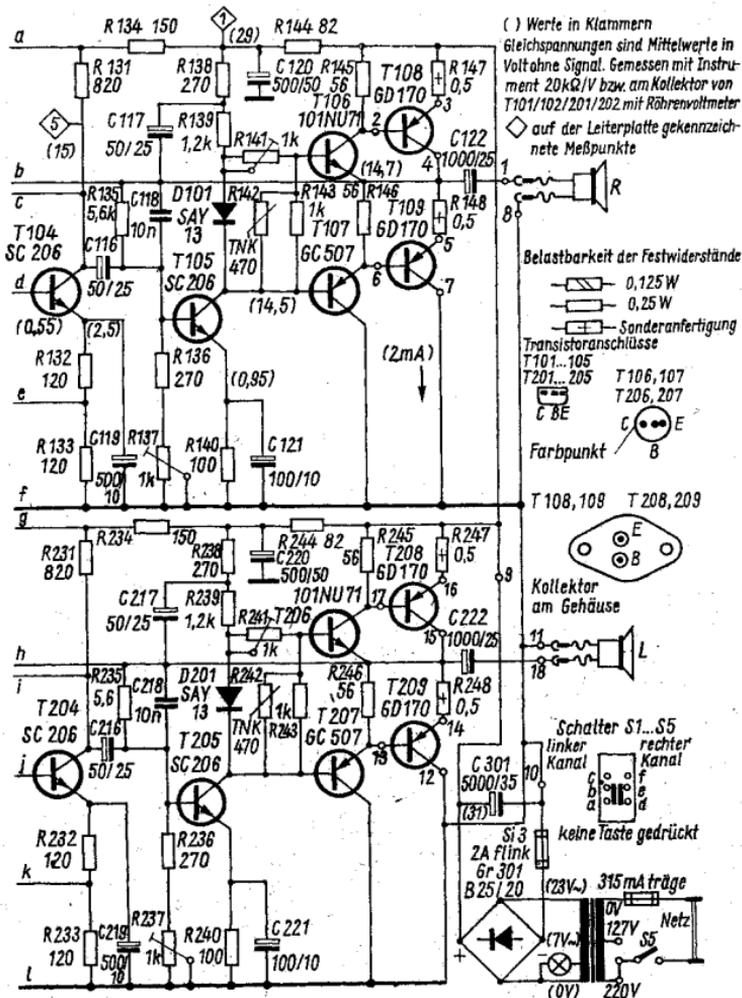


Bild 6 Stromlaufplan des Stereo-Verstärkers Ziphona HSV 900 vom VEB Kombinat Stern-Radio Berlin, Betrieb Funkwerk Zittau

wiederum zu einem verstärkten Übersteuern des 3. Transistors SC 206 führt. Infolge Begrenzung in den Transistoren kann die 38-kHz-Spannung nicht über ein gewisses Maß hinausgelangen. Dies reicht indes aus, um im Diodenblock SAX 54 die Rückgewinnung der Komponenten Links und Rechts vorzunehmen:

Die 38-kHz-Spannung ist der Hilfsträger. Die Anteile A + B (30 Hz bis 15 kHz) und A - B (geträgert, 23 bis 53 kHz) werden vom Ausgang des 1. Transistors SC 206 direkt dem Diodenblock zugeführt (Mitten-



anzapfung der Sekundärseite von F 303). Es entstehen die Originalteile für die »linke« bzw. »rechte« Spannung. Der Stereodekoder arbeitet nach dem Hüllkurven-Spitzenvergleichs-Verfahren (Abtastverfahren).

Mit dem Schalter S kann für Monobetrieb der 3. Transistor SC 206 überbrückt werden, es entsteht dann keine Hilfsträgerspannung. Das Multiplexsignal – in diesem Fall nur A + B – wird direkt über die in Durchlaßrichtung vorgespannten Dioden des Blocks SAY 54, beiden Ausgängen zugeführt.

Erwähnenswert ist schließlich noch der Schalttransistor *SS 216*: Bei Stereobetrieb reicht seine Basisspannung, um ihn zu öffnen. Eine an etwa $+15\text{ V}$ angeschlossene Lampe (an den Anschluß »Sig« des Dekoders geführt) leuchtet dann auf und zeigt dadurch an, daß ein »stereowürdiger« Sender empfangen wird.

Schließlich sind da noch die NF-Verstärker für den Schallplattenfreund und den Magnettonbandamateur. Der bekannteste Vertreter dieser Gerätegattung aus unserer Industrie ist wohl der Verstärker *HSV 900* vom VEB *Funkwerk Zittau* des VEB Kombinat *Stern-Radio* Berlin. Bild 6 zeigt seinen Stromlaufplan. In ihm fallen besonders auf: die Bestückung der ersten 5 Stufen mit Siliziumtransistoren, die quasikomplementäre Endstufe (natürlich ohne Ausgangsübertrager) und die Entzerrernetzwerke an den verschiedenen Eingängen. Wie geschmackvoll ein solches Gerät aussieht, zeigt Bild 7.

Und dann gehört zu jeder Hi-Fi-Anlage ein guter Plattenspieler, wie ihn Bild 8 zeigt. Solche hochwertigen Plattenspieler haben nichts mehr gemeinsam mit dem alten Grammophon. Zu ihnen gehören umschaltbare



Bild 7 Ansicht des Ziphona HSV 900. Werkfoto: Erich Müller



*Bild 8
Ansicht eines modernen
Plattenspielers
(Firma Kurt Ehrlich,
Werkfoto)*

Geschwindigkeiten für die handelsüblichen Schallplatten, Diamant-Abtaststift, Auflagekraft 6 bis 8 p und natürlich geräuschloser Lauf sowie Rumpelfestigkeit.

Dies war nur ein kleiner Einblick in die Geräte unserer noch jungen Hi-Fi-Gerätetechnik. Es bietet sich ein weites Feld für die Entwicklungsingenieure und für den Elektronikamateur. Wenn auch der Kreis der Hi-Fi-Interessenten im Inland noch nicht feststeht — er entwickelt sich ständig —, für den Export hat diese Disziplin der Elektronik noch Chancen.

Unsere einschlägige Industrie, wenige Betriebe ausgenommen, hat erst geringe Erfahrung in der Entwicklung und Produktion von Hi-Fi-Geräten. Gut wäre in diesem Fall eine »Norm« für Geräte, die das Prädikat »Hi-Fi« tragen dürfen. Man sollte eine solche Norm schaffen, damit überall, wo diese Geräte auftauchen, bekannt ist: »Ein Hi-Fi-Gerät aus der DDR — das ist wirklich gut!«

Fernsehen aus der Konserve

Seit etwa 1965 ist man in der Unterhaltungselektronik bestrebt, Fernsehaufzeichnungsgeräte für den Hausgebrauch zu schaffen, ähnlich den uns allen bekannten Magnetbandaufzeichnungs- bzw. -wiedergabegeräten (Magnetband und Schallplatte). Die Vorteile solcher Fernsehkonserven sind groß. Nicht nur individuell ausgewählte Unterhaltung können sie vermitteln, sondern z. B. zur Bildung und Weiterqualifizierung dienen: Man denke nur einmal an Fernsehkonserven für Ärzte, die ihnen bestimmte neue Operationstechniken zeigen.

Wie kann man »Fernsehkonserven« für den Heimgebrauch herstellen? Da gibt es mehrere Möglichkeiten und einen teilweise erbitterten Konkurrenzkampf in einigen hochindustrialisierten kapitalistischen Staaten.

Zunächst einmal hat man das klassische Aufzeichnungsverfahren auf Schmalfilm. Zur Aufzeichnung wird ein Spezialgerät benötigt, mit Hilfe dessen die betreffende Fernsehsendung als Film aufzuzeichnen ist. Nach Entwickeln, Kopieren und eventuell Cuttern wird der Film aufgespult. Jetzt erst tritt der Kunde, d. h. der private Fernsehteilnehmer, in Erscheinung: Er bekommt die fertige Spule geliefert und setzt sie in einen Schmalfilmprojektor ein.

Zur Betrachtung des Bildes dient nicht ein Fernschirmschirm — das wäre ein Umweg —, sondern die Leinwand, genau wie bei anderen, selbst aufgenommenen Schmalfilmen. Ein Problem ist in diesem Fall der Begleitton. Er wird am Rande des Filmes als fotografische oder magnetontechnische »Schrift« festgehalten. Wie das vor sich geht, ist allgemein bekannt. Natürlich kostet ein Tonfilmprojektor nicht gerade wenig, aber derartige Hobbys sind nun einmal teuer! Diese Art der Aufzeichnung hat allerdings nicht viel mit einer »Fernsehkonserve« zu tun. Selbst aufzeichnen, z. B. eine interessante Fernsehsendung mitschneiden, das ist so gut wie unmöglich.

Als nächstes haben wir ein magnetisches Aufzeichnungsverfahren vorliegen, ähnlich dem unseres bekannten Magnetbands. Eine einfache Übertragung der Magnetbandaufnahmetechnik ist allerdings unmöglich, wie die folgende vereinfachte Rechnung zeigt.

Die höchste Frequenz, die auf ein Magnetband aufgezeichnet werden kann, hängt ab von der Geschwindigkeit des Bandes und u.a. vom Luftspalt des Aufzeichnungskopfes. Je kleiner dieser ist, um so größer die Frequenz, die aufgezeichnet werden kann. Gerade hier hat die Fertigungstechnik in den letzten 20 Jahren gewaltige Fortschritte gemacht. Betrug der Kopfspalt beim konventionellen Magnetbandgerät von 1953 etwa $15 \mu\text{m}$, so ist es heute möglich, Kopfspalte von $1 \mu\text{m}$ serienmäßig herzustellen.

Die höchste aufzuzeichnende Wellenlänge hat etwa den doppelten Wert des Kopfspalts. Bezogen auf den Tonkopf von 1953: Die Wellenlänge betrug mindestens $30 \mu\text{m}$, d.h. $3 \cdot 10^{-3} \text{ cm}$. Bei einer Bandgeschwindigkeit von 76 cm/s ist folglich

$$f_{\text{max}} = \frac{76 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-1}}{3 \cdot 10^{-3} \text{ cm}} = 25,4 \cdot 10^3 \text{ s}^{-1},$$

d.h. etwa 25 kHz .

Stellen wir die gleiche Rechnung mit $3,5 \text{ MHz}$ als größte aufzuzeichnende Frequenz – ein bescheidener Wert – und $2 \mu\text{m}$ Wellenlänge an, so ist die Bandgeschwindigkeit

$$v = 3,5 \cdot 10^6 \text{ s}^{-1} \cdot 2 \cdot 10^{-4} \text{ cm} = 7 \cdot 10^2 \text{ cm} \cdot \text{s}^{-1}.$$

Die Bandgeschwindigkeit müßte also 700 cm/s oder 7 m/s betragen. Neben anderen Problemen erlaubten die Mammut-Spulendurchmesser nur Aufzeichnungen von einigen Minuten. Es gibt jedoch eine andere Möglichkeit zur magnetischen Bandaufzeichnung, die seit Jahren in Fernsehstudios mit Erfolg angewendet wird: die Schrägspuraufzeichnung.

Bringt man die Aufzeichnungsspur, d.h. die Kette der magnetisierten Elementarteilchen, nicht längs auf dem Band an (Bild 1a), sondern schräg (Bild 1b), so ist der Platz für eine Wellenlänge größer. Die Schrägstellung der Spuren in der Praxis erreicht man z.B. durch 2 einander gegenüberstehende Köpfe auf einer rotierenden Videokopfscheibe. Das Band umschlingt die Videokopfscheibe halbkreisförmig (Bild 2). Die Relativgeschwindigkeit zwischen dem rotierenden Kopf und dem

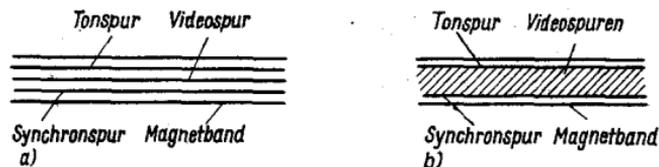


Bild 1 Aufzeichnung auf Magnetband; a) Längsspur (Beispiel: Magnettonaufzeichnung), b) Schrägspur (Beispiel: verschiedene kommerzielle Videorecorder)

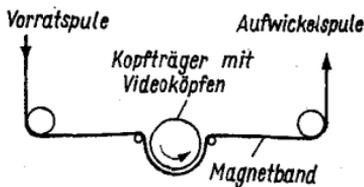


Bild 2
Bandführung um 180° um den rotierenden Kopfträger bei der Schrägspurtaufzeichnung

Magnetband ist um ein vielfaches größer als die Bandgeschwindigkeit. Beträgt diese etwa 19 bis 38 cm/s, so kann die Relativgeschwindigkeit des Bandes bei 10 bis 20 m/s liegen. Dies ist ein ausreichender Wert für eine brauchbare Videoaufzeichnung.

Bei dem Videorecorder *BK 200* von *Grundig*, der nach dem Schrägspurverfahren arbeitet, wird mit einer Bandgeschwindigkeit von 21 cm/s eine Relativgeschwindigkeit von 18,7 m/s (zwischen Band und Köpfen) und eine Grenzfrequenz (3-dB-Abfall) von 4 MHz erreicht. Die Speicherzeit beträgt 110 Minuten (!) bei einer Spule von 267 mm. Das verwendete Band ist 25,4 mm breit (Bild 3). Dieses Gerät ist allerdings die obere Grenze des für den Privatmann noch Erschwinglichen. Die Herstellerfirma bestimmt ihr Gerät denn auch für professionelle und semiprofessionelle (halbprofessionelle) Anwendungen.

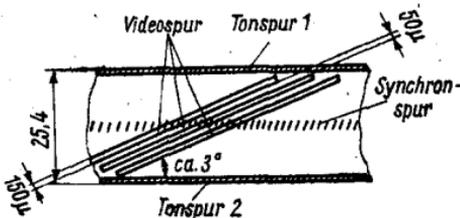


Bild 3
Lage der Spuren auf dem Magnetband beim Videorecorder *BK 200* von *Grundig*

Immerhin – und darum wurde das *BK 200* so ausdrücklich erwähnt – zeigt dieses Beispiel, was heute bei der Fernsehaufzeichnung möglich ist. Spult man bestimmte Fernsehsendungen in Kassetten auf, die man dem »Kunden« liefert (käuflich oder vermietet), so ergeben sich ungeahnte Möglichkeiten zur Unterhaltung, zur Qualifizierung und – zur systematischen politischen Beeinflussung, zur Manipulation im staatsmonopolistischen Kapitalismus.

Andere Videoaufzeichnungsverfahren sind z.B. die *Selectavision*, das *EVR-Verfahren* und die *Bildplatte*. Beim *Selectavision-Verfahren* von *RCA* ist der Träger ein Vinylfilm. Auf ihm wird die Videoinformation reliefartig eingepreßt. Das Aufzeichnungsverfahren ist sehr kompliziert; u. a. wird ein Laser als Beleuchtungsquelle verwendet. Doch die Kopien der Aufzeichnung lassen sich preiswert herstellen. Der Kunde bekommt also auch jetzt wieder die »Konserven« ins Haus geliefert. Selbst auf-

zuzeichnen, verbieten ihm die Kosten und die Kompliziertheit des *Selectavision*-Verfahrens.

Beim EVR-Verfahren ($EVR \triangleq$ Electronic Video Recording, deutsch: Elektronische Videoaufzeichnung) ist der Träger wieder ein Kunststofffilm. Das Signal wird in diesem Fall nicht als optische Bildfolge (z. B. beim Spielfilm), sondern als Videosignal aufgezeichnet. Das bedingt bei erträglichen Bandgeschwindigkeiten extrem feinkörniges Aufzeichnungsmaterial. Natürlich ist auch in diesem Fall eine Selbstaufnahme praktisch unmöglich. Die Wiedergabe über das Fernsehgerät bedingt ein EVR-Gerät, und auch hier werden die Kassetten mit dem betreffenden Fernsehfilm geliefert. Der CBS-Konzern will dem Konkurrenten RCA das vielversprechende Feld der Meinungsmanipulation in den imperialistischen Staaten nicht allein überlassen – und verdient wird dabei ja auch.

Die Bildplatte entstand bei *AEG-Telefunken*. Auch hier finden wir die bekanntesten Eigenarten dieser Bildkonserven: Keine Eigenaufnahmen möglich, die Firma verkauft den Wiedergabeapparat, andere Firmen die Konserven. Dieses Verfahren weist jedoch eine raffinierte Technik auf, die Bildplatte soll deshalb näher erklärt werden.

Träger der Aufzeichnung ist eine 0,1 mm starke Kunststoffplatte (oder muß man Folie sagen?), die eine spiralförmige Rille trägt, ähnlich der uns allen bekannten Schallplatte. Die Rillenabstände betragen bei der Bildplatte jedoch nur etwa 7 bis 8 μm , d. h., ein Menschenhaar ist so »breit« wie 10 der Bildplattenrillen.

Diese Platte rotiert auf einem Luftpolster mit 1500 U/min. Die größte aufgezeichnete Frequenz liegt bei 3 MHz, die Speicherzeit einer 21-cm-Platte beträgt 5 min, die einer 30-cm-Platte 12 min. Die Aufzeichnung erfolgt mit Frequenzmodulation, d. h., die Amplitude (Auslenkung der Rille) ist konstant, nur die aufgezeichnete Frequenz ändert sich. Als Abtastspitze dient eine Diamantnadel mit besonderer Form. Die Auflagekraft beträgt weniger als 0,2 p!

Bild 4 zeigt das Prinzip des Bildabnehmersystems mit seinem piezokeramischen Wandler (etwa 0,2 mm Kantenlänge). Natürlich kann der Bildabnehmer – das Gegenstück zum Tonabnehmer – nicht von der Rille geführt werden. Eine Zwangsführung, z. B. durch eine Schraube, die vom Bildplattenspielmotor angetrieben wird, ist Bedingung. Durch

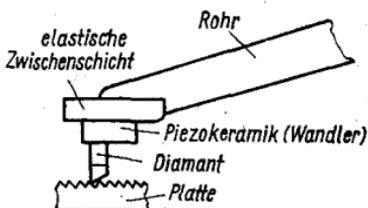


Bild 4
Abtastsystem des Bildplattenspielers

raschen Plattenwechsel (Plattenwechsler!) kann übrigens die Spieldauer vervielfacht werden. Der Begleitton ist in den Austastlücken des Videosignals »eingeschachtelt« und mit aufgezeichnet.

Bedenkt man die schon genannten Eigenheiten des Verfahrens und erkennt man, daß die papierdünne Bildplatte z. B. als Beilage zu einer Zeitung oder Zeitschrift geliefert werden kann, so wird klar, daß nicht nur die technische Seite der Bildplatte interessant ist. Die Fernsehkonserven geben gewaltige Möglichkeiten zur Meinungsmanipulierung; daher ist auch der Kampf zwischen den einzelnen kapitalistischen Firmen so entbrannt, wobei sich die Publizistik stark beteiligt (s. *Springer, Bertelsmann* u. a.).

In einer Tabelle wird der Versuch gemacht, die wichtigsten Eigenschaften der verschiedenen Videokonserven bzw. ihrer Herstellungsverfahren einander gegenüberzustellen. Zusammenfassend kann gesagt werden: Die verschiedenen Videokonserven und ihre Aufzeichnungsarten sind technisch hochinteressant. Doch sie haben nicht nur eine technische Seite. Und die andere Seite der Sache erfordert die politische Wachsamkeit der Arbeiterklasse und der anderen werktätigen Schichten, um die Mächtschichten der imperialistischen Meinungsmacher zu durchkreuzen. Fortschrittliche Kräfte in den kapitalistischen Staaten haben den Kampf gegen die imperialistische Meinungsmanipulierung aufgenommen. An der Spitze dieses Kampfes stehen die Kommunistischen und Arbeiterparteien. So heißt es z. B. in den Thesen des Düsseldorfer Parteitages der Deutschen Kommunistischen Partei: »Der geistigen Manipulierung sind jedoch durch die Ausstrahlungskraft des Sozialismus und durch die Unversöhnlichkeit

Tabelle Vergleich der verschiedenen Videokonservenverfahren

	Magnetband	EVR	Selecta- vision	Bildplatte	Super-8- Film
Speicher	Magnetband	Spezialfilm	Kunststoff- band	Kunststoff- folle	Fotofilm
Kassette	möglich	möglich	möglich	nicht möglich	möglich
Auflösung	etwa 4 MHz	4 MHz	3 MHz	3 MHz	etwa 4 MHz
Art der Abtastung	Magnetkopf	Lichtpunkt- abtaster	Laser und Vidikon	Druck- abtaster	Lichtpunkt- abtaster
Farbaufzeichnung	möglich	möglich	möglich	möglich	möglich
Eigenaufnahme	möglich	nicht möglich	nicht möglich	nicht möglich	gerade noch möglich
Entwicklungs- bzw. Hersteller- firmen	Grundig, Philips, Graetz, Nordmende, Sony, Avco u. a.	CBS, ICI, CIBA AG, Motorola	RCA	AEG-Tele- funken, Teldec	Sylvania, Kodak u. a.

der Klassengegensätze im Kapitalismus Grenzen gesetzt. Das entscheidende Hindernis für die totale Manipulierung ist der aktive und bewußte Kampf der Arbeiterklasse und ihrer Verbündeten.«

-ta

Literatur

- Bergmann, H.: Stand und Perspektiven der Bildspeicherung, Die Technik 26 (1971) 4, Seite 250 bis 256
—: Neue Technik auf der Funkausstellung, Funkschau 43 (1971) 17, Seite 523
Tetzner, K.: Video-Cassetten-Recorder und die Bildplatte, Funkschau 42 (1970) 14, Seite 451 und Seite 452
Mayer, W.: Grundig-Videorecorder »BK 200«, Grundig Technische Informationen 17 (1970) 3, Seite 799 bis 804
—: Fernsehen von der Bildplatte, Funkschau 42 (1970) 15, Seite 485 und Seite 486
—: EVR: Kompromiß oder Alternative, Funkschau 42 (1970) 13, Seite 419 bis 422
Dennewitz, R.-D.: Selectavision — Der Laser wird gesellschaftsfähig, Funkschau 42 (1970) 15, Seite 145 bis 147

ELEKTRONIK-SPLITTER

Die Kleine Akademie der Wissenschaften ist eine Vereinigung aller schöpferischen technischen Kinder- und Jugendorganisationen der Krim, über die das Kiewer Institut für Kybernetik die Patenschaft übernommen hat. Sie war als Experiment gedacht mit dem Ziel, zu klären, ob man die Grundlagen der Kybernetik in der Schule unterrichten kann. Das Experiment scheint gelungen. Das Ministerium für Volksbildung der Ukrainischen SSR hat beschlossen, ab 1969 an der Pädagogischen Hochschule der Krim eine Abteilung zur Ausbildung von Lehrern der kybernetischen Richtung zu eröffnen. An der Hochschule wird es auch einen Lehrstuhl für pädagogische Kybernetik geben.

Digitale Schaltkreisreihe aus dem Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

Ing. Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

Über die Technik integrierter Schaltkreise (IS) wurde im Elektronischen Jahrbuch schon mehrfach berichtet. Seit 1971 liefert das Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) die ersten Typen einer Standard-Baureihe, die im Stammbetrieb VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) produziert werden. Das gegenwärtige Sortiment umfaßt verschiedene Gatter und Flip-Flops in TTL-Technik (TTL – Transistor-Transistor-Logik); es wird mit Bausteinen komplexer Funktionen erweitert werden.

TTL-Baureihe aus dem Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

- D 100 C* – 4fach-NAND-Gatter mit je 2 Eingängen,
- D 110 C* – 3fach-NAND-Gatter mit je 3 Eingängen,
- D 120 C* – 2fach-NAND-Gatter mit je 4 Eingängen,
- D 130 C* – 1fach-NAND-Gatter mit je 8 Eingängen,
- D 140 C* – 2fach-NAND-Leistungsgatter mit je 4 Eingängen,
- D 150 C* – 2fach-Exklusiv-OR-Gatter mit je 2×2 Eingängen, wobei sich 1 Gatter mit bis zu 4 Expandergattern *D 160 C* erweitern läßt,
- D 160 C* – 2fach-Expander mit je 4 Eingängen,
- D 172 C* – J-K-Master-Slave-Flip-Flop mit je 3 UND-verknüpften J-K-Eingängen und je 1 Setz- und Löscheingang.

Die Anschlußfolge der Gehäuse entspricht der vergleichbarer Fremdmuster. Die beiden letzten Ziffern der Laufzahl entsprechen denen der Fremdmuster, s.a. Tabelle 1.

Zur Kennzeichnung der Baureihe wird eine Kombination, bestehend aus Buchstabe – 3 Zahlen – Buchstabe, verwendet. Der 1. Buchstabe kennzeichnet die Typenfamilie, wobei gilt:

digitale, bipolare Schaltkreise	Temperaturbereich
D	0 bis 70°C
E	–25 bis 85°C
F	–55 bis 125°C

Die 3 Ziffern dienen der laufenden Numerierung.

Tabelle 1 Vergleichsliste für digitale Schaltkreise verschiedener Hersteller

HFO	TESLA	Fairchild	Motorola	Philips	Siemens Telefunken	Texas Instruments
D 100 C	MH 7400	9 N 00	MC 7400 P	FJH 131	FLH 101	SN 7400 N
D 110 C	MH 7410	9 N 10	MC 7410 P	FJH 121	FLH 111	SN 7410 N
D 120 C	MH 7420	9 N 20	MC 7420 P	FJH 111	FLH 121	SN 7420 N
D 130 C	MH 7430	9 N 30	MC 7430 P	FJH 101	FLH 131	SN 7430 N
D 140 C	MH 7440	9 N 40	MC 7440 P	FJH 141	FLH 141	SN 7440 N
D 150 C	MH 7450	9 N 50	MC 7450 P	FJH 151	FLH 151	SN 7450 N
D 160 C	MH 7460	9 N 60	MC 7460 P	FJY 101	FLY 101	SN 7460 N
D 172 C	MH 7472	9 N 72	MC 7472 P	FJJ 111	FLJ 111	SN 7472 N

Als fünftes Zeichen kann ein Buchstabe zur Kennzeichnung des Gehäuses verwendet werden. Dabei gilt:

- C – DIL-Gehäuse, Keramik
- D – DIL-Gehäuse, Plast
- G – Flat-Pack-Gehäuse.

Die TTL-Reihe des Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) hat folgende Hauptparameter:

Absolute Grenzwerte

Betriebsspannung	$U_S = 7 \text{ V}$
Eingangsspannung	$U_I = 0 \text{ bis } 5,5 \text{ V}$
Lagerungstemperaturbereich	$\vartheta_S = -65 \text{ bis } 150^\circ\text{C}$

Garantierter Arbeitsbereich

Betriebsspannung	$U_S = 4,75 \text{ bis } 5,25 \text{ V}$
Ausgangslastfaktor	$N_0 = 1 \text{ bis } 10 \text{ für Grundgatter}$ $1 \text{ bis } 30 \text{ für Leistungsgatter}$
Arbeitstemperaturbereich	$\vartheta_a = 0 \text{ bis } 70^\circ\text{C}$
Störsicherheit	min 0,4 V

Garantierte statische Kennwerte für Arbeitstemperaturbereich

Eingangsspannung bei L	$U_{IHmin} = 2,0 \text{ V}$
Eingangsspannung bei O	$U_{ILmax} = 0,8 \text{ V}$
Ausgangsspannung bei L	$U_{OHmin} = 2,4 \text{ V}$
Ausgangsspannung bei O	$U_{OLmax} = 0,4 \text{ V}$
Eingangsstrom je Eingang bei L	$I_{IHmax} = -1,6 \text{ mA}$

Eingangsstrom je Eingang bei 0	$I_{ILmax} = 40 \mu A$
Ausgangskurzschlußstrom	$I_{OSmin} = -15 mA$
	$I_{OSmax} = -55 mA$

Typische Kennwerte

mittlere Schaltverzögerungszeit $t_D = 10$ bis $15 ns$

Störsicherheit 1 V

Verlustleistung bei einem Tastverhältnis 1:1

- Grundgatter	10 mW/Gatter
- Leistungsgatter	25 mW/Gatter
- Flip-Flop	40 mW

Das Gehäuse der bisher vorliegenden Schaltkreise des Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) ist ein DIL-Keramikgehäuse mit 14 Anschlüssen (dual-in-line) und einem Rastermaß von 2,5 mm. Die Abmessungen sind etwa 18 mm \times 7,5 mm \times 3,3 mm. Erreicht wird ein Integrationsgrad bis zu etwa 40 Bauelementen je Chip.

Als logisches System ist der HFO-Schaltkreisreihe zugrunde gelegt die Transistor-Transistor-Logik (TTL). Sie ist die zur Zeit günstigste Variante der bei Schaltkreisen für digitale Anwendungen verwendeten Logikarten. Tabelle 2 und Tabelle 3 geben dazu Vergleichsmöglichkeiten. Nachfolgend sollen die bekanntesten Logikarten kurz vorgestellt werden:

Tabelle 2 Vergleich verschiedener Logikarten

	RTL	DTL	TTL	ECL
Aufbau	einfach	umfangreich	umfangreich	mittel
Verzögerungszeit	gut	groß	gut	sehr gut
Ausgangslastfaktor	begrenzt	gut	gut	sehr gut
Störsicherheit	klein	gut	gut	klein
Leistungsverbrauch	mittel	klein	klein	groß

RTL	Widerstands-Transistor-Logik
DTL	Dioden-Transistor-Logik
TTL	Transistor-Transistor-Logik
ECL	Emittergekoppelte Logik
DCTL	Direktgekoppelte Transistor-Logik
RCTL	Widerstands-Kondensator-Transistor-Logik
CML	Stromgesteuerte Logik
CTL	Komplementär-Transistor-Logik

Alle diese Logikarten sind als IS in bipolarer Technik aufgebaut. Für die neueren, technologisch günstigen MOS-Schaltkreise gibt es solche Logiksysteme nicht. Am Ausgang des digitalen Schaltkreises erhält man immer

Tabelle 3 Kenndatenvergleich verschiedener Logkarten

Logkart	RTL	RTL		DTL		DTL		DTLZ		TTL		TTL		ECL		
		a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	a	b	
Betriebsspannung	3,0	3,0	5,0	5,0	5,0	5,0	12,0	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0	5,0	5,2	
Ausgangsverzweigung	5	4	8	7	10	10	10	10	10	10	10	10	10	25	25	
Störabstand	0,3	0,3	1,0	1,0	1,0	1,0	4,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	0,35	0,35	
Verzögerungszeit	12	40	25	15	60	200	15	5	5	5	5	5	5	8	4	
Schaltfrequenz	8	2	12	15	6	2	20	20	60	60	60	60	60	40	40	
Leistungsaufnahme/Gatter	12	2,5	8,5	8,5	1	35	10	22	1	1	1	1	1	35	40	
Leistungsaufnahme/Flip-flop	55	12	40	48	3,5	160	60	80	4	4	4	4	4	100	250	

a — Typ für geringe Leistungsaufnahme

b — Hochgeschwindigkeitstyp
ohne Zusatzstandardtyp

einen von zwei möglichen Schaltzuständen ($\gg 0 \ll$ oder $\gg 1 \ll$). Abhängig ist das vom Schwellenwert eines oder mehrerer Eingangssignale, je nach Art der verwendeten Logikschaltung.

RTL-Technik

Diese Technik zählt zu den ältesten Logikarten. Sie entstand aus der DCTL-Technik, indem Basisvorwiderstände integriert wurden (Bild 1).

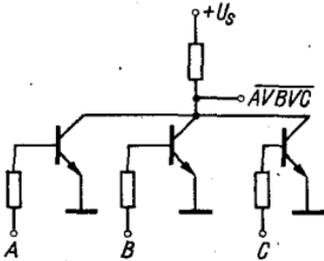


Bild 1
NOR-Gatter in RTL-Technik

RTL-Schaltkreise sind einfach und preiswert, sie eignen sich für niedrige und mittlere Schaltgeschwindigkeiten. Der Ausgangslastfaktor ist niedrig. Es gibt eine Version mit niedriger Leistungsaufnahme (mWRTL; 2,5 bis 4 mW/Gatter), wobei die Schaltverzögerung größer wird. Eine Neuentwicklung ist die Super-RTL-Reihe, die mit einer typischen Schaltverzögerung von 8 ns arbeitet und die eine Leistung von etwa 6 mW/Gatter aufnimmt. Im Verhältnis nur dieser beiden Werte ist sie eine sehr günstige Variante. Durch die DTL- und vor allem durch die TTL-Technik ist die RTL-Technik für allgemeine Anwendungen überholt.

DTL-Technik

Nach der RTL-Technik entstand diese Logikart aus der einfachen Diodenlogik durch Verbindung mit der Transistortechnik, Bild 2. In den ver-

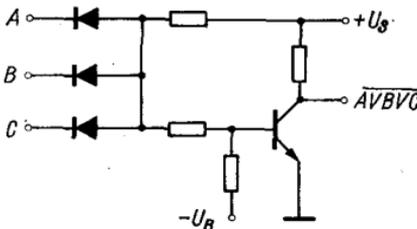


Bild 2
NOR-Gatter in DTL-Technik

gangenen Jahren hatte diese Logikart die größte Verbreitung. Neben der Normalausführung gibt es eine leistungsarme DTL-Technik, bei der der Basisvorwiderstand durch eine oder mehrere Dioden (in Reihe) ersetzt ist,

s. Bild 3 links. Die Empfindlichkeit gegen Störspannungen wird geringer bei mehreren Dioden oder bei Einfügen einer Z-Diode (DTLZ-Technik). Eine Hochgeschwindigkeitsreihe in DTL-Technik erreicht die Schaltverzögerungszeit der TTL-Familie bei geringerer Leistungsaufnahme. Für langsame und mittlere Schaltgeschwindigkeiten wird die DTL-Reihe heute noch verwendet.

TTL-Technik

Diese Technik ist heute die meistverwendete Logikart bei digitalen Schaltkreisen (s. Bild 3). Sie entstand aus der DTL-Technik, wobei über mehrere Zwischenstufen der Multi-Emitter-Eingangstransistor entstand.

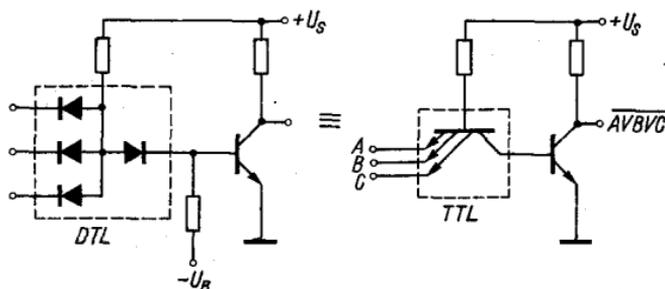


Bild 3 NOR-Gatter in DTL-Technik, ersetzt durch NOR-Gatter in TTL-Technik

Die TTL-Technik zählt ebenfalls zu den gesättigten Logikschaltungen, ist aber eine der schnellsten. Bei den gesättigten Schaltkreisen ist die Speicherzeit ein bedeutender Teil der Signallaufzeit; deshalb geben nichtgesättigte Logikarten eine höhere Schaltgeschwindigkeit, haben aber z. T. dafür andere Nachteile. Die superschnelle TTL-Technik erreicht allerdings auch schon Verzögerungszeiten von 5 ns. Der Leistungsbedarf der TTL-Schaltkreise ist niedrig, die Störfestigkeit gut. Auch in der Herstellungstechnologie bietet die TTL-Technik einige Vorteile. Nachteilig wirken sich die sehr schnellen Schaltflanken aus, die in Verbindung mit der Verdrahtung Überschwinger verursachen. Einige Hersteller eliminieren das durch eine eindiffundierte Clampingdiode für jeden Eingang.

ECL-Technik

Die emittergekoppelte Logik erreicht sehr hohe Schaltgeschwindigkeiten durch den nichtgesättigten Betrieb der Transistoren (Bild 4). Allerdings ist der Leistungsbedarf größer. Zu den Vorteilen gehört der große Lastfaktor infolge der niedrigen Ausgangsimpedanz. Der Störabstand ist ausreichend bei sorgfältigem Aufbau. Auch in der Herstellungstechnologie

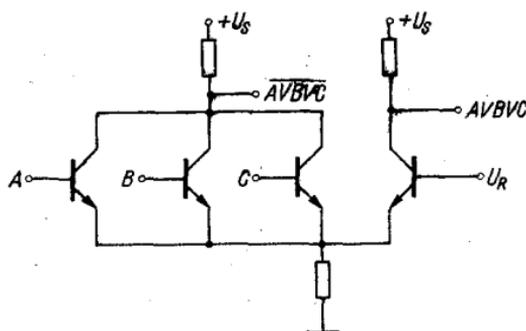


Bild 4
NOR-Gatter in
ECL-Technik

gibt es Vorteile, da die Transistordaten nicht kritisch sind und nur kleine Widerstandswerte vorkommen. Das ist der Grund dafür, daß einige Hersteller diese schnellen Schaltkreise anbieten.

DCTL-Technik

Die erste Logikart mit Transistoren war die direktgekoppelte Transistorlogik (DCTL). Trotz ihres einfachen Aufbaus (Bild 5) war sie technologisch schwierig zu beherrschen, so daß sie heute kaum noch Bedeutung hat.

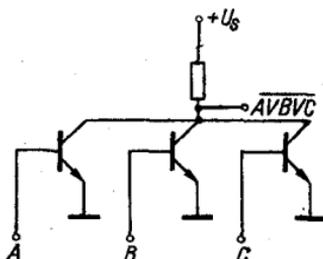


Bild 5
NOR-Gatter in DCTL-Technik

Ursachen dafür waren die erforderlichen Toleranzen für U_{BE} , der geforderte geringe Reststrom, die Empfindlichkeit gegen Störspannungen und die geringe Schaltgeschwindigkeit. Abhilfe schafften z.T. der Basisvorwiderstand (s. RTL-Technik) und ein dazu parallelliegender Kondensator (s. RCTL-Technik) zur Erhöhung der Schaltgeschwindigkeit.

RCTL-Technik

Bei der RCTL-Technik (Bild 6) ist das hervorstechendste Merkmal die geringe Leistungsaufnahme; erreicht wurden etwa 2 mW/Gatter. Aber trotz des Beschleunigungskondensators am Eingang blieb die Schaltgeschwindigkeit für eine breite Anwendung zu niedrig. Als Taktfrequenz wird maximal etwa 1 MHz erreicht (superschnelle TTL-IS erreichen 60 MHz).

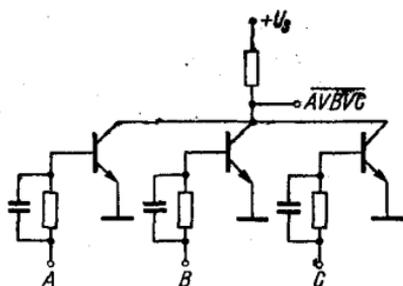


Bild 6
NOR-Gatter in RCTL-Technik

CML-Technik

Diese Logikart entspricht etwa der ECL-Technik (Bild 7), d.h., sie arbeitet nichtgesättigt; als Folge davon werden hohe Schaltgeschwindigkeiten erreicht. Die Grundschaltung entspricht einem Differenzverstärker

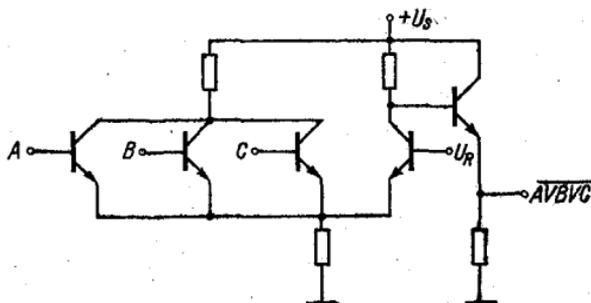


Bild 7
NOR-Gatter
in CML-Technik

mit einer durch U_R vorgegebenen Schaltschwelle. Die Leistungsaufnahme ist größer, allerdings weist sie auch einen höheren Lastfaktor auf. Heute hat diese Technik kaum noch Bedeutung.

CTL-Technik

Die komplementäre Transistorlogik (auch Emitterfolger-Logik) zählt als nichtgesättigte Logikart zu den schnellsten Schaltkreisen; es läßt sich

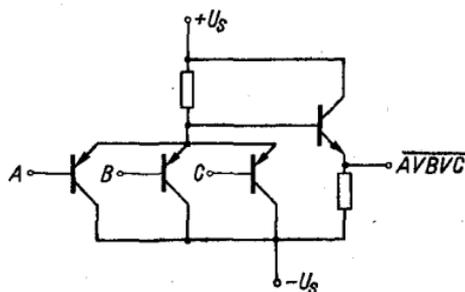


Bild 8
NOR-Gatter in CTL-Technik

2 bis 3 ns Verzögerungszeit erreichen. Die Eingänge werden gebildet von p-n-p-Emitterfolgern, denen ein n-p-n-Emitterfolger nachgeschaltet ist (Bild 8). Der Spannungshub ist größer als bei der ECL-Technik, ebenfalls die Anstiegszeiten sind höher. Dadurch wird die Anwendungstechnologie vereinfacht. Anfälligkeiten bestehen vor allem bei kapazitiver Belastung. In der Praxis hat diese Logikart wenig Bedeutung.

Für die wichtigsten Logikarten geben Tabelle 2 und Tabelle 3 einfache Vergleichsmöglichkeiten. Für den interessierten Leser wird nachfolgend weiterführende Literatur genannt.

In Bild 9 bis Bild 16 werden für die Standard-Baureihe der TTL-Schaltkreise des Kombinate VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) die Innenschaltungen und die Anschlußbelegungen angegeben. .

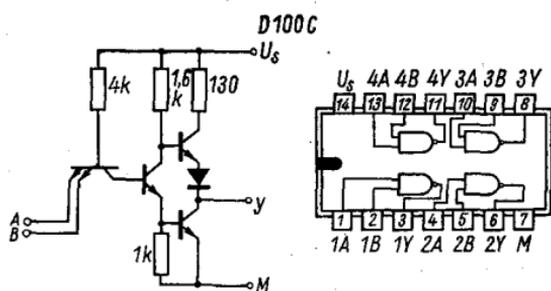


Bild 9
HFO-TTL-Schaltkreis
D 100 C

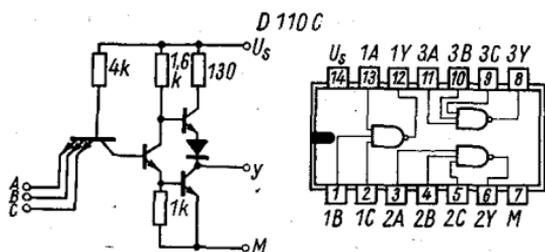


Bild 10
HFO-TTL-Schaltkreis
D 110 C

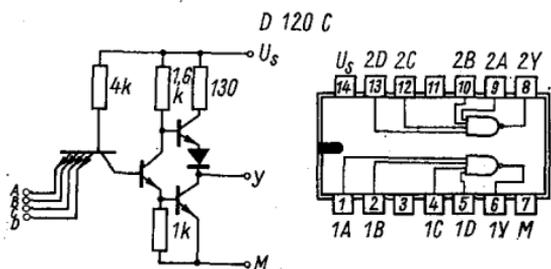


Bild 11
HFO-TTL-Schaltkreis
D 120 C

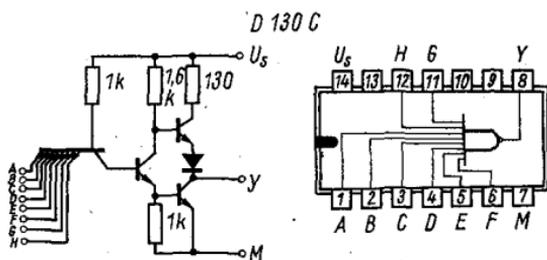


Bild 12
HFO-TTL-Schaltkreis
D 130 C

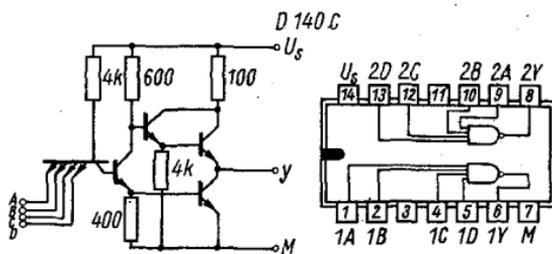


Bild 13
HFO-TTL-Schaltkreis
D 140 C

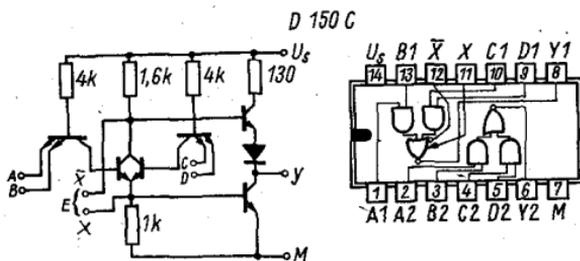


Bild 14
HFO-TTL-Schaltkreis
D 150 C

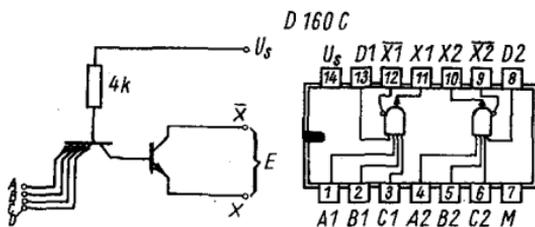


Bild 15
HFO-TTL-Schaltkreis
D 160 C

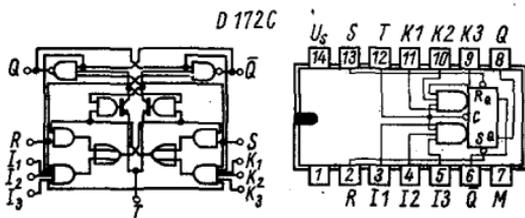


Bild 16
HFO-TTL-Schaltkreis
D 172 C

Literatur

- [1] Die digitale Schaltkreisreihe des Kombinats VEB HFO, FUNKAMATEUR, Heft 7/1971, Seite 322/323, Heft 8/1971, Seite 374/375
- [2] Glaser, W./Kohl, G.: Mikroelektronik (Polytechnische Bibliothek), VEB Fachbuchverlag, Leipzig 1970
- [3] Khambata, A. J.: Einführung in die Mikroelektronik, VEB Verlag Technik, Berlin 1967

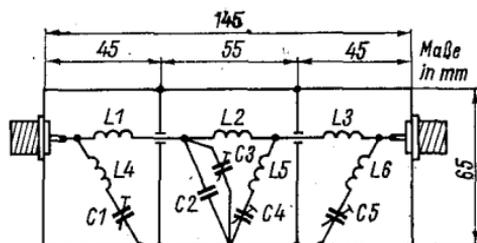
Wirkungsvolles Tiefpaßfilter für Kurzwellensender

Viel Kopfzerbrechen bereitet dem Sendeamateur das Beseitigen von Störungen des Fernseh- und Rundfunkempfangs. Tiefpaßfilter am Senderausgang gehören deshalb heute beinahe schon zur Standardausrüstung eines Amateursenders. Ein von OE 5 THL in DL-QTC (1970, Heft 6) beschriebenes Kurzwellentiefpaßfilter weist innerhalb der KW-Amateurbänder die vernachlässigbar geringe Durchlaßdämpfung von etwa 0,1 dB auf. Ab etwa 33 MHz erfolgt ein steiler Dämpfungsanstieg, der im Bereich der Fernseh-ZF zwischen 34 MHz und 39 MHz bereits Werte von -20 dB bis -40 dB erreicht. Im UKW-Rundfunkband beträgt die Dämpfung -40 dB bis -50 dB; auch für die Fernsehbänder I, III sowie IV/V liegen die Dämpfungswerte durchschnittlich bei -35 dB. Besonders erfreulich sind die sehr exakten Nachbauanweisungen; bei genauem Einhalten kann ein besonderer Abgleich der Anordnung entfallen (s. Bild).

Das Filter befindet sich in einem geschlossenen Metallgehäuse mit den Abmessungen 145 mm × 65 mm × 45 mm; der Innenraum ist in 3 voneinander abgeschirmte Kammern aufgeteilt. Die Eingangs- und Ausgangsimpedanz des Filters beträgt 60 Ω. Zum Abgleich werden Tauchtrimmer verwendet, deren Einstellwerte x aus der Teilkizze hervorgehen. Nachfolgend die Bemessungsdaten.

Alle Spulen sind freitragend; sie werden über einen Wickeldorn mit 13 mm Durchmesser gewickelt.

- L1 - 6 Wdg., 1,5-mm-CuAg, Spulenlänge 19 mm
- L2 - 8 Wdg., 1,5-mm-CuAg, Spulenlänge 24 mm
- L3 - 6 Wdg., 1,5-mm-CuAg, Spulenlänge 19 mm
- L4 - 6,5 Wdg., 1,5-mm-CuAg, Spulenlänge 20 mm
- L5 - 10 Wdg., 1,5-mm-CuAg, Spulenlänge 25 mm
- L6 - 8 Wdg., 1,5-mm-CuAg, Spulenlänge 26 mm
- C1 - Lufttrimmer 10 pF, fast ganz ausgedreht
- C2 - keramischer Festkondensator 68 pF, hochwertig
- C3 - Tauchtrimmer 30 pF, $x = 8,5$ mm
- C4 - Tauchtrimmer 60 pF, $x = 8,7$ mm
- C5 - Tauchtrimmer 60 pF, $x = 10,6$ mm



Das magnetomechanische Filter wird von den Funkamateuren meist nur »mechanisches Filter« genannt, aber zu den »mechanischen« Filtern gehören eigentlich auch Quarz- und andere Piezofilter.

Durch den Einsatz mechanischer Filter im KW-Empfänger (und UKW-Amateurempfänger) und KW-SSB-Sender wird das schwierige Selektionsproblem gut gelöst. Beim Einbau von mechanischen Filtern entfällt fast der Selektionsabgleich. Magnetomechanische Filter haben sehr gute Selektivität, hohe Zuverlässigkeit, geringe Temperaturabhängigkeit ihrer Eigenschaften, hohe Klimabeständigkeit, geringes Volumen, und sie sind robust. Durch die konzentrierte Selektion verringert sich die Übersteuerungsgefahr nachfolgender Stufen.

Wirkungsweise

Beim mechanischen Filter nutzt man die Tatsache aus, daß Metallscheiben auf einer Frequenz sehr leicht, auf anderen Frequenzen praktisch gar nicht schwingen (ähnlich den Zungen einer Mundharmonika). Für Resonanz im Frequenzgebiet 100 bis 1000 kHz weisen die Scheiben (Resonatoren) Abmessungen auf, die sich auch industriell gut beherrschen lassen. Die Scheiben sind aus einer speziellen Stahl-Nickel-Legierung mit besonders niedrigem Temperaturkoeffizienten hergestellt, so daß sich ihre Resonanzfrequenz bei Erwärmung kaum ändert. Die mechanische Schwingung der Scheiben ist weniger gedämpft als die elektrischen Schwingungen gewöhnlicher Schwingkreise; ihre Güte beträgt 5000 bis 20000. Daher kann man mit ihnen steilflankigere Filter als mit üblichen Schwingkreisen aufbauen.

Die Umwandlung der elektrischen Schwingungsenergie in mechanische und umgekehrt erfolgt in den beiden »Wandlern« am Ein- und Ausgang des Filters. Der Wechselstrom am Eingang erzeugt in der Spule A (Bild 1) ein wechselndes Magnetfeld. Durch Magnetostraktion zieht sich ein magnetostriktiver Nickelstab im Spulenfeld im Takt des Wechselstroms zusammen. Diese mechanische Bewegung wird über dünne Drähte (F) auf die Scheiben (G) übertragen. Damit keine Frequenzverdopplung auftritt (bei Umpolung würde sich der Nickelstab (D) auch zusammen-

ziehen) und sich der Wirkungsgrad erhöht, wird durch einen Permanentmagneten (E) ein starkes magnetisches Gleichfeld überlagert. Nachdem die mechanische Schwingung alle Resonanzstäbe durchlaufen hat, entsteht in der Spule des 2. Wandlers, der analog dem 1. aufgebaut ist, durch den reziproken magnetostriktiven Effekt eine Wechselspannung.

Wenn beide Spulen gleich aufgebaut sind, können Ein- und Ausgang des Filters ohne weiteres vertauscht werden. Um den induktiven Widerstand der Spule auszugleichen, wird ihr ein Kondensator (B bzw. K) parallelgeschaltet, der sich mit ihr auf der Bandmittenfrequenz in Resonanz befindet. Jedes Filter ist für eine bestimmte ohmsche Belastung konstruiert. Wird diese nicht eingehalten, so macht sich das vor allem in erhöhter Welligkeit im Durchlaßbereich (weniger im Sperrbereich) bemerkbar. Der Anwender braucht sich (bis auf einige Vorsichtsmaßnahmen, s. unten) nicht um die Umwandlung der elektrischen Energie in mechanische im Filter und umgekehrt zu kümmern. Er kann das Filter einfach als »elektrisches Glied« mit einem Eingangs- und einem Ausgangsanschlußklemmenpaar betrachten. Durch unterschiedliche Länge oder Dicke der Resonatoren kann der Hersteller die Mittenfrequenz des Filters festlegen. Mit dem Verändern von Dicke, Länge und Befestigung der Koppeldrähte bestimmt er Bandbreite, Durchlaß- und Sperrverhalten. Infolge schwierig zu erfüllender Toleranzforderungen werden mechanische Filter über 500 kHz selten und über 1 MHz gar nicht hergestellt.

DDR-Lieferprogramm

Der VEB *Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik* »Carl von Ossietzky« in Teltow liefert mechanische Filter mit Mittenfrequenzen bei 200 und 450 kHz. Die Bestellbezeichnung *MF 450 + E-310* bedeutet z. B. magneto-mechanisches Filter für 450 kHz Trägerfrequenz, Einseitenbandfilter für oberes Seitenband mit 3,10 kHz typischer Bandbreite. Für alle Filter beträgt die maximal erlaubte Spitze-Spitze-Eingangsspannung 6 V. Die Tabelle faßt die Eigenschaften der Filter zusammen.

Der Einsatz von 450-kHz-Filtern erleichtert gegenüber den 200-kHz-Filtern die Lösung der Spiegelfrequenzprobleme in KW- und UKW-Geräten. Die schärferen Toleranzforderungen bei der mechanischen Fertigung führen aber zu einem höheren Preis als für die 200-kHz-Filter. Die 450-kHz-Filter sind Kompressionsfilter (Bild 2). Die Wandlerwindungen sind für einen ohmschen Abschluß von 20 k Ω ausgelegt, wenn der Spulenblindwiderstand durch eine Parallelkapazität kompensiert wird. Diese gibt der Hersteller für jedes Filter an. Spule 1 hat eine Anzapfung für 60 Ω , Spule 2 eine für 600 Ω .

Das mechanische Filter *MF 450-0015* ist vom Hersteller als Trägerfilter gefertigt. Vom Amateur läßt es sich als extrem schmales Telegrafiefilter verwenden. Bei seinem Einsatz muß man seine hohe Betriebsgrund-

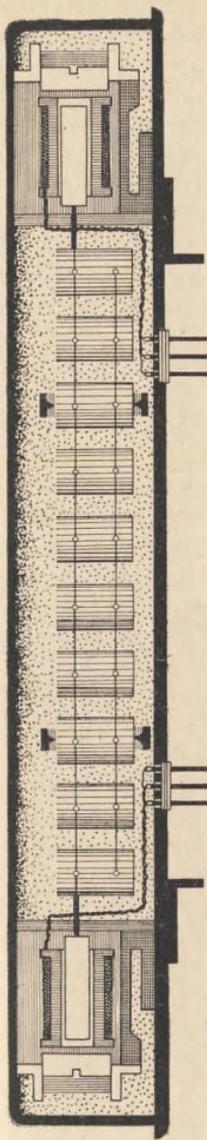
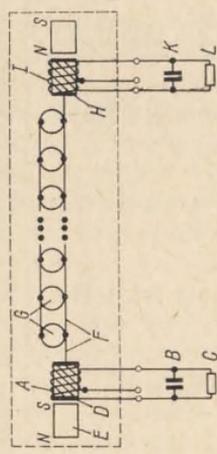


Bild 1
Elektromechanisches Torsionsfilter (Prinzip)
für 200 kHz Bandmittelfrequenz

Torsionsfilter



Kompressionsfilter

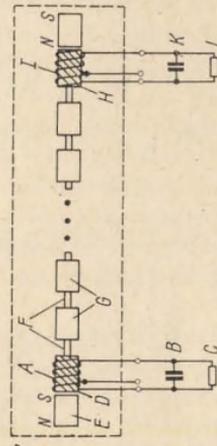


Bild 2
Elektromechanisches Kompressionsfilter (Prinzip)
für 450 kHz Bandmittelfrequenz

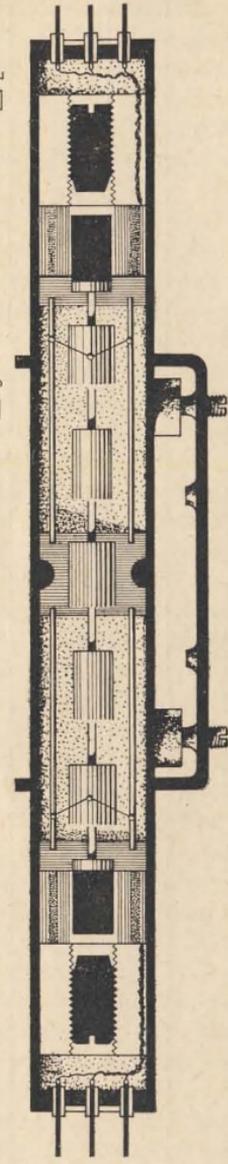


Tabelle Magnetomechanische Filter des VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik
 „Carl von Ossietzky“, Teltow

Typ	Durchlaßbereich						Sperrbereich					
	α_0 in dB	α_T in dB	α_1 in dB	f_{u1} in kHz	f_{o1} in kHz	B_1 in kHz	f_{u2} in kHz	f_{o2} in kHz	w_2 in dB	α_3 in dB	B_3 in kHz	α_W in dB
MF450-0010	20	—	6	—	—	0,2	(0,1)	6	60	0,5	60	8
MF450+E-0310	6	12	6	350	3,4	4	450	3,0	60	5,7	50	10
MF450-1900	5	—	3	—	—	21	(16)	1,5	70	48	50	9
MF450-3500B	5	—	1,5	—	—	32	(32)	1,5	70	80	80	9
MF200-0015	8	—	3	—	—	$\emptyset,2$	(0,1)	3	60	0,5	60	9
MF200-005 \emptyset	3	—	3	—	—	1,0	(0,4)	1	60	2	60	8
MF200-0140	2	—	3	—	—	1,5	(0,9)	1	60	3,0	60	9
MF200+E-0235	3	20	8	350	2,7	2,8	600	2,4	60	3,8	60	12
MF200+E-0310	—	17	0,6	800	3,4	4,0	600	2,4	40	4,3	—	10
MF200+E-0770	—	17	0,6	300	4,0	4,2	600	3,0	40	4,7	—	10
MF200+E-0575	2,0	20	2,5	250	6,0	6,5	500	5,5	60	7,3	60	15
MF200-0600	—	—	3	—	—	—	(5,8)	3	60	8,8	60	10

α_0 Betriebsgrunddämpfung,

α_T — Trägerdämpfung,

f_{u1} untere, f_{o1} obere NF-Grenzfrequenz bei der Dämpfung α_1 ,

B_1 — maximale Bandbreite bei der Dämpfung α_1 ,

In einem kleineren Frequenzbereich f_{u2} bis f_{o2} wird eine kleinere

Welligkeit α_3 garantiert.

Die Klammerwerte geben die Mindestbandbreiten an, bei der diese Welligkeit garantiert ist.

B_3 — maximale Bandbreite bei der Dämpfung α_3 ,

α_W — garantierte Weltabssektion,

n — Kreiszahl.

Die angegebenen Werte sind garantiert.

Die tatsächlich erzielten Werte liegen z. T. erheblich besser (s. auch Bild 6 bis Bild 8).

dämpfung $a_0 = 20$ dB und den eingeschränkten Betriebstemperaturbereich beachten (+10 bis +50°C). Die Filter *MF 450 ± E-0310* sind sehr gute Einseitenbandfilter. Ihr 3-dB-Durchlaßbereich ist von 450 bis 3000 Hz (NF), ihr 6-dB-Durchlaßbereich von 350 bis 3400 Hz garantiert. Die typische Trägerdämpfung beträgt 32 dB. Die Filter *MF 450-1900* und *MF 450-3500* eignen sich wegen ihrer Bandbreite von 19 bzw. 35 kHz für UKW-FM-Empfänger.

Die 200-kHz-Filter haben fast ausschließlich bessere Eigenschaften als die 450-kHz-Filter. Ihr maximaler Eingangsgleichstrom darf 2 mA nicht überschreiten, weil sonst die Wirkung der Vormagnetisierung im Wandler beeinträchtigt werden könnte. Eine Schüttelfestigkeit von 3,5 g wird garantiert.

Bei allen 200-kHz-Filtern darf die maximal zulässige Gleichspannung von 40 V zwischen Spulen und Gehäuse nicht überschritten werden. Die 200-kHz-Filter sind für geringste Welligkeit auf der Seite 1 mit 1,2 k Ω und auf der Seite 2 mit 2,5 k Ω abzuschließen. Die Spule 2 hat eine Mittelanzapfung, die man für Gegentaktschaltungen auszutzen kann. Die Filter *MF 200 + E-0310* und *MF 200 + E-0370* werden in der kommerziellen Trägerfrequenztelefonie in großen Stückzahlen eingesetzt. Sie sind preiswert und werden daher oft von den Amateuren eingesetzt.

Ausführungen für das untere Seitenband sind selten. Die extrem geringe Welligkeit (typ. 0,2 dB) bei gleichzeitig sehr hoher Flankensteilheit bis $a = 50$ dB wird durch Umwegkopplung der Resonatoren erreicht, die Dämpfungspole dicht neben dem Durchlaßbereich erzeugt, wodurch sich die Filter zu hochwertiger SSB-Signalaufbereitung im Sender eignen. Im Empfänger der Spitzenklasse ist es ratsam, mindestens noch ein 2kreisiges Bandfilter im ZF-Verstärker vorzusehen, um die (nicht spezifizierte) Weitabselektion zu erhöhen. Dieses Bandfilter darf nicht zu hohe Betriebsgüte haben, damit sich die geringe Welligkeit nicht verschlechtert. Die Filter *MF 200 ± E-0235* sind ausgezeichnete Einseitenbandfilter für den KW-Empfänger. Ihre Flankensteilheit im Dämpfungsbereich ist geringer (bis 40 dB) als die der Filter mit Umwegkopplung *MF 200 + E-0310* bzw. *MF 200 + E-0370*, aber ihre (garantierte und tatsächliche) Weitabselektion ist höher. Das Filter *MF 200-0015* ist eigentlich als Trägerfilter gedacht und eignet sich für den Amateur-CW-Empfänger bei sehr stark gestörten Sendungen. Bei hohen Tastgeschwindigkeiten neigt es zum »Klingeln«. Die Filter *MF 200 + E-0575* und *MF 200-0600* kann der Amateur zum Schmalband-FM-Empfang benutzen. Das *MF 200 ± E-0575* läßt sich auch im SSB-Sender einsetzen, wenn die Höhen durch einen einfachen NF-Tiefpaß beschnitten werden.

Schaltungstechnik

Wie betont, müssen beide Seiten des Filters auf Resonanz abgestimmt und mit dem richtigen Widerstand abgeschlossen sein. Oftmals stimmen diese

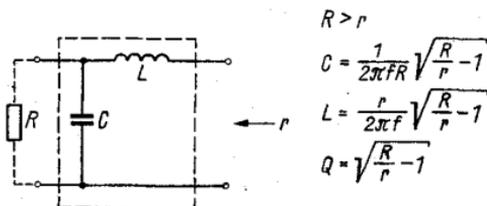


Bild 3 L-Glied zur Wechselstrom-Widerstands-anpassung. Der Widerstand R bewirkt einen Eingangswiderstand r an den rechten Klemmen bei der Frequenz f . Die umgekehrte Transformation ist ebenfalls möglich und wird durch dieselben Formeln (rechts) beschrieben

Widerstände nicht mit den optimalen Eingangs- oder Lastwiderständen der angeschalteten Röhren und Transistoren überein. Dann muß man das Filter mittels eines Netzwerks an Transistor oder Röhre anpassen (Bild 3). In der Schaltung nach Bild 4 ist das am Eingang getan. Nach den Formeln entsprechend Bild 3 kann man z. B. ausrechnen, daß der Widerstand $r = 1,2 \text{ k}\Omega$ ist, wenn der Innenwiderstand der Mischröhre $R = 120 \text{ k}\Omega$ beträgt und man für die Frequenz $f = 200 \text{ kHz}$, $L = 8 \text{ mH}$ und $C = 66 \text{ pF}$ wählt. Das mechanische Filter ist dann richtig an die Röhre angepaßt, da nun $r = R_{\text{opt}} = 1,2 \text{ k}\Omega$ gilt. Auf der Transistorseite war die Anpassung einfacher, weil der Transistoreingangswiderstand

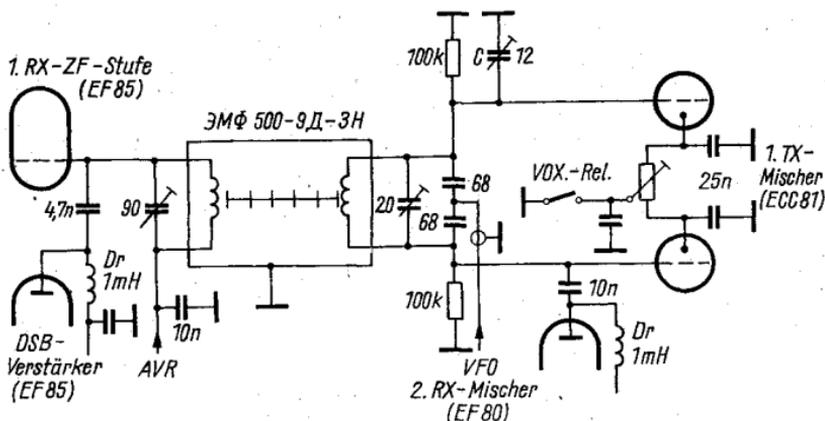


Bild 4 Mechanisches 200-kHz-Filter zwischen Röhrenmischstufe und aufwärts geregelter Transistor-ZF-Stufe. C_1 ist der vom Hersteller gelieferte Kondensator für die Seite 1, C_2 der für Seite 2. Wenn die Eingangskapazität des Transistors 75 pF überschreitet, sollte für C_2 eine entsprechend kleinere Kapazität verwendet werden. Das eingerahmte L-Glied erhöht die Verstärkung der Mischstufe und dient gleichzeitig der Widerstands-anpassung. Das kalte Ende der Wandler-spulen ist an dem Erdungspunkt der zugehörigen Stufe geerdet. Die Parallelspeisung primär über C_B und D_r ist wegen der höchstzulässigen Spannung von 40 V zwischen Wandler-spule und Masse notwendig

(zufällig) gerade $2,4 \text{ k}\Omega$ betrug. Ein Nachteil dieser Schaltung ist, daß sich bei Regelung der Transistoreingangswiderstand ändert und damit die Welligkeit des Filters zunimmt. Die Spule L wird auf maximale Verstärkung (Resonanz) abgeglichen.

Es ist wichtig, die kalten Enden der Wandlerspulen am jeweiligen Stufenarbeitspunkt zu erden. Wenn diese Erdung korrekt durchgeführt wird und die Anpaßnetzwerke auf beiden Seiten des Filters (z.B. L , C , $C1$, Dr , $C2$, entsprechend Bild 4) abgeschirmt sind, ist oftmals keine besondere Schirmung des Filters notwendig; es reicht die einfache Erdung seines Gehäuses. Die Kreisströme der Ein- und Ausgangsstufe dürfen keinen gemeinsamen Spannungsabfall vorfinden.

Bild 5 zeigt die Beschaltung des mechanischen Filters im Allbandtransceiver von *DM 2 DTO*. In diesem Fall wurde ein sowjetisches Filter verwendet, das eine relativ hohe Spulenimpedanz hat. Seine Mittenfrequenz beträgt etwa 500 kHz .

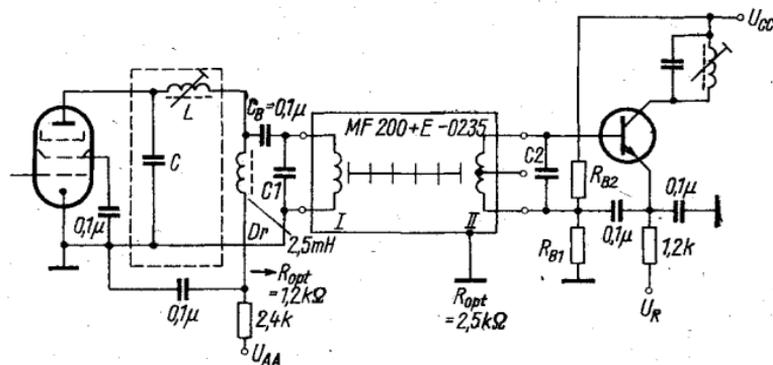


Bild 5 Mechanisches Filter im Transceiver von *DM 2 DTO*. Das sowjetische Filter ЭМФ 500-9 II-3 H hat eine Bandbreite von 3 kHz bei einer (unterdrückten) Trägerfrequenz von 500 kHz . Bei Empfang wird das Filter von rechts nach links, bei Senden von links nach rechts durchlaufen. Die Spulen des Filters sind genügend hochohmig, so daß hier eine spezielle Transformationschaltung (entsprechend Bild 3) entfallen kann. Der Trimmer C dient zur Symmetrierung der kapazitiven Unbalance durch die Ausgangskapazität des zweiten Empfänger-mischers EF 80

Mechanische Filter eignen sich nicht nur wegen ihres kleinen Volumens für die Geräteminiaturisierung. Auf Grund ihrer großen Selektivität genügt im nachfolgenden ZF-Verstärker RC -Kopplung, die von integrierten Schaltungen übernommen werden kann. Im hochwertigen Empfänger sollte man nach Möglichkeit jedoch auf Schwingkreis-Kopplung nicht

völlig verzichten, um die Weitabselektion zu erhöhen. Die Resonatoren aller mechanischen Filter können ja auch auf einigen anderen Frequenzen (ungewollt) angeregt werden, so daß die Weitabselektion stets geringer ist als im nahen Sperrbereich. Bild 6 bis Bild 8 geben die Selektionskurven einiger für den Funkamateure besonders interessanter Filter wieder.

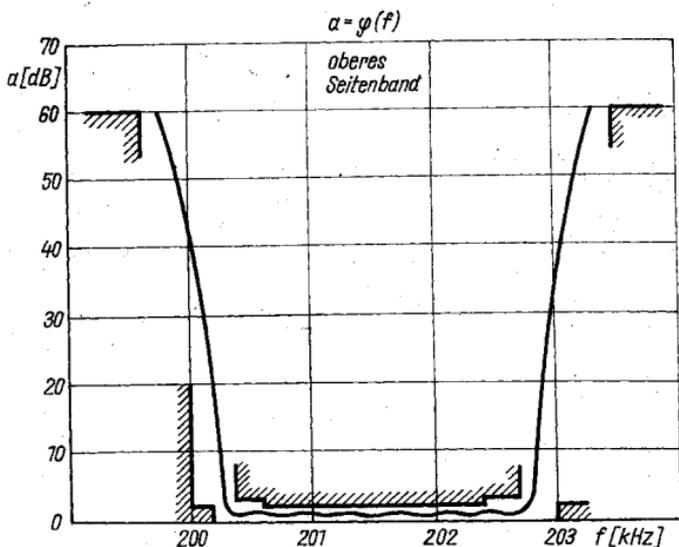
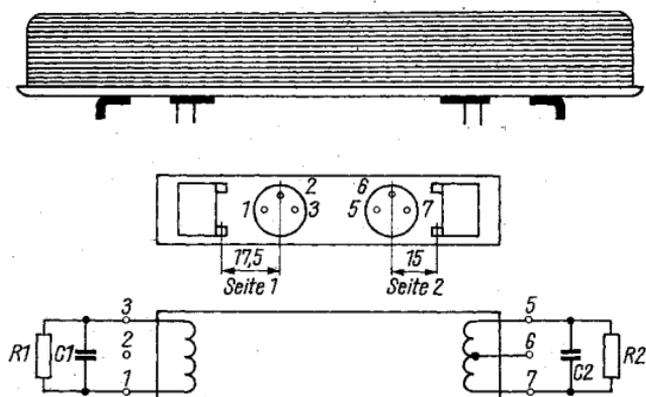
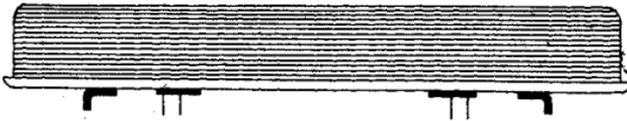


Bild 6 Dämpfungsverlauf des mechanischen Filters MF 200 + E-0235



Anschlußbild

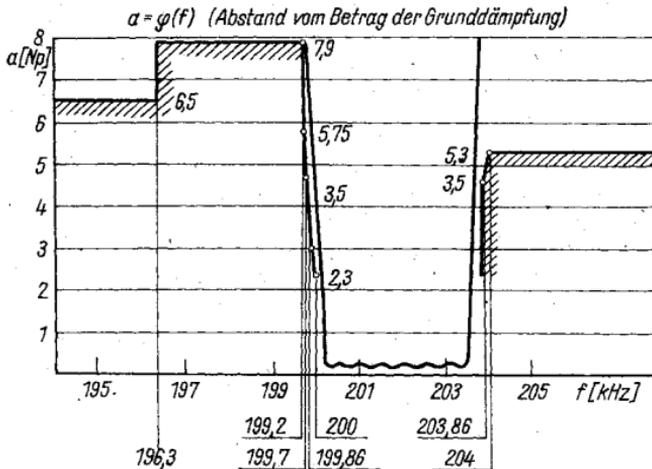
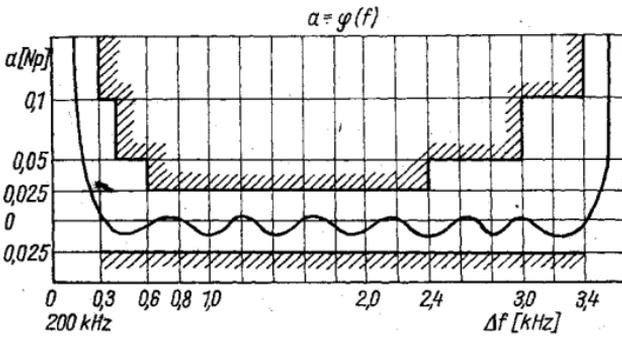
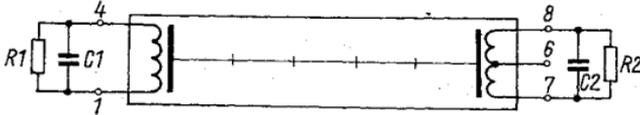
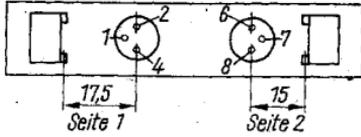


Bild 7 Dämpfungsverlauf des mechanischen Filters MF 200 + E-0310

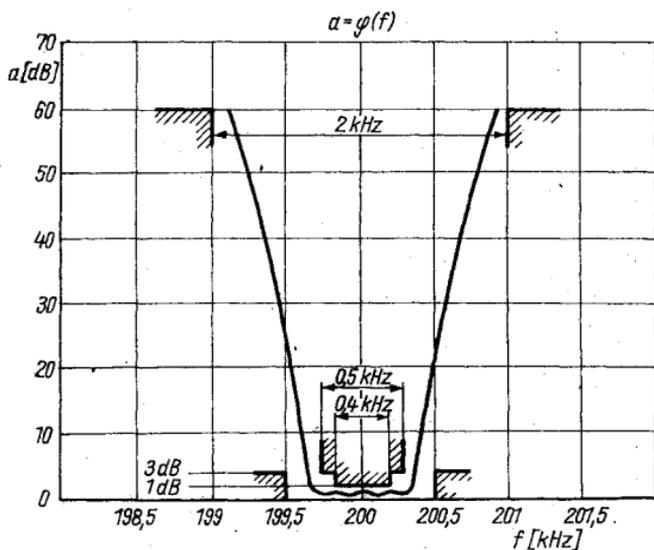
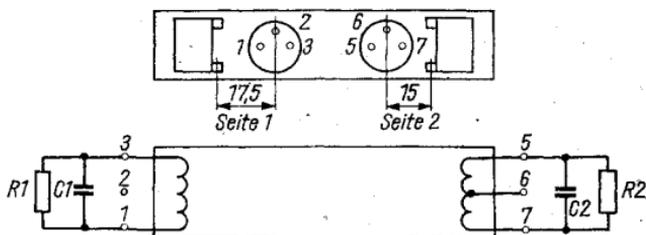
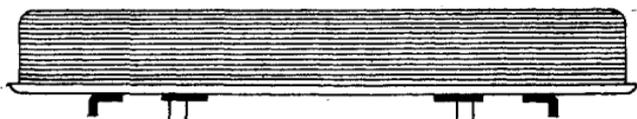


Bild 8 Dämpfungsverlauf des mechanischen Filters MF 200-0050

Zusammenfassung

Die erhältlichen mechanischen Filter ergeben die beste Annäherung an die ideale Filterdurchlaßkurve von allen verfügbaren Selektionsmitteln. Nach ihrem Einbau bedarf es nur geringer Abgleicharbeiten, die die richtige Abschlußimpedanz betreffen. Im praktischen Einsatz ist es stets wichtig, die Resonanz am Eingang und Ausgang herzustellen.

Literatur

Katalog »Magnetomechanische Filter« des VEB Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik »Carl von Ossietzky«, Ausgabe 1969

Piezokeramische Filter und ihr Einsatz

Dipl.-Ing. Frank Gärtner

Betrachtet man die Stromlaufpläne industriell gefertigter Koffer-, Taschen- und Heimempfänger, so fallen die in zunehmendem Maß im ZF-Teil verwendeten Piezofilter auf. Diese Filter bedeuten einen beachtlichen Fortschritt, den sich auch der Amateur stärker zunutze machen sollte, zumal sie einfach zu handhaben und im Fachhandel erhältlich sind. Dieser Beitrag soll dem Amateur helfen, diese Filter gezielt und richtig einzusetzen.

Mit der Herstellung hochwertiger piezokeramischer Werkstoffe eröffnete sich auch der Hochfrequenztechnik eine neue Möglichkeit. Aus ferroelektrischen Keramiken auf der Basis von Bleititanatzirkonatverbindungen (PZT-Keramik) können piezoelektrische Resonatoren hergestellt werden, die gegenüber vergleichbaren *LC*-Schwingkreisen viele Vorteile aufweisen. Sie sind kleiner, billiger, thermisch und zeitlich stabiler und unempfindlich gegen magnetische Verkopplungen. Sie haben, zu Bandfiltern zusammengeschaltet, eine höhere Selektivität bei gleicher Bandbreite (steilere Flanken) infolge der höheren mechanischen Güte der Schwinger. Die Schwinger sind fest abgeglichen, ein nachträglicher Abgleich erübrigt sich. Mit Schwingquarzen kann der keramische Schwinger jedoch nicht konkurrieren. Schwinggüte, Stabilität und Temperaturabhängigkeit sind etwa eine Größenordnung schlechter als bei guten Schwingquarzen.

Werden 2 Wandlerresonatoren über ein $n \cdot \lambda/4$ langes Koppelglied mechanisch gekoppelt, so gelangt die beim Anlegen einer Spannung an Resonator 1 (Bild 1) entstehende Ultraschallenergie auf den Resonator 2 und wird dort wieder in eine Spannung umgewandelt. Es handelt sich

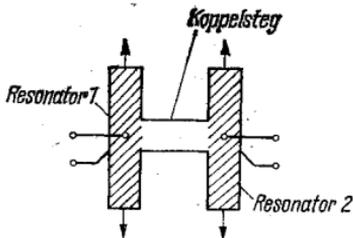


Bild 1
Aufbauschema für das H-Filter

dabei um ein 2kreisiges elektromechanisches Bandfilter. Durch die äußere Form bedingt, wird dieser Filtertyp als H-Filter bezeichnet. Die Kopplung der Resonatoren kann auch auf elektrischem Wege oder kombiniert mechanisch und elektrisch erfolgen. Diese im allgemeinen vielkreisigen Filter werden als Kettenfilter bezeichnet (Bild 2).

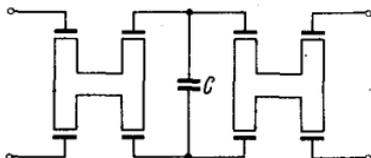


Bild 2
Kombiniert mechanisch und elektrisch
gekoppeltes Filter

Die Filterresonatoren des Kombinars VEB *Keramische Werke* Hermsdorf werden durchweg aus *Piezolan F* gefertigt. Diese Keramik zeichnet sich vor allem durch eine hohe mechanische Güte (etwa 600 bei Radialschwingern), geringe Temperaturabhängigkeit der Schallgeschwindigkeit, geringe Alterung der induzierten Polarisation und einen großen piezoelektrischen Kopplungsfaktor aus. Je nach Frequenzbereich kommen vor allem Längs- und Dickendehnungsschwinger (Bild 1), Torsions-, Radialdehnungs- und Dickenscherschwinger zur Anwendung. Piezokeramische Schwinger unterliegen wie z. B. Schwingquarze, jedoch in stärkerem Maß, einer Alterung der Schwingfrequenz. Bei H-Filtern beträgt diese Alterung $\leq +0,2\%$ je Dekade, d. h. vom 100. Tag nach der Herstellung bis zum 1000. Tag kann die Bandmittenfrequenz bis zu $+0,2\%$ nach oben weglassen. Das gleiche tritt dann auch vom 1000. bis zum 10000. Tag auf usw. Die Filter kommen aber in jedem Fall mit einem Alterungszustand von > 100 Tagen zur Auslieferung. Diese Alterung sollte jedoch den Amateur nicht allzusehr beeindrucken. Wenn die verwendeten Filter aus der gleichen Charge stammen, kann mit einer einigermaßen gleichmäßigen Alterung gerechnet werden. Der absolute Wert der ZF spielt ja kaum eine Rolle.

Die Filter dürfen beim Einlöten nicht zu stark erhitzt werden. Es empfiehlt sich die Verwendung eines 10-W-LötKolbens oder eines in der Temperatur herabgeregelten größeren LötKolbens. Eine kurze Lötzeit ist selbstverständlich einzuhalten. Der vorgeschriebene Mindestlötabstand von 6,5 mm vom Filterboden darf nicht unterschritten werden. Beim Löten ist, ähnlich wie bei Germanium-Halbleitern, die Wärme mittels Flachzange abzuleiten. Muß ein Filter ausgebaut werden, so sind alle 4 Lötanschlüsse gleichzeitig zu erhitzen oder LötKolben mit Zinnabsaugung zu verwenden. Berücksichtigt man diese Maßnahmen nicht, so kann durch die Erwärmung der Schwinger die Voralterung zunichte gemacht werden.

Wie bei allen mechanischen Filtern treten auch bei piezokeramischen Filtern Störresonanzen auf. Diese sind gegenüber der Hauptresonanz

bedämpft. Bei vielkreisigen Filtern kompensieren sich die Störresonanzen normalerweise. Für einfache Filter mit geringer Kreiszahl werden Filterpaare (z. B. *SPF 455-9 + SPF 455 A 6*) im Handel angeboten. Bei diesen Paaren sind die Hauptstörresonanzen gegeneinander versetzt und damit praktisch unwirksam. Die zusätzliche Verwendung eines oder besser mehrerer *LC*-Kreise verbessert die Weitabselektion wesentlich.

Im Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf werden H-Filter und Kettenfilter hergestellt. Für den Amateur haben vor allem die H-Filter Bedeutung. Diese sollten im weiteren ausführlich beschrieben werden.

Die H-Filter haben folgenden Typenschlüssel:

Beispiel SPF 455 A 6 a

SPF	Sinterwerkstoff-Piezo-Filter
455	Nennwert der Bandmittenfrequenz (455 kHz)
A	Das Filter muß eingangsseitig an einem <i>LC</i> -Kreis betrieben werden
(B)	Das Filter muß ein- und ausgangsseitig an je einem <i>LC</i> -Schwingkreis betrieben werden
(-)	Das Filter kann ohne <i>LC</i> -Kreis betrieben werden
6	Nennwert der 3-dB-Bandbreite (6 kHz)
a	effektive Bandmittenfrequenz ($f_M = 455 \pm 1$ kHz)
(R)	Diskriminatorfilter

Tabelle 1 Fertigungsübersicht Rundfunktypen

Rundfunktypen	Ausführung	Effektive Bandmittenfrequenz in kHz		
		a	b	c
SPF 455-9	a, b	455 ± 1	457 ± 1	—
SPF 455 A 6	a, b	455 ± 1	457 ± 1	—
SPF 455 B 6	a, b, c	455 ± 1	457 ± 1	460 ± 1
SPF 10700 A 150	a, b, c	10700 ± 50	10600 ± 50	10800 ± 50
SPF 10700 R 200	in Vorbereitung			

Tabelle 1 gibt eine Übersicht über die zur Zeit gefertigten Rundfunkfiltertypen. Die Typen *SPF 455* enthalten einen H-Körper (2 mechanische Kreise), die Typen *SPF 10700* enthalten 4 mechanische Kreise. Außer den Rundfunktypen werden noch folgende kommerzielle Typen produziert:

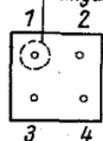
H-Filter

<i>SPF 500 C 14</i>	für Seenotfrequenz-Geradeausempfänger
<i>SPF 450 D 10</i>	für Funksprechgeräte mit 20-kHz-Kanalrastrer
<i>SPF 450 R 20</i>	Diskriminatorfilter für Schmalband-FM

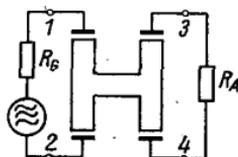
Kettenfilter

- SPF 450 K 35** für Anwendungen im ZF-Teil
SPF 450 K 19 professioneller Kurzwellenempfänger
SPF 450 K 10 und Funksprechgeräte
SPF 1450 S 15
SPF 3000-30
SPF 3200 S 20
SPF 5500-125

Kennzeichnung des
Eingangsanschlusses



H-Filter



SPF 10700

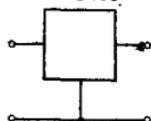


Bild 3
Anschlußschema der H-Filter-
Typen und des Filters
SPF 10700 A 150 – auf die
Anschlüsse gesehen

Tabelle 2 Farbkennzeichnung der H-Filter

Typ	Kappenfarbe
SPF 455-9	rot
SPF 455 A 6	blau
SPF 455 B 6	grün
SPF 500 C 14	schwarz
SPF 450 D 10	gelb
SPF 450 R 20	weiß

Die Ausführung wird durch einen Farbpunkt auf der Kappenoberseite gekennzeichnet.

Typ	Ausführung	Farbpunkt
SPF 455	a	ohne Farbpunkt
	b	weiß
	c	?
SPF 10700	a	ohne Farbpunkt
	b	blau
	c	grau

Das Herstellungsjahr wird entweder durch eine erhabene Kreisfläche mit eingepprägter letzter Ziffer des Herstellungsjahrs oder durch eine erhabene Kreisfläche mit Farbpunkt gekennzeichnet. Der Farbpunkt entspricht dann der letzten Ziffer des Herstellungsjahrs nach dem Widerstandsfarbkode.

Die Rundfunktypen haben sich bereits einen festen Platz in der Rundfunkgeräteeindustrie gesichert. Wegen ihrer Kleinheit sind sie für Transistorempfänger wie geschaffen. Bei gleicher Kreiszahl können höhere Selektionswerte gegenüber *LC*-Filtern erzielt werden. Der Preis liegt unter dem vergleichbarer *LC*-Filter. Ein wesentlicher Vorteil ist die kleine Grunddämpfung im Durchlaßbereich. Dadurch ist es möglich, die

Tabelle 3 Hauptkennwerte der Rundfunktypen

	SPF 455-9	SPF 455 A 6	SPF 455 B 6	SPF 10700 A 150
3 dB-Bandbreite <i>B</i> 0,7 kHz	5,0—9,5	4,5—7,0	4,5—6,5	150—200
Selektion <i>S</i> ₀ min dB	13—10	28—30	35	—
Selektion <i>S</i> ₃₀₀ min dB	—	—	—	35
Betriebsgrunddämpfung dB	2,5—5,5	7—11	8—11	≤13,5
Welligkeit max. dB	1,5	1,5	1,5	3
Unsymmetrie max.	1:2	1:2,5	1:3	≤10 dB
Weitabselektion min dB	70*	40	70	50
Änderung der Bandmittenfrequenz bei -25°C bis +55°C max. %	0,4	0,4	0,4	0,75
Betriebstemp.-Bereich °C	-25 bis +55	-25 bis +55	-25 bis +55	-25 bis +55
Kapazität des Eingangskreises etwa pF	60	wählbar	wählbar	wählbar
Kapazität des Ausgangskreises etwa pF	60	60	wählbar	50
Abschlußimpedanz am Eingang kΩ pF	3,9 ± 10 % -20	je nach LC-Kreis wählbar	je nach LC-Kreis wählbar	≥ 6 ≥20
Abschlußimpedanz am Ausgang kΩ pF	1,5—3,5 120—180	1,5—3,5 120—180	wählbar wählbar	0,2—1 30—100
Kreiszahl	2 mechan.	2 mechan. 1 elektr.	2 mechan. 2 elektr.	4 mechan. 1 elektr.

* Dieser Wert gilt für ein Paar, bestehend aus *SPF 455-9* und *SPF 455 A 6*. Für ein Einzelfilter *SPF 455-9* liegt die Weitabselektion nur bei etwa 10 dB.

gesamte Selektion zusammenzufassen. Hinter der Mischstufe würde also die gesamte ZF-Selektion erfolgen. Eine nachgeschaltete integrierte Schaltung oder ein mehrstufiger aperiodischer Transistorverstärker übernimmt die ZF-Verstärkung. Mit einer solchen Schaltungsanordnung lassen sich die Probleme der Veränderung der ZF-Bandbreite durch Verstärkungsregelung und unterschiedliche Aussteuerung, Mitzieheffekte usw. weitgehend vermeiden. Diese Effekte sind jedoch auch bei konventioneller Schaltungsweise mit SPF-Filtern bedeutend verringert.

Die SPF-Filter dürfen bei Einhaltung aller elektrischen Parameter an einer HF-Eingangsspannung von maximal 0,5 V betrieben werden. Die maximale HF-Spannungsbelastung beträgt 2 V. Höhere Spannungen führen zu einem Rückgang der Polarisation. Die Gleichspannungsfestigkeit aller Filter beträgt 20 V.

Bild 4 zeigt die Zusammenschaltung der Piezofilter (Rundfunktypen) mit den erforderlichen elektrischen Kreisen und Abschlüssen und die dazugehörigen Selektionskurven. Der Generatorwiderstand ($47\text{ k}\Omega$) kann in einem großen Bereich variiert werden. Es ist dabei lediglich das Anzapfungsverhältnis des Eingangs-LC-Kreises zu verändern. Beim Filter SPF 455-9 muß jedoch ein Eingangsabschluß von $3,9\text{ k}\Omega \pm 10\%$

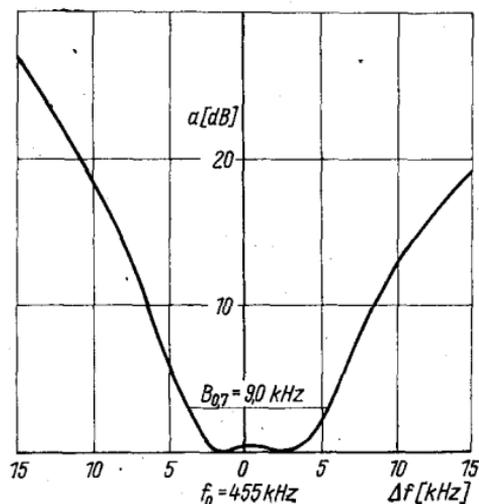
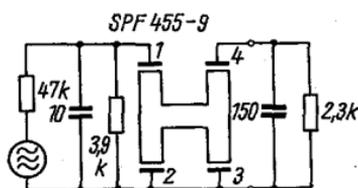


Bild 4a
Schaltung des Filters SPF 455-9
und mittlerer Selektionsbereich

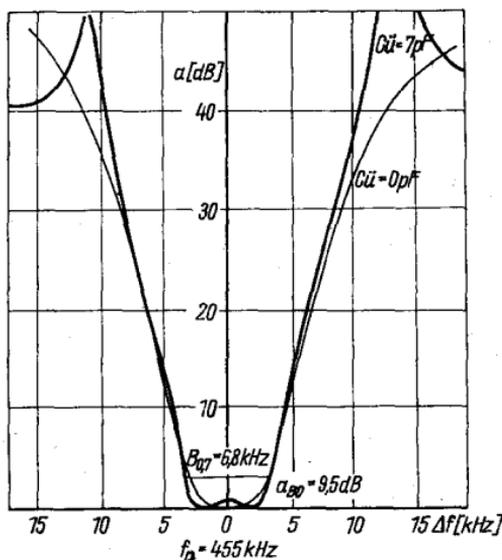
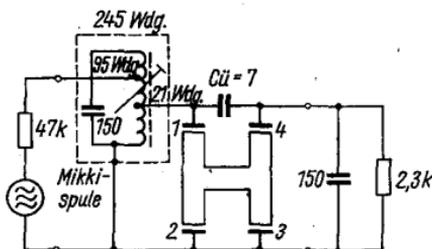


Bild 4b
Schaltung des Filters
SPF 455 A 6 und mittlerer
Selektionsbereich

erhalten bleiben. Beim Filter *SPF 455 B 6* können Ein- und Ausgangsabschluß bei entsprechender Wahl des Anzapfungsverhältnisses beliebig gewählt werden. Durch Zuschalten eines Koppelkondensators $C_{\dot{u}}$ erreicht man steilere Flanken. Die Selektion in der Umgebung des gewünschten Übertragungsfrequenzbereichs verschlechtert sich dabei um etwa 20 dB. Dieser Nachteil kann durch ein zusätzliches Filter *SPF 455-9* ausgeglichen werden.

Die Berechnung der Spulen ist nicht allzu problematisch. Man benötigt dazu den A_L -Wert des Spulenkörpers und die Leerlauf-Kreisgüte Q_0 . Bei handelsüblichen Miniaturfiltern ist der A_L -Wert leicht aus Original-Resonanzfrequenz und -Windungszahl sowie Kreiskapazität zu berechnen

$$A_L = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f^2 \cdot w^2 \cdot C} \quad (1)$$

SPF 455 B6

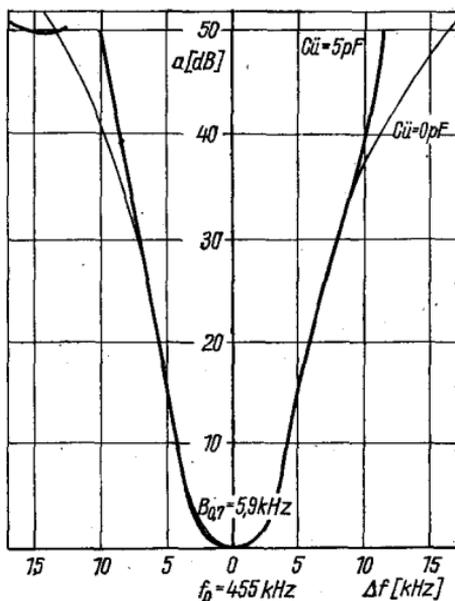
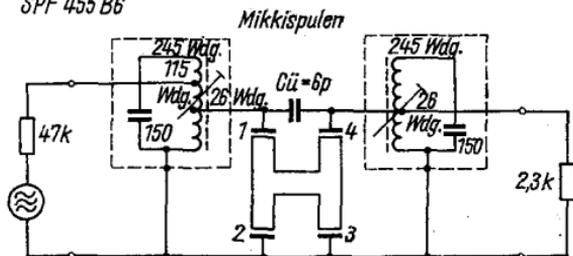


Bild 4c
Schaltung des Filters
SPF 455 B 6 und mittlerer
Selektionsbereich

HFW-Einzelkreis
184-000

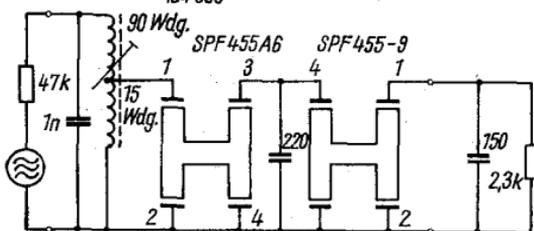


Bild 4d

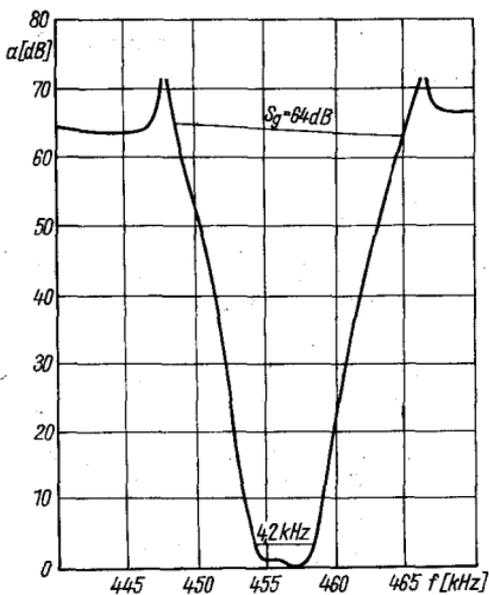
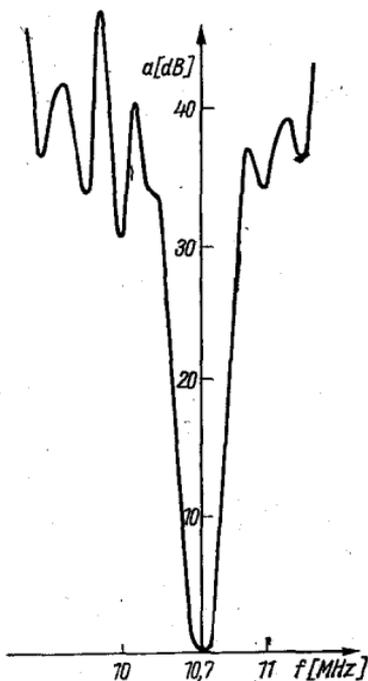
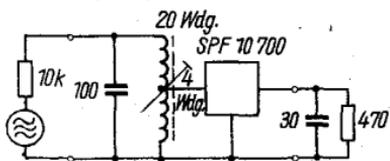


Bild 4d
 Schaltung der Filter
 SPF 455 A 6 und SPF 455-9
 (beide mit eingegengten Band-
 breitetoleranzen) und
 mittlerer Selektionsbereich

Bild 4e
 Schaltung des Filters SPF 10700 A 150
 und mittlerer Selektionsbereich

SPF 10700 A 150



Die Leerlauf-Kreisgüte läßt sich durch Messen der Bandbreite ermitteln, bzw. kann man sie aus Datenblättern usw. erfahren. Die Gesamtwindungszahl der LC-Kreise wird mit der Formel

$$w_{\text{ges}} = \frac{1}{2\pi f \sqrt{A_L C}} \quad (2)$$

berechnet.

Die Anzapfungen für den Eingangs- bzw. Ausgangsabschluß R_A (vom kalten Ende aus gezählt) ergeben sich mit folgenden Beziehungen:

$$w_{\text{Abschl}} = w_{\text{ges}} \sqrt{R_A \cdot 2\pi \cdot f \cdot C \cdot \left(\frac{1}{Q_B} - \frac{1}{Q_0} \right)}. \quad (3)$$

Die Betriebs-Kreisgüte Q_B ist aus Tabelle 4 zu ersehen. Die Anzapfungen am Ein- bzw. Ausgangskreis für den SPF-Filterkörper folgen aus

$$w_K = \frac{w_{\text{ges}}}{\sqrt{\frac{C_0}{C} \left[\left(\frac{K_1}{K_2} \right)^2 - 1 \right]}}; \quad (4)$$

$C_0 = 60$ pF – statische Filterkapazität, $K_1 = 0,21$ – elektromechanischer Kopplungsfaktor, K_2 – Kopplungsfaktor zwischen dem n -ten und dem $(n - 1)$ -ten Kreis (aus Tabelle 4).

Tabelle 4

Typ	$\frac{1}{Q_B}$	K_2
SPF 455-9	ohne LC-Kreis	ohne LC-Kreis
SPF 455 A 6	0,016	0,0088
SPF 455 B 6	0,019	0,012
SPF 500 C 14	0,026	0,022
SPF 450 D 10	0,022	0,021

Wie aus (3) hervorgeht, sind alle LC-Kreise verwendbar, bei denen die Bedingung $Q_0 > Q_B$ erfüllt ist. Je höher die Kreisgüte, um so geringer wird die Dämpfung des Filters im Durchlaßbereich. Empfehlenswert sind Spulenkörper mit möglichst geschlossenem Ferritkreis, wie ihn moderne Miniaturfilter aufweisen. In jedem Fall ist eine feste Kopplung der einzelnen Wicklungen notwendig. Beim Einsatz von SPF-Filtern im ZF-Teil muß man beachten, daß die Oszillatorfrequenz bei selbstschwingenden

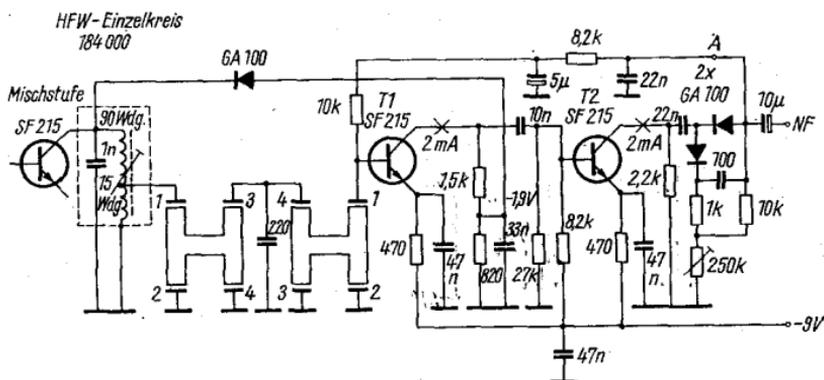


Bild 5 AM-ZF-Teil mit SPF-Filter-Paar

Mischstufen über eine genügend große Kreiskapazität (1 nF bei 455 kHz, 100 pF bei 10,7 MHz) kapazitiv gegen Masse kurzgeschlossen wird. Auf die Mischstufe muß also unbedingt ein LC-Kreis folgen. Für einen AM-ZF-Verstärker für mittlere Ansprüche genügen im allgemeinen 5 Kreise und 2 Transistoren. Mit einer Schaltung nach Bild 5 lassen sich etwa folgende Werte erzielen:

$$B_{0,7} = 4,0 \text{ bis } 6,0 \text{ kHz,}$$

$$S_0 \geq 45 \text{ dB.}$$

Die SPF-Filter müssen auf Bandbreiten von 4,5 bis 6,0 kHz für *SPF 455 A 6* und 5,0 bis 7,0 kHz für *SPF 455-9* ausgesucht werden. Mit geeigneten Exemplaren lassen sich sogar S_0 -Werte um 65 dB bei einer Bandbreite um 4 kHz erreichen. Die gesamte Selektion liegt konzentriert am Eingang des ZF-Teils. Die notwendige Verstärkung erfolgt in einem 2stufigen aperiodischen Verstärker. Dazu eignet sich ein integrierter Schaltkreis natürlich wesentlich besser, z. B. *MAA 325 (TESLA)*.

Da am ZF-Ausgang keine weitere Selektion stattfindet, dürfen in den ZF-Verstärker keine störenden Frequenzen einstreuen. Diese würden voll verstärkt und demoduliert werden. Eine entsprechende Schirmung kann erforderlich sein. Der Demodulator arbeitet in einer Spannungsverdopplerschaltung. Eine an den LC-Kreis angeschlossene Dämpfungsdioden verhindert ein Übersteuern des Verstärkers bei starken Eingangssignalen. Mit dem Regler 250 k Ω wird der Arbeitspunkt von T1 eingestellt. Der anzuschließende NF-Verstärker sollte wegen der Spannungsverdopplerschaltung nicht zu niederohmig sein. Wird eine etwas höhere ZF-Verstärkung oder ein größerer Signal/Rausch-Abstand des ZF-Verstärkers verlangt, so muß man eine Demodulationsschaltung nach Bild 6 vorsehen.

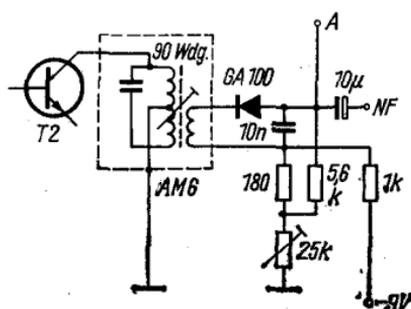


Bild 6
Herkömmliche Demodulationsschaltung
für Transistorsuper

Für einen FM-ZF-Verstärker für Monobetrieb werden bei mittleren Ansprüchen eine Bandbreite von etwa 150 kHz und eine Selektion S_{300} von ≥ 35 dB gefordert. Für diesen Zweck ist das Filter *SPF-10700 A 150* sehr gut geeignet. Bei Verwendung weiterer *LC*-Filter in den folgenden Stufen kann die Selektivität noch weiter verbessert werden. Im allgemeinen genügt allerdings die zusätzliche Selektion durch das Ratiodektorfiter sowie das im Tuner enthaltene Filter. Diese *LC*-Selektion verbessert erheblich die Weitabselektion.

Bild 7 zeigt eine Möglichkeit des Einsatzes eines 10,7-MHz-Filters in einem AM-FM-Empfänger. T 1 arbeitet bei AM als Mischstufe. Die AM-Hauptselektion erfolgt in einem Filter *SPF 455 A 6*. Dieses Filter kann auch analog zu Bild 5 durch ein nachgeschaltetes Filter *SPF 455-9* ergänzt werden. T 2 und T 3 sind wie in der Schaltung nach Bild 5 aperiodisch gekoppelt. Vom AM-Demodulator wird eine Regelspannung an die Basis von T 2 geführt. Die Arbeitspunkte der 3 Transistoren sind mittels Senstabilisator stabilisiert. Die Einstellung der Arbeitspunkte der Transistoren erfolgt mit dem Einstellregler 10 k Ω .

Für den UKW-Amateur gewinnt die Frequenzmodulation immer mehr Bedeutung. Kennzeichnend für einen Schmalband-FM-ZF-Verstärker ist eine Bandbreite von 10 bis 12 kHz bei konstanter Gruppenlaufzeit und eine hohe Verstärkung. Will man den Einsatz eines Quarzfilters vermeiden, so erreicht man die notwendige Selektivität durch Umsetzen der 1. ZF auf eine 2. ZF von 450 kHz. Für diese Frequenz wird das Kettenfilter *SPF 450 K 10* gefertigt. Es enthält 6 elektromechanische Resonatoren und 7 Kondensatoren. In Tabelle 5 sind die wichtigsten Daten angegeben. Besonders hervorgehoben werden muß die kleine Betriebsgrunddämpfung. Die nicht allzu gute Weitabselektion nimmt in Verbindung mit dem Diskriminatorfilter *SPF 450 R 20* brauchbare Werte an. Eine entsprechende Konzeption befindet sich beim Verfasser in Entwicklung und wird nach Fertigstellung und Erprobung veröffentlicht.

Abschließend sollen noch einige Hinweise zum Ausmessen der Durchlaßkurve mit amateurmäßigen Mitteln gegeben werden. Das Filter ist in

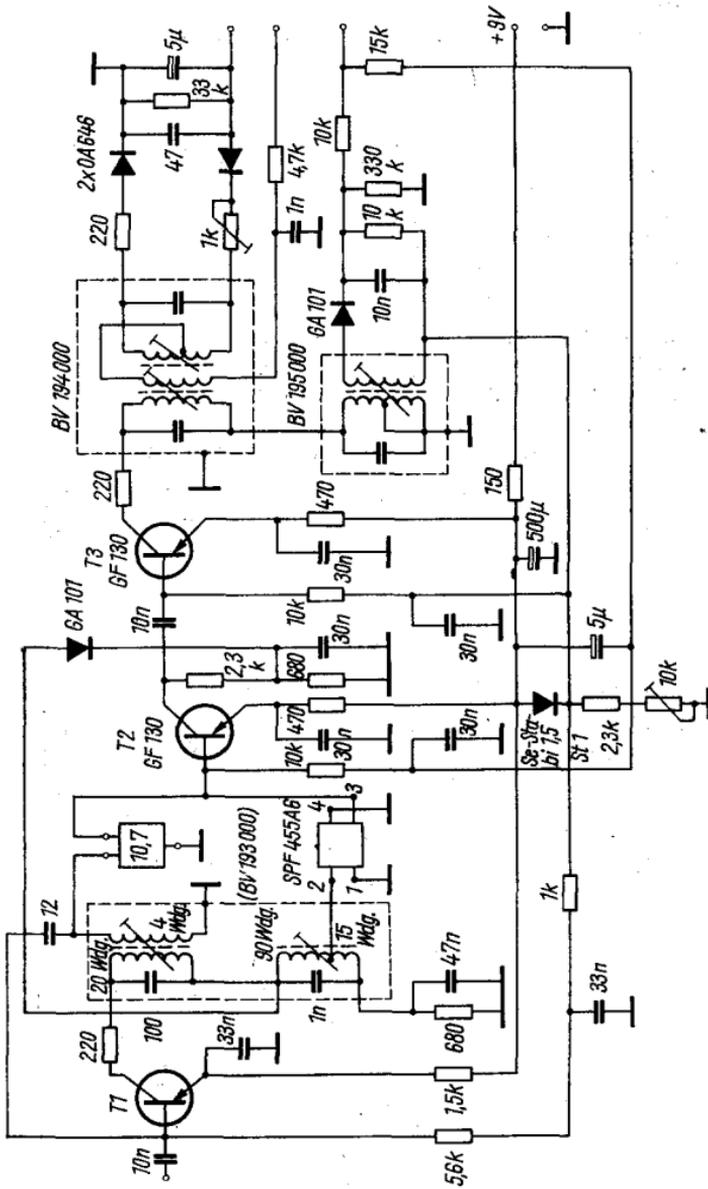


Bild 7 AM-FM-ZF-Teil mit Piezofiltern (Applikationsbeispiel Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf)

Tabelle 5 Kettenfilter SPF 450 K10

3-dB-Bandbreite	kHz	10...12
Betriebsgrunddämpfung	dB	≤ 5
Selektion für $f_M \pm (10,5 - 150)$ kHz	dB	≥ 75
Weitabselektion	dB	> 50
Welligkeit	dB	≤ 1,5
Abschlußimpedanzen	kΩ	$2,7 \pm 10\%$
Temperatur-Koeffizient (-40° bis +70°C)	%	≤ 0,4

Dieser Filtertyp wird voraussichtlich 1973 in Serie gefertigt.

der entsprechenden Schaltung nach Bild 4 zu prüfen. Man benötigt einen Rundfunk-Prüfgenerator und ein an den Filterausgang anzuschließendes Röhrenvoltmeter. Die HF-Spannung am SPF-Filterkörper darf 0,5 V nicht überschreiten! Zunächst werden die LC-Kreise genau auf Bandmittenfrequenz des Filters abgeglichen. Bei richtigem Abgleich muß sich eine minimale Welligkeit im Durchlaßbereich ergeben. Der Amateur wird sich normalerweise nur für die Bandmittenfrequenz und die 3-dB-Bandbreite interessieren. Die Aufnahme der gesamten Durchlaßkurve ist nur mit Meßsender, empfindlichem RVM bzw. selektivem RVM und Tiefpässen möglich.

Literatur

- [1] Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf: Piezolan-Handbuch 1969/70
 [2] Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf: Piezofilter-Prospekt 1970

Eine gute Antenne ist der beste Hochfrequenzverstärker – Variationen zum Thema Kurzwellenantennen

*Karl Rothammel
DM 2 ABK*

Früher oder später hat jeder Funkamateur den Wunsch, die Reichweite und Verkehrsstabilität seiner Funkanlage zu verbessern. Der Empfangsamateur wird dabei zunächst daran denken, die Empfindlichkeit und die Selektivität seines Empfängers zu erhöhen, während der Sendeamateur bestrebt ist, die Senderleistung zu verstärken.

Sofern der Empfänger bereits dem letzten Stand der Technik nahekommt, ist eine weitere Verbesserung meist mit sehr hohem Aufwand verbunden, denn wenn die Erhöhung der Eingangsempfindlichkeit wirksam werden soll, muß man gleichzeitig auch Maßnahmen zur Verminderung des Eingangsrauschens und zur Verbesserung der Selektion sowie der Kreuzmodulationsfestigkeit treffen.

Eine Leistungsverstärkung der Senderendstufe hat nur dann einen Sinn, wenn sie mindestens um den Faktor 2 erfolgt. Sie ist im allgemeinen mit erheblichen Erweiterungen des Hochspannungsnetzteils, des Modulationsverstärkers und sonstiger Baugruppen verbunden. Gleichzeitig wächst die Gefahr von Störausstrahlungen. Gemäß der alten Amateurweisheit »Man soll nur so weit senden, wie man auch empfangen kann« muß zwischen Senderleistung und Empfängerqualität ein bestimmtes Gleichgewichtsverhältnis herrschen. Die Leistungserhöhung zieht deshalb oft die Notwendigkeit nach sich, den Stationsempfänger zu verbessern.

Man sieht, daß auf diesem Weg die Vergrößerung der Reichweite bzw. die Verbesserung der Verkehrsstabilität sehr teuer erkaufte werden muß. Den Ausweg bietet als wirtschaftliche und technische Optimallösung eine Verbesserung der Antennenanlage.

Wie wirkt sich eine Antennenverbesserung aus?

Die gute Antenne ist und bleibt der beste Hochfrequenzverstärker, sowohl für den Sendefall als auch für den Empfangsfall. Erreicht man durch Antennenverbesserung z. B. einen Antennengewinn gegenüber der alten Antennenanlage von 3 dB, dann strahlt die neue Antenne in der Hauptstrahlrichtung die doppelte Leistung ab und liefert gleichzeitig an den

Empfänger eine um den Faktor 1,4 höhere Spannung. Das Leistungsgleichgewicht zwischen Sender und Empfänger bleibt dabei unverändert erhalten.

Da die von der Senderendstufe abgegebene Hochfrequenzleistung nicht vergrößert wird, kann auch die Störabstrahlung nicht ansteigen. Im allgemeinen verringert sich sogar die Störstrahlung, weil die Antennenverbesserung meist auch eine günstigere Speisung und Anpassung des Strahlers mit sich bringt. Die von der gleichen Antenne aufgenommene größere Signalspannung wird dem Empfängereingang ohne zusätzliches Rauschen zugeführt. Damit vergrößert sich zwangsläufig der Signal/Rausch-Abstand, und es werden Signale empfangsfähig, die mit einer schlechteren Antenne bereits im Rauschpegel des Empfängers untergehen würden.

Weitere Vorzüge einer Antennenverbesserung lassen sich erkennen, wenn man die Wirkungsweise der Antenne in Verbindung mit der Ausbreitung elektromagnetischer Wellen betrachtet.

Ausbreitung und Antennengewinn

Als die Grundform einer Antenne betrachtet die Theorie den sogenannten Kugelstrahler, d. h. eine fiktive Antenne, die nach allen Richtungen gleichmäßig strahlt und demnach eine kugelförmige Strahlungscharakteristik aufweist. Tatsächlich hat aber jede praktisch ausgeführte Antenne eine mehr oder weniger ausgeprägte Richtcharakteristik, und der Antennengewinn ist ausschließlich das Ergebnis der Bündelungseigenschaften einer Antenne. Will man also großen Antennengewinn erzielen, so muß man dafür sorgen, daß die vom Sender gelieferte Energie von der Antenne möglichst scharf gebündelt in bestimmte Richtungen ausgestrahlt wird. Sehr gut kann man sich den analogen Bündelungsgewinn am sichtbaren Licht, das sich bekanntlich ebenfalls als elektromagnetische Welle ausbreitet, veranschaulichen. Eine frei im Raum hängende 50-W-Glühlampe ohne Reflektor kann man annähernd mit einem Kugelstrahler vergleichen, der einen größeren Raum gleichmäßig, aber nur relativ schwach ausleuchtet. Bringt man die gleiche 50-W-Glühlampe in den Brennpunkt eines Autoscheinwerfer-Reflektors, so wird bei gleicher Strahlungsleistung durch Bündelung ein scharf gerichteter, starker Lichtstrahl erzeugt, der auch weiter entfernte Objekte kräftig ausleuchtet. Gleichzeitig erfolgt in alle anderen Richtungen keine oder nur sehr geringe Strahlung.

Reziproke Antenneneigenschaften

Entsprechend dem Reziprozitätstheorem behält eine Antenne für den Sendefall und für den Empfangsfall immer die gleichen Eigenschaften. Das heißt unter anderem, daß sie aus der gleichen Richtung, in die sie bevorzugt strahlt, der sogenannten Vorzugsrichtung, auch entsprechend

dem Antennengewinn bevorzugt empfängt und aus den Richtungen der verminderten Abstrahlung ebenso verminderte Empfangsspannungen aufnimmt. Für die Praxis bedeutet das im Sendefall: Die Vorzugsrichtung der Antenne läßt sich so wählen, daß die Verluststrahlung möglichst gering wird. Als Verluststrahlung kann man z. B. jene Strahlungsanteile betrachten, die die Antenne in Richtung Erdboden oder senkrecht nach oben abstrahlt. Für den Empfangsfall ergibt sich analog: Es lassen sich nicht nur die Signale aus der Vorzugsrichtung verstärkt aufnehmen, sondern es werden Störsignale aus anderen Richtungen — insbesondere aus dem Störnebel in Erdbodennähe — mehr oder weniger stark unterdrückt. Dadurch wird der Abstand Nutzsignal zu Störsignal erheblich vergrößert.

Die Polarisation der Antenne

Praktisch alle Amateurantennen sind linear polarisiert, d. h., daß sich die elektrische Feldstärke geradlinig in einer bestimmten Richtung zur Erdoberfläche als Bezugsebene ausdehnt. Deshalb spricht man von horizontaler Polarisation, wenn die elektrischen Feldlinien parallel zur Erdoberfläche verlaufen, und von vertikaler Polarisation, wenn diese sich senkrecht zur Erdoberfläche ausbreiten. Allgemein kann man sagen, daß alle im Amateurfunk üblichen Antennen mit waagrecht verlaufendem Antennenleiter horizontal polarisiert sind, während bei senkrechten Antennenleitern Vertikalpolarisation vorliegt.

Im Meter- und Dezimeterwellenbereich (2-m- und 70-cm-Amateurband) tritt bei unterschiedlicher Antennenpolarisation zwischen 2 Funkstellen eine Dämpfung von 3 dB auf, das bedeutet, daß nur 0,7 der möglichen Spannung empfangen wird. Für den Kurzwellenbereich wirkt sich die Dämpfung durch unterschiedliche Antennenpolarisation praktisch nicht aus, da durch die ionosphärische Reflexion immer Polarisationsänderungen im Ausbreitungsweg stattfinden.

Strahlungscharakteristik und Öffnungswinkel

Die Strahlungscharakteristik einer Antenne wird bildlich am anschaulichsten in Polardiagrammen dargestellt. Dabei beschränkt man sich meist auf die Wiedergabe der Richtdiagramme in der horizontalen und in der vertikalen Ebene. Bild 1 zeigt als Beispiel das normierte Horizontaldiagramm eines waagerechten Halbwellendipols. Wichtigste Kenngröße ist die Strahlungsbreite in der Vorzugsrichtung, die man als den Öffnungswinkel bezeichnet. Er umfaßt den Winkelbereich, in dem die Empfangsspannung vom Maximalwert 1 (Hauptstrahlrichtung) zu beiden Seiten auf den 0,71fachen Spannungswert abgesunken ist. Kennt man den horizontalen und den vertikalen Öffnungswinkel, so läßt sich daraus mit guter Näherung der Antennengewinn ableiten [1].

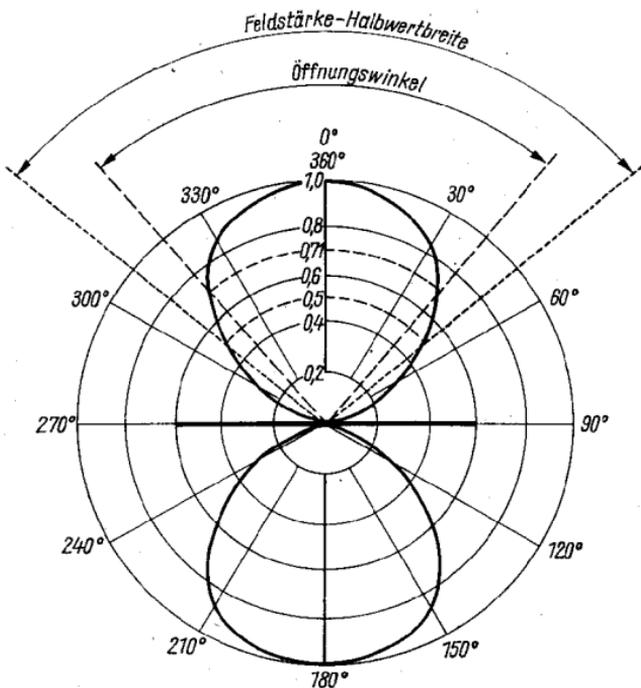


Bild 1 Das normierte Horizontaldiagramm eines waagerechten Halbwellendipols (horizontaler Öffnungswinkel 80°)

Aus noch zu erläuternden Gründen ist es für irdische Funkverbindungen im Amateurverkehr am günstigsten, wenn man den vertikalen Öffnungswinkel der Antenne möglichst klein machen kann. Besteht die Wahl zwischen 2 verschiedenen Antennen mit gleichem Antennengewinn, dann sollte der Amateur immer die Antenne mit dem kleineren vertikalen Öffnungswinkel bevorzugen.

Gibt es »Wunderantennen«?

Immer wieder hört oder liest man von Antennenformen, die bei relativ einfachem und raumsparendem Aufbau einen besonders hohen Antennengewinn aufweisen sollen. Diese unwahrscheinlich großen Gewinnangaben beruhen oft auf oberflächlich oder falsch ausgeführten Messungen bzw. auf Vergleichsergebnissen, die bei der Ausbreitung über ionosphärische Reflexion gewonnen wurden. Antennenhersteller des kapitalistischen Auslands beziehen häufig den Gewinn ihrer Produkte stillschweigend auf den Kugelstrahler und erreichen auf diese Weise »Zusatzgewinne« von 2,15 dB

zu Lasten jener Hersteller, die — wie allgemein üblich — für die Angabe des Antennengewinns den Halbwellendipol als Bezugsstrahler annehmen.

Richtwirkung und Gewinn sind immer von der räumlichen Ausdehnung einer Antenne im Verhältnis zur Wellenlänge abhängig, wobei der Gewinn mit der räumlichen Ausdehnung wächst. Durch günstige Belegung des ausgenutzten Raumes mit Antennenelementen kann man ein den physikalischen Gesetzen unterliegendes Maximum an Gewinn und Richtwirkung erreichen, das dann bei gleicher Antennenausdehnung nicht mehr zu verbessern ist. Praktisch alle Amateurantennen lassen sich auf den Halbwellenstrahler bzw. auf Kombinationen von Halbwellenstrahlern zurückführen. Eine grobe Abschätzung des möglichen Gewinns kann vorgenommen werden, indem man die in einer Antenne verwendeten Halbwellenstücke zählt. Ist nur 1 Halbwellenabschnitt vorhanden (z. B. Halbwellendipol), so beträgt der Gewinn 0 dB, er steigt bei 2 Halbwellenstücken auf 3 dB und bei jeder Verdoppelung der Elementezahl um weitere 3 dB (4 Halbwellenabschnitte = 6 dB, 8 Halbwellenabschnitte = 9 dB usw.). Bei der Beurteilung der Brauchbarkeit einer Kurzwellenantenne sollte jedoch die Höhe des angegebenen Antennengewinns keine ausschlaggebende Rolle spielen. Viel bessere Vergleichsmöglichkeiten bietet die Kenntnis der Strahlungseigenschaften. Fazit: Wer an Wunderantennen glaubt, wird sich wundern!

Ratschläge für die Planung und den Bau wirkungsvoller Amateurantennen

Bereits in den Anfangsjahren des Amateurfunks wurde der für Kurzwellenantennen auch heute noch gültige Ratschlag »Möglichst hoch, möglichst frei und nicht zu kurz« geprägt.

Die Forderung »möglichst hoch« muß im Verhältnis zur Betriebswellenlänge gesehen werden. Kann man z. B. eine Aufbauhöhe von 15 m über Grund verwirklichen, dann ist diese Empfehlung bei Antennen für die Bänder 10 m, 15 m und 20 m weitgehend erfüllt. Um jedoch für das 40- und 80-m-Band gleiche Verhältnisse zu schaffen, wie sie bei 15 m Bauhöhe für eine Antenne des 20-m-Bandes bestehen, müßte der 40-m-Strahler in 30 m über Grund und die 80-m-Antenne in 60 m Höhe aufgebaut werden. Durch zu geringe Höhe wird vor allem der Wirkungsgrad einer Antenne herabgesetzt, weil der Erdboden die Strahlung teils absorbiert, teils reflektiert. Die Erdbodenreflexionen bewirken erhebliche negative Veränderungen der Strahlungscharakteristik durch überwiegende Steilstrahlung (der vertikale Öffnungswinkel wird nach oben gedrückt). Außerdem nimmt eine erdnah aufgebaute Antenne viele Störungen aus dem örtlichen Störungspegel auf, und es steigt die Gefahr, daß sie im Sendefall selbst Rundfunk- und Fernsehempfangsstörungen verursacht.

An zweiter Stelle steht die Forderung »möglichst frei«, d. h., daß sich in Antennennähe keine die Abstrahlung störende Hindernisse befinden

sollen. Als Hindernis bezüglich der Abstrahlung wirken besonders größere Metallflächen und -konstruktionen, Gebäude in Stahlbetonbauweise, Freileitungen, Gittermaste, metallische Dachrinnen usw.

An Antennenstandorten, in deren näherer Umgebung sich überwiegend waagerechte metallische Leiter größerer Ausdehnung befinden (z. B. Hochspannungs- und Fernmeldefreileitungen), ist es günstiger, vertikal polarisierte Kurzwellenantennen zu verwenden. Senkrechte Metallgebilde wie Stahlgittermaste stören bei horizontal polarisierter Antenne weniger. Ein Hindernis, auch wenn es sich in unmittelbarer Nähe der Antenne befindet, kann in seiner störenden Wirkung vernachlässigt werden, wenn seine räumliche Ausdehnung viel kleiner als die halbe Betriebswellenlänge der Antenne ist. Desgleichen stören auch größere Hindernisse nur unwesentlich, wenn ihre Höhe unterhalb der Antennenbauhöhe liegt. Erhebungen des Mittelgebirges oder sonstiger höhenmäßig ausgedehnter Objekte, die sich im Abstand von einigen Kilometern von der Antenne befinden, beeinträchtigen die Kurzwellenausbreitung im allgemeinen nicht.

Generell gilt, daß der störende Einfluß von Hindernissen in der Antennenumgebung um so geringer wird, je schärfer die Antenne bündelt und je kleiner der vertikale Öffnungswinkel der Abstrahlung ist. Die Empfehlung nicht zu kurz zu beruht auf der bereits getroffenen Feststellung, daß der Gewinn einer Antenne immer von deren räumlicher Ausdehnung abhängt. Als zu kurz betrachtet man eine Antenne immer dann, wenn ihre mechanische Länge so gering ist, daß sie nur durch Verlängerungsspulen oder Endkapazitäten in Halbwellenresonanz gebracht werden kann. Mechanisch stark verkürzte Antennen haben sehr geringe Frequenzbandbreite, kleinen Strahlungswiderstand bei gleichzeitig großen Verlustwiderständen und somit einen geringen Wirkungsgrad.

Abhängig von diesen Grundregeln stehen Kurzwellenhörer und Funkamateure vor der schwierigen Aufgabe, aus einer Vielzahl von Antennenformen jene auszuwählen, die unter Berücksichtigung der Standortmöglichkeiten und des Aufwands optimale Wirksamkeit ergeben. Dazu einige Empfehlungen.

Allbandantennen

Wohl niemand ist in der glücklichen Lage, für jedes Kurzwellenamateurband einen gesonderten Strahler errichten zu können. Deshalb sind Allbandantennen besonders beliebt. Sie bilden jedoch immer eine Kompromißlösung, zumindest für die Bänder 80 m und 40 m.

Bekanntester Vertreter ist die *W 3 DZZ*-Allbandantenne [2]. Die Brauchbarkeit dieser Bauform steht und fällt mit der Güte, Temperaturkonstanz und Wetterbeständigkeit der benötigten Sperrkreise. Bei annähernd gleichem Platzbedarf bietet die *G 5 RV*-Multibandantenne

ähnliche Ergebnisse [3]. Sie hat den Vorzug, ohne Sperrkreise auszukommen, ist aber bezüglich Speisung und Störstrahlung ungünstiger als die *W3DZZ*-Allbandantenne. Der Kurzwellenhörer, der nicht nur alle Amateurbänder, sondern auch den Kurzwellenrundfunk abhören möchte, ist mit einer T2 FD-Antenne am besten bedient [4].

Antennen für das 10-, 15- und 20-m-Band

Für den Weitverkehr auf diesen Bändern gibt es eine nach den praktischen Erfahrungen des Amateurfunkbetriebs günstigste Bauform: das Cubical Quad. Da es sich im Prinzip um eine Antenne mit vertikal gestockten Elementen handelt, ist ihr vertikaler Öffnungswinkel kleiner als der einer *Yagi*-Antenne gleichen Gewinns. Dadurch kommt das Cubical Quad auch mit einer geringeren Aufbauhöhe aus, ohne an Wirksamkeit zu verlieren. Ausführliche und nachbausichere Bauanleitungen sind unter anderem in [5] enthalten, wo auch Dreibandausführungen beschrieben werden.

Wer diesen Aufwand nicht betreiben kann, sollte sich enttäuschende Experimente ersparen und die klassische Form, den möglichst hoch angebrachten Halbwellendipol, wählen. Die Resonanzlänge L des in Bild 2 dargestellten Halbwellendipols errechnet man nach der Formel

$$L = \frac{142\,500}{f};$$

L in m, f in kHz.

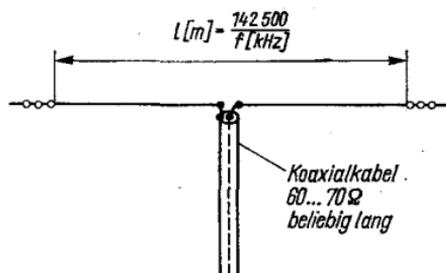


Bild 2
Halbwellendipol mit Speisung über Koaxialkabel

Sofern die Koaxialkabellänge nicht zufällig in einer Resonanzbeziehung zur Betriebswellenlänge steht, kann auf eine Symmetrierung des Kabels verzichtet werden.

In dicht bebauten Städten ist der Aufbau einer Groundplane (senkrechter Viertelwellenstrahler) auf dem Dach oft die einzige – aber keineswegs schlechteste – Möglichkeit [6]. Wer sich an die gegebenen Bemessungsvorschriften hält und mit der Anzahl der resonanten Radials nicht geizt,

erhält einen ausgezeichneten Strahler, der im praktischen Gebrauch einem horizontalen Halbwellenstrahler meist überlegen ist. Mehrbandausführungen sind möglich.

Antennen für das 40- und 80-m-Band

Da man bei diesen relativ »langen« Kurzwellen die für eine günstige Abstrahlung erforderliche Bauhöhe im allgemeinen nicht einmal annähernd erreichen kann, muß man nach günstigen Kompromißlösungen suchen. Dabei spielen die vorhandenen oder noch zu schaffenden Erdverhältnisse eine entscheidende Rolle. Allgemein gilt auch, daß mangelnde Aufbauhöhe teilweise durch eine möglichst große Antennenlänge ausgeglichen werden kann. Man sollte deshalb den zur Verfügung stehenden Raum mit möglichst langen Drähten ausfüllen. Solche Langdraht- oder auch V-Antennen [7] müssen durchaus nicht über die ganze Länge geradlinig verlaufen; sie können nach Bedarf bis zu 90° abgewinkelt werden. Horizontal geneigte Strahler zeigen sogar eine besonders günstige Abstrahlung, sofern ihre Drahtlänge mindestens 1 Wellenlänge beträgt.

Wer einen Hausgarten mittlerer Größe besitzt und den erforderlichen Holzmast beschaffen kann, sollte eine Drahtpyramide [8] für 80 m bauen. Sie behindert die Gartenarbeiten kaum, wird mit Koaxialkabel gespeist und bringt hervorragende Ergebnisse. Der zentrale Holzmast kann gleichzeitig als Träger für weitere Antennen dienen. Bei ungünstigen Aufbauverhältnissen ist die Zweiband-T-Antenne zu empfehlen, die mit einer Spannweite von 10,65 m und einer Aufbauhöhe von ebenfalls 10,65 m bzw. 8,70 m auskommt [9].

Natürlich kann man auch für das 80-m-Band mechanisch sehr stark verkürzte Antennen herstellen, wie sie z.B. beim Fahrzeugbetrieb (sogenannte Mobileantennen) üblich sind. Sie haben jedoch einen schlechten Wirkungsgrad, so daß sie für den ortsfesten Betrieb keinesfalls empfohlen werden können. Bei weitem günstiger ist es, wenn die Möglichkeit besteht, eine Antenne unter der Dachhaut im Gebälk zu verspannen. Obgleich nach TGL 200-7051 für Antennen unter der Dachhaut unter bestimmten Voraussetzungen auf eine Erdung zum Ausgleich atmosphärischer Überspannung verzichtet werden darf, sollte man im eigenen Interesse die bestehenden Bestimmungen zugunsten erhöhter Sicherheit auslegen [10]. Man muß sich beim Antennenbau immer bewußt sein, daß die erlassenen gesetzlichen Bestimmungen lediglich *Mindestforderungen* enthalten.

Auf Bemessungsangaben und Baubeschreibungen für die empfohlenen Antennenformen wurde in diesem Rahmen verzichtet. Sie sind ausführlich in der jedem Funkamateurl zugänglichen Literatur der Reihe Amateurbibliothek enthalten.

Literatur

Rothammel, K.: Antennenbuch, 7. Auflage, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

- [1] Seite 60, Abschnitt 3.2.3.3.: Der Zusammenhang zwischen Gewinn und Richtcharakteristik
- [2] Seite 156, Abschnitt 10.2.8.: Die W 3 DZZ-Allbandantenne
- [3] Seite 155, Abschnitt 10.2.7.: Die G 5 RV-Multibandantenne
- [4] Seite 180, Abschnitt 12.2.: Die T 2 FD-Antenne
- [5] Seite 215, Abschnitt 15.1.: Das Cubical Quad, und Seite 275, Abschnitt 18.8.: Die Dreiband-Cubical-Quad-Antenne
- [6] Seite 290, Abschnitt 19.4.1.: Die Groundplane-Antenne
- [7] Seite 170, Abschnitt 11.1.: Die L-Antenne als Allbandantenne, und Seite 173, Abschnitt 11.4. Die V-Antenne
- [8] Seite 161, Abschnitt 10.3.3.: Die Drahtpyramide
- [9] Seite 159, Abschnitt 10.3.1.: Die Zweiband-T-Antenne
- [10] Seite 530, Abschnitt 33: Gesetzliche Vorschriften für den Antennenbau

ELEKTRONIK-SPLITTER

Bei **Elektrolytkondensatoren** ist offenbar durch integrierte Schaltungen keine Abnahme der Stückzahl zu erwarten. Im Gegenteil, der Bedarf wird an Tantal-Elektrolytkondensatoren durch Verlagerung von statischen Kondensatoren auf Tantal-Elektrolytkondensatoren sowie durch geringfügige Verlagerung von Alu-Elektrolytkondensatoren zu Tantal-Elektrolytkondensatoren zunehmen.

Bei Alu-Elektrolytkondensatoren läßt sich Zu- und Abnahme des Bedarfs schwer voraussagen; feststeht, daß die Nennspannungen niedriger werden, was teilweise dazu führt, daß die Gerätehersteller auf Tantal-Elektrolytkondensatoren umstellen. Wahrscheinlich wird der Bedarf annähernd gleichbleiben. Zusammenfassend gilt für Elektrolytkondensatoren:

- zunehmender Bedarf an Tantal-Elektrolytkondensatoren,
- Bauform und Technologie wie bei den Tantal-„Pillen“,
- gleichbleibender Bedarf an Alu-Elektrolytkondensatoren,
- Verlagerung zu niedrigen Nennspannungen.

Eine Gerätegruppe, bei der sich dies etwas anders zeigt, sind Hi-fi-Stereoanlagen; Tantal-Elektrolytkondensatoren werden wegen ihres schlechten Rauschverhaltens nur an den Stellen benutzt, wo sich das Rauschen nicht nachteilig auf die Qualität der Geräte auswirkt. Dieses Rauschen soll bei der Tantal-„Pille“ besonders ausgeprägt sein. Man verwendet daher Wickelkondensatoren und — für höhere Kapazitätswerte — Alu-Elektrolytkondensatoren.

Seit nunmehr 30 Jahren ist die Frequenzmodulation im Amateurfunk populär. Jedoch erst jüngst läßt sich in dieser Modulationsart besonders auf den Bändern 28, 144 und 420 MHz eine stürmische Entwicklung feststellen. Besonders in der Sendetechnik ist der Aufwand zur Erzeugung eines FM-Signals im Vergleich zu allen anderen Modulationsarten kostenmäßig immer noch der geringste, und es läßt sich die Tatsache nicht leugnen, daß neben SSB gerade FM im Vergleich zur Amplitudenmodulation unschätzbare Vorteile aufweist, die jedoch nicht behandelt werden sollen.

Eine Voraussetzung zum einwandfreien Empfang ist jedoch, daß man einen speziell dafür ausgerüsteten Empfänger besitzt, der sich in einigen Punkten von den üblichen AM-, SSB- und CW-Empfangsgeräten unterscheidet. Nur in diesem Fall wird man die Vorzüge der Frequenzmodulation richtig schätzen lernen. Eine Kritik an dieser Betriebsart üben nur solche Amateure, die z. B. glauben, mit der einfachen Flankendemodulation kann man FM einwandfrei demodulieren.

Im folgenden sei eine Artikelserie von *WI KLK* [1] ausgewertet. Es werden die Grundforderungen des FM-RX behandelt, FM-Adapter für vorhandene Stationsempfänger beschrieben sowie ein Überblick über FM-Detektoren bis zu den praktisch neuesten Entwicklungen gegeben.

FM-Empfänger

Den Übersichtsschaltplan eines AM/SSB- und eines FM-Empfängers zeigt Bild 1. Um eine Empfindlichkeit von weniger als $1 \mu\text{V}$ zu erreichen, bedarf ein FM-RX eines Verstärkungsfaktors von mehreren Millionen, wesentlich zu hoch, um das stabil im Geradeausempfang zu verarbeiten, so daß stets der Superhetempfänger vorzuziehen ist. Die Unterschiede ergeben sich beim Vergleich der Übersichtsschaltpläne. Der FM-Empfänger hat ZF-Bandfilter größerer Bandbreite, einen anderen Detektor und zwischen ZF-Verstärker und Detektor mindestens eine Begrenzerstufe.

Im Betrieb gibt es bemerkenswerte Unterschiede zwischen beiden Empfängern hinsichtlich des Einflusses von AM- und Impulsstörungen

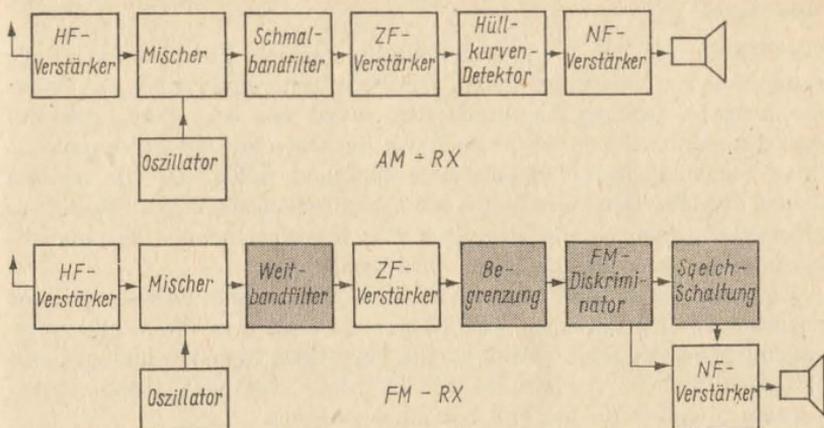


Bild 1 Übersichtsschaltplan von AM- und FM-Empfänger. Die besonders gekennzeichneten Baugruppen sind im FM-Empfänger andere als im AM-Empfänger

auf das ankommende Signal. Begrenzer- und Diskriminatorstufen des FM-RX eliminieren einen großen Teil der Impulsstörungen. Sorgfältige Gestaltung des ZF-Systems und des Phasenverlaufs im Detektor ergeben gute Störunterdrückung. FM-Empfänger haben eine ungewöhnliche Eigenschaft bei QRM, den sogenannten Einfangeffekt. Das lauteste Signal, nur 2- oder 3mal stärker als andere Stationen auf der gleichen Frequenz, wird allein demoduliert. Im Vergleich dazu wird ein S 9-AM- oder -CW-Signal bereits von einem benachbarten S 2-Träger empfindlich gestört.

Bandbreite

Das FM-Signal weicht bei Sprachmodulation nach ober- und unterhalb einer Zentralfrequenz aus. Der Frequenzhub kann im Standard 15, 5 oder 2,5 kHz betragen. Insbesondere den Frequenzhub von 2,5 bis 3 kHz bezeichnet man als NBFM oder Schmalband-Frequenzmodulation, die entsprechend den Lizenzbestimmungen in der DDR allein zugelassen ist. Der Bandbreitebedarf eines FM-Empfängers liegt beim 4,8fachen dieses Frequenzhubs, also bei 13 kHz für NBFM. Gerade bei FM ist der Bandfilteraufbau der ZF sehr sorgfältig zu überlegen, da auch die Phasencharakteristik große Bedeutung hat. Es verbreiten sich mehr und mehr HF-Quarzfilter führender Hersteller, wobei sich auch solche auf piezokeramischer Grundlage immer häufiger durchsetzen. Da nur mit NBFM gearbeitet werden soll, sei der Hinweis gegeben, daß der Breitband-FM-Empfänger den Empfang von NBFM gestattet, aber nicht umgekehrt!

Begrenzung

Bei Einführung der Frequenzmodulation galt als Hauptargument die rauschfreie Empfangsmöglichkeit. Die Begrenzerstufen im FM-RX haben die Aufgabe, jegliche Amplitudenmodulation aus dem Eingangssignalspektrum zu entfernen, wobei auch das Rauschen und die Störimpulse in diese Signalkategorie (Amplitudenmodulation) fallen. Da die meisten Typen von FM-Detektoren auch auf Amplitudenänderungen des Signals ansprechen, reinigen die Begrenzer das Signalspektrum, und nur die gewünschte Frequenzmodulation wird demoduliert.

Begrenzerstufen kann man mit Röhren, Transistoren oder integrierten Schaltungen (IS) aufbauen. Bei Röhren z. B. hat man die Versorgungsspannungen so zu wählen, daß bereits bei kleinen Signalspannungen eine Beschneidung der Amplitude auftritt. Steile Pentoden (keine Regel-pentoden) sind in diesem Fall besonders geeignet.

Am Eingang des Begrenzers muß bereits ein großes Signal vorhanden sein, um eine hochwertige Klippung zu erreichen. Signalwerte sind: mehrere Volt für Röhren-, 1V für Transistor- und mehrere hundert Mikrovolt für IS-Begrenzer. Bei einem HF-Eingangssignal von $0,2 \mu\text{V}$ soll bereits die Begrenzung beginnen, so daß zwischen Antenne und Begrenzerstufe eine beträchtliche Verstärkung erfolgen muß. Bei guten FM-Geräten rechnet man mit etwa 8 Röhrenstufen bzw. 9 Transistorstufen vor dem Begrenzer, IS gestatten vereinfachte Schaltungen.

Einige Begrenzerschaltungen in Röhren-, Transistor- und IS-Technik enthalten Bild 2a bis Bild 2f. Während Bild 2a eine 2stufige Röhrenschaltung zeigt, findet man in Bild 2b einen 2stufigen Transistorbegrenzer.

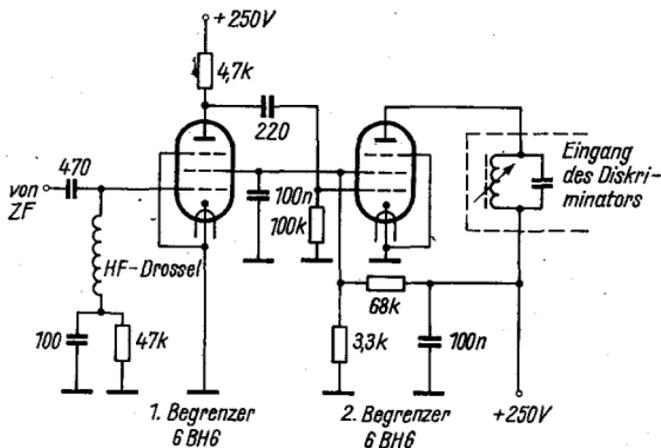


Bild 2a 2stufige Begrenzerschaltung in Röhrentechnik. Statt der 6BH6 kann mit Erfolg z. B. die EF 80 eingesetzt werden

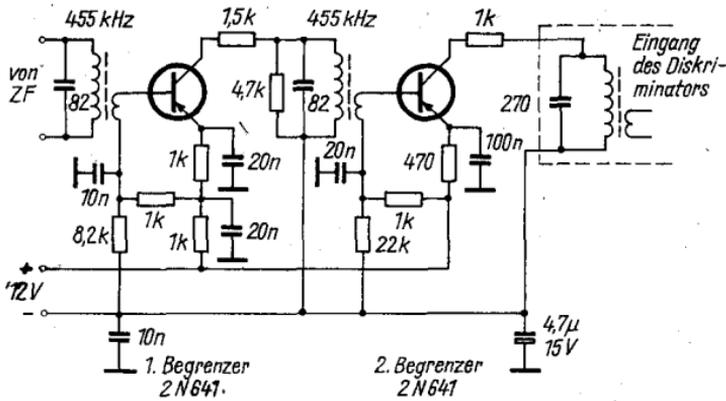


Bild 2b 2stufige Begrenzerschaltung in Transistortechnik. Statt der Transistoren 2 N 641 können die NF-Typen SC 207 eingesetzt werden. Spannung und Elkos umpolen!

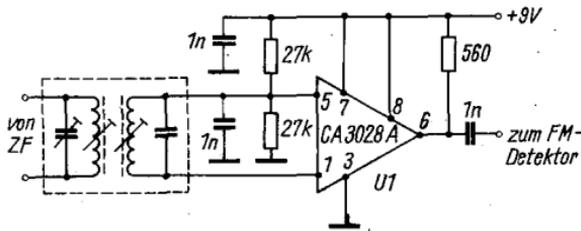


Bild 2c Begrenzerschaltung mit Differential-IS

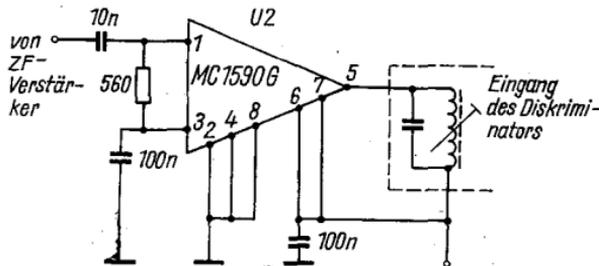
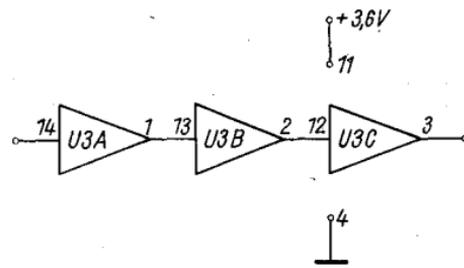


Bild 2d Begrenzer mit hochverstärkender linearer IS



U3 = Motorola 1/2 MC 789 P

Bild 2e Begrenzer mit Digital-Inverter

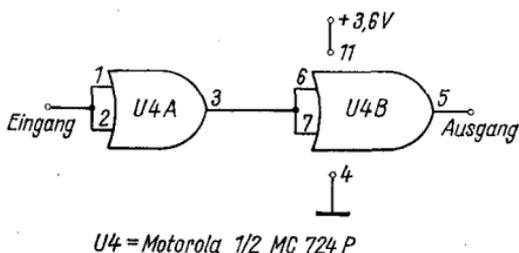


Bild 2f
Begrenzer mit Digital-Torschaltung

Die Eingangsspannung, bei der die Begrenzung einsetzt, nennt man Begrenzerkniespannung. Moderne IS haben eine Begrenzung von 100 mV (Schaltung Bild 2c) oder 200 μ V (Bild 2d). Digital-IS-Inverter oder -Torschaltungen sind gleichfalls gute Begrenzer (s. Bild 2e und Bild 2f).

Rauschunterdrückung

Die hohe erforderliche Verstärkung im FM-Empfänger verlangt noch eine weitere wichtige Schaltungseinheit, die Rauschunterdrückungseinheit (auch als Squelch-Einheit bezeichnet). Bei 140 dB oder größerer Verstärkung vor dem FM-Detektor hört man im Lautsprecher des FM-Empfängers bei fehlendem Eingangssignal ein sehr starkes, belästigendes Rauschen. Im allgemeinen wird man daher das Detektorausgangssignal einmal auf eine NF-Torschaltung und zum anderen auf einen Rauschsignalverstärker geben, dessen gleichgerichtetes Signal das NF-Tor schließt, wenn Rauschen ansteht, oder öffnet, wenn ein Nutzsignal vorhanden ist. Diese Schaltschwelle läßt sich einstellen und kann bereits bei einem Antennen-

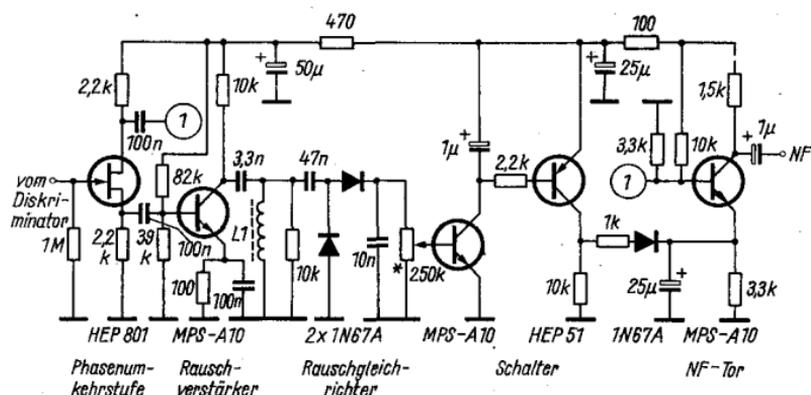


Bild 3 Hochempfindliche Squelch-Schaltung. L 1 ist eine 88-mH-Drossel. Austausch-typen für Transistoren sind SC 207 für MPS-A 10 und SM 104 für HEP 801 sowie GF 126 für HEP 51

signal von $0,1 \mu\text{V}$ das NF-Tor aufsteuern. Eine Squelch-Schaltung wurde bereits in [2] veröffentlicht. Bild 3 enthält einen weiteren Schaltungsvorschlag für moderne empfindliche, mit Halbleitern bestückte FM-Empfangsgeräte.

FM-Detektoren

Der erste bekannt gewordene FM-Detektor ist der Frequenzdiskriminator, dessen Charakteristik Bild 4 zeigt. Hat das FM-Signal keine Modulation

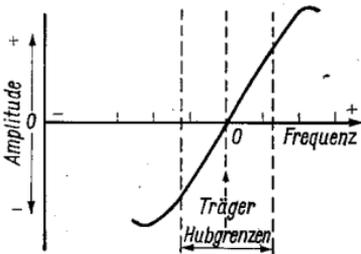


Bild 4
Charakteristik des FM-Diskriminators

und befindet sich der Träger im Punkt 0, so verläßt den Detektor kein Signal. Läuft das FM-Signal nach hohen Frequenzen, so steigt das gleichgerichtete Signal in positiver Richtung und bei einem FM-Signal nach tieferen Frequenzen in negativer Richtung. Im linearen Bereich der Kurve erfolgt eine lineare Umwandlung von FM in AM.

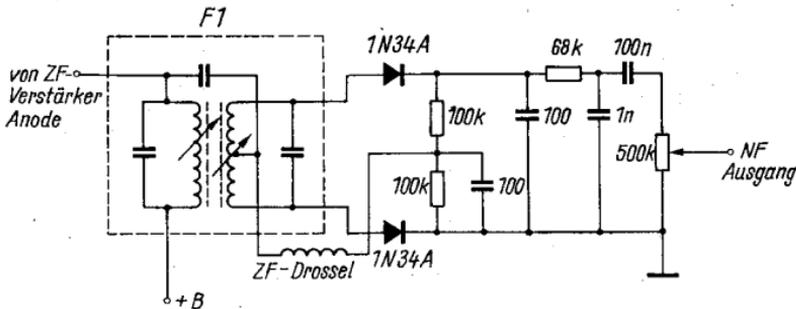


Bild 5 FM-Diskriminator. Die 1 N 34 A können durch GA 101 ersetzt werden

Eine weitverbreitete Diskriminatorschaltung ist in Bild 5 dargestellt. Das FM-Signal wird mit Hilfe des Übertragers F 1 in AM umgesetzt. Die auf der Sekundärseite von F 1 induzierte Spannung ist mit dem Strom in der Primärseite um 90° außer Phase. Das Primärsignal wird aber auch der Mittelanzapfung der Sekundärseite von F 1 zugeführt. Die Sekundärspannungen auf jeder Seite der Mittelanzapfung kombinieren sich mit

dem Primärsignal und ergeben nach Gleichrichtung bei fehlender FM-Modulation ein Nullsignal. Bei Veränderung der Eingangsfrequenz verschiebt sich die Phase der Spannungskomponenten, so daß auf einer Seite der Sekundärwicklung die Spannung zunimmt, auf der anderen Seite abnimmt. Die Differenz beider Ausgänge ergibt nach Gleichrichtung den NF-Ausgang.

Auf der Suche nach weiteren einfachen FM-Modulatoren wurde 1946 der Ratiodetektor gefunden. Ursprünglich wurde hier auf eine Vorbegrenzung verzichtet, da dieser Detektor lediglich auf das Verhältnis (Ratio) der Amplituden auf beiden Hälften der Diskriminator-Sekundärwicklung anspricht. Eine aktuelle Schaltung zeigt Bild 6. Auf ihre Wirkungsweise sei nicht eingegangen. Eine Begrenzerstufe vor dem Ratiodetektor ist jedoch zu empfehlen. Ratiodetektor und Diskriminator sind in der FM-Modulationsleistungsfähigkeit etwa gleichwertig; obwohl rein theoretisch der Diskriminator 2mal empfindlicher sein soll, fällt das in der praktischen Schaltung nicht meßbar ins Gewicht.

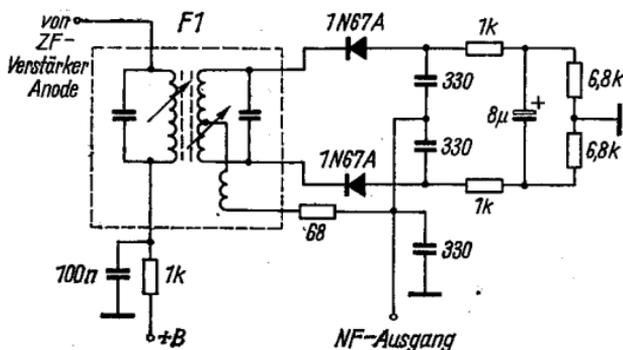


Bild 6 FM-Ratiodetektor. Die 1 N 67 A können durch GA 105 ersetzt werden

Schwierigkeiten bei der Justierung von LC-Diskriminatoren haben zur Weiterentwicklung der FM-Detektoren geführt, besonders solcher, die kaum oder keine Justage erfordern. Da ist zunächst der Kristalldiskriminator [3], bestehend aus einem Quarzresonator, geshuntet mit einer Induktivität an Stelle des abgestimmten Sekundärkreises des Diskriminatorübertragers. Eine typische Schaltung zeigt Bild 7. L 2 ist dabei mit der Serienschaltung C 2 C 3 und der Bürdekapazität des Quarzes auf der Quarzfrequenz in Resonanz. Die C- und L-Werte sind von der gewünschten Bandbreite abhängig. Nähere Angaben fehlen.

Einen weiteren transformatorlosen FM-Detektor beschreibt Kubo [4]. Aktive Elemente erzeugen die sonst durch den Diskriminatorübertrager hergestellten Phasenbeziehungen. Die Schaltung nach Bild 8 arbeitet bis

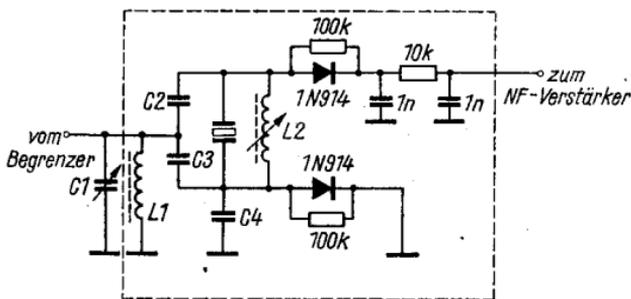


Bild 7 FM-Kristalldiskriminator. Die 1 N 914 können durch SAY 10 ersetzt werden. C 1 und L 1 sind resonant auf der ZF, C 2 ist im Wert gleich C 3, C 4 korrigiert Schaltungsunsymmetrie

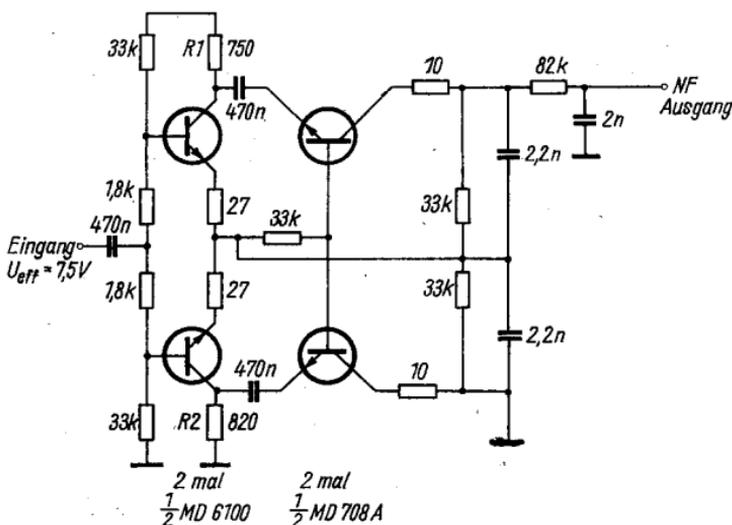


Bild 8 Transformatorloser FM-Diskriminator. Mit R 1 wird die Schaltung symmetriert. Die Transistoren MD 6100 und MD 708 A sind ausgesuchte Transistorpärchen. Alle Widerstände nur 5 % Toleranz, alle Kondensatoren nur 10 % Toleranz

1 MHz. Normalerweise müßten R 1 und R 2 gleich groß sein. Doch wird mit R 1 die Kreisbalance hergestellt. Die verwendeten Doppeltransistoren MD 6100 und MD 708 A sind gepaarte Typen, die durch passende Pärchen ersetzt werden können. Die Toleranzen der Widerstände sollen 5 % nicht überschreiten, da hochwertige Symmetrie notwendig ist.

Ein Produkt moderner Stereo-FM-Technik ist der Brückendiskriminator [5], der in Bild 9 wiedergegeben wird. Es handelt sich um eine abgegliche Speiseleitungsbrücke. Die physikalischen Dimensionen der

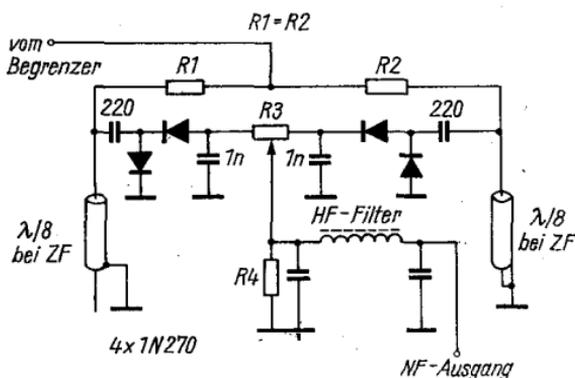


Bild 9 Brücken-FM-Diskriminator. Statt der ausgesuchten 1 N 270 Dioden können 2 Pärchen 2 GA 113 eingesetzt werden. R 1 ist gleich R 2 und realisiert eine gewünschte Eingangsimpedanz

$\lambda/8$ -Speiseleitungsstücke beschränken den Einsatz auf hohe Frequenzen, obwohl eine sehr verzerrungsarme FM-Demodulation möglich ist. Zum Abgleich wird lediglich bei Einspeisung eines CW-Signals mit R 3 auf Nullspannung am Punkt C eingestellt.

IS erlauben kompakten Aufbau komplexer FM-Detektoren. Einen sogenannten Impulzzähl-detektor zeigt Bild 10. Mit einfacher RTL-Logik

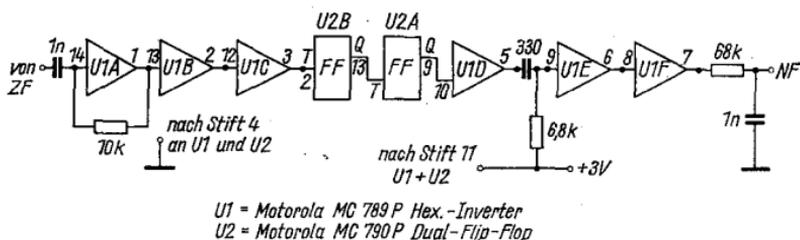


Bild 10 Impulzzähl-FM-Detektor mit RTL-Logik

benötigt dieser Detektor 200 mV aus dem ZF-Kanal [6]. Der 1. Inverter U1A arbeitet als Linearverstärker, die nächsten 2 Stufen als Begrenzer (U1B und U1C). Die Ausgangsimpulskette wird durch 2 Flip-Flops durch vier geteilt (U2A und U2B) und triggert einen monostabilen Multivibrator, dessen Periode auf weniger als die halbe Periode der ZF gesetzt wird, also bei 455 kHz auf 800 ns. Das Ausgangssignal des Multivibrators besteht aus 800-ns-Impulsen, deren Folgefrequenz direkt proportional der Frequenzänderung des FM-Signals ist. Das Signal wird verstärkt und durch ein Deemphasis-Netzwerk wieder in NF umgewandelt.

Der Impulszähldetektor hat verschiedenste Vorteile. Neben einer sehr linearen FM-Demodulation wird das Rauschen selbsttätig gesperrt, so daß keine weitere Rauschunterdrückung notwendig ist. Die obere Frequenzgrenze der RTL-Logik liegt bei 2 MHz. Schnellere logische Systeme, wie TTL, erlauben jedoch ZF-Systeme von 2 bis 20 MHz. Ein Viertransistor-Digitaldiskriminator wird von Schmitzer in [7] beschrieben.

TV-Hersteller sind inzwischen Großabnehmer von IS. So wird eine Anzahl von Quadratur- und Hüllkurven-FM-Detektoren angeboten, die über den Rahmen dieses Beitrags hinausgehen. 2 Beispiele seien jedoch in Bild 11 und Bild 12 zur allgemeinen Information wiedergegeben.

Auch der Produktdetektor mit phasengerastetem Oszillator, der sogenannte Phasenschleifendetektor, ist ein exzellenter FM-Detektor, der heute bereits komplett als IS hergestellt wird. Der Phasenschleifen-detektor wurde bekannt durch den Empfang von Signalen im Rauschen [8], und eine explizit ausgeführte Schaltung ist in [9] zu finden.

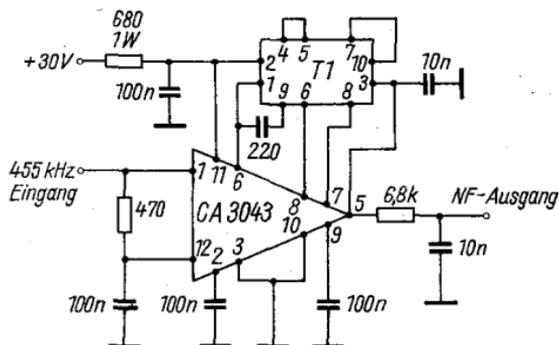
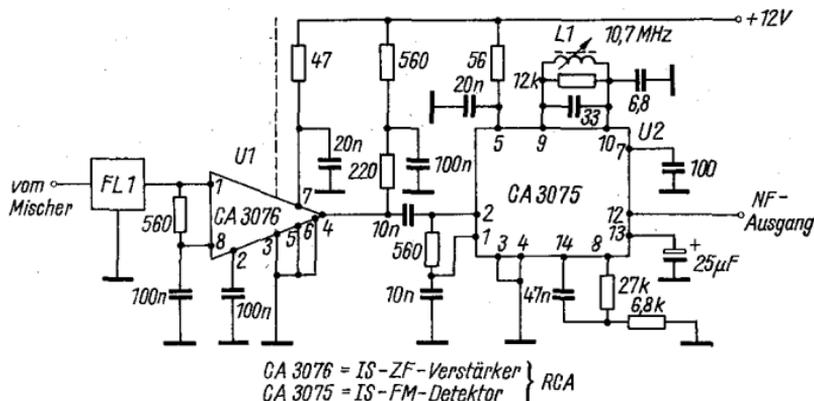


Bild 11
FM-Diskriminator in
IS-Technik, F 1 ist ein
Miniatur-Diskriminator-
übertrager



CA 3076 = IS-ZF-Verstärker } RCA
CA 3075 = IS-FM-Detektor }

Bild 12 ZF-Verstärker und FM-Detektor in IS-Technik; FL 1 ist ein
KVG XF-107B-HF-Quarzfilter. L 1 ist variabel zwischen 4,24 und 5,20 µH

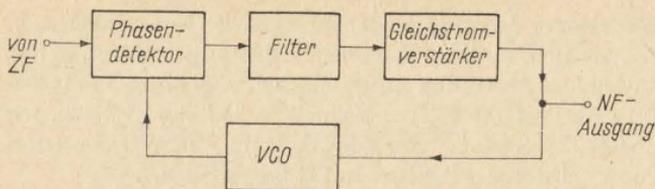
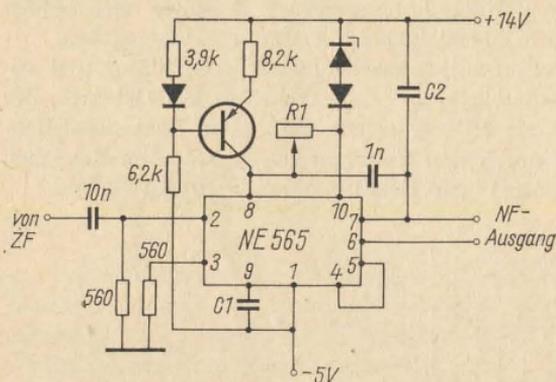


Bild 13 Grundschiung eines Phasenschleifen-FM-Detektors



$$\begin{aligned} \text{VCO-Frequenz } f_0 &= 1/(4 \cdot R_1 \cdot C_1) \text{ [Hz]}; R_{1\text{opt.}} = 4 \text{ k}\Omega \\ \text{Rastfrequenzbereich } f_L &= \pm 8 \cdot f_0 / V_{CC} \text{ [Hz]} \\ \text{Frequenzfangbereich } f_c &= (1/2\pi) \cdot 2 \cdot f_L / [(3,6 \cdot 10^3) \cdot C_2] \text{ [Hz]} \end{aligned}$$

Bild 14 } Phasenschleifen-FM-Detektor in IS-Technik. Der Phase-locked Signal-Demodulator NE 565 stammt von der Firma Signetics Corp. und kann bis 500 kHz eingesetzt werden. Für Frequenzen bis zu 30 MHz gibt es den Typ NE 561

Die Grundschiung besteht aus dem Phasendetektor (Produkt-detektor), einem Filter, einem Gleichspannungsverstärker und einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO) auf einer Frequenz in der Nähe des Eingangssignals (Bild 13). Der Phasendetektor erzeugt eine Fehlerspannung bei Abweichung der VCO-Frequenz von der Eingangsfrequenz. Diese Fehlerspannung wird durch ein Filter an den VCO und dessen Signal wieder an den Phasendetektor weitergegeben, wobei mit Hilfe der Fehlerspannung der VCO stets der ZF folgt. Da die Fehlerspannung stets ein Abbild der NF-Frequenzverschiebung des Eingangssignals ist, wirkt der Phasenschleifendetektor sofort als FM-Detektor. Eine ausgeführte Schaltung in IS-Form zeigt Bild 14.

FM-Empfangsadapter

Der FM-Empfangsadapter dient zur Nachrüstung von Stationsempfängern für den FM-Empfang. Auf jeden Fall muß der Empfänger bereits eine

ZF-Bandbreite von mehr als 6 kHz aufweisen, um wenigstens NBFM empfangen zu können. Ist dies nicht der Fall, so muß man einen separaten ZF-Kanal für FM-Empfang nachrüsten. 2 röhrenbestückte FM-

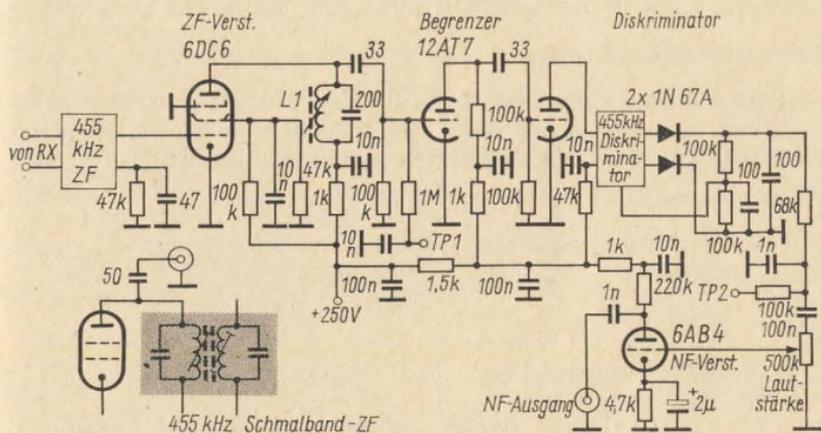


Bild 15 455-kHz-FM-Empfangsadapter in Röhrentechnik. Bei Schmalband-ZF kann der Adapter wie gezeigt am Eingang des 1. 455-kHz-ZF-Filters angeschlossen werden. Röhrenäquivalente findet man leicht selbst. TP 1 und TP 2 sind herausgeführte Meßbuchsen

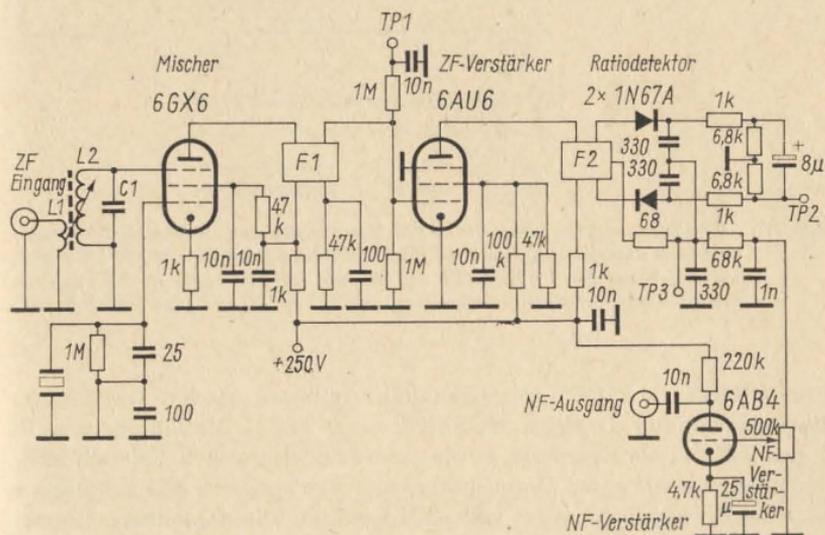


Bild 16 5,5-MHz-FM-Empfangsadapter in Röhrentechnik. F 1 ist ein TV-ZF-Übertrager, F 2 ein TV-Ratiodetektor-Übertrager. L 1 und L 2 sind der Eingangszf anzupassen. Die Frequenz des Quarzoszillators entspricht der Summe von Eingangszf plus 5,5 MHz. TP 1 bis TP 3 sind herausgeführte Meßbuchsen

Empfangsadapter sind in Bild 15 und Bild 16 wiedergegeben. Man kann bei einiger Überlegung diese Schaltungen für die Lösung des eigenen Geräteproblems abwandeln.

Modernes FM-RX-Design

Es wäre fehl am Platz, nun noch die Konstruktion kompletter FM-Empfänger anzuführen und dafür einige Beispiele zu bieten. Modernes FM-RX-Design sei lediglich am Übersichtsschaltplan (Bild 17) eines

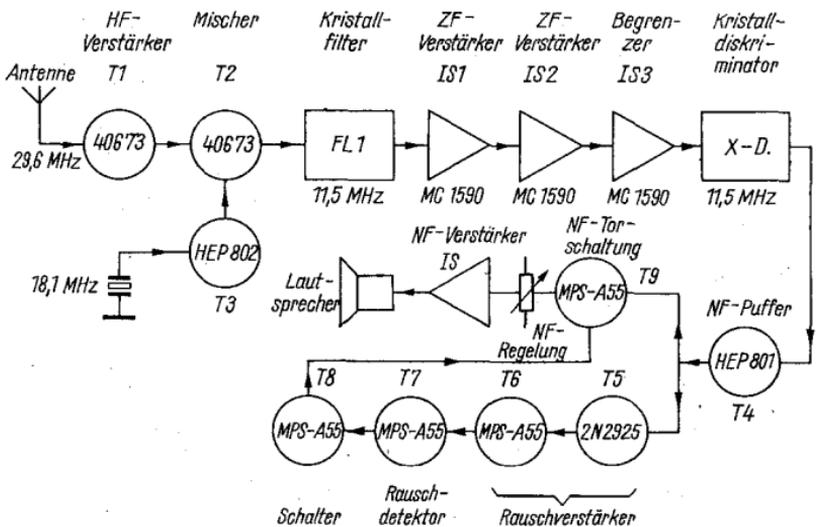


Bild 17 Übersichtsschaltplan eines 10-m-FM-Empfängers mit Kristalldiskriminator. Besondere Bauelemente sind die diodengeschützten Dual-Gate-MOSFET 40673, das HF-Filter FL1 (KVG XF 107 B), die IS MC 1590 in ZF und Begrenzer sowie der Kristalldiskriminator KVG 107-01 und eine 2-W-NF-IS

10-m-FM-RX für NBFM mit Kristalldiskriminator gezeigt. Der Einsatz diodengeschützter Dualgate-MOSFET, eines HF-Kristallfilters, von IS in der ZF und als Begrenzer, sowie eines handelsüblichen Kristalldiskriminators zeigt die ganze Problematik beim Bau spezieller FM-Empfänger höchster Empfindlichkeit bei voller FM-Qualität. Diese Qualität soll wirklich nur dem Spezialisten vorbehalten bleiben. Für andere Amateure sei auf den FM-Empfangsadapter zur Nachrüstung des bereits vorhandenen Stationsempfängers hingewiesen. Der Aufwand ist in diesem Fall nicht allzu groß und mit handelsüblichen Teilen zu realisieren.

Literatur

- [1] *Blakeslee, D. A.*: Receiving FM, Part 1 to 4, QST 55 (1971), Heft 1 bis 4
- [2] —: Transistorisierte AGC-Squelch-Schaltungen, FUNKAMATEUR 20 (1971) 1, Seite 23 bis 24
- [3] *Schmitzer*: Experiments with a Crystal Discriminator, VHF Communications 1970, Augustheft
- [4] *Kubo*: Inexpensive F. M. Telemetry with Active Circuits, Electronic Engng. 1970, Juliheft
- [5] *Modafferi*: A New Low-Distortion FM Tuner, IEEE Transact. on Broadcast a. TV Receivers, 1970, Novemberheft
- [6] *Bisey*: No Tuned Circuits in an IC Wide-Range FM Discriminator, Electronics, 1969, Novemberheft
- [7] *Schmitzer*: A Digital Discriminator Accessory for FM-Demodulation, VHF Communications, 1970, Maiheft
- [8] —: Nachrichtensysteme mit höchster Empfindlichkeit, FUNKAMATEUR 18 (1969) 4, Seite 186 bis 187
- [9] —: Empfang von OSCAR-5, FUNKAMATEUR 21 (1972)

ELEKTRONIK-LITERATUR

Dickschichtenanordnungen werden zur Zeit nur vereinzelt benutzt; bei Rundfunkempfängern mit eingegrenztem Volumen (z.B. Autoradios) findet man sie gelegentlich. In Zukunft könnte eine Kombination in Verbindung mit monolithischen ICs von Interesse sein. Dies dürfte sich besonders dort auswirken, wo der reinen monolithischen Technik Grenzen gesetzt sind, nämlich bei Stufen, die eine Frequenz verarbeiten müssen, die oberhalb 50 MHz liegt. So ist z.B. eine echte Integration im Tuner nur in Verbindung mit Dickschichttechnik möglich.

Die Fuchsjagden im Nachrichtensport der *Gesellschaft für Sport und Technik* sind sehr beliebt, da sie neben technischen Kenntnissen auch sportlichen Einsatz verlangen. Damit ist die Fuchsjagd besonders geeignet zur Heranbildung von Jugendlichen, die sich im Nachrichtensport auf den Ehrendienst in der Nationalen Volksarmee vorbereiten. Aber auch ältere Funkamateure beteiligen sich gern an der Fuchsjagd, um ihr Wissen und Können im Wettkampf mit anderen unter Beweis zu stellen.

Fuchsjagden werden ausgetragen mit Frequenzen im 80-m-Band oder im 2-m-Band. Aufgabe des Fuchsjägers ist es, mit einem Peilempfänger im Gelände versteckte Kleinsender (sog. Füchse) aufzuspüren. Nachfolgend wird über die Schaltungstechnik der Peilempfänger für die 80-m-Fuchsjagd berichtet.

1. Der Eingangskreis

Die Spule des Eingangs-Schwingkreises muß so aufgebaut werden, daß mit ihr Richtungspeilungen möglich sind. Diese Möglichkeiten hat man mit der Peilrahmenspule (Bild 1) oder mit einer Ferritantenne (Bild 2).

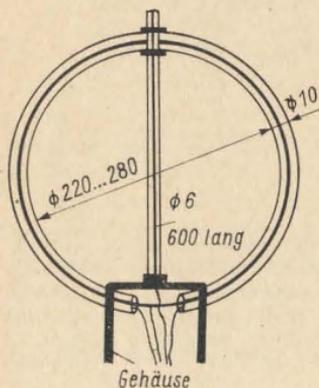


Bild 1 Peilrahmenantenne
für die 80-m-Fuchsjagd

Allerdings erhält man mit dieser Anordnung keine eindeutige Richtungsbestimmung, da 2 Minima bzw. 2 Maxima auftreten. Deshalb schaltet man zusätzlich an den Eingangskreis eine Stabantenne von etwa 600 mm Länge. Dadurch wird die Empfindlichkeitskurve mit Achtercharakteristik zu einer Kardioide (Herzform) verformt, so daß eine eindeutige Richtungsbestimmung zum angepeilten Fuchssender hin möglich ist.

1.1. Die Peilrahmenspule

Für den Peilrahmen wird die runde Form bevorzugt, da sie sich leichter herstellen läßt (Bild 1). Geeignet ist Aluminiumrohr von etwa 10 mm Durchmesser. Als Rahmendurchmesser sind 220 bis 280 mm ausreichend, wobei mit zunehmendem Durchmesser die HF-Empfindlichkeit ansteigt. Beim Biegen des Rahmens vermeidet man Knickstellen, wenn man das Rohrstück vorher mit feinem Sand füllt und an den Enden fest verschließt. Als Spule werden in den Rahmen 5 bis 6 Wdg. aus Schmelzdraht 0,5 mm eingezogen [1]. An die 1. Wdg. (vom masseseitigen Ende gerechnet) bringt man eine Anzapfung an. Heute werden ausschließlich Transistoren im Peilempfänger verwendet, und diese haben einen niedrigen Eingangs-widerstand.

Die Enden des Rahmens werden fest mit dem Gehäuse des Peilempfängers verbunden, wie Bild 1 zeigt. Ebenso wird daran die Teleskop-Stabantenne befestigt, die man nochmals oben am Peilrahmen festlegt. Natürlich sind auch andere konstruktive Lösungen für den Aufbau möglich.

1.2. Die Ferritstabspule

Meist wird heute bei 80-m-Peilempfängern dem Ferritstab der Vorzug gegeben (Bild 2). Er behindert nicht den Fuchsjäger im dichtbewach-

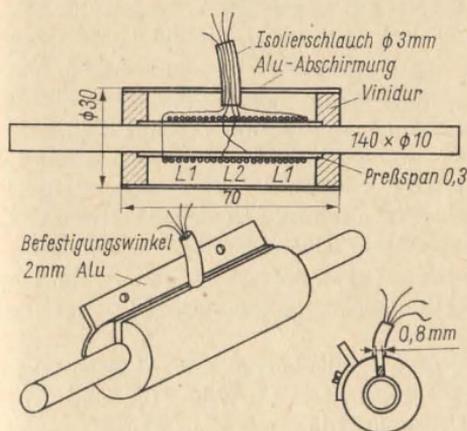


Bild 2
Aufbauskinne
für eine Ferritstab-Peilantenne

senen Gelände, und die gesamte Konstruktion wird zudem kleiner. Allerdings muß der Ferritstab vor Beschädigungen geschützt und die Spule muß abgeschirmt werden. Außerdem ist die HF-Empfindlichkeit einer Eingangsschaltung mit Ferritstab geringer als bei Anwendung der Peilrahmenspule. Bild 2 gibt einen möglichen Aufbau für eine Ferritstabspule wieder [2]. Auf jeden Fall ist zu beachten, daß die Aluabschirmung durch einen Schlitz (0,8 bis 1 mm breit) unterbrochen sein muß, sonst bildet die Abschirmung über dem Ferritstab eine Kurzschlußwindung! Die Wicklung der Schwingkreisspule L_1 wird in zwei Hälften aufgeteilt, dazwischen kommen die wenigen Ankopplungswindungen für die niederohmige Transistoreingangsschaltung. Die Wicklungsdaten sind abhängig vom verwendeten Ferritstab und von der Kreiskapazität des Schwingkreises. Sie liegen im Bereich von 20 bis 30 Wdg., für die Ankopplungswicklung bei 1 bis 3 Wdg.

2. Der Fuchsjagd-Geradeempfänger

In der Schaltungspraxis wird heute von den Fuchsjägern fast ausschließlich die Superhetschaltung verwendet; sie läßt sich mit Transistoren relativ einfach verwirklichen. Allerdings greift mitunter der Anfänger gern zur Geradeempfängerschaltung, weil sie wenig Meßpraxis erfordert. Derartige Schaltungen wurden in der Zeitschrift FUNKAMATEUR veröffentlicht. Als Beispiel sei die Konstruktion eines sowjetischen Funkamateurs vorgestellt, die sich durch eine ideenreiche Schaltungstechnik auszeichnet [1]. Die Schaltung in Bild 3 stellt einen 3-Kreis-Geradeempfänger mit einem 3stufigen NF-Kopfhörerverstärker dar. Die beiden HF-Stufen sind jeweils mit 2 HF-Transistoren in Kaskodeschaltung bestückt. Dadurch erhält man eine gute Anpassung an die HF-Kreise und eine geringe Schwingneigung der Schaltung. Voraussetzung ist allerdings, daß die HF-Kreise durch Blechkappen gut abgeschirmt werden.

Der Eingangskreis enthält die Peilrahmenspule nach Bild 1 und einen Trimmerkondensator, mit dem der Fuchssender empfangsmäßig eingestellt wird. Da 80-m-Fuchsjagden meist im Bereich 3,5 bis 3,6 MHz durchgeführt werden, genügt es, wenn man L_2 und L_4 auf 3,55 MHz abstimmt. Die Basisvorwiderstände werden in ihren Werten so gewählt, daß ein Kollektorstrom von etwa 0,5 mA fließt. An die Peilrahmenspule wird mit einem Kippschalter die Stabantenne zur Seitenbestimmung angeschaltet. Der NF-Kopfhörerverstärker ist problemlos; die Kollektorströme der beiden Vorstufen werden auf etwa 0,2 mA eingestellt, für den Endtransistor auf etwa 10 mA. Mit dem Potentiometer 5 k Ω wird die HF-Verstärkung geregelt.

Für die HF-Kreise verwendet man Spulenkörper mit Abgleichkern, etwa 6 bis 8 mm Durchmesser; $L_2 = L_4 = 45$ Wdg., 0,2-mm-CuL; $L_3 = 10$ Wdg., 0,2-mm-CuL; $L_5 = 30$ Wdg., 0,2-mm-CuL.

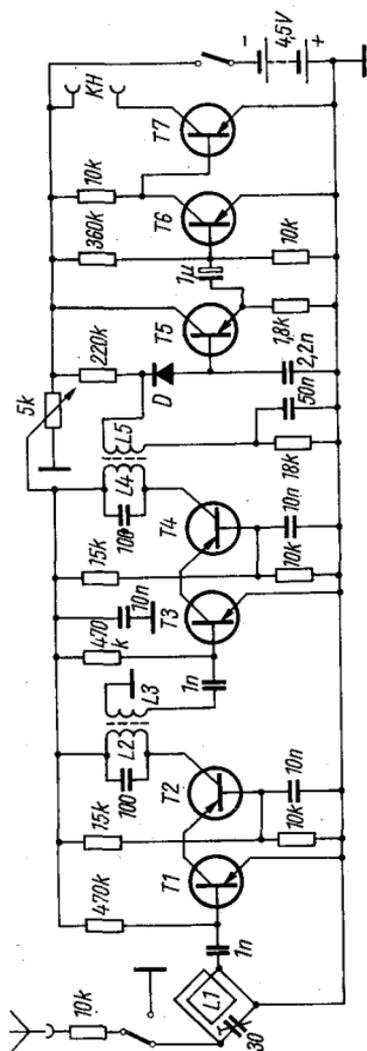


Bild 3 3-Kreis-Geradeaus-Peilempfänger mit HF-Kaskodestufen

Als HF-Transistoren eignen sich der *GF 120* bzw. *GF 130*, für die NF-Stufen der *GC 100* bzw. *GC 116*; als Diode der Typ *GA 100*.

3. Der Fuchsjagd-Superhetempfänger

Ein Superhetempfänger besteht aus dem HF-Eingangsteil, in dem die Empfangsfrequenz mit einer Oszillatorfrequenz in die Zwischenfrequenz (ZF) umgesetzt wird, dem ZF-Teil, der die erhaltene Zwischenfrequenz

selektiv weiterverstärkt und anschließend demoduliert, und aus dem NF-Kopfhörerverstärker, der die nach der Demodulation vorhandene NF-Spannung verstärkt. Als Zusatz gehört noch ein ZF-Überlagerungsoszillator (BFO) dazu, um nichtmodulierte Sendungen (Telegrafie) hörbar zu machen.

3.1. Das HF-Eingangsteil

Im einfachsten Fall besteht das HF-Eingangsteil eines Peilsuperhets aus einer selbstschwingenden Mischstufe, Bild 4 [3]. An der Basis des HF-Transistors (*GF 120*, *GF 130*) liegen die Ferritantenne und ein regelbarer Anschluß für die Stabantenne zur Seitenbestimmung bei der Peilung.

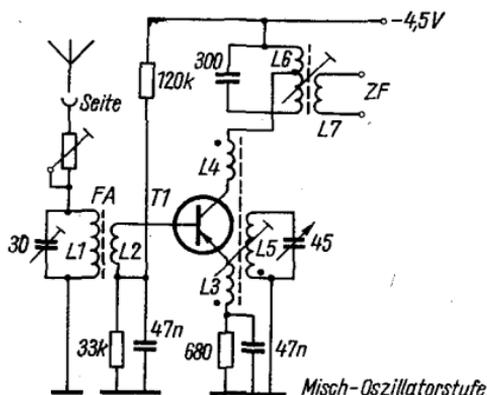


Bild 4
Schaltung
einer selbstschwingenden
Mischstufe für 80-m-Peilsuper

Dieser Eingangskreis wird mit dem Trimmerkondensator fest auf 3,55 MHz abgestimmt. Zwischen Kollektor und Emitter wird die Oszillatorschwingung erzeugt (3965 bis 4065 kHz), mit der Eingangsfrequenz 3;5 bis 3,6 MHz erhält man dann die feste ZF von 465 kHz. Über eine Kopplungswicklung wird am ZF-Filterkreis die ZF einem nachfolgenden ZF-Verstärker zugeführt. Auf die Frequenz des Fuchssenders stimmt man mit dem Oszillatordrehkondensator 45 pF ab.

Für einen Ferritstab 10 mm Durchmesser, 145 mm lang, hat $L 1 = 32$ Wgd., HF-Litze $20 \times 0,05$; $L 2 = 3$ Wgd., HF-Litze $20 \times 0,05$. Die Oszillatortspule mit einem HF-Spulenkörper 6 bis 8 mm Durchmesser und HF-Abgleichkern hat etwa folgende Windungszahlen: $L 3 = 5$ Wdg., 0,2-mm-CuL; $L 4 = 8$ Wdg., 0,2-mm-CuL; $L 5 = 40$ Wdg., 0,2-mm-CuL. Bei $L 6$ sind es etwa $50 + 60$ Wdg., HF-Litze $5 \times 0,05$, bei $L 7 = 10$ Wdg., HF-Litze $5 \times 0,05$.

Günstiger ist es, beim Peilsuper eine HF-Vorstufe vorzusehen, um die HF-Empfindlichkeit der Schaltung zu erhöhen. Diese HF-Vorstufe muß man in ihrer Verstärkung regeln können, um auch noch peilen zu können, wenn man sich in der Nähe des Fuchssenders befindet. Zur Abstimmung

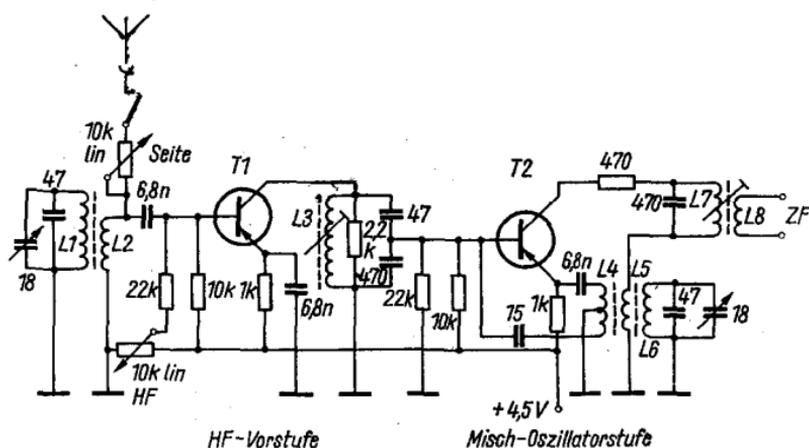


Bild 5 HF-Eingangsteil für 80-m-Peilsuper, bestehend aus HF-Vorstufe und Mischoszillatorstufe

auf die Fuchssenderfrequenz wird entsprechend Bild 5 ein 2fach-Drehkondensator 2×18 pF verwendet [4]. Abgestimmt werden damit der Eingangskreis und der Oszillatorkreis, der Zwischenkreis liegt fest auf 3,55 MHz. Der 1. Transistor arbeitet als HF-Verstärker, der 2. als selbstschwingende Mischstufe. Als Besonderheit erfolgt die Ankopplung der HF-Vorstufe an die Mischoszillatorstufe kapazitiv. Für die Transistoren eignet sich Typ *GF 120* bzw. *GF 130*.

Der Eingangskreis ist mit einem Ferritstab aufgebaut (10 mm Durchmesser, 140 mm lang); $L_1 = 18$ Wdg., HF-Litze $20 \times 0,05$; $L_2 = 3$ Wdg., HF-Litze $20 \times 0,05$. Für Zwischenkreisspule und Oszillatortspule wird ein HF-Spulenkörper mit 4-mm-Abgleichkern verwendet; $L_3 = 50$ Wdg., HF-Litze $5 \times 0,05$; $L_4 = 2 \times 4$ Wdg., 0,2-mm-CuL; $L_5 = 12$ Wdg., 0,2-mm-CuL; $L_6 = 50$ Wdg., 0,2-mm-CuL. Als ZF-Kreis lassen sich auch handelsübliche 465-kHz-Filter aus Transistorsupern verwenden.

Da eine selbstschwingende Mischstufe zu Oszillator-Frequenzverwendungen neigt, zeigt die Schaltung in Bild 6 einen Ausweg [5]. Hier werden für Misch- und Oszillatorstufe getrennte Transistoren verwendet, dazu ein Transistor für die HF-Vorstufe. An die Basis von T 2 gelangen die Eingangsfrequenz und die Oszillatorfrequenz, im Kollektorkreis (bei Punkt 1) ist ein ZF-Filter für 465 kHz anzuschließen, mit dem die ZF ausgesiebt wird. Bei dieser bulgarischen Schaltung liegt die Oszillatorfrequenz unterhalb der Eingangsfrequenz (3025 bis 3195 kHz für eine Eingangsfrequenz von 3490 bis 3660 kHz). Durch die Trennung der einzelnen Stufen wird die Schaltung sehr übersichtlich.

Der 2fach-Drehkondensator stammt aus dem Transistorsuper *Écho 2*. Für den Zwischenkreis ist die Abstimmfrequenz 3575 kHz. Der Ferrit-

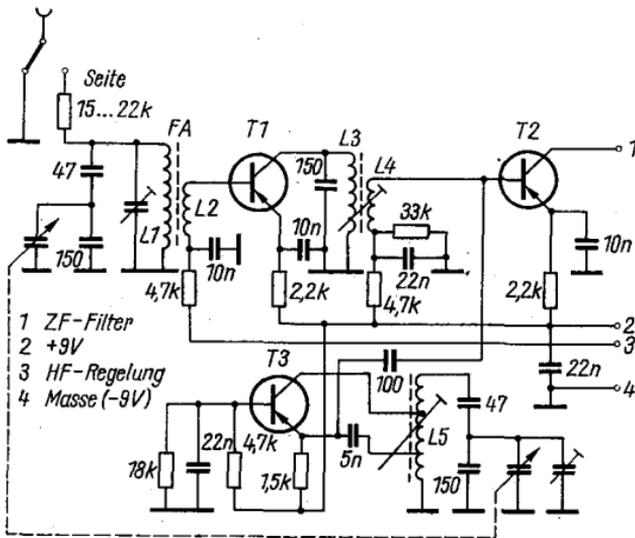


Bild 6 HF-Eingangsanteil für Peilsuper mit getrennter Oszillatorstufe

stab (8 mm Durchmesser, 160 mm lang) enthält die Spulen $L_1 = 20$ Wdg., HF-Litze $20 \times 0,05$, und $L_2 = 1$ Wdg., 0,5-mm-CuL. Zwischenkreis- und Oszillatortspule mit 4-mm-Abgleichkern haben die Windungszahlen $L_3 = 22$ Wdg., 0,2-mm-CuL; $L_4 = 3$ Wdg., 0,2-mm-CuL mit Anzapfungen bei der 3. und 9. Wdg. (vom masseseitigen Ende). Für die Transistorbestückung eignet sich der Typ *GF 120* bzw. *GF 130* o.ä.

Um eine größere HF-Empfindlichkeit zu erreichen, kann man den HF-Vorverstärker 2stufig ausführen (Bild 7) [7]. Da man nur den schmalen Bereich von 3,5 bis 3,6 MHz als Abstimmbereich hat, sind alle HF-Kreise mit L_1 , L_2 und L_4 auf 3,55 MHz fest abzugleichen. Die Abstimmung auf die Empfangsfrequenz erfolgt nur mit dem Oszillatorkreis. Eine HF-Selbsterregung wird dadurch vermieden, daß alle Transistoren in Basis-schaltung arbeiten. Im Kollektorkreis der Mischstufe (T3) liegt ein 3kreisiges ZF-Filter zur Aussiebung der ZF von 465 kHz. L_1 ist die Peilrahmenspule entsprechend Bild 1, L_2 eine Verlängerungsspule für die Stabantenne (etwa 100 Wdg., 0,12-mm-CuL, auf einem 6-mm-Spulenkörper). Für die HF-Spulen gelten für einen 6-mm-Spulenkörper mit Abgleichkern etwa folgende Windungszahlen: L_2 , L_4 , $L_{10} = 60$ Wdg., L_3 , $L_5 = 5$ Wdg., $L_{11} = 3$ Wdg., alle 0,12-mm-CuL; L_6 bis L_9 s. Tabelle im Abschnitt »ZF-Verstärker«.

Neue Lösungen für die Schaltung des Peilsupers bringen integrierte Schaltkreise (Analogtypen), da sie in allen Stufen eingesetzt werden können. Bild 8 zeigt ein Beispiel für die HF-Vorstufe mit IS, wofür eine

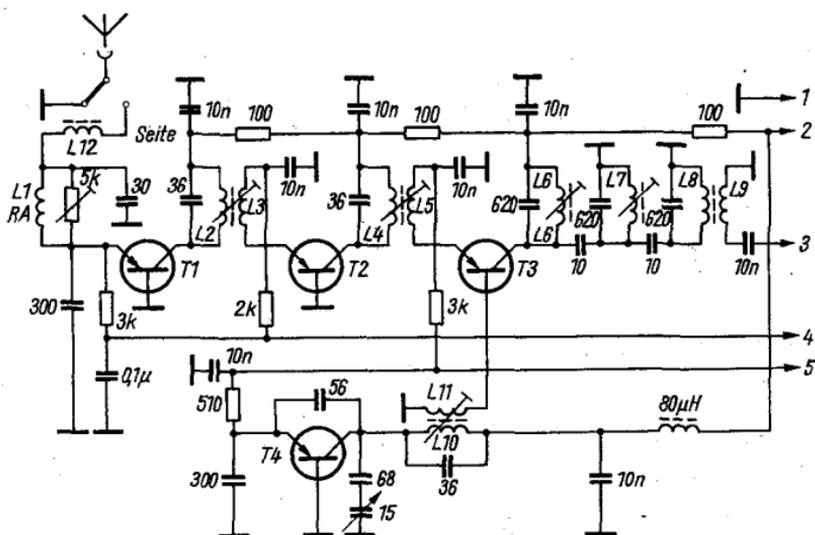


Bild 7 HF-Eingangsteil für 80-m-Peilsuper mit großer HF-Empfindlichkeit und Transistorstufen in Basisschaltung

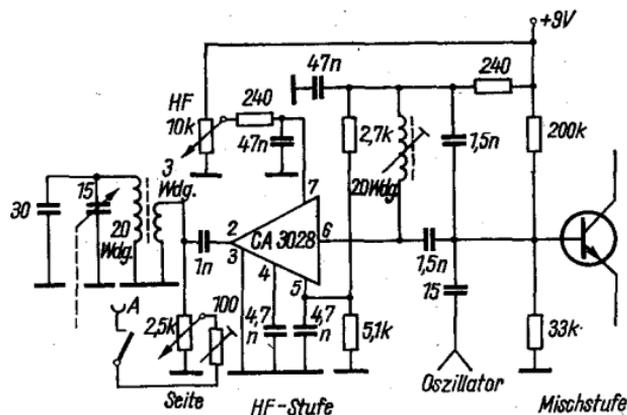


Bild 8 HF-Eingangsteil mit integriertem Schaltkreis

Hälfte des Differenzverstärkers CA 3028 von RCA verwendet wird [6]. Es ergeben sich ausgezeichnete Werte für Stabilität, Empfindlichkeit und Selektivität. Mit anderen integrierten Schaltkreisen lassen sich auch der ZF- und der NF-Verstärker vereinfachen, so daß nur noch ein Oszillatortransistor erforderlich wird.

3.2. Der Zwischenfrequenzverstärker

Die nach der Mischstufe vorhandene Zwischenfrequenz muß selektiv verstärkt werden, das ist die Aufgabe des ZF-Verstärkers. Bild 9 bis Bild 11 zeigen dafür Beispiele. Im Kollektorkreis der vor dem ZF-Verstärker liegenden Mischstufe ist immer ein auf die ZF abgestimmter Einzelkreis oder ein Bandfilter angeordnet. Das ist auch erforderlich, wenn der ZF-Verstärker z. B. mit Piezofiltern (piezoelektrische Filter des VEB Kombinat *Keramische Werke* Hermsdorf, s. Beitrag mit Beispielen in dieser Ausgabe) zur Selektion bestückt wird. Für den Aufbau des ZF-Verstärkers eignen sich als Transistoren alle handelsüblichen Germanium-HF-Transistoren der Baureihen *GF 105* bis *GF 130*. Als ZF-Einzelkreise bzw. ZF-Bandfilter wird man in den meisten Fällen beim Nachbau die im Fachhandel erhältlichen AM-ZF-Kreise aus industriell gefertigten Transistorempfängern verwenden. Will man die ZF-Spulen selbst wickeln, so gibt nachfolgende Tabelle die Induktivitätswerte für eine ZF von 465 kHz für verschiedene Parallelkapazitäten an:

C in pF	L in μH
300 620	390 190
470 1000	250 115

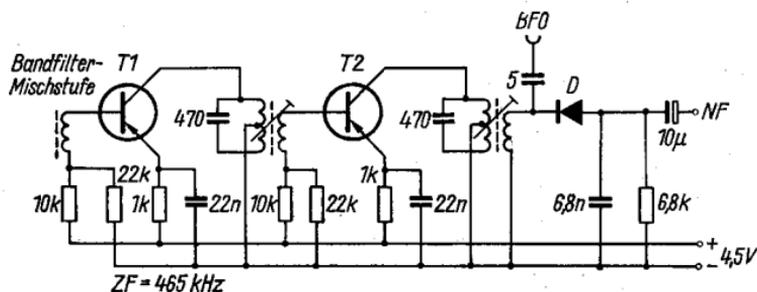


Bild 9 Schaltung eines ZF-Verstärkers

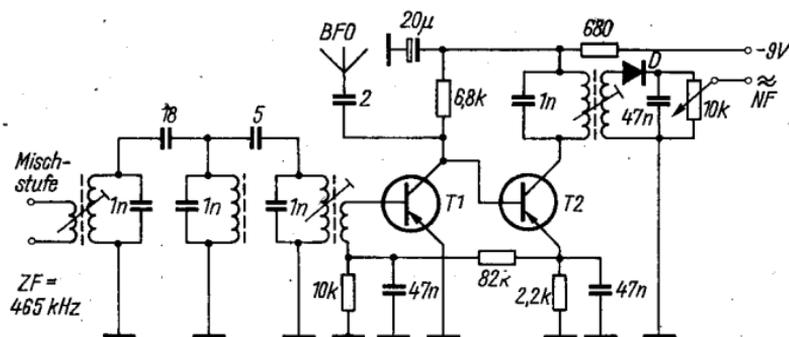


Bild 10 ZF-Verstärker mit aperiodischer Transistorverstärkung

Die Ankopplungsspule zur folgenden Transistorstufe hat etwa 3 bis 6 Wdg., die Demodulatorwicklung etwa 40 bis 60 Wdg. Auf jeden Fall ist die ZF-Spule mit einer Abschirmhaube zu versehen, damit Selbsterregung sicher vermieden wird. Die Demodulatordiode entspricht etwa dem Typ GA 100.

Eine sehr einfache Schaltung eines ZF-Verstärkers zeigt Bild 9 [4]. Von der Mischstufe angefangen, liegt im Kollektorkreis jedes Transistors ein ZF-Einzelkreis mit Ankopplungswindungen. Eine andere Schaltungsvariante für einen 2stufigen ZF-Verstärker zeigt Bild 10; sie wird oft bei

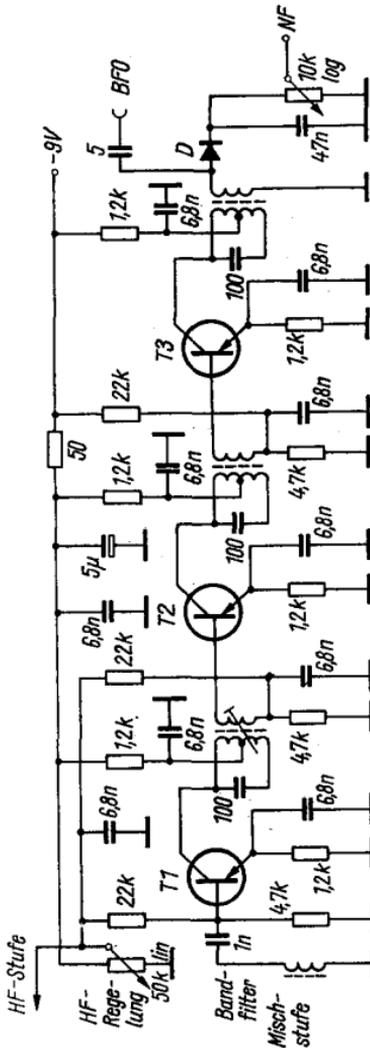


Bild 11 ZF-Verstärker 8 MHz für kombinierte 80-m-12-m-Feilsuper

sowjetischen Transistorsupern angewendet [2]. Im Kollektorkreis der Mischstufe liegt ein Mehrkreis-ZF-Filter höherer Selektion, während die ZF dann aperiodisch weiterverstärkt wird bis zum Demodulatorkreis.

Für kombinierte 80-m-/2-m-Peilempfänger, bestehend aus 2 Peil-HF-Teilen und gemeinsamen ZF- und NF-Verstärker, gibt es 2 Lösungswege für den ZF-Verstärker. So kann man 2 Zwischenfrequenzen (80 m etwa 465 kHz, 2 m etwa 10,7 MHz) verwenden und im ZF-Verstärker wie bei AM/FM-Empfängern die Filterkreise jeweils in Reihe schalten. Eine andere Möglichkeit zeigt Bild 11. In diesem Fall wird für beide HF-Eingangsteile eine gemeinsame ZF von 8 MHz benutzt. Folglich ergeben sich für die Oszillatorfrequenzen im HF-Teil folgende Frequenzabstimmbereiche:

80 m $f_0 = 4,5$ bis $4,4$ MHz, $f_e = 3,5$ bis $3,6$ MHz; 2 m $f_0 = 136$ bis 138 MHz, $f_e = 144$ bis 146 MHz.

Auf Grund der höheren Zwischenfrequenz empfiehlt sich ein 3stufiger ZF-Verstärker [8]. Bei 100 pF Parallelkapazität ist für 8 MHz dann $L = 4 \mu\text{H}$. Verwendet man handelsübliche ZF-Filter 10,7 MHz mit 100 pF Parallelkapazität, so muß man einen Kondensator von etwa 80 pF parallel schalten, um den Kreis auf 8 MHz abgleichen zu können.

3.3. Der Niederfrequenzverstärker

Unproblematisch ist der NF-Verstärker, der das aus der Demodulation erhaltene NF-Signal nur für den Anschluß eines Kopfhörers oder Klein-

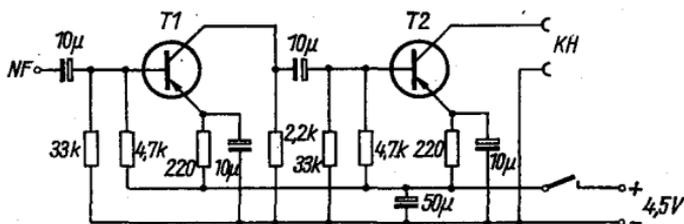


Bild 12
Schaltung eines
NF-Kopfhörerverstärkers

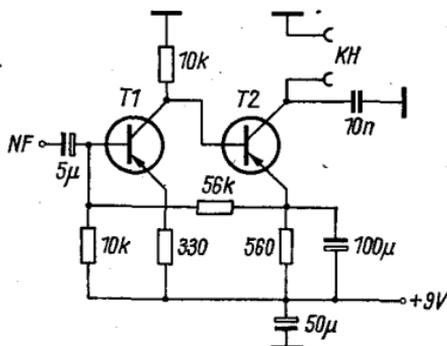


Bild 13
NF-Kopfhörerverstärker
einfacher Bauart

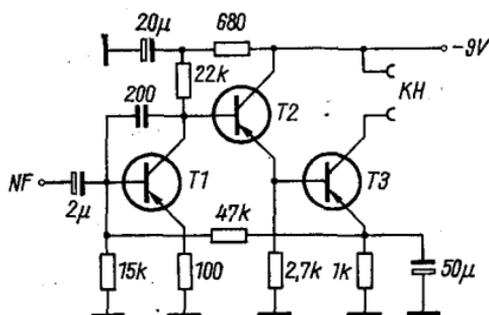


Bild 14
3 stufiger NF-Verstärker
einfacher Bauart

hörers zu verstärken braucht. Dazu sind 2- bis 3stufige Schaltungen mit Germanium-Kleinleistungstransistoren ausreichend. Bild 12 zeigt die übliche Schaltung mit 2 Emitterstufen [4]. Eine einfachere Schaltung ist in Bild 13 wiedergegeben [5]. Die Schaltung für einen 3stufigen NF-Kopfhörerverstärker mit geringem Aufwand zeigt Bild 14 [2]. Als Transistoren eignen sich die Typen GC 100 bis GC 117.

3.4. Der Zwischenfrequenzüberlagerer (BFO)

Die in den Schaltungen angegebenen Demodulatorschaltungen erlauben es nicht, die Zeichen von unmodulierten Telegrafiesendern zu empfangen. Da 80-m-Fuchsjagden meist in Telegrafie (CW) durchgeführt werden, muß der Peilsuper mit einem ZF-Überlagerungsoszillator (BFO) ausgerüstet sein. Die Abstimmfrequenz des BFO ist um die gewünschte Hörfrequenz gegen die ZF verstimmt (etwa 1 kHz). Schaltungsbeispiele für den BFO zeigen Bild 15 [5] und Bild 16 [2]. Für den Schwingkreis lassen sich ZF-Filterkreise verwenden, als Transistoren eignen sich solche aus der Baureihe GF 105 bis GF 130. Die ausgekoppelte Frequenz (465 ± 1 kHz) wird der Demodulatorstufe des ZF-Verstärkers zugeführt. Soll die erzeugte Hörfrequenz veränderbar sein, so kann der BFO verstimmt werden mittels eines kleinen Drehkondensators, einer Kapazitätsdiode oder wie in Bild 16 angegeben (Reihenschaltung 51 pF und 10-k Ω -Potentiometer parallel zum BFO-Schwingkreis).

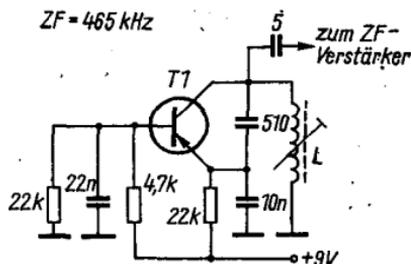


Bild 15
Oszillatorschaltung für einen BFO

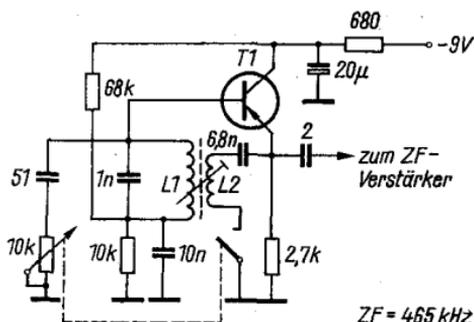


Bild 16
Oszillatorschaltung für einen BFO
mit Feinverstimmung der Frequenz

ZF = 465 kHz

4. Der Fuchsjagdkonverter

Eine günstige Lösung für einen Peilempfänger besteht darin, daß man einen preiswert erhältlichen Transistortaschensuper für MW mit einem Peilvorsatz versieht oder ihn direkt als Peilsuper für 80 m umbaut. Die 2. Variante ist gut zu realisieren mit dem sowjetischen Taschenempfänger *Kosmos* [10]. Für andere Transistortaschensuper zeigt Bild 17 die Schaltung für einen Fuchsjagdkonverter, die diesen vorgeschaltet wird [9]. Die Schaltung entspricht dem HF-Eingangsteil eines Peilsupers (s. Abschnitt 3.1.), nur liegt die erzeugte ZF im MW-Bereich (z. B. hier 900 kHz).

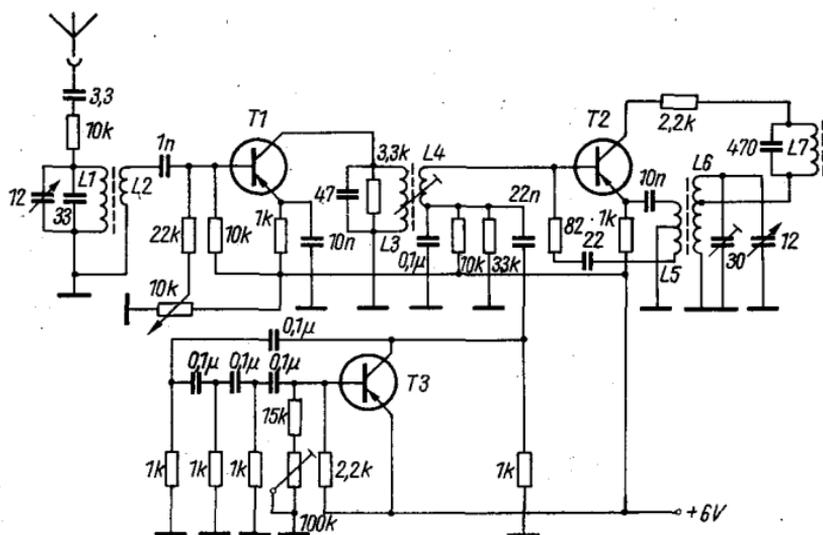


Bild 17 Schaltung für einen 80-m-Fuchsjagdkonverter zur Erweiterung eines MW-Transistortaschensupers als Peilempfänger

Für den Empfangsbereich 3,5 bis 3,8 MHz wird bei einer ZF von 900 kHz der Oszillatorfrequenzbereich 2,6 bis 2,9 MHz. L_1/L_2 sind die Ferritstabspulen, L_3/L_4 die des HF-Zwischenkreises (abgestimmt auf 3,65 MHz). Die ZF-Kreissspule 900 kHz wird ebenfalls auf einen Ferritstab (8 mm Durchmesser, 50 mm lang; 33 Wdg., HF-Litze $20 \times 0,05$) gewickelt, der durch Annäherung mit dem Ferritstab des MW-Taschensupers (diesen auf Empfangsfrequenz 900 kHz einstellen) gekoppelt wird. Zum Peilen wird ein Ferritstab 8 mm Durchmesser, 100 mm lang, verwendet; $L_1 = 23$ Wdg., 0,6-mm-CuL; $L_2 = 2$ Wdg., 0,14-mm-CuL. Die Zwischenkreissspule enthält auf einem 8-mm-Spulenkörper mit Abgleichkern die Windungszahlen $L_3 = 103$ Wdg., 0,14-mm-CuL und $L_4 = 2$ Wdg., 0,14-mm-CuL.

Um für den Empfang von Telegrafiesignalen den Einbau eines BFO in den MW-Taschensuper zu umgehen, wird die Mischoszillatorstufe mit der vom RC-Generator erzeugten NF-Schwingung (1 kHz) moduliert.

Literatur

- [1] *Borisow, W.*: Empfänger für junge Fuchsjäger, Radio, Heft 12/1969, Seite 32 und Bellage
- [2] *Pawelkiewicz, W./Szczepaniak, R.*: Fuchsjagdempfänger TUZ, Radioamator, Heft 8/1971, Seite 184 bis 186
- [3] *Caeresnyes, J.*: Fuchsjagdsuper für 3,5 MHz, Radiotechnika, Heft 6/1969, Seite 237 bis 238
- [4] *Kryška, L.*: Fuchsjagdsuper für 3,5 MHz, Amaterske Radio, Heft 1/1965, Seite 17 bis 19
- [5] *Swedew, D.*: Transistor-Fuchsjagdempfänger »Snalper 70«, Radio-Televizia, Heft 6/1971, Seite 190 bis 194
- [6] *Westermann, G.*: Das Göttinger Baby II, Das DL-QTC, Heft 9/1971, Seite 514 bis 518
- [7] *Kusmin, W.*: Empfänger für die Fuchsjagd 80/10/2 m, Radio, Heft 6/1971, Seite 14 bis 16, Seite 20 und Bellage
- [8] *Lachowinski*: Fuchsjagdsuper für 80/2 m, Radioamator, Heft 4/1968
- [9] *Dusak, M., Kubes, E.*: Konverter für 80-m-Fuchsjagd, Amaterske Radio, Heft 4/1968, Seite 150 bis 152
- [10] *Lengyel, G.*: »Kosmos« als KW-Amateur- oder Peilempfänger, Radiotechnika, Heft 12/1971, Seite 468 bis 470

Es bestand die Aufgabe, einen QRP-Sender als Zweitsender für die Amateurfunkstation zu bauen. Er sollte klein und transportabel aufgebaut sein, gleichzeitig aber größeren Sendern hinsichtlich der Stabilität des Steuersenders und der Zeichenqualität nicht nachstehen.

Eine volltransistorisierte Variante wurde aus ökonomischen Gründen verworfen. Transistoren erfordern einen großen Aufwand an Bauzeit. Besondere Konstruktionsprinzipien sind wegen der extremen Schwingneigung von Verdoppler- und Verstärkerstufen zu beachten, und die Stufenzahl bis zu einer Leistung von etwa 20 W ist auch nicht gering. Deshalb entstand der QRP-Sender mit transistorisiertem VFO, Transistorpufferstufen und röhrenbestückten Verdoppler- und Leistungsstufen als Kompromiß.

Die Schaltung nach Bild 1 wurde aus den Angaben von *Brandt* in [1] berechnet. Die Stabilität der Schaltung ist gut. In [2] sind Einzelheiten

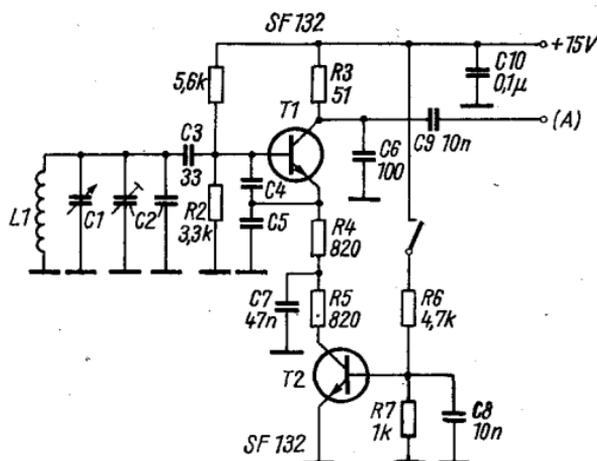


Bild 1 Transistoroszillator mit Taststufe für den KW-Kleinsender

darüber gesagt. Das A und O der Stabilität des Oszillators ist wie bei Röhrenschaltungen auch in diesem Fall die Temperaturkompensation.

Die Taststufe soll einen guten Telegrafieton erlauben. Die Zeichenqualität der Versuchsschaltung war jedoch nicht zufriedenstellend. Es traten Frequenzverwerfungen auf, die im QSO als Chirp klassifiziert wurden. Nachdem der Transistor des Senders eine Kühlfläche erhalten hatte, verbesserte sich die Zeichenqualität erheblich.

Die Taststufe liegt im Emittierkreis des Oszillators. Beim Tasten erhält die Basis von T 2 eine positive Vorspannung, und über die Kollektor-Emitter-Strecke kann der Emittierstrom von T 1 fließen. Der Strom, der über die Kontakte der Taste geschaltet wird, beträgt nur 2 mA. Verschmutzte Kontakte können an dieser Stelle erhebliche Übergangswiderstände haben. Klicks oder Chirp sind die Folge.

**Variable Schwingkreisdaten
für die Auslegung auf verschiedene KW-Bänder**

	10 m	40 m	80 m
<i>L</i> 1*	5 μ H	30 μ H	50 μ H
<i>C</i> 1*	7 pF	15 pF	25 pF
<i>C</i> 2	20 pF	50 pF	130 pF
<i>C</i> 4	390 pF	2,2 nF	3,3 nF
<i>C</i> 5	270 pF	1,5 nF	2,2 nF
<i>C</i> _{FD}	33 pF	33 pF	150 pF
<i>L</i> _{FD}	1 μ H	15 μ H	15 μ H
<i>C</i> _{PA}	25 pF	100 pF	150 pF
<i>C</i> _{Ant}	250 pF	500 pF	2 \times 500 pF + 200 pF (fest)
<i>L</i> _{PA}	2,5 μ H	10 μ H	20 μ H

* *L* 1/*C* 1 arbeiten auf der halben Endfrequenz

Der durch *R* 3 und *C* 6 niederohmige Ausgang des Oszillators vermindert durch die Folgestufen hervorgerufene Rückwirkungen weitgehend. Der Oszillator schwingt auf der halben Sendefrequenz. Mit dieser Art der Frequenzaufbereitung wurden günstige Erfahrungen gemacht.

Die Trennstufen mit T 3 und T 4 verhindern kapazitive Rückwirkungen. Gleichzeitig wird die Signalamplitude auf einen Pegel gebracht, der für die Aussteuerung der Verdopplerstufe genügt. Das C-System der Röhre *ECF* 82 wirkt in gleicher Richtung. Im F-System der *ECF* 82 wird auf die Betriebsfrequenz verdoppelt. Die Stufe arbeitet im C-Betrieb. Das Gitter 1 erhält eine negative Vorspannung von -6 V. Zum Einpeifen wird der Gittervorspannungsregler überbrückt und die Röhre mit einer hohen negativen Spannung gesperrt. Es fließt kein Anodenstrom, und die HF-Verstärkung wird unterbunden.

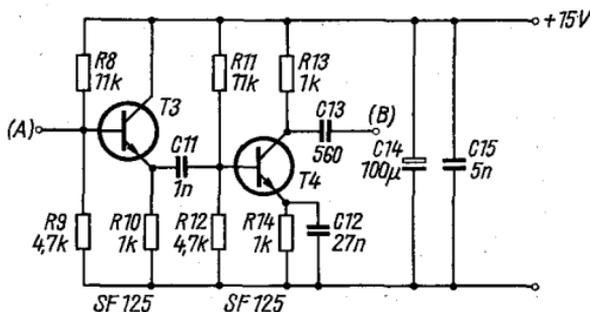


Bild 2 Transistorisierte Trenn- und Verstärkerstufen des KW-Kleinsenders

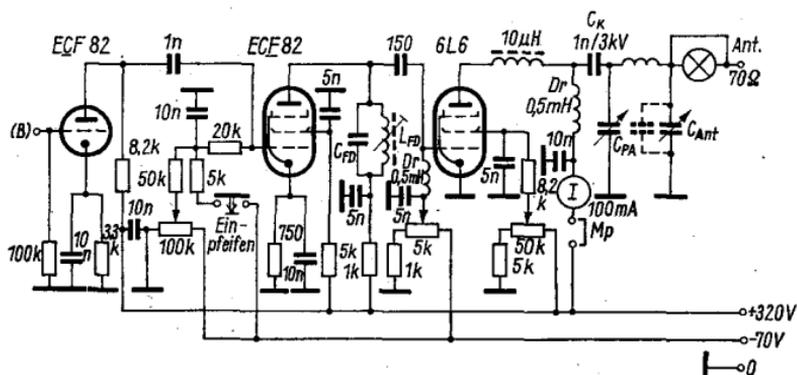


Bild 3 Verstärker-, Verdoppler- und Endstufe des KW-Kleinsenders

Wie bei Kleinsendern üblich, wurde auch in diesem Fall auf eine Treiberstufe verzichtet. Die von der Verdopplerstufe erzeugte Leistung reicht aus, die Endstufe mit der Röhre 6L6 bis zum gewünschten Input auszusteuern. Die Röhre brachte gute Ergebnisse. Eine Schwingneigung trat im Gegensatz zur ursprünglich vorgesehenen EL 36 nicht auf. Mit gleich gutem Wirkungsgrad kann die EL 81 verwendet werden. Die Leistungsregelung wird durch die Änderung der Schirmgitterspannung der Endstufe bewirkt. Der Regelungsbereich beträgt 10 dB. Damit ist den gesetzlichen Bestimmungen Genüge getan.

Der Anodenkreis der Endstufe wird durch ein π -Filter gebildet. Es lassen sich Antennen mit 70 Ω Resonanzwiderstand impedanzrichtig anpassen. Beim Koppelkondensator C_K muß auf Spannungsfestigkeit geachtet werden, damit der Kondensator nicht durchschlägt und der Gleichstrom den Weg zur Antenne freigibt. Andere Möglichkeiten sind Gleichstrom-Kurzschlußdrossel zwischen Antennenanfang und Masse oder die Benutzung eines fest eingebauten Symmetrierglieds für symme-

trische Antennenkabel, bei denen ebenfalls der Gleichstromweg nach Masse geschlossen ist.

Um mit wenig Aufwand für das Netzteil auszukommen, wurde ein spezieller Transformator angefertigt, der alle benötigten Spannungen liefert (s. Tabelle). Der Transformator enthält eine Schutzwicklung

Wickeldaten für den Netztransformator

Kern M 85b

w 1 (220 V) =	750 Wdg., 0,5-mm-CuL
w 2 (300 V) =	1015 Wdg., 0,3-mm-CuL
w 3 (60 V) =	200 Wdg., 0,2-mm-CuL
w 4 (18 V) =	61 Wdg., 0,25-mm-CuL
w 5 (6,3 V) =	21 Wdg., 1,0-mm-CuL

zwischen Primär- und Sekundärseite, die gleichzeitig zur Abschirmung der im Sender erzeugten HF gegenüber dem Netz dient. Außerdem sind zwischen Netzschalter und Transformator Entstörglieder eingefügt.

Der Sender ist als Einschub in einem Ganzmetallgehäuse untergebracht. Die Stufen sind voneinander durch Trennwände abgeschirmt. Für den kalten Thermostaten des VFO wurde ein Alukästchen mit 5 mm Wandstärke (ehemaliger Motorschutzschalter) benutzt, das zusätzlich mit wärmeisolierendem Biotherm ausgekleidet ist.

Als Drehkondensator für den VFO wurde ein UKW-Miniaturdrehkondensator von 2×3 bis 12 pF eingesetzt, wobei je nach Band ein Plattensatz, ein Plattensatz mit Verkürzungskondensator oder beide Plattensätze parallel verwendet werden müssen. Auch im Collins-Filter sind handelsübliche Drehkondensatoren enthalten.

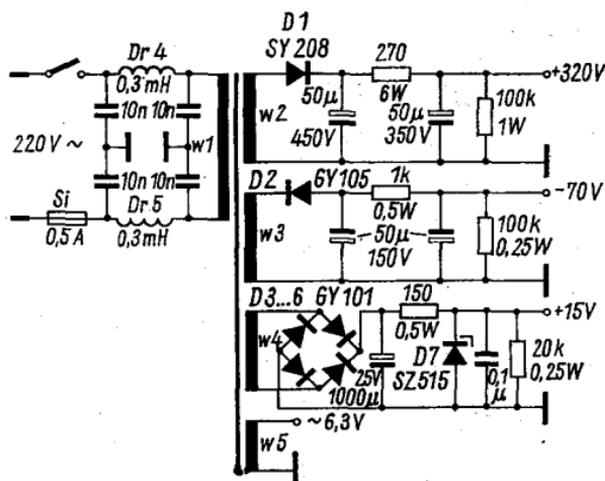


Bild 4 Netzteil für den KW-Kleinsender

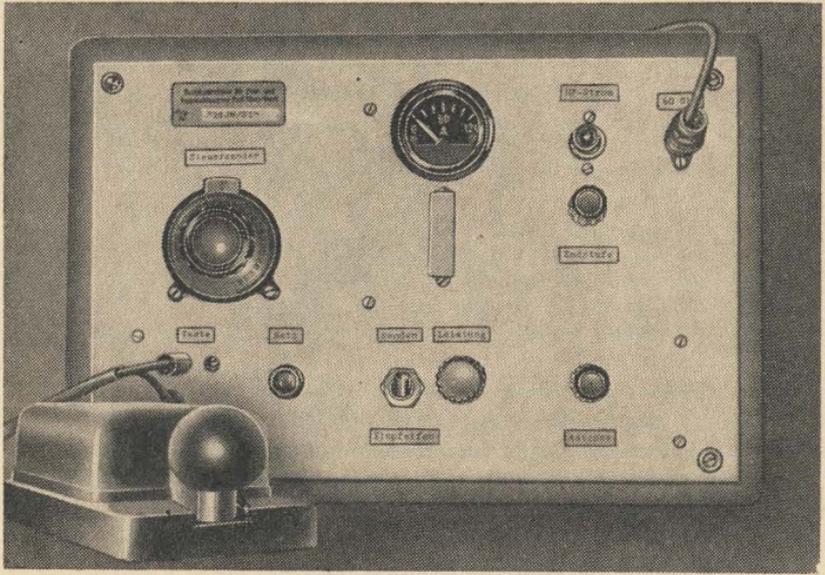


Bild 5 Frontansicht des 20-W-Senders für KW-Amateure

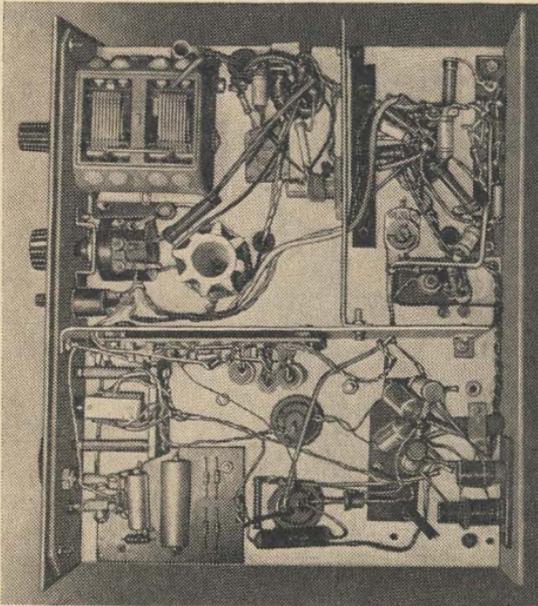


Bild 6
Blick in die Verdrahtung
des 20-W-Senders für
KW-Amateure

Der Sender wird seit einem Jahr in der 40-m-Band-Variante betrieben. In etwa 700 QSOs wurden ungefähr 35 Länder gearbeitet, darunter VK, W und| ZS 3. Wunder können von einem QRP-Sender nicht erwartet werden; wenn aber das QRM nicht zu stark ist, lassen sich auch mit kleiner Leistung »schöne« QSOs fahren.

Es wird darauf aufmerksam gemacht, daß der Aufbau und die Inbetriebnahme von Sendern nur Funkamateuren gestattet ist, die im Besitz einer Amateurfunkgenehmigung sind!

Literatur

- [1] *Brandt, H. J.*: Transistor-Oszillatoren hoher Stabilität, Funkschau 1967, Heft 18, Seite 577 und Seite 578
- [2] *Hübl, H.*: SSB-Transistor-VFO 5,0...5,5 MHz mit einer Frequenzstabilität besser als 50 Hz pro Stunde, FUNKAMATEUR 18 (1969), Heft 11, Seite 542 und Seite 543, und Heft 12, Seite 605 bis 607

ELEKTRONIK-SPLITTER

Einzel festwiderstände dürften das durch die Integration am meisten betroffene Bauelement sein. Die Abnahme des Bedarfs wird nach Schätzung bis 1977 etwa 60% erreichen. Für eine gewisse Übergangszeit kommen wahrscheinlich bei einigen Gerätegruppen auch Widerstandskombinationen in Dickschichttechnik in Frage.

Zur Erzeugung von SSB-Signalen auf den 5 Kurzwellen-Amateurfunkbändern wird heute nur noch die Filtermethode verwendet, weil sie das 2. Seitenband sehr stabil unterdrückt und auch die Trägerunterdrückung erleichtert. VFO-Betrieb ist eine notwendige betriebliche Forderung, so daß mindestens eine Mischung im SSB-KW-Sender erforderlich wird. Die höhere Konstanz und Treffsicherheit, die die Kombination nicht umgeschalteter VFO plus Quarzoszillator ergibt, haben dazu geführt, daß nur sehr billige SSB-Sender (-Transceiver) mit umschaltbarem VFO ausgerüstet sind. Daher arbeitet man im neuzzeitlichen SSB-Sender meistens mit 2 Mischern und muß die dadurch erhöhte Gefahr von Nebenwellen durch verbesserte Selektion (d. h. mehr Schwingkreise) ausgleichen. 3 Mischungen sind (meist) notwendig, wenn ein mechanisches Filter niedriger Bandmittenfrequenz (z. B. 200 kHz) zur Trennung der Seitenbänder verwendet werden soll.

1. Besonderheiten der Transistoren

Bipolare Transistoren haben niedrigeren Eingangswiderstand, höhere Steilheit und kleinere obere Grenzfrequenz als Elektronenröhren. Niedrige Betriebsspannungen und geringe Wärmeentwicklung erlauben eine beträchtliche Volumenverkleinerung des SSB-Exciters (Steuersenders) gegenüber Röhren-Geräten. Die starke Temperatur- und Frequenzabhängigkeit der Transistoreigenschaften stellen den Entwickler eines SSB-Exciters vor schwierige Aufgaben. Die Niederohmigkeit der Schaltungen erfordert eine besonders sorgfältige Berücksichtigung von Erdung, Leitungs-Längsentkopplung und Stromversorgungssiebung, während die statische Schirmung etwas weniger kritisch ist. Die exponentielle $I_C(U_{BE})$ -Kennlinie führt schon während geringer Übersteuerung bei Transistorverstärkern zu Verzerrungen und bei Transistormischern zu Nebenwellen; die Pegelpläne müssen deshalb genauer eingehalten werden. Lineare integrierte bipolare Schaltungen haben meist höhere Verstärkung, geringere Rückwirkung, höheren Eingangswiderstand und bessere Regel-

barkeit als bipolare Transistoren. Die Frequenzabhängigkeit ihrer Eigenschaften ist zu beachten. Sperrschicht-Feldeffekttransistoren sind wegen ihrer quadratischen $I_D(U_{GS})$ -Kennlinie sehr gut als Mischer mit geringen Nebenwellen im SSB-Exciter geeignet. Hoher Eingangs-, relativ hoher Ausgangswiderstand und größere Temperaturstabilität lassen ihren Einsatz trotz geringerer Steilheit gegenüber bipolaren Transistoren auch in anderen Stufen vorteilhaft erscheinen. Ihre Rückwirkungskapazität ist aber höher als die von HF-Pentoden. Der relativ niedrige Ausgangswiderstand, die nichtlineare Ausgangskapazität und die Rückwirkung erfordern bei bipolaren Transistoren das Anzapfen des Kollektorschwingkreises.

2. Mischkonzepte

Wie einleitend betont, arbeiten die meisten SSB-Exciter mit 2 Mischungen. Die Frequenz des zu verarbeitenden SSB-Signals ist durch das benutzte Filter gegeben. Zunächst die Quarzoszillatorfrequenzen zuzumischen, gestattet festes Abstimmen der Ausgangskreise des 1. Mixers. Damit bei der 2. Mischung auch bei 28-MHz-Betrieb wenig Nebenwellen erzeugt werden, darf die VFO-Frequenz nicht zu niedrig liegen.

Bei Verwendung eines mechanischen Filters ist es meist ratsam, zuerst den VFO zuzumischen, um bei der 2. Mischung genügend Nebenwellenfreiheit durch eine hinreichend hohe 2. Zwischenfrequenz zu erreichen. Dabei muß im Ausgang des 1. Mixers ein Bandfilter liegen, das entweder im Gleichlauf mit dem VFO abgestimmt wird (Bild 8), oder wenn nicht, muß es so breit sein wie das überstrichene VFO-Band (Bild 2). Es ist üblich, die Schwingkreise auf der Endfrequenz im Treibereingang und -ausgang nicht im Gleichlauf mit dem VFO abzustimmen, sondern diese getrennt vorzunehmen, ähnlich dem »Preselektor« im Empfänger. Das vereinfacht die mechanische und elektrische Konstruktion des Treibers erheblich.

3. NF-Verstärker

Zum Ansteuern eines Diodenbalancemodulators aus einem dynamischen Mikrofon nicht zu geringer Empfindlichkeit (z. B. HS-60-Kapsel) genügt ein 2stufiger Transistorverstärker (T 20 = 2 SB 54 \triangleq GC 117 D, T 21 = 2 SB 54 \triangleq GC 117 D, in Bild 7) mit mittlerer Stromverstärkung. (Das Zeichen \triangleq gibt Transistortypen an, die die Originaltypen ohne große Schaltungsmodifikation ersetzen können.) Die Versorgungsspannung soll gut gesiebt sein, bei der Eingangsstufe nach Bild 7 ist das nochmals gesondert getan. Ein 3stufiger NF-Verstärker erlaubt stabilisierende und verzerrungsmindernde Gegenkopplung (100- Ω -Widerstand in Emitterschaltung von T 1 = 2 SC 733 \triangleq SC 206 D, 22-k Ω -Gegenkopplungswiderstand zum Emitter von T 2 = 2 SC 733 \triangleq SC 206 D). Die Gleichstromkopplung von T 2 und T 3 (= 2 SC 733 \triangleq SC 206 D) spart Bauelemente

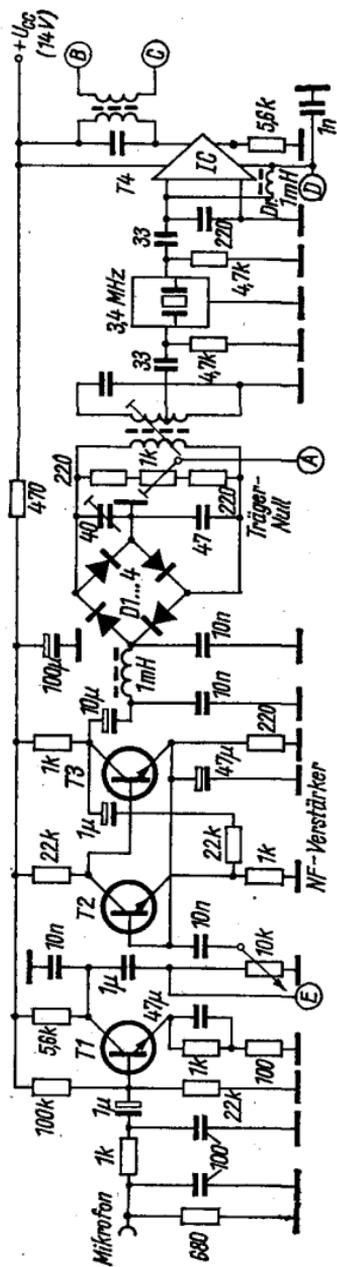


Bild 1 SSB-Erzeugung im TX-599

Kennzeichnung der Anschlüsse Bild 1 bis Bild 6

- | | | | | | |
|------|---|-------------------------------|---|---|--------------------|
| A | - | Balancemodulator-Trägersignal | G | - | VFO-Signal |
| B, C | - | SSB-Ausgangssignal | H | - | Bandquarzsatz |
| D | - | ALC | I | - | Treibertastung |
| E | - | VOX-NF | J | - | CW-Mikrophon |
| F | - | Mischertastung | K | - | G ₁ -PA |

ein. Die Gegenkopplung von T 3 nach T 2 erhöht den Eingangswiderstand von T 2 und verringert den Ausgangswiderstand von T 3, so daß der Balancemodulator D 1/D 4 ($= 4 \times 1 N 60 \cong 4 \times GA 114$) niederohmig angesteuert wird. Durch Verkleinern der Basiskondensatoren kann man eine Abschwächung der Tiefen erzielen, doch ist dieses Problem beim Filtersender nicht so kritisch, da der größere Teil der Tiefenbescheidung vom Filter vorgenommen wird. Die Kombination 100 pF/1 k Ω /100 pF entsprechend Bild 1 am Mikrofoneingang soll nicht nur das Eindringen von HF über den Mikrofoneingang in den NF-Verstärker (Übersteuerungs- und Verzerrungsgefahr), sondern auch in den HF-Teil (Selbsterregungsgefahr) verhindern. Den Ankopplungskondensator zum Balancemodulator (0,5 μ F in Bild 7) sollte man als Lackfilmtyp mit geringem Reststrom wählen. Der 10- μ F-Elektrolytkondensator entsprechend Bild 1 ist ungünstig, weil schon geringe Isolationsfehlströme durch ihn den Balancemodulator beträchtlich verstimmen.

Ein NF-Tiefpaß ist im Filtersender nicht notwendig, da das Filter selbst das (transponierte) Spektrum stark begrenzt.

4. Balancemodulator und ZF-Verstärker

Der Balancemodulator erzeugt aus dem NF- und Trägergeneratorsignal das Zweiseitenband- (DSB)- Signal und unterdrückt durch die Balance den Träger. Halbleiter-HF-Dioden (D 1 bis D 4 = 1 N 60 \cong 4 \times GA 114 in Bild 1, D 14 bis D 18 = 1 S 1007 \cong GA 114 in Bild 7) sind temperatur- und alterungsstabiler als andere Modulatoren. In der Schaltung nach Bild 7 wird die kapazitive Symmetrierung dadurch hergestellt, daß auf der kapazitiv weniger stark belasteten Seite der Träger-Null-Trimmer angeschlossen ist. (Durch die nicht ideale Kopplung der Spulen des Balancemodulator-Ausgangstransformators ist stets ein Ende der Primärspule effektiv stärker kapazitiv belastet als das andere, auch wenn die Schaltung sonst »ganz symmetrisch aussieht«.) Die Symmetrierung nach Bild 7 sollte vom Amateur der kapazitiven Zwangssymmetrierung nach Bild 1 vorgezogen werden, da sie breitbandiger und damit temperatur- und alterungsbeständiger ist. Sie erfordert aber u. U. beim ersten Ausprobieren ein Anschließen des Trimmers an den gegenüberliegenden Modulatorzweig. Das Träger-Null-Potentiometer soll eine Präzisionsausführung mit niedrigem Temperaturkoeffizienten sein. Die beiden Widerstände in Reihe mit ihm verringern seinen TK-Einfluß weiter. Die Balancemodulatordioden sollten auf gleiche Durchlaßspannung und Sperrkapazität ausgesucht sein. Noch besser ist ein »dynamisches« Ausschauen bei der Trägerfrequenz und -amplitude auf gleiche Richtspannung an einem 1-k Ω -Lastwiderstand.

Wenn das Verhältnis NF- zu HF-Spannung an einer Diode 1:10 beträgt,

ergibt sich eine sehr gute Modulation. Ein zu starkes NF-Signal führt zu Intermodulation, ein zu schwaches zu verringerter Trägerunterdrückung. Günstige Anhaltswerte sind 1 V (effektiv) HF am Punkt »A« und 100 mV NF am Kollektor von T 3, in Bild 1.

Der Ausgangstransformator des Balancemodulators ist primär niederohmig und sekundär in Resonanz auf der Trägerfrequenz. Dabei wird der Sekundärkreis nach Bild 1 und Bild 7 weiterhin zur Anpassung an das folgende (niederohmige) Quarzfilter verwendet. Entsprechend Bild 1 ist das Quarzfilter an Ein- und Ausgang mit 4,7 k Ω abgeschlossen. Diese Widerstände ergeben zusammen mit dem transformierten Ausgangswiderstand des Balancemodulators bzw. dem Eingangswiderstand der integrierten Schaltung (T 4 = TA 7045 M = RCA 3028; Differenzverstärker mit Konstantstromquelle in Emitterleitung oder regelbare Kaskode) die korrekte Bedämpfung des Quarzfilters und damit geringe Welligkeit im Durchlaßbereich. (Durch sorgfältigere Bemessung der Anpassung hätte man die HF-Verluste durch die 4,7-k Ω -Widerstände vermeiden können. T 4 liefert jedoch genügend Spannung zur Aussteuerung des 1. Mischers T 5.)

Die Bifilarspule im Quarzfilter (Bild 7) symmetriert die Schaltung (HF-Brücke) und ist mit C = 70 pF auf der Filterfrequenz in Resonanz. Der 10-k Ω -Widerstand parallel dazu bedämpft den Kreis für geringste Durchlaßwelligkeit. Die beiden Quarze parallel zu ihm erzeugen Dämpfungspole dicht rechts und links des Durchlaßbereichs, so daß die Flanken versteilert werden. (In einem Empfänger- oder Transceiverquarzfilter wären diese beiden Quarze günstiger in einer weiteren Quarzhalbbrücke eingesetzt, was eine höhere Weitabselektion ermöglicht, wie z. B. in der alten XF 9-B-Ausführung. Die gezeigte Ausführung läßt sich natürlich einfacher herstellen.)

Ein 2stufiger ZF-Verstärker entsprechend Bild 7 ist reichlich bemessen. Im FT 100 werden T 22 = T 23 = 2 SA 93 \cong GF 145 auch bei Empfang (nicht gezeichnet) benutzt. Bei Transceivern ist oftmals zwischen Balancemodulator und Filter eine Trennstufe (Isolations- oder DSB-Verstärker) erforderlich, um keine Rückkopplungsschleife über den Trägergeneratoranschluß zu bilden. Der lineare integrierte Operationsverstärker T 4 hat geringe Rückwirkung und gestattet eine wirksame Pegelhaltung (ALC, Anschluß D).

5. Mischer

Der VFO-Mischer (T 5 = 3 SK 22 (GR) in Bild 2 \cong BF 245, Substratanschluß nicht herausgeführt) befindet sich mit seinem fest auf 8,3 bis 8,9 MHz abgestimmten Drain-Bandfilter auf der NF/ZF-Platine. Der Sperrschicht-Feldeffekttransistor wird vom VFO-BU (T 6 = 2 SC 460 (B) \cong SF 136) am Substrat angesteuert. T 6 arbeitet dabei in Kollektor-

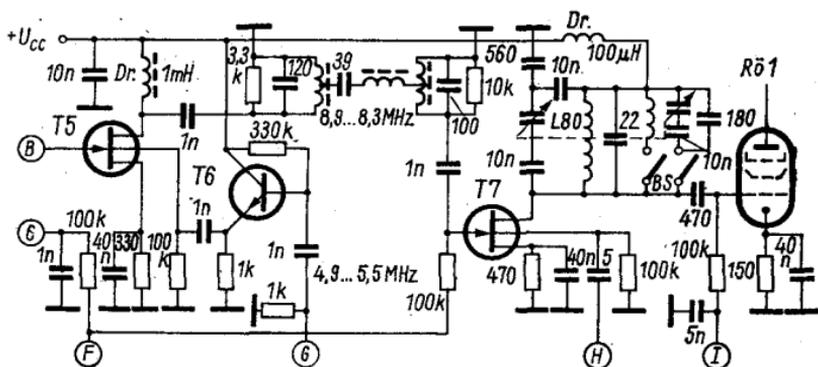


Bild 2 Mischteil im TX-599

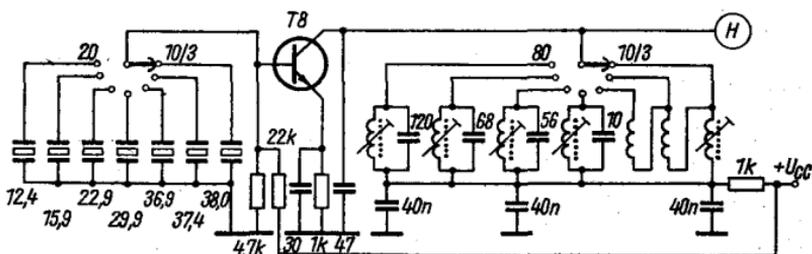


Bild 3 Bandquarzoszillator im TX-599

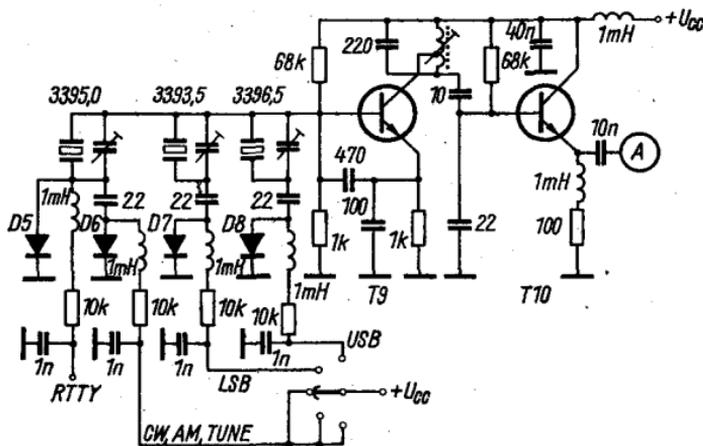


Bild 4 TX-599-Trägergenerator

schaltung. Das Dreikreisfilter im Drain-Zweig gewährleistet eine kleinere Welligkeit im Durchlaßbereich bei hoher Dämpfung der Oszillatorfrequenz 4,9 bis 5,5 MHz als ein Zweikreisfilter. Bis auf die Substratsteuerung ähnelt die Schaltungstechnik der SFET-Mischer sehr der von Röhrentrioden-Mischern. Hier wie dort hat man durch geeignete Wahl beider Mischfrequenzen darauf zu achten, daß Mischprodukte höherer Ordnung nicht in den ZF-Bereich (8,9 bis 8,3 MHz nach Bild 2) fallen.

Der Quarzmischer ($T 7 = 3 SK 22 \triangleq BF 245$) wird ebenfalls am Substrat gesteuert. Sein Drain-Kreis ist dem Treiber-Gitterkreis von Röhrenexcitern analog: Auf den höherfrequenten Bändern werden der 80-m-Spule weitere Induktivitäten durch den Bandschalter BS parallelgeschaltet. Die Parallelkapazitäten werden teilweise abgeschaltet. Der Treiberdrehkondensator hat 4 Pakete, 2 sind nur auf 80 m eingeschaltet, um das (relativ) breite Band durchzustimmen. Die HF-Erdung über 560 pF ist der im Treiberanodenkreis analog, wo eine Neutralisation stattfindet. Damit ist der Gleichlauf beider Kreise gewährleistet. Die FT 100-Mischer ($T 24 = 2 SA 93 \triangleq GF 145$ und $T 25 = 2 SA 96 \triangleq GF 145$) sind mit Ge-pnp-Transistoren bestückt (Bild 8). Das Kollektorbandfilter des VFO-Mischers wird im Gleichlauf mit dem VFO abgestimmt und kommt deshalb mit 2 Kreisen aus. Der Sperrkreis in der Gitterleitung dämpft ein kritisches Quarzsignal, das nicht genügend vom Kollektorschwingkreis des T 25 unterdrückt wurde.

Die Mischerinjektionsspannung ist stets ein Kompromiß zwischen Nebenwellenfreiheit und Mischverstärkung. Meist stellt man die Injektion so hoch ein, daß ein Maximum der Mischverstärkung erreicht wird. Das ist bei bipolaren Transistoren bei $U_{be} = 50$ bis 100 mV und bei SFETs bei $U_{gs} = 400$ bis 800 mV der Fall. Dann ist der Kollektor- (Drain-)Strom vollständig zerhackt (d.h. in manchen Augenblicken 0). Die mit einem HF-Voltmeter z. B. am Emitter von T 25 gemessene Spannung hat dann höhere Werte, weil die Oszillatorspannung auch an der Basisbeschaltung einen gewissen Spannungsabfall zeigt. Etwas niedrigere Oszillatorspannung hat geringere Mischteilheit, aber stark verringerte Nebenwellen zur Folge. Leider hängt in diesem Fall die Mischverstärkung relativ stark von der Oszillatoramplitude ab. Hochwertige SSB-Exciter werden künftig mehr und mehr mit Balancemischern und Ferritübertragern arbeiten, was eine Verringerung der Nebenwellen ermöglicht.

6. ALC

Bipolare Transistoren lassen sich schlechter als Regelröhren regeln. Entsprechend Bild 1 wurde deshalb eine integrierte Schaltung (T 4) zur automatischen Pegelhaltung im SSB-Exciter eingesetzt. Aus Bild 6 ist ersichtlich, daß der Gitterstrom der Endröhren, den diese bei Übersteuerung

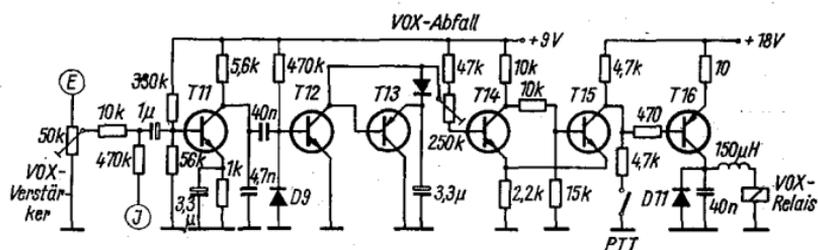


Bild 5 TX - 599 - VOX

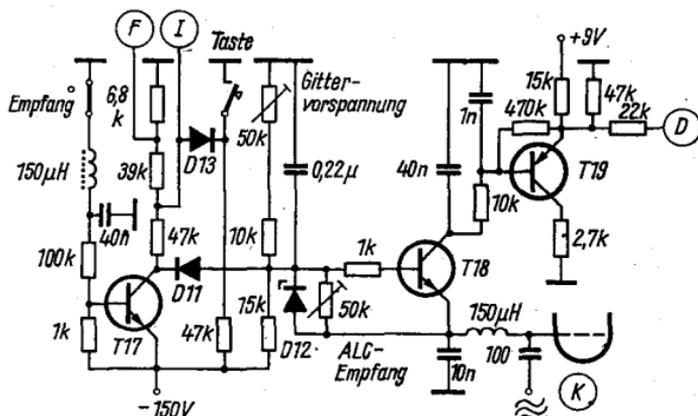


Bild 6 Tasting und ALC im TX-599

ziehen, die Basis-Emitter-Strecke von T 18 (= 2 SC 856 \cong SF 137) steuert. Der 50-k Ω -Regelwiderstand stellt die ALC-Empfindlichkeit ein. Die Z-Diode (D 12 = SZ 200-04 \cong SZX 18/5,6) schützt zusammen mit dem 1-k Ω -Widerstand vor der Basis den Transistor T 18 vor zu hohem Gitterstrom, T 19 verstärkt das ALC-Signal (T 19 = 2 SA 495 (Y) \cong GC 118). Die PA-Gittervorspannung wird durch den Spannungsteiler 15 k Ω /10 k Ω /50 k Ω bestimmt.

Mischer- und Treibertastung bei CW erfolgt über die Schaltodiode D 13 (= SE 05-01 \cong SY 201). Bei offener Taste werden Mischer und Treibersperrespannung durch den Spannungsteiler 6,8 k Ω /39 k Ω /D 13/47 k Ω begrenzt. Beim Schließen des Basiskontakts nach Masse zieht T 17 (= 2 SC 867 \cong SF 128) Strom, sein Kollektorpotential wird negativer, so daß Mischer, Treiber und über D 11 (= SE 05-01 \cong SY 201) die PA gesperrt sind.

7. VFO

Bild 11 zeigt einen 8,5-MHz-VFO. Die Basis des VFO-Transistors (T 29 = 2 SC 372 \cong SF 132) ist geerdet. Die Rückkopplung vom Kollektor

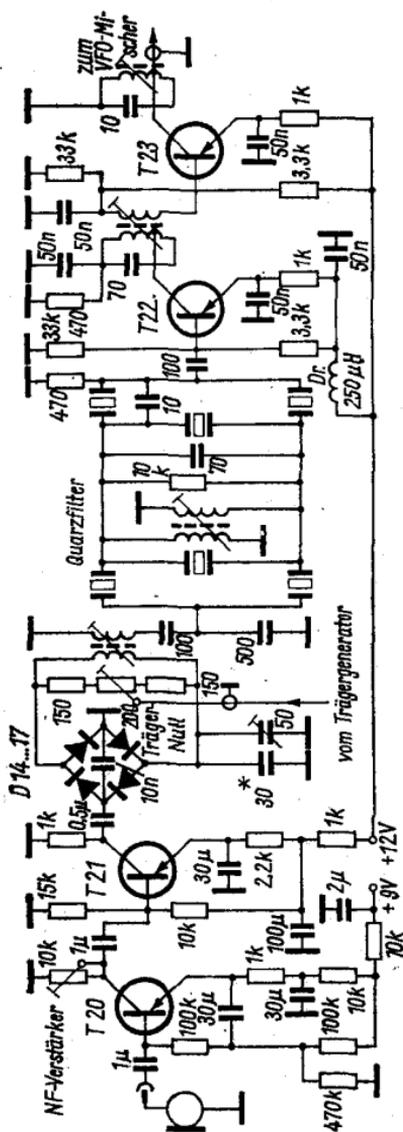


Bild 7 SSB-Erzeugung im FT 100

zum Emitter wird in der Fertigung individuell eingestellt. Der feste Anteil der Kollektorschwingkreis­kapazität ist auf 2 Kondensatoren zur Temperaturkompensation aufgeteilt. Über die Kapazitätsdiode (D 19 = 1 S 145 \cong SA 130) kann der VFO für Transceiverbetrieb durch das 50-k Ω -Potentiometer fein verstimmt werden, ohne daß die Hauptabstimmung

verlorengeht. Der Puffer (T 30 = 2 SC 372 \triangleq SF 132) ist sehr fest an den VFO angekoppelt. Sein Kollektorschwingkreis ist durch die Bedämpfung der Sekundärspule hinreichend breitbandig. Man bedenke, daß die VFO-Stabilität in erster Linie von der Lösung der thermischen konstruktiven Probleme abhängt.

8. Quarzoszillatoren

Der Trägergenerator erzeugt die Trägerfrequenz, die dem Balancemodulator zugeführt wird. Für oberes und unteres Seitenband und CW werden im allgemeinen 3 verschiedene quarzstabilisierte Trägerfrequenzen benötigt. Bild 4 zeigt eine geeignete Schaltung. T 9 (= 2 SC 460 \triangleq SF 216) erfordert nur einen Kollektorschwingkreis, da alle 3 Frequenzen eng beieinander liegen. T 9 schwingt in Clapp-Schaltung, der 470-pF-Kondensator am Emitter berücksichtigt die Niederohmigkeit der Emitterdiode. Die 3 Quarze werden durch Dioden mittels Gleichstrom umgeschaltet. In der Schaltung nach Bild 4 fließt durch D 6 (= 1 S 1555 \triangleq SA Y 10) ein Gleichstrom von 1,4 mA über den Umschalter. Die Diode ist in Durchlaßrichtung vorgespannt, hat damit einen niedrigen Wechselstromwiderstand und erdet den 3395,0-kHz-Quarz über den 22-pF-Kondensator, so daß der Oszillator auf 3395,0 kHz schwingt. Die Umschaltung durch Gleichstrom hat den Vorteil, daß der Trägergenerator nicht in der Nähe des Betriebsartenschalters (Frontplatte) aufgebaut sein muß. Mit den Trimmern parallel zu den Quarzen kann der Trägergenerator jeweils exakt in seine Lage zur Durchlaßkurve des Filters gebracht werden.

Für RTTY-Betrieb läßt sich der CW/AM-Quarz durch D 5 über einen besonderen Anschluß etwas in seiner Frequenz ziehen. Dadurch ergibt sich unabhängig von der VFO-Frequenz gleicher Hub. T 10 (= 2 SC 460 \triangleq SF 215) arbeitet als Puffer und verhindert, damit FM im Takt des NF-Signals. Im Trägergenerator sind 2 Transistoren eingesetzt (T 26 = T 27 = 2 SC 372 \triangleq SF 150), um der HF-Umschaltung zu entgehen. Die Reihenschaltung der beiden Sekundärspulen kostet HF-Energie, da stets der 2. Kreis etwas mitschwingt. Der Bandquarzoszillator (T 8 = 2 SC 535 A \triangleq SF 216 nach Bild 3) weist stets mindestens einen Schwingkreis auf, da wegen $f > 20$ MHz auch Obertonquarze angeregt werden müssen. HF-Umschaltung läßt sich kaum vermeiden. Mit den Spulenkernen kann man den Oszillator auf maximalen Output oder etwas in der Frequenz ziehen.

Durch Bedämpfen läßt sich auf allen Bändern (in Grenzen) gleicher Output erzielen. Diese Möglichkeit hat die Schaltung nach Bild 10 mit T 28 (= 2 SC 372 \triangleq SF 150) nicht. Man beachte bei allen Schaltungen die sorgfältige Siebung der Versorgungsleitungen, z. B. die Erdung der Kollektorschwingkreise von T 8 nach Bild 3. Der Frequenzstabilität des Bandquarzoszillators ist trotz der Quarzstabilisierung Aufmerksamkeit zu schenken.

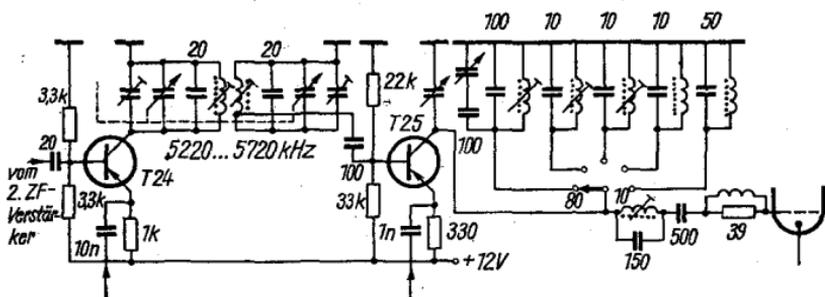


Bild 8 Mischung im FT 100

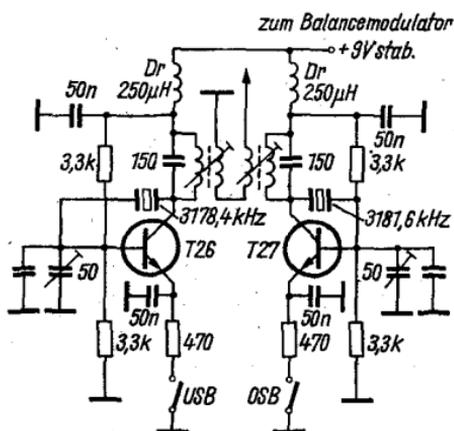


Bild 9
Trägergenerator im FT 100

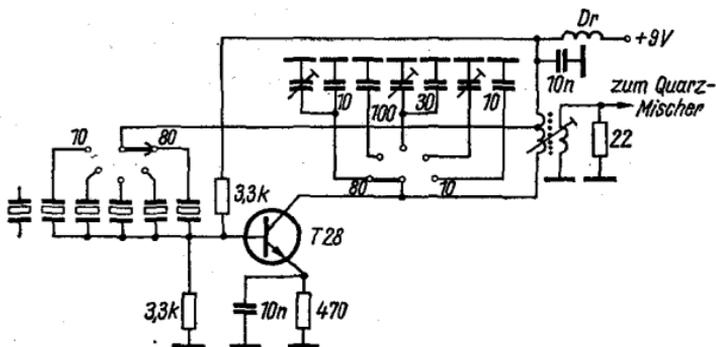


Bild 10 FT-100-Bandquarzoszillator

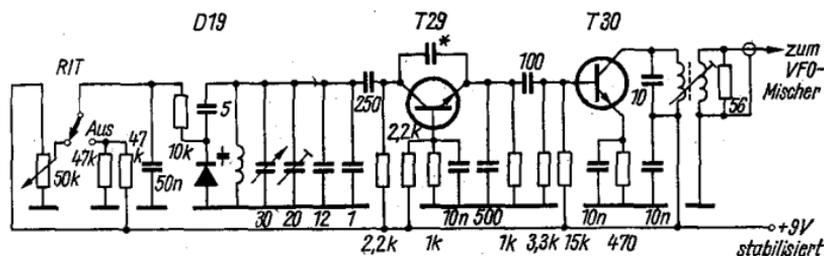


Bild 11 VFO mit RIT im FT-100

Sorgfältig bemessene VFOs sind oftmals stabiler als Obertonoszillatoren, die man nur auf maximalen Output trimmt, um die notwendige Injektionsleistung am Mischer-Emitter zu sichern. Abhilfe schaffen Stabilisierung der Betriebsspannung, Auswahl von Obertonquarzen hoher Güte mit kleinem Temperaturbeiwert, lose Ankopplung des Quarzes an den Oszillatortransistor, Beachtung der Impedanzanpassung zwischen Quarz, Oszillatortransistor und Last sowie Einstellen eines günstigen Arbeitspunkts.

9. VOX

Die automatische Send-Empfangs-Umschaltung durch Sprachsteuerung (VOX) ist bequem. Mit Transistoren läßt sie sich kleiner als mit Röhren aufbauen. Wegen des geringen Transistoreingangswiderstands ist der benötigte Bauelementeaufwand jedoch höher.

In der Schaltung nach Bild 5 wird das NF-Signal durch T 11 und T 12 ($= 2 SC 373 \cong SC 206$) weiter verstärkt, durch D 10 ($= 1 N 60 \cong SAY 30$) gleichgerichtet. T 14 und T 15 ($= 2 SC 373 \cong SC 206$) arbeiten als Schmitt-Trigger und schalten T 16 ($= 2 SA 562 (Y) = pnp-Si, \beta = 40$ bis 400, $P_v = 0,3 W, U_{CBO} = -30 V$), so daß das VOX-Relais anzieht. Der $3,3-\mu F$ -Elektrolytkondensator im Emitterkreis von T 13 ($= 2 SA 562 (Y)$) bestimmt zusammen mit dem $250-k\Omega$ -Einstellregler im Basiskreis von T 14 die Abfallzeit, bis der Trigger augenblicklich T 16 in die Sperrung zurückschaltet. T 16 kann dadurch nicht überlastet werden. Er arbeitet in Kollektorschaltung, um den Schmitt-Trigger gering zu belasten. D 11 ($= 1 N 60 \cong SAY 30$) und $C = 40 nF$ parallel dazu verhindern das Durchschlagen der Kollektorsperrschicht von T 16 durch die Induktionsspannungsspitze der Induktivität des VOX-Relais beim Abschalten. Die $150-\mu H$ -Drossel dient der HF-Entkopplung, da das VOX-Relais entfernt angeordnet ist. Der Push-to-talk- (PTT) Schalter gestattet das bequeme Einschalten des Senders vom Mikrofongriff aus. D 9 ($= 1 N 60 \cong SAY 30$) stabilisiert den Arbeitspunkt von T 12 und T 13 bei Temperaturänderungen.

Schaltbeispiele mit den integrierten Schaltkreisen MAA 325 und MBA 145

Harro Kühne

Während der letzten Jahre setzt man zunehmend integrierte Schaltkreise bei der Realisierung von elektronischen Schaltungen ein. Dem Amateur werden in naher Zukunft auch solche Schaltkreise zur Verfügung stehen. Es ist günstig, wenn er sich schon jetzt mit der Schaltungstechnik dieser neuen Bauelemente bekannt macht. In diesem Beitrag werden einige erprobte Schaltungen mit den integrierten Schaltkreisen *MAA 325* und *MBA 145* der Firma *TESLA*/ČSSR vorgestellt. Bei diesen Bauelementen handelt es sich um relativ einfache Schaltkreise, die durch die große Anzahl von herausgeführten Anschlüssen eine vielseitige Verwendung zulassen.

Die inneren Schaltungen der verwendeten integrierten Schaltkreise (abgekürzt IS) zeigen Bild 1 und Bild 2. Der *MAA 325* ist ein 3stufiger

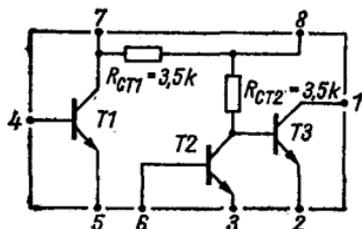


Bild 1
Innenschaltung des integrierten Schaltkreises *MAA 325*

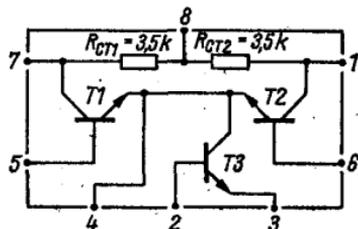


Bild 2
Innenschaltung des integrierten Schaltkreises *MBA 145*

NF-Verstärker für Anwendungen bis etwa 1 MHz, während der *MBA 145* einen Differenzverstärker mit Konstantstromquelle darstellt. Dieser Schaltkreis kann bis zu Frequenzen von etwa 5 MHz verwendet werden. Die wichtigsten Daten dieser beiden IS sind in Tabelle 1 und Tabelle 2 zusammengestellt. Genauere Angaben über den IS *MAA 325* findet der interessierte Leser in [1]. Dieser Beitrag enthält auch Hinweise zur Messung von Daten der IS. Bevor einzelne Schaltungen genauer erläutert werden, noch der Hinweis, daß man die Anwendungsbeispiele natürlich

auch mit diskreten Transistoren verwirklichen kann. Dafür eignen sich Miniplasttransistoren vom Typ *SC 206*. Aus Miniplasttransistoren und Mikrowiderständen (z. B. aus dem Empfänger *Kosmos*) kann die Innenschaltung der Schaltkreise auch in Form von Subminiaturbausteinen aufgebaut werden. Die auf diese Weise erhaltenen Bausteine wären nur etwas größer als die Originalschaltkreise. Soll der *MBA 145* mit diskreten Bauelementen realisiert werden, so ist es günstig, wenn für T 1 und T 2 ein Transistorpaar eingesetzt wird.

Tabelle 1 Grenzdaten des MAA 325

$U_{8/3}$	max	7 V
$U_{7/2}$	max	7 V
$U_{7/5}$	max	7 V
I_1 und I_2	max	40 mA
I_3 und I_7	max	20 mA
I_4 und I_6	max	10 mA
I_5	max	5 mA
P_{tot}	max	300 mW ($T_u = 45^\circ\text{C}$)

Tabelle 2 Grenzdaten des MBA 145

$U_{1/4}$	max	12 V
$U_{7/4}$	max	12 V
$U_{1/3}$	max	12 V
$I_{8/3}$	max	20 mA
P_{tot}	max	300 mW ($T_u = 45^\circ\text{C}$)

NF-Verstärker mit hoher Verstärkung

Einen NF-Verstärker, der eine Spannungsverstärkung von 500 und einen Eingangswiderstand von etwa $100\text{ k}\Omega$ aufweist, zeigt Bild 3. Dieser Verstärker ist direkt gekoppelt. Der große Eingangswiderstand wird mit der in Kollektorschaltung arbeitenden 1. Stufe erreicht. Dazu werden die

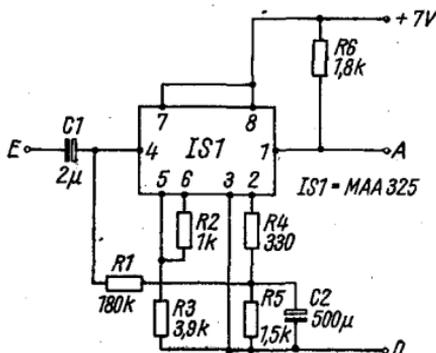


Bild 3
NF-Verstärker mit hoher Verstärkung

Stufen mit T 2 und T 3 verwendet. T 2 arbeitet mit maximal möglicher Verstärkung, während T 3 im Emitterkreis gegengekoppelt wurde. Die Verstärkung der gesamten Schaltung kann mit den in [4] angegebenen Gleichungen berechnet werden. Die Arbeitspunkte aller 3 Stufen wurden mit einer nur für Gleichspannung wirkenden Gegenkopplung eingestellt. Diese Gegenkopplung führt von R 5 zur Basis von T 1. R 1 soll hochohmig sein, damit sein Wert den Eingangswiderstand der 1. Stufe nicht zu sehr verringert. Wenn sich z. B. durch Temperatureinfluß der Strom durch T 3 vergrößert, so fällt an R 5 ebenfalls eine größere Spannung ab. Diese Spannungserhöhung leitet die Kollektorstufe mit T 1 der Basis von T 2 zu. Der Kollektorstrom dieses Transistors steigt an. Das hat zur Folge, daß sich die Steuerspannung an der Basis von T 3 verringert, dadurch der Strom durch T 3 kleiner wird und die zu Beginn angenommene Stromerhöhung ausgeglichen ist. Die gewählte Schaltung sichert also eine gute Stabilität aller Arbeitspunkte des Verstärkers.

NF-Verstärker mit niederohmigem Ausgang

Die Schaltung eines NF-Verstärkers mit einer Spannungsverstärkung von etwa 100 und niederohmigem Ausgang zeigt Bild 4. Zur Spannungs-

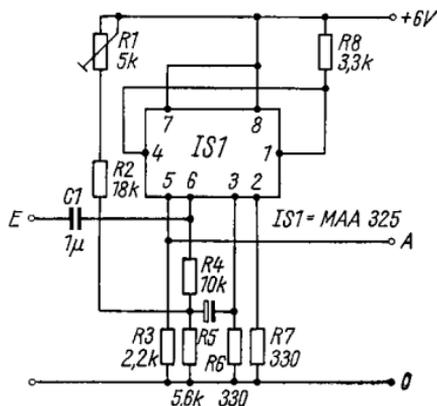


Bild 4
NF-Verstärker mit niederohmigem
Ausgang

verstärkung werden T 2 und T 3 benutzt, T 1 wird für die Ausgangsstufe verwendet, die als Kollektorstufe arbeitet. Der gesamte Verstärker ist direkt gekoppelt. Die beiden Verstärkerstufen mit T 2 und T 3 sind durch einen nicht überbrückten Emitterwiderstand stromgegengekoppelt. Mit dieser Gegenkopplung wurde die Verstärkung der einzelnen Stufen eingestellt. Die Spannungsverstärkung v_u der Schaltung im Bild 4 kann man näherungsweise berechnen.

$$v_u = \frac{R_{CT2}}{R6} \cdot \frac{R8}{R7} \quad (1)$$

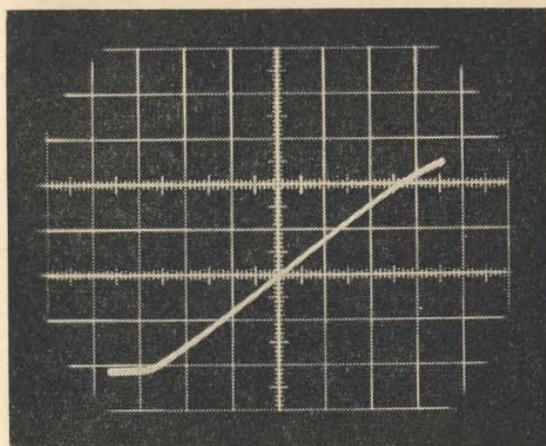


Bild 5
Übertragungskennlinie
des Verstärkers nach
Bild 4; Maßstab y-Achse:
1 V/cm, Maßstab
x-Achse: 10 mV/cm

In Gl. (1) ist der 1. Quotient die Spannungsverstärkung der Stufe mit T 2, der 2. Quotient gibt die Spannungsverstärkung von T 3 an. Die Arbeitspunkte aller 3 Stufen werden mit $R 1$ festgelegt. Am günstigsten geht man dabei so vor, daß man dem Eingang eine Sinusspannung zuführt und die verstärkte Spannung am Ausgang mit einem Oszillografen beobachtet. $R 1$ wird dann so eingestellt, daß eine symmetrische Aussteuerung möglich ist. Der gemessene Eingangswiderstand dieser Schaltung war $25 \text{ k}\Omega$. Aus der Übertragungskennlinie in Bild 5 kann man ersehen, daß der Verstärker bis zu einer Spitze-Spitze-Spannung von etwa 4 V ausgereizt werden kann.

Breitbandverstärker

Bild 6 zeigt einen Breitbandverstärker mit dem Schaltkreis MAA 325. Dieser Verstärker hat einen Eingangswiderstand von $200 \text{ k}\Omega$ und eine

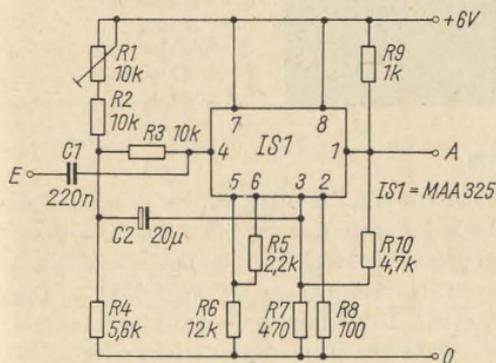


Bild 6
Breitbandverstärker

Spannungsverstärkung von 10. Der Frequenzbereich reicht von 10 Hz bis 1 MHz. Wie beim Verstärker nach Bild 3 arbeitet T 1 in Kollektorschaltung zur Erzeugung eines hohen Eingangswiderstands, T 2 und T 3 werden in gegengekoppelter Emitterschaltung betrieben. T 3 ist durch einen nichtüberbrückten Emitterwiderstand stromgegengekoppelt. Eine weitere Gegenkopplung führt vom Kollektor von T 3 zum Emitter von T 2. Diese Spannungsgegenkopplung bestimmt weitgehend die Spannungsverstärkung v_u des gesamten Verstärkers. Für v_u gilt

$$v_u = \frac{R_{10}}{R_7} \quad (2)$$

Die Arbeitspunkte des direktgekoppelten Verstärkers werden mit dem Spannungsteiler R_1 bis R_4 eingestellt. Die Gegenkopplung zur Einstellung der Spannungsverstärkung stabilisiert auch die Arbeitspunkte von T 2 und T 3 bei Schwankungen der Umgebungstemperatur. Aus der Übertragungskennlinie in Bild 7 kann man die gemessene Spannungsverstärkung und den Ausgangssteuerungsbereich ansehen. Man erkennt, daß dieser Verstärker, bedingt durch die starke Gegenkopplung, gute Begrenzereigenschaften aufweist.

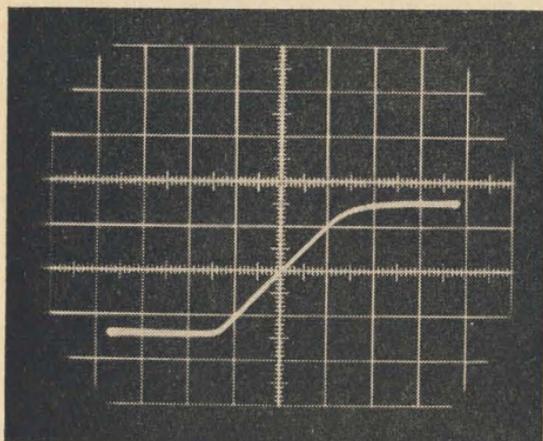


Bild 7
Übertragungskennlinie
des Verstärkers
nach Bild 6;
Maßstab y-Achse: 1 V/cm
Maßstab x-Achse:
0,1 V/cm

Klangregelschaltung

Zur Beeinflussung des Frequenzgangs von NF-Verstärkern benutzt man Klangregelschaltungen. Eine solche Schaltung zeigt Bild 8. Die mit dieser Schaltung – in den Maximalstellungen der Regler für die hohen und tiefen Frequenzen – möglichen Kurven des Frequenzgangs zeigt Bild 9. Der Eingangswiderstand ist etwa 200 k Ω . Die Klangregelschaltung kann bei maximaler Anhebung mit einer effektiven Eingangsspannung von 0,1 V

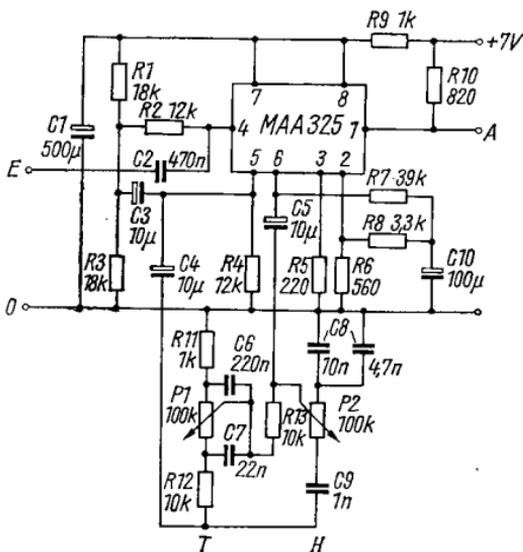


Bild 8
Klangregelschaltung

angesteuert werden. Das Netzwerk soll von einer Spannungsquelle betrieben werden, die einen niedrigen Innenwiderstand hat. Diese Forderung erfüllt die Kollektorstufe mit T 1. Gleichzeitig bewirkt diese Stufe einen genügend großen Eingangswiderstand der Schaltung.

Nach der Kollektorstufe folgt das Netzwerk; es weist eine Grunddämpfung von etwa 20 dB auf. Je nach Stellung der Höhen- und Tiefenregler wird diese Grunddämpfung für bestimmte Frequenzen verkleinert oder vergrößert. Den in Bild 9 gezeigten Frequenzgang erhält man, wenn die Klangregelschaltung wie folgt dimensioniert wird: Zuerst ist R 11 zu

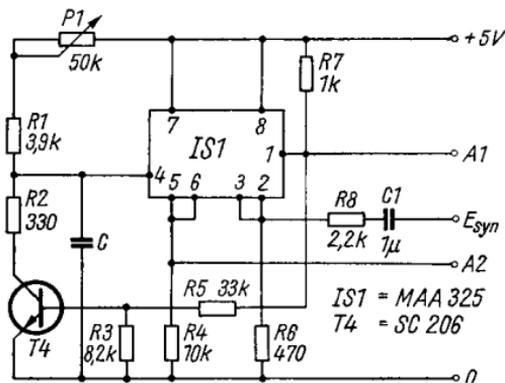


Bild 9 Kennlinie der Klangregelschaltung

wählen. Er kann zwischen 100Ω und $1 \text{ k}\Omega$ liegen. Dann bestimmt man $C 9$ mit folgender Formel:

$$C 9 = \frac{10^{-6} \text{ s}}{R 11} \quad (3)$$

Man erhält $C 9$ in F, wenn $R 11$ in Ω eingesetzt wird. Die anderen Bauelemente können nun leicht bestimmt werden:

$$P 1 = P 2 = 100 \cdot R 11 \quad (4)$$

$$R 12 = R 13 = 10 \cdot R 11 \quad (5)$$

$$C 6 = 220 \cdot C 9 \quad (6)$$

$$C 7 = 22 \cdot C 9 \quad (7)$$

$$C 8 = 15 \cdot C 9 \quad (8)$$

Ein 2stufiger Verstärker nach dem Netzwerk gleicht dessen Dämpfung wieder aus. Die Transistoren des IS werden in Emitterschaltung betrieben. Mit einer Stromgegenkopplung in beiden Stufen wurde eine Spannungsverstärkung von 25 eingestellt. Da T 1 nicht galvanisch mit T 2 und T 3 gekoppelt ist, wurde der Arbeitspunkt von T 1 mit dem Teiler R 1 bis R 3 eingestellt. Die Arbeitspunkte für T 2 und T 3 werden bestimmt und stabilisiert von der Gleichspannungsgegenkopplung vom Emitter T 3 zur Basis von T 2. Die Einstellung aller Arbeitspunkte ist so stabil, daß man auf Einstellregler verzichten kann.

Elektronische Stabilisierungsschaltung

Der integrierte Differenzverstärker *MBA 145* eignet sich gut für den Aufbau von elektronischen Stabilisierungsschaltungen. In Bild 10 ist ein

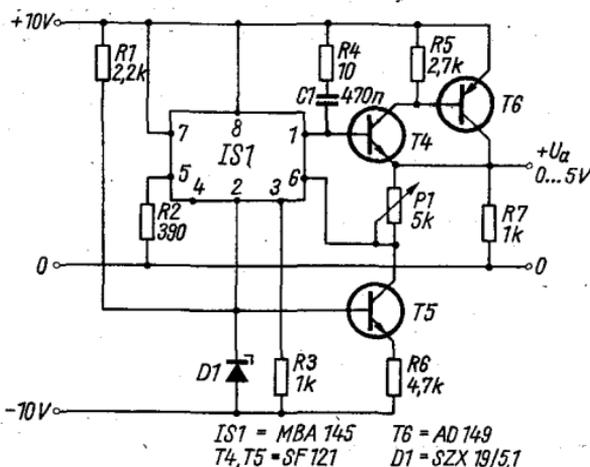


Bild 10 Elektronische Stabilisierungsschaltung

Beispiel angegeben. Diese Schaltung liefert eine einstellbare Spannung von 0 bis 5 V. Der Laststrom darf maximal 1 A betragen. Die Schaltung ist geeignet zur Versorgung von integrierten Digitalbausteinen (z. B. der D-100-Reihe des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder). Die Stabilisierungseigenschaften bei Änderung der Eingangsspannung oder des Laststroms können aus Bild 11 und Bild 12 ersehen werden.

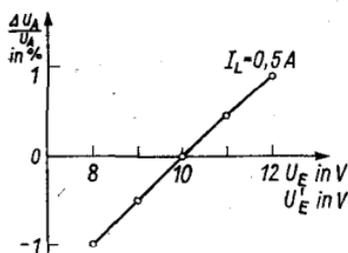


Bild 11
Relativer Fehler der Ausgangsspannung bei Änderung der Speisespannung

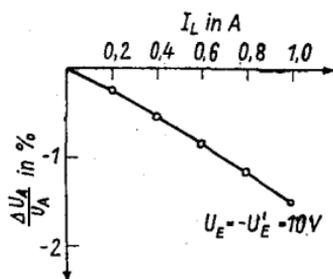


Bild 12
Relativer Fehler der Ausgangsspannungen bei Laständerungen

Die Schaltung in Bild 10 wirkt wie folgt: Mit T 5 und den Bauelementen D 1, R 1 und R 6 wird ein konstanter Strom von 1 mA erzeugt. Dieser Strom fließt durch das zur Einstellung der gewünschten Ausgangsspannung dienende Potentiometer P 1. Der Spannungsabfall an P 1 ist der Sollwert der Ausgangsspannung. Die Basis von T 1 liegt über R 2 auf Massepotential. Am Kollektor von T 2 ist eine komplementäre *Darlington*-Schaltung angeschlossen. Diese (T 5 und T 6) arbeitet in Kollektorschaltung wie ein npn-Leistungstransistor mit großer Stromverstärkung. Durch den Einsatz einer solchen *Darlington*-Schaltung ist für den Leistungstransistor kein npn-Typ notwendig.

Die Spannung am Ausgang stellt sich nun so ein, daß das Basispotential von der Basis des Transistors T 2 nur um wenige Millivolt gegenüber Masse differiert. Dieser Fall ergibt sich dann, wenn die Ausgangsspannung gleich dem Spannungsabfall über P 1 ist. Verringert sich z. B. die Ausgangsspannung bei Belastung, so verkleinert sich auch die Spannung an der Basis von T 2, da der Spannungsabfall über P 1 wegen der Konstantstromquelle mit T 5 konstant bleibt. Der Kollektorstrom von T 2 verkleinert sich, weil der Basisstrom bei geringerer Basisspannung ebenfalls sinkt. Bei kleinerem Kollektorstrom steigt aber die Spannung am Kollektor von T 2 an. Dadurch vergrößert sich die Spannung am Ausgang wieder. Die Bauelemente R 4 und C 1 unterdrücken Schwingungen der Schaltung im HF-Gebiet.

Stromtrigger mit niederohmigem Ausgang

Zur Umwandlung von Spannungen mit beliebiger Kurvenform in eine rechteckförmige Spannung verwendet man Trigger. Bild 13 zeigt einen sogenannten Stromtrigger. Herausragende Eigenschaften dieses Trigger-typs sind sein konstanter Eingangswiderstand in beiden Schaltzuständen

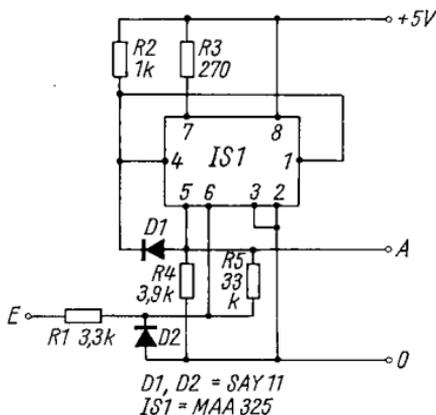


Bild 13
Stromtrigger mit niederohmigem
Ausgang

und seine Übersteuerungsfestigkeit. Nähere Angaben und auch Berechnungshinweise findet der Leser in [3]. Der Stromtrigger in Bild 13 zeichnet sich dadurch aus, daß sein Ausgang in beiden Schaltzuständen niederohmig ist. Diese Eigenschaft wurde durch die Verwendung einer Ausgangsstufe ermöglicht, wie sie bei TTL-Schaltungen benutzt wird.

Solange am Eingang des Triggers eine Spannung von kleiner als 0,6 V anliegt, ist T 2 gesperrt und T 3 leitend. Steigt die Eingangsspannung in positiver Richtung an, so beginnt T 2 zu leiten. Dadurch verringert sich aber der Basisstrom von T 3, und dieser Transistor sperrt. Die Spannung am Ausgang steigt deshalb an. Diesen Spannungsanstieg wandelt der Widerstand R 5 in einen Basisstromanstieg für T 2 um, so daß dieser besser leitend wird. Durch die positive Rückkopplung mit R 5 schaltet der Trigger schnell in seine andere Lage um. Beim Zurückschalten laufen die beschriebenen Vorgänge analog ab. Die Diode schützt den Triggereingang vor zu großer negativer Spannung am Eingang. D 2 bewirkt auch, daß die Belastung der Steuerspannungsquelle bei der negativen Halbwelle gleich der Belastung bei der positiven Halbwelle ist.

Die Ausgangsstufe des gezeigten Triggers besteht aus der Zusammenschaltung einer Emitter- und einer Kollektorstufe. Würde man nur eine Emitterstufe mit einem Kollektorwiderstand verwenden, so wäre die Abfallzeit der Rechteckspannung am Ausgang bei kapazitiver Last klein. Die Anstiegszeit hängt dann aber von der Größe des verwendeten Kollektorwiderstands ab. Das ist dadurch bedingt, daß die Lastkapazität über

diesen Widerstand aufgeladen werden muß. Damit diese Aufladung schneller vor sich geht, wurde an Stelle eines einfachen Kollektorwiderstands die obengenannte Zusammenschaltung benutzt. Wenn T 3 gesperrt ist, arbeitet T 1 als Emitterfolger, der einen großen Strom liefern kann und deshalb eine mögliche Lastkapazität schnell auflädt. Die Parallelschaltung R_{CT1} mit R_3 begrenzt den bei der Aufladung fließenden Strom auf einen für T 1 zulässigen Wert. Leitet dagegen T 3, so kann die Ladung des Lastkondensators nicht über T 1 abfließen. Dieser Transistor sperrt, und die Lastkapazität wird dann über die Diode D 1 und die Kollektor-Emitter-Strecke von T 3 schnell entladen.

Damit man sich von den Verbesserungen überzeugen kann, sollen einige Meßergebnisse genannt werden. Es wurde zunächst eine Schaltung aufgebaut, die nur einen Kollektorwiderstand von 470Ω enthielt. Bei einer Lastkapazität von $1,2 \text{ nF}$ hatten die Impulse am Ausgang eine Anstiegszeit von $2 \mu\text{s}$ und eine Abfallzeit von 100 ns . Nach Änderung der Schaltung entsprechend Bild 13 ergaben sich eine Anstiegszeit von 500 ns und eine Abfallzeit von 100 ns bei gleicher Lastkapazität von $1,2 \text{ nF}$. In Bild 14

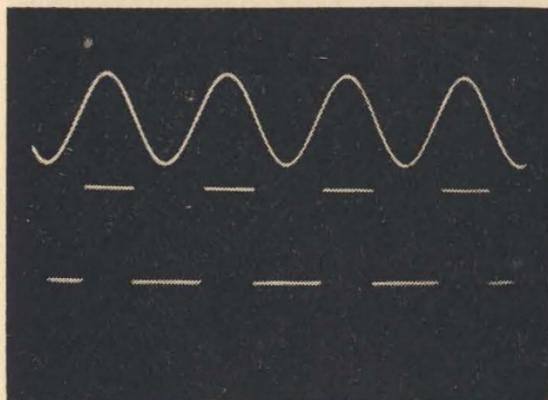


Bild 14
Oszillogramme der
Schaltung nach Bild 13;
oben: Spannung an E,
unten: Spannung an A

sind die Oszillogramme des Triggers bei einer Eingangsfrequenz von 100 kHz gezeigt. Die Einschaltspannung des Musteraufbaus betrug $0,8 \text{ V}$ und die Hysterese $0,5 \text{ V}$.

Astabiler Multivibrator

Die wohl einfachste Schaltung zur Erzeugung von Rechteckspannungen ist der bekannte astabile Multivibrator. Nachteile hat die — wenn auch geringe — Abhängigkeit der Frequenz dieser Multivibratoren von der Speisespannung. Diese Abhängigkeit wirkt sich besonders dann aus, wenn die Speisespannung nur relativ gering ist. Mit dem Schaltkreis *MBA 145* kann man einen astabilen Multivibrator aufbauen, dessen

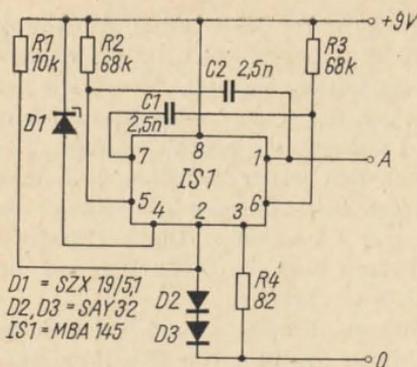


Bild 15
Astabiler Multivibrator

Frequenz sich nur wenig ändert, wenn die Versorgungsspannung variiert wird. Der Multivibrator nach Bild 15 arbeitet mit einer Frequenz von 4,5 kHz. Die Speisespannung kann zwischen 7 V und 18 V liegen. Die Ausgangsfrequenz ändert sich dann nur um wenige Hertz.

Diese Eigenschaft wurde durch eine Stabilisierung der Speisespannung mit der Z-Diode D 1 erreicht. Die Diode ist nicht wie üblich, über einen Widerstand mit der Speisespannung verbunden, sondern sie wird von einem konstanten Strom gespeist. Den Strom liefert die in dem IS *MBA 145* enthaltene Stromquelle mit T 3. Der Strom dieser Quelle wurde mit den Bauelementen D 2, D 3 und R 4 auf etwa 7 mA eingestellt. Der Multivibrator ist in üblicher Weise mit den Transistoren T 1 und T 2 sowie den zu diesen gehörenden Kollektorwiderständen aufgebaut worden. Günstig ist bei diesem Multivibrator, daß durch die geringe Speisespannung der Transistoren T 1 und T 2 von etwa 5 V die sonst bei Schaltungen mit höherer Speisespannung notwendigen Schutzdioden für die Basis-Emitterstrecken von T 1 und T 2 entfallen können. Bild 16 zeigt die wichtigsten Impulsformen des Multivibrators.

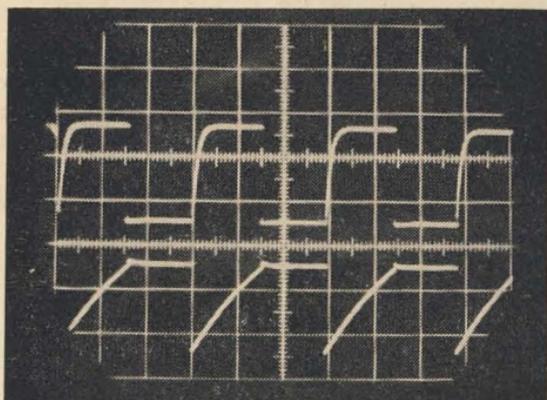


Bild 16
Oszillogramme zu Bild 15;
oben: Impulse am
Punkt 1 des IS,
unten: Impulse am
Punkt 6 des IS,
Maßstab y-Achse:
2,5 V/cm

Impulsgenerator mit dem MBA 145

Ein einfacher, durchstimmbarer Rechteckwellengenerator kann mit dem Schaltkreis *MBA 145* aufgebaut werden. Der in Bild 17 gezeigte Generator besteht im wesentlichen aus einem kapazitiv rückgekoppelten Differenzverstärker. Nach dem Anlegen der Speisespannung laufen nachfolgende Vorgänge ab: Der Kondensator C ist zunächst entladen, und T 2 soll

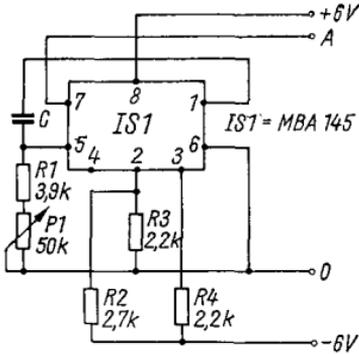


Bild 17
Impulsgenerator mit dem MBA 145

gesperrt sein. C wird nun über R_{CT_2} , R_1 und P_1 sowie den Basisstrom von T 1 aufgeladen. Die Spannung an der Basis von T 1 ist dabei positiver als an der Basis von T 2. Der Strom, den die Konstantstromquelle mit T 3 liefert, fließt deshalb vollständig durch T 1. T 2 ist deshalb — wie zu Beginn angenommen — gesperrt.

Die Ausgangsspannung, die am Kollektor von T 1 entnommen wird, hat während der Aufladung von C nur eine geringe positive Amplitude (etwa 2 V). Die Spannung an der Basis von T 1 fällt bei der Aufladung des Kondensators ab. Wenn die Basisspannung von T 1 fast das Nullpotential erreicht hat, verringert sich der Kollektorstrom von T 1, und ein Teil des Stromes der Konstantstromquelle fließt dann durch T 2. Dieser Strom erzeugt an dem Kollektorwiderstand R_{CT_2} einen Spannungsabfall in negativer Richtung. Der Kondensator C überträgt diesen Spannungssprung auf die Basis von T 1. T 1 sperrt, und T 2 übernimmt vollständig den Strom von T 3. Die Spannung am Ausgang A ist nun gleich der positiven Speisespannung. An der Basis des Transistors T 1 liegt jetzt eine negative Spannung. Der Kondensator C entlädt sich über die Widerstände R_1 und P_1 . Ist diese Entladung beendet, so beginnt T 1 wieder zu leiten, und die Schaltung kippt in den zu Beginn beschriebenen Zustand zurück.

Am Ausgang A kann eine rechteckförmige Spannung von 4 V (mit einer Amplitude von Spitze zu Spitze gemessen) entnommen werden. Die am Musteraufbau gemessenen Frequenzen bei verschiedenen Werten von C

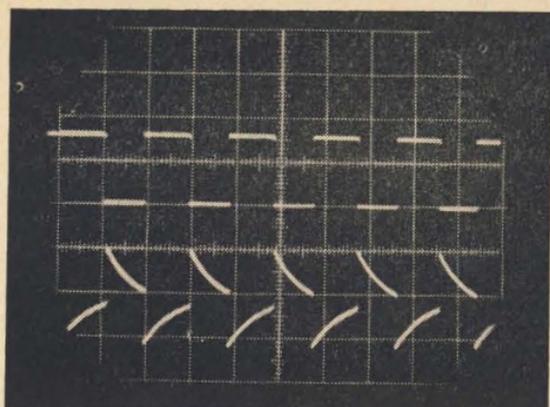


Bild 18
Oszillogramme zu Bild 17;
oben: Impulse am
Punkt 7 des IS,
unten: Impulse am
Punkt 5 des IS,
Maßstab y-Achse:
2,5 V/cm

Tabelle 3 Frequenzbereich der Schaltung nach Bild 17

C	f_u	f_o
470 nF	8,4 Hz	86 Hz
47 nF	84 Hz	850 Hz
4,7 nF	820 Hz	8,3 kHz
470 pF	8 kHz	80 kHz

findet man in Tabelle 3. Die Oszillogrammaufnahme in Bild 18 zeigt die wichtigsten Impulsformen der Schaltung.

Impulsgenerator mit dem MAA 325

Nach einem anderen Prinzip als der Generator in Bild 17 arbeitet der Impulsgenerator nach Bild 19. Dieser Generator liefert am Ausgang kurze positive Impulse. Die mit verschiedenen Kondensatoren ermittelten

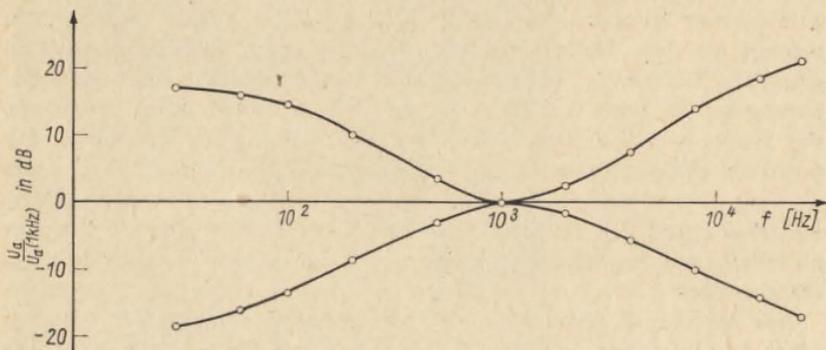


Bild 19 Impulsgenerator mit dem MAA 325

Frequenzbereiche enthält Tabelle 4. Unter bestimmten, weiter unten näher erläuterten Voraussetzungen kann man dem Generator eine linear ansteigende Sägezahnspannung entnehmen. Nach Anlegen der Speisespannung sollen T 4 zunächst gesperrt und der Kondensator C entladen sein. Über $R 1$ und $P 1$ kann sich nun der Kondensator auf eine positive Spannung aufladen. Die Spannung des Kondensators C tastet die Kollektorstufe mit T 1 ab und leitet sie einem *Schmitt*-Trigger zu.

Tabelle 4 Frequenzbereiche der Schaltung nach Bild 19

C	f_{u}	f_{o}
470 nF	71 Hz	730 Hz
47 nF	680 Hz	7 kHz
4,7 nF	5,7 kHz	58 kHz

Dieser Trigger wurde mit T 2 und T 3 realisiert. Solange die Spannung über $R 4$ kleiner ist als die Einschaltspannung des *Schmitt*-Triggers, ist T 2 gesperrt, und T 3 leitet. Die Ausgangsspannung an A 1 beträgt dann etwa 1,6 V; sie ist zu klein, um T 4 zu sättigen. In dem Moment, in dem die Spannung am Emitter von T 1 die Einschaltspannung des Triggers erreicht, schaltet dieser in seine andere Lage um. T 2 ist dann leitend und T 3 gesperrt. Die Spannung am Ausgang A 1 steigt schlagartig an. Diese Spannung, sie ist fast gleich der Speisespannung, reicht nun aus, um T 4 zu sättigen. Da dieser dem zeitbestimmenden Kondensator parallel liegt, wird der Kondensator C entladen. Die Entladung des Kondensators wird dann beendet, wenn die Spannung über $R 4$ gleich der Ausschaltspannung des Triggers ist. Der *Schmitt*-Trigger kippt dann wieder in seine Ausgangslage zurück, und der Kondensator kann erneut aufgeladen werden. Dadurch, daß die Kollektorwiderstände von T 2 und T 3 unterschiedlich sind und der gemeinsame $R 6$ relativ groß gewählt wurde, hat der *Schmitt*-Trigger eine große Einschaltspannung und Hysterese.

Letzteres ist besonders dann erwünscht, wenn der Generator vornehmlich zur Erzeugung von sägezahnförmigen Spannungen verwendet werden soll. In einem solchen Fall ersetzt man die Widerstände $R 1$ und $P 1$ durch eine Konstantstromquelle, die einen veränderlichen Strom liefern kann. Die dann lineare Sägezahnspannung entnimmt man am Ausgang A 2. Der Spitzenwert dieser Sägezahnspannung ist gleich der Hysterese des *Schmitt*-Triggers. Der Generator kann relativ einfach mit einer fremden Wechselspannung synchronisiert werden. Diese Spannung führt man dem gemeinsamen Emitterwiderstand zu. Zur sicheren Synchronisation genügen Spannungen mit einer effektiven Amplitude von 0,2 V. Wenn man die Frequenz des Generators berechnen will, müssen die Einschaltspannung U_{ein} und die Ausschaltspannung U_{aus} bekannt sein.

Diese Werte erhält man näherungsweise aus

$$U_{\text{ein}} = U_{\text{BET2}} + R_6 \cdot \left(\frac{U_B}{R_6 + R_7} + \frac{U_B - U_{\text{BET3}}}{R_6 + R_{\text{CT2}}} \right), \quad (9)$$

$$U_{\text{aus}} = U_{\text{ein}} - \frac{U_B \cdot R_6}{R_6 + R_7}. \quad (10)$$

Wenn diese beiden Werte bekannt sind – sie lassen sich natürlich auch messen –, so kann mit der folgenden Gleichung die Zeit t_p der Impulspause berechnet werden. Wenn die Impulsdauer kurz ist (der Kondensator C entlädt sich sehr schnell), ist der Kehrwert der Zeit t_p etwa gleich der Impulsfrequenz. Für t_p gilt folgende Gleichung:

$$t_p = \ln \left(\frac{U_B - U_{\text{BET4}} - U_{\text{aus}}}{U_B - U_{\text{BET4}} - U_{\text{ein}}} \right) \cdot C \cdot (R_1 + P_1) \quad (11)$$

Als Ergänzung zu den schon oben angegebenen Daten der Schaltung sollen noch folgende gemessenen Werte dienen: Für die Einschaltspannung des Triggers (am Punkt 6 des IS gemessen) wurde eine Spannung von 2,9 V und für die Ausschaltspannung 1,4 V ermittelt. In Bild 20 sind die wichtigsten Impulsformen der Schaltung dargestellt.

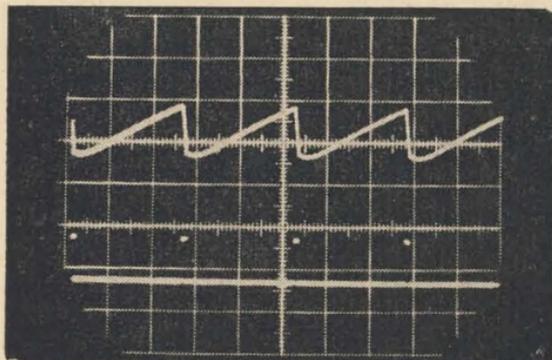


Bild 20
Oszillogramme zu Bild 19;
oben: Spannungsverlauf
an A 2, unten: Impulse an
A 1, Maßstab oben:
1,5 V/cm, Maßstab
unten: 2,5 V/cm

Literatur

- [1] Kühne, H.: Der integrierte Schaltkreis MAA 325 – Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten, radio fernsehen elektronik 20 (1971), Heft 13, Seite 415 bis 420, und Heft 14, Seite 466 bis 469
- [2] Kühne, H.: Verwendung des integrierten Schaltkreises MAA 325 in Frequenzteilern mit Multivibratoren, radio fernsehen elektronik 20 (1971), Heft 15, Seite 503 bis 506
- [3] Kühne, H.: Der Stromtrigger – eine einfache und vielseitige Triggerschaltung, radio fernsehen elektronik 20 (1971), Heft 12, Seite 387 bis 398
- [4] Kühne, H.: Einfache Berechnung von transistorisierten NF-Schaltungen, FUNKAMATEUR 19 (1970), Heft 11, Seite 549 bis 551, 19 (1970), Heft 12, Seite 605 und Seite 606, 20 (1971), Heft 1, Seite 32 bis 34

Steuergerät für Gesangsanlagen

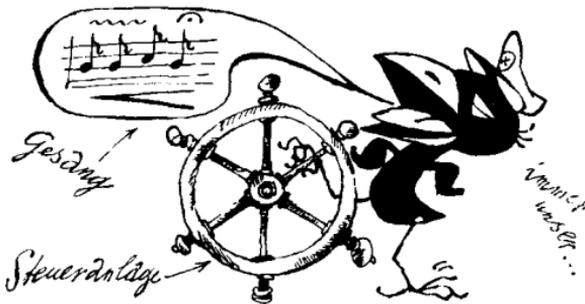
Axel Hofmann

Von einem Teil unserer Tanzkapellen und anderen Unterhaltungsgruppen werden dynamische Mikrofone aus der DDR-Produktion oder aus Importen benutzt. Diese Mikrofone haben eine Ausgangsimpedanz von 50 bis 1000 Ω . Die abgegebene Sprechwechselspannung liegt bei einigen Millivolt. Damit können handelsübliche Verstärker nicht angesteuert werden. Weil auf dem Inlandmarkt dafür geeignete Vor- und Klangregelverstärker zur Zeit nicht immer greifbar sind, wurde das nachfolgend beschriebene Steuergerät konzipiert. Folgende Forderungen wurden gestellt:

- niedrige Eingangsimpedanz,
- getrennte Hoch- und Tieftonregelung,
- Stromversorgung über Netz.

Um das Klangbild für jedes Mikrofon beeinflussen zu können, wurde für alle Mikrofone ein eigener Vorverstärker eingesetzt.

Es gibt 2 Schaltungsmöglichkeiten zur Anpassung des dynamischen Mikrofons an den Vorverstärker: mit einem geeigneten Übertrager (z. B. Typ 5 k 10) oder unter Anwendung der Basisschaltung eines Transistors. Für das beschriebene Steuergerät wurde die 2. Möglichkeit benutzt. Die Eingangsimpedanz beträgt 200 Ω . Das Mikrofon wird kapazitiv an den



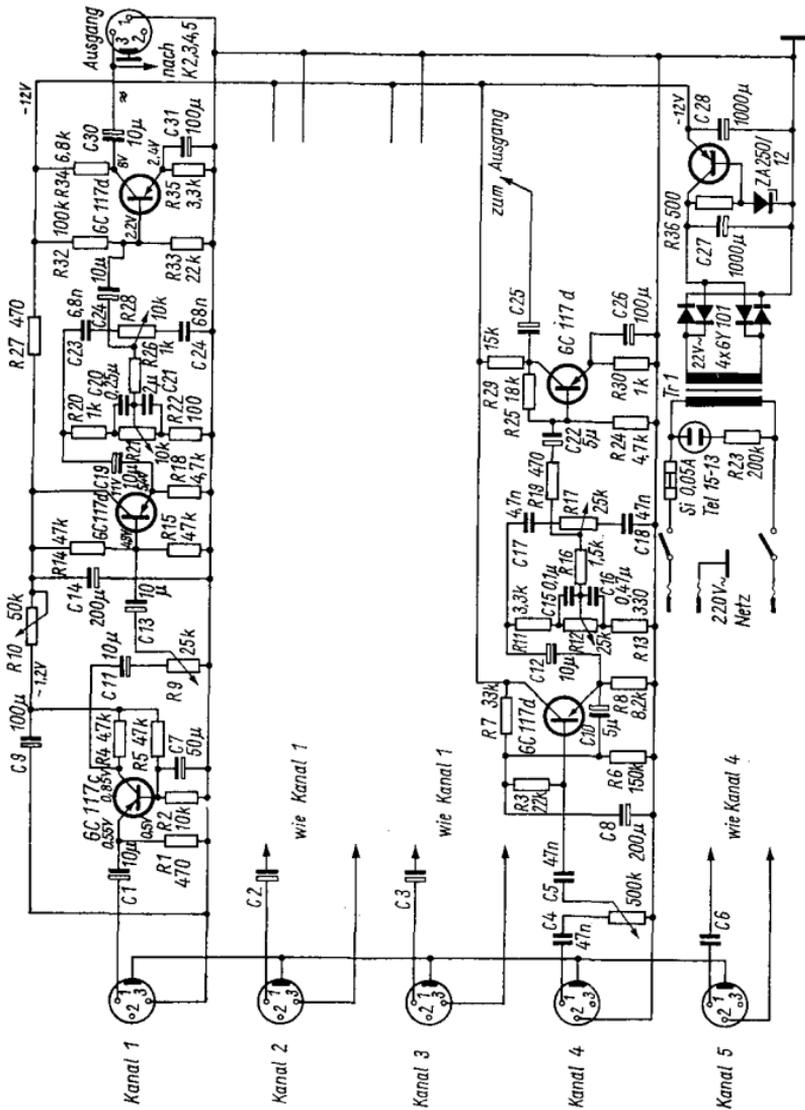


Bild 1 Schaltung der Vorverstärkerstufen für das beschriebene Steuergerät. K 1...K 3 — dynamisches Mikrofon. K 4/K 5 — Kondensatormikrofon

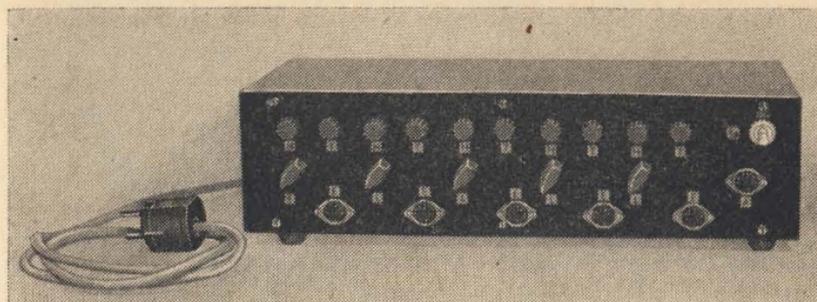


Bild 2 Ansicht des Steuergeräts für Gesangsanlagen

Emitter des Transistors angekoppelt. Am Kollektor wird die verstärkte NF-Spannung abgenommen und dem Lautstärkeregler zugeführt. Ein Spannungsteiler hält das Basispotential fest.

Der nachfolgende Klangregelverstärker hat einen Eingangswiderstand von etwa $10\text{ k}\Omega$. Seine 1. Stufe arbeitet in Kollektorschaltung. Das Regelnetzwerk liegt über $50\ \mu\text{F}$ am Emitter. Der Eingang des Regelnetzwerks muß niederohmig angesteuert werden, sein Ausgang ist hochohmiger, die 2. Stufe wurde deshalb in Emitterschaltung ausgelegt. Der im Regelnetzwerk auftretende Verstärkungsverlust wird durch die nachfolgende Stufe ausgeglichen. Die Potentiometer für das Regelnetzwerk haben eine lineare Charakteristik. Bei der vorliegenden Schaltung ergaben sich folgende Werte für die Frequenzgrenzen:

bei 30 Hz	+18 dB bis -20 dB,
bei 15 kHz	+16 dB bis -20 dB.

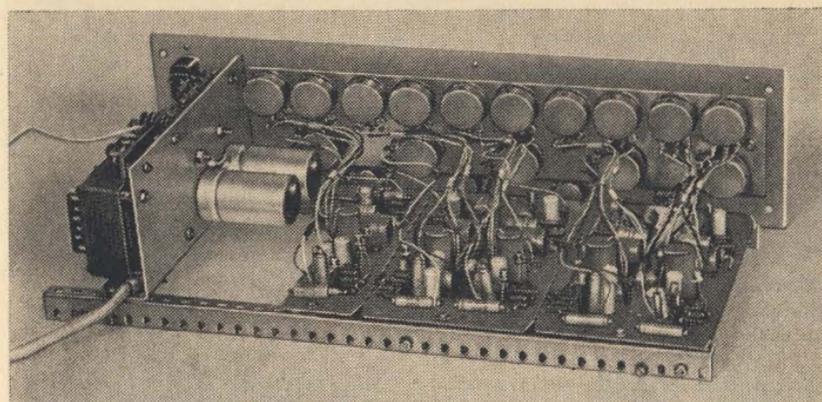


Bild 3 Blick in die Verdrahtung des Steuergeräts

Die 3 Kanäle für die dynamischen Mikrofone haben gleichartigen Aufbau. Die beiden anderen Eingänge sind für 2 *Neumann*-Kondensatormikrofone ausgelegt. Die 1. Stufe entfällt, da der Verstärkerausgang des Kondensatormikrofons hochohmig ist. In diesem Fall wird als Impedanzwandlerstufe die Bootstrap-Schaltung angewendet. Sie hat hier einen Eingangswiderstand von etwa 600 k Ω . Diese Schaltung stammt aus dem *Transstereo*, dessen Schaltung in [1] erschienen ist.

Alle Verstärkerausgänge werden an die Ausgangsbuchse gelegt. Die einzelnen Verstärker sind auf Universalplatinen in gedruckter Schaltung ausgeführt. Die Verdrahtung ist unkompliziert, wie die Fotos zeigen. Als Transistoren wurden rauscharme *GC 117* mit hoher Stromverstärkung eingesetzt, es eignen sich auch HF-Transistoren mit hoher Stromverstärkung (> 100) und geringem Kollektorreststrom. Die gesamte Störspannung bei allen aufgedrehten Reglern betrug 2 mV.

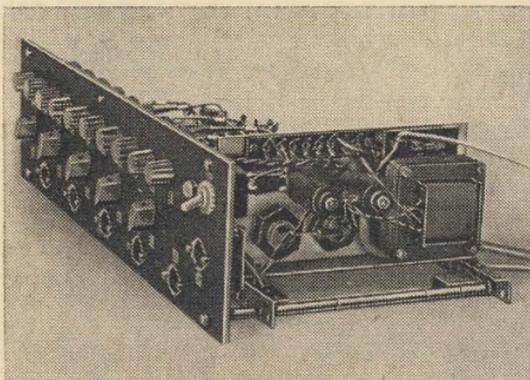


Bild 4
An der Seite angeordnet
ist das Chassis mit dem
Netzteil des Steuergeräts

Es fließen insgesamt 11 mA. Man kann also entweder mit Netzanschluß oder mit Batteriebetrieb arbeiten. Das Netzteil ist einfach aufgebaut; ein Netztransformator *M 55* in Verbindung mit einer *Graetz*-Schaltung aus vorhandenen Selengleichrichtern erzeugt die Gleichspannung. Lade- und Siebelektrolytkondensatoren haben eine Kapazität von je 1000 μ F, als »Sübdrossel« wurde ein Transistor verwendet. Durch die Z-Diode weist die Schaltung eine stabilisierende Wirkung auf. Die Betriebsspannung beträgt 12 V. Das Gehäuse besteht aus Alublech und wird über Schutzkontaktstecker geerdet.

Dieses Steuergerät arbeitet in mehreren Exemplaren mit verschiedenen Verstärkern (*Schaller KV 50*, *Regent*) zur vollen Zufriedenheit der Benutzer.

Literatur

- [1] *Hausdörfer, K.*: »transstereo«, ein volltransistorisiertes Stereosteuergerät, radio fernsehen elektronik 19 (1970), Heft 16, Seite 519 bis 523

**Vorteile,
die es zu
nutzen gilt!**

**Systemgerechte Automati-
sierung und Rationalisierung
mit zuverlässigen und
zweckmäßigen Geräten der
BMSR-Technik**

**Elektronische
Klimaregler und
Temperaturregler**

**Elektronische
Zeitrelais**

**Automatische
Lüftungsregler**

**Ausführliche
Informationen erhalten
Sie über unsere
Werbeabteilung**



VEB WETRON WEIDA

Betrieb des VEB Kombinat Meß- und Regelungstechnik

DDR 6508 Weida, Geraer Str. 36

Telefon: 201 • Telex: 58208 • Telegramme: Wetron Weida

HF-Tonabnehmer für Elektrogitarren

Der meist für Elektrogitarren benutzte magnetische Tonabnehmer hat eine nichtlineare Frequenzcharakteristik und ist gegen fremde Magnetfelder empfindlich. Der piezoelektrische Abnehmer dagegen nimmt viele Nebengeräusche auf und leidet unter dem Einfluß von Feuchtigkeit sowie unter mechanischen Belastungen.

Ein in [1] beschriebener HF-Tonabnehmer (Bild 1) weist diese Nachteile nicht auf. Das Kernstück bildet eine einfache HF-Oszillatorschaltung. Außer der Induktivität $L1$ ist der Kondensator $C1$, gebildet von den an Masse liegenden Stahlsaiten und einem Stück kupferkaschierten Basismaterial (Bild 2), das frequenzbestimmende Bauelement des Oszillators. Wenn die Saite schwingt, verändert sich die Kapazität von $C1$ entsprechend; es entsteht ein frequenzmoduliertes HF-Signal. Im anschließenden FM-Demodulator, dessen Wirkungsweise als bekannt vorausgesetzt werden dürfte, wird die NF gewonnen, die am Ausgang zur weiteren Verstärkung zur Verfügung steht.

Das Originalgerät ist in einem Messingblechgehäuse mit den Abmessungen $70\text{ mm} \times 45\text{ mm} \times 15\text{ mm}$ untergebracht, das gleichzeitig als

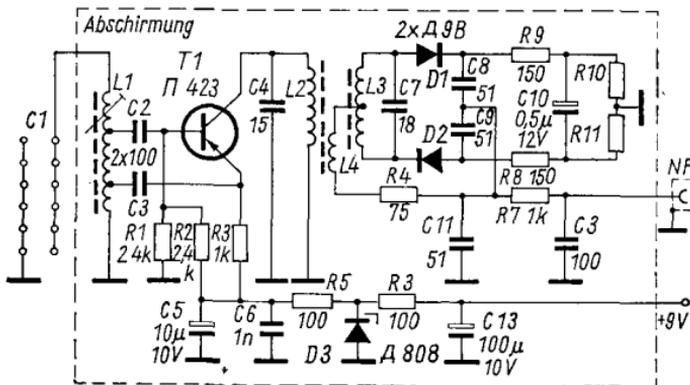


Bild 1 Schaltung des HF-Tonabnehmers für Elektrogitarre

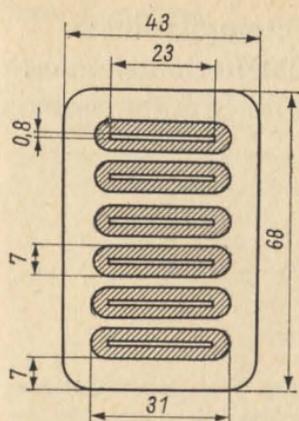


Bild 2 Abmessungen der kupferkaschierten Platte für den Kondensator C 1

zuverlässige Abschirmung dient. Auf der Oberseite des Gehäuses ist die kupferkaschierte Platte nach Bild 2 befestigt, deren Abmessungen sich je nach der verwendeten Gitarre verändern können. Der Abstand der Platte zu den geerdeten Stahlsaiten soll etwa 3 mm betragen. Die 6 Segmente der Platte werden untereinander durch kurze Drahtstückchen verbunden und an die Oszillatortspule $L 1$ angelötet. Die Verbindung mit dem nachgeschalteten NF-Verstärker wird mit einem abgeschirmten Kabel vorgenommen.

Halbleiteräquivalente

$\Pi 423 \cong GF 132$
 $\Pi 808 \cong SZX 19/7,5$ o. ä.
 $\Pi 9 B \cong 2 GA 113$

Spulendaten

$L 1$: 17 Wdg., 0,3-mm-CuL $L 3$: 2×8 Wdg., 0,2-mm-CuL, bifilar
 $L 2$: 18 Wdg., 0,3-mm-CuL $L 4$: 4,5 Wdg., 0,15-mm-CuL
 $L 1$ auf Körper mit 8 mm Durchmesser, $L 2$ bis $L 4$ auf gemeinsamen Körper mit 10 mm Durchmesser, 2 Abgleichkerne

Der Abgleich erfolgt analog zu dem eines FM-Demodulators und weist keine nennenswerten Schwierigkeiten auf. Bei richtigem Aufbau hat der Tonabnehmer im Bereich von 16 Hz bis 25 000 Hz einen linearen Frequenzgang. Durch eine gute Abschirmung und eine ausreichende Siebung ist die abgegebene Störspannung minimal.

Übersetzung und Bearbeitung: U. H. Gläser

Literatur

- [1] Stepanenko, J.: HF-Tonabnehmer für Elektrogitarren, Radio 1970, Heft 10, Seite 53
- [2] Streng, K.: Ausländische Röhren und Halbleiterbauelemente Teil III, Amateurreihe electronica, Band 94, Deutscher Militärverlag, Berlin 1970

Lichtempfindliche Halbleiterbauelemente für die Amateurpraxis

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

Halbleiterbauelemente, die auf Licht mit einer Widerstandsänderung oder einer Urspannung reagieren, und andere, die bei elektrischer Anregung Licht aussenden, haben in letzter Zeit erheblich an Bedeutung gewonnen. Das ergab sich aus der Wechselwirkung zwischen Vervollkommnung der gewünschten Funktion und den daraus resultierenden Einsatzmöglichkeiten. Noch vor etwa einem Jahrzehnt diente der Übergang Lichtstrom-Elektronenstrom vorwiegend »digitalen« Anwendungen im Sinne von Lichtschranken, Dämmerungsschaltern und daraus abgeleiteten, komplexeren Geräten. Auf der »Analogseite« spielte allenfalls das »Lichttelefon« eine Rolle, das erhebliche Justierprobleme mit sich bringt. Seine Funktionsweise beruhte letzten Endes nur auf einer niederfrequenten Intensitätssteuerung eines im Frequenzbereich der Sendelampe und dem Empfangshalbleiterbauelement anzupassenden Lichtbündels. Welch ein Qualitätssprung ergab sich dagegen bereits vor einigen Jahren, als man mit Hilfe spezieller Leuchtdioden, über Lasereinrichtungen oder auf ähnliche Art den Lichtstrahl als Trägerfrequenzleitung mit praktisch nahezu unerschöpflicher möglicher Kanalzahl einzusetzen verstand! [1]

Lichtempfindliche Bauelemente aus der Sicht des Amateurs

Leider war es den meisten Amateuren bisher nicht möglich, z. B. mit Leuchtdioden zu arbeiten, und sei es auch nur im Sinne einer Ziffernanzeige. Das trifft auch auf die meisten anderen dieser neuen Bauelemente zu, die innerhalb des inzwischen mit dem Begriff *Optoelektronik* belegten neuen Gebiets entwickelt und eingesetzt werden. Es bleibt dem Amateur also vorläufig noch immer nur die »Empfangsseite«, für die es allerdings viele Bauelemente gibt. Sie sollen im folgenden zunächst kurz aufgezählt werden, bevor sich die weiteren Ausführungen mit einem ganz bestimmten von ihnen näher befassen. Ihre »klassischen« Anwendungen sind heute keineswegs veraltet; sie spielen in der Automatisierung eine große Rolle [2].

Fotowiderstände

Die dem Amateur als CdS 6 und CdS 8 bekannten und bisher erreichbaren Fotowiderstände aus dem VEB Carl Zeiss Jena wurden auf Grund von RGW-Vereinbarungen durch neue, aus der VR Polen bzw. aus der ČSSR importierte, abgelöst (Beispiele s. Tabelle 1 sowie Bild 1 und Bild 2). Diese Importbauelemente stehen aber für den Amateurbedarfshandel noch

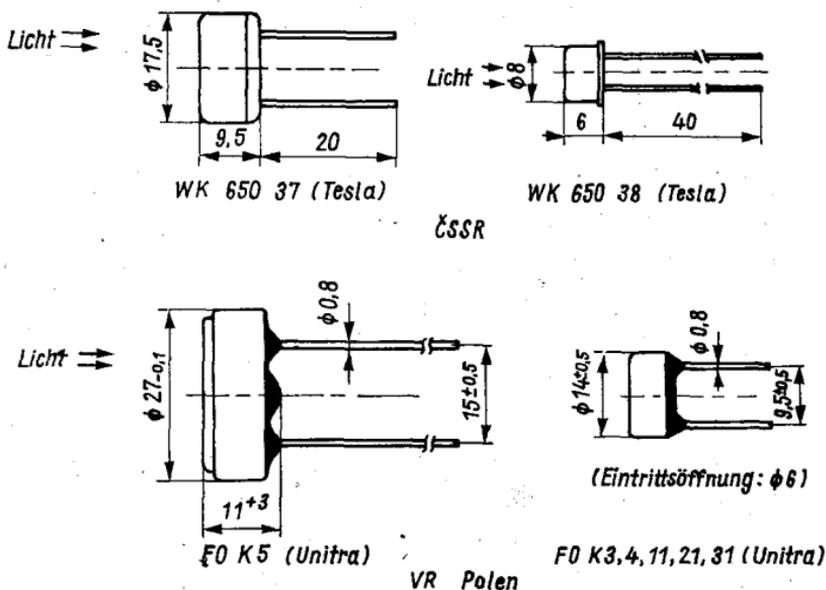


Bild 1 Typische Maßbilder von Fotowiderständen nach Tabelle 1

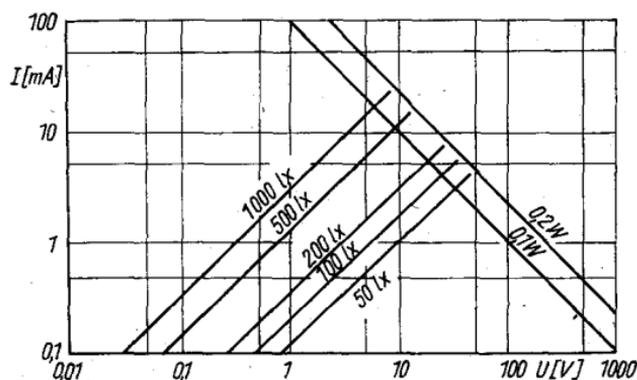


Bild 2 Typische Kennlinien eines Fotowiderstands gem. Tabelle 1

Tabelle 1 Beispiele von Fotowiderständen aus der VR Polen und aus der CSSR

Typ	WK 650 87	WK 650 88	Bemerkg. zu FO ...	FO K 3	FO K 5
U_{\max}	150 V	10 V		110 V	350 V
I_{\max}	20 mA	3 mA			
$P_{V,\max}$	0,15 W	30 mW		0,2 W	1,2 W
$TK(E = 100 \text{ Lx})$	< 1,5 %	< 1,5 %		—	—
R bei 100 x	-25...+55°C	-25...+55°C		-25...+55°C	-25...+55°C
$R_{D, \text{rel}}$	0,5...3 kΩ	0,4...2,5 kΩ	bei 1000 lx:	0,1...0,5 kΩ	40...200 Ω
Material	> 1 MΩ	> 1 MΩ		10 MΩ	> 1 MΩ
Besonderheiten	Glasgehäuse mit Epoxidharzverguss	CdS Metalgehäuse mit Glasfenster		CdS	CdS
Hersteller	Tesla (CSSR)			—	—
				Unitra (VR Polen)	

nicht immer genügend schnell, überall und in ausreichender Stückzahl zur Verfügung. Man wird verstehen, daß solche Liefervereinbarungen hauptsächlich im Interesse der Volkswirtschaft auf die Pläne der Hauptabnehmer abgestimmt sein müssen.

Fototransistoren

Fototransistoren werden in der DDR nicht gefertigt, so daß bei ihnen der Amateur schon immer auf Importangebote angewiesen war. Neben die relativ unvollkommene Lösung, Ge-Transistoren im Glasgehäuse abzuwaschen und die Emitter-Basis-Zone dem Licht auszusetzen, sowie die wegen der fehlenden Passivierung problematische Lösung des Einsetzens eines durchsichtigen Plättchens in metallverkappte Ge-Typen trat 1970 ein Vorschlag von Kühne [3], der wesentlich günstigere Möglichkeiten bot. Näheres zu Handhabung und zu Ergebnissen solcher aus der SF-Reihe unserer Siliziumtransistoren gewonnenen Fototransistoren findet man in den beiden unter [3] genannten Beiträgen im *FUNKAMATEUR*. »Echte« Fototransistoren werden dagegen u. a. in der ČSSR hergestellt.

Fotodioden

Fotodioden sind bisweilen im Amateurhandel erhältlich. Die auf Ge-Basis entstandenen Typen vom VEB *Werk für Fernsehelektronik* Berlin interessieren jedoch hinsichtlich ihres Preises und der mit Ge verbundenen Nachteile (u. a. relativ hoher, temperaturabhängiger Reststrom) nur dort, wo es um punktförmige Abtastung geht (z. B. von Lochkarten), oder wo ein auf andere Weise entstandenes schmales Lichtbündel zur Verfügung steht.

Wechselwirkung von Angebot und Anwendung

Von der Frage her, welches lichtempfindliche Bauelement für einen bestimmten Zweck als optimal anzusehen ist, sind folgende Kriterien zu berücksichtigen: Empfindlichkeit, Belastbarkeit, Grenzfrequenz, nutzbare bzw. unbedingt auszuleuchtende Fläche u. ä. (s. [4], Tabelle 2). An dieser Stelle trennen sich die Interessen und Probleme von Amateur und Industrie. Eine volkswirtschaftlich interessante Aufgabenstellung wird man stets mit den Mitteln zu lösen bestrebt sein, die auf der einen Seite dem Stand der Technik entsprechen und auf der anderen Seite ökonomisch vertretbar sind. Primär ist das Problem; nach ihm haben sich die Wege zur Realisierung zu richten. Dazu gehören oft auch Importe und bisweilen sogar Forschungsaufträge für neue Bauelemente.

Der Amateur befindet sich in einer anderen Lage. Als Rationalisator in seinem Betrieb werden ihm die genannten Mittel in gewissen Grenzen zur Verfügung stehen, doch muß — besonders bei kurzfristig zu lösenden Problemen — oft improvisiert werden, wenn der zeitabhängige Nutzen

erreicht werden soll. In seiner Rolle als mit seinem Hobby Lernender dagegen kann der Amateur meist anders reagieren. Primär ist dann zwar für ihn das Bestreben, einen bestimmten Interessenkreis zu erfassen, doch muß er sich dabei nach dem ihm zugänglichen Bauelementangebot richten.

Selenfotoelemente

Bei lichtempfindlichen Bauelementen bedeutet die geschilderte Situation gegenwärtig (Anfang 1972), daß dem Amateur aus DDR-Produktion ein bestimmtes, zwar nicht gerade neues Bauelement angeboten wird, dafür aber in ausreichenden Mengen und zu einem günstigen Preis. Im Rahmen einer Vereinbarung liefert der VEB Röhrenwerk Rudolstadt seit 1971 an den Amateurbedarfshandel (z. B. an den *Konsum-Elektronik-Akustik-Versand* in Wermsdorf und an die Amateurfiliale Berlin, Kastanienallee, des VEB *Industrievertrieb Rundfunk und Fernsehen*) Selenfotoelemente des Typs *SeH 13x26*. Bei entsprechendem Interesse können jedoch auch andere Typen gemäß Bild 3 und Tabelle 2 angeboten werden.

Etwa 1974 wird in der Reihe »electronica« eine Broschüre erscheinen, die sich speziell mit den Anwendungsmöglichkeiten dieser Bauelemente beschäftigt. Das geschieht, weil es nicht immer darauf ankommt, daß dem Amateur das modernste Bauelement einer Anwendungsklasse zur Verfügung steht, sondern daß er mit dem Verfügbaren über Experimente

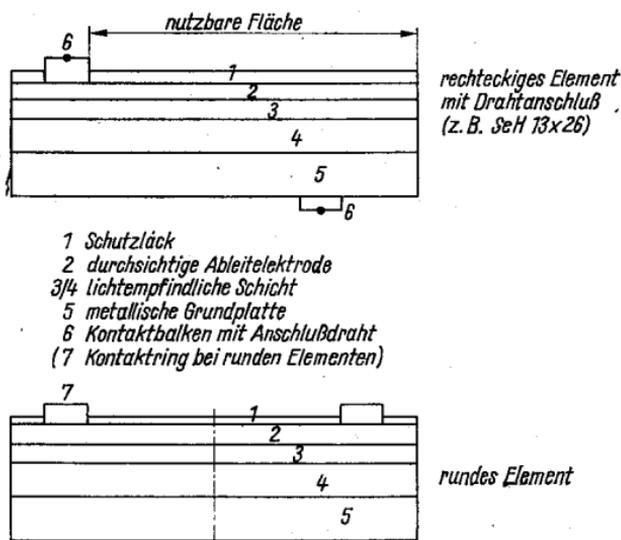


Bild 3 Runde und rechteckige Selenfotoelemente — prinzipieller Aufbau im Schnitt (VEB Röhrenwerk Rudolstadt)

Tabelle 2 Gehäuselose Fotoelemente des VEB Röhrenwerk Rudolstadt
(handelsüblich im Amateurchandel: SeH 13 × 26)

Typ	Kontakt Maße mm	Lichtempf. Fläche cm ²	Empfind- lichkeit* μA/Lm	Fotostrom I_f in μA bei				S_{\max}		
				3 lx	50 lx	500 lx	5000 lx	10000 lx	nm	nm
SeG 18	Ring 18 ∅	1,3	500	0,2	—	—	—	110	580	360...700
SeG 26	Ring 25 ∅	3,1	500	0,55	—	—	—	120	580	360...700
SeG 35	Ring 35 ∅	6,1	500	0,9	—	—	—	120	580	360...700
SeG 45	Ring 45 ∅	11,3	500	1,7	—	—	—	150	580	360...700
SeG 67	Ring 67 ∅	27,3	500	4	—	—	—	150	580	360...700
SeH 13 × 26	Draht 13,2 × 26,5	2,7	600	—	> 8,4	32	51	—	575	410...700
(SeH 14 × 28)	Draht 14 × 23,5	2,6	600	—	> 8,4	35	52	—	575	410...700

* ergibt sich aus dem Kurzschlußstrom I_k bei Normlicht A (Farbtemperatur 2850°K) für $3 \text{ lx} < E < 50 \text{ lx}$; $R_a \leq 100 \Omega$
nach $S = I_k/EF$

und selbstgebaute Geräte Einsichten in Zusammenhänge auch bei der späteren Anwendung jener neuen Typen gewinnt. Außerdem führt diese Beschäftigung zu praktisch verwertbaren Einheiten für die tägliche Praxis in Freizeit, Schule oder Beruf.

Richtwerte und Gebrauchshinweise für Selenfotoelemente

Wie bereits aus Tabelle 2 hervorgeht, hat z. B. das *SeH 13 × 26* eine lichtempfindliche Fläche von $2,7 \text{ cm}^2$, die im Interesse eines optimalen Wirkungsgrads stets voll ausgeleuchtet werden sollte. Andernfalls steigt infolge der dünnen leitfähigen Schichten der Innenwiderstand beträchtlich. Bei 50 lx und $7 \text{ k}\Omega$ Außenwiderstand sind mindestens $6 \mu\text{A}$ zu erwarten, bei 5000 lx erreicht man $50 \mu\text{A}$. Das sind Werte, die sich besonders von Si-Transistorschaltungen gut »verarbeiten« lassen. Die wellenlängenabhängige Empfindlichkeitskurve ähnelt der des Auges, so daß man schon visuell abschätzen kann, wo hohe und wo niedrige Ströme zu erwarten sind. Gemäß Bild 4 nähert sich der Fotostrom I_f für sehr kleine Außenwiderstände in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke einer Geraden, so daß man also in bestimmten Fällen mit linearen Abhängigkeiten rechnen kann. Die prinzipiellen Relationen von Leerlaufspannung, Kurzschlußstrom und Innenwiderstand erkennt man aus Bild 5, das sich allerdings ebenfalls auf keinen bestimmten Typ bezieht. Es empfiehlt sich ohnehin, am vorliegenden Exemplar nach einer Abschätzung auf der Grundlage der wiedergegebenen Kurven entsprechende Messungen durchzuführen, wenn man genaue quantitative Werte braucht. Für maximale

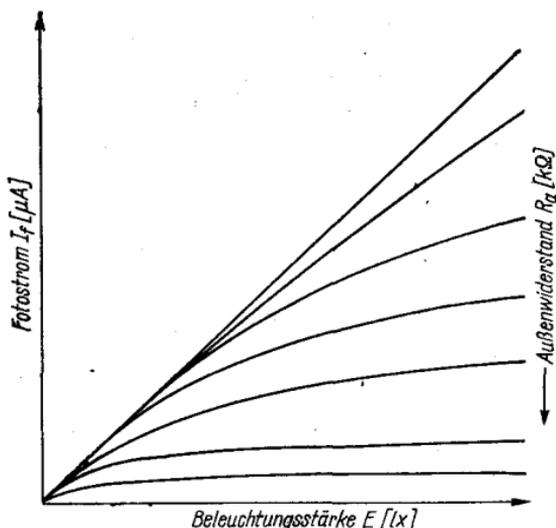


Bild 4
Fotostrom I_f : prinzipielle Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke

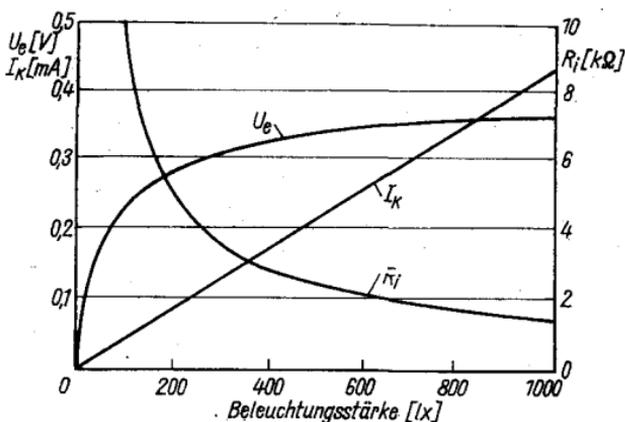


Bild 5 Leerlaufspannung U_0 , Kurzschlußstrom I_K und Innenwiderstand R_i von Selenfotoelementen in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke [5]

Leistungsabgabe läßt sich z.B. bereits aus Bild 5 ableiten, daß dafür zu verschiedenen großen Beleuchtungsstärken auch unterschiedliche Außenwiderstandswerte gehören müssen (Bild 6). Es sei allerdings bezüglich Energieumwandlung vor allzu großem Optimismus gewarnt: Nur sehr »stromarme« und in der Spannung »genügsame« Geräte lassen sich mit Hilfe von Selenfotohalbleitern aus der Lichtenergie des Einsatzorts speisen, und dazu reicht im allgemeinen ein einziges Selenelement nicht aus (s. Bild 6).

Näheres dazu und einige Möglichkeiten wird die weiter vorn genannte Broschüre enthalten.

Silizium-Fotoelemente, die sich im Wirkungsgrad wesentlich günstiger verhalten (man erreichte etwa 10%, bei Se aber nur etwa 0,5%!), werden

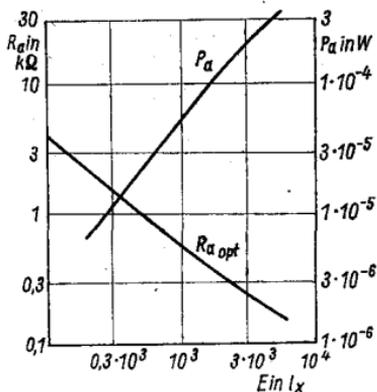


Bild 6 Optimaler Außenwiderstand und abgegebene Leistung in Abhängigkeit von der Beleuchtungsstärke [5]

gegenwärtig z. B. in der ČSSR hergestellt (Tabelle 3 und Bild 7), dürften aber für den Amateur vorerst kaum zugänglich werden.

Selenfotoelemente zeigen gewisse Ermüdungs- und Alterungserscheinungen, besonders bei ständiger großer Beleuchtungsstärke und damit verbundener Wärmeeinwirkung. Dagegen ist die »normale« Temperaturabhängigkeit der Daten weit geringer als die monokristalliner Ge-Halbleiterbauelemente. Das trifft z. B. auf den Dunkelstrom in Fotowiderstandsschaltung zu (Größenordnung $1 \mu\text{A}$ für *SeH 13×26* bei Zimmertemperatur, gemessen mit 6 V Sperrspannung), aber auch z. B. auf die Urspannung in Elementschaltung.

Tabelle 3 Daten des Si-Fotoelements 1 PP 75 aus der ČSSR

1 PP 75 (Tesla)		
U_{KA}	> 5 V	
bei		
I_{KA}	50 μA	
U_o	> 0,3 V	
bei		
E	1000 lx	
I_k	> 70 μA	
bei		
E	1000 lx	
U_f	> 8 mV	> 3,6 mV
bei		
f	1 kHz	7 kHz
und		
R_a	4 k Ω	4 k Ω

Pluspol der EMK: Anode (rotes Zeichen)

Eine Wärmeempfindlichkeit zeigt sich u. a. bei der Verarbeitung. Sollte Löten unmittelbar am Fotoelement noch notwendig werden (z. B. weil die dünnen Zuleitungsdrähte durch häufiges Biegen abgebrochen sind), so darf das nur mit einem LötKolben geringer Leistung und mit etwas Kolophonium geschehen, natürlich so schnell wie möglich. Damit

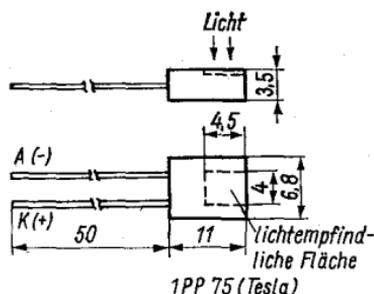


Bild 7
Si-Fotoelement 1 PP 75 (ČSSR)

nämlich beim Kontaktieren die lichtempfindliche Schicht und die hauchdünne Deckelektrode nicht beschäftigt werden, lötet man bei der Herstellung mit dem sehr niedrig schmelzenden *Wood-Metall* (Schmelzpunkt liegt bei weniger als 70°C.) NiederspannungslötKolben für 10 W sind für solche Arbeiten gut geeignet.

Der Lacküberzug schützt das Fotoelement vor Umwelteinflüssen im allgemeinen ausreichend, sofern nicht mit mechanischen Beanspruchungen oder aggressiver Atmosphäre gerechnet werden muß. Für Messungen z. B. in chemischen Labors stehen daher gekapselte und entsprechend teurere Typen zur Verfügung.

Einige typische Einsatzfälle des SeH 13×26

Viele Anwendungsbeispiele für die verschiedensten Zwecke wird die genannte Broschüre enthalten. Im folgenden seien nur zwei ganz einfache angedeutet.

Im Zusammenhang mit Ge-Transistoren läßt sich das *SeH 13×26* unmittelbar als Basisspannungsquelle für Schaltzwecke einsetzen, wie die bereits 1964 publizierte einfache Lichtschrankenschaltung mit dem Baustein *2 GV 1-1* zeigt (Bild 8) [6]. Diese Schaltung genügt einfachen An-

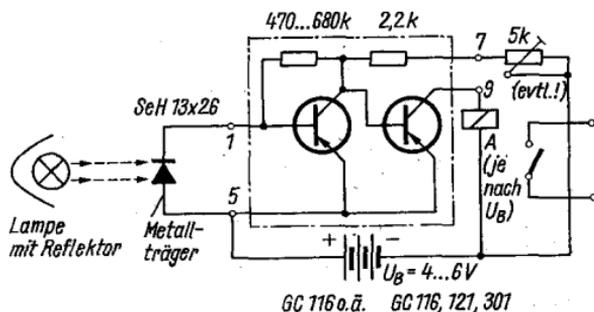


Bild 8 Lichtschanke mit Selenfotoelement und dem Baustein *2 GV 1-1* (ältere Variante der Amateurelektronik-Bausätze)

sprüchen. Die Möglichkeit, gem. [7] den mit einer Kappe des Systems *Komplexe Amateurelektronik* versehenen Baustein unmittelbar mit einem *SeH 13×26* zu bekleben, ergibt einen kompletten steckbaren Lichtempfänger für den genannten Zweck und andere Einsatzfälle (Bild 9). Beim Einsatz muß lediglich darauf geachtet werden, daß die von der vorhandenen Lichtintensität und von dem Eingangswiderstand des *2 GV 1-1* (bzw. seines Nachfolgetyps *2 GV 2*) abhängige Ursprungspannung den Transistor ausreichend weit öffnet. Kritisch ist dabei die untere Einsatztemperaturgrenze, weil dort die höchste Basis-Emitter-Schwellschwellspannung auftritt.

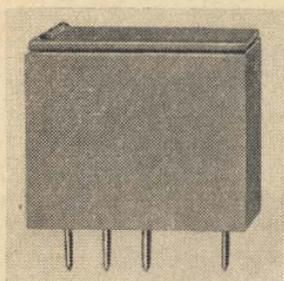


Bild 9
SeH 13×26, auf Kappe des 2 GV 1-1 geklebt, ergibt einen steckbaren Lichtempfänger

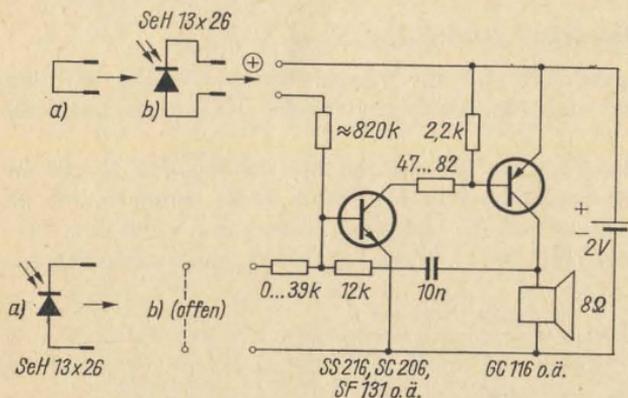


Bild 10 Selenfotoelement *SeH 13×26* als Fotowiderstand. Die Schaltung gibt im Fall a) bei Dunkelheit, im Fall b) bei Licht Alarm

Bild 10 (es stammt aus [7]) gibt im Zusammenhang mit einem Komplementärmultivibrator zwei Möglichkeiten für den Anschluß des Selenelements: einmal in der Auswirkung »Alarm bei Licht« und zum anderen für »Alarm bei Dunkelheit«. In beiden Fällen wird das *SeH 13×26* als

Tabelle 4
Außenwiderstand für 10 % Stromrückgang bei der genannten Frequenz für ein Fotoelement mit einer Eigenkapazität von 0,1 μ F

f kHz	$ X_c $ k Ω	R_a Ω
0,1	16	1800
0,3	5,3	600
1	1,6	180
3	0,53	60
10	0,16	18

Fotowiderstand benutzt. Der Komplementärmultivibrator hat dabei den bekannten Vorzug, daß sein Ruhestrom äußerst niedrig gehalten werden kann. [8] gibt außerdem Hinweise für das Abwandeln dieser Schaltung in eine stromsparende Dämmerungsblinkleuchte.

Die Anwendung von Selenfotoelementen bei »Wechsellicht« (exakt: Licht mit z. B. periodisch im NF-Bereich schwankender Intensität) im Sinne spezieller Lichtschranken oder gar Lichtsprechergeräte ist durch die niedrige Grenzfrequenz eingeschränkt. Infolge der äußerst dünnen Schichten ergibt sich ein Kapazitätsbelag in der Größenordnung von einigen zehn Nanofarad je Quadratzentimeter. Tabelle 4 (aus [5]) gibt für 0,1 μF Elementkapazität in Abhängigkeit vom Außenwiderstand die erreichbaren Grenzfrequenzen an.

Literatur

- [1] *Falter, M.*: Optoelektronik, Nachrichtentechnik 19 (1969) Heft 2, Seite 58 und Seite 63 bis 66
- [2] *Greif, H.*: Anwendung lichtelektrischer Empfänger in der Automatisierungstechnik, Reihe »Automatisierungstechnik«, Band 41, VEB Verlag Technik, Berlin 1966
- [3] *Kühne, K.*: Schaltbeispiele mit selbstgefertigten Silizium-Planar-Fototransistoren, FUNKAMATEUR 19 (1970), Heft 8, Seite 389 bis 390, und Heft 9, Seite 453 bis 455
- [4] *Götte, K.*: Elektronische Bauelemente in der Automatisierungstechnik, Reihe »Automatisierungstechnik«, Band 7, 3. Auflage, VEB Verlag Technik, Berlin 1967
- [5] *Simon, H. / Suhrmann, H.*: Der lichtelektrische Effekt und seine Anwendungen, 2. Auflage, Springer-Verlag Berlin/Göttingen/Heidelberg 1958
- [6] *Schlenzig, K.*: Bausteintechnik für den Amateur, Reihe »Der praktische Funkamateur«, Band 41, Deutscher Militärverlag, Berlin 1964
- [7] *Schlenzig, K.*: Amateurelektronik-Geräte, Originalbauplan Nr. 19, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971
- [8] *Oettel, R. / Schlenzig, K.*: Siliziumschaltungsmosaik, Originalbauplan Nr. 18, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971
- [9] *Kühn, M.*: Spezialist Licht, Jugend und Technik (1971) Heft 5, Seite 428 bis 431. (Der Beitrag enthält eine große Anwendungstabelle und Angaben zu einigen lichtempfindlichen Bauelementen, ausgenommen sind Selenelemente.)

NF-Leistungsstufen mit Siliziumtransistoren

Ing. Dieter Müller

In hochwertigen NF-Verstärkern hat sich seit einiger Zeit im internationalen Maßstab der Siliziumtransistor weitgehend durchgesetzt. Die Vorzüge des Siliziumtransistors gegenüber dem Germaniumtransistor sind höhere Grenzfrequenz, kleinerer Kollektorreststrom, höhere Spannungsfestigkeit und höhere zulässige Sperrschichttemperatur. In den NF-Verstärkern aus der Produktion der DDR werden seit geraumer Zeit in den Vorstufen Siliziumtransistoren eingesetzt [1], auch sind entsprechende Bauanleitungen bekannt [2]. Nur in den Endstufen werden ausschließlich Germaniumtransistoren vorgesehen.

Da man in absehbarer Zeit mit einem gesteigerten Angebot von Siliziumleistungstransistoren auch für den Bevölkerungsbedarf rechnen kann, sollen einige Endstufen mit Siliziumtransistoren beschrieben werden. Der Einsatz von Siliziumtransistoren in Endstufen ist von noch größerer Bedeutung als in den Vorstufen. Die Grenzfrequenz der entsprechenden Siliziumleistungstransistoren liegt bei mehreren Megahertz und damit um mindestens eine Größenordnung höher als die der in den meisten NF-Verstärkern eingesetzten legierten Germaniumtransistoren (z. B. *GD 180*, *GD 240*).

Die 3-dB-Grenzfrequenz soll möglichst weit über den zu übertragenden Bereich der (hörbaren) Frequenzen hinausgehen. Das ist einmal erforderlich, weil auch über dem Hörbarkeitsbereich liegende Mischprodukte den Klangeindruck beeinflussen, und zum anderen, weil in der Nähe der Grenzfrequenz durch Phasenverschiebung im Endstufentransistor zwischen Steuerspannung und Kollektorstrom thermische Überlastungen auftreten können [2]. Unproblematisch dagegen ist es, bei genügend hoher Grenzfrequenz der Endstufentransistoren die Grenzfrequenz des gesamten Verstärkers durch Gegenkopplung abzusenken, wenn er z. B. zu Schwingungen neigt.

Die gegenüber Germanium wesentlich höhere zulässige Sperrschichttemperatur (155 °C gegenüber 75 °C bis 90 °C) erlaubt es, wesentlich kleinere Kühlflächen zu verwenden als bei Germaniumtransistoren. Dieser Vorteil macht sich fast ausschließlich bei Leistungsstufentransistoren be-

merkbar, da die in Vorstufen anfallenden Verlustleistungen durchweg wesentlich kleiner sind als die maximal zulässigen.

Welche Raumeinsparung die Verwendung eines Siliziumleistungs-transistors an Stelle eines entsprechenden Germaniumtyps bringen kann, soll folgendes Beispiel zeigen: Der Germaniumtransistor *GD 240* kann bei idealer Kühlung und einer Umgebungstemperatur von 45°C mit einer Verlustleistung von 10 W belastet werden. Das gleiche trifft für den Siliziumtransistor *KU 601* (ČSSR) (Tabelle 1) zu. Beide Transistoren sollen unter normalen Betriebsbedingungen (mit Kühlblech) mit der Hälfte dieser maximalen Verlustleistung, also mit 5 W belastet werden.

In [3] wurden die Zusammenhänge zwischen Temperatur, Verlustleistung und Größe des Kühlblechs schon dargelegt. Danach ist

$$P_{c \max} = \frac{\vartheta_{j \max} - \vartheta_a}{R_{thi} + R_{tha}}$$

Da nach der Kühlblechgröße gefragt ist, die in unmittelbarem Zusammenhang mit R_{tha} steht, wird umgestellt nach R_{tha} .

$$R_{tha} = \frac{\vartheta_{j \max} - \vartheta_a}{P_{c \max}} - R_{thi}$$

Darin bedeutet:

	<i>GD 240</i>	<i>KU 601</i>
R_{tha} – Wärmewiderstand des Kühlblechs	gesuchte Größe	
$\vartheta_{j \max}$ – maximale Sperrschichttemperatur	85°C	155°C
ϑ_a – maximale Umgebungstemperatur	angesetzt mit 45°C	45°C
$P_{c \max}$ – maximal zulässige Verlustleistung	angesetzt mit 5 W	5 W
R_{thi} – innerer Wärmewiderstand des Transistors	4 grd/W	10 grd/W

Die entsprechenden Daten für den Transistor *GD 240* eingesetzt, ergeben

$$\begin{aligned} R_{tha} &= \frac{85^\circ\text{C} - 45^\circ\text{C}}{5 \text{ W}} - 4 \frac{\text{grd}}{\text{W}} \\ &= \frac{40}{5} \text{ }^\circ\text{C/W} - 4^\circ\text{C/W} \\ &= 4^\circ\text{C/W}. \end{aligned}$$

Aus der Tabelle in [3] kann man dafür eine Größe des Kühlblechs von 14 cm × 14 cm und 3 mm Stärke ersehen.

Für den *KU 601* ergeben sich

$$\begin{aligned} R_{\text{tha}} &= \frac{155^\circ\text{C} - 45^\circ\text{C}}{5 \text{ W}} - 10^\circ\text{C/W} \\ &= \frac{110}{5} - 10 \\ &= 22^\circ\text{C/W} - 10^\circ\text{C/W} \\ &= 12^\circ\text{C/W}. \end{aligned}$$

Die Tabelle in [3] gibt dafür eine Größe des Kühlblechs von 8 cm × 8 cm und 2 mm Stärke an.

Vergleicht man die Größe der Kühlflächen, so kann man feststellen, daß bei gleicher zulässiger Verlustleistung der Siliziumtransistor nur etwa $\frac{1}{4}$ der Kühlfläche des Germaniumtransistors benötigt. Berücksichtigt man das Volumen bzw. das Gewicht des Kühlblechs, so liegt der Wert beim Si-Transistor auf Grund der kleineren benötigten Materialstärke bei etwa $\frac{1}{6}$ gegenüber dem Ge-Transistor. Dabei gilt das Beispiel noch unter für den Ge-Transistor günstigen Bedingungen, nämlich einer relativ niedrigen Temperatur von 45°C. Bei höheren Umgebungstemperaturen verschieben sich die Verhältnisse noch weiter zugunsten des Si-Transistors.

Schon bei einer zulässigen Temperatur von 55°C ergeben sich:

	R_{tha}	Kühlblech
für den <i>GD 240</i>	2°C/W	20 cm × 20 cm, 3 mm stark
für den <i>KU 601</i>	10°C/W	9 cm × 9 cm, 2 mm stark

Mit weiter steigenden Temperaturen erreicht der Germaniumtransistor bei der maximal zulässigen Sperrschichttemperatur von höchstens 90°C die Grenze seiner theoretischen Einsatzmöglichkeit, während der Siliziumtransistor auch praktisch noch bis mindestens 130°C betrieben werden kann. Die höhere Spannungsfestigkeit des Siliziums gegenüber Germanium ist ebenfalls für die Leistungstransistoren von größerer Bedeutung als für Vorstufentransistoren, die zumeist nur mit einigen Volt betrieben werden. Die Ausgangsleistung einer Endstufe errechnet sich angenähert aus dem Produkt von Strom und Spannung am Lastwiderstand.

Bei einer bestimmten geforderten Leistung wird der benötigte Strom, der zugleich ein Maß für die erforderlichen Stromverstärkungsfaktoren ist, um so kleiner, je größer die Ausgangsspannung und damit auch die Betriebsspannung ist. Mit anderen Worten: Das Produkt der Stromverstärkungsfaktoren aller Transistoren kann um so kleiner sein, je größer die Betriebsspannung ist.

Auch lassen sich Netzteile mit einer relativ hohen Spannung von 30 bis 50 V und nur wenigen Ampere Belastbarkeit leichter realisieren als solche von etwa 12 V, die dann einen Spitzenstrom von etwa 10 A liefern müßten.

Die Grenzfrequenz der Siliziumtransistoren liegt so hoch, daß es geradezu widersinnig wäre, durch den Einsatz von Übertragern den Frequenzgang zu beschneiden oder auch zusätzliche Verzerrungen zu erzeugen. Sinnvoll sind daher nur eisenlose Verstärker mit möglichst hoher Betriebsspannung.

Eisenlose Quasikomplementär-Endstufe mit Si-Transistoren

Die Schaltung eines praktisch ausgeführten eisenlosen Gegentakt-B-Verstärkers mit Quasikomplementär-Endstufe, der nur mit Siliziumtransistoren bestückt ist, zeigt Bild 1. In der Endstufe wurden sowjetische npn-Si-Transistoren *KT 801 A* eingesetzt. Seine Kenndaten kann man aus Tabelle 1 ersehen. Die Endstufentransistoren sind vom gleichen Leitungstyp (nnp) – die durch die komplementären Transistoren der Phasenumkehrstufe angesteuert werden.

Günstiger wäre auf den ersten Blick eine echte komplementäre Endstufe mit Transistoren unterschiedlichen Leitungstyps (nnp – pnp), die

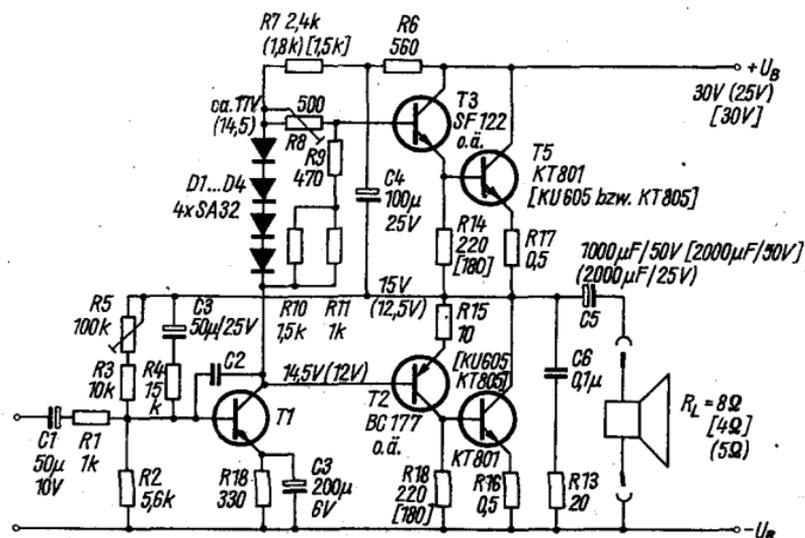


Bild 1 Schaltung einer eisenlosen Quasikomplementär-Endstufe mit Siliziumtransistoren (*KT 801*) für eine Ausgangsleistung von etwa 8 W und eine Betriebsspannung von 30 V. Die Werte in runden Klammern gelten für eine Betriebsspannung von 25 V, die in eckigen Klammern für eine Endstufe mit einer Betriebsspannung von 30 V und für eine Ausgangsleistung von etwa 18 W

Tabelle 1 Siliziumleistungstransistoren

Transistor	KT 801		KT 805	
	A	B	A	B
$U_{CER\ max}$	80 V bei $R_{BE} = 100\ \Omega$	60 V	160 V bei $R_{BE} = 10\ \Omega$	135 V
$I_C\ max$	2 A		5 A	
$P_V\ max$ bei idealer Kühlung und $\theta = 45^\circ C$	5 W		30 W	
$U_{CE\ Rest\ max}$	2 V bei $I_C = 1\ A$		2,5 V bei $I_C = 5\ A$	
B	13...50	20...100	> 15	
R_t	20 grd/W 150°C		3,3 grd/W 150°C	

keine besondere Phasenumkehrstufe benötigt. Solche Transistoren waren aber einmal nicht greifbar, zum anderen werden sie auch von solchen Herstellern, denen sie zur Verfügung stehen, für Verstärker größerer Leistung nicht verwendet, da bei 2 Transistoren gleichen Leitungstyps eine bessere Übereinstimmung der Kennlinien bis zu großen Strömen (einige Ampere) zu finden ist, als bei einem Komplementärpaar.

Die prinzipielle Wirkungsweise einer Quasikomplementär-Endstufe wurde in [2] ausführlich behandelt und soll daher nur angedeutet werden. Ein positives Eingangssignal an der Basis von T 1 führt zu einer Vergrößerung des Kollektorstroms und damit zu einer Verringerung der Kollektorspannung an T 1. Damit wird die Basisspannung an T 2 negativer. Da T 2 ein pnp-Transistor ist, steigt mit der gegen Emitter negativer werdenden Basisspannung der Kollektorstrom von T 2 an, damit auch der Basisstrom von T 4 und dessen Kollektorstrom.

Der Spannungsabfall über den Dioden D 1 bis D 4, die in Durchlaßrichtung betrieben werden, ändert sich bei einer Stromänderung kaum, so daß die Spannungsdifferenz zwischen der Basis von T 2 und T 3 konstant bleibt. Folglich wird die Basisspannung an T 3 im gleichen Maße negativer wie die von T 2. Da aber T 3 ein npn-Transistor ist, sinkt dessen Kollektorstrom mit negativer werdender Basisspannung. Daraus resultiert auch eine Verringerung des Basisstroms von T 5 und somit des Kollektorstroms von T 5.

Die Emitter von T 2 und T 3 sind über relativ kleine Widerstände mit der Leitung, die das Ausgangssignal führt, verbunden. Damit die am

KT 902 A	KU 601	KU 602	KU 605	KU 606
110 V bei $R_{BE} = 50 \Omega$	50 V bei $R_{BE} = \infty$	80 V	80 V bei $R_{BE} = 5 \text{ k}\Omega$	60 V
5 A	2 A		10 A	8 A
30 W	10 W		50 W	
2 V bei $I_C = 2 \text{ A}$	1,4 V bei $I_C = 1 \text{ A}$		1,7 V bei $I_C = 8 \text{ A}$	2,5 V bei $I_C = 7 \text{ A}$
> 15	> 20		> 10	> 5
3,3 grd/W	10 grd/W		2,2 grd/W	
150°C	155°C		155°C	

Kollektor von T 1 vorhandene Steuerspannung voll am Eingang von T 2 bzw. T 3 wirksam wird, muß die Ausgangsspannung der Steuerspannung (am Kollektor von T 1) überlagert werden. Das geschieht durch den Kondensator C 4.

Die negative Halbwellen eines Eingangssignals an T 1 führt andererseits zum Anstieg der Kollektorspannung an T 1 und somit der Kollektorströme von T 3 und T 5 sowie zu einer Verringerung der Ströme durch T 2 und T 4. Vom Spannungsabfall über den Dioden D 1 bis D 4 wird durch einen Spannungsteiler die Vorspannung zur Erzeugung des Ruhestroms der Phasenumkehr- und Endstufentransistoren abgenommen. Das Einstellen des Ruhestroms, der etwa 30 mA betragen soll, nimmt man mit dem Potentiometer R 8 vor.

Da der Spannungsabfall über den Dioden vom durchfließenden Strom nahezu unabhängig ist, wird auch der Ruhestrom von T 2 bis T 5 von Betriebsspannungsänderungen nicht beeinflusst. Zur Temperaturstabilisierung des Ruhestroms können die Dioden ebenfalls dienen, wenn sie auf den Kühlblechen von T 4 und T 5 montiert werden.

Besser aber ist es, für R 11 einen temperaturabhängigen Widerstand zu verwenden. Mit R 5 wird die Mittenspannung auf die halbe Speisespannung eingestellt. C 3–R 4 stellt eine frequenzunabhängige Gegenkopplung vom Ausgang des Verstärkers auf den Eingang dar und linearisiert den Frequenzgang. Sollte der Verstärker bei hohen Frequenzen zu Schwingungen neigen, kann das durch Einschalten einer zusätzlichen Gegenkopplung (C 2) oder eines Boucherot-Glieds C 6–R 13 unterdrückt werden.

Die Ausführung des Verstärkers nach Bild 1 für eine Betriebsspannung von 30 V und eine Lautsprecherimpedanz von 8Ω eignet sich besonders für Endstufentransistoren mit kleiner Stromverstärkung. Der Spitzenstrom durch T 4 bzw. T 5 beträgt etwa 1,5 A. Bei einer Stromverstärkung von nur 18fach benötigen sie einen Basissteuerstrom von 85 mA. Unter Berücksichtigung eines Teilstroms durch R 15 und R 16 sowie einer bestimmten Reserve müssen T 2 und T 3 einen Kollektor- bzw. Emitterstrom von rund 100 mA abgeben. Für den Transistor T 3 eignet sich jeder Silizium-npn-Transistor, der einen entsprechenden Strom liefern kann und eine Sperrspannung von 30 V verträgt, z. B. SF 122, SF 123, SF 127, SF 128. Für den T 2 benötigt man einen Silizium-pnp-Transistor.

T 2 und T 3 müssen den üblichen Paarungsbedingungen bis zu Strömen von etwa 100 mA entsprechen. Da es keine Si-pnp-Transistoren aus eigener Fertigung gibt, muß auf Importtypen zurückgegriffen werden. Ideal wäre ein Komplementärpaar KFY 34 (nnp)/KFY 16 (pnp) aus der ČSSR-Produktion bzw. KFY 46/KFY 18. Normalerweise stehen diese aber nicht zur Verfügung, so daß man zu einem greifbaren pnp-Transistor das entsprechende Gegenstück aus dem reichlichen Angebot der npn-Typen aussuchen muß. Als pnp-Typen kommen z. B. in Frage: KFY 16, KFY 18, KF 517 (ČSSR), P 306 A (UdSSR), BC 177, BCY 31, 2 N 1132 (kapitalistisches Ausland). Die Stromverstärkung soll nicht unter 30 liegen, für einen Si-pnp-Transistor schon ein beachtlicher Wert.

Bei dem verlangten Basisstrom für die Endstufentransistoren von etwa 100 mA ergibt sich ein Basisstrom für T 2 und T 3 von etwa 3,5 mA. Der Kollektorstrom von T 1 muß dann mindestens 4 bis 5 mA betragen. Daraus ergibt sich die Größe der Widerstände $R 6 = 560 \Omega$ und $R 7 = 2,4 \text{ k}\Omega$.

Bei der Variante des Verstärkers für eine Betriebsspannung von 25 V muß der zulässige Spitzenstrom für den Transistor KT 801 von 2 A voll ausgenutzt werden, um auf etwa die gleiche Ausgangsleistung wie bei der 30-V-Variante zu kommen.

Bei einem Stromverstärkungsfaktor von 24fach an aufwärts wie beim Mustergerät ergeben sich ähnliche Verhältnisse für die Steuerkreise wie bei der 30-V-Variante mit $B \geq 18$. Wegen der kleineren Betriebsspannung verringert sich R 7 dann auf 1,8 k Ω . Stehen für T 2 und T 3 Transistoren mit einer größeren Stromverstärkung zur Verfügung ($B \geq 40$), so lassen sich in der Endstufe auch Transistoren mit $B \geq 18$ verwenden.

Mit der Dimensionierung der Schaltung nach Bild 1 ist die Grenze der Leistungsfähigkeit des KT 801 erreicht. Selbstverständlich ist es auch möglich, in dieser Schaltung jeden anderen Transistor nach Tabelle 1 oder entsprechende Paralleltypen einzusetzen.

Belastung der Phasenumkehrtransistoren

Um höhere Leistungen als die mit dem *KT 801* möglichen 8 bis 9 W zu erzielen, ist entweder eine höhere Betriebsspannung bzw. ein kleinerer Lastwiderstand (Lautsprecherimpedanz) oder beides erforderlich. In beiden Fällen werden auch die Phasenumkehrtransistoren T 2 und T 3 stärker belastet. Da diese ebenfalls als B-Verstärker betrieben werden, läßt sich die Verlustleistung ähnlich der einer B-Endstufe berechnen.

Die Verlustleistung einer B-Endstufe wird berechnet nach

$$P_{C \text{ End}} = \frac{U_B^2}{4 \cdot \pi^2 R_L}$$

Hinzu kommt noch ein Anteil für den Ruhestrom. Für einen der Phasenumkehrtransistoren kann man näherungsweise die gleiche Formel verwenden, wenn man den Lastwiderstand der Endstufe R_L mit deren Stromverstärkungsfaktor B_{End} multipliziert

$$P_{C \text{ Ph}} \equiv \frac{U_B^2}{4\pi^2 B_{\text{End}} \cdot R_L}$$

Auch in diesem Fall ist ein Anteil von etwa 20% für den Ruhestrom zuzuschlagen. Des weiteren muß man berücksichtigen, daß der maximal

Tabelle 2 Daten der Verstärker nach Bild 1

	Ausführung 1 Betriebsspannung 30 V	Ausführung 2 Betriebsspannung 25 V
Außenwiderstand R_L	8 Ω	5 Ω
Maximale Ausgangsleistung	9,2 W bei $R_L = 8 \Omega$ $k = 10\%$	7,6 W bei $R_L = 5 \Omega$ $k = 10\%$
Maximale Verlustleistung je Transistor	~ 3 W	~ 3 W
Größe des Kühblechs	100 × 60 × 2 mm ³	100 × 60 × 2 mm ³
Stromaufnahme bei Vollaussteuerung	~ 0,5 A	~ 0,7 A
Erforderliche Eingangsspannung bei Vollaussteuerung U_{eff}	~ 0,4 V	~ 0,7 V
Frequenzgang	$f_u \leq 30 \text{ Hz}$ $f_o \geq 25 \text{ kHz}$	

zulässige Kollektorstrom von T 2 und T 3 nicht überschritten wird. Er errechnet sich näherungsweise aus dem Kollektorspitzenstrom der Endtransistoren, dividiert durch deren Stromverstärkung

$$I_{c Ph} = \frac{I_{c \max \text{ End}}}{B_{\text{End}}}$$

Bei der Schaltung nach Bild 1 (KT 801) ergibt sich unter den ungünstigsten Bedingungen $R_L = 5 \Omega$ und $B_{\text{End}} = 18$ eine Verlustleistung von etwa 200 mW. Die Spannungsfestigkeit der Phasenumkehrtransistoren muß so hoch sein, daß jeder einzelne mit der gesamten Betriebsspannung belastet werden kann.

Verstärker für größere Leistungen

Eine Variante der Schaltung für eine Ausgangsleistung von 12 bis 14 W zeigt Bild 2. Es eignen sich dafür alle Transistoren entsprechend Tabelle 1, außer dem KT 801. Die Transistoren KU 601 bzw. KU 602 mit einer garantierten Mindeststromverstärkung von 20 sind jedoch besonders geeignet. Die Betriebsspannung U_B beträgt 36 V, der Außenwiderstand $R_L = 8 \Omega$, der Kollektorstrom von T 4 und T 5 maximal 1,9 A. Die Ausgangsleistung ist mindestens 12 W und die maximale Verlustleistung etwa 4 W. Der Transistor KU 601 bzw. KU 602 benötigt dafür ein Kühlblech von 50 cm² (2 mm stark). Wird ein KT 805 bzw. KU 606/607 verwendet, so braucht das Kühlblech nur 35 cm² groß zu sein. Bei einem B-Faktor

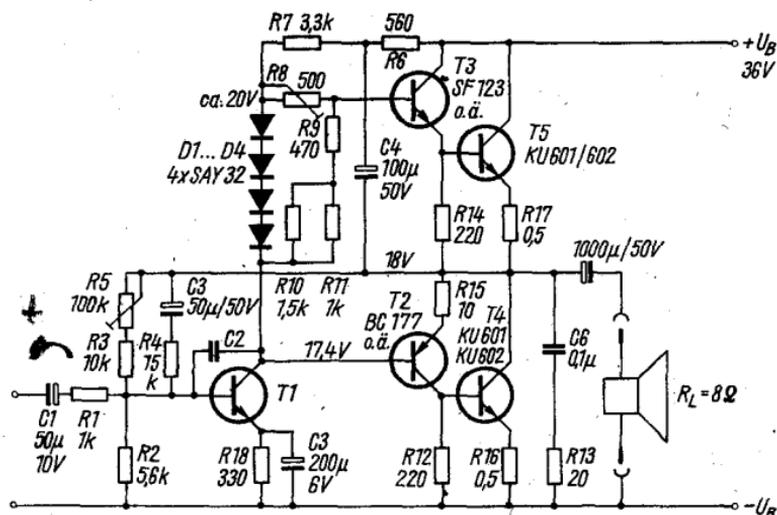


Bild 2 Schaltung einer Endstufe mit den Transistoren KU 601 bzw. KU 602 für ein Betriebsspannung von 36 V und für eine Ausgangsleistung von 12 bis 14 W

der Endstufen von mindestens 20 werden die Phasenumkehrtransistoren mit etwa 220 mW belastet.

Die Dimensionierung von Bild 2 gilt für Stromverstärkungsfaktoren von $B_{T_2} \cdot B_{T_4} \geq 600$ bzw. $B_{T_3} \cdot B_{T_5} \geq 600$, d.h., das Produkt der Stromverstärkungsfaktoren von Phasenumkehr- und zugehörigem Endtransistor muß mindestens 600 sein, andernfalls ist R 7 zu verkleinern.

Beim Einsatz leistungsstärkerer Transistoren können auch mit einer Betriebsspannung von 30 V größere Leistungen erzielt werden. Prinzipiell gilt dafür die Schaltung Bild 1, wobei in der Endstufe eine Mindeststromverstärkung von 20 gefordert wird, die bei den in Frage kommenden Transistoren, z.B. KT 805, KT 902, KU 605 und KU 606, nicht von vornherein garantiert ist.

Bei einem B-Wert von 20 für T 4 und T 5 werden die Phasenumkehrtransistoren T 2 und T 3 mit etwa 300 mW belastet. Das ist etwa der Maximalwert, den kleine Siliziumtransistoren ohne Kühlblech vertragen. Werden diese mit einem Kühlblech versehen, so kann der Grenzwert $B = 20$ für T 4 und T 5 noch etwas unterschritten werden.

Der B-Wert von T 2 und T 3 dagegen darf die Größe von 30 nicht unterschreiten. Die Stufe kann mit der in der Schaltung nach Bild 1 in eckigen Klammern angegebenen Dimensionierung ($R_L = 4 \Omega$, $U_B = 30 V$) eine Sprechleistung von 18 bis 19 W abgeben. Die Verlustleistung von T 4 und T 5 beträgt 5 W. Die Kühlbleche müssen eine Fläche von je 50 cm² (2 mm stark) haben.

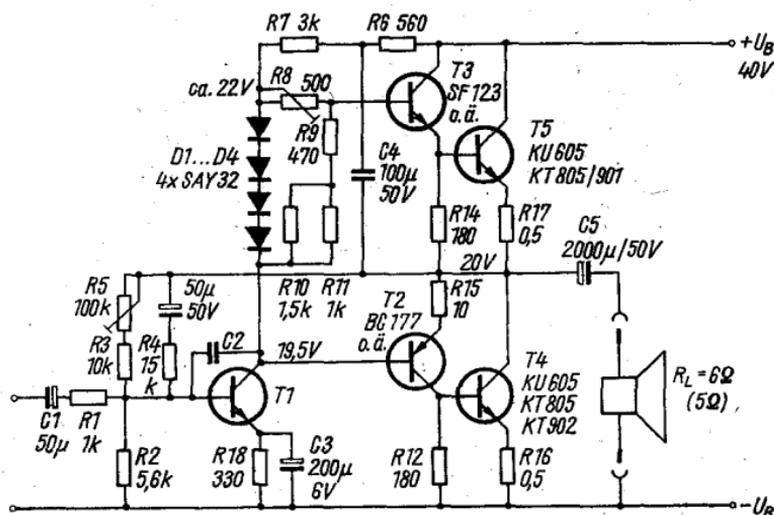


Bild 3 Schaltung einer Endstufe für eine Betriebsspannung von 40 V und für eine Ausgangsleistung von etwa 22 W ($R_L = 6 \Omega$) bzw. 26 W ($R_L = 5 \Omega$)

2 Varianten einer Endstufe mit einer Ausgangsleistung von etwa 22 W ($R_L = 6 \Omega$) bzw. 26 W ($R_L = 5 \Omega$) und einer Betriebsspannung von 40 V zeigt Bild 3. Für die Endstufe (T 4 und T 5) kommen nur Hochleistungs-transistoren (*KT 805*, *KZ 902*, *KU 606*, *KU 607* o.ä.) in Frage.

Wegen der großen Kollektorströme in der Endstufe muß man für die Stromverstärkungsfaktoren von End- und Phasenumkehrtransistoren bestimmte Minimalwerte einhalten. Wenn für T 4 und T 5 $B \geq 20$ beträgt, ein Wert, der nicht unterschritten werden darf, ist für T 2 und T 3 ein Stromverstärkungsfaktor $B \geq 40$ erforderlich. Die Verlustleistung der Phasenumkehrtransistoren kann dabei die Größe von 400 mW erreichen ($R_L = 5 \Omega$). T 2 und T 3 müssen daher normalerweise auf einem Kühlblech montiert werden. Weisen die Endtransistoren B -Werte von $B \geq 30$ auf, so genügen auch in diesem Fall T 2 und T 3 mit B -Werten von 30. Die Verlustleistung bleibt dann für beide Varianten unter 300 mW. Prinzipiell sind die Forderungen an Stromverstärkungsfaktoren und an die thermische Beanspruchung bei der 22-W-Ausführung geringer als bei der 26-W-Ausführung.

Die Verlustleistungen von T 4 und T 5 erreichen Werte von 7,5 W ($R_L = 5 \Omega$) bzw. 6 W ($R_L = 6 \Omega$). In beiden Fällen genügen Kühlbleche von der Größe 10 cm \times 6 cm, 2 mm stark, je Transistor.

Schlußbetrachtungen

Allgemein ist zu sagen, daß die erzielte Sprechleistung bei allen erprobten Varianten der errechneten praktisch entsprach. Die ÖSSR-Typen der *KU*-Serie haben Mesa-Struktur. Die mit ihnen aufgebauten Varianten neigten eher zum Schwingen als die mit den diffusionslegierten Typen der sowjetischen *KT*-Serie. Der Gegenkopplungskondensator $C 2 \approx 50$ pF war daher für die ersteren immer erforderlich, das *Boucherot*-Glieder $C 6 - R 13$ dagegen konnte meist entfallen. Der Frequenzgang der Verstärker reichte immer weit über den Hörbarkeitsbereich nach oben hinaus. Bei 25 kHz ließ sich kein Verstärkungsabfall feststellen. Die untere Grenzfrequenz dagegen wird durch den Koppelkondensator $C 5$ bestimmt und liegt bei etwa 30 Hz.

Literatur

- [1] *Anders, R.*: Heimstereoverstärker »Ziphona HSV 900«, *FUNKAMATEUR* 20 (1971), Heft 3, Seite 132
- [2] *Kowalewski, H. J.*: Hochwertiger 25-W-Stereoverstärker, *FUNKAMATEUR* 20 (1971), Heft 3, Seite 138 bis 143
- [3] *Böttke, E.*: NF-Leistungstransistoren in der Verstärkerpraxis, *Elektronisches Jahrbuch* 1967, Seite 81 bis 89, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

Vier einfache Meß- und Prüfgeräte mit Transistorbestückung

Dipl.-Ing. Bernd Petermann

Die nachfolgend beschriebenen Geräte zeichnen sich durch einfache Schaltungen aus. Allen gemeinsam ist die Verwendung von sogenannten »Transportkästen« als Gehäuse und gleichzeitig die Schaltung tragendes Element, so daß sie einen geringen mechanischen Aufwand haben. Diese Kästen stellt der VEB *Elektro- und Radiozubehör* Dorfheim her. Es gibt sie in den Größen 132 mm × 86 mm × 55 mm; 132 mm × 178 mm × 55 mm und 270 mm × 178 mm × 55 mm. Zweckmäßig sind meist die beiden kleineren Ausführungen. Auf Grund des geringen Bauelementeaufwands und des unkritischen Aufbaus kann auf gedruckte Schaltungen verzichtet werden. Die Montage erfolgt am Gehäuse oder auf einfachen Lötösenstreifen.

1. Stromversorgung der Meß- und Prüfgeräte

Zur Stromversorgung wurden bei 2 Geräten *Selga*-Akkumulatoren eingesetzt, die gerade für Meß- oder Prüfgeräte einige Vorteile aufweisen. Sie liefern etwas über 8 V, eine für die meisten Anwendungen ausreichende und bei recht kleinem Innenwiderstand bis zur Entladung auch weitgehend konstante Spannung. Die nicht sehr große Kapazität wirkt sich bei Meß- oder Prüfgeräten kaum aus, da die Geräte meist nur kurzzeitig betrieben werden. Es ist dann hauptsächlich die Lagerfähigkeit von Bedeutung.

Wenn man seine Geräte hauptsächlich mit diesen Batterien bestückt, lohnt ein Ladegerät. Das im Handel befindliche hat den Nachteil, daß eine Überladung möglich ist (besonders wenn man eine nicht voll entladene Batterie nachlädt, also ihren Ladezustand und damit die notwendige Ladedauer nicht kennt). Nach dem Stromlaufplan Bild 1 läßt sich ein überladesicheres Ladegerät aufbauen. Der Ladestrom sinkt bei fortschreitender Ladung immer weiter, weil die Ladespannung ansteigt, so daß die Einrichtung beliebig lange angeschlossen bleiben kann. Wenn man seine Akkumulatoren also reihum jeweils 2 Tage anschließt, hat man seine Geräte immer voll einsatzfähig.

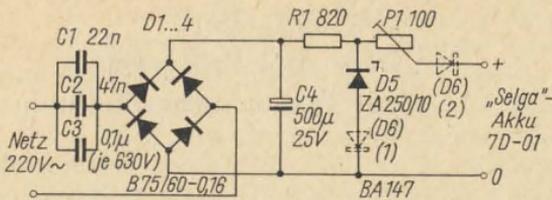


Bild 1
Stromlaufplan des Lade-
geräts für Selga-Akku-
mulatoren

Die Ladeendspannung der Akkumulatoren beträgt etwa 10,8 V. Das muß gleichzeitig die Leerlaufspannung des Ladegeräts sein, die durch die Z-Spannung der Z-Diode D 5 bestimmt wird. Man müßte diese also auf 10,8 V aussuchen. Bei nach unten abweichender Z-Spannung kann eine zusätzliche beliebige Si-Diode D 6 bei (1), bei höherer Z-Spannung bei (2) eingeschaltet werden. Sie bewirkt eine Differenz von 0,6 bis 0,8 V. Der Kurzschlußstrom wird durch die 3 parallelgeschalteten Kondensatoren C 1 bis C 3 auf den für die Akkumulatoren zulässigen Ladestrom von 12 mA festgelegt. Der Einstellregler P 1 gestattet es, den Abfall des Ladestroms zum Ladeende hin verschieden flach zu gestalten. Bei auf 0 eingestelltem Widerstand hat der Ladestrom bis einige hundert Millivolt unter der Ladeendspannung noch den vollen Wert.

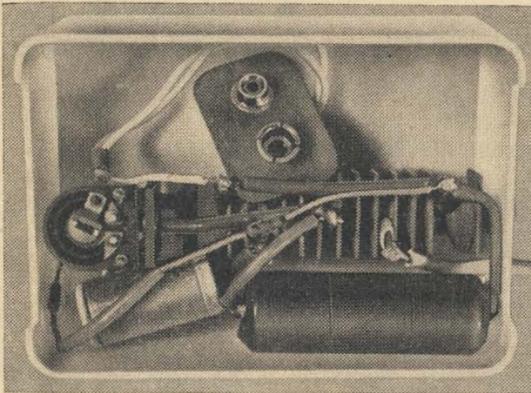


Bild 2
Ansicht des geöffneten
Ladegeräts

Auf Berührungsschutz ist zu achten! Beim Muster (Bild 2) läßt er sich nur dadurch erreichen, daß die Dose ausschließlich bei gezogenem Netzstecker geöffnet wird. Die Bauelemente werden um den Selengleichrichter gruppiert. Dazu wurde an seinem einen Bolzenende noch ein Stück Lötösenleiste befestigt, das andere Bolzenende dient zur Befestigung der gesamten Anordnung in der Dose.

2. Transistorprüfer

Der beschriebene Transistorprüfer baut auf die bekannten einfachen Schaltungen auf; man kann mit ihm Kollektorreststrom (0 bis 1 mA) und

Stromverstärkung (10 bis 600) eines Transistors bestimmen. Bei diesem Transistorprüfer wurden jedoch gewisse Mindestanforderungen erfüllt und verschiedene Mängel beseitigt, die den bekannten Schaltungen anhaften.

- a — Es lassen sich pnp- und npn-Transistoren prüfen. Das ist bei dem heutigen Angebot eine absolute Notwendigkeit.
- b — Die Schaltung ist kurzschlußsicher. Man kann also ohne Gefahr für das Meßwerk auch Transistoren mit inneren Kurzschlüssen prüfen. Auch dem Prüfling kann kein Schaden zugefügt werden (bei eventueller Falschpolung).
- c — Die Kollektorspannung U_{CE} ist auf etwa 6 V stabilisiert. Diese Spannung wird meist in den Datenblättern bei der Angabe von Reststrom oder Stromverstärkung zugrunde gelegt. Die Stabilisierung verhindert eine Veränderung des zur Messung eingepprägten Basisstroms am Transistor bei Batteriealterung und die als Folge auftretenden großen Meßfehler.
- d — Bei den meisten einfachen Transistorprüfern wird zur Messung der Stromverstärkung ein bestimmter Basisstrom eingespeist. Der vorherige Kollektorstrom ist der Reststrom; er liegt also vielfach sehr niedrig. Aus der Kollektorstromerhöhung wird auf die Stromverstärkung beschlossen. Der erreichte Kollektorstrom kann, besonders bei geringer Stromverstärkung, noch sehr niedrig sein (Bruchteile eines mA). Bei kleinen Kollektorströmen sinkt aber die Stromverstärkung vieler Transistortypen stark ab, so daß es gegenüber den Meßbedingungen beim Datenblatt (I_C meist 1 mA oder 2 mA) Fehler gibt, deren Größe außer von den Eigenarten des Transistortyps noch von Reststrom und Stromverstärkung abhängt.
Beim besprochenen Gerät liegt der Meßstrom immer zwischen 1 und 2 mA, so daß man sich in einem Bereich befindet, in dem die Stromverstärkung nur geringfügig schwankt und der außerdem den Datenblatt-Meßbedingungen (s.o.) nahekommt. Der Kollektorstrom wird vor Einspeisung des zur Messung dienenden Basisstroms auf 1 mA eingestellt, so daß die Kollektorstromerhöhung nicht auf $I_C \approx 0$ aufbaut, sondern auf $I_C = 1$ mA. Die Erhöhung beträgt maximal $\Delta I_C = 1$ mA, so daß das Meßergebnis der Kleinsignalstromverstärkung β bzw. h_{21e} mit guter Näherung entspricht und nicht wie sonst B bei undefiniertem Arbeitspunkt.
- e — Das Meßwerk hat eine lineare Skalenteilung, und die Stromverstärkung ist direkt ablesbar; man braucht die Skala also nicht neu zu zeichnen, wenn man die Stromverstärkungsbereiche entsprechend wählt. Günstig ist es lediglich, wenn noch zusätzlich Teilstriche für einen 3fachen bzw. $\frac{1}{3}$ -Originalbereich angebracht werden.
- f — Es wurden insgesamt 5 Transistorfassungen (sowie 3 Telefonbuchsen)

zum Anschluß der Prüflinge vorgesehen, die den verschiedenen Transistorsockelschaltungen Rechnung tragen (Bild 4). Die Anschlußbelegung der Fassungen ist so ausgelegt, daß die verschiedenen Typen immer mit gleicher Lage der »Nase« bzw. Abflachung, aber in verschiedene Fassungen eingesteckt werden. Auf diese Weise vereinfacht sich die Prüfung, man vermeidet kompliziertes Biegen der Anschlüsse zum Prüfen und bewahrt dadurch die Transistoren vor mechanischen Schäden.

Es werden 4 5polige »flache« Fassungen und eine runde 9polige Fassung eingebaut. Bei den 5poligen Fassungen (außer der für AF 114 usw.) wurden jeweils die äußeren beiden Kontakte verbunden, um auch Miniplast-Transistoren prüfen zu können; bei der 9poligen Fassung wurden die Kontakte 1, 4, 6 und 9 entfernt sowie die Kontakte 2 und 3 bzw. 7 und 8 verbunden.

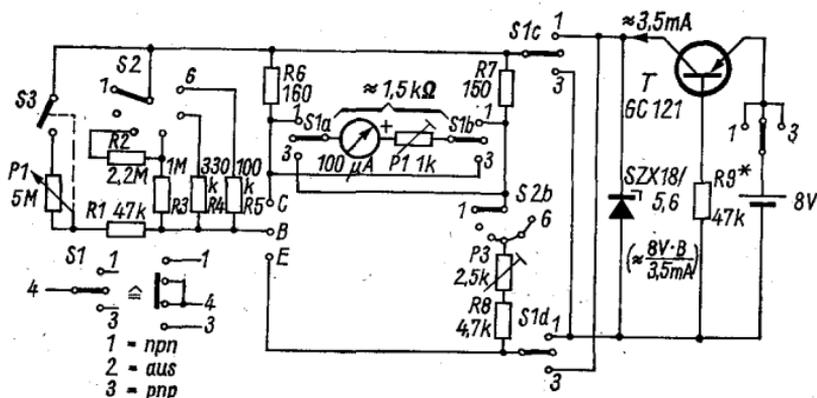
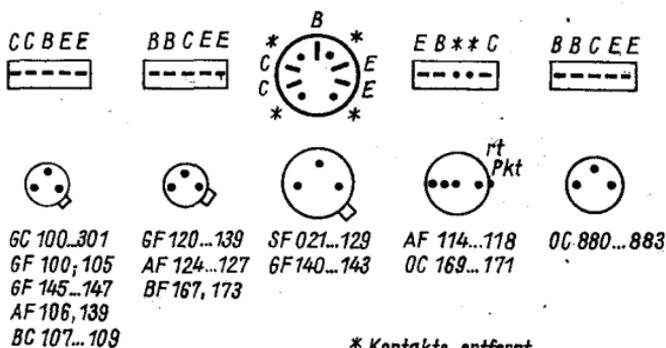


Bild 3 Stromlaufplan des Transistorprüfers. * = abgleichen. Die Stellungen von S 2 sind: 1 $\hat{=}$ Reststrom (Bereich 1 mA); 2 $\hat{=}$ Kompensation mit P 1 auf Nullauschlag; 3 $\hat{=}$ B = 0 bis 600; 4 $\hat{=}$ B = 0 bis 200; 5 $\hat{=}$ B = 0 bis 60; 6 $\hat{=}$ B = 0 bis 20

Nun zur Schaltung (Bild 3): Die Umschaltung pnp-npn ist mit dem Ausschalter kombiniert. Benutzt wurde ein Schiebeschalter mit 3 Stellungen aus DDR-Produktion. Diese Schalter sind oft erhältlich; die Mittelstellung entspricht »Aus«. Eventuell sind auch ein 4poliger Umschalter und ein getrennter Ausschalter verwendbar. Es empfehlen sich dann 2 unabhängige Drucktasten. Umgeschaltet werden die Polaritäten der Speisespannung und des Meßwerks.

Die Strombegrenzung bewirken R 9 und T. Sie wird mit R 9 auf etwa 3,5 mA eingestellt. Am einfachsten kann man den Strom kontrollieren, wenn man einen Strommesser zwischen »E« und »C« schaltet.



* Kontakte entfernt


SC 106, 107
SF 215, 216
SS 200...219

alle Anschlüsse von oben
(nicht von der Lötseite!) gesehen

Bild 4 Anordnung der Transistorfassungen beim Transistorprüfer (s. obere Reihe). Die 2. Reihe gibt an, wie die Transistoren eingesteckt werden. Darunter sind die bekanntesten Typen angegeben, die in der entsprechenden Fassung geprüft werden

Das Ausschalten des Geräts darf nicht vergessen werden, da der eingebaute 8-V-Akkumulator sonst immer mit 3,5 mA belastet wird, die im Ruhezustand über die Z-Diode D fließen. Die Z-Diode hat im Mustergerät 5,5 V Z-Spannung; sie sollte aber besser 6 V aufweisen. Es eignen sich für diesen Zweck auch in Sperrichtung betriebene Basis-Emitter-Strecken von Transistoren der Typen SF 121...SF 136. Durchbruchspannung und differentieller Widerstand sind jedoch zu überprüfen! Es kommen auch defekte Transistoren dieser Art in Frage, z. B. mit unterbrochenem Kollektoranschluß oder sehr geringer Stromverstärkung.

Bei der Messung steht S 2 (6poliger Drehschalter mit 2 Ebenen) zuerst in Stellung 1. Es wird der Kollektorreststrom bei offener Basis gemessen, der Bereich ist 1 mA. Er wird mit P 2 festgelegt. Das kann so erfolgen, daß ein einstellbarer Widerstand in Reihe mit einem Vergleichsmeßinstrument zwischen »E« und »C« angeschlossen, mit dem Widerstand ein Strom von 1 mA am Vergleichsinstrument eingestellt und dann P 2 so abgeglichen wird, daß das eingebaute Meßwerk Vollausschlag zeigt. Der Einstellwert von P 2 und der Innenwiderstand dieses Meßwerks müssen dazu zusammen etwa 1,5 k Ω ergeben.

Dann schaltet man S 3 ein (gehört zu P 1) und speist mit P 1 einen so großen Basisstrom ein, daß der vom Meßwerk angezeigte Kollektorstrom 1 mA (\cong Vollausschlag) wird. S 2 bringt man dann in Stellung 2. Mit dem Spannungsteiler R/7/P 3/R 8 ergibt sich eine Brückenschaltung für das

Meßwerk, die mit P 3 so abgeglichen wird, daß das Meßwerk nach der Umschaltung wieder 0 anzeigt. Der Strommeßbereich bleibt dabei unverändert 1 mA, es ist lediglich die Anzeige des »Anfangs-mA« kompensiert.

Die folgenden Stellungen von S 2 sind die verschiedenen Stromverstärkungsmeßbereiche. Über R 2 bis R 5 werden verschieden große zusätzliche Basisströme ΔI_B eingespeist, die einen Kollektorstromzuwachs $\Delta I_C \approx \beta I_B$ bewirken, der wiederum angezeigt wird. Beim Muster sind die eingespeisten Ströme bei

Stellung 3: $\Delta I_B = 1,67 \mu\text{A}$, entsprechend einem β -Bereich 0 bis 600;

Stellung 4: $\Delta I_B = 5, \mu\text{A}$, entsprechend einem β -Bereich 0 bis 200;

Stellung 5: $\Delta I_B = 16,7 \mu\text{A}$, entsprechend einem β -Bereich 0 bis 60;

Stellung 5: $\Delta I_B = 50, \mu\text{A}$, entsprechend einem β -Bereich 0 bis 20.

In vielen Fällen werden die Meßbereiche 0 bis 1000, 0 bis 300, 0 bis 100 und 0 bis 30 günstiger sein. Allerdings ergeben sich dann »krumme« Werte für R 2 bis R 5.

Die genauen Werte dieser Widerstände richten sich außerdem nach der Z-Spannung der Diode, so daß sie, auch aus Toleranzgründen, sowieso ausgemessen werden sollten.

$$R_v = \frac{U_2 - 0,5 \text{ V}}{\Delta I_B}$$

R_v – Basis-Vorwiderstand in $k\Omega$, U_2 – Z-Spannung in V,

I_B – Basisstrom in mA.

Die 0,5 V sind ein Kompromiß zwischen der Basis-Emitter-Spannung bei Germaniumtransistoren ($\approx 0,2$ bis $0,3$ V) und der bei Siliziumtransistoren ($\approx 0,6$ bis $0,8$ V).

Für Siliziumtransistoren, die allgemein einen mit diesem Gerät nicht mehr angezeigten Reststrom (unter $1 \mu\text{A}$) haben, ist eine vereinfachte Prüfung möglich, die allerdings die bei d) genannten Nachteile hat. Man kann bei S 2 zusätzliche Schaltstellungen vorsehen, bei denen S 2b offen ist und bei denen durch S 2a nochmals die Widerstände R 2 bis R 6 eingeschaltet werden. (Besser ist es, andere Widerstände zu verwenden, die auf die Basis-Emitter-Spannung von Siliziumtransistoren, d.h. auf etwa 0,7 V abgestimmt sind.) S 1 bleibt dann immer ausgeschaltet. Für P 1 sollte übrigens am besten ein negativ logarithmisches Schalter-Potentiometer (Kurve 3 = fallend exponentiell) eingesetzt werden, da sonst die Einstellung schwierig wird. Benutzt man ein übliches positiv logarithmisches (Kurve 2 = steigend exponentiell), so »knallt« der Zeiger des Meßwerks beim Einschalten immer an den rechten Anschlag. Das ist wegen der Strombegrenzung jedoch noch tragbar.

Nun zusammengefaßt noch einmal die Bedienung:

- Einstecken des Prüflings;
- Gerät mit S 1 einschalten, je nach Zonenfolge auf pnp oder npn. S 2 steht in Stellung 1. S 3/P1 ist ausgeschaltet;
- der Reststrom wird abgelesen;
- S 3 wird eingeschaltet und mit P 1 Vollausschlag des Instruments eingestellt;
- S 2 wird in Stellung 2 gebracht. Das Instrument muß 0 anzeigen;
- Mit S 2 wird der Stromverstärkungsbereich (Stellungen 3 bis 6) gewählt, in dem sie sich am besten ablesen läßt.

Abschließend noch die Nachteile des Geräts:

- Es lassen sich keine Leistungstransistoren oder FETs prüfen.
- Durch unterschiedliche Emitter-Basis-Spannungen bei den Prüflingen, besonders zwischen Silizium- und Germaniumtransistoren, werden Meßfehler verursacht (etwa $\pm 5\%$).
- Da nur ein Reststrombereich (1 mA) vorgesehen ist, sind kleine Restströme ($< 50 \mu\text{A}$) nur abzuschätzen.

Der Transistorprüfer wurde in einen kleinen Transportkasten eingebaut (Bild 5). Oben befinden sich die 5 Transistorfassungen in einer Anordnung entsprechend Bild 4. Das Meßwerk ist quadratisch, $46 \text{ mm} \times 46 \text{ mm}$. Moderner wäre ein rechteckiges Meßwerk $48 \text{ mm} \times 52 \text{ mm}$ (Fa. Kieseewetter). Unten befindet sich links das Potentiometer P 1, gekoppelt mit S 3, und rechts der Bereichsschalter S 2. Der Schiebeschalter S 1 ist an der rechten



Bild 5
Außenansicht des Transistorprüfers

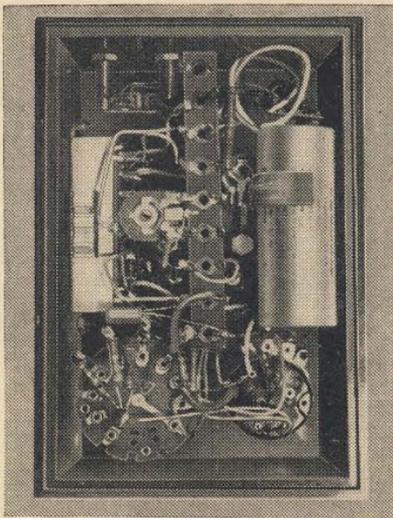


Bild 6

*Innenansicht des Transistorprüfers.
R 2 bis R 5 sind direkt an S 2 gelötet,
P 1 liegt am Meßwerk, P 3 an der Löt-
ösenleiste. Der Akkumulator wurde mit
einer Schelle am Gehäuse befestigt*

Seitenwand angebaut. An der oberen Seitenwand sind noch 3 4-mm-Telefonbuchsen angebracht, um Prüfschnüre an Stelle der eingebauten 5 Transistorfassungen benutzen zu können.

3. FET-Voltmeter

Die Schaltung dieses Geräts unterscheidet sich kaum von der in Röhrentechnik weitverbreiteten mit einer Doppeltriode. Bild 7 zeigt den Stromlaufplan. Als aktive Elemente dienen 2 MOSFETs (es wurden *SM 103/104*-Basteltypen eingesetzt). Sie haben einen sehr hohen Eingangswiderstand, so daß dieser gegenüber dem Eingangswiderstand des Geräts (Spannungsteiler) vernachlässigt werden kann. Ein besonderer Vorteil gegenüber der äquivalenten Röhrenschaltung ist der bei den MOSFETs fehlende Leckstrom an der Steuerelektrode. Dieser führt bei den Röhrenschaltungen dazu, daß bei Umschalten des Gitterwiderstands (Spannungsteiler zur Bereichswahl) der Nullpunkt nicht konstant bleibt. Das wirkt sich besonders in den empfindlichen Bereichen aus. Bei dem FET-Voltmeter tritt dieser Effekt nur äußerst schwach und nicht mehr störend in Erscheinung.

Die Wirkungsweise der Schaltung ist leicht zu erklären: Das Meßwerk liegt in einer Brückenschaltung, zu deren Bestandteilen auch die beiden MOSFETs gehören. Das Anlegen einer Steuerspannung an T 1 bewirkt eine Störung des Brückengleichgewichts und damit einen Ausschlag am Instrument. T 2 dient nur zur Kompensation, seine Kenndaten verändern sich bei Temperatur- und Betriebsspannungsschwankungen ebenso wie die von T 1, so daß die Auswirkungen dieser Schwankungen auf die Anzeige

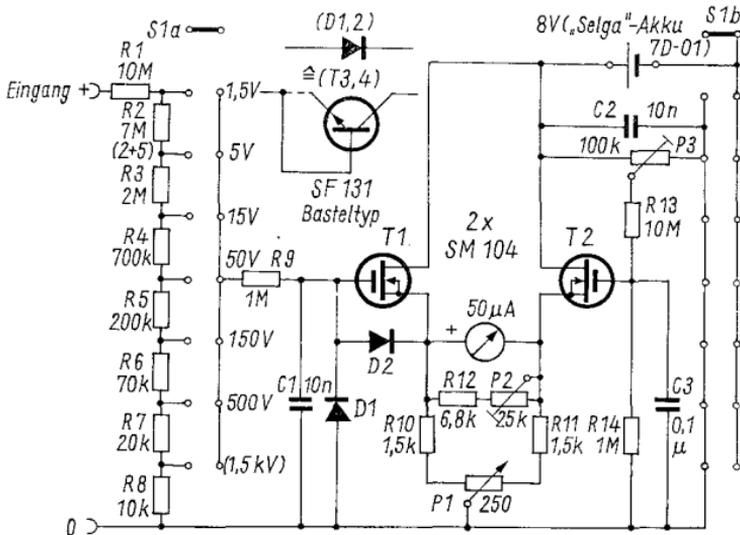


Bild 7 Stromlaufplan des FET-Voltmeters

stark vermindert werden. Damit eine gute Kompensation erreicht wird, sollen die Daten beider Transistoren möglichst gut übereinstimmen.

Die Anordnung des Meßwerks im Source-Kreis bewirkt durch die Stromgegenkopplung an den Source-Widerständen eine Linearisierung des Skalenverlaufs. Dieser weist jedoch auch ohnedies gute Linearität auf, weil der Strombedarf des Meßwerks ($50 \mu\text{A}$) um mehr als eine Größenordnung geringer ist als die Ruhestrome der beiden Transistoren (je etwa 1 mA).

Die Schaltung benötigt eine relativ hohe Betriebsspannung, da einerseits die Transistoren eine Spannung von einigen Volt zwischen Source und Drain benötigen und außerdem für die Lastwiderstände ein bestimmter Spannungsabfall zur Verfügung stehen muß. Es wird in diesem Fall außerdem eine negative Gate-Vorspannung benötigt, um den gewünschten Drain-Strom zu erreichen. Da die zur Erzeugung dieser Vorspannung herangezogenen Source-Widerstände gleichzeitig die »Lastwiderstände« bilden, kann man etwas Spannung einsparen. Deshalb liegt die hier benutzte Betriebsspannung von 8 V etwas über dem erforderlichen Minimum.

Da FETs, besonders MOSFETs, sehr empfindlich gegen zu hohe Gate-Spannungen sind, mußten Maßnahmen gegen solche Überspannungen getroffen werden. D1 verhindert, daß die Spannung am Gate von T1 negativer als etwa $-0,6 \text{ V}$ gegen »0« wird; D2 verhindert, daß sie positiver als etwa $+0,6 \text{ V}$ gegen die Source von T1 wird. $0,6 \text{ V}$ ist die Schleusen-

spannung dieser Siliziumdioden. Dadurch, daß die Dioden nicht einfach antiparallelschaltete wurden, ergibt sich am Gate von T 1 ein großer Aussteuerbereich von mehreren Volt, ohne daß die Dioden leitend werden. Er ist viel größer als die für Vollausschlag des Meßwerks erforderliche Spannung. Die Grenzwerte der Gate-Source-Spannung werden mit Sicherheit eingehalten.

Der Spannungsteiler und R 9 begrenzen den Strom durch die Dioden. Da die Dioden eine Einschaltverzögerung haben, während der die Gate-Isolierschicht möglicherweise schon durchschlägt, wurde noch C 1 eingebaut. Er verhindert ein zu schnelles Ansteigen der Spannung am Gate von T 1. Der Spannungsteiler R 1 bis R 8 zusammen mit R 9 ergibt die notwendige Zeitkonstante. Dieses RC-Glied verhindert außerdem, daß der zu messenden Gleichspannung überlagerte Wechselfspannungen das Meßergebnis verfälschen können (die Grenzfrequenz des RC-Glieds liegt, abhängig vom Meßbereich, zwischen 2 Hz und 16 Hz).

Einige Sorgfalt ist der Auswahl der beiden Dioden zu widmen. Ihr Sperrstrom muß sehr gering sein, um die Messungen nicht zu verfälschen. Es kommen nur Siliziumtypen in Frage, von denen sich aber längst nicht alle eignen. Da die Sperrströme wegen ihrer geringen Größe (zugelassen höchstens einige Nanoampere) auf übliche Weise kaum meßbar sind, muß man die Dioden auf folgende Art testen: Man stellt das fertige Gerät auf den empfindlichsten Bereich (1,5 V), verbindet den Minuspol einer Flachbatterie mit der »0«-Klemme und schaltet die Dioden in Sperrrichtung zwischen Pluspol und Eingangsklemme. Bei guten Dioden läßt sich kein Ausschlag feststellen. Als besonders gut geeignet erwiesen sich Kollektor-Basis-Strecken von Silizium-Planar-Transistoren SF 131/SF 132, eventuell auch SF 216, SC 206 o.ä., weniger von Schalttransistoren. Transistoren mit defekter Emitter-Basis-Strecke lassen sich in diesem Fall oft noch gut verwenden. Die meisten Dioden eignen sich nicht (exemplarabhängig).

Die vorgesehene Bereichsabstufung (1-3-10-30-System, s. [1]) ist besonders günstig, weil die Bereiche jeweils etwa den gleichen relativen Abstand zueinander haben. Mit MOSFETs vom Typ SM 104 läßt sich ein Vollausschlag bei 0,6 bis 0,7 V gegen »0« am Gate erreichen. Wegen der Skalenteilung des Meßwerks (0 bis 15 und 0 bis 50) ist als empfindlichster Bereich 1,5 V gewählt worden. Ein Parallelwiderstand zum Meßwerk bedeutet praktisch ein Verschenken an Leistungsfähigkeit. In solchen Fällen zu hoher Empfindlichkeit ist es günstiger, einen zusätzlichen Widerstand (R 1) vor den Eingangsspannungsteiler zu schalten und dadurch den Eingangswiderstand des Geräts zu erhöhen. Nur der Feinabgleich erfolgt mit einem Parallelwiderstand zum Meßwerk; in diesem Fall sind es R 12 + P 2 (»Eichen«).

Die beiden Transistoren sollten, wie oben angeführt, möglichst übereinstimmende Daten haben. Allgemein werden sie aber voneinander abweichen. Wenn bei Mittelstellung von P 1 (»Nullabgleich«) und an den

»0«-Ausschlag gestelltem Schleifer von P 3 das Meßwerk beim Einschalten einen negativen Ausschlag zeigt, müssen T 1 und T 2 vertauscht werden. P 3 ist anschließend so abzugleichen, daß die Zeigernullstellung bei Mittelstellung von P 1 erreicht wird. Je weniger dabei P 3 vom »0«-Anschlag entfernt werden muß, desto besser stimmen die Arbeitspunkte von T 1 und T 2 überein.

Mit anderen FET-Typen läßt sich eine höhere Empfindlichkeit ermöglichen. Mit $2 \times 2 N 3819$ (Sperrschichttyp) konnte Vollausschlag bei weniger als 0,3 V Meßspannung erreicht werden (allerdings ohne R 1). Die Nullpunktstabilität war dabei noch gut.

Eingebaut wurde das FET-Voltmeter in einen Transportkasten mittlerer Größe (Bild 8). Als Bereichsschalter wurde ein keramischer Dreh-



Bild 8
Außenansicht des FET-Voltmeters

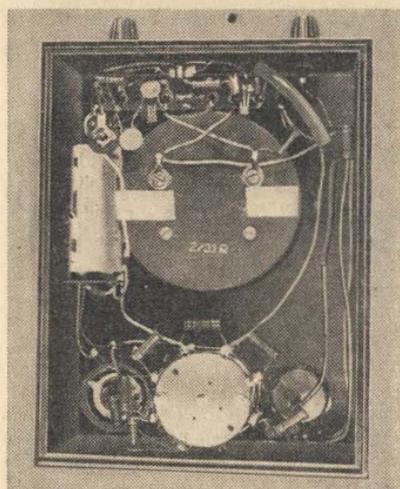


Bild 9
Innenansicht des FET-Voltmeters.
Die meisten Bauelemente befinden sich an der Lötösenleiste (oben), diese wird an den Meßklemmen untergelegten Lötösen angelötet und auf diese Weise befestigt. R 1 bis R 8 sind direkt an S 1 gelötet

schalter mit 2 Ebenen zu je 8 Kontakten gewählt, so daß er mit dem Einschalter kombiniert werden konnte. Der Schalter stammt aus einem Funkgerät *Fk 1*. Die Schaltbrücken wurden bei beiden Ebenen bis auf eine entfernt und die Spannungsteilerwiderstände direkt auf die Schalterkontakte gelötet. Die restliche Schaltung befindet sich auf einer Lötleiste, die ihrerseits an den beiden Meßklemmen befestigt ist (s. Bild 9).

Das eingebaute Meßwerk hat 100 mm Flanschdurchmesser und erhält eine Skale, wie sie in [1] abgebildet ist. Oben an der Seitenwand des Gehäuses sind die beiden Meßklemmen angebracht (s. Bild 8), unten links befindet sich P 1, in der Mitte S 1 (\rightarrow Aus \leftarrow Stellung unten) und rechts P 2.

4. Kapazitätsmesser nach der Substitutionsmethode

Zum Bestimmen kleiner Kapazitäten eignen sich die üblichen Kapazitätsmeßbrücken im allgemeinen nicht, da sie mit zu niedrigen Frequenzen arbeiten. Diese Messungen lassen sich besser nach der Resonanzmethode durchführen. Dabei ist der Aufwand jedoch relativ hoch. Außerdem wird die Genauigkeit durch die Güte des Kreises begrenzt.

Diese Nachteile weist das beschriebene Gerät nicht auf. Der Aufwand ist sehr gering, durch das benutzte Überlagerungsprinzip läßt sich eine sehr große Genauigkeit erreichen. Vorbedingung zur Messung ist allerdings ein Rundfunkempfänger mit Mittelwellenbereich, der praktisch immer zur Verfügung stehen wird, am besten ein Transistor-Batterieempfänger.

Das Gerät besteht aus einem batteriegespeisten Transistoroszillator (Bild 10), der am niederfrequenten Ende des Mittelwellenbereichs arbeitet (beim Muster bei etwa 600 kHz). Die Frequenz dieses Oszillators wird in einem Rundfunkempfänger mit einer festen Frequenz, zweckmäßigig einem Ortsrundfunksender verglichen, indem man die Oszillatorfrequenz auf diesen Rundfunkempfänger koppelt und ihn auf den entsprechenden

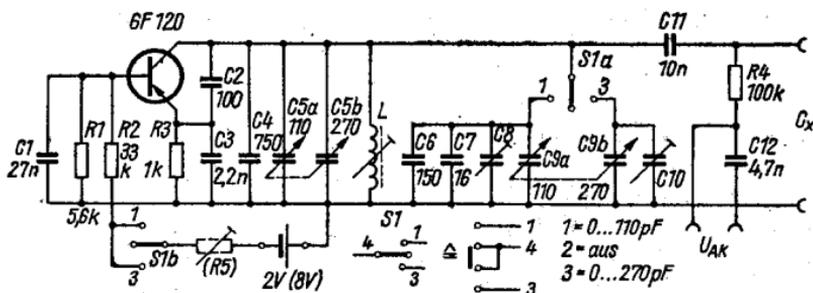


Bild 10 Stromlaufplan des Kapazitätsmessers. *L* hat 60 Wdg., HF-Litze $10 \times 0,07$. Es wurde ein Spulenkörper mit Ferritmantel 10 mm Durchmesser \times 16 mm verwendet, ähnlich Bild 6 in [2] oder aus AM-Bandfilter (z. B. T 100). Erklärung der Klammern s. Text

Rundfunksender einstellt. Die Kopplung wählt man so, daß sich der Überlagerungston am besten auswerten läßt. Eingestellt wird immer auf Schwebungsnul, so daß die Oszillatorfrequenz der des Rundfunksenders entspricht und dadurch immer exakt reproduzierbar ist. Nun kann der zu messende Kondensator angeschlossen werden, der selbstverständlich den Oszillator verstimmt. Mit dem eingebauten Drehkondensator $C 9$ wird dann diese Verstimmung rückgängig gemacht, indem man wieder Schwebungsnul einstellt. Die Veränderung der Kapazität des Drehkondensators entspricht dann genau der gesuchten Kapazität, d. h., die Kreiskapazität wird durch den Drehkondensator wieder um soviel verringert, wie sie durch den zu messenden Kondensator vergrößert wurde.

Zur Kopplung auf den Rundfunkempfänger genügt es im allgemeinen, beide Geräte in geringem Abstand nebeneinander zu stellen. Günstig ist es dabei, wenn die Oszillatortspule auf den Ferritstab (falls vorhanden) des Empfängers koppelt. Die Betriebsspannung des Oszillators darf nur wenige Volt betragen, damit man eine möglichst kleine HF-Spannung erhält. Das verringert die Störstrahlung und verbessert die Meßgenauigkeit beim Messen von Kapazitätsdioden. Die Störstrahlung ist dann kaum weiter als bis auf einen Meter nachzuweisen, so daß Störungen benachbarter Empfänger ausgeschlossen sind.

Der Meßbereich wird durch den Meßdrehkondensator $C 9$ festgelegt. Beim Mustergerät wurde ein $T 100$ -Drehkondensator ($110 \text{ pF} + 270 \text{ pF}$) verwendet, so daß sich 2 Meßbereiche ergaben. Eine Einengung des Variationsbereichs ist außer über einen Doppeldrehkondensator auch über Reihen- (und Parallel-) Kondensatoren möglich. Da die Nullstellung der Meßbereiche jeweils der Endkapazität des Drehkondensators entspricht, wird durch zusätzliche Kapazitäten ($C 7$ und $C 8$) für eine bei den beiden Bereichen gleiche Endkapazität ($\hat{=}$ Nullstellung) gesorgt. Die Trimmer $C 8$ und $C 10$ sind mit dem Drehkondensator konstruktiv verbunden und dienen der genauen Angleichung dieser Kapazitäten. Die Bereiche sind 0 bis 110 pF ($C 9a$) und 0 bis 270 pF ($C 9b$).

Mit $C 5$ wird bei Nullstellung (Endkapazität) von $C 9$ Schwebungsnul eingestellt, so daß sich Temperatureinflüsse usw. eliminieren lassen. Auch Zusatzkapazitäten lassen sich damit ausgleichen, so daß man z. B. die Kapazität von Meßkabeln (auch abgeschirmten) oder die Anfangskapazität von zu messenden Drehkondensatoren kompensieren kann. $C 5$ wird nicht geeicht. Seine Funktion kann auch von L übernommen werden, wenn man eine geeignete Einstellmöglichkeit findet. $C 5$ ist ebenfalls ein $T 100$ -Drehkondensator; beide Teile ($C 5a$ und $C 5b$) wurden parallelgeschaltet.

Wegen der kleinen HF-Spannung lassen sich auch Kapazitätsdioden untersuchen. Über $R 4$ wird die Vorspannung U_{AK} zugeführt. Auch beliebige Siliziumdioden können auf ihre Eignung als Kapazitätsdioden untersucht werden. Außerdem ist die Bestimmung der Ausgangskapazität

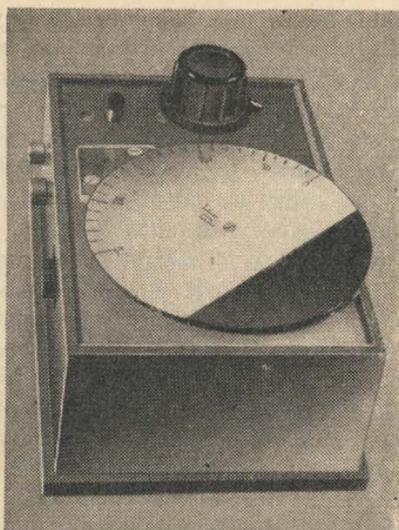


Bild 11
Außenansicht des Kapazitätsmessers

gesperrter Transistoren möglich. Ein zu großer Realteil des kapazitiven Widerstands läßt die Schwingungen des Oszillators abreißen.

Das Gerät wurde in die kleinste Transportkastenausführung eingebaut (Bild 11). Der Bereichsschalter S 1 b wurde mit dem Ausschalter S 1 a in Form eines Schiebeschalters mit 3 Stellungen kombiniert. Drehschalter mit 2 Ebenen oder ähnliche sind ebenso geeignet. Der Meßdrehkondensator wurde mit einer Skalenscheibe versehen, die mit der Hand am Rand gedreht wird. Die beiden Bereiche wurden verschiedenfarbig gezeichnet. In Bild 11 sind oben die beiden Meßklemmen für C_X zu sehen, an der Seite links oben die beiden Buchsen für U_{AK} , darunter S 1. Vorn befinden sich oben links der Abgleichkern von L, oben rechts der Knopf von C 6 und unten die Skalenscheibe von C 9.

Im Originalgerät wurde ein *Rulag*-Akkumulator RZP 2 eingesetzt, der 2 V liefert. Diese Spannung reichte zum sicheren Betrieb ohne weiteres aus. Für den Akkumulator wurde eine Kammer aus Messingblech 0,3 mm eingebaut. Die Kontaktfahnen des Akkumulators drücken auf eine aus kupferkaschiertem Halbzeug hergestellte Kontaktplatte.

Aus Gründen der in der Einleitung besprochenen gleichartigen Stromversorgung kann auch der *Selga*-Akkumulator für diese Schaltung verwendet werden. Um aber die HF-Spannung genügend weit herabsetzen zu können, ist ein Vorwiderstand (R 5) vorzusehen. Sein Wert wird so lange vergrößert, bis die Schwingungen fast aussetzen. Der Oszillator muß allerdings auch bei nahezu entladem Akkumulator (≈ 7 V) noch sicher anschwingen. Richtwert für R 5 ist etwa 40 k Ω (ev. Einstellregler verwenden).

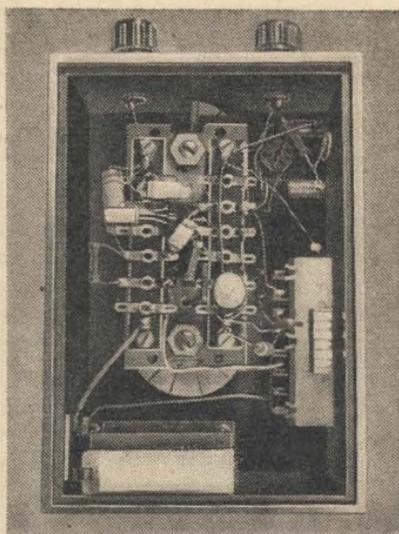


Bild 12
 Innenansicht des Kapazitätsmessers.
 Zur Befestigung der beiden Lötösen
 wurden die beiden T 100-Drehkondensatoren
 genutzt. Die Spule wurde durch die
 Bohrung eines kurzen Pertinaxstückes
 gesteckt und mit dem zugehörigen
 Oberteil festgeschraubt. Das Pertinax-
 stück selbst wird am Gehäuse befestigt

5. Niederfrequenzmesser

Mit dem Gerät können Frequenzen zwischen etwa 10 Hz und 50 kHz gemessen werden. Es besteht (s. Bild 13) hauptsächlich aus einem Schmitt-Trigger, der die Eingangsspannung in eine Rechteckspannung umwandelt. Der Vorteil eines Schmitt-Triggers gegenüber den für diesen Zweck sonst üblichen Begrenzerschaltungen besteht darin, daß bei Erhöhung der Eingangsspannung der Anzeigestrom fast sprunghaft seinen der Frequenz entsprechenden Wert erreicht. Der sonst übliche Eingangsspannungsbereich nicht eindeutiger Anzeige wird in diesem Fall sehr schmal.

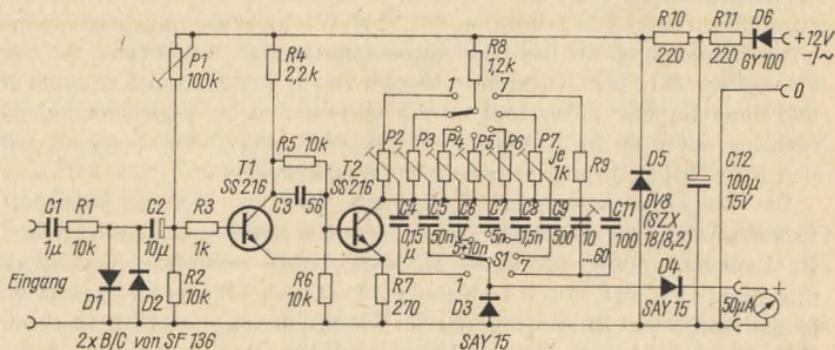


Bild 13 Stromlaufplan des NF-Frequenzmessers

Die Rechteckspannung am Kollektor von T 2 wird über umschaltbare Kondensatoren C 4 bis C 11 geführt und differenziert. Hinter dem jeweils eingeschalteten Kondensator treten positive und negative Nadelimpulse auf. Die negativen Nadelimpulse werden über D 3 kurzgeschlossen, die positiven über D 4 dem Anzeigemeßwerk zugeleitet. Verändert man die Widerstände im Kreis, dann bleibt trotzdem der angezeigte Strom konstant, solange die Bedingung erfüllt wird, daß der eine (z. B. positive) Nadelimpuls abgeklungen ist, bevor der nächste (z. B. negative) beginnt. Der Strom hängt dann nur von der Amplitude der Rechteckspannung, ihrer Frequenz und der Kapazität des Kondensators ab. Da die Kapazität konstant ist, hängt die Anzeige außer von der Frequenz nur noch von der Spannung ab.

Abweichungen der Sollkapazitäten der Differenzierkondensatoren lassen sich also durch eine Spannungsänderung ausgleichen. Diesem Zweck dienen die Einstellregler P 2 bis P 7, die jedem Bereich zugeordnet sind. Im höchsten Frequenzbereich kann die Kapazität selbst abgeglichen werden (C 10).

Die Höhe der Rechteckspannung ist außerdem etwa direkt proportional zur Betriebsspannung. Sie muß deshalb stabilisiert werden. Dazu dient die Z-Diode D 5. Die günstigste Stabilisierungswirkung haben Dioden mit etwa 7 bis 8 V Z-Spannung. (Es eignen sich auch meist in Sperrichtung betriebene Basis-Emitter-Strecken von Silizium-Planartransistoren wie SF 121...SF 136. Die Spannung muß ausgemessen werden und liegt oft zwischen 5 und 8 V.) Deshalb kommt ein 8-V-Akkumulator als Spannungsquelle kaum in Frage; es wird eine Versorgungsspannung von 12 V gewählt. Da man dieses Gerät verhältnismäßig selten benutzt, wurde auf den Einbau von Batterie und Meßwerk verzichtet (s. Bild 14). Das 50- μ A-Instrument kann von außen angeschlossen werden. Sein Innenwiderstand ist unkritisch, sollte jedoch unter etwa 5 k Ω liegen.

Die Versorgungsspannung von 12 V kann sowohl Gleich- als auch Wechselspannung sein, beide werden wahlweise über dieselben Buchsen zugeführt. Ohne R 11 würde an C 12 bei Wechselspannungsbetrieb eine höhere Spannung als bei Gleichspannungsbetrieb entstehen. Da der Strom über R 11 bei Gleichrichterbetrieb von D 6 nur impulsförmig fließt und diese Impulse höher sind als der Gleichstrom bei Gleichspannungspeisung, rufen sie an R 11 einen höheren Spannungsabfall hervor, so daß sich bei richtiger Dimensionierung ein Ausgleich ergibt.

Die Eingangsspannungsempfindlichkeit wird am größten, wenn die Ruhespannung an der Basis von T 1 in der Mitte zwischen Hin- und Rückschaltspannung, also in der Mitte des Hysteresebereichs liegt. Diese Spannung läßt sich mit P 1 einstellen. Praktisch führt man das durch, indem man (ohne Eingangssignal) die Gleichspannung am Kollektor von T 2 mißt und P 1 in die Mitte zwischen die beiden Punkte stellt, bei denen diese Spannung umspringt. Man kann auch so vorgehen, daß man eine



Bild 14
Außenansicht des NF-Frequenzmessers

niedrige Wechselspannung an den Eingang legt und den Ausgangsstrom mit P 1 auf das Maximum bringt, die Eingangsspannung verringert und den Vorgang so lange wiederholt, bis das Optimum gefunden ist. Es läßt sich eine Empfindlichkeit von erheblich besser als $U_{SS} = 1 \text{ V}$ erreichen.

Die Kombination von R 1 mit D 1 und D 2 (Basis-Kollektor-Strecken von SF 131-Basteltypen oder Dioden SAY 30) wirkt als Eingangsspannungsbegrenzer und schützt den Schmitt-Trigger vor Übersteuerung, die sich in falscher Anzeige äußern würde. Je nach Strombelastbarkeit von D 1 und D 2 und Belastbarkeit von R 1 verändert sich die maximal zulässige Eingangsspannung. Hat R 1 1 W Belastbarkeit, so kann eine effektive Sinusspannung von 100 V an den Eingang gelegt werden. Der Wert 10 k Ω ist ein Kompromiß zwischen Verringerung der Empfindlichkeit und Überlastbarkeit.

Wenn die Empfindlichkeit nicht ausreicht, muß eine Verstärkerstufe zwischen D 1, D 2 und den Eingang des Schmitt-Triggers geschaltet werden.

Die Skalenverläufe sind linear. Es wurde wieder eine Bereichsaufteilung 1,5:5:15 usw., s. [1], vorgenommen, so daß man mit 2 Skalen auf dem Meßwerk auskommt oder bei einer 50er-Teilung leicht umrechnen kann.

Die Meßbereiche sind folgende:

$C 4$	$= 0,15 \mu\text{F} \triangleq$	Bereich 0 bis 50 Hz
$C 5$	$= 50 \text{ nF} \triangleq$	Bereich 0 bis 150 Hz
$C 6$	$= 15 \text{ nF} \triangleq$	Bereich 0 bis 500 Hz
$10 \text{ nF} + 5 \text{ nF}$		
$C 7$	$= 5 \text{ nF} \triangleq$	Bereich 0 bis 1,5 kHz
$C 8$	$= 1,5 \text{ nF} \triangleq$	Bereich 0 bis 5 kHz
$C 9$	$= 500 \text{ pF} \triangleq$	Bereich 0 bis 15 kHz
$C 10$	$= 150 \text{ pF} \triangleq$	Bereich 0 bis 50 kHz

Als Gehäuse diente die kleine Transportkastenausführung (Bild 14).

Einziges Bedienungselement ist der Bereichsschalter, oben befinden sich die Eingangsbuchsen, unten links die Buchsen für das 50- μA -Meßwerk, rechts die Buchsen für die Stromversorgung.

Außer zur Frequenzmessung kann der Niederfrequenzmesser gut zu Driftmessungen an Empfängern für CW und SSB (mit ZF-Überlagerer) angewendet werden. An den Eingang des Empfängers wird das Spektrum eines Eichpunktgebers gelegt und der Empfänger bei einem passenden Eichpunkt (oder bei einem frequenzkonstanten Sender) auf einen gün-

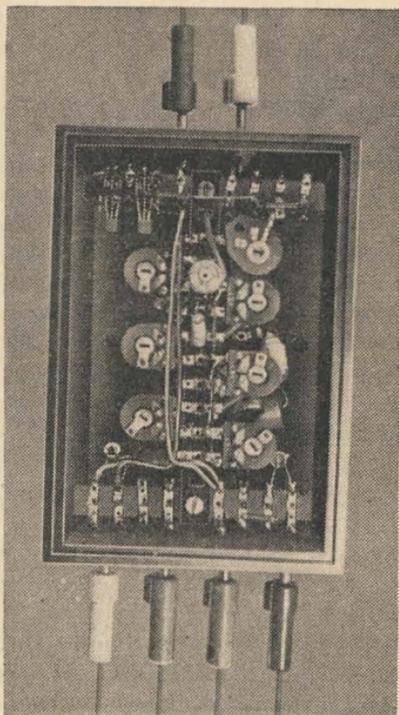


Bild 15

Innenansicht des NF-Frequenzmessers. Die Lötösenleisten wurden doppel-T-förmig verschraubt und dann an die mit den Buchsen verschraubten Lötösen gelötet. Oben sind die Transistoren, unten die Bauteile aus Bild 13 rechts angeordnet. P 2 bis P 7 befinden sich auf der vertikalen Lötösenleiste, C 5 bis C 9 und C 11 wurden zwischen S 1 und der Lötösenleiste verdrahtet

stigen Schwebungston (z. B. 1 kHz) eingestellt. Den NF-Ausgang des Empfängers verbindet man mit dem Frequenzmesser. Man kann dann die Frequenzabwanderung durch einfaches Ablesen laufend verfolgen. Der Empfänger wird zweckmäßig oberhalb Schwebungsnull eingestellt, da dann die Anzeige mit der Richtung der Drift übereinstimmt.

Man kann auch die Drift eines Oszillators kontrollieren. Dazu wird dieser mit einem Eichpunkt überlagert und die Differenzfrequenz über einen Empfänger (der dann keinen Überlagerer haben muß) dem Frequenzmesser zugeführt. Solche Messungen können bei der Einstellung der Temperaturkompensation des Oszillators sehr wertvoll sein.

Literatur

- [1] Randbemerkungen: Aufteilung von Meßbereichen, FUNKAMATEUR 18 (1969), Heft 1, Seite 37
- [2] *Kuhnt, H.*: Spulenkörper und Spulenkern für die Anwendung in der HF- und UKW-Technik, FUNKAMATEUR 19 (1970), Heft 6, Seite XXI bis XXIV

Wir klären Begriffe



IMPULSGEBER

Das Universalmeßgerät enthält als Einzelmeßgeräte

- Transistorvoltmeter
- Widerstandsmeßgerät
- Transistorprüfgerät
- Durchgangsprüfer
- Mikroamperemeter,

die nachfolgend einzeln und in ihrem Zusammenbau beschrieben werden.

Technische Daten

Transistorvoltmeter

Gleichspannungsbereiche

2,5 V	2 M Ω	Eingangswiderstand
10,0 V	10 M Ω	Eingangswiderstand
50,0 V	16 M Ω	Eingangswiderstand
250,0 V	16 M Ω	Eingangswiderstand
1000,0 V	16 M Ω	Eingangswiderstand

Eingang symmetrisch

Eichung mittels *Weston*-Normalelement

Widerstandsmeßgerät

Widerstandsbereiche

10 Ω ...	200 Ω
100 Ω ...	2 k Ω
1 k Ω ...	20 k Ω
10 k Ω ...	200 k Ω
100 k Ω ...	2 M Ω
1 M Ω ...	20 M Ω

Anzeige: direkt

Eichung: mit Spannungsteiler aus geeichten Widerständen

Transistorprüfgerät

Folgende Kennwerte für npn- und pnp-Transistoren können ermittelt werden:

Kollektorrestströme $50 \mu\text{A} \dots 12,5 \text{ mA}$

Stromverstärkungsfaktoren

npn-Transistoren	pnp-Transistoren
B = 2500	B = 250
B = 1000	B = 100
B = 500	B = 50
B = 100	B = 10
B = 50	B = 5

Außerdem sind eine Eichung des Transistorprüfgeräts sowie eine Prüfung der Emitter-Kollektor-Strecke auf Schluß möglich. Eine Funktionsprüfung von Dioden läßt sich ebenfalls damit durchführen. (Sperrwiderstände bis $20 \text{ M}\Omega$ können mit dem Widerstandsmeßgerät ermittelt werden.)

Durchgangsprüfer

Es handelt sich um einen niederohmigen Durchgangsprüfer.

Mikroamperemeter

Gleichstrombereich $0 \dots 50 \mu\text{A}$ $R_1 = 700 \Omega$

Transistorvoltmeter

Das Transistorvoltmeter besteht aus einem Gleichstromverstärker in Gegentaktschaltung. Diese Schaltungsart bewirkt, daß alle gleichsinnigen Änderungen, die auf die beiden Transistoren einwirken, kompensiert werden. Dabei muß natürlich vorausgesetzt werden, daß die beiden Transistoren im Stromverstärkungsfaktor und im Kollektorreststrom gut übereinstimmen, wobei der Kollektorreststrom möglichst klein sein sollte. Der zwischen beiden Emitttern auftretende Differenzstrom ist direkt proportional der Eingangsspannung des Verstärkers und wird mit einem Mikroamperemeter angezeigt. Die zu messende Spannung gelangt über geeichte Spannungsteilerstufen zum Eingang des Verstärkers. Bild 1 zeigt das Gesamtschaltenschema des Transistorvoltmeters.

Beim Bau des Geräts muß man auf folgende Einzelheiten achten: Die beiden Transistoren sollen einen Stromverstärkungsfaktor von $\beta \geq 50$ haben. Der Kollektorreststrom sollte $I_{CEO} = 150 \mu\text{A}$ nicht überschreiten. Beide Parameter beider Transistoren sollten möglichst nicht mehr als 10% voneinander abweichen. Der Widerstand R_1 liegt in Reihe mit der Spannungsquelle und dient zur Verminderung der 0-Punkt-Drift (Gegen-

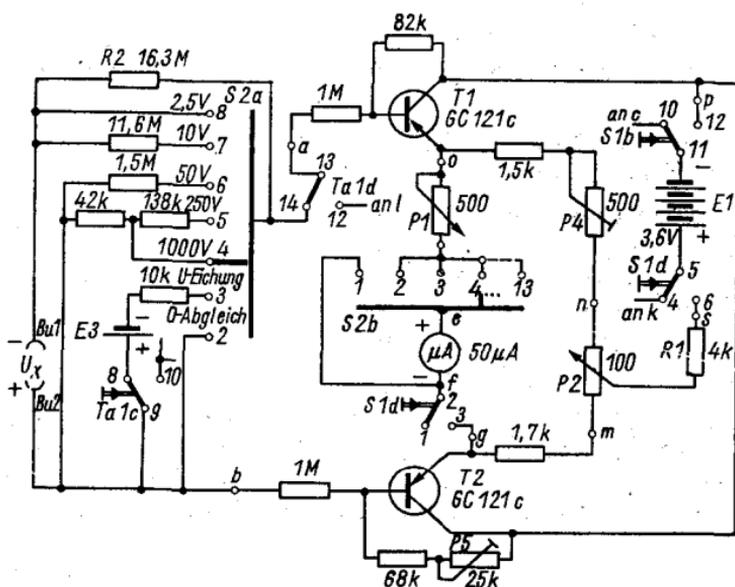


Bild 1 Transistorvoltmeter mit Eingangsspannteiler

kopplung). Eine noch bessere Stabilisierungswirkung würde man durch eine Konstantstromquelle erreichen, deren Anwendung in diesem Rahmen aber zu weit führen würde. Potentiometer P 1 ist ein Empfindlichkeitsregler, Potentiometer P 2 der Nullpunktregler. Einstellregler P 5 gewährleistet, daß beide Kollektorströme in völliger Übereinstimmung sind. Der Absolutwert ist unkritisch, er sollte etwa 0,5 mA betragen. Das Einschalten der einzelnen Spannungsteilerstufen erfolgt mit einem 2-Ebenen-Stufenschalter, der auch bei der Widerstandsmessung und Transistorprüfung verwendet wird. In Schalterstellung 2 (Eingang kurzgeschlossen) erfolgt die Nullpunkteinstellung des Geräts. In Schalterstellung 3 wird die Spannungseichung mittels Weston-Normalelement durchgeführt, wobei mit dem Regler P 1 eine Spannungsanzeige von $U = 1,02 \text{ V}$ eingestellt wird. Um beide Transistoren definiert auf einer konstanten Temperatur zu halten, wurden sie gemeinsam in einem kleinen Aluklötzchen untergebracht ($10 \text{ mm} \times 12 \text{ mm} \times 34 \text{ mm}$). Bei der Batterie handelt es sich um 3 in Reihe geschaltete Zellen einer NC-Batterie 1,2 V/1 Ah. Der Differenzverstärker wurde in gedruckter Schaltung ausgeführt. Bild 2 zeigt die Leiterplatte des Verstärkers. Die Schaltung ist so auszulegen, daß sich zwischen den Punkten a und b nach Bild 1 ein Innenwiderstand von genau $R_i = 2 \text{ M}\Omega$ ergibt. Das ist wichtig für die Auslegung des Eingangsspannungsteilers sowie für das im nächsten Abschnitt beschriebene direktanzeigende Widerstandsmeßgerät. Bei dem Eingangsspannungs-

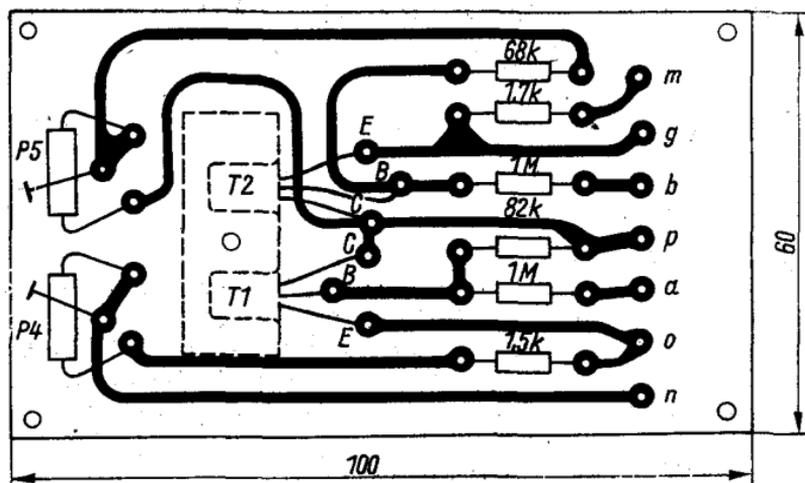


Bild 2 Leiterplatte des Transistorverstärkers (von der Leiterseite gesehen)

teiler ist noch zu beachten, daß der Widerstand R_2 aus einer Reihenschaltung von 3 bis 4 Widerständen ($5\text{ M}\Omega + 5\text{ M}\Omega + 5\text{ M}\Omega + 1,3\text{ M}\Omega$) der Größe $0,5\text{ W}$ zusammengesetzt sein soll, weil im Bereich 4 eine Gleichspannung von 1000 V anliegen kann.

Die Schalter S_1 , S_2 , der Taster T_1 , die Batterie E_1 sowie das Instrument $50\text{ }\mu\text{A}$ haben noch weitere Funktionen in den nachfolgend beschriebenen Einzelgeräten.

Widerstandsmeßgerät

Das Widerstandsmeßgerät ist ein direktanzeigendes Instrument. Die in Bild 3 dargestellte Prinzipschaltung wird an das Transistorvoltmeter an den Punkten a und b (ohne Eingangsspannungsteiler) angeschlossen.

Das Anzeigeelement muß noch eine spezielle Widerstandsskala erhalten, weil die Skala bei den Widerstandsmessungen nichtlinear ist.

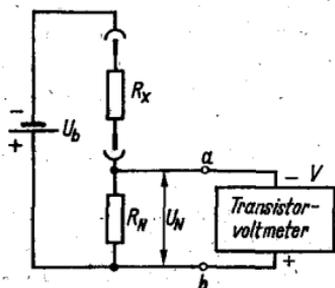


Bild 3

Prinzip des Widerstandsmeßgeräts.

U_b = Batteriespannung ($3,6\text{ V}$),

R_x = unbekannter Widerstand,

R_N = Normalwiderstand (durch Stufenschalter veränderlich),

U_N = Eingangsspannung für Transistorvoltmeter ($2,5\text{ V}$)

Für den Spannungsteiler kann man folgende Beziehung aufstellen:

$$\frac{U_b}{U_N} = \frac{R_X + R_N}{R_N}$$

Daraus ergibt sich:

$$U_N = \frac{U_b \cdot R_N}{R_X + R_N} \quad (1)$$

Folgende Größen werden festgelegt:

$U_b = 3,6 \text{ V}$; $U_N = 2,5 \text{ V} \triangleq 50$ Skalenteile \triangleq Vollausschlag des Instruments $R_N = 2 \text{ M}\Omega$, $200 \text{ k}\Omega$, $20 \text{ k}\Omega$, $2 \text{ k}\Omega$, 200Ω , 20Ω .

An Hand Gl. (1) und mit Hilfe der festgelegten Größen läßt sich die Skale des Widerstandsmeßgeräts rechnerisch ermitteln. Die berechneten Werte sind nachfolgend für $R_N = 20 \Omega$ festgehalten (s. Tabelle 1).

Tabelle 1 Wertetabelle der Widerstandsskala

R_X in Ω	λ in Skalenteile	R_X in Ω	λ in Skalenteile
0,9	50,0	6	18,4
1	48,4	8	14,7
2	36,5	10	12,3
3	29,3	20	6,7
4	24,4	50	2,8
5	21,0		



An Hand der berechneten Wertetabelle wird eine Widerstandsskala im Maßstab 2:1 gezeichnet, reproduziert und in der Größe der Skale eine Vergrößerung angefertigt, die man dann unterhalb der linearen Skale aufklebt. Bild 4 zeigt die angefertigte Widerstandsskala in Originalgröße.

Der abgelesene Skalenwert, multipliziert mit dem Faktor am Meßbereichsschalter, ergibt den Widerstandswert des zu messenden Widerstands. Für die verwendeten Stufen von R_N ergeben sich die in Tabelle 2 zusammengestellten Meßbereiche.

Bild 5 zeigt den Übersichtsschaltplan mit dem später beschriebenen niederohmigen Durchgangsprüfer.

Mit Schalter S 2 werden unterschiedlich große Widerstände R_N in den Spannungsteiler (Bild 3) geschaltet. In Schalterstellung 2 erfolgt wie beim Transistorvoltmeter der Nullabgleich des Transistorvoltmeters, in Schalter-

Tabelle 2 Widerstandsmeßbereiche

Schalterstellung	R_N	Widerstandsbereiche	Maximaler Strom im Meßkreis
13	20 Ω	10 Ω ... 200 Ω	120 mA
12	200 Ω	100 Ω ... 2 k Ω	12 mA
11	2 k Ω	1 k Ω ... 20 k Ω	1,2 mA
10	20 k Ω	10 k Ω ... 200 k Ω	120 μ A
9	200 k Ω	100 k Ω ... 2 M Ω	12 μ A
8	2 M Ω *	1 M Ω ... 20 M Ω	1,2 μ A

* Dieser Widerstand braucht nicht eingebaut zu werden, er ist der Innenwiderstand des Transistorvoltmeters.

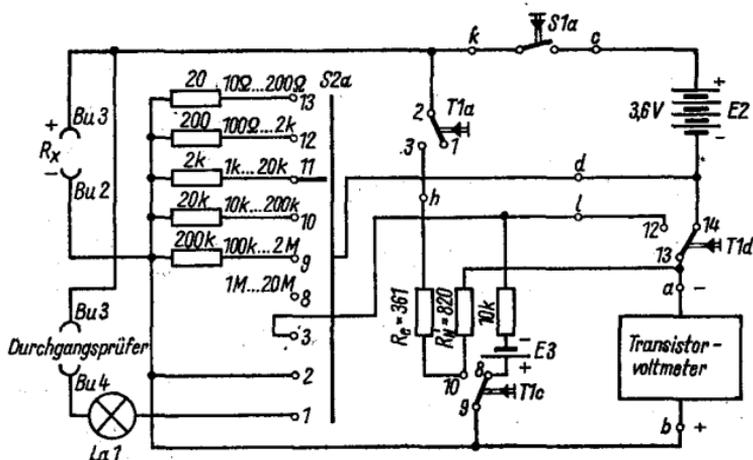


Bild 5 Gesamtschaltbild des Widerstandsmeßgeräts (mit Durchgangsprüfer)

stellung 3 (Taster Ta 1 gedrückt) dagegen die Eichung des Meßgeräts. An Stelle des Spannungsteilers $R_x - R_N$ wird ein geeichter Spannungsteiler $R_e - R'_N$ eingeschaltet. Dieser ergibt bei einer Batteriespannung $E_2 = 3,6$ V Vollausschlag des Anzeigeelements (50 Skalenteile). Sinkt die Batteriespannung, so kann mit dem Empfindlichkeitsregler P 1 des Transistorvoltmeters (Bild 1) wieder Endausschlag hergestellt werden. Als Batterie E 2 werden wie bei E 1 3 Elemente einer NC-Batterie 1,2 V/1 Ah verwendet. Ein kurzzeitiges Kurzschließen der R_x -Klemmen, wie es z. B. beim Ausmessen unübersichtlicher Widerstandskombinationen vorkommen kann, ist völlig unschädlich, weil dabei am Eingang des Transistorvoltmeters nur 1,1 V Überspannung anliegen.

Transistorprüfgerät

Das Transistorprüfgerät dient zum Ausmessen der statischen Transistor-kennwerte: Kollektorreststrom I_{CEO} und Stromverstärkungsfaktor β . Außerdem ist eine Funktionsprüfung von Dioden möglich. Das Meßgerät eignet sich sowohl für pnp- als auch für npn-Transistoren (Germanium- und Silizium-Transistoren). Der Sperrwiderstand von Dioden läßt sich mit dem Widerstandsmeßgerät exakt bestimmen.

Bild 6 erläutert die Arbeitsweise des Transistorprüfgeräts am Beispiel eines Germanium-pnp-Transistors.

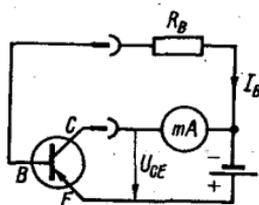


Bild 6
Prinzip des Transistorprüfgeräts

An die Emitter-Kollektor-Strecke wird über einen empfindlichen Strommesser eine Spannung gelegt. Bei offener Basis bestimmt man den Kollektorreststrom I_{CEO} in Emitterschaltung. Über einen Basiswiderstand R_B wird dann der Basis ein definierter Strom aufgeprägt (Konstantstromquelle). Die einzelnen Meßbereiche werden durch Parallelwiderstände zum Strommesser realisiert (Basisstrom bleibt konstant).

Bild 7 zeigt das Gesamtschaltbild des Transistorprüfgeräts. Zur Eichung des Basisstroms wird das Meßinstrument in Schalterstellung 20 in den Basiskreis des pnp-Transistors geschaltet; den Basiswiderstand korrigiert man durch den Einstellregler P 3 entsprechend. Durch das Doppelpotentiometer ist der Basiskreis des npn-Transistors automatisch gekoppelt und wird mitgeeicht. In der gleichen Schalterstellung kann man durch Drücken des Tasters Ta 1 die Emitter-Kollektor-Strecke auf Schluß prüfen. Nun läßt sich in 6 Bereichen (Schalterstellung 19... 14) der Kollektorreststrom bestimmen. Auf den gleichen Bereichen ermittelt man durch Drücken des Tasters Ta 1 die Stromverstärkungsfaktoren; Berechnung nach folgender Beziehung:

$$\beta = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}; \quad (2)$$

I_C - Kollektorstrom, I_{CEO} - Kollektorreststrom, I_B - Basisstrom (sämtlich in mA).

Bei der gesamten Transistorprüfung muß Schalter S 2 in Stellung »Aus« stehen.

Es folgt die Erläuterung der einzelnen Gerätefunktionen.

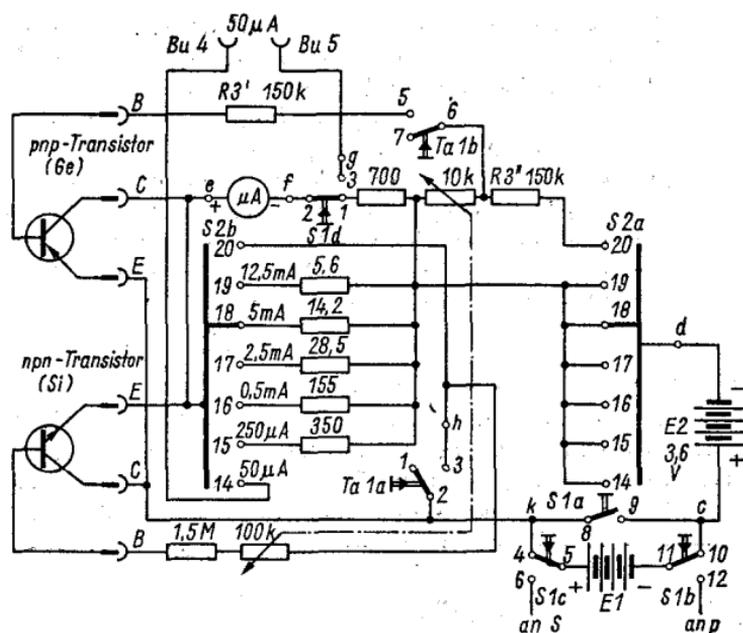


Bild 7 Transistorprüfgerät (Gesamtschaltbild)

Eichung des Transistorprüfgeräts (Bereich 20)

Durch Batteriespannungsschwankungen werden die Transistoren mit unterschiedlichen Basisströmen beaufschlagt. Zur Eichung wird mit dem Strommesser der Basisstrom für den pnp-Transistor überprüft und mit dem variablen Basisvorwiderstand korrigiert. Eine Überprüfung des npn-Transistor-Basisstroms erübrigt sich, da beide Basisstromregler mechanisch gekoppelt sind (Doppelpotentiometer). Eine sich geringfügig ändernde Kollektorspannung bleibt nahezu ohne Einfluß auf den Kollektorstrom (s. Transistorkennfeld).

Das Transistorprüfgerät eicht man bei gedrücktem Taster Ta 1. Das Instrument wird auf Vollausschlag einreguliert. Daraus resultiert für den pnp-Transistor ein Basisstrom von $I_B = 50 \mu\text{A}$, für den npn-Transistor ein Basisstrom von $I_B = 5 \mu\text{A}$. Aus schaltungstechnischen Gründen ist der Basiswiderstand R_3 zweimal erforderlich (R_3' und R_3''); beide Widerstände müssen gut übereinstimmen. Bei der Eichung darf kein Prüfling angeschlossen sein.

Emitter-Kollektor-Schlußkontrolle (Bereich 20)

Diese Prüfung erfolgt in der gleichen Schalterstellung wie die Eichung, nur wird in diesem Fall Taster Ta 1 nicht gedrückt. Der Widerstand R_3''

dient gleichzeitig als Schutzwiderstand bei kurzgeschlossener Kollektor-Emitter-Strecke. Da dieser Widerstand sehr hochohmig ist, wird ein einwandfreier Transistor fast Vollausschlag am Instrument zeigen. Es ergibt sich aber, daß die Widerstände R_e und R'_N gemäß Bild 5 ($361 \Omega + 820 \Omega$) parallel zu dieser Meßanordnung liegen, was einer Meßbereichserweiterung gleichkommt (6 mA Vollausschlag), wodurch nur höhere Kollektorrestströme (defekte Transistoren) angezeigt werden. Weist ein Transistor bei dieser Prüfung einen Ausschlag von mehr als 25 Skalenteile auf, dann ist er von den weiteren Prüfungen fernzuhalten. Auch ein langsam ansteigender Strom deutet auf einen defekten Transistor hin (z.B. Gehäuse undicht).

Kollektorreststrommessung (Bereiche 14...19)

Die Kollektorreststrommessung geschieht bei offener Basis des Prüflings. Taster Ta 1 wird nicht gedrückt. Die Meßspannung beträgt 7,2 V (beide Batterien in Reihe geschaltet). Es können Kollektorrestströme von $50 \mu\text{A} \dots 12,5 \text{ mA}$ gemessen werden. Im einzelnen sind die Werte aus der entsprechenden Tabelle ersichtlich.

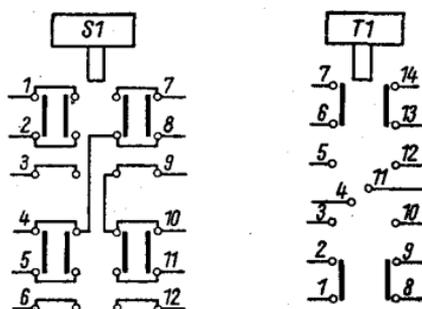


Bild 8
Anschlußplan des Tasters Ta 1
und des Schalters S 1

Stromverstärkungsfaktor (Bereiche 14...19)

Zur Bestimmung des Stromverstärkungsfaktors wird auf die Basis des Prüflings ein definierter Strom gegeben. Es muß Taster Ta 1 gedrückt werden. Am Strommesser im Kollektorkreis lassen sich durch Wahl unterschiedlicher Parallelwiderstände entsprechende Strommeßbereiche einstellen. Diese Bereiche sind geeicht in Stromverstärkungsfaktoren, und zwar für pnp-Transistor-Stromverstärkungsfaktoren von 10 bis 250, für npn-Transistor-Stromverstärkungsfaktoren von 100 bis 2500 (im einzelnen s. Tabelle 3). Mit dem Gerät ist die Prüfung aller im Angebot befindlichen Germanium- und Silizium-Transistoren möglich.

Bei der Bestimmung des Stromverstärkungsfaktors β zieht man von dem bei gedrücktem Taster Ta 1 angezeigten Wert den bei nichtgedrück-

Tabelle 3 Kollektorrestströme und Stromverstärkungsfaktoren

Meßbereich	Kollektorreststrom	Stromverstärkungsfaktor β	
		pnp-Transistor	nnp-Transistor
14	50 μ A	(1)	(10)
15	250 μ A	(5)	(50)
16	500 μ A	10	100
17	2,5 mA	50	500
18	5,0 mA	100	1000
19	12,5 mA	250	2500

tem Taster ab; Kollektorstrom minus Kollektorreststrom, entsprechend Gl. (2).

Durchgangsprüfer

In Schalterstellung 1 von Schalter S 2 wird das μ A-Meter kurzgeschlossen (zwecks Dämpfung des Meßwerks), und die Anzeigelampe des Durchgangsprüfers wird mit dem Minuspol der Batterie verbunden (s. Bild 5). Die in Taster Ta 1 eingebaute Leuchte benutzt man zugleich als Anzeigelampe. Der Prüfling wird an die Klemmen Bu 3 und Bu 4 angeschlossen.

Mikroamperemeter

In Schalterstellung 14 von Schalter S 2 ist das 50- μ A-Instrument über den Schalter S 1 d direkt an die Klemmen Bu 4 und Bu 5 gelegt, wobei sich Schalter S 1 d in Stellung »Ein« befinden muß. Mit dem Instrument können Gleichströme bis $50 \cdot 10^{-6}$ A gemessen werden. Der Innenwiderstand des Geräts beträgt 700 Ω . Eine Meßbereichserweiterung ist durch vorgeschaltete Nebenwiderstände jederzeit möglich.

Hinweise zum praktischen Aufbau des Geräts

Kurzbeschreibung der wichtigsten Bauteile

Schalter S 2 ist ein 20poliger Zweiebenen-Keramikstufenschalter (S 2a, S 2b), Waren-Nr. 31484348 vom VEB *Elektrotechnik* Eisenach. Bei Schalter S 1 handelt es sich um einen Drucktastenschalter mit 8 Umschaltkontakten, von denen jeweils 2 parallelgeschaltet werden. Taster Ta 1 ist eine Leuchtdrucktaste mit 4 Umschaltkontakten und einer Kleinstlampe (Typ *ELN 1377 321-23-122 040*) vom VEB *Elektrogeräte-werk* Gornsdorf. Aus Bild 8 sind die Anschlußbezeichnungen von Ta 1 und S 1 ersichtlich, wie sie in den einzelnen Schaltbildern verwendet werden.

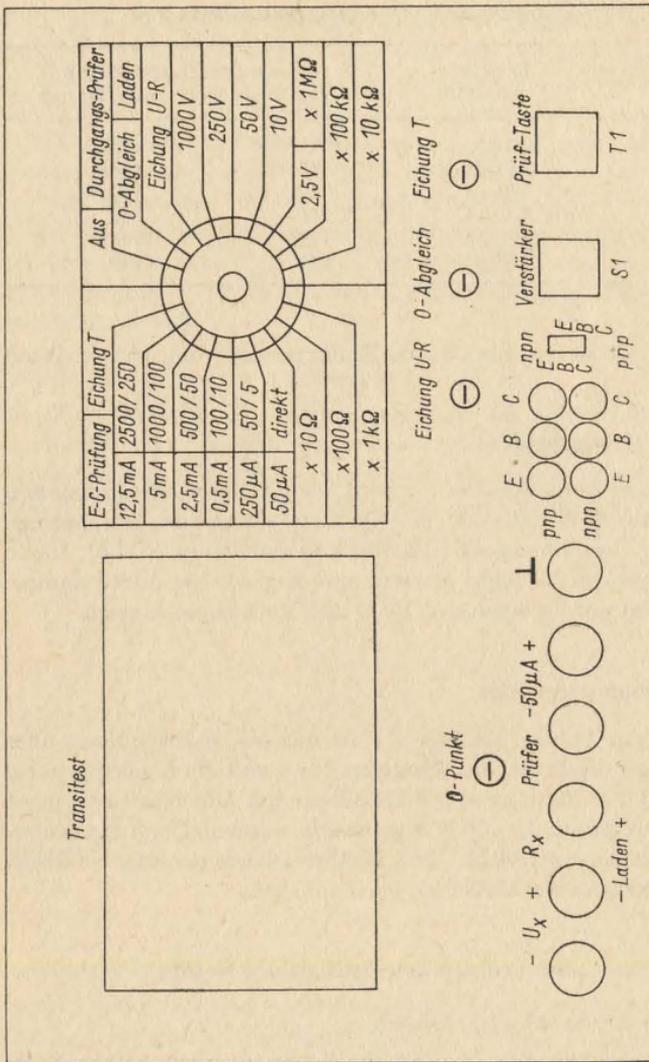


Bild 9 Gesamtsicht der Frontplatte

Das Anzeigerät ist ein Mikroamperemeter der Größe 120 mm × 130 mm, 50 µA Endausschlag, $R_i = 700 \Omega$, Hersteller VEB *Mefstechnik* Mellenbach. Die Anschlußbuchsen für die Spannungs-, Widerstands- und Strommessung sowie für den Durchgangsprüfer sind gewöhnliche Meßklemmen, die isoliert in die Frontplatte eingesetzt werden müssen. Beim Transistorprüfer kann man die Transistoren wahlweise über eine Miniatur-

transistorfassung (5polig; sehr gut geeignet für Miniplasttransistoren) oder über 6 Telefonbuchsen (2×3 Steck. übereinander) anschließen. In die Telefonbuchsen wird ein 3poliger Spezialstecker eingeführt, auf dem 3 entsprechend hergerichtete Abgreifklemmen zur Aufnahme des Transistors angebracht sind. Je nach Transistortyp sind die oberen oder die unteren Buchsen zu benutzen.

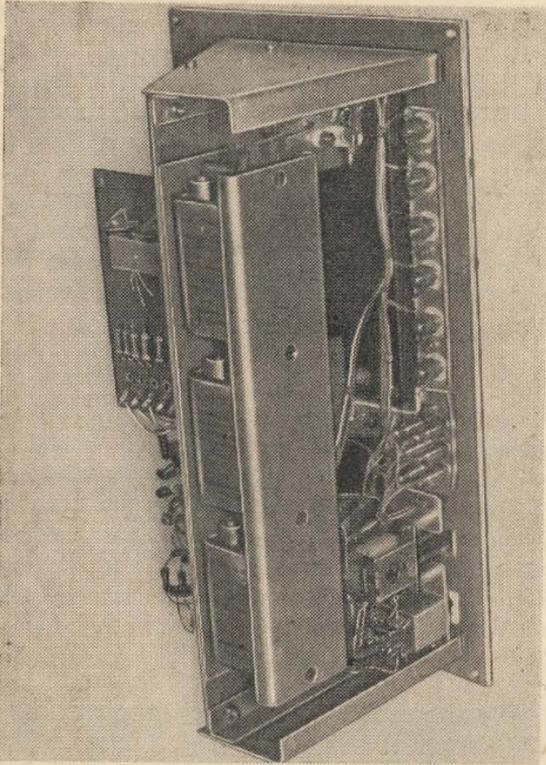
Als Batterie nimmt man 6 gasdichte Nickel-Kadmium-Zellen 1,2 V/1 Ah. Beim Aufbau ist zu beachten, daß die Batterien unbedingt isoliert einzubauen sind. Das *Weston*-Normalelement ist ein Spannungsnormalelement von $U = 1,018$ V und kostet etwa 20,— M. Ein ausgedientes Exemplar, z. B. aus einem Kompensator, reicht völlig aus.

Mechanischer Aufbau des Geräts

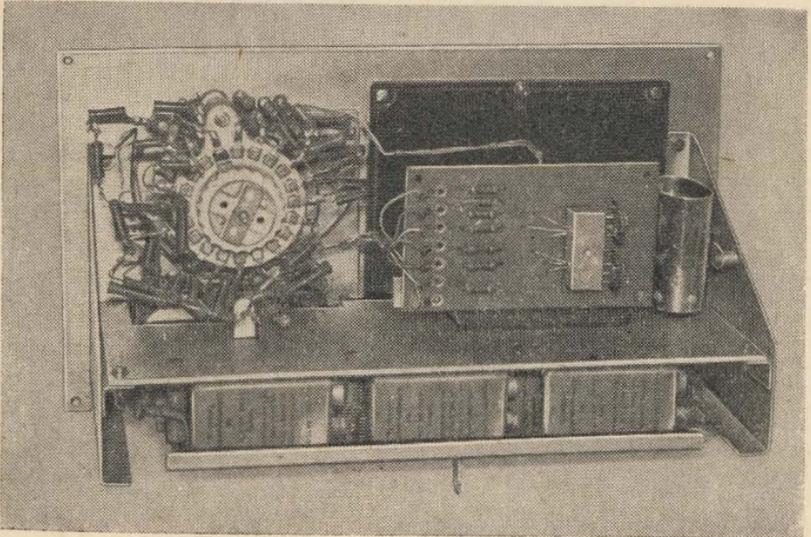
Sämtliche Bauelemente werden an der Innenseite der Frontplatte befestigt, Schalter, Potentiometer und Taster dagegen an einer separaten Platte in geringem Abstand hinter der Frontplatte, damit die Befestigungsmuttern der Bauteile mit Zentralbefestigung verdeckt sind. Das Anzeigement befindet sich hinter der Frontplatte, die einen Ausschnitt in der Größe der Skale erhält. Sämtliche Schrauben auf der Frontplatte werden versenkt. Die Beschriftung der Frontplatte erfolgte beim Mustergerät auf fotografischem Weg. Man zeichnet das gesamte Schriftbild der Frontplatte im Maßstab 1:1 auf Transparentpapier und erhält durch



Bild 10 Frontansicht des kompletten Geräts



*Bild 11
Blick von unten
in das Gerät*



*Bild 12
Blick von hinten
in das Gerät*

einfachen Kontaktabzug das gewünschte Bild in weißer Schrift auf schwarzem Untergrund. Die weiße Schrift kann durch unterschiedliche Farben entsprechend den einzelnen Bereichen ausgelegt werden. Eine Scheibe aus 1 bis 2 mm dickem *Piacryl* bildet die Schutzverkleidung der Frontplatte.

Bild 9 zeigt die Gesamtansicht der Frontplatte.

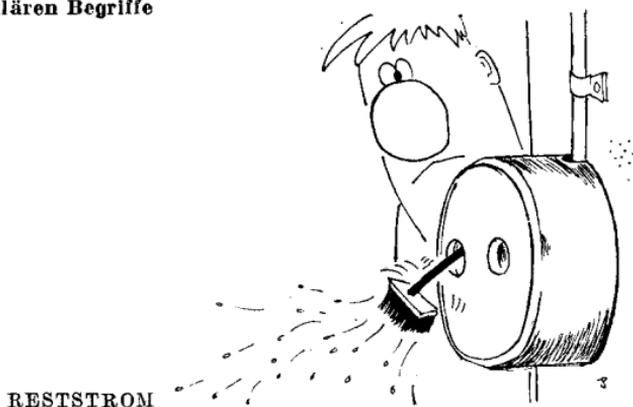
Die Batterien bringt man isoliert auf einem senkrecht zur Frontplatte stehenden Chassis an. In gleicher Weise wird auch das Normalelement befestigt. Sämtliche Widerstände sind freitragend am Stufenschalter anzulöten.

Bild 10 zeigt die Gesamtaußenansicht des Universalmeßgeräts.

Literatur

- [1] *Jakubaschk, H.*: Transistormeißgeräte, Reihe: Der praktische Funkamateurl, Band 40, Deutscher Militärverlag, Berlin
- [2] Katalog: Siliziumtransistoren, Germaniumtransistoren, Ausgabe 1970, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)
- [3] *Rint*: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker Band I, Verlag für Radio- und Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

Wir klären Begriffe



Ständig wird das Angebot an industriell gefertigten Fonogeräten für den Stereobetrieb (Plattenspieler, Magnetbandgerät, Rundfunkempfänger) erweitert. Bei der Stereowiedergabe muß der Umwandlung der elektrischen Energie in Schallschwingungen besondere Aufmerksamkeit geschenkt werden, damit eine hohen Anforderungen genügende Übertragung gewährleistet ist. Denn erst die Kombination eines qualitativ hochwertigen Stereoverstärkers mit entsprechenden Lautsprecherboxen läßt die Stereophonie zu einem Klangerlebnis werden.

Für den Amateur kommen zur Stereowiedergabe folgende Tonfrequenzquellen in Frage:

Stereorundfunkempfänger, Stereoplattenspieler, Stereomagnetbandgeräte.

Ein Stereorundfunkempfänger gibt Frequenzen bis etwa 15 kHz wieder. Das Signal/Rausch-Verhalten wird bei idealen Empfangsbedingungen vom Sender bestimmt, ist also gegenüber anderen Tonfrequenzquellen relativ hoch.

Bei einem Stereoplattenspieler mit Diamantnadel und magnetischem System ergeben sich etwa gleiche Bedingungen wie beim Stereorundfunkempfang. Plattenspieler mittlerer Preislage weisen als negative Faktoren das Plattenrumpeln auf und auch Gleichlaufschwankungen. Die beste Übertragungsqualität bei großem Störspannungsabstand des Steuersignals erreicht man mit Lautsprecherboxen, die Frequenzen bis etwa 16 kHz linear abstrahlen, da bei hohen Frequenzen kein verstärktes Rauschen auftritt.

Für Stereomagnetbandgeräte benutzt man vorteilhaft Boxen, die bevorzugt Frequenzen zwischen 4 kHz und 10 kHz wiedergeben. Vierspur-Stereo-Heimmagnetbandgeräte, z. B. *B 43 A* oder *B 46*, haben eine Dynamik von 45 dB bei 1 kHz. Bei der Wiedergabe von hohen Frequenzen (> 10 kHz) würde sich das Bandrauschen nur störend bemerkbar machen. Mit der scheinbaren Verbesserung der Dynamik im Bereich von 4 kHz bis 10 kHz erreicht man einen ausgewogeneren Klangeindruck.

Die besten Ergebnisse werden jedoch mit Kompaktboxen erzielt, die

getrennte Baß-, Mittelton- und Hochtonlautsprecher aufweisen, vorausgesetzt, das Steuergerät liefert ein Signal von ausreichender Qualität.

6-W-Kompaktbox

Die in Bild 3 dargestellte Kompaktbox hat einen Rauminhalt von 40 l. Bestückt ist sie mit dem 6-W-Breitbandlautsprecher LP 2659 PB und dem Hochtonlautsprecher LP 554. Die untere Grenzfrequenz der Kompaktbox liegt bei etwa 45 Hz, während der LP 2659 PB Frequenzen bis 12 kHz, der LP 554 bis 18 kHz überträgt.

Die Wände bestehen aus 19 mm dicken Hartfaserplatten (Bild 1). Die Rückwand ist mit 14 Senkkopfschrauben befestigt. Diese große Schraubenzahl verhindert Eigenschwingungen der Rückwand, 4 cm lange Holzdübel verbinden die Seitenwände. Innen eingeleimte Holzleisten gewährleisten die notwendige Stabilität. Die Aussparungen in der Vorderwand entsprechen den Membranabmessungen der Lautsprecher. Durch den allseitig geschlossenen Metallkorb des Hochtonlautsprechers ist ein Druckausgleich an dieser Stelle nicht möglich, und das Prinzip der Kompaktbox bleibt erhalten.

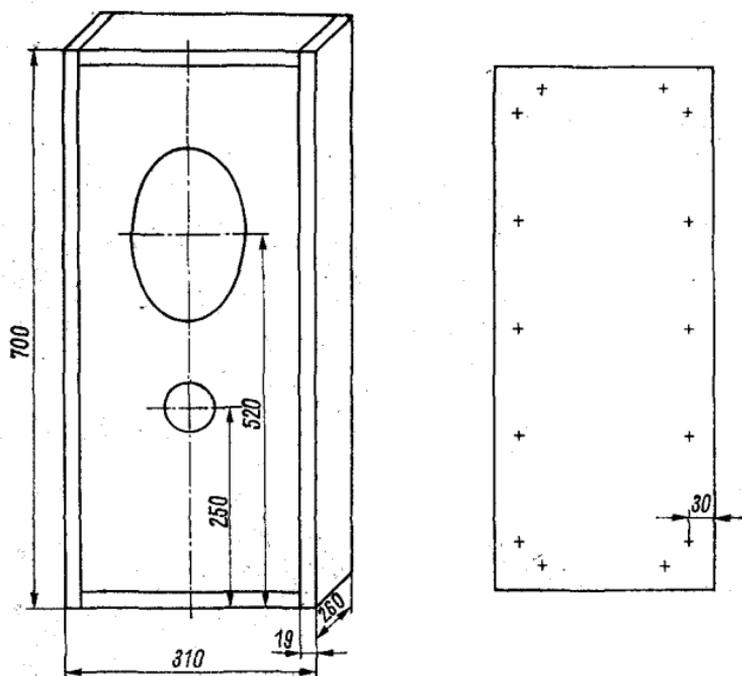


Bild 1 Skizze für die 6-W-Kompaktbox

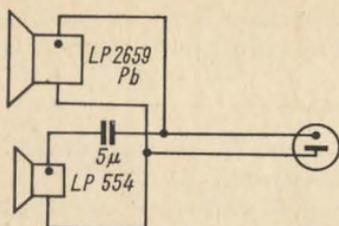


Bild 2
Anschlußschema für die beiden Laut-
sprecher der 6-W-Kompaktbox.
Der Kondensator 5 μ F muß eine
unpolarisierte Ausführung sein

Die Vorderseite der Kompaktbox ist mit einem schalldurchlässigen Dekostoff bespannt und an den Seiten verleimt. Die Rückwand hat einen braunen Farbanstrich. Die Seitenwände sind mit Klebefolie in Holzmaserung überzogen. Die Verdrahtung erfolgt gemäß Bild 2. Beide Lautsprecher müssen die gleiche Phasenlage haben, was man mit einer Batterie unter Beobachtung der Membran leicht feststellen kann. Um Verluste zu vermeiden, soll die Zuleitung zum Verstärker möglichst kurz sein. Für den Einsatz im Stereobetrieb müssen beide Kompaktboxen gleich aufgebaut und verdrahtet sein.

3-W-Kompaktbox

Diese Lautsprecherbox soll folgende Bedingungen erfüllen: mittlere Leistung, universelle Anschlußmöglichkeit, geringes Volumen, ansprechende Formgebung, relativ geringer Kostenaufwand.

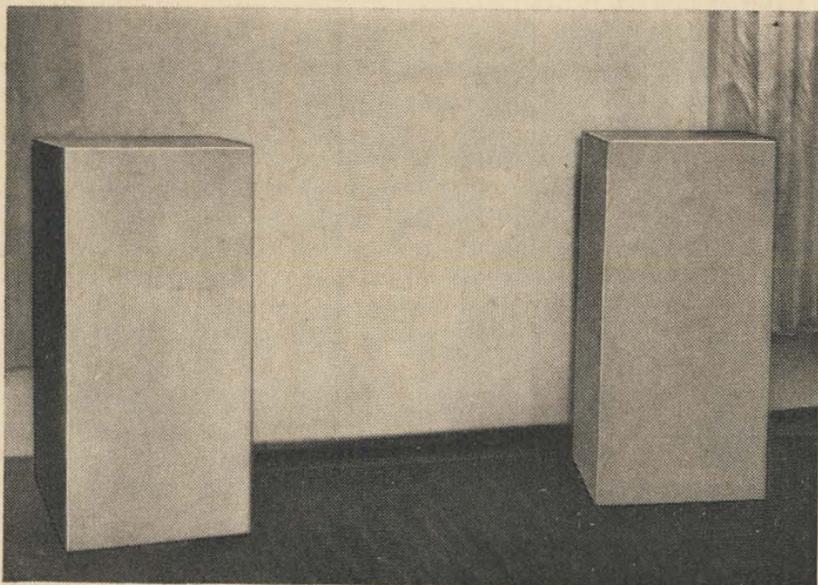


Bild 3 Ansicht der 6-W-Kompaktboxen

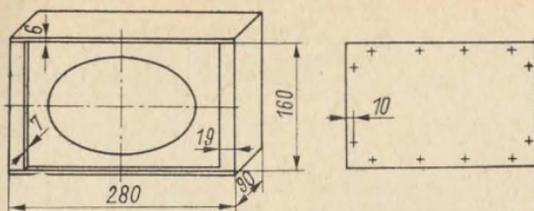


Bild 4
Skizze für die 3-W-
Kompaktbox

Als Lautsprecher wird der *LP 2359 PB* verwendet. Seine Impedanz von $4\ \Omega$ entspricht der Anpassung zahlreicher Gerätetypen. Die Abmessungen des Lautsprechers bestimmen die der Kompaktbox; sie hat daher geringes Volumen und ist gut transportabel.

Die Wände bestehen aus 19 mm bzw. 6 mm dickem Sperrholz (Bild 4). Die Vorderwand schließt nicht mit den Kanten der Seitenwände ab, da die Frontabdeckung durch ein Plastgitter gebildet wird. Dieses Gitter besteht aus 2 bearbeiteten Lautsprecherblenden, wie man sie für Fernsehgeräte im Handel erhält. Die Rückwand wird mit einer ausreichenden Anzahl Senkschrauben befestigt. Die Seitenwände sind mit Klebefolie verkleidet. Die Kompaktboxen müssen phasengleich und mit möglichst kurzer Zuleitung an den Stereoverstärker angeschlossen werden.

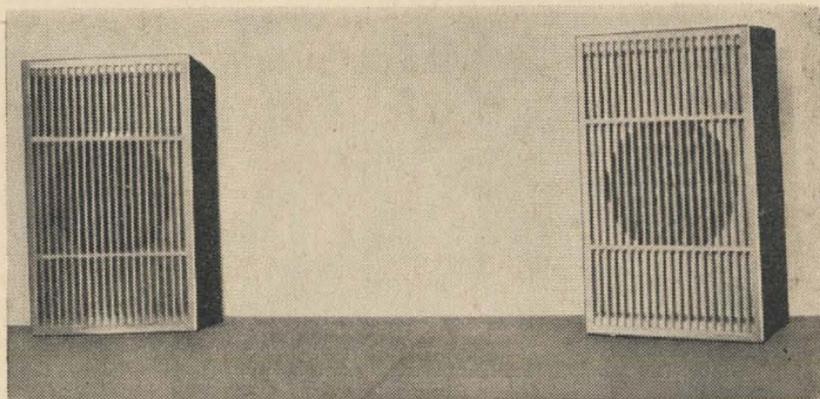


Bild 5 Ansicht der 3-W-Kompaktboxen

Betriebshinweise

Bei der Aufstellung der Boxen in der üblichen Form des gleichseitigen Dreiecks soll die Basisbreite 2 m bis 3 m betragen. Die Boxen sind in Kopfhöhe so anzuordnen, daß sich keine weiteren Gegenstände zwischen ihnen und dem Hörer befinden. Es sei noch darauf hingewiesen, daß die örtlichen Besonderheiten (etwa Schallreflexion) eines Raumes auf die Übertragungsqualität einwirken und daher berücksichtigt werden müssen. Es empfiehlt sich, den günstigsten Standort empirisch zu ermitteln.

Transportable UKW-Funkstationen

In der vormilitärischen Nachrichtenausbildung der *Gesellschaft für Sport und Technik* wird zunehmend die sowjetische Funkstation R-105-D eingesetzt. Aus diesem Grund veröffentlichen wir nachfolgend einen Beitrag aus der sowjetischen Zeitschrift *radio* (Heft 3/1968, Seite 14 bis 16), in dem die Arbeitsweise dieser UKW-Funkstation beschrieben wird.

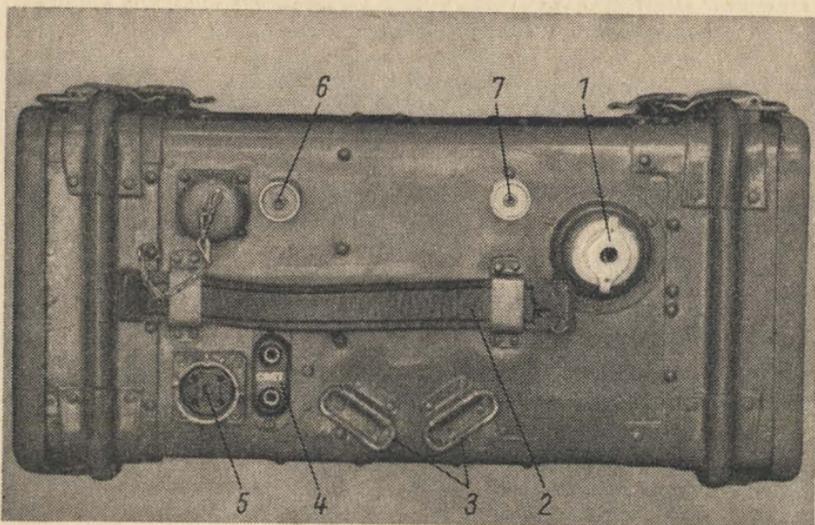


Bild 1 Frontplattenansicht des Funkgeräts R-105-D; 1 — Betriebsartenschalter für Fernbedienung und Relaisbetrieb, 2 — Antennenabstimmung (grob), 3 — Antennenabstimmung (fein), 4 — Antennenanschluß, 5 — Eichkorrektur, 6 — Skalensperre, 7 — Frequenzeinstellung, 8 — Kippschalter, oben automatische Frequenznachstimmung (AFN) und Anzeige des Antennenstroms, unten Anzeige der Akkuspannung, 9 — Meßwerk, 10 — Anschluß für Handapparat oder Sprechgarnitur, 11 — Ein/Aus-Schalter, 12 — Eich Taste, 13 — Skalensfenster, 14 — Tafel zum Notieren von Funkunterlagen. Das linksstehende Gerät ist der Leistungsverstärker UM-1, der mit der R-105-D zusammenschaltet werden kann

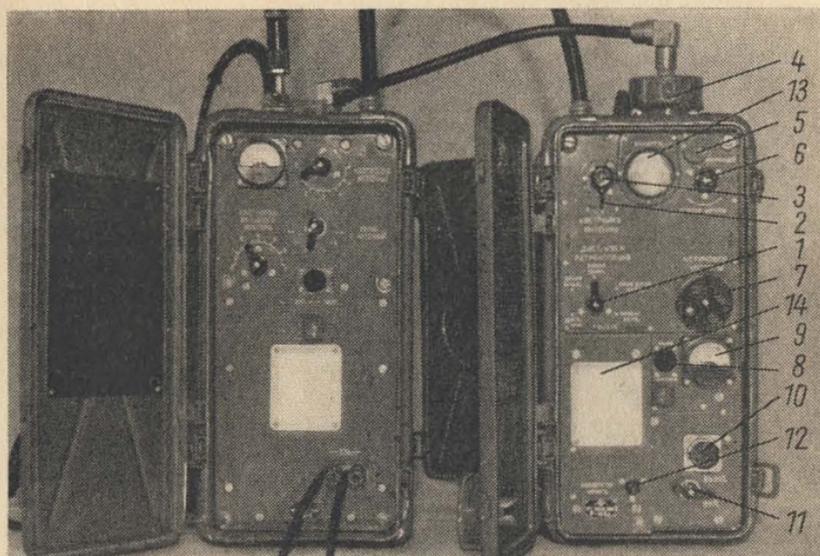


Bild 2 Gehäuse Draufsicht des Funkgeräts R-105-D; 1 — Antennenanschluß, 2 — Tragegriff, 3 — Ösen für Tragriemen, 4 — Buchse für Handlampe, 5 — Anschluß für Sprechgarnitur oder Handapparat, 6 — Klemme für Doppelleitung, 7 — Klemme für Doppelleitung oder Gegengewicht

Neben dem Funkgerät *R-104* können zur Nachrichtenverbindung und Führung der Truppen die Funkgeräte *R-105*, *R-108* und *R-109* eingesetzt werden. Das sind tragbare Sende-Empfangsgeräte, die im UKW-Bereich mit Frequenzmodulation arbeiten. Diese Geräte werden auch für die vormilitärische Ausbildung in der *DOSAAF* benutzt.

Äußerlich gleichen sich die Geräte, ebenso in ihrem Aufbau. Lediglich die Frequenzbereiche sind unterschiedlich. Das Funkgerät *R-109* arbeitet im Frequenzbereich von 21,5 bis 28,5 MHz (13,95... 10,52 m); das Funkgerät *R-108* überstreicht den Frequenzbereich 28,0 bis 36,5 MHz (10,71 bis 8,22 m), und das Funkgerät *R-105* schließt sich im Bereich von 36,0 bis 46,1 MHz (8,33... 6,51 m) an.

Diese Funkgeräte können in der Bewegung, im Kfz und unter stationären Bedingungen eingesetzt werden. Die Betriebsfähigkeit der Geräte bleibt im Temperaturbereich von -40°C bis $+50^{\circ}\text{C}$ erhalten.

Bild 1 zeigt die Ansicht eines Funkgeräts *R-105-D*. Der Tornister ist innen in 2 Abteilungen unterteilt. In der vorderen Abteilung sind der Sender-Empfänger und der Transverter untergebracht. In der hinteren Abteilung finden die Akkumulatoren und das übrige Zubehör Platz. Der Anschluß der Akkumulatoren an den Sender-Empfänger erfolgt über ein

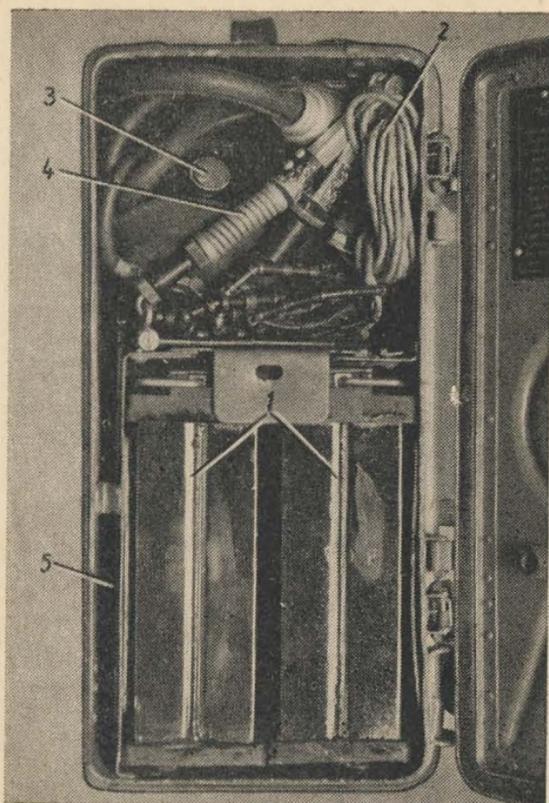


Bild 3
Gehäuse-Rückseite des
Funkgeräts R-105-D
(verpackt);

- 1 — Akkumulatoren,
- 2 — Gegengewicht,
- 3 — Sprechgarnitur,
- 4 — Stabantenne,
- 5 — Antennenstäbe

Stromversorgungsteil im Tornister. Außen sind ein Handgriff und die Halterungen für die Tragegurte angebracht (Bild 2, Bild 3).

Als Zubehör gehören außer den Akkumulatoren und den Trageriemern zum Gerät: eine Mikrofongarnitur (oder ein Mikrofon) mit einem Umschalter (Senden — Empfang), zwei Stabantennen, eine Langdrahtantenne mit Gegengewicht, ein Funkerwickel und einige andere Zubehörteile. Das gesamte Funkgerät wiegt nicht mehr als 21 kp. Abhängig von den Betriebsbedingungen kann die Mikrofongarnitur an die Funkstation über eine Buchse auf der Frontplatte oder eine Buchse am oberen Teil des Tornisters angeschlossen werden. Bis zu 2 km Entfernung läßt sich das Funkgerät über eine Zweidrahtleitung mit einem Feldfernsprecher verbinden. Außer der Fernbedienung ist über einen Feldfernsprecher auch die Funkübertragung möglich.

Bild 4 zeigt den Übersichtsschaltplan der Funkstation. Diese ist so aufgebaut, daß ein Teil der Stufen und Schwingkreise sowohl beim Senden als auch beim Empfang gleichermaßen ausgenutzt werden. Die Umschaltung

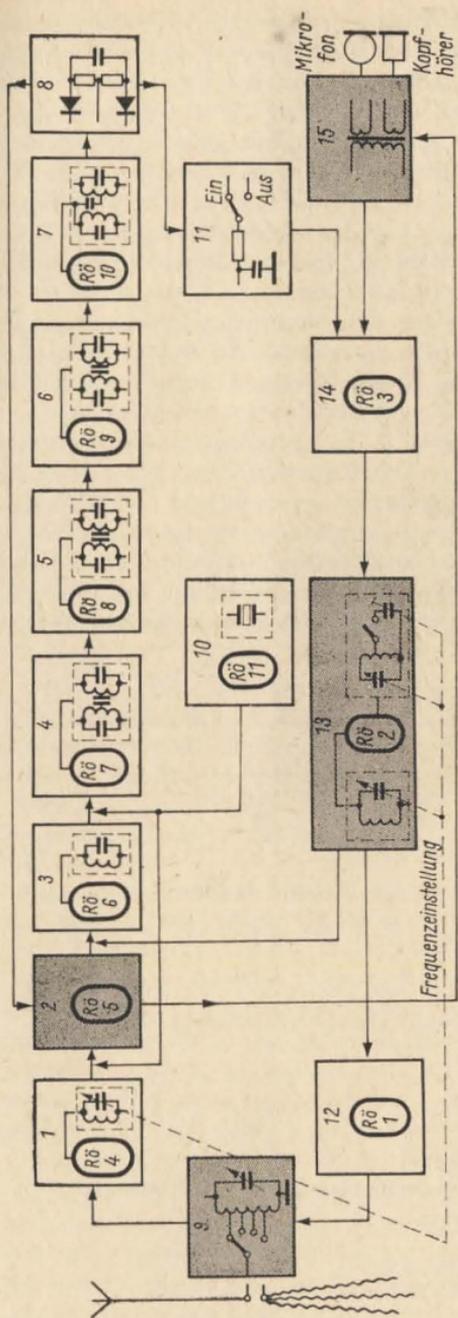


Bild 4 Übersichtsschaltplan des Funkgeräts R-105-D; 1 — 1. HF-Stufe, 2 — 2. HF-Stufe und NF-Stufe, 3 — Mischstufe, 4 — 1. ZF-Stufe, 5 — 2. ZF-Stufe, 6 — 3. ZF-Stufe, 7 — Begrenzerstufe, 8 — Frequenzdetektor, 9 — Antennenschwingkreis, 10 — Eichgenerator, 11 — automatische Frequenznachstimmung (Ein — Aus), 12 — Leistungsverstärker, 13 — Frequenzverstärker, 14 — Frequenzeinstellung, 15 — Frequenzmodulator, 16 — Mikrofon- und Ausgangstransformator (Mikrofon-Kopfhörer)

des Funkgeräts von *Senden* auf *Empfang* und umgekehrt erfolgt durch Betätigen des Mikrofonschalters. Über ein Relais werden dabei die entsprechenden Baugruppen umgeschaltet, und die Heizspannung der nicht benötigten Röhren in der einen oder anderen Betriebsart wird abgeschaltet. Die Abstimmenskala ist für den Sender und den Empfänger gleich.

Die wichtigsten taktisch-technischen Daten der Funkgeräte *R-105*, *R-108* und *R-109* enthält die nachfolgende Tabelle. Der Sender aller Funkgeräte ist 2stufig ausgelegt. Der Steuersender arbeitet mit der Röhre R \ddot{o} 2, der Leistungsverstärker mit der Röhre R \ddot{o} 1 und der Frequenzmodulator mit der Röhre R \ddot{o} 3. Die erzeugten HF-Schwingungen werden dem Leistungsverstärker zugeführt. Über den Antennenschwingkreis gelangen sie an die Antenne, die sie als elektromagnetische Wellen abstrahlt. Die Antennenabstimmung kann mit einem Abstimminstrument auf der Frontplatte kontrolliert und auf den Maximalwert gebracht werden.

Im Gegensatz zu dem Funkgerät *R-104* (Amplitudenmodulation) arbeiten die UKW-Funkgeräte mit Frequenzmodulation. Als Modulator dient die Röhre R \ddot{o} 3. Die Tonfrequenzspannung gelangt vom Mikrofon über den Mikrofontransformator (er ist gleichzeitig der Ausgangstransformator des Empfängers) an das Steuergitter der Modulatorröhre. Sie verändert im Rhythmus der Sprache die Steuersenderfrequenz. Über die Antenne werden die frequenzmodulierten elektromagnetischen Wellen

Tabelle

Taktisch-technische Daten	R-105	R-108	R-109
Frequenzbereich, MHz	36,0—46,1	23,0—36,5	21,5—28,5
Fixierte Frequenzen, Anzahl	203	171	141
Senderleistung, W	1	1	1
	2 Akkumulatoren 2 NKN-24 mit Transverter		
Stromaufnahme			
— Senden	3 A	3 A	3 A
— Empfang	1,6 A	1,6 A	1,6 A
Betriebsdauer mit einem Satz Akkumulatoren bei einem Sendempfangsverhältnis von 1:3	nicht weniger als 12 Stunden		
Reichweite bei typengleichen Geräten			
— mit Stabantenne 1,5 m	6 km		
— mit Stabantenne 2,7 m	8 km im Stand, 6 km in der Bewegung		
— mit Langdrahtantenne			
— in 1 m Höhe über der Erdoberfläche	15 km		
— in 6 m Höhe über der Erdoberfläche	25 km		

abgestrahlt. Der Empfänger des Funkgeräts ist ein 9-Röhren-Super mit automatischer Frequenznachstimmung. Er besteht aus 2 HF-Stufen mit den Röhren R \ddot{o} 4 und R \ddot{o} 5, der Mischstufe mit der Röhre R \ddot{o} 6 und dem Oszillator (Röhre R \ddot{o} 2), 3 ZF-Verstärkerstufen (R \ddot{o} 7... R \ddot{o} 9), dem Amplitudenbegrenzer mit der Röhre R \ddot{o} 10, dem Frequenzdemodulator mit Halbleiterdioden und dem NF-Verstärker mit der Röhre R \ddot{o} 5. Die ZF des Empfängers beträgt 1312,5 kHz. Beim Übergang auf Empfang erhöht sich die Frequenz des Steuersenders, der jetzt als Oszillator arbeitet, im gesamten Frequenzbereich um den Betrag der Zwischenfrequenz.

Die frequenzmodulierten elektromagnetischen Wellen, die von der Antenne aufgenommen werden, gelangen über den Antennenschwingkreis an den 2stufigen HF-Verstärker und nach der Verstärkung an die Mischstufe. Hier werden die ankommenden Signale mit der Oszillatorfrequenz gemischt. Nach der Mischung erhält man am Ausgang der Mischstufe die Zwischenfrequenz 1312,5 kHz. In 3 ZF-Stufen wird die Zwischenfrequenz verstärkt und anschließend der Begrenzerstufe zugeführt. Danach gelangt das verstärkte Signal an den Frequenzdemodulator. Die Begrenzerstufe dient dazu, Amplitudenmodulationen des Empfangssignals, die durch verschiedene Störungen und das Eigenrauschen des Empfängers hervorgerufen werden, auszuschließen. Mit anderen Worten, die Begrenzerstufe »schneidet« die Spitzen der frequenzmodulierten Schwingungen ab, so daß die Amplituden begrenzt werden. Auf diese Weise gelangen an den Frequenzdemodulator nur Schwingungen mit einer einheitlichen Amplitude, deren Frequenz sich im Rhythmus der Modulationsfrequenz ändert. Der Frequenzdemodulator trennt die Tonfrequenzschwingungen von dem frequenzmodulierten und amplitudenbegrenzten Signal. Anschließend werden die Tonfrequenzschwingungen verstärkt (Röhre R \ddot{o} 5, 2. Stufe des HF-Verstärkers). Über den Ausgangstransformator sind die Kopfhörer angeschlossen.

Die automatische Frequenznachstimmung des Empfängers erfolgt über mehrere ZF-Stufen und die Röhre R \ddot{o} 3, die den Frequenzdemodulator mit dem Oszillator verbinden. Sobald das Eingangssignal frequenzmäßig gegenüber der Resonanzfrequenz des Demodulators verschoben ist, entsteht am Demodulatorausgang eine Gleichspannung, deren Polarität und Größe von dem Wert und dem Vorzeichen des Eingangssignals abhängt. Diese Spannung wirkt auf die Oszillatorfrequenz so ein, daß die Frequenzverstimmung des Empfängers im Verhältnis zum Eingangssignal aufgehoben wird. Die automatische Frequenznachstimmung gestattet eine nachstimmlose Nachrichtenverbindung bei relativ schmaler Empfängerbandbreite. Für jedes Funkgerät wird eine hohe Frequenz-Eichgenauigkeit gefordert. Bei den Funkgeräten R-105, R-108 und R-109 wird diese Forderung durch eine Eichkontrolle der Funkstation mit Hilfe eines quarzstabilisierten Eichgenerators mit der Röhre R \ddot{o} 11 erfüllt. Dieser Eichgenerator erzeugt ZF-Schwingungen, die quarzstabilisiert sind. Bei

Betätigen des entsprechenden Knopfes auf der Frontplatte des Funkgeräts gelangen diese Schwingungen gleichzeitig an den HF- und den ZF-Verstärker. Auf der Abstimmenskale sind farbige Eichmarken angebracht. Sie dienen als Hilfe bei der Eichkorrektur. Sobald eine Eichmarke eingestellt wurde und im Kopfhörer ein hoher Ton zu hören ist, muß eine Eichkorrektur des Geräts durchgeführt werden. Dazu sind die Schwingkreise des Steuersenders/Oszillators solange zu verstimmen, bis Schwebungsnull erreicht ist. Da in den Funkgeräten *R-105*, *R-108* und *R-109* der Steuersender und der Empfängeroszillator identisch sind, wirkt sich eine Eichkorrektur gleichzeitig auf beide aus.

Von der Arbeit des Funkers hängen der Erfolg der Verbindungsaufnahme und das Halten der Verbindung ab. Die Konstrukteure der Funkgeräte waren bemüht, die Bedienung der Geräte so einfach wie möglich zu gestalten. Der Funker schaltet die Antenne und die Sprechgarnitur an das Funkgerät an, stellt die befohlene Frequenz auf der Abstimmenskale ein, prüft die Betriebsspannung und die Antennenabstimmung und kann danach unmittelbar die Verbindung aufnehmen. Senden und Empfang erfolgen auf einer Frequenz.

Die Abstimmenskale des Funkgeräts ist in fixierten Frequenzen mit einem Abstand von 50 kHz eingeteilt. Das Funkgerät *R-109* z. B. hat 141 fixierte Frequenzen. Die fixierten Frequenzen sind durch Skalenstriche und Ziffern auf der Skale markiert. Der Abstand von Strich zu Strich beträgt 50 kHz. Ziffern sind alle 200 kHz angebracht, d. h. nach jeweils 4 fixierten Frequenzen. Die Multiplikation der Skalenziffern mit dem Faktor 100 ergibt die Frequenz in kHz. Die Ziffer 245 auf der Skale des Funkgeräts *R-109* bedeutet demnach $245 \cdot 100 = 24500$ kHz oder 24,5 MHz. Die Frequenzen steigen bei der Drehung des Abstimmknopfes im Uhrzeigersinn. Die Skale ist mit einer Linse überdeckt, die die Genauigkeit der Frequenzeinstellung erhöht.

Wenn das Gerät zur Verbindungsaufnahme vorbereitet wurde, steuert der Funker nur noch das Senden und Empfangen über die Sprechgarnitur. Es besteht dabei kein großer Unterschied zu einem üblichen Telefongespräch.

Literatur

- Handbuch für Nachrichtensoldaten, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
Instandsetzung von Funkgeräten, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967
Lau, W. / Herberg, E.: Funkgeräte kleiner Leistung in Wort und Bild, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968
Handbuch für Tastfunker, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

Wie wird man Funkempfangsamateur?

Die Funkempfangsamateure haben sich in den zwanzig Jahren der Existenz des Amateurfunks in unserer Republik einen festen Platz erobert. Von Anfang an gehören sie dazu, und ihre Arbeit ist zum festen Bestandteil der Ausbildung zum Funksendeamateur geworden.



Bild 1 Unter Anleitung erfahrener Kameraden werden mit dem KW-Empfänger die ersten Funkbeobachtungen von Amateurfunksendern durchgeführt

So reizen den Funkempfangsamateur, international auch SWL oder short-wave-listener (Kurzwellenhörer) genannt, nicht nur die Bestätigungskarten (QSL-Karten) aus aller Welt, die er für seine Hörberichte bekommt, sondern auch das Ziel seiner Ausbildung: eines Tages Funkamateur zu sein. Bis dahin eröffnet sich dem Funkempfangsamateur ein großes Betätigungsfeld, das ihm einen reichen Erfahrungsschatz sowohl in der Amateurfunktechnik als auch in der Amateurfunkpraxis sichert.

Hörbericht

Die umfangreichste Arbeit besteht für den Funkempfangsamateur sicher darin, alle Beobachtungen sorgfältig im SWL-Logbuch festzuhalten und den beobachteten Amateurfunkstellen Hörberichte zu senden. Dazu verwendet er SWL-Karten, die alle erforderlichen Angaben wie Ort, Tag, Zeit, Frequenz, Lesbarkeit, Lautstärke, eigenen Standort, Name, Angaben über die Empfangsanlage enthalten. Der Funksendeamateur bestätigt, falls die Richtigkeit der Angaben erwiesen ist, diese SWL-Karte mit seiner QSL-Karte.

Dieser Austausch von SWL- und QSL-Karten bleibt aber nur lizenzierten Funkempfangsamateuren vorbehalten. Leider erreichen uns immer wieder Hörberichte von unlizenzieren Hörern oder von Mitgliedern aus Klubs. Solche Karten werden von uns nicht bestätigt. Sie sind für den Sendeamateur wertlos. Er kann sie für kein Diplom und keinen Leistungsnachweis nutzen. Jeder KW-Hörer sollte daher eine Urkunde für die Teilnahme am internationalen Amateurfunkempfangsdienst erwerben.

DM-EA, DM-SWL, DM-VHFL

In der Urkunde, die zur Teilnahme am internationalen Amateurfunkempfangsdienst berechtigt, ist die Stationsbezeichnung, z. B. *DM-EA-*



*Bild 2
Damit man die Morse-
zeichen verstehen kann,
heißt es in der Aus-
bildungsklasse fleißig
trainieren*

7573/G, DM-1167/A oder DM-VHFL-8394/L vermerkt, unter der der Funkempfangsamateur dann künftig arbeiten wird. Aus der Stationsbezeichnung können wir bereits interessante Einzelheiten ersehen. So bedeutet DM grundsätzlich den Landeskenner für die Deutsche Demokratische Republik. Der Buchstabe hinter dem Bruchstrich gibt den DDR-Bezirk an. Die vierstellige Zahl ist die laufende Nummer der ausgegebenen Urkunden. Wir haben es bei DM-EA-7573/G mit einem Funkempfangsamwärter (EA) aus dem Bezirk Magdeburg (G) zu tun. DM-1167/A ist ein Funkempfangsamateur aus dem Bezirk Rostock (A). DM-VHFL-8394/L ist ein Funkempfangsamateur aus dem Bezirk Dresden (L), der sich nur mit dem Empfang auf den UKW-Amateurbändern (VHFL) befaßt.

Für die Erlangung der Urkunde sind folgende Bedingungen zu erfüllen:

Der Bewerber muß

– Mitglied der *Gesellschaft für Sport und Technik* sein,

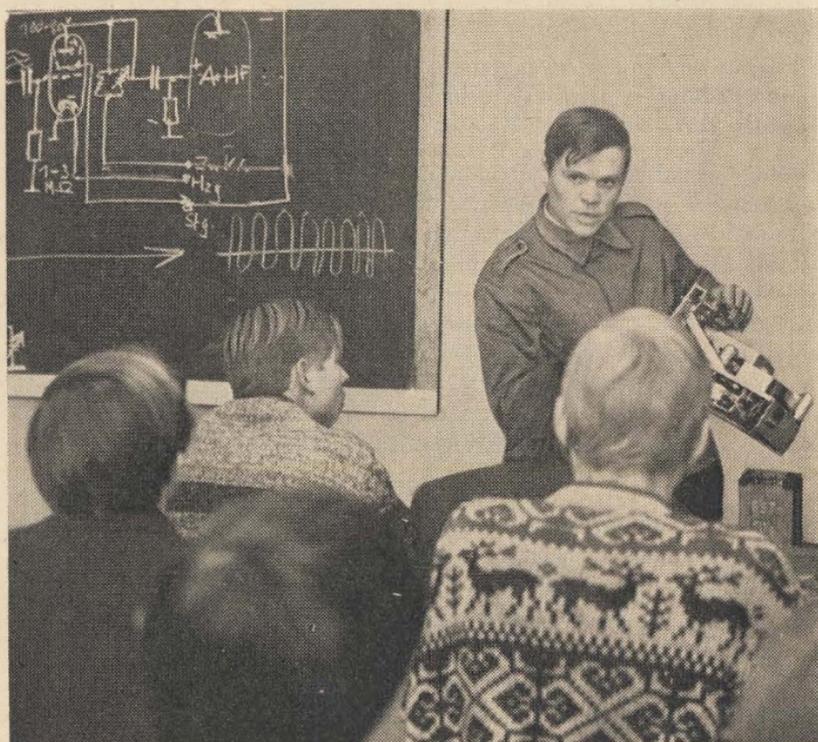


Bild 3 Im theoretischen Unterricht werden alle erforderlichen technischen Kenntnisse vermittelt, um als Höramateurler erfolgreich bestehen zu können



*Bild 4
In der Werkstattpraxis
heißt es dann, die erwor-
benen Kenntnisse beim
Selbstbau eines KW-
Empfängers anzuwenden*

- regelmäßig an der Ausbildung zum Funkempfangsamateur teilnehmen,
- die Prüfung erfolgreich abschließen,
- einen KW- oder UKW-Amateurempfänger besitzen.

Die Ausbildung wird in unseren Sektionen Nachrichtensport und besonders an unseren Amateurfunk-Klubstationen durchgeführt. Anzustreben ist die DM-SWL-Urkunde. Sie berechtigt zur Teilnahme am Amateurfunkempfangsdienst in allen Betriebsarten und auf allen zugelassenen Bändern einschließlich UKW. Wer innerhalb von 2 Jahren Telegrafie erlernt, kann zunächst die Prüfung zur DM-EA-Urkunde absolvieren und als Anfänger ebenfalls auf allen Bändern arbeiten. Der UKW-Interessierte wird die DM-VHFL-Urkunde erwerben. Er benötigt dazu keine Telegrafiekennnisse, darf aber dann auch nur auf den UKW-Bändern arbeiten. Die DM-SWL- oder die DM-VHFL-Urkunde ist Voraussetzung für den Erwerb einer Sendelizenz entsprechender Klasse.

Contest, DM-SWL-Wettbewerb, Diplom

Unter seiner Stationsbezeichnung steht dem Funkempfangsamateur nun die Teilnahme an nationalen und internationalen Wettkämpfen (Contesten) frei. Der Radioklub der DDR veröffentlicht dazu den jährlichen Contestkalender, der die bedeutendsten und beliebtesten Conteste enthält.

Um den Funkempfangsamateur an die Contestbeteiligung heranzuführen, veranstaltet das Referat Jugendarbeit beim Präsidium des Radioklubs der DDR zu unterschiedlichen Zeiten DM-SWL-Wettbewerbe. Auch der im vergangenen Jahr durchgeführte 10. DM-SWL-Wettbewerb erfreute sich mit über hundert Teilnehmern wieder großer Beliebtheit. Die

DM-SWL-Wettbewerbe sind contestähnlich gestaltet und enthalten oftmals noch zusätzliche Aufgaben. So war bei einem DM-SWL-Wettbewerb die Aufgabe gestellt, alle Bezirke der DDR in kürzester Zeit zu hören. Diese Aufgabe konnte nur mit einem sehr guten KW-Empfänger und einem hohen Leistungsstand des Funkempfangsamateurs gemeistert werden. Während eines anderen DM-SWL-Wettbewerbs bestand die zusätzliche Aufgabe darin, möglichst viele Stationen aus der Sowjetunion zu empfangen. Die Funkempfangsamateure brachten damit ihre Freundschaft zur Sowjetunion und zu den sowjetischen Funkamateuren zum Ausdruck. Grundsätzlich erhält jeder Teilnehmer eines DM-SWL-Wettbewerbs eine Teilnehmerurkunde.

Auch für die Beteiligung an den Contesten gibt es je nach den Bedingungen Urkunden, Abzeichen und andere Ehrungen. Sie alle bilden einen wichtigen Nachweis über die theoretischen und praktischen Kenntnisse und das Können des Funkempfangsamateurs. Ebenso verhält es sich beim Erwerb von Diplomen. Der Funkempfangsamateur kann bei Erfüllung bestimmter Bedingungen in- und ausländische Diplome erwerben

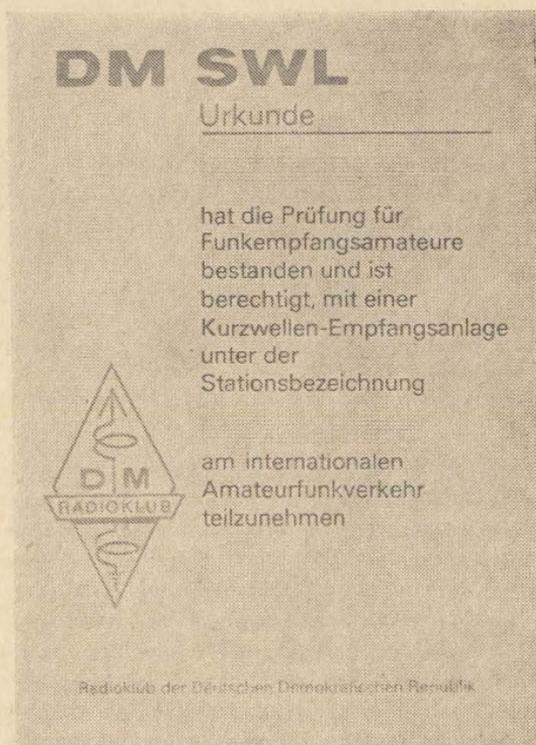


Bild 5
Die DM-SWL-Urkunde
des Radioklubs der DDR
(Format 150 mm ×
210 mm)

DEUTSCHE DEMOKRATISCHE REPUBLIK

QTH: Greifswald
KK: A12 QRA: GO 77b

To Radio

Pionier-Radioklub



Haus der Jungen Pioniere
„Martin Andersen Nexö“
DDR - 22 Greifswald, Schillstr. 11

DM - 1838/A

DM-QSL-BUERAU
DDR-1055 BERLIN, BOX 30

on: _____
at: _____ GMT
on: _____ Mc
mode: _____
RST: _____
wkd: _____ RST:
RX: _____
ant: _____
remarks: pse QSL,
vy 73 es best DX, hpe cuagn, dr

Bild 6 So sieht eine QSL-Karte aus, wie sie von Funkempfangsamateuren als Hörbericht an Amateurfunkstationen verschickt wird

Daß die Bedingungen erfüllt wurden, muß durch QSL-Karten belegt werden. So ist ein einfaches und bei den Anfängern sehr beliebtes Diplom das RADM V-80 m-FONE. Er muß für dieses Diplom 10 QSL-Karten von 10 Amateurfunkstellen aus 10 Bezirken der DDR (je Bezirk eine, also insgesamt 10) für FONE-QSO (Telefonie-Verbindungen), die auf dem 80-m-Band gefahren wurden, vorlegen. Auch die Diplomjagd ist nur den Inhabern einer der 3 genannten Urkunden vorbehalten. Die Diplome bilden in der Tätigkeit des Funkempfangsamateurs wohl den schönsten und sichtbarsten Leistungsnachweis.

AFB

Die Amateurfunkbeobachtung (AFB) bietet dem Funkempfangsamateur die Möglichkeit, an wissenschaftlichen Aufgaben teilzuhaben. Leider wird der Amateurfunkbeobachtung jedoch von den Funkempfangsamateuren noch zu wenig Aufmerksamkeit geschenkt. Die Amateurfunkbeobachtung hat eine historische Grundlage. Es ist bekannt, daß es damals die *Radioamateure* waren, die die Brauchbarkeit der Kurzwelle und ihre Ausbreitungsbedingungen maßgeblich entdeckten und erforschten. Ihre Leistungen waren so hervorragend, daß der kommerzielle Funk die von ihnen entdeckten Möglichkeiten weitgehend nutzt und den Amateuren heute einige schmale KW-Bereiche (bei uns 5) zur Verfügung gestellt

worden sind. Dessen ungeachtet gilt es im Zeitalter des wissenschaftlich-technischen Fortschritts, die Beobachtungen weiterzuführen.

Entsprechend einer Vereinbarung zwischen dem *Rundfunk- und Fernseh-technischen Zentralamt (RFZ)* und dem Radioklub der DDR sind die Funkempfangsamateure aufgerufen, an der AFB teilzunehmen.

Es interessieren Beobachtungen auf 3,5 MHz und 7 MHz über Weitverbindungen und auf 21 MHz, 28 MHz und 50 MHz über jede Entfernung. Diese Beobachtungen werden auf besondere Bogen übertragen, die man – wie weitere Einzelheiten – beim Radioklub der DDR erhält.

Fuchsjagd

Wird ein Amateurfunksender (Fuchs) versteckt, und werden die von ihm abgestrahlten Sendezeichen mit Peilempfängern empfangen, so haben wir es mit dem sehr beliebten Fuchsjagdsport zu tun. Gute, funktionssichere KW-Empfänger und technisches und sportliches Können, Umgang mit Karte und Kompaß und Luftgewehrschießen bilden hier das umfangreiche Betätigungsfeld. Ebenso wie die Erfüllung des Amateurfunkausbildungsprogramms ist auch die regelmäßige Teilnahme an Fuchsjagden eine gute Vorbereitung auf den Ehrendienst in der Nationalen Volksarmee. Auch der erfolgreiche Fuchsjäger erhält als Anerkennung die verschiedenen Klassen des Fuchsjagddiploms FJDM. Für unsere jüngsten Funkempfangsamateure und solche, die es einmal werden wollen, also im Alter bis zu 14 Jahren, gibt es das Pionier-Fuchsjagddiplom JP-FJDM. Dazu ist lediglich die erfolgreiche Teilnahme an 3 Pionierfuchsjagden mit einfachen Geräten und speziellen Bedingungen nachzuweisen.

Referat Jugendarbeit, DM Ø SWL, Jugend-QSO

Zur Leitung dieser vielseitigen Arbeit wurde beim Präsidium des Radioklubs der DDR das Referat Jugendarbeit gebildet. Das Referat Jugendarbeit ist in jedem Bezirk durch einen Referatsleiter vertreten, an den sich die interessierten Leser wenden können. Zur Betreuung der Funkempfangsamateure rüstete der Radioklub der DDR die Zentrale Hörerbetreuungsstation *DM Ø SWL* aus. *DM Ø SWL* strahlt jeden Sonntag nach dem Rundspruch von *DM Ø DM* auf der gleichen Frequenz einen *SWL*-Rundspruch aus. Zum Team von *DM Ø SWL* gehören:

DM Ø SWL, DM 2 BFA Egon, verantwortlicher Funkamateur und Leiter des Referats Jugendarbeit beim Präsidium des Radioklubs der DDR;
DM Ø SWL, DM 2 AXA Ernst, Sachgebiet Technik im Referat Jugendarbeit;

DM Ø SWL, DM 2 BTA Winfried, Sachgebiet *SWL*-Meister im Referat Jugendarbeit;

DM Ø SWL, DM 4 UA Joachim, Sachgebiet Pionierfuchsjagd im Referat Jugendarbeit.

Ferner veröffentlicht das Referat Jugendarbeit in der Zeitschrift *FUNKAMATEUR* technische Beiträge für die Anfänger und interessante Mitteilungen in der Spalte »Jugend-QSO«

Lesen, schreiben

Interessierte Amateure sollten folgende Beiträge lesen:

FUNKAMATEUR, Heft 6/71, Seite 304 (Bestimmungen und Bedingungen für DM-EA-, DM-SWL- und DM-VHFL-Urkunden),

FUNKAMATEUR, Heft 8/71, Seite 408 (Fuchsjagddiplom),

FUNKAMATEUR, Heft 2/70, Seite 95 (AFB).

Er kann auch an den Referatsleitern seines Bezirks schreiben und um Auskünfte bitten.

Referatsleiter »Jugendarbeit« der Bezirke der DDR

- A Rostock: Schmidt, Julius, 24 Wismar, Poeler Str. 27
- B Schwerin: Pohl, Oskar, 27 Schwerin, Johannesstr. 23
- C Neubrandenburg: Meißner, Kurt, 2044 Stavenhagen, Goethestr. 11
- D Potsdam: Bethke, Bodo, 195 Neuruppin, Bahnhofstr. 8
- E Frankfurt/O.: Bachmann, Hans-Georg, 1321 Zichow, Dorfstr. 49
- F Cottbus: Moll, Wolfgang, 8016 Dresden, Güntzstr. 22/32 G
- G Magdeburg: Rauschenbach, Otto, 327 Burg, Finer Str. 10
- H Halle: Röder, Rainer, 46 Wittenberg, Schumannstr. 51
- I Erfurt: Ehrenforth, Otto, 59 Eisenach, Rudolf-Breitscheid-Str. 35
- J Gera: Stier, Arnolf, 65 Gera, Maler-Reinhold-Str. 21
- K Suhl: Borgwardt, Werner, 63 Ilmenau, Waldstr. 11 PSF 140
- L Dresden: Wickert, Heinz, 801 Dresden, Pillnitzer Str. 39
- M Leipzig: Dathe, Reinhard, 7232 Bad Lausick, Rochlitzer Str. 15
- N Karl-Marx-Stadt: Hesse, Rainer, 9612 Meerane, Straße des Friedens 27
- O Berlin: Aulich, Karl-Heinz, 1113 Berlin, Leiblstr. 13

*F. Wischnewecki — Chef-
redakteur der Zeitschrift
radio, Moskau*

Talenteschau sowjetischer Elektronikamateure

»Elektronikamateure — für den technischen Fortschritt!« — Unter dieser Losung wurden im Mai 1971 in der UdSSR 125 Gebiets-, Rayon- und Republikausstellungen von den Elektronikamateur-Konstrukteuren der *DOSAAF* veranstaltet. An diesen Ausstellungen beteiligten sich fast 27000 erfahrene Amateurkonstrukteure, die ihre Freizeit und ihre Kenntnisse der Entwicklung von Funktechnik und Elektronik widmen. Mit ihrem Schaffen leisten sie aber auch einen wichtigen Beitrag zur Lösung der gewaltigen volkswirtschaftlichen Aufgaben, die der XXIV. Parteitag der Kommunistischen Partei der Sowjetunion den sowjetischen Menschen gestellt hat.

In den Ausstellungen wurden über 16000 verschiedenartige Amateurkonstruktionen dem interessierten Publikum vorgestellt. Viele davon sind für die Anwendung in der Industrie, in der landwirtschaftlichen Produktion, in wissenschaftlichen Forschungsinstituten, im Ausbildungsprozeß und im Sport der *DOSAAF* geeignet. Die Teilnehmer an den Ausstellungen wetteiferten um das Recht, ihre Arbeiten in Moskau auf der 25. Allunions-Ausstellung des Schaffens der Elektronikamateur-Konstrukteure zu zeigen, die dem VII. Kongreß der *DOSAAF* gewidmet war. Es versteht sich von selbst, daß für die Ausstellung in der Hauptstadt nur die besten Konstruktionen ausgewählt wurden. Im Oktober 1971 konnte dann in mehreren großen Sälen des Polytechnischen Museums in Moskau die große 25. Allunions-Ausstellung eröffnet werden. In 15 Abteilungen zeigten Elektronikamateure aus 66 Radioklubs des Landes etwa 600 verschiedene Exponate.

Die Jury der Ausstellung stellte bereits beim ersten Besichtigen der Exponate einmütig fest, daß sich die Qualität der Arbeiten der Elektronikamateure erhöht hat und sie bei ihren Geräten die neuesten Bauelemente und Schaltungen der Elektronik breit nutzten, z. B. integrierte Schaltungen.

In den Ausstellungen der Elektronikamateure erwartet den Besucher stets viel Neues, Interessantes und mitunter Ungewöhnliches. So war es auch dieses Mal. Die Besucher, die von Stand zu Stand gingen, sich die

Exponate betrachteten und mit den Konstrukteuren sprachen, staunten immer wieder über den Einfallsreichtum, die Lösungswege und die Exaktheit der Ausführungen, die oft mit einfachsten Mitteln unter Verwendung bekannter Schaltungen und Prinzipien erreicht wurden. Wir möchten deshalb die Leser des „Elektronischen Jahrbuchs“ 1973 mit einigen Exponaten der Moskauer Allunions-Ausstellung der Elektronikamateure bekannt machen.

In der Abteilung »Die Anwendung der Funkelektronik in der Industrie« wurde mit Erfolg ein »Automat zur Auswahl und Verarbeitung der Information von galvanischen Gebern« demonstriert, von dem Amateurkonstrukteur *A. Belkin* aus Donezk konstruiert. Worin liegt der Zweck dieser Erfindung? *A. Belkin* verwendete galvanische Elemente als Informationsquellen und schuf dazu eine Reihe von galvanischen Gebern. Damit hat er Fragen der komplexen Automatisierung der technologischen Prozesse und der Dispatcherkontrolle in Aufbereitungswerken, Kohleschächten, Betrieben der chemischen Industrie usw. gut gelöst.

Die Geber von *Belkin* bestehen aus Elektrodenpaaren, die, sobald sie mit einer Flüssigkeit, z.B. Wasser oder einem anderen flüssigen Stoff (der Stoff spielt in diesem Fall die Rolle der Elektrolyten), in Berührung kommen, als galvanische Elemente arbeiten. Wenn man an sie ein Meßgerät anschließt, reagiert es sofort auf den vom Geber erzeugten elektrischen Strom. Dieser Geber, wenn er an einen Behälter montiert wird, gibt ein Signal, sobald das Wasser (oder eine andere Flüssigkeit) im Behälter einen bestimmten Stand erreicht hat oder bis zur kritischen Markierung gesunken ist. Er reagiert auch dann, wenn ein flüssiger Stoff, Gas u. a. die Elektroden berührt. *A. Belkin* erhielt den ersten Preis.

Von großem Interesse ist auch ein Exponat, das sich *Automat zur Herstellung, Montage und zum Einwalzen von Kontakthohnieten* nennt. Sein Konstrukteur ist der Moskauer Funkamateur *K. Konstantinow*, Mitglied des Amateurradioklubs *Patriot*. In der Beschreibung dieses Geräts heißt es: Der Automat zur Herstellung von Kontakthohnieten (Nahröhren) aus Streifen mit gleichzeitiger Montage und Einwalzen in den Öffnungen der gedruckten Schaltungsplatinen ist eine originelle Erfindung. Bei dem Automaten werden in einem Arbeitsgang 3 Operationen vereint: Herstellen des Hohniets, Einsetzen des fertigen Niets in die Öffnung der Schaltungsplatte und Einwalzen des Niets. Der Arbeitsgang dauert 1 s. was eine wesentlich kürzere Arbeitszeit als bisher bedeutet.

Ein großer Vorzug des Automaten ist es, daß der Hohniet nicht aus teurem nahtlos gezogenem Rohr, sondern aus billigem Streifen hergestellt wird. Der Automat kann nicht nur in der Rundfunkindustrie verwendet werden, sondern auch in anderen Industriezweigen, wo Nietverbindungen zweier oder mehrerer flacher Materialien notwendig sind. Heute wird der »Konstantinow-Automat« erfolgreich in einigen Betrieben der UdSSR eingesetzt und ist auch in anderen Ländern patentiert.



*Bild 1
Eine saubere Konstruktion — das kombinierte Fernseh-Rundfunk-Empfangsgerät Rodina von G. Jelisseeenko*

Allgemeine Aufmerksamkeit zog auf der Ausstellung das transportable Radio-Fernseh-Kombinationsgerät *Rodina* auf sich (Bild 1), das der Funkamateurl G. *Jelisseeenko* aus Lwow konstruiert hat. Die Abmessungen des Geräts sind 340 mm \times 100 mm \times 97 mm. Es ist etwas größer als der bekannte Transistorempfänger *VEF-Spidola-10*, aber der Konstrukteur konnte in ihm einen 12-Kanal-Transistorfernsehempfänger mit der Bildröhre *11 LK 1 B* und ein 8-Wellen-Rundfunkgerät unterbringen. Das Kombinationsgerät ist auch während des Transports voll funktionstüchtig;



*Bild 2
Mit integrierten Schaltungen bestückt ist der kleine Fernsehempfänger Integral von W. Samoilkow*

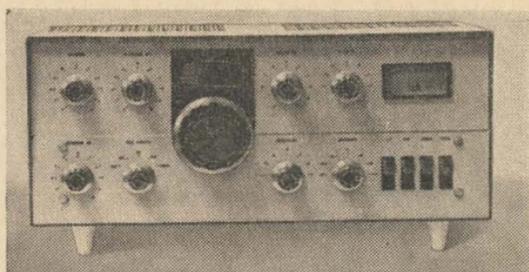


Bild 3
Fast kommerziell sieht
der KW-SSB-Transceiver
von J. Kudrjawzew aus,
der für alle KW-Bänder
ausgelegt ist

es wiegt insgesamt etwa 6 kp. Die Stromversorgung erfolgt durch eingebaute Batterien oder von einer äußeren Spannungsquelle (12 V).

Interessante Konstruktionen sind die Transistorfernsehgeräte mit Bildröhren vom Typ 59 LK 2 B und 16 LK 1 B, die von dem Moskauer J. Filimonow und dem Taschkenter A. Schakirsjanow vorgestellt wurden, sowie vor allem das Mikrofernsehgerät *Integral* (Bild 2), das von einem der ältesten sowjetischen Elektronikamateure, dem Moskauer K. Samoilkow, gebaut wurde. Es ist das erste Amateurfernsehgerät, das mit integrierten Schaltungen hergestellt wurde. Die Schaltung enthält 1 Mikroschaltung 1 MM 6, 3 selbstgebaute Mikromodule, 3 integrierte Schaltungen, 18 Transistoren und 18 Dioden. Die Bildröhre ist vom Typ 16 LK 3 B, die Abmessungen des Bildschirms sind 125 mm × 100 mm. Die aufgenommene Leistung vom Netz beträgt 10 W, von der Batterie etwa 5 W. Die Abmessungen des Fernsehempfängers sind 170 mm × 125 mm × 145 mm, das Gewicht (mit Gleichrichter) 2,5 kp.

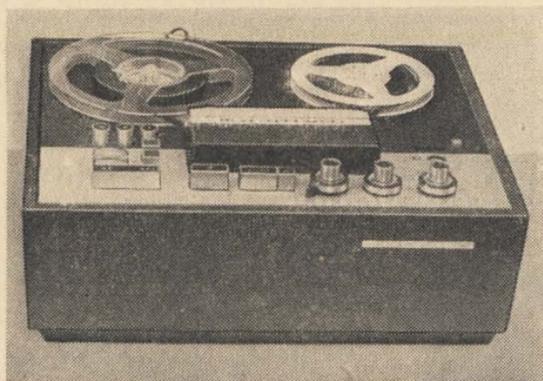
Die Amateure, die sich für den Kurzwellensport begeistern, werden sich für den Kurzwellentransceiver (kombiniertes Sende- und Empfangsgerät) interessieren, der von dem Mitglied des Jushno-Sachalinsker Radioclubs, J. Kudrjawzew, konstruiert wurde (Bild 3). Dieser Transceiver für SSB/AM/CW ist für die Amateurfunkbänder 80 m bis 10 m ausgelegt und mit 6 Röhren und 23 Transistoren bestückt. Die Empfängerempfindlichkeit ist besser als $0,5 \mu\text{V}$ bei einem Signal/Rausch-Verhältnis von 10 dB, die Durchlaßbandbreite für SSB-Signale beträgt 3 kHz, für den Empfang von Telegrafiesignalen etwa 0,3 kHz. Eine automatische Verstärkungsregelung garantiert eine Veränderung des Ausgangssignals von nicht mehr als 3 dB bei einer Schwankung des Signals am Eingang von $1 \mu\text{V}$ bis 30 mV. Die Leistung des Senders liegt in allen Bereichen nicht unter 70 W bei einem qualitativ guten Signal. Der Vorteil des Transceivers von J. Kudrjawzew besteht, wie die Jury betonte, im Baukastenprinzip und in der Verwendung einer gedruckten Schaltungsplatine. Der Transceiver läßt sich durch die Automatschaltungen einfach bedienen.

Janetta — so nannte der Moskauer Elektronikamateur W. Weis seinen Allwellen-Transistorempfänger (Bild 4). Er hat die Bereiche Langwelle,



*Bild 4
Auch das ist die Kon-
struktion eines Elek-
tronikamateurs — der
Allwellen-Transistorsuper
Janetta von W. Weis*

Mittelwelle, 7×Kurzwelle und den UKW-Bereich. Die Empfindlichkeit der Kurzwellenbereiche ist $< 10 \mu\text{V}$, die der UKW-Bereiche $< 5 \mu\text{V}$. Der Konstrukteur hat im Empfänger eine automatische Frequenzabstimmung für den UKW-Bereich, einen ZF-Verstärker für AM- und FM-Signale, eine automatische Verstärkungsregelung und piezokeramische Filter vorgesehen. Die NF-Ausgangsleistung des Empfängers beträgt 1 W. Die Regelung der Klangfarbe erfolgt stufenlos als getrennte Hoch- und Tieftonregelung. Die Stromversorgung wird mit Batterien vom Typ Mars (9 V) und einer Batterie vom Typ 316 (1,5 V) vorgenommen. Die Abmessungen des Empfängers *Janetta* sind 270 mm × 180 mm × 90 mm; sein Gewicht 3,2 kp.



*Bild 5
Das 4-Spur-Stereo-
Magnetbandgerät
Seliger-2 der Elektronik-
amateure K. Kolossow
und A. Tschelzow genügt
HiFi-Ansprüchen*

Den ständigen Besuchern der Allunions-Elektronikamateurausstellungen sind die Namen der Moskauer Elektronikamateure *W. Kolossow* und *A. Tschelzow* gut bekannt. In der Abteilung für Schallaufzeichnung kann man ihren Arbeiten oft begegnen. Dieses Mal stellten sie das gemeinsam konstruierte Vierspur-Stereomagnetbandgerät *Seliger-2* mit Netzanschluß vor (Bild 5). Dieses Magnetbandgerät hoher Qualität, das für die Aufzeichnung von Musik und Sprache vom Mikrofon, vom Tonabnehmer, vom Rundfunkgerät und von NF-Leitungen vorgesehen ist, genügt dem höchsten Wiedergabeanspruch. Die Wiedergabe erfolgt durch Innen- oder Außenlautsprecher sowie durch Stereokopfhörer. Das Magnetbandgerät *Seliger-2* hat 3 Geschwindigkeiten: 19,05; 9,35 und 4,76 cm/s. Die Spulenkapazität beträgt 350 m. Das Tonfrequenzband bei einer Geschwindigkeit von 19,05 cm/s umfaßt 40 bis 20000 Hz, bei einer Geschwindigkeit von 9,53 cm/s 40 bis 16000 Hz. Dynamikumfang beträgt bei 19,05 cm/s etwa 48 dB, bei 9,53 cm/s etwa 46 dB und bei 4,76 cm/s etwa 45 dB. Die Ausgangsleistung liegt in jedem Kanal nicht unter 10 W. Die Abmessungen des Magnetbandgeräts sind 400 mm × 340 mm × 180 mm, seine Masse etwa 10 kg.

Es ist nicht möglich, in diesem Beitrag über all das Interessante zu berichten, was es an den Ständen der 25. Allunions-Ausstellung zu sehen gab. Unter den Exponaten, die eine gute Beurteilung durch die Jury erhielten und mit Preisen gewürdigt wurden, waren eine optische Fernsehübertragungsleitung, ein Gerät zur Untersuchung der höheren Nerven-tätigkeit, ein automatischer elektronischer Sekretär *ATOS'5*, eine elektronische Schloß-Alarmvorrichtung, ein thermoelektrisches Gerät zum Messen der Luftfeuchtigkeit, ein Halbleitergerät zur automatischen Bewässerung der Pflanzen, ein elektronisches Mehrtoninstrument mit Hallanlage, ein Gerät zum Erlernen des Stimmens von Musikinstrumenten, ein transportabler Oszillograf (Bild 6) oder ein Gerät zum Prüfen von Leistungstransistoren.

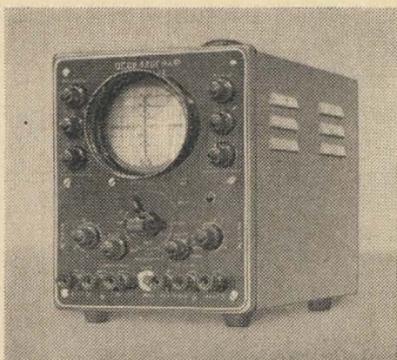


Bild 6
Volltransistorisiert ist der Miniatur-
oszillograf des sowjetischen Elektronik-
amateurs *A. Kusnezow*

In sehr großer Anzahl wurden Amateurfunkgeräte vorgestellt. Transceiver, Sendergeräte für alle Amateurfunkbereiche, Empfänger und Sender für Fuchsjagdwettkämpfe, Funkanlagen zum Steuern von Modellen und viele andere — all das fand bei den Funkamateuren großen Anklang.

Die 25. Allunions-Ausstellung der Elektronikamateur-Konstrukteure der *DOSA AF* ging mit großem Erfolg zu Ende. In 2 Wochen besuchten etwa 20000 Menschen diese Ausstellung. Die Worte der Begeisterung im Besucherbuch und die 116 Preise, die die Jury für die besten Konstruktionen elektronischer Geräte verliehen hat, zeugen davon, daß die sowjetischen Elektronikamateure Menschen mit Wagemut, Findigkeit und großem Talent sind.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Bei Wickelkondensatoren dürften sich die Veränderungen durch integrierte Schaltungen wie folgt auswirken: Abnahme des Bedarfs je Gerät um etwa 30% bis 1977. Verlagerung der Kapazitätswerte nach oben, dadurch bedingt teilweise Übergang zur Verwendung von Tantal-Elektrolytkondensatoren (ist in der angegebenen Abnahme schon berücksichtigt). Technologisch kommen in der Unterhaltungselektronik folgende Wickelkondensatoren in Frage:

- *Für große Kapazitätswerte metallisierte Polyester-Kondensatoren, sonst Polyesterfolie-Kondensatoren.*
- *Polycarbonat-Kondensatoren sind in den meisten Fällen nicht erforderlich, da durch weitere Transistorisierung die Geräte kaum noch nennenswerte Eigenerwärmung aufweisen.*
- *Der Styroflex-Kondensator gewinnt wieder an Bedeutung, besonders in frequenzbestimmenden Stufen.*
- *Papierkondensatoren sind praktisch kaum noch erforderlich. Sie werden zwar noch in Ablenkstufen von Fernsehgeräten verwendet, doch wird das bei Volltransistorisierung nicht mehr notwendig sein.*

Als Bauformen bevorzugt man allgemein steckbare, radiale Formen.

MMM-Kaleidoskop: Exponate der NVA

»In der Neuererbewegung leisten Neuerer und Rationalisatoren in der Industrie, im Bauwesen, in der Landwirtschaft, im Handel, Transport- und Nachrichtenwesen, in der Versorgungswirtschaft, im Gesundheits- und Sozialwesen, im militärischen, pädagogischen und kulturellen Bereich sowie in anderen Bereichen des gesellschaftlichen Lebens einen bedeutenden Beitrag zur weiteren Stärkung der Deutschen Demokratischen Republik«. Von der Richtigkeit dieser in der neuen Neuererverordnung verankerten Feststellung konnten sich auch (und in besonderem Maß) die 110000 Besucher der XIV. Zentralen *Messe der Meister von morgen* überzeugen.

Insgesamt beteiligten sich im Jahre 1971 — dem Jahr des VIII. Parteitags — 840000 Jugendliche mit 195000 Exponaten an den 10929 Messen in allen Bereichen der Volkswirtschaft, in den Bildungseinrichtungen und bei den bewaffneten Organen der Deutschen Demokratischen Republik. Zur XIV. Zentralen MMM in Leipzig wurden dann die besten 1016 Exponate vorgestellt. Mit diesen überwiegend in sozialistischer Gemeinschaftsarbeit entstandenen Leistungen und mit ihrem Auftreten während der MMM bekundeten die Meister von morgen ihre enge Verbundenheit zur Partei der Arbeiterklasse, zu ihrem sozialistischen Staat wie auch ihre Freundschaft zur Sowjetunion.

Mit neuen Ideen und schöpferischem Elan gingen auch die Neuerer der Nationalen Volksarmee an die Umsetzung der Beschlüsse des VIII. Parteitags der SED. Die — gemeinsam mit den jungen Rationalisatoren der in der Deutschen Demokratischen Republik stationierten sowjetischen Streitkräfte — vorgestellten 90 Exponate des Ausstellungsteils der Nationalen Volksarmee legten ein beredtes Zeugnis davon ab, wie die jungen Armeeingehörigen im Rahmen des sozialistischen Wettbewerbs immer besser planmäßige Neuererarbeit mit einem meßbaren Zuwachs an Kampfkraft für die Nationale Volksarmee leisten.

Zum viertenmal delegierte unsere Redaktion den Elektronenraben Huggy zur MMM. Wenn auch, bedingt durch den »relativ objektiven« Zusammenhang zwischen *Zeitpunkt der Durchführung der MMM* und

Redaktionstermin die jeweils an dieser Stelle gebotenen MMM-Informationen keinen völlig »taufischen« Charakter mehr haben, so zeigten doch in den vergangenen Jahren die vielen Bitten um weitere Informationen und die in Einzelfällen zustande gekommenen Nachnutzungen, daß dieser Standardbeitrag des *Elektronischen Jahrbuchs* seine Berechtigung hat.

1. Gerät zur Mehrfachausnutzung eines Magnetbandgeräts

Neuererkollektiv Oberleutnant *Rülke*

Das für die Ausbildung von Funkern bestimmte Zusatzgerät (s. Bild 1) enthält Anschlüsse für zehn Funkergeschirre (Morsetaste und Kopfhörer) sowie ein Magnetbandgerät. Den Morsetasten sind Tonfrequenzgeneratoren unterschiedlicher Frequenz zugeordnet. Bei Aufnahme (bis zu 10 Funker

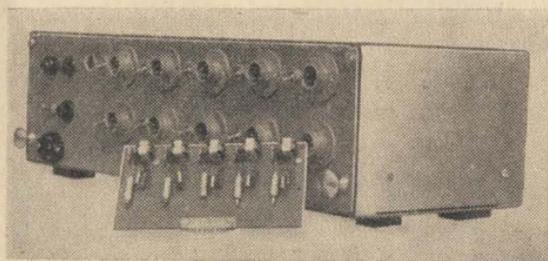


Bild 1
Gerät zur Mehrfach-
ausnutzung eines Ton-
bandgeräts

üben sich im Geben) gelangt das von den jeweils getasteten Generatoren erzeugte Frequenzgemisch auf das Magnettonband. Bei Wiedergabe (Hören) wird das Frequenzgemisch in dem Zusatzgerät mittels selektiver Verstärker wieder aufgeteilt; die Einzelsignale gelangen nach Umwandlung der geräteinternen Aufnahme Frequenz in die Hörfrequenz (1000 Hz) zum Kopfhörer des Platzes, an dem sie vorher eingegeben wurden. Die Funker können also ihren eigenen Text bzw. (bei Austausch der Kopfhörer) den ihres Nachbarn hören. Es bedarf wohl keines Beweises, daß mit der Anwendung dieser Neuerung die in den Ausbildungsbasen vorhandenen Magnetbandgeräte rationeller genutzt werden können. Das Neuererkollektiv Oberleutnant *Rülke* erhielt für dieses ausgezeichnete Exponat die *Medaille für hervorragende Leistungen in der Bewegung Messe der Meister von morgen*.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 20 Neubrandenburg, PSF 6369

2. Automatischer Morsezeltengeber

Neuerer Gefreiter *Niltop*

Das speziell für die Hörausbildung entwickelte, aber auch im direkten Funksendebetrieb einsetzbare Gerät gestattet die Umsetzung im Fern-

schreibkode auf 5-Kanal-Lochstreifen vorliegender Texte in das Morsealphabet. Die Morsegeschwindigkeit läßt sich frei wählen. Beim Einsatz des Geräts in der Hörausbildung können durch ein spezielles System ganze Unterrichtsstunden nach vorgegebenen Unterrichtsprogrammen zusammengestellt, auf einen zweiten Steuerlochstreifen übernommen und beliebig oft abgearbeitet werden.

Beim Einsatz des automatischen Morsezeichengebers im Funksendebetrieb lassen sich beliebige Sender mit einem im Fernschreibkode vorliegenden Lochstreifen mit den nach Umsetzung entstehenden normgerechten Zeichen des Morsealphabets tasten. Auch in diesem Fall kann die Geschwindigkeit frei gewählt werden.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 7022 Leipzig, PSF 4221H

3. Prüfgerät für polarisierte Relais

Neuererkollektiv Oberleutnant *Schubert*

Mit dem Relaisprüfgerät (s. Bild 2) kann die Funktionstüchtigkeit polarisierter Relais überprüft werden. Das Schließen der Relaiskontakte

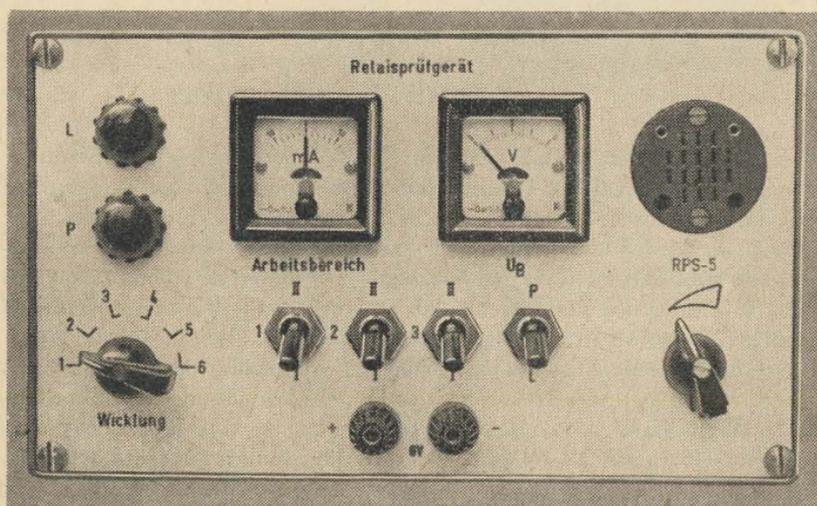


Bild 2 Prüfgerät für polarisierte Relais

wird durch Kontrolllampen angezeigt; Ansprechspannung und -strom sind an Meßinstrumenten ablesbar. Die Justage von den Normwerten abweichender Relais im Prüfgerät ist möglich.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 20 Neubrandenburg, PSF 6369 N

4. Planschett zur Minimierung von Schaltfunktionen (PMS-8)

Neuererkollektiv Dipl.-Ing. *Hrabak*

Das Planschett ermöglicht die Minimierung von Schaltfunktionen, die mehr als 5 Eingangsvariable enthalten. Durch den zweckmäßigen und übersichtlichen Aufbau des Planschetts ist eine einfache und mit verhältnismäßig geringem Aufwand verbundene Lösung solcher Aufgaben möglich. Im Ergebnis erhält man eine Reihe direkt ablesbarer minimierter Teillösungen in Form von Elementarkonjunktionen, aus denen die Strukturformel des zu projektierenden Schaltnetzwerks nach beliebig vorgegebenen Kriterien als Disjunktion der Teillösungen ermittelt werden kann. Die Neuerung bietet gegenüber anderen Methoden der Projektierung von Schaltnetzwerken wesentliche Vorteile (Übersichtlichkeit, Schnelligkeit).

Die Arbeit des Neuererkollektivs Dipl.-Ing. *Hrabak* wurde mit der *Medaille für hervorragende Leistungen in der Bewegung Messe der Meister von morgen* gewürdigt.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 20 Neubrandenburg, PSF 6369 N

5. Impedanz- und Akkomodationsmeßgerät

Neuererkollektiv Generalmajor OMR Prof. Dr. med. habil. *Gestewitz*.

Mit diesem Gerät (s. Bild 3) wird im Zentralen Lazarett der NVA eine völlig neue Richtung der Hörforschung betrieben. Es eröffnet die Mög-

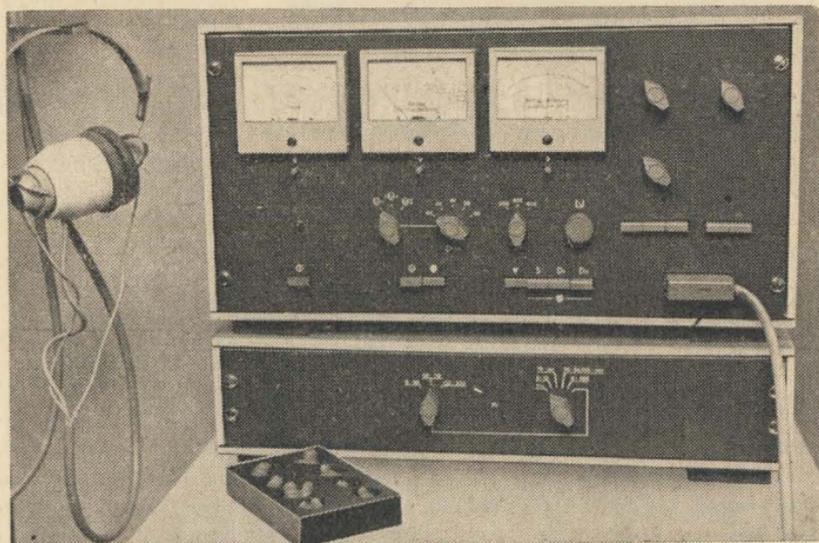


Bild 3 Impedanz- und Akkomodationsmeßgerät

lichkeit, Angehörige der NVA hinsichtlich ihrer Eignung für den Einsatz an »Lärmpunkten« der NVA auszuwählen.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg, PSF 2034

6. Tastaturprüfgerät für Soemtron 415/425

Neuererkollektiv Oberleutnant Dipl.-Ing. *Günther*

Das Prüfgerät (s. Bild 4) bildet die wesentlichsten für den Betrieb der Tastaturen erforderlichen Funktionen der Motorschrittlöcher und -prüfer *Soemtron 415/425* nach und ermöglicht eine schnelle, exakte und vom Basisgerät unabhängige Überprüfung der Tastaturen sowie eine kurzfristige Fehlereingrenzung, -erkennung und -beseitigung. Ein wesentlicher Vorteil des Prüfgeräts besteht darin, daß der jeweilige Motorschrittlöcher bzw. -prüfer für die Dauer der Instandsetzung bzw. Wartung

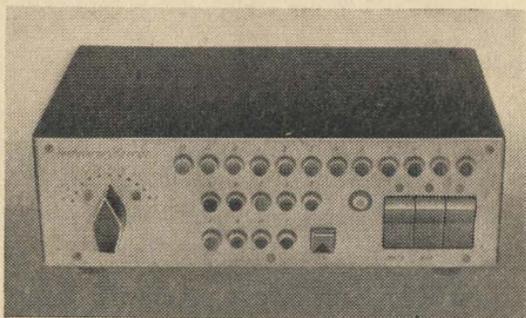


Bild 4
Tastaturprüfgerät für
Motorschrittlöcher und
-prüfer

der Tastatur, mit einer Austauschastatur versehen, weiter genutzt werden kann (Erhöhung der Loch- und Prüfkapazität!). Für dieses und das im folgenden beschriebene Gerät wurde das Neuererkollektiv mit einer Urkunde der XIV. MMM ausgezeichnet.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg PSF 2007

7. Verzögerungsgenerator

Neuererkollektiv Oberleutnant Dipl.-Ing. *Günther*

Der Verzögerungsgenerator (s. Bild 5) ermöglicht die oszillografische Untersuchung des Inhalts der Adreß- und Informationsspuren an Magnettrommelspeichern der EDVA *R 300* sowie des Lochkartenrechners *R 100*. Mit diesem einfachen Zusatzgerät, das an beliebige Oszillografen angeschlossen werden kann, wird die Beschaffung des relativ aufwendigen Verzögerungseinschubs für den Oszillografen *OG 2-10* (z.Z. auch nicht mehr lieferbar) umgangen.

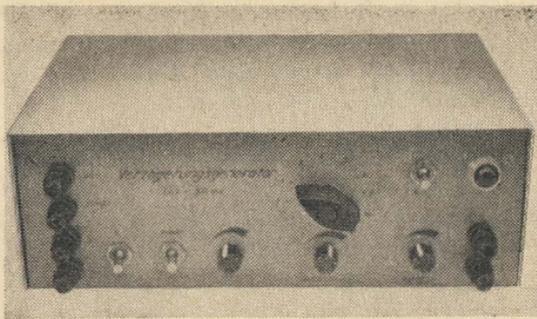


Bild 5
Verzögerungsgenerator

Wesentlichste Anwendungen des Zusatzgeräts:

- a) Ein Auslöseimpuls bzw. eine Folge von Auslöseimpulsen für Kippstufen kann im Zeitbereich von 0,001 s bis 0,1 s verzögert werden. Damit sind dynamische Fehler erkennbar, die sich aus zur falschen Zeit eintreffenden Impulsen ergeben.
- b) Die zur Triggerung von Oszillografen bereitstehenden Impulse lassen sich so weit verzögern, daß sie dann bereitstehen, wenn der interessierende Vorgang gerade beginnt. Damit ist es möglich, auch schnell ablaufende Vorgänge mit langsamer Folgefrequenz oszillografisch zu untersuchen.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg, PSF 2007

8. Akkumulator- und Befehlszähleranzeige für C 8205/6

Neuererkollektiv Zivilbeschäftigter Jäger

Die durch das Neuererkollektiv entwickelte und gefertigte Zusatzeinrichtung für den elektronischen Kleinrechner C 8205/6, bestehend aus einem Anzeigepult (s. Bild 6) und der dafür erforderlichen Steuerelektronik, ermöglicht eine ständige visuelle Kontrolle des Akkumulator-

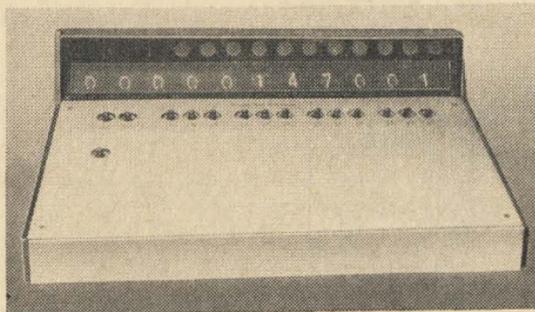


Bild 6
Anzeigepult der Akkumulator- und Befehlszähleranzeige

und Befehlszählerinhalts (Anzeige mit Ziffernanzeigeröhren; Darstellung oktal). Die Neuerung erleichtert den Programmtest wie auch Instandhaltungsarbeiten erheblich und stellt damit eine Aufwertung des programmgesteuerten Elektronenrechners *C 8205/6* dar.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg, PSF 2007

9. Beschriften eines Magnetbandes mit mehreren Datenfolgen (MEDAFO)

Neuererkollektiv *EDV-71*

Das durch das Neuererkollektiv erarbeitete *R 300*-Standardprogrammsystem *MEDAFO* ermöglicht die Aufzeichnung mehrerer Datenfolgen auf ein Magnetband. Jede der Datenfolgen weist die von der Magnetbandroutine des *R 300* (*MARO*) geforderte Struktur auf.

MEDAFO besteht aus

- einem Organisationsprogramm (Ansteuerung der Magnetbänder zum Einlesen und Aufzeichnen von Datenfolgen vom bzw. auf das *MEDAFO*-Magnetband);
- 2 Serviceprogrammen (für den Ausdruck der Datenfolgenamen aller sich auf dem *MEDAFO*-Band befindenden Datenfolgen);
- einem weiteren Serviceprogramm (für die Einrichtung neuer *MEDAFO*-Bänder, das Doppeln und die Übernahme von Datenfolgen).

Eine Kopplung zwischen der herkömmlichen und der durch *MEDAFO*

- erweiterten Magnetbandarbeit (s. Bild 7) ist möglich.

Mit dem Programmsystem *MEDAFO* wurde auf der XIV. MMM nur eine Arbeit des Neuererkollektivs *EDV-71* vorgestellt. Dieses Neuerer-

ohne *MEDAFO*



mit *MEDAFO*



Bild 7

kollektiv leistete mit der Entwicklung und Erarbeitung einer Reihe weiterer flexibel einsetzbarer R 300-Standardprogramme, wie

- Mischen umfangreicher Datenfolgen (bis zu 4 Datenfolgen, die aus jeweils mehreren Spulen bestehen können);
- Ausgabe von Vor- und Nachblock auf MB (die Blockgestaltung erfolgt durch Parametereingabe über Schreibmaschine);
- Abzugs- und Wiederanlaufprogramm für Trommelspeicher des R 300 auf Magnetband;
- CA-Band-Ausgabe auf LB und LK usw.

eine umfangreiche Arbeit zur Erhöhung der Effektivität des Rechenbetriebs. Für diese Arbeit wurde das Neuererkollektiv mit einer Urkunde der XIV. MMM ausgezeichnet.

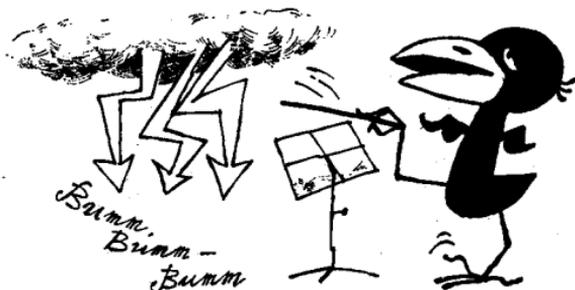
Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg, PSF 2007

ELEKTRONIK-SPLITTER

Die musikinteressierte Weltöffentlichkeit beging im Januar 1972 den 100. Geburtstag des großen russischen Komponisten A. N. Skrjabin. Er schuf das sinfonische Poem Prometheus. In diesem Werk hat der Komponist eine Partitur für ein Lichtmusikinstrument aufgenommen.

Diese Partitur konnte lange Zeit auf Grund des Fehlens eines entsprechenden Instruments nicht gespielt werden. Vor zehn Jahren wurde mit Hilfe des Konstruktionsbüros Prometheus beim Kasaner Luftfahrtinstitut erstmalig in der Sowjetunion das Skrjabinische Poem mit Lichtmusik aufgeführt. Anlässlich dieses Ereignisses erhielt das Konstruktionsbüro diesen für ein technisches Institut ungewöhnlichen Namen. Die erste Aufführung des vollständigen Prometheus-Poems war der Anfang einer neuen Kunstrichtung, der Synthese von Musik und Licht.

Die Lichtmusik findet in der Sowjetunion immer mehr Anhänger. Wer nach Moskau, in die Allunionsausstellung der Errungenschaften der Volkswirtschaft kommt, Charkow oder Jerevan besucht, sollte es nicht versäumen, sich die Lichtmusikalle oder die Lichtmusikfontänen anzusehen. Die Elektronik spielt in all diesen Anlagen eine wichtige Rolle.



Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (VII)

Die Entwicklung der Fernschreibtechnik begann um die Mitte des vorigen Jahrhunderts. 1850 stellte *Moritz Hermann Jacobi* (1801 bis 1874) in Petersburg einen Typendrucktelegraphen vor, dessen Prinzip auch der englische Physiker *David Edward Hughes* (1831 bis 1900) für seinen 1855 herausgebrachten Typendrucktelegraphen verwendete. Im Elektronischen Jahrbuch 1970 (Seite 276/277) haben wir darüber berichtet. 1868 wird der von *Hughes* verbesserte Typendrucktelegraph zum Betrieb auf internationalen Leitungen zugelassen.

Jean Maurice Emile Baudot (1845 bis 1903) war als Sohn eines Kleinbauern zunächst Landwirt und trat dann 1869 als Telegrafist in die französische Post- und Telegraphenverwaltung ein. Im selben Jahr erhielt er ein Patent für einen verbesserten Telegraphenapparat, den späteren Typendruker mit Verteiler, der bis in unser Jahrhundert von Telegraphenanstalten vieler Länder verwendet wurde. *Baudot*, von Natur aus bescheiden, arbeitete zäh und unermüdlich an den von ihm erkannten Unzulänglichkeiten des *Hughes*-Typendrucktelegraphen. Um die Jahrhundertwende wurde er als einer der großen Pioniere der Telegrafentechnik anerkannt und gefeiert. Die Maßeinheit für 1 Stromschritt/s wurde ihm zu Ehren als 1 Baud (= 1 Bd) festgelegt.

Im Jahr 1874 nimmt eine technische Kommission der französischen Post- und Telegraphenverwaltung seinen Typendrucktelegraphen an — es soll die 33. Ausführung gewesen sein. Am 12. 11. 1877 führt er erfolgreiche Telegrafierversuche zwischen Paris und Bordeaux durch und zeigt 1878 seinen Telegraphenapparat auf der Pariser Weltausstellung. Nach der Verleihung der *Ampère*-Medaille erhält er 1889 auf der Pariser Weltausstellung den *Grand Prix* und danach zahlreiche weitere Ehrungen.

Hughes verwendete für seinen Typendrucktelegraphen 28 Tasten, beim *Baudot*-Apparat war nur noch eine Klaviatur von 5 Tasten vorhanden. *Baudot* griff dabei auf frühere Ideen zurück, die z. B. auch schon *Schilling* bei seinem Nadeltelegraphen (1832) anwendete, indem er 6 bzw. später 5 Magnetnadeln für die Textübertragung benutzte. Beim Morsen sind die Zeichen durch die Punkt-Strich-Kombinationen alle verschieden lang.

CGITT Nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32			
Buchstaben	A	B	C	D	E	F	G	H	I	J	K	L	M	N	O	P	Q	R	S	T	U	V	W	X	Y	Z	<	=	A...	1...	Z	M	Z		
Ziffern und Zeichen	-	?	:	⊗	3				8	Ⓡ	()	.	,	9	0	1	4	'	5	7	=	2	/	6	+									
Anlaufschritt																																			
Kombinations- schritte	1																																		
	2																																		
	3																																		
	4																																		
	5																																		
Sperrschritt																																			

Pausenschritt
(Kontakt offen)

Stromschritt
(Kontakt geschlossen)

Buchstaben-
umschaltung

1...
Ziffern- und Zeichen-
umschaltung

Zwischenraum

Klingelsignal

Zeilenvorschub

Werdä ?

frei für den internen Betrieb eines jeden Landes
und im zwischenstaatlichen Verkehr nicht zugelassen

Bild 1 Impulsfolgen beim Telegrafalphabet Nr. 2

Baudot erkannte sehr richtig, daß sich die Übertragung vereinfacht, wenn alle Zeichen gleichlang sind. Er bildete dazu Impulsgruppen aus je 5 Impulsen für jedes Zeichen, wobei die Impulse Strom führen oder stromlos sein konnten. Mit der Variation von 5 Impulsen sind insgesamt $2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 = 2^5 = 32$ verschiedene Impulsgruppen möglich. Da das für 26 Buchstaben, 10 Ziffern und die anderen Zeichen nicht ausreicht, wurden 26 Impulsgruppen doppelt belegt. Aus den 5er-Impulsgruppen entstand auf diese Weise das Fünferalphabet, das heute allgemein als Telegrafentalphabet Nr. 2 bezeichnet wird und Grundlage der Fernschreibtechnik ist (Bild 1).

Beim *Baudot*-Apparat hatten Sender und Empfänger je eine rotierende Kontaktbürste, die über eine Leitung verbunden waren und synchron umlaufen mußten (Bild 2). Die Kontaktbürsten überstreichen dabei

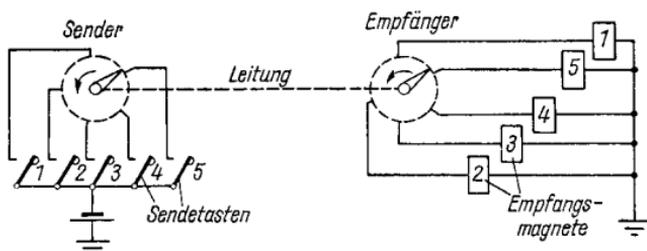


Bild 2 Prinzip des Typendrucktelegraphen von Baudot

5 Kontaktsegmente, die sendeseitig mit 5 Arbeitstasten und empfangsseitig mit 5 Empfangsmagneten verbunden sind. Die für ein Zeichen erforderlichen Sender-Arbeitstasten werden im Takt der rotierenden Kontaktbürste gleichzeitig gedrückt, so daß für die nichtgedrückte Taste kein Stromimpuls, für die gedrückte Taste jedoch ein Stromimpuls in die Leitung geht. Die am Empfänger ankommenden Stromimpulse erregen die entsprechenden Magnete. Dadurch bewegen sich die Magnetanker und verursachen über einen komplizierten Mechanismus den Abdruck des Zeichens auf dem vorbeilaufenden Papierstreifen. Durch den Siegeszug des einfacher zu bedienenden Telefons (Deutschland 1913: 2,5 Md. Telefongespräche — 64 Mill. Telegramme) drohte die Telegrafie unwirtschaftlich zu werden. *Baudot* hatte deshalb erst 2, dann 4 Telegrafengeräte über Verteiler kombiniert, so daß er zur Mehrfachausnutzung der Leitung kam, einem heute vielseitig angewendeten Prinzip.

Etwa um die Jahrhundertwende wurde der in Bild 3 gezeigte Typendrukker in verschiedenen Stadtnetzen eingesetzt, der von *Siemens und Halske* für den Telegrammaustausch entwickelt wurde. Um 1914 kam die Fernschreibmaschine auf, die der Deutsche *Kleinschmidt* in den USA

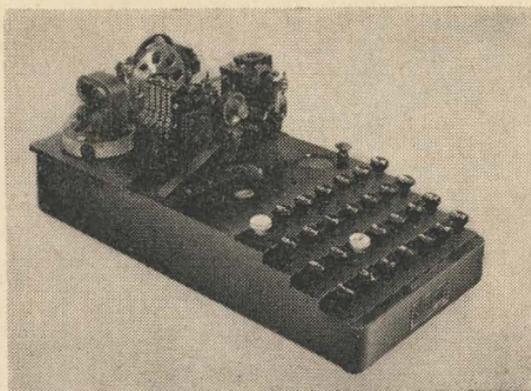


Bild 3
Typendrucktelegraf von
Siemens und Halske

in Anlehnung an die Schreibmaschine entwickelte. Die Hauptschwierigkeiten bei allen bisherigen Typendrucktelegrafen lagen in der Gleichlaufsteuerung zwischen Sender und Empfänger. In der Weiterentwicklung der Fernschreibmaschine wurde deshalb Anfang der 20er Jahre das Start-Stop-Prinzip eingeführt. Es besteht darin, von Zeichen zu Zeichen den Gleichlauf neu herzustellen, so daß keine Summierung der Gleichlauffehler auftreten kann. Dazu dienen der Anlaufschritt (Startschritt) und der Sperrschritt (Stopschritt), s. Bild 1. Von diesem Start-Stop-Prinzip her leitet sich auch die Bezeichnung *Springschreiber* für die Fernschreibmaschine ab. Bild 4 zeigt eine ältere Ausführung der Fernschreibmaschine (Streifenschreiber) aus den 30er Jahren. Um 1950 war dann die Entwicklung der heute in Industrie und Wirtschaft vielseitig verwendeten Fernschreibmaschine abgeschlossen.

Ein Nachteil der Fernschreibmaschine ist ihre Anfälligkeit gegen Störungen im Übertragungskanal. Denn ändert sich die Impulsfolge, so wird

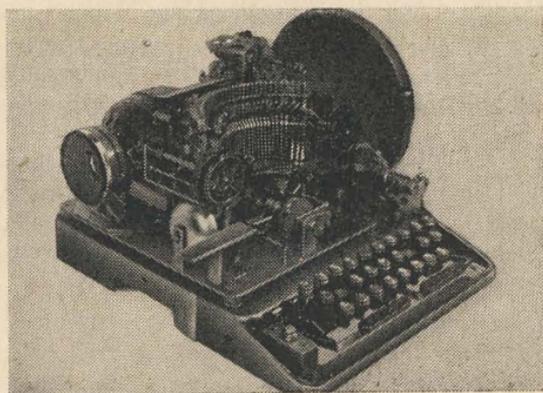


Bild 4
Ältere Ausführung einer
Fernschreibmaschine
(Streifenschreiber)

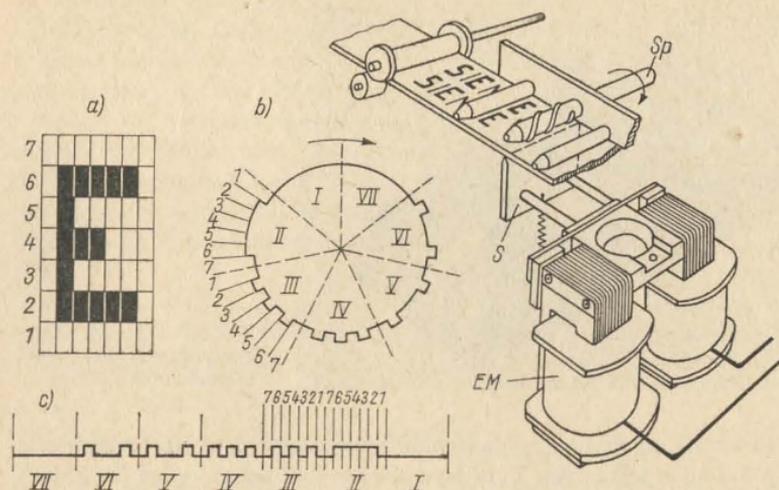


Bild 5 Darstellung des Siemens-Hell-Verfahrens am Buchstaben »E« (links) und das einfache Empfangssystem (rechts); a — Zeichenraster, b — Sendernockenscheibe für den Buchstaben »E«, c — elektrische Impulsfolge für den Buchstaben »E«; EM — Empfangsmagnet, S — Schreibschneide, Sp — Schreibspindel

ein anderes Zeichen wiedergegeben. Darüber machte sich *Dr. Hell* Gedanken, der in Zusammenarbeit mit *Siemens* 1932 den *Siemens-Hell-Schreiber* herausbrachte. Das Prinzip ist in Bild 5 dargestellt. Jedes Zeichen wird in 7×7 Rasterpunkte zerlegt, eine entsprechende Nockenscheibe erzeugt die zu übertragende Impulsgruppe. Im Empfänger steuert die Impulsgruppe den Empfangsmagneten. Die Schreibspindel hat 2 Schraubengänge und macht 7 Umdrehungen beim Ablauf der eingeschalteten Nockenscheibe. Dadurch werden spaltenweise die entsprechenden Rasterpunkte wiedergegeben. Da das durch die Schraubengänge doppelt geschieht, ist diese Übertragung sehr störsicher. Falsche Impulse ergeben höchstens ein verwischtes Zeichen, bei Gleichlauf Fehlern wandert die Schrift nach oben oder nach unten weg. Weil sie aber doppelt vorhanden ist, geht kein Buchstabe verloren.

Ähnlich arbeiten auch die Bildtelegrafiegeräte, bei denen allerdings kein festgelegter Kode zur Übertragung verwendet wird, sondern Sie entnehmen die Kodierung der Vorlage bei der Abtastung. Solche Geräte, auch *Faksimile-Geräte* genannt, werden zur Übertragung von Wetterkarten, Bildern usw. eingesetzt.

Es stellt sich vor: Huggy als Postillion

Wenn Sie mich sehen könnten, könnten Sie mich gar nicht sehen, denn ich hocke in der Poststelle zwischen Riesenbergen von Postkarten, so hoch, daß einem Rabenvogel das Sehen und Fliegen vergehen kann. Alles Einsendungen zu meiner vorjährigen Postkartenumfrage „Das interessiert mich im Elektronischen Jahrbuch“. Ich krächte und viele, viele kamen. Doch darauf komme ich später noch zurück, denn jetzt will ich Ihnen erst mal portofrank und frei von der Sensation des Jahres erzählen. Es folgt mein Reisebericht aus Wermsdorf, dessen Lektüre ich Ihnen nur wärmstens empfehlen kann.

Der Flug der guten Tat

Auf der Suche nach einigen Bauelementen flog ich eines vierten Sonnabends im Monat die neue Autobahn Dresden—Leipzig entlang, auf diese Weise Orientierungsenergie sparend. In der Nähe der Abfahrt mit dem schönen ursächlichen Namen Mutzschen erspähte mein Nahezu-Adlerauge hinter einem altehrwürdigen Schloß eine merkwürdige Leitung. Als echter Nachrichtenvogel folgte ich dieser langen Leitung und gelangte nach kurzer Zeit und gerade noch vor Ladenschluß an das Ende der Leitung und durch eine winzige Pforte in das Haus Clara-Zetkin-Straße 21, aus dem soeben ein mit Antennenteilen schwerbeladener Käufer einem Pkw mit einer Berliner (!) Nummer zustrebte.

Ich betrat einen menschenleeren Raum mit vielen Regalen und einem aufregenden Inhalt. Schnell fand ich alles, was ich suchte. Da vernahm ich im Hintergrund ein seltsames Geräusch, dem einer Geldfälscherwerkstatt nicht unähnlich. Es kam von einem sonderbaren Gebilde, an dem mir einzig ein von einem Skoda stammender Keilriemen bekannt vorkam. In dieses Gerät aus den „goldenen 20er Jahren“ schob ein Mann emsig Blatt für Blatt, und jedes kam, eng bedruckt mit der Überschrift „Sonderangebot“ versehen, hinten wieder raus. Ein Umspanner half ihm dabei mit 110 Volt, mehr vertrug das Maschinchen von früher nicht. Aus

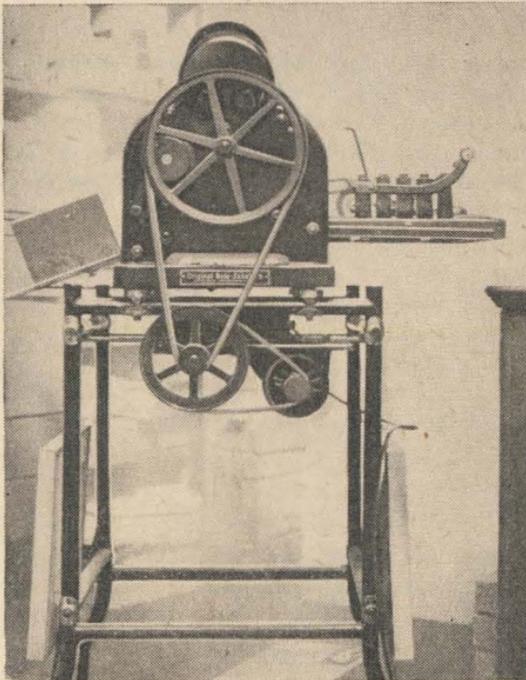


der gleichen technischen Frühzeit schien eine Schreibmaschinen-Großmutter zu stammen, auf der die Druckmatrizen entstanden waren.

Da machte ich mich endlich bemerkbar und wurde sofort erkannt. Wie hätte es auch anders sein können, da Herr Krause, der Leiter des Konsum-Elektronik-Versandes, 7264 Wermsdorf, jedes Jahr viele Elektronische Jahrbücher mit dem Konterfei des Huggys neben anderer Literatur absetzt. Das geschieht neben den ungezählten Bauelementen, die täglich per Postkarte, Brief, Telegramm oder Anruf bei ihm abgerufen und um-

gehend ausgeliefert werden. Daß das meiste auch wirklich vorhanden ist, dafür sorgt der unermüdete Fundusverwalter der Elektroniker mit mehreren Reisen in jedem Monat. Von Betrieben direkt, von Angebotsmessen und aus den Versorgungskontoren holt er alles, was überall in der DDR von hunderttausend Jüngern der Elektronik, auch in Dienststellen und Betrieben, gesucht und gebraucht wird, vom Bauelement bis zum Gerät. Mit dem Einkauf beginnt die eigentliche Arbeit: Alles muß selbst kalkuliert werden, von Hand berechnet in Ermangelung eines ausreichenden Parks an Büromaschinen. Sollten Sie, liebe Leser, also zufällig eine Addiermaschine o. ä. zuviel haben — Wernsdorf 333 anrufen, schreiben, hinfahren oder Brieftauben abschicken — und kürzere Lieferzeiten für alle sind garantiert die Folge!

Täglich nimmt das Postamt 7264 (gleich um die Ecke) zwischen 50 und 150 Päckchen aus den Regalen des nimmermüden Herrn Krause und seiner (wenn alle da sind) 9 Kolleginnen entgegen, und ebenso viele zufriedene Kunden (bisher weiß man nur von einem unzufriedenen) empfangen täglich per Nachnahme Heißersehtes. Schön dumm ist nur der, der z.B. einen Widerstand oder einen Kondensator bestellt — zum 20 Pfennig Wert addieren sich 1,20 Mark Porto. Noch weniger ratsam ist die Bestellung von „2 kg Schrott-Trafo“ für 50 Pfennige, wenn diese



Masse nicht durch Wertvolles kompensiert wird, denn die Post wiegt genau, und das wird teuer.

Kann eine Sendung nur teilweise ausgeliefert werden, so sorgen geheimnisvolle grüne Zeichen auf der aufbewahrten Bestellung für spätere Nachlieferungen, es sei denn, es fehlte nur der erwähnte einzige Widerstand. Um diesen Service sind die Elektroniker zu beneiden, besonders vom Standpunkt der Kunden anderer Versandeinrichtungen aus . . .

Weitsichtige Käufer bitten um den Hauptkatalog des jeweiligen Jahres. Er besteht z.B. für 1972/73 zwar nur aus 12 Seiten, aber die haben es in sich und sind bezüglich Sortiment und Richtpreisen genügend aussagekräftig. Bei Empfang eines Päckchens findet man meist auch eines jener zweiseitig bedruckten Blätter, wie sie beim Huggy-Besuch gerade entstanden, und mit einem Heftchen „Halbleiter-Bauelemente, DDR-Produktion“ reagierte man schnell auf die jüngste Transistor-Preis-senkung.

Im ganzen spürte ich: In Wermsdorf ist man zufrieden und dennoch ungeduldig: zufrieden darüber, so vielen Kunden helfen zu können bei einer schönen Freizeitbeschäftigung oder auch bei der Ausführung ernsthafter Aufgaben, und ungeduldig in all den Situationen, wo es leichter und schneller gehen könnte, angefangen bei der durchaus nicht optimalen Büroarbeit auf Grund fehlender Hilfsmittel bis hin zur Bearbeitung von Bestellungen durch die unrühmlichen Ausnahmen in Form müder Lieferbetriebe.

Schwer beladen mit vielen schönen Dingen, aber leicht und beschwingt im Gedanken an das, was täglich in diesem kleinen Ort für die Amateure geschieht, flog ich zurück und gebe es hiermit allen kund und zu wissen mit der Empfehlung: Nachahmungen erlaubt! Und jetzt erlaube ich mir, diesem erfolgreichen Resümee mit großer Freude ein weiteres Resümee über die Einsendungen zum Elektronischen Jahrbuch 1972 hinzuzufügen. Mehr als 3200 Postkarten durchliefen meine Poststelle mit für mich lebensnotwendigen Vorschlägen. Ich verneige mein gefiedertes Haupt als Dank für Ihre Anteilnahme. Nicht alle Gedanken und Wünsche können mit einem Mal berücksichtigt und erfüllt werden, aber schon 1973 werde ich damit beginnen, und dann geht es peu a peu weiter.

Auf Grund der einmalig hohen Zuschriftenzahl habe ich beschlossen, die Preise zu verdoppeln (also 2 Transistorempfänger usw.).

Und das sind die Gewinner:

1. Preis (je 1 Transistorempfänger *Kosmos* und für 30,— M Bücher aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik

Vollrath, 7031 Leipzig, Erich-Zeigner-Straße 52

Gerd-Rainer Zückert, 88 Zittau, Ed.-Timm-Straße 32

2. Preis (je Preisträger Bücher für 75,— M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
Erhard Schanze, 90 Karl-Marx-Stadt, Draisdorfer Straße 16
Matthias Prüssing, 301 Magdeburg, Schmeilstraße 18

3. Preis (je Preisträger Bücher für 50,— M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
Siegmar Lack, 705 Leipzig, Edlichstraße 29
Siegbert Hoffmann, 4802 Bad Bibra, Obertor 1

4. bis 10. Preis (je Preisträger Bücher für 25,— M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)
H. Klecha, 25 Rostock, Waldemarstraße 35
Dieter Folkmer, 84 Riesa, Villerunter Straße 11
Peter Schindler, 8013 Dresden, Radeburger Straße 165
Andreas Kamprath, 728 Eilenburg, Franz-Mehring-Straße 26
Gerald Winkler, 703 Leipzig, Scharnhorststraße 28
Harry Hopfe, 9801 Reuth, Nr. 60 E
Steffen Bonke, 8101 Feldschlößchen, Kurzer Weg 4
Michael Heyer, 9632 Neunkirchen, Pl.
Heinz Reinhardt, 9438 Johanngeorgenstadt
Friedrich Endisch, 7022 Leipzig, Platnerstraße 1
Wolfgang Knabe, 301 Magdeburg, Annastraße 19
Uffz.-Schüler W. Schneider, 2352 Prora, PSF 3993/D-3
Henry Arndt, 331 Calbe-Ost
H. Krüger, 233 Bergen, Bahnhofstraße 38

Und nun, liebe Huggy-Freunde, keine Müdigkeit vorschützen, es geht in die nächste Preisausschreibenrunde. Ich hoffe, daß Sie nicht nur einen der 10 Preise gewinnen, sondern auch ein wenig Spaß und Freude daran haben werden.

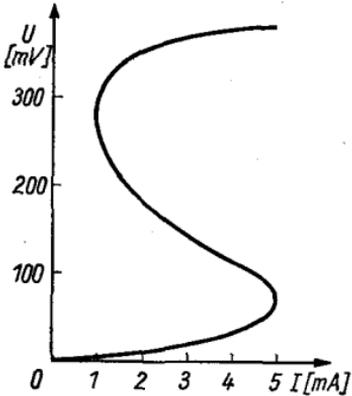
F. d. R.

Die Poststellensachbearbeiter
Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig
Hans-Werner Tzschichhold

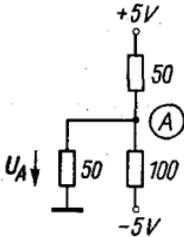


Wer weiß es?

Viele Leser schrieben mir, daß meine Rätsel zu leicht zu lösen seien. Deshalb biete ich dieses Mal härtere Nüsse zum Knacken an. Wer es nicht rausbekommt, kann seine Karte mit Bemerkungen zum „Eljabu“ oder Wünschen zum Inhalt auch einsenden, er nimmt dann an der Trostrunde teil. Für die Beantwortung der Preisfrage benutzen Sie bitte die beiliegende Karte, die Sie der Post unfrankiert anvertrauen können.



1. In einem Prospekt fand ich die Kennlinie (s. Bild) für ein Halbleiterbauelement. Wie heißt dieses Bauelement?



2. In einer Schaltung (s. Bild) interessiert der Spannungsabfall U_A über dem an Masse liegenden Widerstand. Wie groß ist diese Spannung?

Das wars wieder einmal für dieses Mal. Bis zum nächsten Jahr verabschiedet sich wie immer mit allen guten Sende- und Empfangswünschen

Ihr Huggy

PS.: Wie Huggy vom Konsumgenossenschaftsverband Leipzig erfuhr, wird demnächst eine Arbeitsgruppe gebildet, die sich mit den Problemen des Konsum-Elektronik-Akustik-Versandes in Wernsdorf befaßt. Sie wird Maßnahmen einleiten, damit der Arbeitsaufwand rationeller gestaltet werden kann. Außerdem wurde dem Kollegen Krause eine andere Schreibmaschine zur Verfügung gestellt.

Huggy freut sich über diese schnelle Hilfe des Konsumgenossenschaftsverbandes Leipzig, die den Beschlüssen des VIII. Parteitages der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands entspricht.

Wie mordet man einen Leistungstransistor?

Ing. Hartmut Lachmann

Haben Sie, verehrter Leser, schon einmal darüber nachgedacht, wie unmenschlich sich der Mensch gegenüber Leistungstransistoren verhält? Im Laufe einer relativ kurzen Zeit hat der Mensch eine Vielzahl von Methoden entwickelt, um diese Bauelemente krank zu machen, sie zu verstümmeln und sogar ins Jenseits zu befördern. Für diese Untaten gibt es eigentlich keine Erklärung; lediglich scheint es so zu sein, daß der Mensch die Unsterblichkeit weiterhin für sich allein zu pachten gedenkt. Allerdings wird diese These dadurch durchbrochen, daß der Mensch es den Kleinsignaltransistoren offensichtlich erlaubt, ruhig auf der Leiterplatte zwischen Kondensatoren und Widerständen zu sitzen und ewig zu leben. Offensichtlich sind diese kleinen Bauelemente von ihm bisher übersehen worden. Dagegen ist der Leistungstransistor wohl kaum zu übersehen. Groß und erhaben sitzt er an der ihm befohlenen Stelle auf der Leiterplatte und reizt den Menschen zu Tötlichkeiten, die sich oftmals in einer Flut von Haßgefühlen gegenüber dem Leistungstransistor symbolisieren. Wie anders wären sonst die permanenten Angriffe des Menschen auf einen ihm offensichtlich treuen Diener möglich?

Die armen freundlichen, zuverlässigen, loyalen Kreaturen . . .

Ehrlich muß ich eingestehen, daß ich vor nicht allzulanger Zeit ebenfalls an diesem unbekümmert und doch so verwerflichen Gemetzel teilgenommen



men habe. Doch schon sehr bald habe ich gelernt, mit diesen freundlichen Kreaturen zu leben, und habe gleichzeitig ihre Zuverlässigkeit, Loyalität sowie Nützlichkeit schätzen gelernt. Wenn an dieser Stelle einige Vorfälle ans Tageslicht gebracht und einige flagrante Mißbräuche, die mit Leistungstransistoren getrieben wurden, aufgedeckt werden sollen, so geschieht dies in der Hoffnung, daß Sie, verehrter Leser, alle völlig empört seien und sich umgehend bessern möchten. Lassen Sie mich zuerst einige Kapitalverbrechen aufzählen:

1. Überschreitung der Grenzwerte

Vom Standpunkt des Transistors aus bedeutet das Hinrichtung durch den elektrischen Strom.

2. Überschreitung der Basis-Emitter-Durchbruchspannung

Diese Art menschlichen Umgangs mit seinem treuen Freund, dem Leistungstransistor, kommt fast einer Hinrichtung durch elektrischen Strom nahe.

3. Leckomie

Jeder Unwissende denkt bei diesem Wort an sonnige Sommertage, an denen er an einem Eis leckt. Doch so freundlich ist der Mensch zum Leistungstransistor nicht. Leckomie bedeutet ein durch Bruch der hermetischen Dichtung herbeigeführter Zustand, bei dem verunreinigte Luft — manchmal riesige Nikotinschwaden — in die lebenswichtigen Organe eindringt.

4. Drehmomentitis

Wird versucht durch Überschreiten des empfohlenen Drehmoments beim Anziehen der Befestigungsschrauben. Wer so etwas tut, würde auch seinem Wellensittich den Hals umdrehen.

5. Sperrschichtfieber

Wird gelegentlich auch thermisches Durchgehen genannt. Jedoch ist das nur des Menschen Art, unangenehme Einzelheiten zu verbergen. Man läßt aber die Temperaturen keineswegs durchgehen, sondern zwingt sie in die Sperrschicht hinein, bis diese schmilzt. Die Schlawieren unter uns gestatten es der Schaltung nur an einem heißen Sommertag, diesen Zustand herbeizuführen, während diejenigen, die zu jäher Brutalität neigen, einfach keine Kühlbleche verwenden.

Weiterhin darf man die unerlaubten Schüttelproben oder die jähen Abkühlungen, die alle beide den geplagten Leistungstransistoren das Rückgrat brechen, nicht vergessen. Jedoch mit allen diesen Aufzählungen ist das Sündenregister noch nicht vollständig. So unglaublich klingen es

mag — die gesamte Vielfalt aller möglichen Mordpläne sind bis zum heutigen Tag noch nicht erschöpft und werden ständig weiterentwickelt. Aber ich glaube, die oben aufgeführten fünf Schwerverbrechen reichen schon aus.

Damit Sie, verehrter Leser, sich etwas besser kennenlernen, wurden die nun folgenden Beispiele aufgezeichnet. Die meisten von Ihnen werden sich leicht mit einer oder mit mehreren darin vorkommenden Personen identifizieren können.

Beispiel 1

Vor vielen Jahren las ein junger Anwender von Transistoren einen die Vorzüge von Leistungstransistoren preisenden Zuverlässigkeitsbericht. Mit glänzenden Augen sah er auf die Zahlen, die Aufschluß über die minimale Ausfallrate gaben. Als er darüber nachsann, überkamen ihn Visionen von der Unsterblichkeit der Leistungstransistoren, denn nach diesen Zahlen mußten diese Bauelemente ewig und für alle Zeiten leben bleiben. Doch wie groß muß der Schock gewesen sein, den er erlitt, als eine aufgebrachte Person eine Tasche voll Transistoren auf seinen Tisch schüttete und sagte: »Sezieren Sie bitte diese Kadaver und lassen Sie uns wissen, woran sie gestorben sind.« Oh, welche unglaubliche Widersinnigkeit! Links ein Berg Zahlen, die eine utopische Zuverlässigkeit versprachen, und rechts ein Berg toter Transistoren. Die Welt war für ihn nicht mehr rund — sie war flach.

Es gab nur zwei Möglichkeiten: Er konnte die Dinge einfach ignorieren oder — den tatsächlichen Sachverhalt prüfen. Doch worin bestand dieser? Da schlich sich bei ihm, der Gedanke ein, daß diese Transistoren Selbstmord begangen hätten. Doch mit der ihm eigenen Gründlichkeit stürzte er sich in die Untersuchung der ominösen Todesfälle. Das Ergebnis des Versagens von Transistoren war folgendes:

1. Ein Transistor versagt, wenn sich sein I_{CBO} gegenüber dem zur Zeit Null vorhandenen Wert verdoppelt hat, oder
2. er ist ein Versager, wenn sein Stromverstärkungsfaktor β um mehr als 10% zugenommen oder 30% abgenommen hat. Nicht übel, doch kaum bedeutungsvoll in der bösen Welt der Blindlasten und unzulänglichen Wärmesenken in, die wir diese unschuldigen Bauelemente geschickt hatten.

Natürlich waren diese Transistorkadaver von einem ruchlosen Anwender niedergemetzelt worden, der sich schuldig gemacht hatte, den zuverlässigen Arbeitsbereich überschritten zu haben. Aber kein Gericht der Welt würde diesen Mörder zur Rechenschaft ziehen.

Beispiel 2

In vergangenen Zeiten waren viele Transistorbenutzer stolz auf einen Eimer voll gelynchter Transistoren. Sie meinten, sie würden den Stand

der Technik nicht vorantreiben, wenn sie nicht einige Transistoren ins Jenseits beförderten. Fühlt sich vielleicht jemand von Ihnen getroffen?

Im Laufe der Entwicklung entstand eine Basis für die technische Beschreibung von Leistungstransistoren hinsichtlich ihrer Fähigkeiten, Stromstöße zu überleben. Jedoch wurden viele Worte zwischen Hersteller und Anwender gewechselt, wobei diese Gespräche etwa so verliefen: Hersteller (im folgenden H genannt): »Verehrter Anwender, Sie wissen, daß Sie diesen Transistor bis zu 75 V betreiben können.«

Anwender (im folgenden A genannt): »Tatsächlich! Sie meinen, wenn ich nicht mehr als 75 V anlege, dann versagt dieser Transistor nicht?«

H: »So war es nicht ganz gemeint. Die 75 V kann der Transistor nur bei einem schwachen Strom aushalten.«

A: »Hm!«

H: »Bei stärkeren Strömen versagt der Transistor schon bei niedrigeren Spannungen.«

A: »Sie meinen . . .«

H: »Da gibt es nämlich dieses als Sekundärdurchbruch bezeichnete Phänomen.«

A: »Sekundär . . . was?«

H: ». . . durchbruch.«

A: »Ach!« (Womit er dem Thema ausweichen wollte, denn schließlich klebte ja Blut an seinen Händen.)

Und so ging das Gespräch weiter, bis dem Anwender der Begriff »zuverlässiger Arbeitsbereich« von Leistungstransistoren endlich geläufig war.

Beispiel 3

Viele Zwischenfälle passierten während der Prüfung des zulässigen Gleichstrom-Arbeitsbereichs ohne richtige Absicherung. Als der Sekundärdurchbruch eingeleitet wurde, trat im Transistor ein Kollektor-Emitter-Durchbruch auf (eine normale Art der Hinrichtung durch elektrischen Strom), womit er praktisch ein niederohmiges 80-V-Netzteil kurzschloß. Der resultierende Stoßstrom schmolz dann den kupfernen Emitteranschlußstift, der zerbarst und ein Loch durch die Stahlkappe des Transistors schlug, wobei das geschmolzene Metall fast 5 m weit durch die Luft flog. Hätte der Techniker seinen Kopf über das Bauelement gehalten, wäre ein böser Unfall passiert. Ohne Zweifel ein Fall, in dem ein tapferes Bauelement versucht hat, im Todeskampf zurückzuschlagen.

Beispiel 4

Erstaunlich ist, daß es immer noch geschieht, daß Transistoren auch mechanisch mißbraucht werden. Der Ratschlag »Wenn er nicht passen will, dann nimm einen größeren Hammer« trifft eigentlich nicht auf Leistungstransistoren zu, doch kommt er der Sache ziemlich nahe. Oftmals werden die Anschlußstifte zum Zweck eines besseren Einbaus ver-

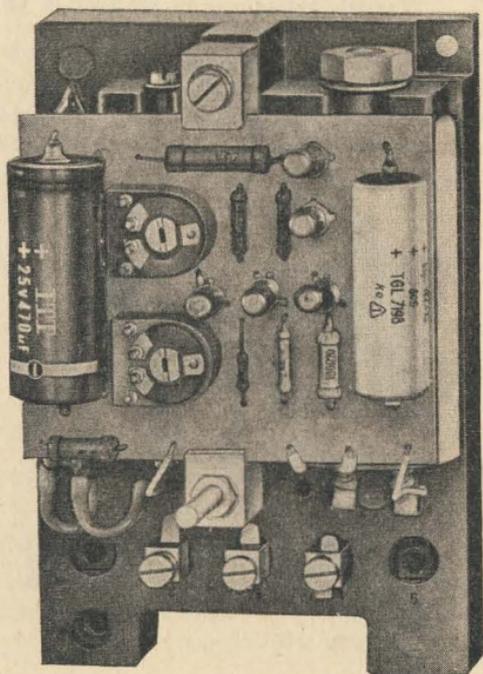
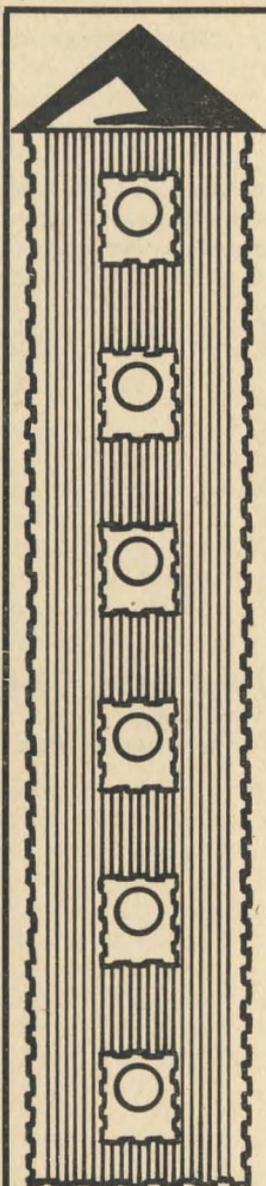
bogen. Unvermeidlich platzt bei diesem schlaun Vorgehen die Glasdurchführung, und das Bauelement stirbt an einer schleichenden Krankheit: der Leckomie.

Transistorkadaver in Hülle und Fülle

Wie Sie inzwischen gemerkt haben, ist diese Abhandlung nichts weiter als Humbug, und die beschriebenen Fälle sind nur von historischem Interesse. In der heutigen Zeit braucht sich aber niemand mehr solcher barbarischen Praktiken zu bedienen und . . . Entschuldigen Sie bitte, es hat an der Tür



geklopft. Man, da ist ja dieser verrückte Karl schon wieder! Ein Bündel Leistungstransistoren landet auf meinem Tisch. Was er sagt? »Sezieren Sie bitte diese Kadaver und lassen Sie uns wissen, woran sie gestorben sind.« Manch einer wird eben nie klüger.



Elektronische Zeitrelais WP
für kurze und lange Zeiten –
Treppenhaus-Automaten WP –
Schutzgasschaltröhren mit Sprungfeder-
charakteristik bis 2 A im Öffner- und
Schließer- und Wechselprinzip –
Kontaktthermometer

VEB Elektrotechnische und Elektronische Erzeugnisse

63 Ilmenau, Heinrich-Heine-Straße 6

Tabellenanhang

Daten sowjetischer Transistoren

(s.a. »Elektronisches Jahrbuch 1969«, Seite 314 bis 317)

Typ	UCBO V	I_{Cmax} [A] mA	P_{Cmax} [W] mW	β B	bei I_E [A] mA	$f_T(f\beta)$ MHz	F dB	Leit- fähigkeit	R_{thjc} [grd/W] grd/mW	Ver- wendung	An- schluß- schema
GT 321 A	60	200	160	20/60	500	60	—	pnp	0,25	schnelle Schalter	1
GT 321 B	60	200	160	40/120	500	60	—	pnp	0,25		1
GT 321 W	60	200	160	80/200	500	60	—	pnp	0,25		1
GT 321 G	45	200	160	20/60	500	60	—	pnp	0,25		1
GT 321 D	45	200	160	40/120	500	60	—	pnp	0,25	1	
GT 321 E	45	200	160	80/200	500	60	—	pnp	0,25	1	
GT 322 A	15	5	50	20/70	1	—	4	pnp	—	2	
GT 322 B	15	5	50	50/120	1	—	4	pnp	—	2	
GT 322 W	15	5	50	20/70	1	—	4	pnp	—	2	
GT 322 G	15	5	50	50/120	1	—	4	pnp	—	2	
GT 322 D	15	5	50	20/70	1	—	4	pnp	—	2	
GT 322 E	15	5	50	50/120	1	—	4	pnp	—	2	
GT 323 A	20	[1]	—	20/60	500	200	—	nnp	—	3	
GT 323 B	20	[1]	—	40/120	500	200	—	nnp	—	3	
GT 323 W	20	[1]	—	80/200	500	200	—	nnp	—	3	
GT 329 A	10	15	20	15	5	1200	4	nnp	—	4	
GT 329 B	10	15	20	15	5	1500	5	nnp	—	4	
GT 329 W	10	15	20	15	5	2000	5	nnp	—	4	
GT 330 A	10	20	50	10	5	1000	5	nnp	—	4	
GT 330 B	10	20	50	15	5	1500	5	nnp	—	4	
GT 402 A	25	500	600	30/80	3	(0,015)	—	pnp	—	5	
GT 402 B	25	500	600	60/150	3	(0,015)	—	pnp	—	5	
GT 403 A	45	[1,25]	—	20/60	100	(0,008)	—	pnp	0,1	6	
GT 403 B	45	[1,25]	—	50/150	100	(0,008)	—	pnp	0,1	6	
GT 403 W	60	[1,25]	—	20/60	100	(0,008)	—	pnp	0,1	6	

GT 403 G	60	[1,25]	—	50/150	100	(0,006)	—	nnp	0,1	6
GT 403 D	60	[1,25]	—	50/150	100	(0,006)	—	nnp	0,1	6
GT 403 E	60	[1,25]	—	20/60	100	(0,008)	—	nnp	0,1	6
GT 403 SH	80	[1,25]	—	20/60	100	(0,008)	—	nnp	0,1	6
GT 403 I	80	[1,25]	—	20/60	100	(0,008)	—	nnp	0,1	6
GT 403 J	45	[1,25]	—	30/60	100	(0,008)	—	nnp	0,1	6
GT 703 A	30	[3,5]	[15]	30/60	100	(0,007)	—	nnp	[3]	7
GT 703 B	30	[3,5]	[15]	50/100	100	(0,007)	—	nnp	[3]	7
GT 804 A	45	[10]	[15]	20/150	[5]	10	—	nnp	[3]	8
GT 804 B	55	[10]	[15]	20/150	[5]	10	—	nnp	[3]	8
GT 804 W	75	[10]	[15]	20/150	[5]	10	—	nnp	[3]	8
GT 806 A	75	[20]	[30]	10	[10]	—	—	nnp	[2]	9
GT 806 B	100	[20]	[30]	10	[10]	—	—	nnp	[2]	9
GT 806 W	120	[20]	[30]	10	[10]	—	—	nnp	[2]	9
KT 301	20	10	150	20/60	3	30	—	nnp	—	10
KT 301 A	20	10	150	40/120	3	30	—	nnp	—	10
KT 301 B	30	10	150	10/32	3	30	—	nnp	—	10
KT 301 W	30	10	150	20/60	3	30	—	nnp	—	10
KT 301 G	20	10	150	10/32	3	60	—	nnp	—	10
KT 301 D	20	10	150	20/60	3	60	—	nnp	—	10
KT 301 E	20	10	150	40/120	3	60	—	nnp	—	10
KT 301 SH	20	10	150	80/300	3	60	—	nnp	—	10
KT 306 A	15	30	150	20/60	10	300	—	nnp	—	10
KT 306 B	15	30	150	40/120	10	500	—	nnp	—	11
KT 306 W	15	30	150	20/100	10	300	—	nnp	—	11
KT 306 G	15	30	150	40/200	10	500	—	nnp	—	11
KT 307 A	10	20	15	20	10	250	—	nnp	—	11
KT 307 B	10	20	15	40	10	250	—	nnp	—	12
KT 307 W	10	20	15	40	10	250	—	nnp	—	12
KT 307 G	10	20	15	80	10	250	—	nnp	—	12
KT 312 A	15	30	225	10/100	2	80	—	nnp	0,4	11
KT 312 B	30	30	225	25/100	2	120	—	nnp	0,4	11
KT 312 W	15	30	225	50/280	2	120	—	nnp	0,4	11

Zellen-
endstufe

Planar

Planar-
Trans.

Fernseh-
schaltg.

Typ	U_{CBO} V	I_{Cmax} [A] mA	P_{Cmax} [W] mW	β B	bei I_E [A] mA	$f_T (f\beta)$ MHz	F dB	Leit- fähigkeit	$R_{th\ jc}$ [grd/W] grd/mW	Ver- wendung	An- schluß- schema
KT 315 A	—	100	150	20/90	5	250	—	npn	0,67	Planar- Epitaxie	13
KT 315 B	—	100	150	70/360	5	250	—	npn	0,67	Epitaxie (Plaste)	13
KT 315 W	—	100	150	20/90	5	250	—	npn	0,67		13
KT 315 G	—	100	150	70/360	5	250	—	npn	0,67		18
KT 316 A	10	30	150	20/80	10	600	—	npn	—		11
KT 316 B	10	30	150	40/120	10	800	—	npn	—		11
KT 316 W	10	30	150	40/120	10	800	—	npn	—		11
KT 316 G	10	30	150	20/100	10	600	—	npn	—		11
KT 316 D	10	30	150	60/300	10	800	—	npn	—		11
KT 319 A	5	15	5/100	15	1	100	—	npn	—		14
KT 319 B	5	15	5/100	25	1	100	—	npn	—		14
KT 319 W	5	15	5/100	40	1	100	—	npn	—		14
KT 325 A	15	30	225	20/60	10	800	—	npn	—		15
KT 325 B	15	30	225	20/60	10	600	—	npn	—		15
KT 325 W	15	30	225	50/150	10	800	—	npn	—		15
KT 325 G	15	30	225	50/150	10	600	—	npn	—		15
KT 325 D	15	30	225	60	10	800	—	npn	—		15
KT 326 A	20	50	250	20/70	10	400	—	pnp	—		16
KT 326 B	20	50	250	45/160	10	400	—	pnp	—		16
KT 602 A	120	75	[2,8]	20/80	10	150	—	npn	[5]		17
KT 602 B	120	75	[2,8]	50	10	150	—	npn	[5]		17
KT 602 W	80	75	[2,8]	15/80	10	150	—	npn	[5]		17
KT 602 G	80	75	[2,8]	60	10	150	—	npn	[5]		17
KT 603 A	30	300	500	10/80	150	200	—	npn	0,2	Mesa	17
KT 603 B	30	300	500	60	150	200	—	npn	0,2		17
KT 603 W	15	300	500	10/80	150	200	—	npn	0,2	Planar- Epitaxie	17
KT 603 G	15	300	500	60	150	200	—	npn	0,2		17

KT 603 D	10	300	500	60/200	150	200	—	nnp	0,2	Planar-	17
KT 603 E	10	300	500	60/200	150	200	—	nnp	0,2	Epitaxie	17
KT 604 A	300	200	[3]	10/40	20	80	—	nnp	0,04		17
KT 604 B	300	200	[3]	30/120	20	80	—	nnp	0,04	Mesa-	17
KT 605 A	300	200	400	10/40	20	80	—	nnp	0,3	Planar	18
KT 605 B	300	200	400	30/120	20	80	—	nnp	0,3		18
KT 606 A	65	400	[2,5]	—	—	350	—	nnp	0,044		19
KT 607 A	30	150	[1]	—	—	1000	—	nnp	—	Keramik	20
KT 608 A	60	400	500	20/30	—	200	—	nnp	—		18
KT 803 A	—	[10]	[60]	10/70	[5]	20	—	nnp	—		21
KT 805 A	—	[5]	[30]	15	[2]	20	—	nnp	[8,3]	Zellen-	21
KT 805 B	—	[5]	[30]	15	[2]	20	—	nnp	[8,3]	Endstufe	21
KT 807 A	—	500	[10]	10	100	5	—	nnp	—	KW-Sender	22
KT 902 A	65	[5]	[30]	15	[2]	35	—	nnp	[8,3]		21
KT 903 A	60	[3]	[30]	15/70	[2]	120	—	nnp	[8,3]		21
KT 903 B	60	[3]	[30]	40/180	[2]	120	—	nnp	[8,3]		21
KT 904 A	60	800	[5]	—	—	350	—	nnp	0,16		19
KT 904 B	60	800	[5]	—	—	300	—	nnp	0,16		19
KT 907 A	—	[1]	[16]	10/80	400	400	—	nnp	0,16	Planar-	19
MP 20 A	30	300	150	50/150	25	(2)	—	nnp	0,33	Epitaxie	19
MP 20 B	30	300	150	80/200	25	(1,6)	—	nnp	0,33		23
MP 21 W	40	300	150	20/100	25	(1,6)	—	nnp	0,33		23
MP 21 G	60	300	150	20/80	25	(1)	—	nnp	0,33		23
MP 21 D	50	300	150	60/200	25	(1)	—	nnp	0,33		23
MP 21 E	70	300	150	30/150	25	(0,7)	—	nnp	0,33		23
MP 25	40	300	200	13/25	2,5	(0,2)	—	nnp	0,2		23
MP 25 A	40	400	200	20/40	2,5	(0,2)	—	nnp	0,2		23
MP 25 B	40	400	200	30/80	2,5	(0,6)	—	nnp	0,2		23
MP 26	70	300	200	13/25	2,5	(0,2)	—	nnp	0,2		23
MP 26 A	70	400	200	20/40	2,5	(0,2)	—	nnp	0,2		23
MP 26 B	70	400	200	30/80	2,5	(0,2)	—	nnp	0,2		23
MP 35	15	20	150	10/125	1	(0,5)	—	nnp	—		23
MP 36 A	15	20	150	15/45	1	(1)	10	nnp	—		23
							10	nnp	—		23

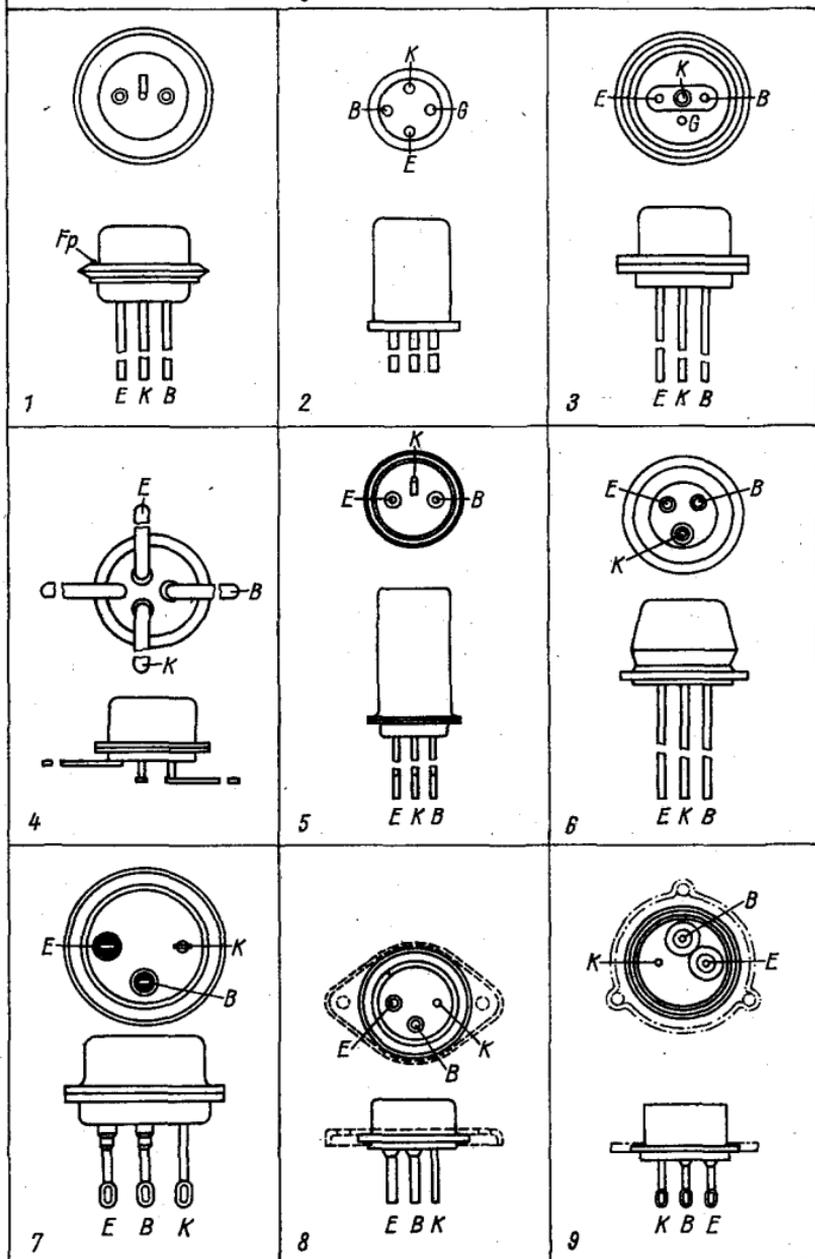
Typ	U_{CBO} V	I_{Cmax} [A] mA	P_{Cmax} [W] mW	β B	bei I_E [A] mA	$f_T(f\beta)$ MHz	F dB	Leit- fähigkeit	R_{thjc} [grd/W] grd/mW	Ver- wendung	An- schluß- schema
MP 42	15	150	200	20/35	10	(1)	—	pnp	—		23
MP 42 A	15	150	200	30/50	10	(1)	—	pnp	—		23
MP 42 B	15	150	200	45/100	10	(1)	—	pnp	—		23
MP 111	20	20	150	10/25	1	(0,5)	—	pnp	—		23
MP 111 A	10	20	150	10/30	1	(0,5)	18	pnp	—		23
MP 111 B	20	20	150	15/45	1	(0,5)	—	pnp	—		23
MP 112	10	20	150	15/45	1	(0,5)	—	pnp	—		23
MP 113	10	20	150	15/45	1	(1)	—	pnp	—		23
MP 113 A	10	20	150	35/105	1	(1,2)	—	pnp	—		23
MP 114	60	10	150	9	1	(0,1)	—	pnp	—		23
MP 115	30	10	150	9/45	1	(0,1)	—	pnp	—		23
MP 116	15	10	150	15/100	1	(0,5)	—	pnp	—		23
MTG 108 A	10	50	75	20/50	1	(0,5)	—	pnp	—		24
MTG 108 B	10	50	75	35/80	1	(1)	0,8	pnp	0,8		24
MTG 108 W	10	50	75	60/130	1	(1)	0,8	pnp	0,8		24
MTG 108 G	10	50	75	110/250	1	(1)	0,8	pnp	0,8		24
M 4 A	15	40	75	20/75	10	50	—	pnp	0,8		25
M 4 B	15	40	75	50/100	10	50	—	pnp	0,8		25
M 4 W	15	40	75	90/200	10	50	—	pnp	0,8		25
M 4 G	15	40	75	20/75	10	80	—	pnp	0,8		25
M 4 D	15	40	75	50/120	10	80	—	pnp	0,8		25
M 4 E	15	40	75	90/200	10	80	—	pnp	0,8		25
P 4 AE	60	[5]	[20]	5	[2]	(0,15)	—	pnp	[2]		26
P 4 BE	70	[5]	[25]	15/42	[2]	(0,15)	—	pnp	[2]		26
P 4 WE	40	[5]	[25]	10	[2]	(0,15)	—	pnp	[2]		26
P 4 GE	60	[5]	[25]	15/30	[2]	(0,15)	—	pnp	[2]		26
P 4 DE	60	[5]	[25]	30	[2]	(0,15)	—	pnp	[2]		26

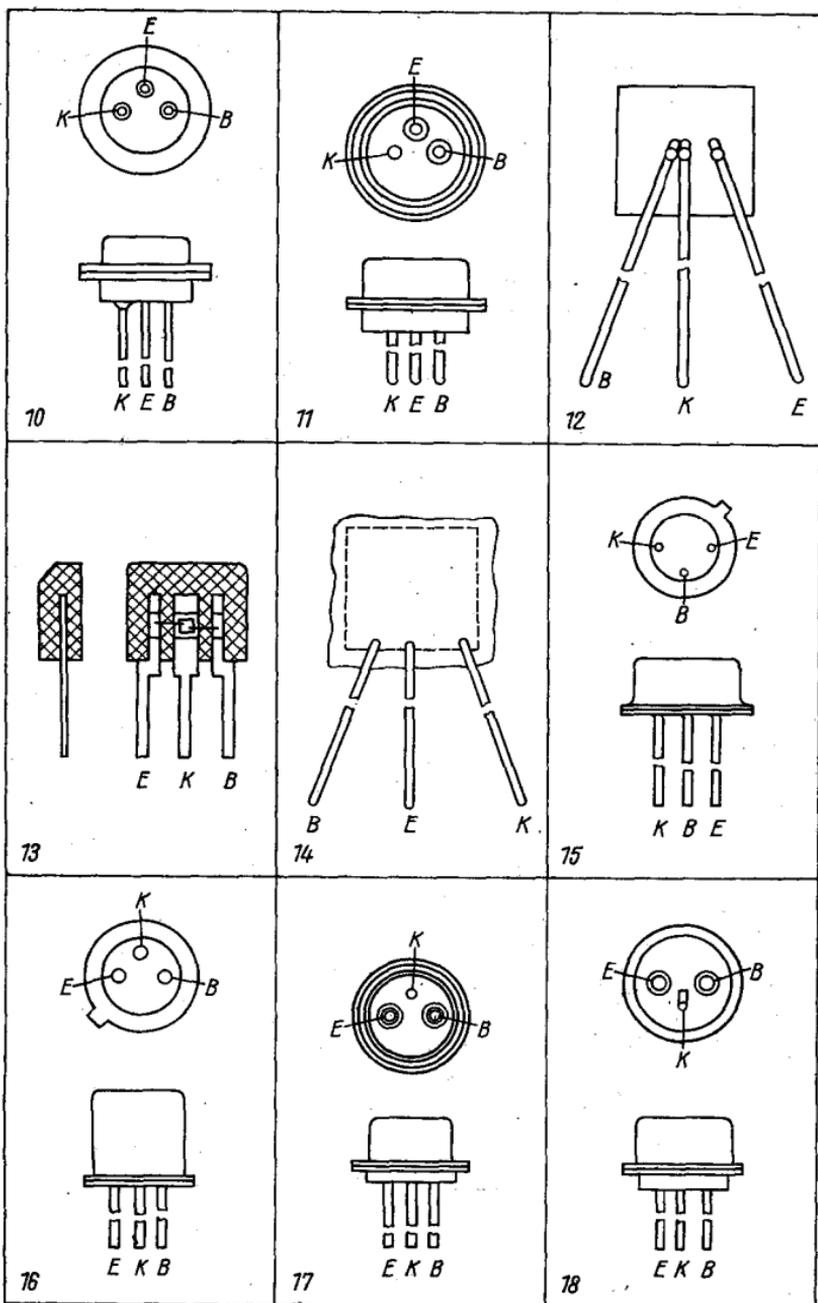
} si

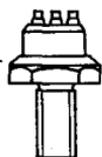
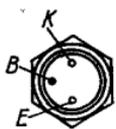
P 27	5	6	30	20/100	0,5	(1)	10	pnp	—	} rausch- arm	23
P 27 A	5	6	30	20/170	0,5	(1)	5	pnp	—		23
P 28	5	6	30	20/200	0,5	(5)	5	pnp	—	23	
P 29	12	100	30	20/50	20	(5)	—	pnp	—	23	
P 29 A	12	100	30	40/100	20	(5)	—	pnp	—	23	
P 30	12	100	30	80/180	20	(10)	—	pnp	—	23	
P 201 E	45	[1,5]	[10]	20	200	(0,1)	—	pnp	—	27	
P 201 AE	45	[1,5]	[10]	40	200	(0,2)	—	pnp	—	27	
P 202 E	70	[2]	[10]	20	200	(0,1)	—	pnp	—	27	
P 203 E	70	[2]	[10]	40	200	(0,2)	—	pnp	—	27	
P 210 B	65	[12]	[45]	10	[5]	(0,1)	—	pnp	[1]	28	
P 210 W	45	[12]	[45]	10	[5]	(0,1)	—	pnp	[1]	28	
P 215	80	[5]	[10]	20/150	200	(0,15)	—	pnp	[4]	29	
P 302	35	500	[7]	10	120	(0,2)	—	pnp	[10]	30	
P 303	60	500	[10]	6	120	(0,1)	—	pnp	[10]	30	
P 303 A	60	500	[10]	6	120	(0,1)	—	pnp	[10]	30	
P 304	80	500	[10]	5	60	(0,06)	—	pnp	[10]	30	
P 306	60	400	[10]	7/30	50	(0,06)	—	pnp	[10]	30	
P 306 A	80	400	[10]	5/50	100	(0,06)	—	pnp	[10]	30	
P 307	80	30	250	16/50	10	20	—	npn	—	31	
P 307 A	80	30	250	30/90	10	20	—	npn	—	31	
P 307 B	80	15	250	50/150	10	20	—	npn	—	31	
P 307 W	60	30	250	50/150	10	20	—	npn	—	31	
P 307 G	80	15	250	16/50	10	20	—	npn	—	31	
P 308	120	15	250	30/90	10	20	—	npn	—	31	
P 309	120	30	250	16/50	10	20	—	npn	—	31	
P 401	—	20	100	16/300	5	30	—	pnp	—	32	
P 402	—	20	100	16/250	5	60	—	pnp	—	32	
P 403	—	20	100	30/100	5	120	—	pnp	—	32	
P 403 A	—	20	100	16/200	5	120	—	pnp	—	32	
P 416	—	25	100	20/80	5	40	—	pnp	—	32	
P 416 A	—	25	100	60/125	5	60	—	pnp	—	32	
P 416 B	—	25	100	100/250	5	80	—	pnp	—	32	

Typ	U_{CBO} V	I_{Cmax} [A] mA	P_{Cmax} [W] mW	β B	I_E [A] mA	$f_T(f\beta)$ MHz	F dB	Leit- fähigkeit	$R_{th\ jc}$ [grd/W] grd/mW	Ver- wendung	An- schluß- schema
P 422	—	10	50	25/100	5	60	10	pnp	—		32
P 601 I	25	[1,5]	[3]	20	500	(20)	—	pnp	0,015		33
P 601 AI	30	[1,5]	[3]	40/100	500	(20)	—	pnp	0,015		33
P 601 BI	30	[1,5]	[3]	80/200	500	(20)	—	pnp	0,015		33
P 602 I	30	[1,5]	[3]	40/100	500	(20)	—	pnp	0,015		33
P 602 AI	25	[1,5]	[3]	80/200	500	(20)	—	pnp	0,015		33
P 605	45	[1,5]	[3]	20/60	500	—	—	pnp	0,015		33
P 605 A	45	[1,5]	[3]	40/120	500	—	—	pnp	0,015		33
P 606	35	[1,5]	[3]	20/60	500	—	—	pnp	0,015		33
P 606 A	35	[1,5]	[3]	40/120	500	—	—	pnp	0,015		33
P 701	40	500	[1]	10/40	500	12,5	—	npn	0,01		34
P 701 A	60	500	[1]	15/60	200	12,5	—	npn	0,01		34
P 701 B	35	500	[1]	30/100	200	12,5	—	npn	0,01		34

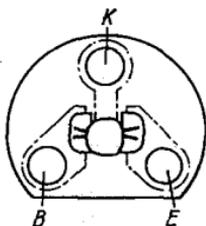
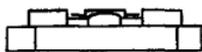
Sowjetische Transistoren



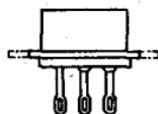
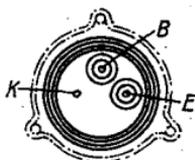




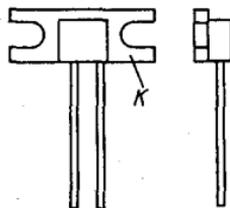
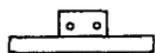
19



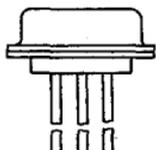
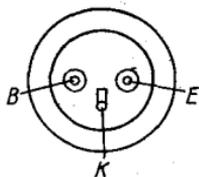
20



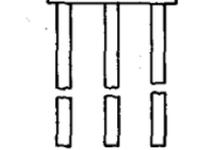
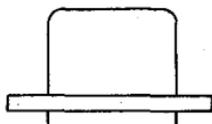
21



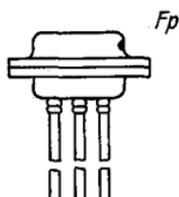
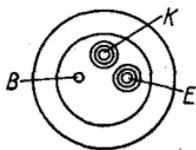
22



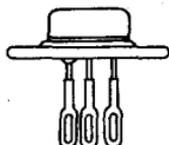
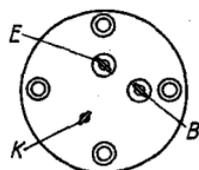
23



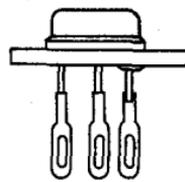
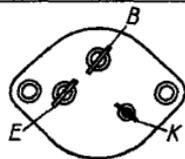
24



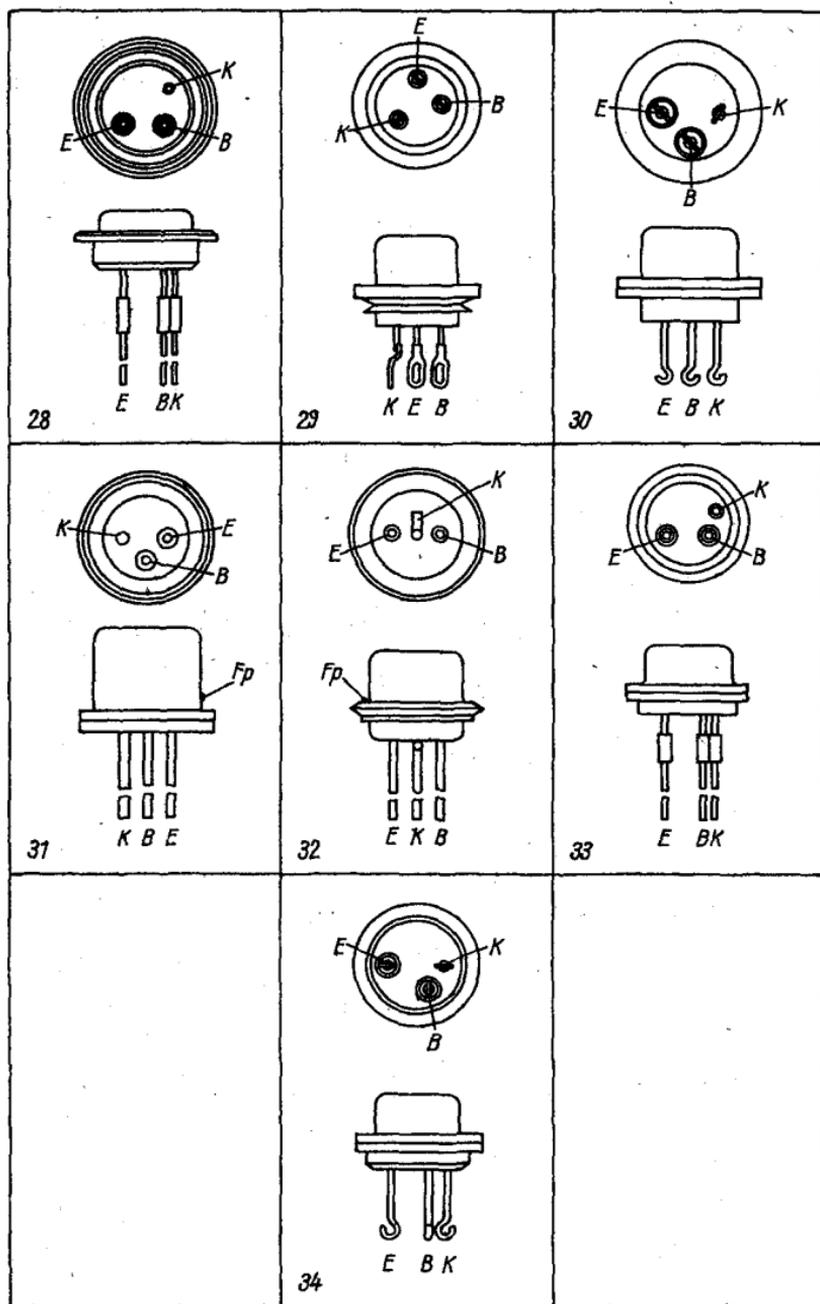
25



26



27



Kondensator - Spule - Schwingkreis

Kapazität des 2-Platten-Kondensators

$$C = 0,0886 \frac{\epsilon_r \cdot A}{d};$$

C — Kapazität in pF, ϵ_r — relative Dielektrizitätskonstante, A — Plattengröße in cm^2 , d — Plattenabstand in cm.

Kapazität des Plattenkondensators mit n Platten

$$C = 0,0886 (n - 1) \frac{\epsilon_r \cdot A}{d};$$

C — Kapazität in pF, ϵ_r — relative Dielektrizitätskonstante, A — Plattengröße in cm^2 , d — Plattenabstand in cm.

Kapazität des Röhrenkondensators

$$C = 0,555 \frac{\epsilon_r \cdot l \cdot r}{d}; \quad (r = r_a - d/2)$$

C — Kapazität in pF, ϵ_r — relative Dielektrizitätskonstante, l — Länge in cm, r_a — Außendurchmesser in cm, d — Dicke des Dielektrikums in cm.

Kapazität des Koaxialkabels

$$C = \frac{0,242 \cdot \epsilon_r \cdot l}{\lg D/d};$$

C — Kapazität in pF, ϵ_r — relative Dielektrizitätskonstante, l — Länge in cm, D — Innendurchmesser des Außenleiters in cm, d — Innenleiterdurchmesser in cm.

Kapazität eines einzelnen Leiters über Erde

$$C = \frac{0,242 \cdot \epsilon_r \cdot l}{\lg 4h/d};$$

C — Kapazität in pF, ϵ_r — relative Dielektrizitätskonstante, l — Leitungslänge in cm, h — Abstand Leiterachse zu Erde in cm, d — Leiterdurchmesser in cm.

Kapazität der Doppelleitung

$$C = \frac{0,121 \cdot \epsilon_r \cdot l}{\lg \left[\frac{a}{d} + \sqrt{\left(\frac{a}{d}\right)^2 - 1} \right]},$$

für $a \gg d$ ist

$$C = \frac{0,121 \cdot \epsilon_r \cdot l}{\lg 2a/d};$$

C — Kapazität in pF, ϵ_r — relative Dielektrizitätskonstante, l — Leitungslänge in cm, a — Abstand Leiterachse zu Leiterachse in cm, d — Leiterdurchmesser in cm.

Kapazität der abgeschirmten Doppelleitung

$$C = \frac{0,121 \cdot \epsilon_r \cdot l}{\lg \frac{2a}{d} \cdot \frac{D^2 - a^2}{D^2 + a^2}};$$

C — Kapazität in pF, ϵ_r — relative Dielektrizitätskonstante, l — Leitungslänge in cm, a — Abstand Leiterachse zu Leiterachse in cm, d — Leiterdurchmesser in cm, D — Innendurchmesser der Abschirmung.

Induktivität zweier paralleler Bandleiter

$$L = 0,0126 \cdot l \cdot \frac{a}{b+c};$$

L — Induktivität in μH , l — Leitungslänge in cm, a — lichter Abstand der Bänder, b — Dicke eines Bandes in cm, c — Breite eines Bandes in cm.

Induktivität des Koaxialkabels

$$L = 2l \cdot \ln \frac{D}{d} \cdot 10^{-9};$$

L — Induktivität in μH , l — Leitungslänge in cm; D — Innendurchmesser des Außenleiters, d — Innenleiterdurchmesser in cm.

Induktivität der Doppelleitung

$$L = 4l \cdot \ln \frac{2a}{d} \cdot 10^{-9};$$

L — Induktivität in μH , l — Leitungslänge in cm, a — Abstand Leiterachse zu Leiterachse in cm, d — Leiterdurchmesser in cm.

Induktivität der Drahtschleife

$$L = 2\pi \cdot D \left(\ln \frac{D}{d} + 0,08 \right) \cdot 10^{-9};$$

L — Induktivität in μH , D — mittlerer Durchmesser der Drahtschleife in cm, d — Drahtdurchmesser in cm.

Induktivität der einlagigen Zylinderspule

für $l > 0,4 D$ ist

für $l = D$ ist

$$L = \frac{w^2 \cdot D^2}{45 D + 100 l}, \quad L = 0,0068 w^2 \cdot D,$$

für $l < D$ ist

$$L = 2\pi \cdot D \cdot w^2 \left(\ln \frac{4D}{l} - 0,5 \right) \cdot 10^{-9}.$$

Für Spulen mit Windungsabstand Drahtdurchmesser ist die errechnete Induktivität zu korrigieren mit

$$L' = L - \frac{W \cdot D \cdot k}{1000}$$

a/d	1,0	1,5	2,0	2,5	3,0	3,5	4,0
k	0	1,0	2,2	3,5	4,8	5,7	6,2

L — Induktivität in μH , D — Spulendurchmesser in cm, w — Windungszahl, l — Wicklungslänge in cm, a — Windungsabstand in cm, d — Drahtdurchmesser in cm.

Dimensionierung von Resonanzdrosseln

a — $\lambda/4$ -Drossel — Verwendung zwischen heißen und kalten Schaltungspunkten;
 b — $\lambda/2$ -Drossel — Verwendung zwischen 2 heißen Schaltungspunkten.

$$s = 0,28 \cdot \lambda, \quad w = \frac{l}{\pi \cdot D} \approx \frac{\lambda}{11D}, \quad d = \frac{2D}{w} \approx 22 \frac{D^2}{\lambda} \quad (\text{für } l = 2D);$$

$$s = 0,55 \lambda, \quad w = \frac{\lambda}{5,7 D}, \quad d = \frac{3D}{w} \approx 17 \frac{D^2}{\lambda} \quad (\text{für } l = 3D);$$

s — Drahtlänge in cm, λ — Wellenlänge in cm, w — Windungszahl, l — Spulenlänge in cm, D — Spulendurchmesser in cm, d — Drahtdurchmesser in cm.

Induktivität der mehrlagigen Zylinderspule
für $l < D$

$$L = \frac{0,08 w^2 \cdot D^2}{3D + 9l + 10b};$$

L – Induktivität in μH , w – Windungszahl, D – mittlerer Spulendurchmesser in cm, l – Wicklungsbreite in cm, b – Wicklungshöhe in cm.

Induktivität einer HF-Eisenkernspule

$$L = w^2 \cdot A_L, \quad L = \frac{w^2}{K_1^2} \cdot 10^3, \quad L = \frac{w^2}{K_2^2};$$

$$K_1 = K_2 \cdot \sqrt{10^3}, \quad K_2 = \frac{K_1}{\sqrt{10^3}};$$

$$A_L = \frac{10^3}{K_1^2}, \quad A_L = \frac{1}{K_2^2};$$

L – Induktivität in μH , w – Windungszahl, A_L – Induktivitätsfaktor in nH/w^2 , K_1 – Kernfaktor für HF-Eisenkerne, K_2 – Kernfaktor für HF-Eisenkerne. A_L -Werte für Maniferschalengeräte vom Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf, s. *Elektronisches Jahrbuch* 1968, Seite 316.

Kernfaktoren für ältere HF-Eisenkernspulen

	K_1	K_2
Haspelkern	154	4,81
H-Kern	136	4,3
Rollenkern	146	4,62
<i>MV 311</i>	164	5,2
<i>Görler F 201</i>	167	5,3
<i>Görler F 202</i>	152	4,8
<i>Görler F 272</i>	170	5,4

Eine Formelzusammenstellung zu Bestimmungsgrößen des Schwingkreises findet der Leser im *Elektronischen Jahrbuch* 1965, Seite 402 bis 406.

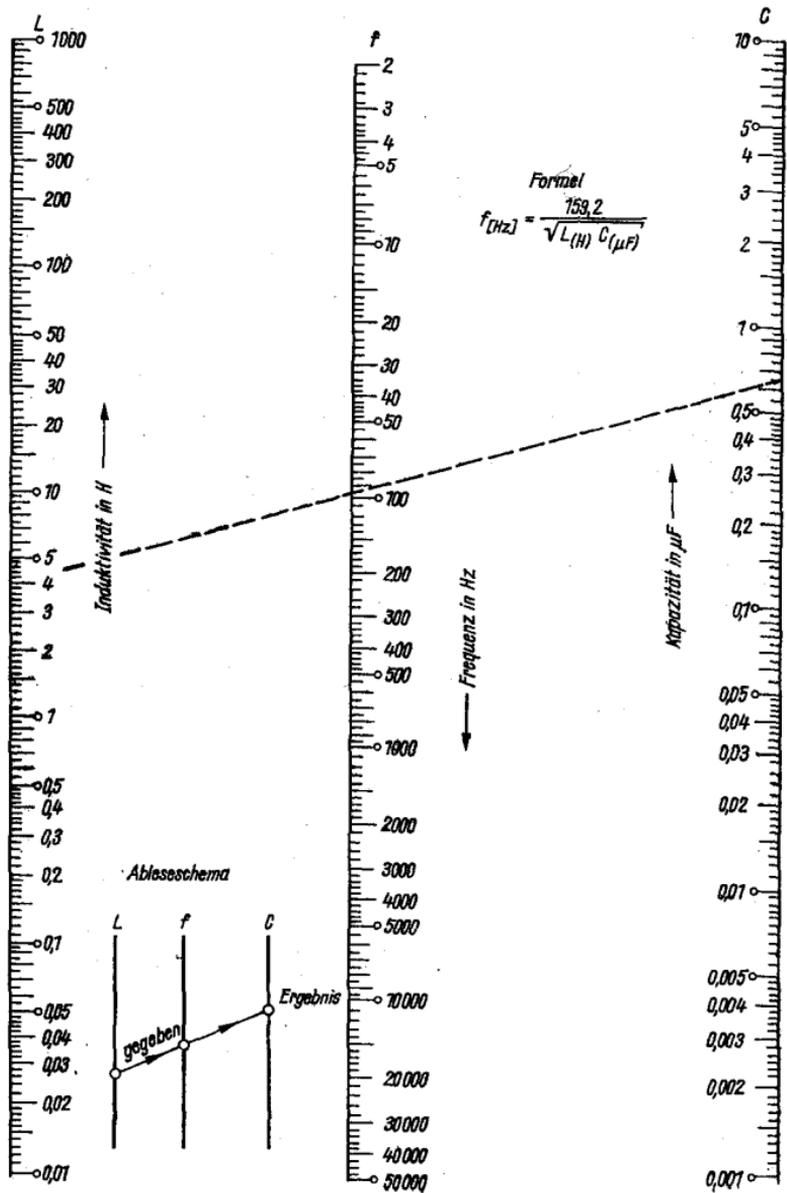
Thomson'sche Schwingkreisformel

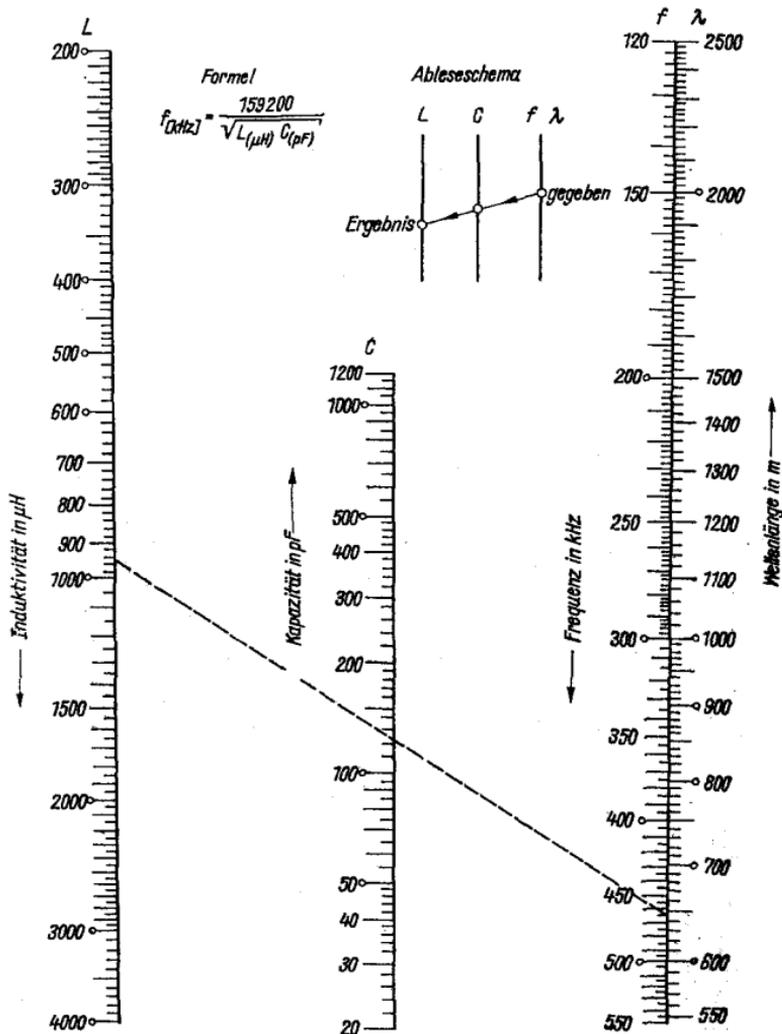
allgemein

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}};$$

f – Frequenz in Hz, L – Induktivität in H, C – Kapazität in F
abgewandelt

Hz-mH-nF	Hz-H-nF	Hz-H- μF	—
kHz- μH -pF	kHz-mH-pF	kHz-mH-nF	kHz-H-nF
—	MHz-nH-pF	MHz- μH -pF	MHz-mH-pF
$f = \frac{159\,200}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{5030}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{159,2}{\sqrt{L \cdot C}}$	$\frac{5,03}{\sqrt{L \cdot C}}$
$L = \frac{25,3 \cdot 10^9}{f^2 \cdot C}$	$\frac{25,3 \cdot 10^6}{f^2 \cdot C}$	$\frac{25,3 \cdot 10^3}{f^2 \cdot C}$	$\frac{25,3}{f^2 \cdot C}$
$C = \frac{25,3 \cdot 10^9}{f^2 \cdot L}$	$\frac{25,3 \cdot 10^6}{f^2 \cdot L}$	$\frac{25,3 \cdot 10^3}{f^2 \cdot L}$	$\frac{25,3}{f^2 \cdot L}$



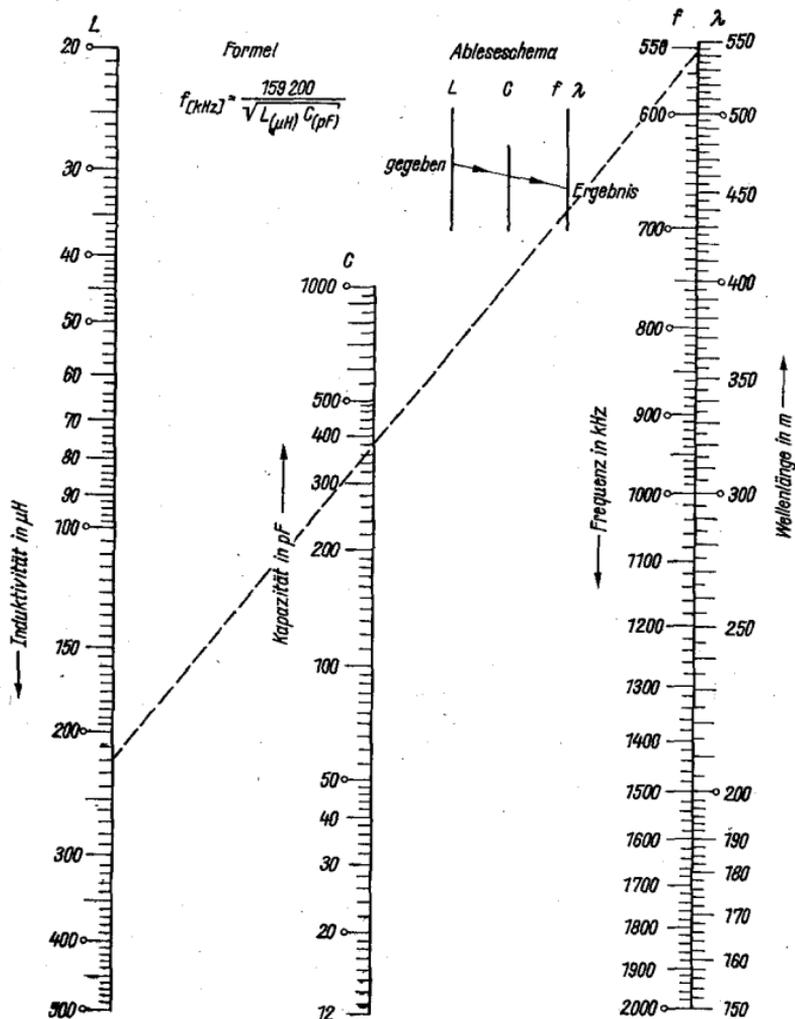


Nomogramm 1 Schwingkreisdaten im Bereich 2 Hz bis 50 kHz

Gegeben ist eine Induktivität von $L = 4 \text{ H}$. Gesucht wird für die Resonanzfrequenz $f = 100 \text{ Hz}$ die erforderliche Kapazität C . Dazu verbindet man den entsprechenden Wert auf der L -Skale mit dem entsprechenden Wert auf der f -Skale. Die Verlängerung dieser Verbindung schneidet die C -Skale in einem Wert, der der gesuchten Kapazität entspricht, $C = 0,63 \text{ }\mu\text{F}$.

Nomogramm 2 Schwingkreisdaten im Bereich 120 kHz bis 550 kHz

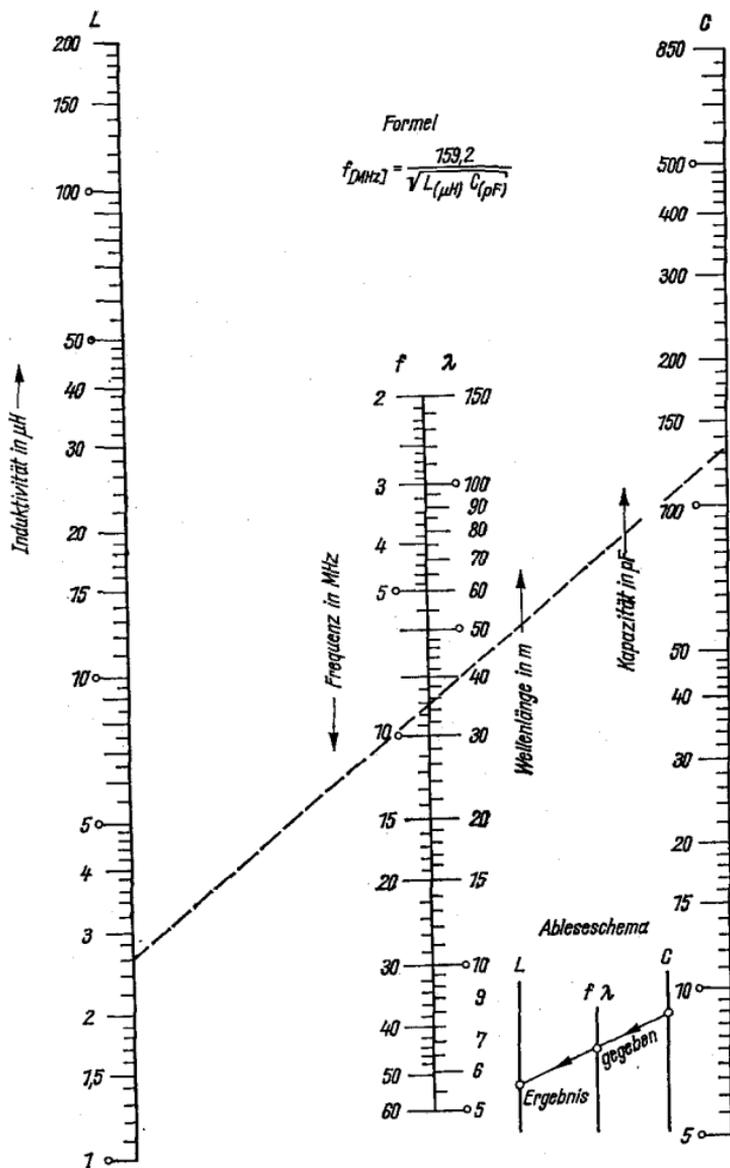
Gegeben ist eine Kapazität $C = 125 \text{ pF}$. Gesucht wird für die Resonanzfrequenz $f = 465 \text{ kHz}$ die erforderliche Induktivität L . Entsprechend den Hinweisen zu Nomogramm 1 erhält man $L = 950 \text{ }\mu\text{H}$.



Nomogramm 3

Schwingkreisdaten im Bereich 550 kHz bis 2 MHz

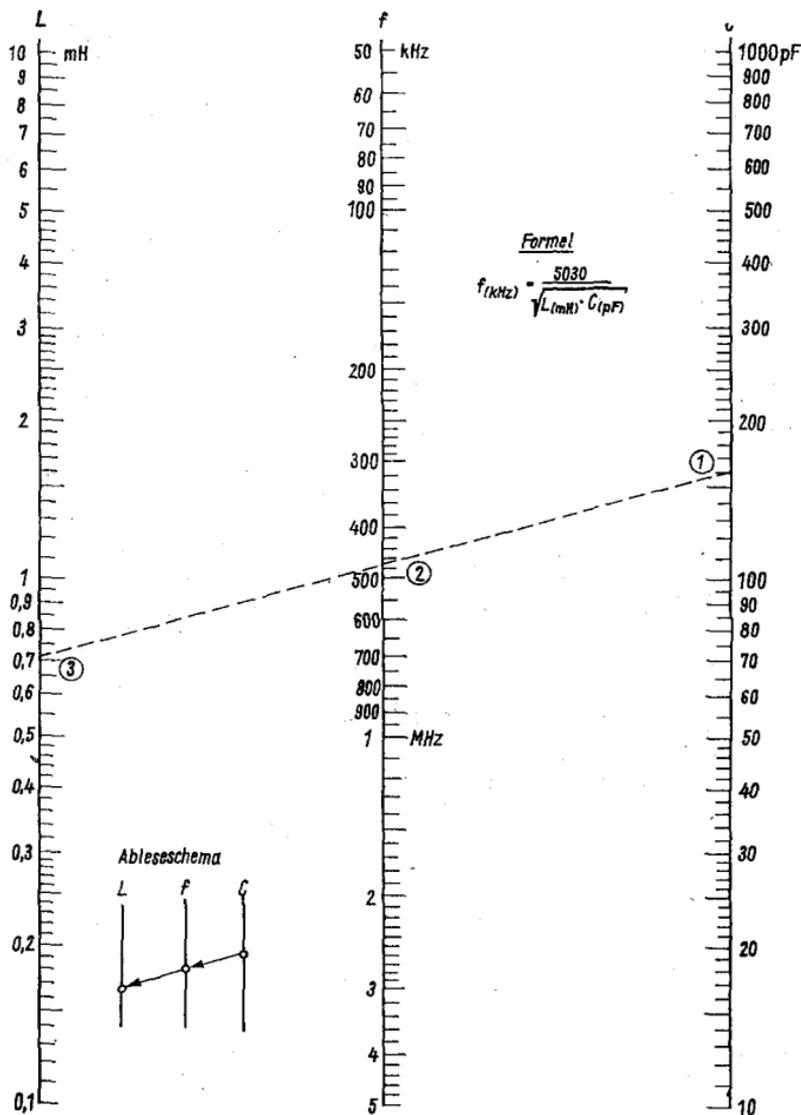
Welche Resonanzfrequenz f hat ein Schwingkreis mit den Werten $L = 220 \mu\text{H}$ und $C = 380 \text{ pF}$? Aus dem Nomogramm erhält man den Wert $f = 550 \text{ kHz}$.



Nomogramm 4

Schwingkreisdaten im Bereich 2 MHz bis 60 MHz

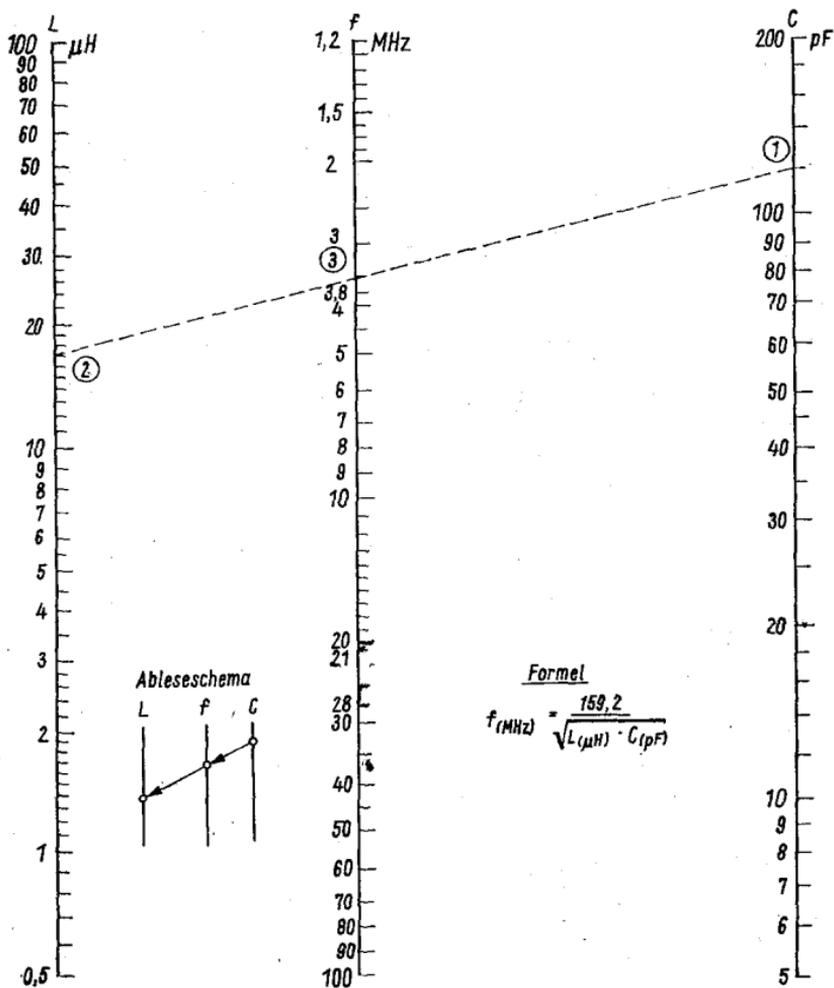
Für einen Schwingkreis mit der Resonanzfrequenz $f = 8,5$ MHz steht eine Kapazität $C = 130$ pF zur Verfügung. Welchen Wert muß die erforderliche Induktivität L aufweisen? Aus dem Nomogramm erhält man den Wert $L = 2,62$ μH.



Nomogramm 5

Schwingkreisdaten im Bereich 50 kHz bis 5 MHz

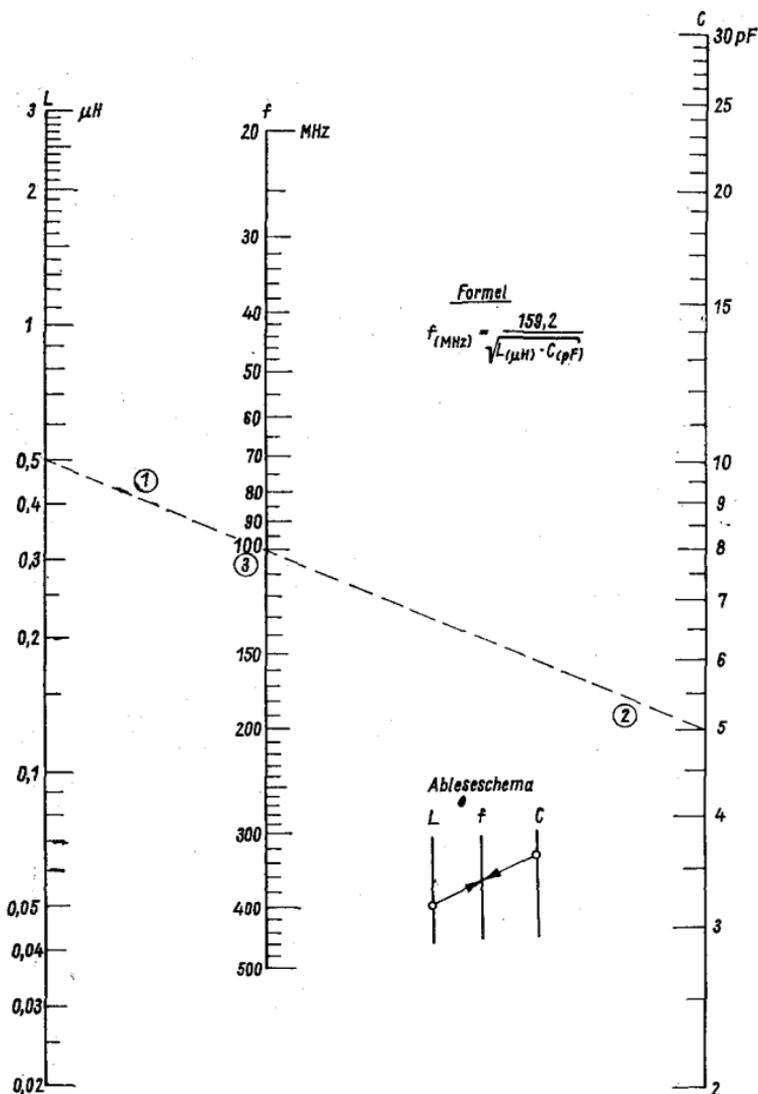
Gegeben sind die Resonanzfrequenz $f = 485$ kHz und die Kapazität $C = 160$ pF. Die erforderliche Induktivität L hat den Wert $L = 0,72$ mH.



Nomogramm 6

Schwingkreisdaten im Bereich 1,2 MHz bis 100 MHz

Ein Schwingkreis ist aufgebaut mit den Werten $L = 17,2 \mu\text{H}$ und $C = 120 \text{ pF}$. Aus dem Nomogramm erhält man für diesen Schwingkreis eine Resonanzfrequenz von $f = 3,5 \text{ MHz}$.



Nomogramm 7

Schwingkreisdaten im Bereich 20 MHz bis 500 MHz

Bei dem im Nomogramm eingezeichneten Beispiel sind die Induktivität der Spule mit $L = 0,5 \mu\text{H}$ (1) und die Kapazität des Kondensators mit $C = 5 \text{ pF}$ (2) gegeben. Bei (3) wird die Resonanzfrequenz des Schwingkreises mit $f = 100 \text{ MHz}$ abgelesen.

Bei Gebrauch dieses Nomogramms ist zu beachten, daß bei sehr hohen Frequenzen die Induktivität der Zuleitungen zwischen Spule, Kondensator und Schaltung sowie die dem Schwingkreis parallelliegenden Kapazitäten nicht mehr vernachlässigt werden dürfen!

Schaltzeichen der Elektrotec

Thyristoren

<i>allgemein</i>	
<i>Thyristordiode, rückwärts sperrend</i>	
<i>Thyristordiode, rückwärts leitend</i>	
<i>Zweirichtungs-Thyristordiode</i>	
<i>Thyristortriode, rückwärts sperrend, n-Tor, anodenseitig gesteuert</i>	
<i>Thyristortriode, rückwärts sperrend, p-Tor, katodenseitig gesteuert</i>	
<i>Thyristortriode, abschaltend, n-Tor, anodenseitig gesteuert</i>	
<i>Thyristortriode, abschaltend, p-Tor, katodenseitig gesteuert</i>	
<i>Thyristortetrode, rückwärts sperrend</i>	
<i>Zweirichtungs-Thyristortriode</i>	

Transistoren

<i>pnp-Transistor</i>	<i>oder</i>
<i>npn-Transistor, Kollektor mit Gehäuse verbunden</i>	<i>oder</i>
<i>pnp-Transistor mit Schirmanschluß</i>	
<i>npn-Lawinentransistor</i>	
<i>npn-Transistortetrode</i>	<i>oder</i>
<i>pnip-Transistortetrode</i>	

Oberflächenfeldeffekt-Transistoren (Igfet)	
Eintor-p-Kanal-Typ, Anreicherungstyp, ohne Subtratan-schluß (g = Tor, s = Quelle, d = Senke)	
Eintor-n-Kanal-Typ, Anreicherungstyp, ohne Subtratan-schluß	
Eintor-p-Kanal-Typ, Anreicherungstyp, mit herausgeführtem Subtratan-schluß	
Eintor-n-Kanal-Typ, Anreicherungstyp, Subtratschicht intern mit Quellenanschlusß ver- bunden	
Eintor-n-Kanal-Typ, Verarmungstyp, ohne Subtratan-schluß	
Eintor-p-Kanal-Typ, Verarmungstyp, ohne Subtratan-schluß	
Zweitorn-Kanal-Typ, Verarmungstyp, mit herausgeführtem Subtratan-schluß	

Durch Licht beeinflussbare Bauelemente	
Photowiderstand	
Differential- photowiderstand	
Photoelement mit Sperrschicht	
Photodiode	
Phototriode, Typ pnp	
Phototriode, Typ npn	
Hallgenerator	

