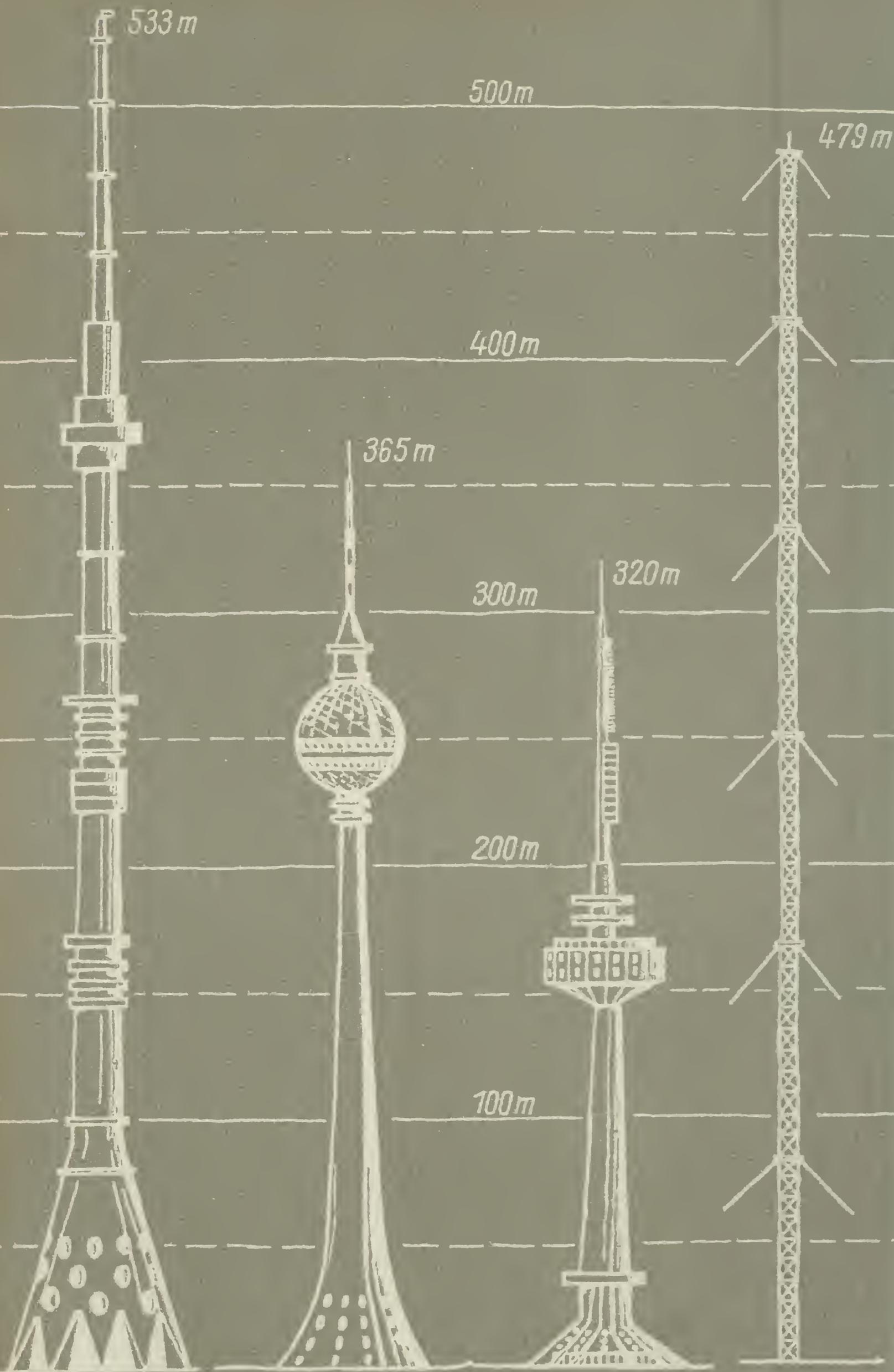




**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1972**





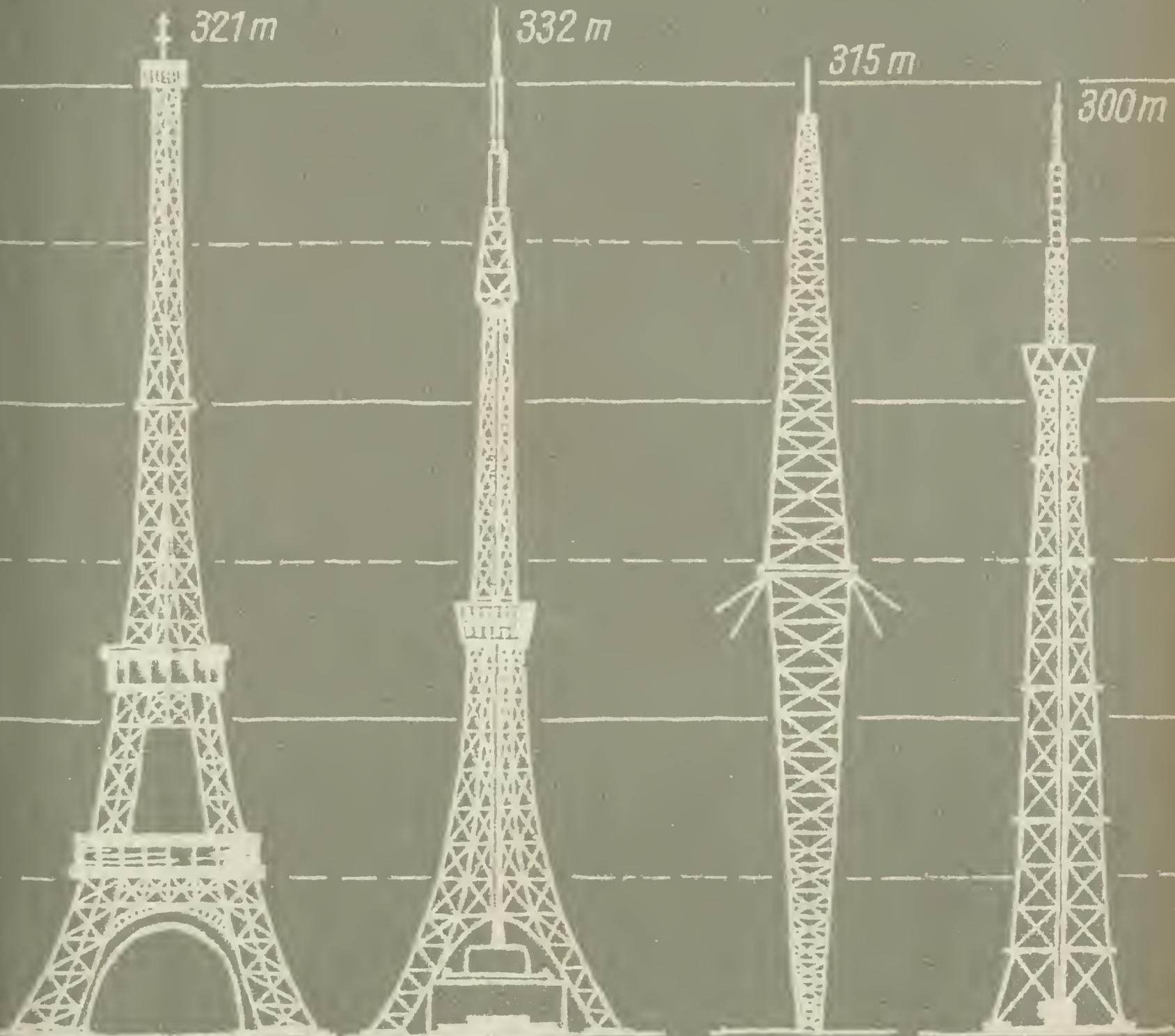
Moskau

Berlin

Schumen

Oklahoma

Funk- und Fernsehtürme der Erde



Paris

Tokio

Budapest

Leningrad

Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1972

Herausgeber: Ing. Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

**Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1972**



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 15. April 1971

1.-30. Tausend

Deutscher Militärverlag · Berlin 1971

Lizenz-Nr. 5

Lektor: Wolfgang Stammer

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Illustrationen: Heinz Bormann, Hans-Joachim Purwin

Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos

Vorauskorrektor: Johanna Pulpit · Korrektor: Rita Abraham

Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Hannelore Münnich

Druck und Einband: Zentraldruck KG, Leipzig

Satz: Leipziger Druckhaus, Grafischer Großbetrieb

7,80

Inhaltsverzeichnis

20 Jahre GST — Nachrichtensportler kämpfen um Höchstleistungen in der Ausbildung	11
<i>Erhard Preil</i> Zwei Jahre später (VEB Kombinat Stern-Radio Berlin — ein sozialistischer Betrieb und seine Menschen)	19
<i>Werner Stankoweit</i> „Seriöser“ Gangster im Äther: <i>Radio Free Europe</i>	26
<i>Werner Krüger</i> Fernsehtürme	35

Wissenswertes über moderne Technik

<i>N. Suprjaga</i> Nachrichtensatelliten	38
Akademienmitglied <i>W. Gluschkow</i> , Leninpreisträger und Staatspreisträger Von großer Bedeutung — kleine Elektronenrechner	47
<i>Ing. Klaus K. Streng</i> „Sterne“ aus Berlin	50
<i>Hans-Peter Kirchhoff</i> Erfahrungen mit der HF-Stereofonie	63
<i>Rolf Kruse/Ing. Hartmut Lachmann</i> Röntgenfernsehen — Elektronik in der Medizin	70
Neues VHF-Fernseh-Empfangsantennen-System	81
Die Festkörperphysik — Quelle der modernen Elektronik	85

Neue Bauelemente der Elektronik

Dipl.-Ing. *Frank Gärtner*

Thyristoren — Wirkungsweise und Anwendungsbeispiele 97

Gerhard Wilhelm — DM 4 FK

Transistoren für den UHF-Bereich 108

Ing. *Winfried Müller*

Kristalline Flüssigkeiten in Bauelementen der Zukunft 114

Moderne Technik für den Funkamateur

Anton Merker — DM 2 CGE

Eichpunktgeber für Frequenzabstände von 10 MHz bis 1 kHz 121

Dipl.-Ing. *Anton Hertzsch — DM 2 CBN*

Ein KW-Empfänger der Mittelklasse 132

Dr. Walter Rohländer — DM 2 BOH

Slow-scanning TV oder „Zeitlupen“-Fernsehen 145

Ing. *Karl-Heinz Schubert — DM 2 AXE*

MOS-Feldeffekttransistoren aus der DDR-Produktion 151

Karl-Rothammel — DM 2 ABK

Die modifizierte DDRR-Antenne, eine Lösung für den Amateurgebrauch 164

Gerhard Damm — DM 2 AWD

Röhrenendstufen für 2-m-Sender 169

Halbleiterschaltungen aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) 185

Ing. *Karl-Heinz Schubert — DM 2 AXE*

Praktische Schaltungen für den Funkamateur 192

Dipl.-Ing. *Reiner Hopfer*

Analog geregelte Kleinstthermostaten 204

Bauanleitungen für den Elektroniker

Jörg Niltop

Elektronische Sicherung für Transistornetzteile 213

<i>Harro Kühne</i>	
Ein digital einstellbarer Netzteil	217
<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Autosuper für den Selbstbau	225
<i>Günter Schirmer</i>	
Trickvorverstärker für Tanzmusik	240
<i>Gerhard Kästner</i>	
Bauanleitung für ein Hall-Echo-Gerät	243
<i>Dipl.-Ing. Eberhard Schönherr</i>	
NF-Vorverstärker mit Tremoloeffekt	248
<i>Harro Kühne</i>	
Bauanleitung für einen einfachen Stereoverstärker.....	256
<i>Hans-Joachim Roth</i>	
Ein Synchronisiergerät für Schmalfilm und Diaprojektion	262

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

<i>Oberleutnant Ing. Jürgen Beuthan</i>	
Erfahrungen bei der Instandsetzung des UKW-Funkgeräts <i>R-105 D</i>	270
MMM-Kaleidoskop: Exponate der NVA	281
Geschichte der Nachrichtentechnik (VI)	290
Neues von Huggy, dem Elektronenrabben	295

Tabellenanhang

Halbleiterbauelemente aus der DDR-Produktion	300
Si-Thyristoren aus der ČSSR, DDR und UdSSR	317

20 Jahre GST



Huggy wünscht
weitere Erfolge
bei der vormilitärischen
Ausbildung!

1 9 7 2

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



20 Jahre GST –

Nachrichtensportler kämpfen um Höchstleistungen in der Ausbildung

Die Gesellschaft für Sport und Technik (GST) begeht am 7. August 1972 den 20. Jahrestag ihrer Gründung. Ihr gesellschaftlicher Auftrag besteht darin, die Jugend der DDR allseitig auf den Wehrdienst in der NVA vorzubereiten und eine breite wehrsportliche Arbeit zu entwickeln, um die Wehrbereitschaft und Wehrfähigkeit der jungen Generation zu erhöhen. In der Entschließung des IV. Kongresses der GST heißt es dazu: „Die GST erfüllt als fester Bestandteil der Landesverteidigung der DDR die Aufgabe einer Schule der unmittelbaren Vorbereitung der Jugend auf den Ehrendienst in den bewaffneten Kräften. Sie leistet einen aktiven Beitrag zur Wahrnehmung der in der sozialistischen Verfassung der DDR verankerten Rechte und Pflichten, insbesondere auf dem Gebiet der Landesverteidigung. Die gesamte Tätigkeit der GST ist auf die hohen Anforderungen gerichtet, die an die moderne Landesverteidigung, besonders an die Nationale Volksarmee, im Interesse der militärischen Sicherung des Aufbaus der sozialistischen Gesellschaft unter den Bedingungen der verschärften Aggressivität des Imperialismus und der Revolution im Militärwesen gestellt werden.“

Die hohe Wertschätzung der Arbeit der GST durch die Partei der Arbeiterklasse kommt auch zum Ausdruck im Grußschreiben des Zentralkomitees der SED an den IV. Kongreß der GST. Darin heißt es u. a. „Die Gesellschaft für Sport und Technik hat in den vergangenen Jahren bedeutende Erfolge bei der sozialistischen Wehrerziehung und der vormilitärischen Ausbildung ihrer Mitglieder erreicht. Dafür sprechen wir Euch unseren Dank aus. Nunmehr gilt es, die neuen Aufgaben, die sich aus den Beschlüssen des VII. Parteitages der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands auch für die Gesellschaft für Sport und Technik ergeben, mit voller Kraft und großer Initiative zu verwirklichen.

Die grundlegende Aufgabe Eurer Organisation besteht darin, im Zusammenwirken mit der Freien Deutschen Jugend und anderen gesellschaftlichen Organisationen, die Jugend der Deutschen Demokratischen Republik zu einem festen Klassenstandpunkt zu erziehen und sie ideologisch und physisch auf den Ehrendienst in den bewaffneten Organen

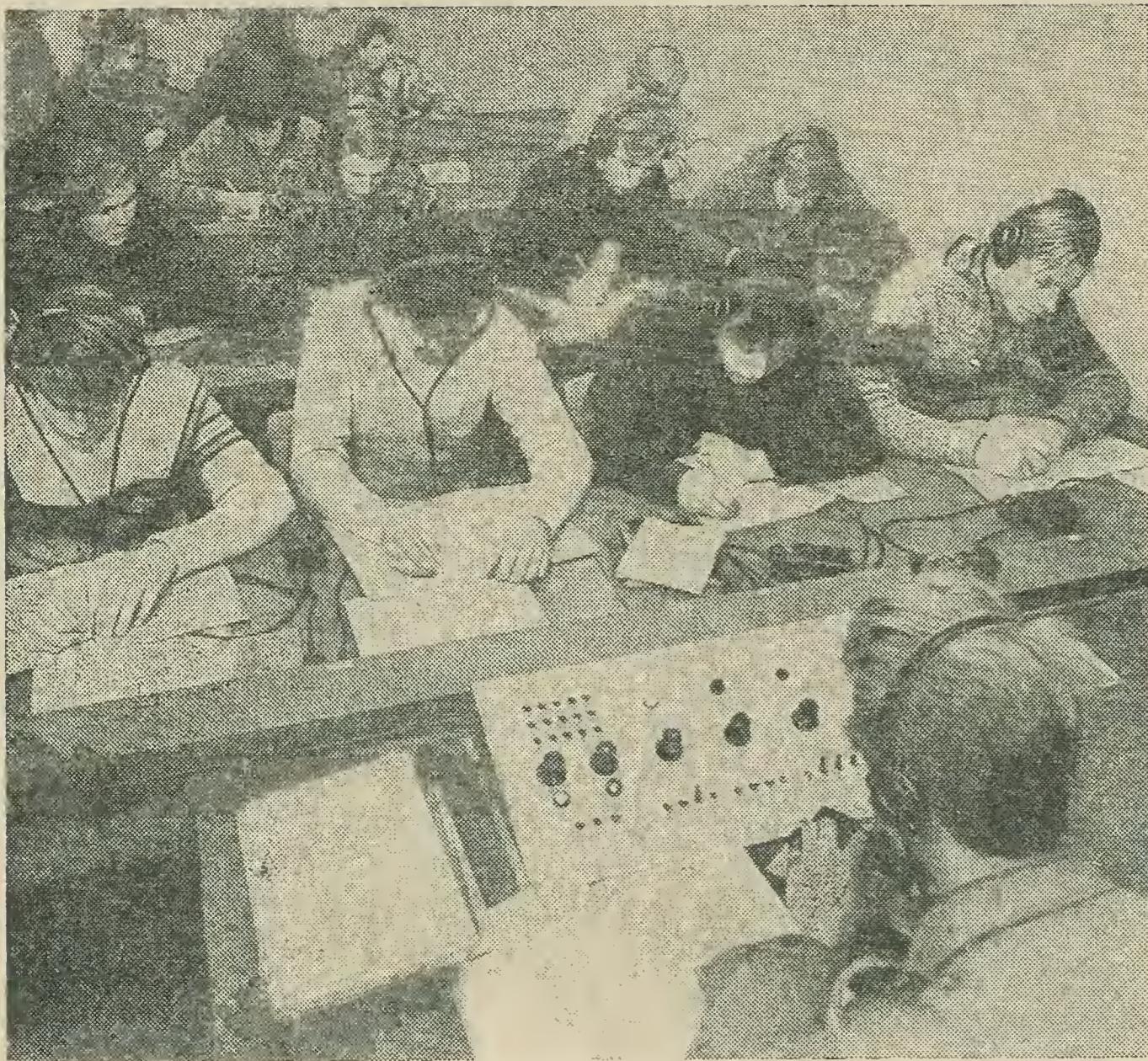


Bild 1 Grundlage der Tastfunkausbildung ist der Morseunterricht in der Klasse

der Deutschen Demokratischen Republik vorzubereiten. Dazu muß die Gesellschaft für Sport und Technik ihre wehrerzieherische Arbeit und vormilitärische Ausbildung unter der Jugend wirksamer gestalten und diese Tätigkeit auch in anderen gesellschaftlichen Organisationen unseres sozialistischen Staates unterstützen. Gleichzeitig richtet sie ihre Aufmerksamkeit auf die Entwicklung militärischer Kenntnisse unter der Bevölkerung. Schließlich pflegt sie den Leistungssport in den wehrsportlichen Disziplinen und kämpft dort um hohe Ergebnisse von internationaler Geltung.“ Wie diese Aufgabenstellungen in der vormilitärischen und wehrsportlichen Arbeit der GST verwirklicht werden, zeigen die Nachrichtensportler in Schwarzheide.

Die Sektion Nachrichtensport der GST-Grundorganisation VEB Synthesewerk Schwarzheide hat im Ausbildungsjahr 1970/71 vorbildlich alle gestellten Ausbildungsaufgaben erfüllt. Von den etwa 50 Mitgliedern der Sektion haben 15 Kameraden die Tastfunkerausbildung abgeschlossen, so daß sie ihren Wehrdienst in der Nationalen Volksarmee mit einer ent-

sprechenden Qualifikation antreten können. 17 jüngere Kameraden schlossen sich der Wehrsportdisziplin Fuchsjagd an, 9 Kameraden trainierten fleißig, um im Funkmehrwettkampf bestehen zu können. 6 Nachrichtensportler haben sich dem Amateurfunk verschrieben, 2 davon arbeiten bereits als Funkamateure, die anderen bereiten sich auf die Prüfung vor. Wie man unschwer erkennen kann, haben die Nachrichtensportler in Schwarzheide ein vielseitiges Ausbildungsleben entwickelt.

Aber so vielseitig und auch interessant ist die Ausbildung im Nachrichtensport der GST in vielen Orten der DDR. Der V. Kongreß der Gesellschaft für Sport und Technik, vor dem wir stehen, wird nicht nur die erfolgreiche Bilanz in der GST-Arbeit ziehen, sondern für die Zukunft noch größere Aufgaben in allen Ausbildungsbereichen stellen. Vielleicht wollen Sie, lieber Leser, daran teilhaben. Im zuständigen Kreisvorstand der GST wird man Sie gern beraten, wo ein geeigneter Ausbildungsstützpunkt ist, dem Sie sich anschließen können.

Die vormilitärische Ausbildung der GST umfaßt planmäßig und langfristig organisierte Maßnahmen der wehrpolitischen und vormilitärischen Bildung und Erziehung der männlichen Jugendlichen im vor-



Bild 2 ... im Gelände wird dann mit Funkstationen kleiner Leistung praktischer Funkbetrieb durchgeführt

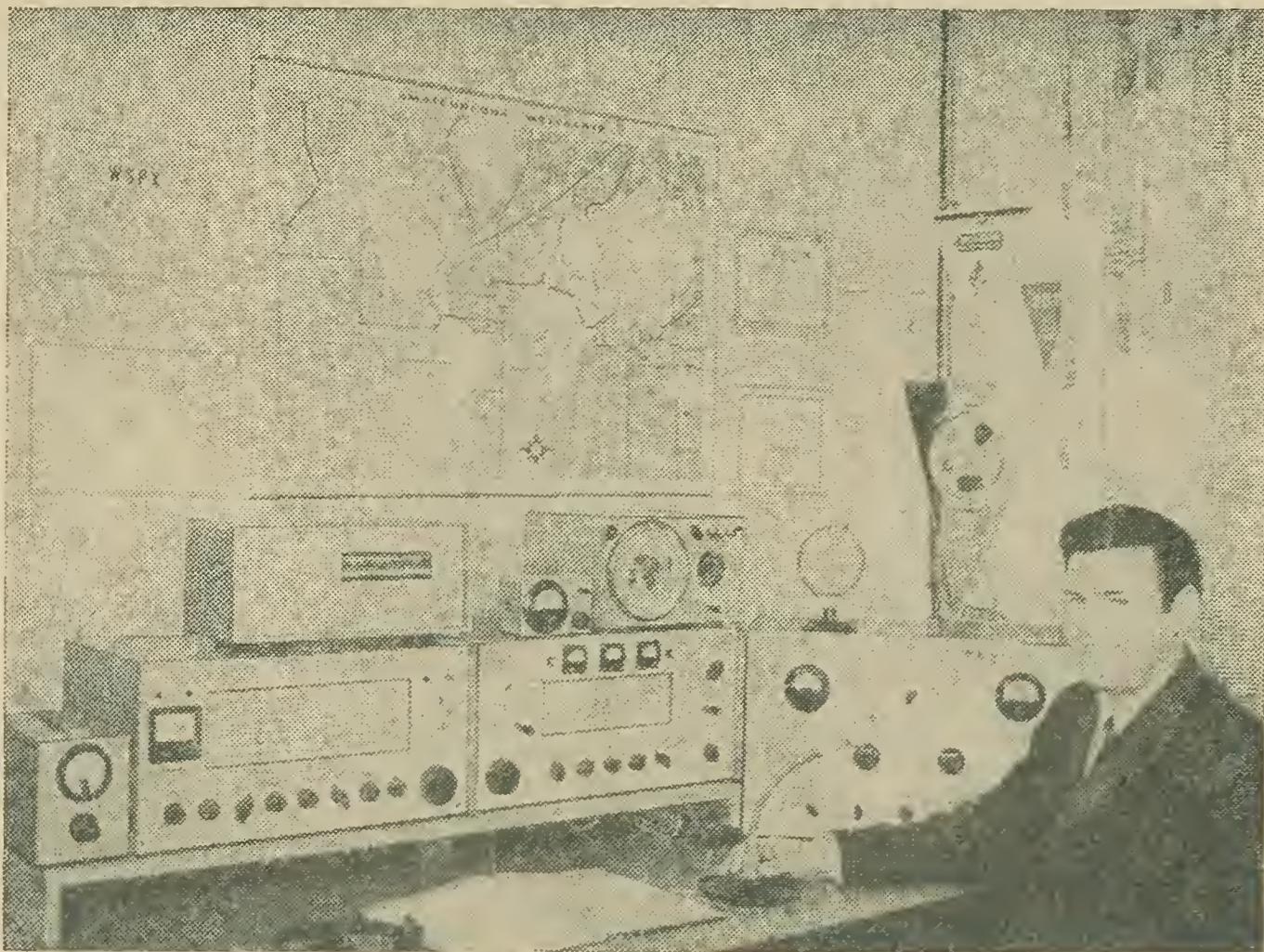


Bild 3 ; Der Funkamateurl baut die Sende- und Empfangsgeräte seiner Amateurfunkstation meist selber. Unser Foto zeigt die Amateurfunkstation DM 2 AUF des Kameraden Oskar Radwan

wehrpflichtigen Alter. Grundlage dafür bilden die Beschlüsse des IV. Kongresses der GST und die jährlich neu herausgegebene Ausbildungs-Anordnung. Die vormilitärische Ausbildung besteht aus der vormilitärischen Grundausbildung und der Ausbildung für die Laufbahnen der NVA. In der vormilitärischen Grundausbildung werden alle männlichen Jugendlichen nach Programm so ausgebildet, daß sie die Grundelemente der militärischen Disziplin und Ordnung, des Schieens und der Gelandeausbildung erlernen. Dabei sollen sie die Notwendigkeit einer straffen militärischen Disziplin und Ordnung erkennen und sich an die Grundregeln des militärischen Lebens gewöhnen. Sie müssen befähigt werden, selbständig und im Rahmen der Gruppe handeln zu können und hohe physische Belastungen zu ertragen.

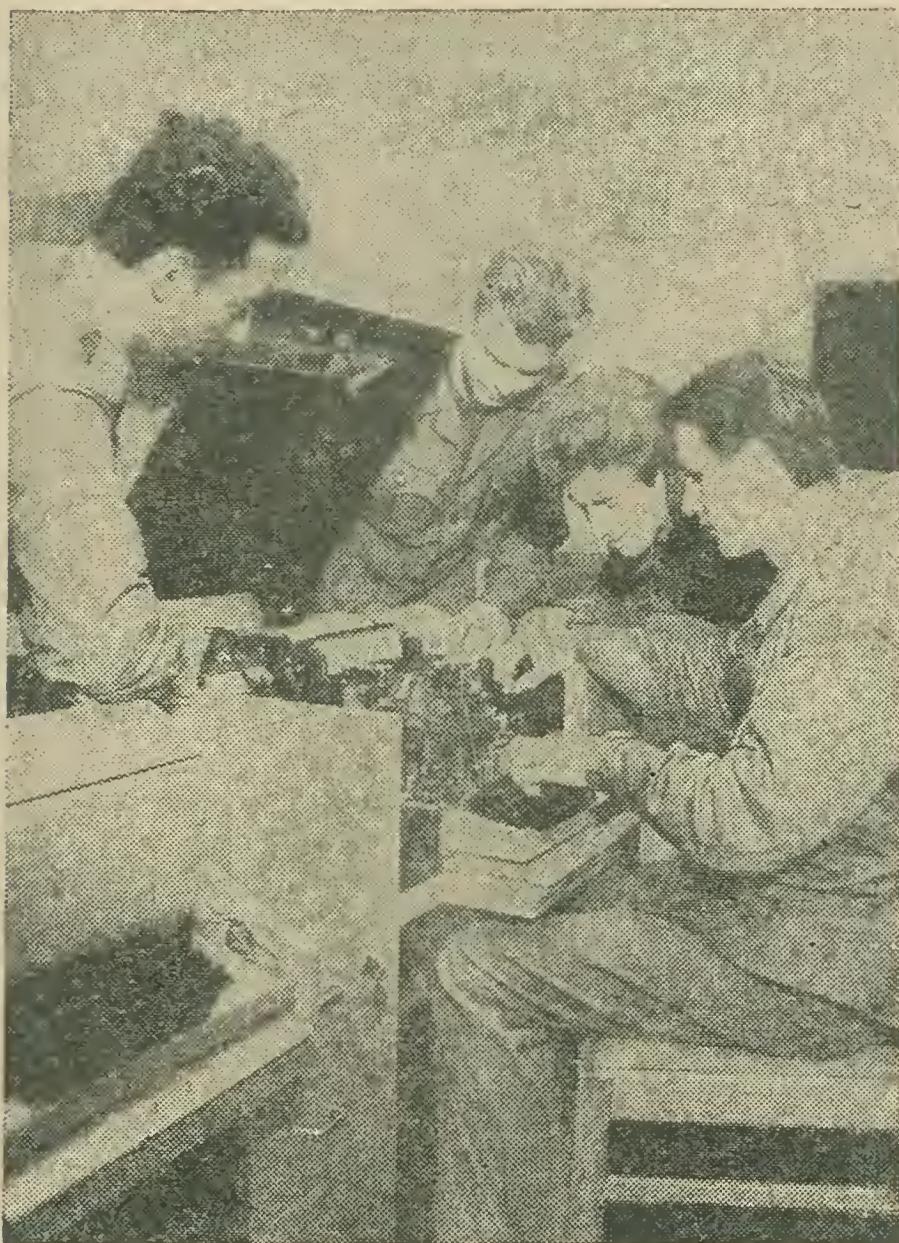
Nach dieser vormilitärischen Grundausbildung kann der Jugendliche an der Ausbildung für eine Laufbahn der NVA teilnehmen, um in Vorbereitung auf den Wehrdienst eine Qualifikation zu erwerben. Im Nachrichtensport ist das die Tastfunkausbildung zum Erlernen des Morsens und des Funkbetriebsdienstes. Im Programm dafür sind u. a. enthalten wehrpolitische Themen, die Gebe- und Horausbildung, Funkgeratelehere, Funkbetriebsdienst und praktische Funkubungen. Die zweite Disziplin in der Laufbahnausbildung im Nachrichtensport ist das Fernschreiben,

wobei der Schwerpunkt auf der Ausbildung männlicher Jugendlicher liegt. Erlern wird u. a. vor allem das 10-Finger-Blindschreiben und der Fernschreibbetriebsdienst.

Einen weitgespannten Rahmen in der GST-Arbeit nimmt der Wehrsport ein. Das hängt damit zusammen, daß er neben der Stärkung der Verteidigungsbereitschaft auch in einigen Disziplinen mit Leistungssport beiträgt, Spitzenleistungen zu erreichen. Im Wehrsport bereiten sich Jugendliche auf die vormilitärische Ausbildung vor, Reservisten der NVA vervollkommen ständig ihre Kenntnisse und Fertigkeiten, ebenso wie Jugendliche nach der vormilitärischen Ausbildung, und auch die meisten Ausbilder qualifizieren sich im Wehrsport. Die Wehrsportausbildung erfolgt ebenfalls nach Programm, Höhepunkte der Ausbildung bilden die Wehrspartakiaden der GST auf Kreis- und Bezirksebene.

Im Nachrichtensport der GST umfaßt der Wehrsport die Disziplinen

- a — Funkausbildung,
- b — Fernschreibausbildung,
- c — Fuchsjagdsport,
- d — Ausbildung der Funkamateure.



*Bild 4
In der Fernschreib-
ausbildung befaßt man
sich auch mit dem Aufbau
und der Wirkungsweise
der Fernschreibmaschine*



*Bild 5
Kamerad L. Schade
ist der jüngste Nach-
wuchskader unserer
Fuchsjagd-National-
mannschaft, hier mit
seinem 2-m-Peilempfänger
rechts der Trainer
G. Storek*

In der Funkausbildung werden alle die Kenntnisse vermittelt, die ein Funker für den Tastfunk- und den Sprechfunkverkehr benötigt. Hat man sich die Grundkenntnisse angeeignet, so wird im Betriebsdienst mit Funkstationen kleiner Leistung das erworbene Wissen gefestigt.

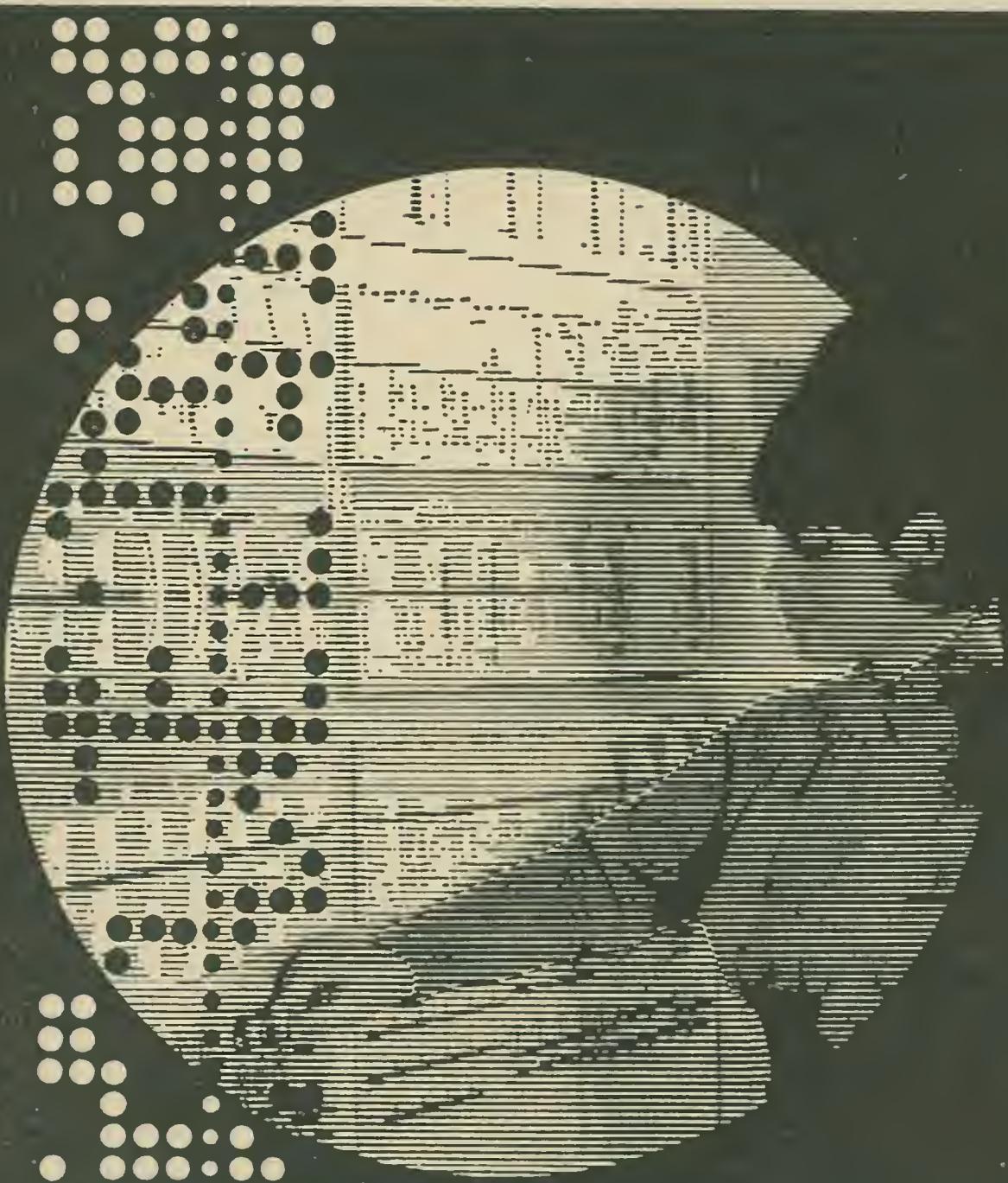
An der Fernschreibausbildung in zentralisierten Stützpunkten nehmen weibliche und männliche Jugendliche teil. Hauptziele sind das Erlernen des 10-Finger-Blindschreibens und der Fernschreibbetriebsdienst.

Vielseitig und interessant ist der Fuchsjagdsport, an dem immer mehr Jugendliche teilnehmen. Dabei werden wettkampfmäßig mit kleinen Peilempfängern im Gelände versteckte Sender gesucht. Fuchsjagden werden auf den Amateurbändern 80 m und 2 m durchgeführt. Neben der sportlichen Seite gibt es die technische Seite, da vom Fuchsjäger der Peilempfänger selbst konstruiert wird. Und das verlangt schon einige Kenntnisse aus der praktischen Funktechnik.

Eigenschaften wie diszipliniertes Verhalten, hohes Staatsbewußtsein, sichere Beherrschung der Telegrafie und des Funkbetriebsdienstes, Besitz fundierter Kenntnisse und praktischer Fertigkeiten in der Funktechnik, all das kennzeichnet den Funkamateur der GST. Die Erteilung einer Amateurfunkgenehmigung ist ein hoher Vertrauensbeweis, denn der

Funkamateur kann mit seiner Sende-Empfangsstation mit jedem Funkamateur auf der Welt drahtlos eine Funkverbindung aufnehmen. Neben diesen Funkverbindungen nehmen die Funkamateure an nationalen und internationalen Amateurfunkcontesten teil und erwerben für gezielte Funkverbindungen Amateurfunkdiplome aus der DDR und dem Ausland. Eine Amateurfunkgenehmigung kann in verschiedenen Klassen erworben werden, z. B. als Leiter einer Klubstation, als Mitbenutzer einer Klubstation oder als Privatstation. Viele Funkamateure haben bereits ihren Wehrdienst in einer Nachrichteneinheit der NVA abgeleistet und sind als Ausbilder in der Ausbildung für die Laufbahnen der NVA bzw. im Wehrsport tätig.

Jetzt, nach dem VIII. Parteitag der SED, reihen sich die Nachrichtensportler ein in den sozialistischen Wettbewerb der GST, der unter dem Zeichen „GST-Auftrag V/20“ aufruft zum Kampf um Höchstleistungen bei der Erfüllung der Aufgaben der GST in Vorbereitung des V. Kongresses und des 20. Jahrestages der Gründung der GST.



GRW-Automation Wissenschaftsorganisation und Systemautomatisierung - Bausteine auf dem Weg zum Jahr 2000. Der VEB GRW Teltow ist Ihr Partner bei der Lösung dieser Aufgaben. Spezialisten entwickeln nach neuesten wissenschaftlichen Erkenntnissen der Ingenieurpsychologie, der modernen Formgestaltung und der Ingenieurtechnik BMSR - Anlagen für die automatische Prozeßführung der materiellen Großproduktion. Wir bieten Ihnen ökonomische Problemlösungen.



VEB GERÄTE-UND REGLER-WERKE TELTOW
Zentraler Anlagenbau der BMSR-Technik
DDR · 153 Teltow bei Berlin, Oderstraße 74-76

Elektrotechnik
EXPORT-IMPORT
VOLKSEIGENER AUSSENHANDELSBETRIEB DER
DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN REPUBLIK
DDR 102 BERLIN · ALEXANDERPLATZ
HAUS DER ELEKTROINDUSTRIE

**VEB Kombinat Stern-Radio Berlin —
ein sozialistischer Betrieb
und seine Menschen**

Der 6. Dezember 1969, das war und bleibt ein bedeutsames Datum für den Industriezweig Rundfunk und Fernsehen der Deutschen Demokratischen Republik: erster Tag einer neuen, großen, die gesamte Hörrundfunk-, Tonspeicher-, Antennen- und Verstärkertechnik umfassenden sozialistischen Wirtschaftseinheit, Gründungstag des VEB Kombinat Stern-Radio Berlin.

An diesem denkwürdigen Sonnabend mit seiner Delegiertenkonferenz der 6 Kombinatbetriebe *Stern-Radio Berlin und Sonneberg, Antennenwerke Bad Blankenburg, Elektroakustik Leipzig, Funkwerk Zittau und Elektrotechnik Eisenach*, der feierlichen Übergabe der Berufungsdokumente an das Leitungskollektiv, der programmatischen Erklärung des Kombinatdirektors fand eine vielmonatige diffizile Planungs- und Konzipierungsarbeit ihren Abschluß. Sie baute folgerichtig auf den Beschlüssen und Folgerungen aus dem VII. Parteitag, dem 9. und 10. Plenum der Partei der Arbeiterklasse sowie der Industriebereichskonferenz Elektrotechnik/Elektronik auf und sah eine auf vertikalem Produktionsprofil beruhende Integration in der DDR-Heimelektronik vor. Zielrichtung: Beispiel und Vorbild zu sein, den Aufbau und die Großfertigung eines einheitlichen, in Erzeugnislinien gegliederten Gerätesystems nach den Grundsätzen moderner sozialistischer Führungstechnik unter dem Aspekt *Ökonomie der Zeit* mit hohem Rationalisierungseffekt zu organisieren und durchzuführen.

Ein präzises Programm mit hohen Ansprüchen

Die Eröffnungsbilanz des Kombinats hatte eine Reihe gewichtiger Aktivposten aufzuweisen: 3 Betriebe mit dem Staatstitel *Banner der Arbeit*, alle 6 Betriebe mit einem Stamm erfahrener Mitarbeiter und einem bemerkenswerten Standardisierungs- und Spezialisierungsgrad, mit beachtlichen Produktionsquoten und internationalen Markterfolgen, mit 8 Goldmedaillen der Leipziger Messen, hoher „Q“-Produktion, vorzüglichen Teilergebnissen im Wettbewerbs- und Neuererwesen, mit 5600 Mit-



arbeitern (60% Frauen und rund 20% Jugendliche), einer Leistung, die auf Grund ihrer wissenschaftlichen Ausbildung und Potenz eine sichere und vor allem moderne Führungspraxis gewährleistete.

Als besonders bemerkenswert unter den zahlreichen Daten der Leitungs- und technischen Politik notierten wir damals aus den Ausführungen des Kombinatdirektors:

- Erreichung eines höheren wissenschaftlichen Niveaus der Planung und Leitung der einzelnen Phasen eines Reproduktionsprozesses in völlig neuen Dimensionen,
- rasche Steigerung des Mechanisierungs- und Automatisierungsgrades der Fertigung,
- eine auf Funktionsblöcke orientierte Produktionsspezialisierung der Kombinatbetriebe,
- intensive Erzeugnisgruppenarbeit,
- zentrale Leitung und Planung der Forschungs- und Entwicklungstätigkeit bei dezentraler, dem Betriebsprofil entsprechender Realisierung,
- Entwicklung produktivitätssteigernder technologischer Neuerungen,
- zentrale Investitionspolitik und Aufbau einer sozialistischen Wissenschaftsorganisation,

- Prinzip der Einzelleitung mit dem wissenschaftlich-ökonomischen Rat als Konsultativorgan,
- einheitliche Bildung und Qualifikation mit dem Ziel Bildungsvorlauf.

Das Programm, in einer solchen thematischen Breite und Anspruchsfülle, in diesem auf das Ganze gerichteten Format und einer derartig präzisen Formulierung verhiess Aktivität, Einsatz jedes einzelnen, hieß ARBEIT!

Die erste Bilanz

Auf den Tag genau, anlässlich der 1. Technisch-Ökonomischen Konferenz 1970, wurde Bilanz gezogen. Kritisch, auf Perspektive ausgerichtet, klar und für jeden verständlich. Resultat: Jahresplanübererfüllung, hohe Zuwachsquoten in der Warenproduktion, hoher Beitrag zum National-einkommen — 1970 die 10-millionste Blankenburger Antenne, der 3-millionste Zittauer Plattenspieler, Anfang 1971 die 1. Million Berliner Taschenempfänger, 1972 etwa 9 Millionen Rundfunkgeräte aller Klassen, 2 Jahre vor dem Termin Einführung der Datentechnik. Große Richtung: Vertiefung der Entwicklungsdynamik im Gesamtrahmen: *Jeder trägt die Verantwortung für das Ganze.* Dieser Tag hätte Leitartikel inspirieren





können, denn er bestätigte die Richtigkeit dieser Zielsetzung und Politik. Auch im Detail. Er zeigte Probleme auf und motivierte jene Aktivität, jenen realistischen Optimismus und Elan, die seine Atmosphäre kennzeichneten. *Stichwort: technische Politik.* Ein anspruchsvoller und weitführender Begriff. Wo liegen dabei die Akzente und spezifischen Ansatzpunkte im Kombinat, das war unsere Frage. Die konsequente Fortführung des 20.-Jahrestag-Objekts brachte eine weitere, fast lineare Erhöhung des Mechanisierungs- und Automatisierungsgrades. Der Schritt vom Einzelfall zur durchgängigen Verallgemeinerung war getan, der historisch bedingte betriebliche Traditionalismus überwunden! Jetzt zeichnen sich die weiteren Profilierungskomplexe ab, über die später einmal zu berichten sein wird.

Der einheitliche Forschungs- und Entwicklungsplan postulierte eine entsprechende Kapazitätsbildung der Grundlagenforschung im Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik. Daraus ergaben sich bereits erste Auswirkungen in ideeller und materieller Hinsicht, Impulse mannigfachster Art auf den gesamten Industriezweig. Das dürfte ganz besonders für die *Erzeugnislinien* und den *sozialistischen Wettbewerb* gelten.

Bei den ersteren, populär geworden als *RFT-Gerätefamilien*, die auf relativ wenigen Grundtypen aufbauen, aber eine volle Bedarfs- und Sortimentsbreite abdecken, die neue Variantenentwicklungen und Kombinationsmöglichkeiten gewährleisten, ist der Trend zu heimelektronischen

Einheiten neuesten Stils bereits erkennbar. Damit dürfte ein im internationalen Maßstab völlig neuer Weg eingeschlagen worden sein, auf den der Fernsehgerätesektor über kurz oder lang einschwenken wird, womit dann eine heimelektronische Informations- und Bildungseinheit im Komplex geschaffen ist.

Bei dem letzteren sind die Initiativen hervorzuheben, die ständig von den Werktätigen des Kombinats auf alle anderen Unternehmen des Zweiges einschließlich den Kooperationssektor ausgehen. Am Neuererwesen war schon 1970 jeder dritte im Kombinat (darunter 21,2 % Frauen und 36,5 % Jugendliche) beteiligt. Gesamtnutzen war damals bereits über 5 Millionen Mark. Gehen wir vom Neuererwesen zur Arbeitsproduktivität, so stieg diese unter betonter Entwicklung der sozialistischen Gemeinschaftsarbeit im 1. Kombinatjahr um 26,7 %, also um mehr als ein Viertel.

Noch ein paar Eckdaten

Eine andere Frage: Welchem Bedarf sieht sich das Kombinat gegenüber? 1975: 60 % mehr Rundfunkgeräte aller Klassen als 1970 und sogar 91 % mehr Tonspeichergeräte und -anlagen! Die Medien Rundfunk und Fernsehen stehen also durchaus nicht im Kampf um die Plätze, sie ergänzen und fördern einander offensichtlich. In diesem Zusammenhang sei auch der Aufbau einer einheitlichen Absatzorganisation von der Prognosegruppe bis zum Kundendienst, von der Service-Literatur bis zum Messeauftreten in Leipzig genannt (das Kombinat beliefert z.Z. Abnehmer in über 30 Ländern mit seinen Erzeugnissen).

Und noch ein paar Eckdaten, die jedermann im Kombinat genau kennt.

1975: Steigerung des einheitlichen Betriebsergebnisses auf 351,1 %; Erhöhung der Warenproduktion für die Bevölkerung der Republik auf 192,1 %; Erhöhung der Arbeitsproduktivität durch Rationalisierung und Konzentration auf 226,6 % (1970 = 100). Das sind Daten und Quoten, die sehr konkrete Leistungen als Voraussetzung haben mußten, ehe man sie überhaupt fixieren und veröffentlichen konnte.

Interessant ist auch ein Einblick in den Leitungsvorgang. Rund 2000 km überbrückt der nach dem integrierten System der automatischen Informationsverarbeitung organisierte Datenfluß im Rahmen der unterschiedlichsten täglichen Operationsvorgänge. Aber das Leitungskollektiv ist keine „ferne Instanz“, kein „Algorithmus“, sondern Kombinatdirektor *Oskar Mater* (42), OBERINGENIEUR, mehrfacher und verdienter Aktivist, Träger hoher staatlicher Auszeichnungen, und seine Fachdirektoren legen Wert darauf, stets mitten im Geschehen und — wo es auch sei — am Ball zu bleiben und über eine abgestufte Kette von Informationsvorgängen und -maßnahmen ständig unmittelbaren, wirksamen Kontakt bis zur letzten Brigade zu haben, operativ Probleme ihrer Entscheidung

zuzuführen. Ganz gewiß ist dies einer der Schlüssel zu dem typischen, sofort zu beobachtenden Informationsniveau im Kombinat. Grundregel: Wer Verantwortung zu tragen hat (und das ist jeder), muß ihren Inhalt und ihre Konsequenzen genau kennen. Ebenso sicher erklärt dies auch den hohen Stand der Gemeinschaftsarbeit und jenes eigenartige, ebenfalls sofort spürbare *Kombinatsdenken*, das sich vielgestaltig, vor allem auch eben im berechtigten Erfolgserlebnis, im Stolz auf Leistung und Anforderung äußert. Wir beobachten es immer wieder: am deutlichsten bei Diskussionen im Industriezweigmaßstab, besonders bei Frauen und Jugendlichen des Kombinats, deren Selbstbewußtsein und Sicherheit niemals Zweifel aufkommen lassen.

Die „Berliner“

Damit sind wir bei den „Berlinern“, wie das Kollektiv des Kombinats seit 2 Jahren im gesamten Industriezweig genannt wird. Was uns hier sofort auffiel, war die Vielschichtigkeit ihrer Interessen, ob nun in fachlicher, kultureller oder gesellschaftlicher Hinsicht, vom Laiengruppengastspiel in den Kombinatbetrieben bis zur kombinatseigenen Fahrschule samt Fahrlehrer und Fahrschulwagen oder DM-2-Station. Im Vordergrund steht aber mit Abstand das Bildungsstreben. Im Berliner Betrieb beispielsweise nimmt fast jeder 2. Mitarbeiter an einem Qualifizierungslehrgang teil. Die Jugend liegt dabei in allen Betrieben an der Spitze. 1200 Schüler erhalten am Unterrichtstag in der Produktion durch das Kombinat ihren ersten nachhaltigen theoretischen und praktischen Kontakt mit der Elektronik. Das Ausbildungsziel des Kombinats steht bei 50% Facharbeitern, Meistern und Technikern sowie 20% Hoch- und Fachschulkadern (auf jeden 4. Mitarbeiter kommt also ein wissenschaftlich gebildeter Kader). Jährlich delegiert das Kombinat 70 seiner Besten zum Studium. Seit dem Vorjahr befindet sich eine Kombinatsakademie mit relativ breitgefächertem Programm im Aufbau. Damit schließt sich auch der Ring der produktionsverbundenen Weiterbildung, die für den Betrieb unerläßlich ist. Die Zielstrebigkeit und Planmäßigkeit der *Arbeit mit dem Menschen*, der sozialistischen Menschenführung, zeigt sich dann auch am Beispiel der Jugendobjekte und der Bewegung *Messen der Meister von morgen*, an der ein Drittel der gesamten Kombinatsjugend teilhat. Für sie gibt es einen exakten und bis ins Detail durchgearbeiteten Maßnahme- und Perspektivplan, bei dem Leiter und Jugend gemeinsam zu Kritik und Erfolg in den „Ring“ gehen. Einen ähnlichen Stand hat die Frauenpolitik aufzuweisen. Dabei ist eine besondere Aktivität zu verzeichnen. Die Frauen waren übrigens die ersten, die vor jeder Datenübertragung die betriebliche und die menschliche Entfernung überwandern und im Wettbewerb, Erfahrungsaustausch und in den verschiedensten gesellschaftlichen Gremien zum *Wir* und *Unser* schritten.

Das Kombinat hat sich inzwischen längst weit über die Grenzen der DDR hinausreichende Verbindungen geschaffen. Die einzelnen Betriebe brachten dazu bereits gute Ansätze mit, die vertieft wurden und heute einen Blick auf das Ganze erlauben: internationale sozialistische Zusammenarbeit und Freundschaftsvereinbarungen mit Großbetrieben der sowjetischen Rundfunkindustrie in Riga und Minsk. „Der herzliche Empfang und die uneigennützigte Vermittlung von Erfahrungen machten immer wieder deutlich, daß es zwischen Freunden keine Geheimnisse gibt“, so *Rita Trölsch* nach einem Besuch im *Popow-Werk* Riga. Die Betriebszeitungen verzeichnen mit Regelmäßigkeit Delegationen aus dem Ausland, ob nun chilenische Gewerkschaftsfunktionäre oder bulgarische Staatsfunktionäre, britische Wirtschaftsjournalisten oder sowjetische Neuerer und Ärzte . . .

In diesem Zusammenhang noch ein paar wenige Zeilen aus einem Kommuniqué im Herbst 1970 zur Freundschaftsverbinding zwischen der französischen *CGT* vom *LMT* Boulogne und dem Kombinat: „Zur Sicherung des Friedens und des Fortschritts ist es notwendig, daß die DDR als Nahtstelle des sozialistischen Weltlagers zur kapitalistischen Welt weiter ökonomisch und politisch gestärkt wird . . . Beide Seiten werden dazu ihren Beitrag leisten.“

ELEKTRONIK-SPLITTER

Wie wird das Nachrichtensystem der Zukunft aussehen, das die neuen Bedürfnisse befriedigen kann?

Es liegt auf der Hand, daß dabei ultrahohe Frequenzen bis hin zu Lichtquellen ausgenutzt werden. Es wird uns dann möglich sein, unseren Gesprächspartner aus der Ferne zu sehen, ein beliebiges Buch zu lesen, ohne in die Bibliothek zu gehen, eine Prüfung abzulegen, ohne das Haus zu verlassen usw. Die Funker haben bereits begonnen, sich auch den optischen Wellenbereich zu erobern, denn Lichtquellen sind von der gleichen Art wie Funkwellen. Man kann sie demnach auch für die Übertragung von Informationen benutzen. Gewisse praktische Erfahrungen liegen bereits vor. Ein Laserstrahl stellte z. B. die Verbindung zwischen 2 Moskauer Fernsprechämtern her. Solch eine Verbindung bietet Vorteile: Da der Lichtstrahl des Lasersenders außerordentlich schmalbandig ist, benötigt er eine erheblich geringere Leistung als ein üblicher Funksender. Um etwa eine Fernsprechverbinding zwischen Erde und Mars herzustellen, muß ein Funksender im Zentimeterwellenbereich eine Leistung von einigen Dutzend Kilowatt aufbringen, während ein Lasersender bei gleicher Empfindlichkeit des Empfängers nur 10 W zu haben braucht.

„Seriöser“ Gangster im Äther: Radio Free Europe

Werner Stankowitz

Vor einigen Jahren kam ein polnischer Maler während einer Reise durch die BRD nach München, verkaufte dort infolge plötzlicher Geldverlegenheit eines seiner Bilder für 600 Westmark und schützte sich vor der Zollkontrolle dadurch, daß er kurz vor der Ausreise noch im Hotelzimmer schnell ein neues, eben „ein Bild“ malte, um es den Zöllnern vorweisen zu können. Ein Mitarbeiter von *Radio Freies Europa* kam dahinter und versuchte Erpressung: entweder Anzeige oder — ein paar militärische Informationen . . . Der Maler blieb standhaft. Der RFE-Mann zog unverrichteterdinge wieder ab. Allein innerhalb eines Jahres „quetschte“ RFE aus Reisenden aus ost- und südosteuropäischen Ländern „alles mögliche heraus“. So hieß es in einem „Jubiläumsbericht“ [1] des New-Yorker RFE-Direktors *Thomas H. Brown* im Juli 1970, als dieser Sender sein 20-jähriges Bestehen beging.

Berichte dieser Art verschweigen, verdecken und verfälschen jedoch vieles. Wer ist RFE eigentlich? In internationalen Rundfunkhandbüchern wird ausgewiesen, daß es sich bei RFE um 2 Mittelwellen- und 8 Kurzwellensender von zusammen 1000 kW allein in der BRD handelt (Holzkirchen bei München, Moosburg und Biblis bei Frankfurt/Main) und um weitere 18 Kurzwellensender in Portugal (Lissabon, Mezoqueira und Gloria) mit einer Gesamtleistung von 910 kW. 1910 kW bzw. 780 Mittel- und Kurzwellenfrequenzen stehen diesem Unternehmen also zur Verfügung, dessen eigentliche Zentrale sich in der New-Yorker Park Avenue 2 befindet. Redaktionen und Studioanlagen genießen bundesdeutsches Gastrecht in München, Englischer Garten 1. Wöchentlich werden rund 3200 Programmstunden produziert, in tschechischer, slowakischer, polnischer, serbokroatischer, bulgarischer, ungarischer und rumänischer Sprache. Langjährige Stillhalteverträge des New-Yorker „Privat“-Unternehmens *National Committee for A Free Europe Incorporated (The Free Europe Committee)* mit der BRD und Portugal sollen diesem amerikanischen nichtregierungsamtlichen Sendeunternehmen eine möglichst dauerhafte Präsenz in Europas Äther garantieren. Soweit etwa geben offizielle Verlautbarungen [2] Auskunft über *Radio Freies Europa*. Eine erdrückende

Beweisfülle für den konterrevolutionär-verbrecherischen Charakter dieser Gangsterorganisation zeigt, daß es sich um ein weitreichend wirkendes antikommunistisches Diversionzentrum im Dienste der US-amerikanischen Globalstrategie handelt, das seine aufgeblähten technischen, redaktionellen und finanziellen Mittel für aggressive psychologische Kriegführung gegen sozialistische Länder mißbraucht und sich der wiederholten flagranten Verletzung des Völkerrechts schuldig gemacht, ja, sogar größtens gegen in den USA gültige Gesetze [3] verstoßen hat.

Schon seine Entstehungsgeschichte, besonders aber die Entwicklung dieses Sendeunternehmens kennzeichnen es als Ausgeburt des kalten Krieges des amerikanischen Imperialismus. Offiziell [4] begannen die RFE-Sendungen am 14. Juli 1950 — mit einem konterrevolutionären „Anruf“ an Hörer „in der Tschechoslowakei“, die volksdemokratische Ordnung zu stürzen. Mit dem demagogischen Hinweis auf den 161. Jahrestag der Erstürmung der Bastille versuchte RFE, nationalistische „Freiheitsideale“ gegen die „sozialistischen Staaten“ in Bewegung zu setzen. Diesem Sendebeginn waren bezeichnende Tatsachen vorausgegangen. Schon Ende 1945, kurze Zeit nach Abschluß des Potsdamer Abkommens der alliierten Siegermächte über das faschistische Deutschland, als Amerikas offizielle Propaganda gezwungenermaßen einen „langdauernden Frieden mit dem sowjetischen Waffenbruder im zweiten Weltkrieg“ verhieß, bereiteten US-amerikanische Rüstungsmonopole sowie deren militärische und diplomatische Vertreter heimlich einen erneuten antikommunistischen Sturmangriff gegen die UdSSR und die anderen, gerade entstehenden sozialistischen Länder vor. US-General *Lucius D. Clay*, späterer Hoher Kommissar auf dem Bonner Petersberg, beauftragte 1946 seinen mit Rundfunkfragen befaßten Obersten *Graham L. Textor* mit der Ausarbeitung eines Planes [5], einige Sendefrequenzen des soeben wieder in Gang gesetzten Senders München in der amerikanischen Besatzungszone für antikommunistische „Emigranten-Sendungen“ bereitzuhalten und eine entsprechende Redaktion im Funkhaus München zu etablieren. Dazu mußte dieser den damaligen amerikanischen Intendanten des Senders, Hauptmann *Field Horine*, in den Geheimplan einweihen. *Horine* jedoch, ein subjektiv aufrichtiger, aus religiösen Beweggründen überzeugter Demokrat von antifaschistischer Gesinnung, der als früherer Mitarbeiter der „Stimme Amerikas“ zur Gruppe realistischer Bündnisanhänger mit der Sowjetunion gehörte, verwahrte sich entschieden gegen ein derartig verräterisches Unternehmen. Unter seiner Leitung traten in der Nachkriegsperiode hervorragende antifaschistische Rundfunkjournalisten wie *Herbert Geßner* mit aufsehenerregenden Beiträgen [6] auf. *Horine* ließ kein Komplott mit *Wlassow*-, *Henlein*- und *Horthy*-Anhängern zu. Seine Weigerung bezahlte er wenig später, im Februar 1947, mit Entlassung und Rückbeorderung in die USA.

Aber auch *Clay* und *Textor* kamen noch nicht zum Zuge. Die USA-Regierung unter Präsident *Harry S. Truman* hatte — im Besitz der ersten thermonuklearen Waffen — noch stärker auf die Politik des „atomaren Hammers“ gesetzt und glaubte, mit dem Ausbau der regierungsamtlichen „Stimme Amerikas“ ausreichende propagandistische Mittel im Äther zur Durchsetzung der amerikanischen Weltherrschaftsansprüche zu besitzen. Als die Sowjetunion jedoch die atomare Drohung der USA mit Nachdruck zurückwies und auf die jederzeitige Möglichkeit eines atomaren Gegenschlags aufmerksam machte, verstiegen sich US-amerikanische Monopolisten, Militärs und Propagandisten in blindwütigen offenen Antikommunismus. In der Zeit zwischen 1947 und 1949 schossen in den USA schätzungsweise 2000 reaktionäre Vereinigungen, Gesellschaften und Komitees aller Schattierungen wie Pilze aus dem Boden, die ein ganzes System politischer, ökonomischer, historischer, soziologischer und philosophischer Theorien sowie heimtückischer Methoden zum Kampf gegen die unaufhaltsam wachsenden Kräfte des Fortschritts, des Friedens und des Sozialismus in der Welt zurechtzimmerten. Diese Agenturen des „kalten Krieges“ erklärten entweder die „Ausrottung“ oder die „Zurückdrängung“ des Kommunismus als ihr „heiliges Ziel“. So entstand u. a. im Herbst 1949 auf Betreiben des vormaligen USA-Botschafters in Tokio *Joseph C. Grew* und unter späterer Präsidentschaft des Multimillionärs *Dewitt C. Poole* im Auftrag der antikommunistischen „Kreuzzugs“-Organisation *Crusade for Freedom* (1961 zählte sie über 21 Millionen „spendende“ Mitglieder) das *Nationale Komitee für ein freies Europa* (*National Committee for A Free Europe*, später kurz *Free Europe Committee* genannt). Schon Ende des gleichen Jahres gebar dieses Komitee einen *Ausschuß für ein Radio Freies Europa*, zu dessen einflußreichen Gründern und Gönnern u. a. US-Senator *Herbert H. Lehmann*, US-General *Dwight D. Eisenhower*, der spätere USA-Präsident, ferner der *Reader's Digest*-Verleger *Henry Both-Luce*, der Milliardär *James B. Carey* und, nicht verwunderlich, der „Ideenvater eines Emigrantensenders“ General *Lucius D. Clay* gehörten. Das „private Geschäft“ des sowohl mit amerikanischer Selbstbeweihräucherung und Völkerverhetzung betriebenen Verkaufs des *american way of life* mit Hilfe eines leistungsstarken Rundfunksenders forderte enormes Anfangskapital. Um alle dazu geeigneten osteuropäischen Emigranten, „politischen Flüchtlinge“, Exil-Regenten, Kulaken, Verräter sowie Hitler-Paktierer, Partei-Renegaten u. a. dunklen Existenzen zu sammeln und zur „Mitarbeit an Radiosendungen für ihre Heimatländer zur Befreiung vom Bolschewismus“ zu interessieren, unternahmen die Gründer des RFE-Komitees, allen voran *Clay*, fieberhafte diplomatische, personalpolitische, technisch-organisatorische und finanzielle Anstrengungen, die zur Genehmigung des Senders durch Präsident *Truman*, die Katholische Kirche, den USA-Kongreß sowie zu einträglichen finanziellen Zuwendungen seitens der größten USA-Monopole und

-Banken führten. Bezeichnend war die „Schock“-Methode großflächiger Zeitungsinserate [7], mit der *Clay* am „Gewissen der Nation“ zu rütteln versuchte und die gleichzeitig die ideologischen Methoden von RFE verdeutlicht.

„Eure Enkel werden im Kommunismus aufwachsen,
sagen die Sowjets.

Wird die sowjetische Drohung wahr?

Hat uns Gott vergessen oder wir ihn?

Freiheit, Vaterland, Tradition —

soll sich alles auflösen?

Werden die Kinder die Sowjetfahne grüßen?

Du sagst: NIEMALS!

Bist Du sicher?

Was kannst Du gegen den

Kommunismus tun?

Es gibt einen Weg:

Hilf RFE!“

Die regierungsamtliche „Stimme Amerikas“ war bei aller imperialistischen Propagandazielsetzung über fast 40 Programmsprachen immerhin an internationale diplomatische und zwischen den Alliierten vertraglich vereinbarte Übereinkünfte und Rücksichten gebunden, die jedoch den amerikanischen „kalten Kriegern“ zur lästigen Fessel geworden waren. RFE jedoch, als Privatunternehmen kaschiert, konnte offen hetzen, verleumden, Pogromstimmung anheizen und — offiziell „unabhängig“ von der USA-Regierung — seinen „privaten“ psychologischen Krieg bis zu Aufforderungen zur Konterrevolution, bis an die Grenze zum „Schießkrieg“ gegen die sozialistischen Länder betreiben. Dieser taktischen Aufgabe verdankt RFE seine Entstehung und seine gönnerhaft unterstützte Entwicklung bis heute, da RFE ein „unverzichtbares“ Element im System der imperialistischen semantischen Kriegführung gegen die sozialistische Staatengemeinschaft bildet. RFE ist durch seine personelle, organisatorische und politische Vernetzung mit Spionage der Zugehörigkeit zum Apparat der berüchtigten CIA überführt.

Die „Kreuzzügler“ hatten sich 1949 umgerechnet 12 Millionen Mark durch Spendenaktionen verschafft. Ein Jahr später verfügte *Clay* bereits über 18 Millionen Mark. Dazu kamen Gelder, die ein kongreßamtliches Schnüfflerkomitee unter dem Namen *House Un-American Activities Committee (HUAC)* durch erpresserische öffentliche Verhöre mißliebiger „verdächtiger“ Amerikaner (ähnlich dem übelberüchtigten *McCarthy*-Ausschuß, jedoch unabhängig von diesem), von denunzierten Bürgern ergaunert hatte, deren politische „Gesinnungsfehler“ sie zu finanzieller Tributbereitschaft zwangen. Dazu kamen außerdem staatliche Etatmittel: Erfundene Anlässe zu neuen Rüstungsmaßnahmen führten zu Sonderzuwendungen, die auf der Grundlage des Ausnahmegesetzes *Mutual Security Act* auch an RFE umverteilt werden konnten. Der Direktor der

Hilfsorganisation amerikanischer Bischöfe für Flüchtlinge (NCWC), Pater Flynn, plauderte 1955 in Salzburg aus der Schule: }

„Die amerikanischen Steuerzahler wissen offensichtlich nicht, daß ihre Gelder mit der Subventionierung von Radio Free Europe äußerst unglücklich verwendet werden . . .“ [8]

Dutzende Pressebeiträge über die RFE-Finanzquellen nennen texanische Ölmilliardäre, Stahl-, Auto-, Chemie-Konzerne, militante Zweckverbände wie *Minuteman*, *Ku-Klux-Klan*, *Christian Youth Corps*, *National States Rights Party*, *Defenders of the American Constitution*, *Nord Ward Citizen Committee* und Finanziere wie *Rockefeller*, *Clifford*, *Holman*, *Crittenberger* und viele andere als interessierte Förderer dieses Hetzsenders. 1967 war der RFE-Etat mit 44 Millionen Mark auf das Zweieinhalbfache seiner Anfangssumme angewachsen, heute übersteigt er die 120-Millionen-Mark-Grenze — „eine zwar schmale, aber noch solide Basis“, wie einer der RFE-Direktoren *Ernest Langendorf*, vor dem Fernsehen der BRD [9] erklärte. Das inzwischen kostspieligste Unternehmen des *Free Europa Committee* der Sender RFE in München, beschäftigt am Englischen Garten 1 in etwa 14 Gebäuden 483 Redakteure und Sprecher aus rund 150 Emigrantengruppen von über 30 Nationalitäten, dazu rund 700 rundfunktechnische Mitarbeiter (meist Westdeutsche) sowie 120 leitende Mitarbeiter (meist Amerikaner), also etwa 1300 Leute. Dazu kommen schätzungsweise 90 Experten als Nachrichtenzubringer im *Monitoring Centre* des RFE, der Mithörzentrale in Schleißheim bei München, die sämtliche sozialistischen Rundfunksendungen von informativem, aktuell-politischem Charakter mitschneiden, auswerten, katalogisieren, unbehelligt selbst von bundesdeutschen Polizeiorganen, die das drahtzaunbewehrte Gelände nicht ohne allerhöchste Genehmigung betreten dürfen. [10]

Eine umfangreiche Personenkartei von Informanten aller Art, eine ausgeklügelte Mikrofilm-„Datenbank“ aus Presse-, Rundfunk- und Fernsehberichten, eine Fernschreibzentrale, verbunden mit den bedeutendsten kapitalistischen Nachrichtenagenturen, und eine bestgesicherte Dauerverbindung mit der New-Yorker RFE-Zentrale stehen zur ständigen Produktion von diversiven Propagandasendungen zur Verfügung. Ein halbes Dutzend Meinungsforschungsinstitute in den USA, in der BRD, Frankreich und Österreich arbeiten für RFE, 20seitige Fragebögen werden auf Lochkarten übertragen und dienen der Dosierung von Hetze, Lokungen, Zweifelverbreitung . . . [11]

Der Springer-Journalist *Sikorski* vermerkte nach einer mehrtägigen Besichtigung des RFE:

„Karteien und Archive werden geführt. Mit Millionen Eintragungen. So gibt es keinen Funktionär von einiger Bedeutung, der nicht in den länderspezifischen Karteien verewigt ist . . . Alles wird festgehalten. Allein diese Tätigkeit macht Radio Freies Europa zum größten Zentrum des Wissens über die kommunistische Welt.“ [12]

Durch einen in größter Stille alljährlich bestätigten, über Jahrzehnte gültigen Staatsvertrag zwischen RFE und Bonner Regierung, zusätzlich durch ein Geheimprotokoll aus *Adenauers* Amtszeit gesichert, genießt dieses ausländische Wühlzentrum auf bundesdeutschem Territorium nicht nur praktisch unbegrenztes Gastrecht, sondern steht unter aktivem Einfluß der Bonner Regierung. Sollte Bonn dem RFE die Tür weisen, so müßte der bundesdeutsche Steuerzahler 10 Jahre lang für Regreßleistungen in Höhe von 156 Millionen DM an die Emigrantenclique in München aufkommen. Damit nimmt RFE eine in der ganzen Welt wohl einmalige Position eines Rundfunksenders ein.

Obwohl von der USA-Regierung als „nicht offizielle, nicht kompetente Privatorganisation“ deklariert, wird die RFE-Propaganda von ahnungslosen „... Hörern im Osten oft für die offizielle Meinung Amerikas gehalten, ohne jedoch an diplomatische Rücksichten gebunden zu sein, die etwa ein amerikanischer Regierungssender nehmen muß... Diese riesige Privatorganisation... hat den bedingungslosen Kampf... (RFE versteht sich als ‚Kampfsender‘)... gegen den Kommunismus als Ziel. Das bedeutet aktive Einmischung in die Innenpolitik vieler Ostblockländer, private Einmischung auch in die offizielle (west-)deutsche Ostpolitik. Hier werden Schlager und Schlagworte zu ‚Sendboten der Freiheit‘... Schlagermusik (zur ‚Verpackung‘ von Politik) füllt 40 Prozent der Sendezeit...“ [13]

Direktor *Langendorf* prahlt damit, daß RFE den sozialistischen Regierungen „einigermaßen im Magen“ liege. Die grausam-blutigen konterrevolutionären Ereignisse in der Ungarischen VR zwischen dem 23. 10. 1956 und dem 4. 11. 1956 bildeten u. a. auch ein Resultat der zu subversiven Zwecken eingesetzten RFE-Sendungen, aber schon lange vorher war RFE

„... überführt, konterrevolutionäre Aktionen gegen mehrere sozialistische Staaten geplant, vorbereitet, initiiert und versucht zu haben... (Während der Ungarn-Ereignisse wurden sogar Waffenanforderungen an RFE gerichtet)...“ [14]

Die Tatsachen bilden eine um vieles ergänzbare Beweiskette:

- Im Sommer 1953 versuchte RFE in seinen polnischsprachigen Sendungen, polnische Bürger gegen die Oder-Neiße-Friedensgrenze und gegen eine angebliche „politische Unzuverlässigkeit der Ostdeutschen“ aufzuputschen...
- Zwischen April 1954 und Februar 1956 ließ RFE über Rundfunkaktivität hinaus rund 420 000 Gasballons zwischen je 5 bis 8 m Durchmesser mit schätzungsweise 250 Millionen Hetzflugblättern in Richtung der sozialistischen Länder aufsteigen. Fehlberechnungen der Windkräfte führten zur Behelligung der Luftverkehrsinteressen u. a. auch in Schottland, Finnland, in der Schweiz, in Italien, Schweden und Österreich. Im März 1956 stürzte eine ČSA-Zivilmaschine nach Zusammenprall mit RFE-Ballonseilen ab, wobei 22 Menschen den Tod fanden...
- RFE betätigte sich insbesondere zwischen 1956 und 1968 — mehr als 12 Jahre lang — als „Kopfjäger“ der amerikanischen Menschenhändler-

- aktion *brain drain* (Gehirnentzug), indem mit Hilfe lockender Stellenangebote und Hilfsversprechungen tausende leichtgläubige Jugendliche, Studenten, Intellektuelle, industrielle und landwirtschaftliche Fachleute aus den sozialistischen „Zielländern“ abgeworben und nach der BRD, Österreich, England und den USA „vermittelt“ wurden, um die Volkswirtschaft sozialistischer Ländern personell zu schwächen . . .
- Es bedurfte nicht erst eines Hinweises des westdeutschen Nachrichtenmagazins „Der Spiegel“, Heft 22/1966, daß RFE eine Zweigstelle des zentralen Spionagedienstes der USA darstellt, aber der „Spiegel“ bestätigte immerhin schlicht, daß RFE ein „CIA-Sender“ ist, ein Unternehmen, an dessen Fingern das Blut von mehr als einem Dutzend amerikanischen Schießkriegen nach 1945 klebt. Der *Daily Mirror* unterstrich im Februar 1970, daß RFE größtenteils aus CIA-Mitteln finanziert wird . . .
 - Zwischen Sommer 1967 und August 1968 verstärkte RFE seine „schleichende Konterrevolution“ in Richtung ČSSR und unterstützte mit „Durchhalte“-Sendungen, Briefaktionen, verschlüsselten Terroranweisungen für „Widerstandsgruppen“, ja, sogar mit dem Verschicken von rund 200 transportablen Sendeeinrichtungen für Untergrundbanden die Versuche des Imperialismus, die ČSSR aus der sozialistischen Staatengemeinschaft „herauszubrechen“ . . .
 - Während der ČSSR-Ereignisse und noch viele Monate danach wirkte RFE als „geheimer Partner“ zusammen mit dem WDR Köln und dem BR München sowie in Verbindung mit dem Senderbataillon 701, einer Einrichtung der psychologischen Kriegsführung der Bundeswehr bei der gezielten Desorientierung der tschechoslowakischen Bevölkerung . . .
 - Zusammen mit dem ebenfalls in München stationierten Hetzsender *Radio Liberty* (RL), der mit 1840 kW antikommunistische Propaganda in 18 Sprachen der Völker der Sowjetunion betreibt, besteht seit 1953 — d. h. seit über 18 Jahren — planmäßige „Arbeitsteilung“ bei konterrevolutionären Sendeaktionen.

Für die Richtigkeit dieser Angaben verbürgen sich amerikanische, westdeutsche, schweizerische, österreichische tschechoslowakische, ungarische und polnische Beobachter, darunter Augenzeugen wie *Janusz Kolczynski*, der aus eigener Sicht berichtete:

„Die RFE-Sendungen sind verhältnismäßig einfach, fast primitiv. Sie beruhen auf faktologischem Erfassen von objektiven Schwierigkeiten, die zeitweise in den sozialistischen Ländern auftreten und auf Aufblähung des informativen Inhalts zu tendenziösen Kommentaren. Statt Urteile — Vorurteile, statt Gedanken — Hintergedanken, statt Hirn — Hirngespinnste, statt Sinn — Sinnentstellung . . . Das nicht abzustreitende Geschick besteht lediglich in der Verwendung einiger wahrer Tatsachen, von denen aus der echte Sachverhalt verunstaltet, ins Gegenteil verkehrt und total entstellt wird. Tatsachen dienen als Vorwand zur Lüge. Der vielbenutzte Hinweis, daß die Informationsquelle ‚angibt‘, ‚verlautbaren‘ läßt, ‚andeutet‘, ‚versichert‘, verschafft dem RFE eine Scheinobjektivität, die der unkritische Hörer im

Augenblick des Zuhörens nicht von eigentlicher Objektivität unterscheiden kann. Auf der Grundlage dieser ‚Aufrichtigkeit‘ wird z.B. offene Kritik (in sozialistischen Ländern — W. St.) umgefälscht in ‚harte Auseinandersetzungen‘ . . .“ [15]

Selbst ein Berater mehrerer amerikanischer Präsidenten wie *James William Fulbright* muß angesichts einer solchen „Kampfmethode“ monopolistischer Propagandaorgane zugeben, daß Amerikas Meinungsmacher eine *arrogance of power* strapazieren, daß sie

„. . . das Gefühl für das Maß verloren und solche internationalen Konflikte heraufbeschworen (haben), die allmählich und unvermeidlich die amerikanische Gesellschaft untergraben und die Positionen der Vereinigten Staaten in der heutigen Welt unterminieren“. [16]

Mit Recht stellen realistisch denkende Journalisten in der BRD die Frage, wie sich die *Brandt/Scheel*-Regierung gegenüber dem himmel-schreienden Paradoxon verhalten will: Eine „neue Ostpolitik“ unter Duldung der von der CIA gelenkten und finanzierten Hetzsendungen aus dem eigenen Lande? Ein faires Olympia 1972 in München, von wo aus den teilnehmenden Sportnationen eine pausenlose Feuersalve blindwütigen antikommunistischen Hasses entgegenschlägt? Die *Springer-Welt* versucht weiszumachen, RFE und RL befließigten sich inzwischen längst nicht mehr der Hetze, sondern der Sprache von „Ätherdiplomaten“ [17]. Aber diese „Ätherdiplomaten“ verhindern weiter die europäische Sicherheit, spekulieren weiter auf „Entideologisierung“ des Sozialismus, mischen sich weiter in innerpolitische Angelegenheiten sozialistischer Länder, produzieren weiter nationalistische, revisionistische, opportunistische „Ideen“, stören noch immer den sachlichen internationalen Erfahrungsaustausch und bemühen sich neuerdings um Fernsehdiversion über Satellitenrelais.

Der CDU-inspirierte *Rheinische Merkur* postulierte vor einiger Zeit:

„Die Arbeit des Senders RFE ist sicherlich nicht frei von menschlichen Fehlern. Aber der Tag, an dem die Stimmen von Freies Europa verstummen würden, wäre ein schwarzer Tag . . .“ [18]

Bezeichnend für die Bonner Politik ist, daß ihre Verantwortlichen nicht nur an politischer Taubheit, sondern an offensichtlicher Farbenblindheit zu leiden scheinen. Ein gefährliches Symptom für Leute, die das Staatsruder in der Hand haben.

Quellenangaben

[1] AP-Meldung vom 15. 7. 1970.

[2] International Radio & Television Handbook, Kopenhagen 1968.

[3] Der britische Kronanwalt D. N. Pritt verwies auf „eindeutige Verletzung internationalen Rundfunkrechts seitens der westdeutschen Bundesregierung“, einen solchen Sender auf „bundesdeutschem Territorium zu dulden“ und die Tatsache, daß damit „die USA eigene Abkommen brechen“ (u. a. Regionalabkommen vom 10. 4. 1935 mit außeramerikanischen Ländern über Unzulässigkeit von Propaganda-Sendern).

- [4] „Neue Zeitung“, Westberlin, 16. 7. 1950.
- [5] Wie sich die Bande zusammenfand, „Zeit im Bild“, Dresden, Heft 1/1957.
- [6] *Herbert Geßner*: Kommentare (Band I/II), Freitag-Verlag München 1946, Genehmigung d. amerikan. Militärreg. Nr. US-E-148.
- [7] Zum Beispiel der RFE-Spendenaufruf in „Chicago Daily News“ vom 27. 1. 1961.
- [8] „Neue Zürcher Zeitung“, vom 7. 5. 1960.
- [9] SFB — I. FS-Programm 10. 3. 1967, 20.15 Uhr, „Monitor“.
- [10] Bayerns früherer Innenminister Junker gab 1963 in einem Interview mit der „Neuen Ruhrzeitung“ zu: „Das ganze Personal dieses aus amerikanischen Quellen finanzierten Senders ist für uns eine zusätzliche Belastung, die mit normalen rechtsstaatlichen Mitteln nicht zu bewältigen ist.“ — Zitat aus „Süddeutsche Zeitung“, München, vom 22. 4. 1963.
- [11] „Konkret“, Hamburg, vom 21. 5. 1970, Nr. 11.
- [12] BZ-Westberlin vom 2. 4. 1962, zitiert bei J. Mader, Die subversive Rolle des „Radio Free Europe“, Deutsche Außenpolitik, Berlin 5/1968, S. 567.
- [13] SFB, a. a. O., siehe Fußnote 9.
- [14] *Julius Mader*: A. a. O. (s. Fußnote 12), unter Berufung auf „Der Spiegel“, Hamburg, vom 28. 11. 1956.
- [15] *Janusz Kolczynski*: In „Kultura“, Warschau, vom 8. 12. 1963, nicht autorisierte Übersetzung.
- [16] *J. W. Fulbright*: The Arrogance of Power, New York 1967, XV, p. 135 ff.
- [17] *Botho Kirsch*: In „Die Welt am Sonntag“, Hamburg, vom 23. 8. 1970.
- [18] „Rheinischer Merkur“, Nr. 40 vom 5. 10. 1956, zitiert in „Der Spiegel“, Hamburg, 49/1966, S. 5.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Laserverbindungen sind in der Atmosphäre stark von Witterungsbedingungen abhängig. Daher werden im optischen Bereich besondere Leitungen — geschlossene Lichtleiter — geschaffen. Das können gasgefüllte Rohre sein, in denen sich in bestimmten Abständen Abschnitte mit erhitztem Gas als fokussierende Linsen befinden. Vielleicht wird man auch feste Lichtfelder verwenden, die vom Licht über große Entfernungen mit minimalen Verlusten passiert werden. Schließlich könnte man in der Lichtleitertechnik auch eine von sowjetischen Physikern gemachte Entdeckung ausnutzen: Sie wiesen nach, daß sich ein Laserstrahl unter bestimmten Bedingungen in kurzen Intervallen selbstfokussiert.

Schnell gelangt man mit einem geräumigen Lift zur Aussichtsplattform oder zu den 3 übereinanderliegenden Restaurants im Moskauer Fernsehriesen. Er liegt etwas außerhalb der Stadt, im Stadtteil Ostankino. Dem Besucher bietet sich von der Aussichtsplattform ein herrliches Bild der von vielen grünen „Inseln“ durchzogenen Millionenstadt Moskau. Rundum an der Peripherie sind neue, helle Wohnhauskomplexe zu erkennen. Alles was sich da mehr als 300 m unter uns bewegt, kommt uns wie Spielzeug vor. Man tut gut daran, seine Besuchszeit so einzurichten, daß man erst den Sonnenuntergang beobachten und dann die Stadt im strahlenden Lichterglanz bewundern kann.

Der Fernsehriese in Ostankino, erbaut zum 50. Jahrestag der Großen Sozialistischen Oktoberrevolution, ist mit 533 m das höchste europäische Bauwerk. Den oberen Teil des Fernsehturms bildet eine 148 m hohe Stahlantenne. Von diesem Fernsehturm werden 5 Fernseh- und 6 UKW-Programme ausgestrahlt. Anlässlich des 20. Jahrestages der DDR im Jahr 1969 wurde im Zentrum der Hauptstadt Berlin ein UKW- und Fernsehturm seiner Bestimmung übergeben. Mit 365 m Höhe rangiert er nach dem Moskauer Fernsehturm in Europa an 2. Stelle und nach dem Empire State Building in New York (442 m) sowie dem Fernsehmast in Oklahoma (479 m) an 4. Stelle in der Welt. In 200 m Höhe ist auf den schlanken Betonschaft eine silbern glänzende Kugel von 32 m Durchmesser aufgesetzt. Über ihr erheben sich die mit roter und weißer Farbe abgesetzten Antenneneinrichtungen. Von der Aussichtsplattform in 203,7 m Höhe genießt der Besucher einen imposanten Ausblick auf das Stadtzentrum der Hauptstadt der DDR. Da ist das Rathaus, ein roter Backsteinbau, die Kongreßhalle, das Haus des Lehrers, das Haus der Elektroindustrie und nicht zu vergessen, gleich nebenan, greifbar nahe der neue Hotelriese *Stadt Berlin*.

Bald wird sich die Rangliste der Fernsehtürme in Europa erneut ändern. In der befreundeten Volksrepublik Bulgarien, in Schumen, ist der Bau eines 320 m hohen „Telespargels“ geplant. Dieser Turm bleibt 213 m unter dem Moskauer und 45 m unter dem Berliner Fernsehturm. Den

Münchener Fernsehturm wird er jedoch um 30 m überragen. Damit steht an der Spitze der Rangliste europäischer Fernsehtürme ein Dreigestirn aus der sozialistischen Staatengemeinschaft.

Auch in unserem Nachbarland, in der ČSSR, plant man den Bau eines neuen Fernsehentrums mit einem in der Mitte des Gebäudekomplexes angeordneten Fernsehturm.

Ein Blick auf die Tabelle zeigt, daß man im internationalen Maßstab 2 Ausführungsformen von Funk- und Fernsehtürmen unterscheidet: Stahlbetonmasten und Gittermasten. Die Stahlbetontürme haben gewöhnlich im oberen Teil Aufbauten mit mehreren Etagen. An diesen Aufbauten befinden sich Plattformen, die die Parabolantennen für Richtfunkverbindungen aufnehmen. Im Innern des Betonschafts sowie in den Aufbauten ist meist die „Technik“ untergebracht. Stahlbetontürme entsprechen in ihrer Gestaltung, wie die Bilder zeigen, sowohl modernen architektonischen Gesichtspunkten als auch den technischen Anforderungen der heutigen Funk- und Fernsehsendeeinrichtungen.

Die erstmalig beim UKW- und Fernsehturm Berlin gewählte Kugelform als Abschluß des Betonschafts war mit komplizierten Montagearbeiten verbunden. Die Schwierigkeiten, die der Aufbau der Kugelform mit sich bringt, werden aufgewogen durch den Vorteil, daß sie eine bedeutend geringere Angriffsfläche für den Wind bildet. Auf diese Weise konnten Material und Kosten gespart werden. Eine bemerkenswerte architektonische Gestaltung weist auch der Dresdner Fernsehturm auf. Er erhebt sich 247 m über das sächsische Land und versorgt die Kunststadt Dresden sowie ihre Umgebung mit Funk- und Fernschendungen. Außerdem ist dieser Fernsehturm, wie alle anderen, ein Teil des weitverzweigten Richtfunknetzes der DDR.

Die Entwicklung neuer Funk- und Fernsehtürme geht weiter. So arbeitet man zum Beispiel in Paris an dem Projekt für einen Stahlgittermast von 725 m Höhe. Er soll nach Fertigstellung ebenfalls der Aufnahme von Funk- und Fernsehantennen dienen. In Japan will man in naher Zukunft einen 4000 m(!) hohen Funk- und Fernsehturm erbauen. Dieser Turm wird den Fudschijama, den schneebedeckten erloschenen Vulkan auf der japanischen Insel Hondo, um 222 m überragen. Die japanischen Spezialisten konsultierten wegen dieses Vorhabens den Konstrukteur des Moskauer Fernsehturms. Der sowjetische Spezialist bestätigte die prinzipielle Möglichkeit für den Bau eines solch hohen Funk- und Fernsehturms.

Kommen wir noch einmal zu dem zweitgrößten europäischen UKW- und Fernsehturm, dem Berliner „Telespargel“, zurück. Er prägt mit seinen 26 000 t Beton und Stahl sowie der mit Nirostastahl verkleideten Kugel die Silhouette der Hauptstadt der Deutschen Demokratischen Republik. Er strahlt nicht nur die Wahrheit über das Leben und die Errungenschaften in der DDR aus, sondern kündigt auch als Bauwerk von dem Fleiß und der Schöpferkraft der Erbauer einer neuen Gesellschaftsordnung.

Zusammenstellung von Funk- und Fernsehtürmen der Erde — Auswahl —
(s. hierzu auch Vor- und Nachsatz dieses Buches)

Ort	Land	Konstruktion		Höhe in m	Fertig- gestellt	Ge- plant
		Stahl- beton	Gitter- mast			
Moskau	UdSSR	×	—	533	×	
Moskau	UdSSR	—	×	150	×	
Leningrad	UdSSR	—	×	300	×	
Berlin	DDR	×	—	365	×	
Budapest	Ungarische VR	—	×	315	×	
Dresden	DDR	×	—	247	×	
Helpterberg	DDR	×	—	200	×	
Belgrad	Jugoslawien	×	—	200	×	
Kairo	VAR	×	—	170	×	
Paris	Frankreich	—	×	321	×	
Paris	Frankreich	—	×	725	—	×
Tokio	Japan	—	×	332	×	
Tokio	Japan	?	?	4000	—	×
Wien	Österreich	×	—	252	×	
Oklahoma	USA	—	×	479	×	
Hamburg	BRD	×	—	284	×	
München	BRD	×	—	290	×	



Video-Magnetbandgeräte, die sich zum Aufzeichnen von Fernsehsendungen auf Magnetband eignen, sind in jüngster Zeit stark im Kommen. Damit muß man die Video-Rekorder in die Kategorie der Unterhaltungselektronik einordnen.

Der Betrieb eines solchen Geräts dürfte allerdings nicht ganz billig werden (Magnetband für eine Spieldauer von 45 Minuten!). Über die Technik dieser Geräte und über ihre Wandlung in Zukunft läßt sich bereits sagen, daß auch in diesem Bereich die integrierte Technik mit monolithischen ICs weitgehend zur Anwendung kommen wird.

Es ist ungefähr 5 Jahre her, seit in der Sowjetunion der erste Nachrichtensatellit *Molnija-1* auf eine Umlaufbahn um die Erde gebracht wurde. Daher ist es keine Besonderheit mehr, wenn Fernsehprogramme zwischen Moskau und Wladiwostok sowie anderen Städten ausgetauscht, Ferngespräche, Fernschreibverbindungen und Bildtelegrafiesendungen über *Molnija-1* geführt und übertragen werden. Vor kurzem wurde diesem Nachrichtensatelliten noch eine weitere Funktion übertragen: Während des Gruppenflugs von *Sojus-6*, *Sojus-7* und *Sojus-8* arbeitete der Satellit im System der Kommando- und Meßwertübertragung.

Für Nachrichtenverbindungen über einen Nachrichtensatelliten nutzt man Zentimeterwellen aus. Ein wesentlicher Vorteil der Zentimeterwellen besteht darin, daß sich in diesem Wellenbereich eine bedeutende Anzahl von Fernsprech-, Fernschreib- und Fernsehkanälen unterbringen lassen. Nachrichtenverbindungen auf der Erde sind ohne Relaisstellen jedoch nur im Sichtbereich möglich. Um dennoch über den Sichtbereich hinaus solche Verbindungen herzustellen, baut man Richtfunkstrecken über Hunderte, ja sogar über Tausende Kilometer. In dieser Hinsicht wurden durch den Einsatz von Satelliten völlig neue Möglichkeiten erschlossen. Nachrichtensatelliten, auf eine erdnahe Bahn gebracht, sind von vielen, weit voneinander entfernten Punkten auf der Erde „sichtbar“. Verwendet man den Satelliten als Relaisstelle, so erweitert sich der „Sichtbereich“ zwischen Sender und Empfangspunkt wesentlich.

Bei der Herstellung kosmischer Nachrichtenverbindungen kommt der Wahl der Arbeitsfrequenz besondere Bedeutung zu. Die elektromagnetischen Wellen müssen zwischen Nachrichtensatellit und Bodenstationen große Entfernungen überwinden. Dabei durchdringen sie die Ionosphäre, die ein Ionenplasma mit einer Dichte von mehr als 10^6 Elektronen je cm^3 bildet. Dazu kommt noch die untere Schicht der Erdatmosphäre — die Troposphäre —, die mit Wasserdampf gesättigt ist.

Bei der Wahl der Arbeitsfrequenz für kosmische Nachrichtenverbindungen strebt man minimale Verluste an Signalenergie bei der Wellenausbreitung, niedriges Empfänger- und kosmisches Rauschen, geringe

Störeinflüsse der Sonne sowie niedrigste atmosphärische und Erdrauschpegel an. Die Relaisender sollen dabei einen hohen Wirkungsgrad aufweisen und so wenig wie möglich wiegen (besonders Nachrichtensatelliten). Darüber hinaus sind scharfbündelnde Antennen mit geringen Abmessungen erforderlich. Nicht zuletzt wird die Möglichkeit eines breiten Frequenzspektrums erwogen. Ausgehend von diesen Anforderungen und Bedingungen, kam man zu dem Schluß, daß sich besonders Frequenzen im Bereich von 1000 MHz bis 10000 MHz für kosmische Nachrichtenverbindungen eignen. In Übereinstimmung mit dem Beschluß des *Internationalen Beratenden Komitees für Nachrichtenverbindungen*, der auf der X. Plenartagung im Januar/Februar 1963 in Genf gefaßt wurde, wird empfohlen, für Nachrichtensatellitensysteme Frequenzen nahe 4000 MHz und 6000 MHz zu verwenden.

Eine weitere wichtige Forderung besteht in der optimalen Wahl der Umlaufbahn; sie soll eine möglichst lange, ununterbrochene Nachrichtenverbindung zwischen den gegebenen Punkten gewährleisten. Bild 1 zeigt die Erdoberfläche. In Punkt 1 befindet sich ein Sender, in Punkt 2 ein Empfänger. Der Nachrichtensatellit in Punkt 3 arbeitet als Relaisstelle. Die Tangenten 1—3 sowie 2—3 sind gleichzeitig Linien der direkten Sicht. Ist der Nachrichtensatellit auf seiner Umlaufbahn bei Punkt 3 angekommen, dann können Funksignale in dem Kreis empfangen werden, dessen Mittelpunkt von der Projektion des Satelliten auf die Erdoberfläche mit dem Radius von diesem Mittelpunkt bis zu Punkt 1 und 2 auf der Erdoberfläche umschrieben wird.

Es leuchtet ein, daß Punkt 3 auf der 1. Umlaufbahn der einzige Punkt ist, von dem ein Signal sowohl Punkt 1 als auch Punkt 2 erreicht. Die

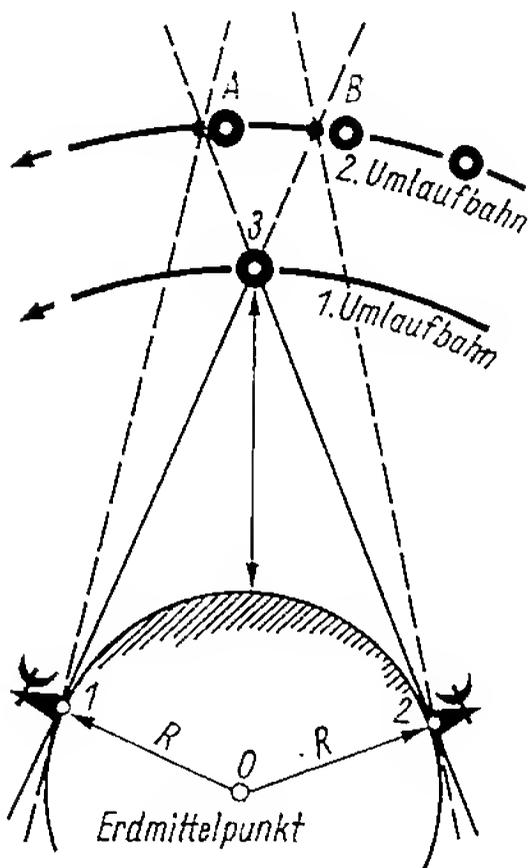


Bild 1
Schema der „Funksicht“ von Nachrichtensatelliten auf unterschiedlichen Umlaufbahnen

Nachrichtenverbindung zwischen Punkt 1 und Punkt 2 kann deshalb nur kurzzeitig möglich sein, d. h., wenn sich der Nachrichtensatellit in Punkt 3 befindet. Um die Zeit der Nachrichtenverbindung zu vergrößern, muß eine höher gelegene Umlaufbahn für den Satelliten gewählt werden (2. Umlaufbahn in Bild 1). In diesem Fall ist der Nachrichtensatellit von beiden Punkten aus so lange zu „sehen“, wie er die Strecke B—A durchläuft. Um noch größere Zeiteinheiten für eine sichere Nachrichtenverbindung zu erhalten, muß man entweder mehrere Nachrichtensatelliten einsetzen, die nacheinander die Strecke B—A durchlaufen, oder die Umlaufbahn weiter nach oben verlagern.

Die Umlaufbahnen werden ihrer Form nach unterschieden. Sie können elliptisch oder kreisförmig sein. Eine elliptische Umlaufbahn hat 2 charakteristische Punkte: das *Perigäum*, der dem Erdzentrum am nächsten liegende, und das *Apogäum*, der entfernteste Punkt. Die Winkelgeschwindigkeit des Satelliten ist im Perigäum größer als im Apogäum. Abhängig vom Neigungswinkel der Umlaufbahnen zum Äquator unterteilt man:

- Äquatorumlaufbahnen (die Fläche der Umlaufbahn fällt mit der Fläche des Äquators zusammen);
- polare Umlaufbahnen (die Fläche der Umlaufbahn steht in einem Winkel von 90° zur Fläche des Äquators);
- geneigte Umlaufbahnen.

Der Flächenneigungswinkel einer Umlaufbahn für Nachrichtensatelliten hängt von den Punkten ab, zwischen denen auf der Erde die Nachrichtenverbindung hergestellt werden soll.

Ein Satellit auf einer Äquatorumlaufbahn mit einer Umlaufzeit von genau 24 Stunden erscheint dem Beobachter als unbewegliches Objekt im Raum; man bezeichnet ihn als *stationären Satelliten*. Außer der 24stündigen Nachrichtenverbindung ermöglichen es derartige Satelliten, maximale Entfernungen zu überbrücken. Die Höhe der Umlaufbahn eines stationären Satelliten über der Erdoberfläche beträgt etwa 36 000 km. Dabei können Entfernungen bis 18 000 km überbrückt werden. Mit 3 solchen Satelliten, die sich auf einer Umlaufbahn in bestimmter Reihenfolge bewegen, läßt sich eine ununterbrochene Nachrichtenverbindung um die ganze Erde (mit Ausnahme der Polargebiete oberhalb 72° nördlicher bzw. unterhalb südlicher Breite) realisieren.

Sind ununterbrochene Nachrichtenverbindungen nicht für die ganze Erde notwendig, sondern nur für ein bestimmtes Gebiet, dann benutzt man elliptische Umlaufbahnen. Durch mehrere Nachrichtensatelliten auf solchen Bahnen lassen sich ganztägige Nachrichtenverbindungen für das vorgesehene Gebiet schaffen. Die bereits existierenden kosmischen Nachrichtensysteme bewegen sich auf Umlaufbahnen in mittleren Höhen, und zwar auf kreisförmigen oder stark elliptisch geformten. Sie werden in Abhängigkeit von den zu lösenden Aufgaben ausgewählt und gestaltet.

Die Entwicklung kosmischer Nachrichtenverbindungen begann mit Experimenten an *passiven Satelliten*. Diese erinnerten an luftgefüllte Kugeln aus einer synthetischen, mit Metall überzogenen Schicht, die elektromagnetische Wellen besonders gut reflektiert. Diese passiven Sputniks wurden von der Erde aus in zusammengelegtem Zustand aufgelassen. Hatten sie die Umlaufbahn erreicht, so blies man sie mit Gas auf. Der Bodensender strahlte diese Satelliten mit elektromagnetischen Wellen an, die die zu übertragenden Informationen enthielten. Vom Satelliten wurde ein Teil der elektromagnetischen Energie reflektiert. Ein an einem anderen Ort stationierter Bodenempfänger fing diesen Teil auf. Es zeigte sich jedoch, daß trotz bester Reflexionseigenschaften der Satelliten am Empfangsort nur ein geringer Teil der ausgestrahlten Energie ankam. Man war deshalb gezwungen, für weitreichende Nachrichtenverbindungen über passive Satelliten komplizierte Antennenanlagen sowohl am Sendort als auch am Empfangsort aufzustellen.

Heute werden kosmische Nachrichtenverbindungen über *aktive Satelliten* hergestellt und gehalten. Der Bodensender für einen solchen Satelliten benötigt weitaus weniger Energie, weil die elektromagnetischen Wellen nur die Entfernung vom Sender zum Satelliten zurücklegen müssen. Die Satellitengeräte empfangen die elektromagnetischen Wellen, wandeln die Signale um, verstärken sie und strahlen sie wieder zur Erde ab. Aktive Satelliten sind häufig kugelförmig oder zylindrisch aufgebaut. Im Innern ist die Funkelektronik untergebracht. An den Außenflächen befinden sich Antennen und Sonnenbatterien. Die Relaisstation bildet den Kern eines Nachrichtensatelliten. Bild 2b zeigt den Übersichtsschaltplan. Die Empfangsantenne nimmt die von der Erde ausgestrahlten Signale auf. Sie gelangen an den Empfängereingang (1), weiter an die Mischstufe (3), die noch eine Oszillatorfrequenz (2) erhält. Nach der Mischstufe wird im Verstärker (4) die Zwischenfrequenz verstärkt; diese ZF eignet sich nicht für eine Sendung zur Erde. Sie wird deshalb erneut in einer Mischstufe (6) mit einem 2. Oszillator (5) umgewandelt. Die HF-Signale gelangen nach der 2. Mischung an den HF-Verstärker (7), der mit einer *Wanderfeld-Röhre* arbeitet, werden verstärkt und abgestrahlt. Das gleiche geschieht mit den Schwingungen des 2. Oszillators. Sie dienen der Funkortung.

Die 2fache Mischung der Frequenz erweist sich als notwendig, damit eine gegenseitige Beeinflussung der empfangenen und der zu sendenden Signale vermieden wird. Außerdem ist die Verstärkung auf der niedrigeren Zwischenfrequenz bedeutend günstiger, auch kann der Störpegel gering gehalten werden.

Außer der Relaisstation befinden sich in den Satelliten zahlreiche Zusatzgeräte: Kommandoeinrichtungen, telemetrische Geräte u. ä. Das Kommandosystem besteht aus Empfänger und Dechiffriereinrichtung. Ein Kommando, das von der Erde in Form von Impulsserien bestimmter Reihenfolge und Länge (abhängig vom Kode) von der Antenne aufge-

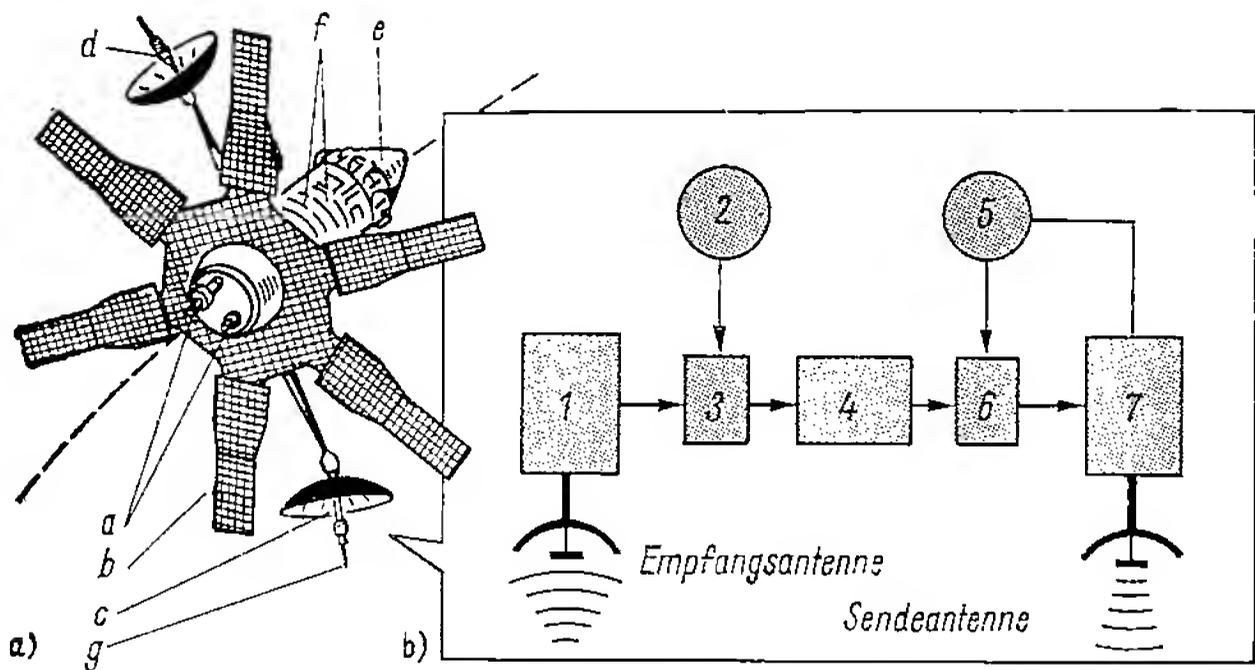


Bild 2a Allgemeine Ansicht des Nachrichtensatelliten Molnija-1;
a — Geber des Orientierungssystems, b — Sonnenbatterien, c, d — Richtantennen, e — Antriebseinrichtung für Bahnkorrekturen, f — Kühlaggregat, g — Orientierungseinrichtung für die Antenne in Richtung Erde

Bild 2b Übersichtsschaltplan der Relaisstation:
1 — Empfänger, 2 — 1. Oszillator, 3 — 1. Mischstufe, 4 — ZF-Verstärker, 5 — 2. Oszillator, 6 — 2. Mischstufe, 7 — HF-Verstärker, Wanderfeld-Röhre

fangen wird, durchläuft den Empfänger und gelangt zur Dechiffrier-einrichtung. In ihr wird das Kommando entschlüsselt und an die End-einrichtung weitergeleitet.

Das telemetrische System umfaßt Geber (abhängig von der Anzahl der zu messenden Größen), die nichtelektrische Größen (Temperatur, Druck u. a.) in elektrische Größen umwandeln.

Außerdem gehören zum telemetrischen System eine Chiffriereinrichtung und ein Sender. Signale von den Gebern werden in der Chiffriereinrichtung verschlüsselt und anschließend abgestrahlt. Das telemetrische System arbeitet ununterbrochen; es sendet äußerst unterschiedliche Informationen zur Erde. So wird der Nachrichtensatellit nach dem Start von den Bodenstationen nach den *telemetrischen Angaben* im Raum ausgemacht. Erst später, wenn die Relaisstation eingeschaltet ist, verfolgt man seine Bahn nach den Funkortungssignalen des 2. Oszillators.

Ein aktiver Satellit bildet also eine komplizierte Einrichtung, die mit den unterschiedlichsten funkelektronischen Geräten ausgestattet ist. Sie alle auf kleinstem Raum unterzubringen wurde erst durch die Mikro-miniaturisierung möglich.

Unter allen Bauelementen nimmt die *Wanderfeld-Röhre* den größten Raum ein. Der Einsatz einer solchen Röhre als HF-Verstärker ist durch den Wellenbereich bedingt. Satellitennachrichtenverbindungen werden

in einem breiten Band des Zentimeterwellenbereichs betrieben. Für Mehrkanalfernsprechverbindungen und für die Übertragung von Fernsehsignalen sind Breitbandverstärker erforderlich. Die *Wanderfeld*-Röhre hat wie alle anderen Elektronenröhren einen Glaskolben, in dem die Elektroden angeordnet sind. Abmessungen und Gewicht dieser Röhre weichen stark von den üblichen Elektrovakuumgeräten ab.

Trotz des Einsatzes von Geräten, die wenig Energie verbrauchen, erfordert ihre große Anzahl relativ viel Elektroenergie. Die Hauptenergiequelle eines Satelliten besteht aus seiner Sonnenbatterie, d. h. aus einigen tausend Silizium-Fotoelementen, die an der Außenhaut des Satelliten angebracht sind. Moderne Nachrichtensatelliten, deren Energiebedarf groß ist, sind mit besonderen Paneelen für die Fotoelemente ausgestattet. Mit einfachen Automaten lassen sich diese klappbaren Leisten ununterbrochen in eine günstige Stellung zur Sonne orientieren. Die dabei von der Batterie abgegebene Leistung steigt dadurch bedeutend.

Bei der Organisation von Nachrichtenverbindungen über aktive Satelliten kommt den Bodeneinrichtungen [1] große Bedeutung zu. Zu den Bodeneinrichtungen gehören Verbindungsgeräte, Auf- und Folgeeinrichtungen, Funkgeräte für das Senden von Kommandos an den Satelliten sowie für den Empfang telemetrischer Angaben usw.

Es gibt heute eine Reihe prinzipieller Lösungen für derartige Nachrichtenverbindungen. Eine Lösung davon ist das in der UdSSR entwickelte Nachrichtensystem mit dem Satelliten *Molnija-1* und einem Netz von Empfangsstationen mit der Bezeichnung *Orbita*. Mit diesem Nachrichtensystem kann man Programme des Schwarzweiß- und des Farbfernsehens über große Entfernungen übertragen. Gleichzeitig lassen sich eine große Anzahl 2seitiger Telefonverbindungen, Bildtelegrafieübertragungen und andere herstellen.

Bild 3 zeigt die Umlaufbahn des Satelliten *Molnija-1*. Sie ist eine stark auseinandergezogene Ellipse, in deren einem Brennpunkt sich die Erde befindet. Die Bahnneigung zum Äquator beträgt etwa 65° . Das Apogäum der Umlaufbahn liegt auf der nördlichen Halbkugel der Erde in einer Höhe von etwa 40 000 km, das Perigäum dagegen in etwa 500 km Höhe. Die Umlaufzeit des Nachrichtensatelliten beträgt 12 Stunden.

Molnija-1 umrundet während eines Tages 2mal die Erde. Beim 1. Umlauf können innerhalb etwa 9 Stunden Nachrichtenverbindungen zwischen beliebigen Punkten auf dem Territorium der UdSSR und anderen Ländern Europas und Asiens hergestellt werden. In der Zeit des 2. Umlaufs kann man innerhalb 3 Stunden Nachrichtenverbindungen zwischen dem europäischen Teil der UdSSR sowie Zentral- und Nordamerika realisieren.

Der Nachrichtensatellit *Molnija-1* hat die Form eines Zylinders, der an den Enden mit konischen Endstücken abgeschlossen ist (Bild 2a). An der Außenhaut sind 6 Paneele mit Sonnenbatterien und 2 Parabolantennen angebracht. In dem einen konischen Endstück befindet sich

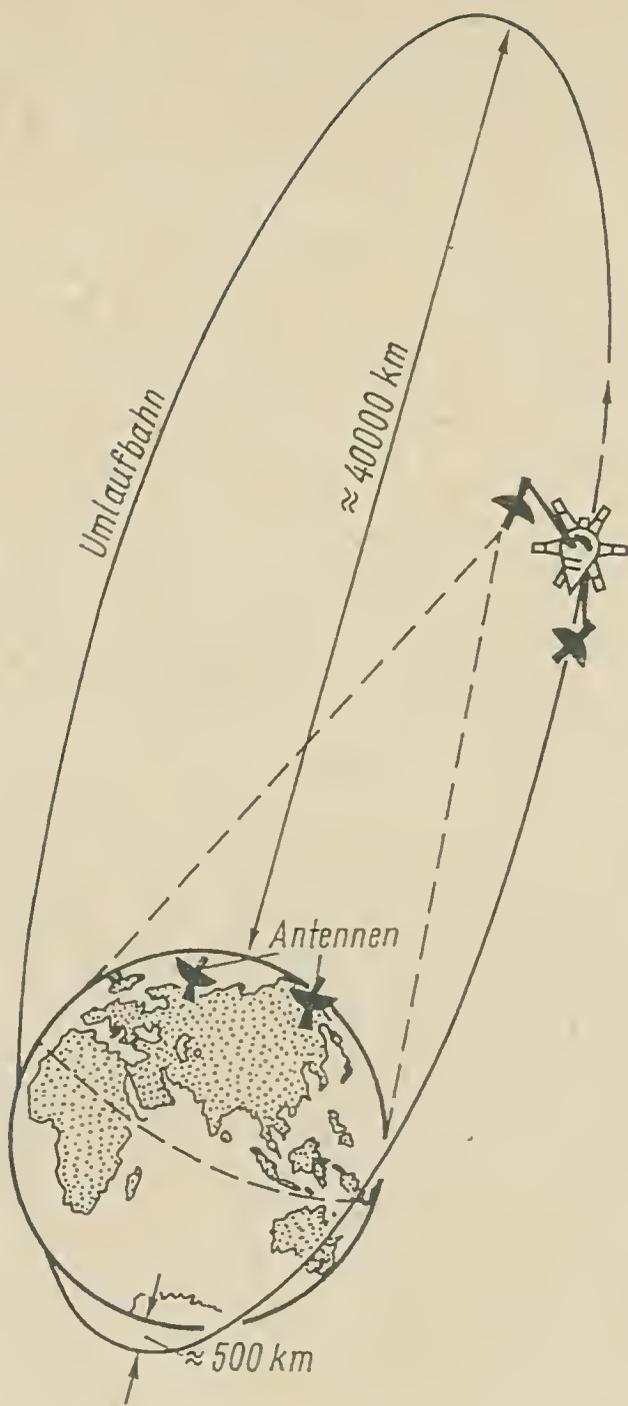


Bild 3
Umlaufbahn des Nachrichtensatelliten
Molnija-1

die Antriebsanlage für periodische Bahnkorrekturen, in dem anderen die Automatik für die Orientierung des Satelliten. Die Thermoregelgeräte sind an der Außenhaut befestigt. Zu den Bordgeräten des Satelliten gehören außer der Relaisstation, der Kommandomeßeinrichtung und dem Orientierungssystem Programmrechnergeräte, die die Bordapparatur nach einem vorgegebenen Programm oder nach Kommandos von der Erde steuern. Die Leistung des Bordsenders beträgt 40 W. Auf Grund dieser relativ hohen Sendeleistung ließen sich die Bodeneinrichtungen vereinfachen und die Stabilität der Nachrichtenverbindungen steigern. Um die Zuverlässigkeit von *Molnija-1* zu erhöhen, wurden 3 Relaisstationen installiert; 2 davon dienen als Reserve.

Die Empfangsstation vom Typ *Orbita* besteht aus einer großen Parabolantenne von 12 m Durchmesser, die auf einem runden Stahlbetongebäude errichtet ist. In dem Gebäude sind die Empfangsgeräte untergebracht. Der Reflektor der Antenne wurde aus einer speziellen Aluminiumlegierung her-

gestellt und wiegt 5,5 t, zusammen mit den Halte- und Bewegungselementen 50 t (s. [1]).

Die Entwicklung des *Orbita*-Netzes unterstreicht erneut das Streben der sowjetischen Wissenschaft, den kosmischen Raum für friedliche Zwecke und zum Wohle der Menschen auszunutzen.

In den kommenden Jahren werden Nachrichtenverbindungen mit Satelliten zum festen Bestandteil des einheitlichen automatisierten Nachrichtensystems des Sowjetlands gehören.

(Übersetzt aus „Radio“, Heft 1/1970, leicht gekürzt)

Literatur

- [1] Die Bodenstation für Nachrichtensatelliten, Elektronisches Jahrbuch 1971, S. 56—65.



*Endlich auch hier
Automatisierung!*

Einfache Suchlaufautomatik für 2-m-Empfänger

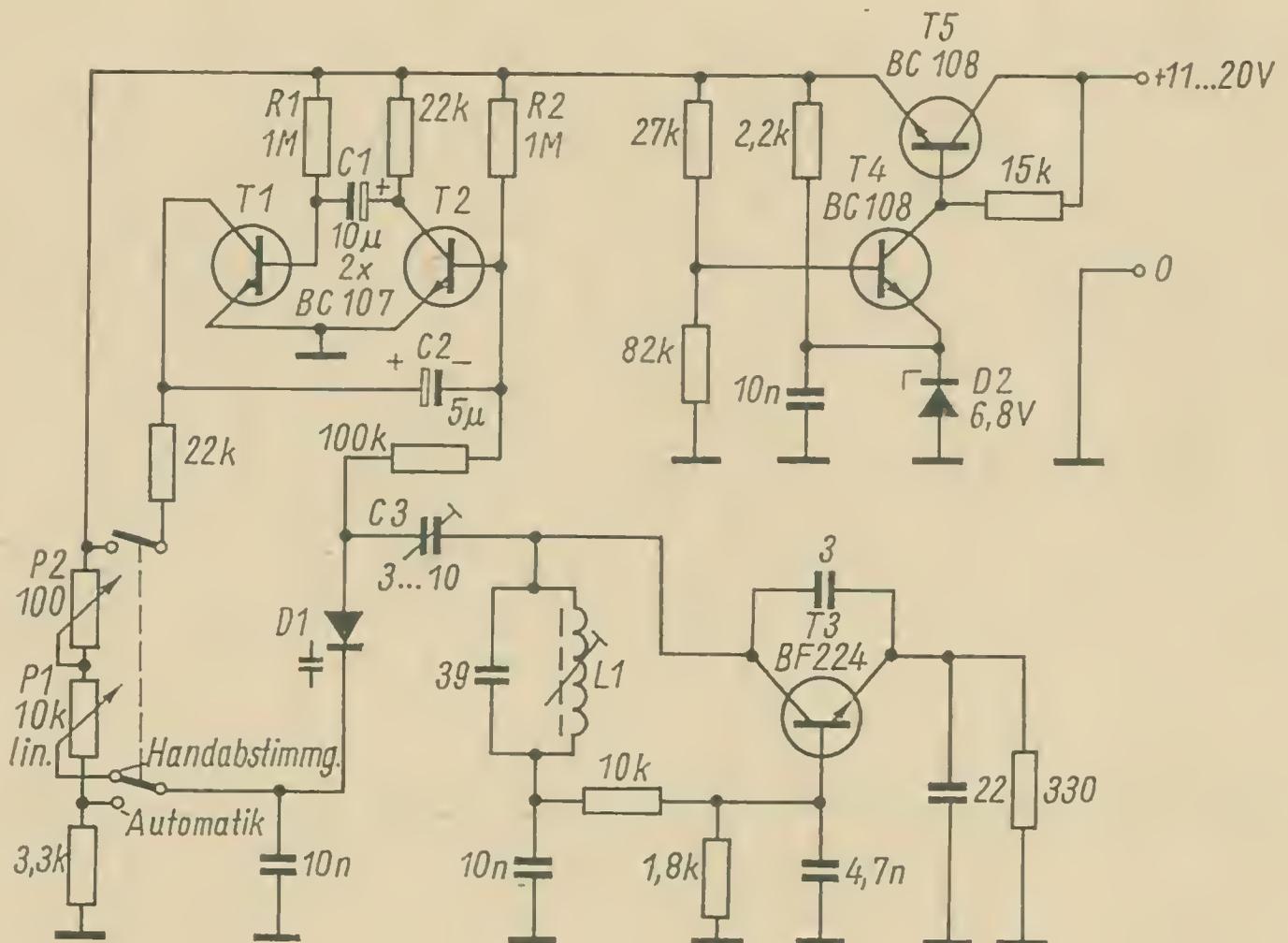
Das Absuchen des 2-m-Bandes nach Stationen läßt sich automatisieren, und man hat dann beide Hände frei für andere manuelle Arbeiten. Eine entsprechende Schaltung veröffentlichte DL 9 FX in UKW-Bereich (1969, Heft 4). Sie erfordert, daß der Empfängeroszillator auf Diodenabstimmung umgestellt wird (s. Bild-). Die Suchlaufautomatik wird von einer astabilen Kippschaltung mit T 1 und T 2 gesteuert; außerdem ist eine Stabilisierungsschaltung für die Betriebsspannung mit der Z-Diode D 2 (6,8 V) und mit den Transistoren T 4 und T 5 vorhanden.

In der Kippschaltung entsteht eine sägezahnförmige Spannung, die die Kapazitätsdiode D 1 steuert und mit ihrer Kapazitätsänderung den Empfänger-oszillator wobbelt. Die Durchlaufzeit t_2 wird durch C 2 und R 2 nach der Beziehung

$$t_2 \approx 0,7 \cdot C_2 \cdot R_2; \quad (t \text{ in s, } C \text{ in F, } R \text{ in } M\Omega)$$

bestimmt und beträgt in der gewählten Bemessung etwa 3,5 s. Nach dem Durchlauf folgt eine Verweilzeit t_1 von 7 s, die sich aus der Zeitkonstante von $C_1 \cdot R_1$ ergibt. Während der Verweilzeit wird der Oszillator nicht gewobbelt, T 2 ist durchgeschaltet, seine Basis-Spannung auf die Schwellenspannung von etwa 0,6 V abgesunken. Durch entsprechende Bemessung von C_2/R_2 und C_1/R_1 lassen sich Durchlauf- und Verweilzeit ändern. Wahlweise kann man auf Handabstimmung oder auf Automatik schalten. P 1 dient zur Handabstimmung, P 2 ermöglicht Feinabstimmung, so daß ein mechanischer Feintrieb nicht erforderlich ist. P 1 und P 2 können an beliebiger Stelle im Gerät untergebracht werden.

Als Kapazitätsdiode D 1 benutzt man BA 139, BA 121, BA 110 oder äquivalente Ausführungen (etwa 16 pF bei 2 V). Der eingezeichnete UKW-Oszillator ist für einen Schwingfrequenzbereich von 114 MHz bis 116 MHz bemessen und soll nur als Beispiel dienen.



*Akademienmitglied W. Gluschkow,
Leninpreisträger
und Staatspreisträger*

Von großer Bedeutung – kleine Elektronenrechner

Die Anwendung der elektronischen Rechentechnik in der Produktion und bei wissenschaftlichen Forschungen wurde zur objektiven Notwendigkeit. Fast jeder Zweig des „Wissenschaftsbaumes“ entwickelt sich und trägt Früchte nur bei aktivem und rationellem Einsatz elektronischer Datenverarbeitungsanlagen (EDVA). Die Mehrzahl der ingenieurmäßigen Berechnungen ist ohne sie einfach nicht mehr denkbar.

Die in der UdSSR existierenden mächtigen Rechner (hauptsächlich zur Lösung umfangreicher wissenschaftlicher und ingenieurtechnischer Aufgaben bestimmt) sind in Rechenzentren konzentriert, und für einen einfachen wissenschaftlichen Mitarbeiter oder Ingenieur ist es nicht leicht, sie zu meistern. Der Durchlaufzyklus einer Aufgabe in einem solchen Rechenzentrum besteht aus mehreren Bearbeitungsetappen – Ablochen auf einen Informationsträger (Lochkarten, Lochstreifen), Prüfen der Lochung, „Übersetzung“ in Maschinensprache, Durchführung einer Kontrollrechnung und schließlich der Rechenprozeß selbst. Sogar solch eine – hinsichtlich ihrer Arbeitsgeschwindigkeit verhältnismäßig kleine EDVA wie die *M-220*, die 20000 bis 30000 arithmetische Operationen je Sekunde ausführt, löst eine Aufgabe, die einige hunderttausend Operationen erfordert, in etwa 10 s. Zur Vorbereitung dagegen werden Stunden benötigt.

Der Hauptnachteil beim Einsatz großer EDVA besteht jedoch darin, daß bis jetzt noch kein flexibles System für den Rechenprozeß existiert. Löst z. B. der Ingenieur die Aufgabe mit Hilfe eines Rechenschiebers oder eines Tischrechners, so kann er zu einem beliebigen Zeitpunkt die Bedingungen für die Aufgabe ändern, er kann im Laufe der Arbeit Berichtigungen vornehmen. Wendet er sich an ein Rechenzentrum, dann hat er diese Möglichkeit nicht. Daher verzichtet der Ingenieur oder der wissenschaftliche Mitarbeiter oft auf die Dienste der Rechenzentren und zieht die Lösung der Aufgabe von Hand vor. Allerdings benötigt er zur Lösung einer Aufgabe mit 1000 arithmetischen Operationen auf dem Tischrechner einen Arbeitstag. Aufgaben mit einem Umfang von Zehntausenden Operationen gehen über die Möglichkeiten dieser Technik hinaus.

Zwischen den großen EDVA und den Hilfsmitteln — dem Rechenschieber und dem Tischrechner — gab es also eine Art Vakuum, das die kleinen Rechenmaschinen der Serie *Mir* ausfüllen sollen. Die Hauptforderung bei ihrer Entwicklung bestand darin, daß Spezialisten, die mit dem Prozeß der Programmierung nicht vertraut sind, sie ohne Schwierigkeiten benutzen können.

In der Rechentechnik existieren 2 Haupttendenzen, die auf dieses Ziel ausgerichtet sind. Eine davon, die bei großen Maschinen angewendet wird, besteht in der Benutzung von „Übersetzern“, d. h. von speziellen Programmen zur Übersetzung der Bedingungen der Aufgabe aus der Sprache, die der gewöhnlichen mathematischen nahekommt, in die „Sprache“ der Elektronenrechner sowie in der Schaffung sogenannter *Time-sharing-Systeme**, die eine Direktbenutzung großer EDV durch mehrere Kunden von Steuerpulten aus ermöglichen, die sich außerhalb des Rechenzentrums befinden.

Die andere Tendenz führte zur Entwicklung der kleinen Maschine *Mir-1*. Ihr ist das Programm in einer Sprache vorgegeben, die der gewöhnlichen Sprache eines Mathematikers, Ingenieurs, Technikers oder wissenschaftlichen Mitarbeiters nahekommt. Die Aufgabe wird nicht in die Maschinensprache übersetzt, sondern bleibt in der vom Menschen niedergeschriebenen Form und wird unmittelbar von der Maschine interpretiert. Die „äußere“ und die „innere“ Sprache der *Mir-1* fließen zu einer Sprache zusammen.

Daraus ergibt sich die Möglichkeit, relativ schnell Änderungen am Programm vorzunehmen; denn wenn man bei den anderen EDVA die Änderungen erst durch den Übersetzer laufen lassen und jedesmal das gesamte Programm umstellen muß, so fällt das bei der *Mir-1* weg. Es wird lediglich der Programmteil ausgewechselt, an dem Änderungen erforderlich waren.

Es ist bekannt, daß *ALGOL* (eine international universelle Sprache zur Lösung numerischer Aufgaben, in der viele Programme für große EDVA abgefaßt sind) Mathematikern geläufige Operationen wie etwa die Integration einer Funktion nicht umfaßt. Jede derartige Operation muß getrennt programmiert werden. Anders ist es bei der *Mir*. Ihrer Struktur wurde die „Kenntnis“ einer weitaus größeren Anzahl von Operationen zugrunde gelegt, als im allgemeinen für EDVA üblich. Insbesondere sind ihr die Integralberechnung, das Auffinden der Summe einer Reihe, das Produkt einer unendlichen Anzahl von Faktoren verständlich usw.; diese Operationen werden während einer sogenannten *Makrooperation* ausgeführt.

Auf diese Weise entstand ein Paradoxon:

Kleine EDVA müssen zwecks effektiver Anwendung im Vergleich zu größeren EDVA eine höhere „Intelligenz“ haben. Die Möglichkeiten großer

* Siehe hierzu Elektronisches Jahrbuch 1970, S. 64.

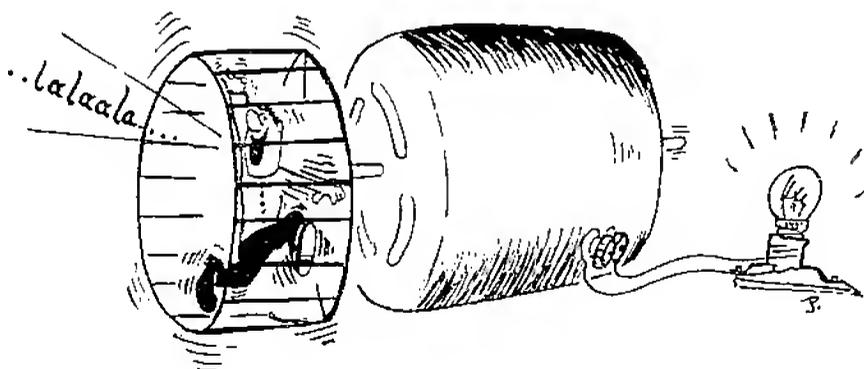
EDVA werden durch die Systeme vorher ausgearbeiteter Programme bedingt. Bei den Maschinen der Serie *Mir* liegt eine hohe „Intelligenz“ unmittelbar in der Struktur, wobei der „Intelligenzgrad“ einige zehnmal höher ist als bei großen EDVA.

Um die begrenzten Geschwindigkeiten und den verhältnismäßig geringen Speicherumfang der kleineren Maschinen durch ihre größere „Intelligenz“ zu kompensieren, fand man den Weg der sogenannten schrittweisen Mikroprogrammsteuerung. Die Einteilung in Schritte erlaubt es, den Steuerprozeß in Etappen aufzuteilen. Zuerst werden der Maschine nur die elementarsten Operationen „mitgeteilt“, dann die umfangreicheren, und schließlich sind die Möglichkeiten gegeben, komplizierte Operationen auszuführen, z. B. die numerische Integration von Funktionen. Rechengenauigkeit und Stellenzahl werden durch das vorgegebene Programm bestimmt.

Die neuen Konstruktionsprinzipien derartiger EDVA lenkten die Aufmerksamkeit ausländischer Spezialisten auf die *Mir*; z. B. wurde sie auch von der bekannten amerikanischen Firma IBM angekauft, die mehr als die Hälfte der Rechnerproduktion in der kapitalistischen Welt auf sich vereinigt hat.

Die Praxis zeigt, daß das Interesse an kleinen EDVA ständig wächst. Und das ist kein Zufall. Erstens können die Strukturprinzipien der Maschinenserie *Mir* auch bei der Konstruktion großer EDVA angewendet werden. Zweitens bringt die komplexe Verbindung großer und kleiner EDVA zu Systemen mit *Time-sharing* einen bemerkenswerten Effekt: Aufgaben, die eine kleine EDVA bewältigen kann, löst sie selbständig. Wenn jedoch die Arbeitsgeschwindigkeit oder die Speichergröße der Maschine zur Lösung einer komplizierten und umfangreichen Aufgabe nicht ausreichen, gibt sie sie an die große EDVA des Rechenzentrums weiter. So verwandeln sich die kleinen EDVA in „Augen und Ohren“ der großen Maschinen und verbinden sie unmittelbar mit den Benutzern. Die Einfachheit der Anwendung kleiner und die Schnelligkeit großer Maschinen ergänzen einander.

Wir klären Begriffe



TONGENERATOR

Rundfunkempfänger zählen seit vielen Jahrzehnten zum Inventar fast jeden Haushalts. In der Deutschen Demokratischen Republik wurden über 5,5 Millionen Rundfunkempfangsgenehmigungen erteilt.

Neben dem netzbetriebenen Heimsuper kennt man seit etwa einem Dutzend Jahren auch den tragbaren Reiseempfänger und seinen kleineren „Bruder“, den Taschenempfänger. Sie sind von der Idee her nicht neu. Doch erst die Transistorisierung ermöglichte die Entwicklung derart kleiner, leichter und trotzdem sehr leistungsfähiger *Portables* (tragbarer Empfänger). Ihr Besitz ist für den modernen Menschen beinahe selbstverständlich.

Technisch gesehen, sind die *Portables* sehr reizvoll, sie wecken die Experimentierfreude — das beweisen die vielen selbstgebauten und verbesserten Geräte dieser Kategorie. Ihre industrielle Fertigung ist in der DDR in einem Berliner Elektronikbetrieb konzentriert, im VEB Kombinat Stern-Radio Berlin, dem Leser zumindest dem Namen nach sicherlich bekannt.

Welche *Portables* werden im Berliner VEB Kombinat Stern-Radio Berlin hergestellt?

Es sind mehr, als der Käufer zunächst annehmen mag:

AM-Super R 120	in den Varianten <i>Party</i> und <i>Hobby</i> ,
AM-Super R 130	in den Varianten <i>Picknick</i> und <i>Rubin</i> ,
AM/FM-Super R 120	in der Ausführung <i>Piccolo</i> (Bild 1),
AM/FM-Super R 130	mit den Varianten <i>Camping</i> , <i>Solitär</i> , <i>Smaragd</i> und <i>Effekt</i> (Bild 2),
AM/FM-Super R 140	mit <i>Automatik</i> (Bild 3),
AM/FM-Super R 150	mit den Varianten <i>Elite</i> , <i>Elite de luxe</i> und <i>Elite super</i> .

Doch dies sind nur die Kofferempfänger. Neben ihnen fertigt man die kleinen Taschenempfänger:

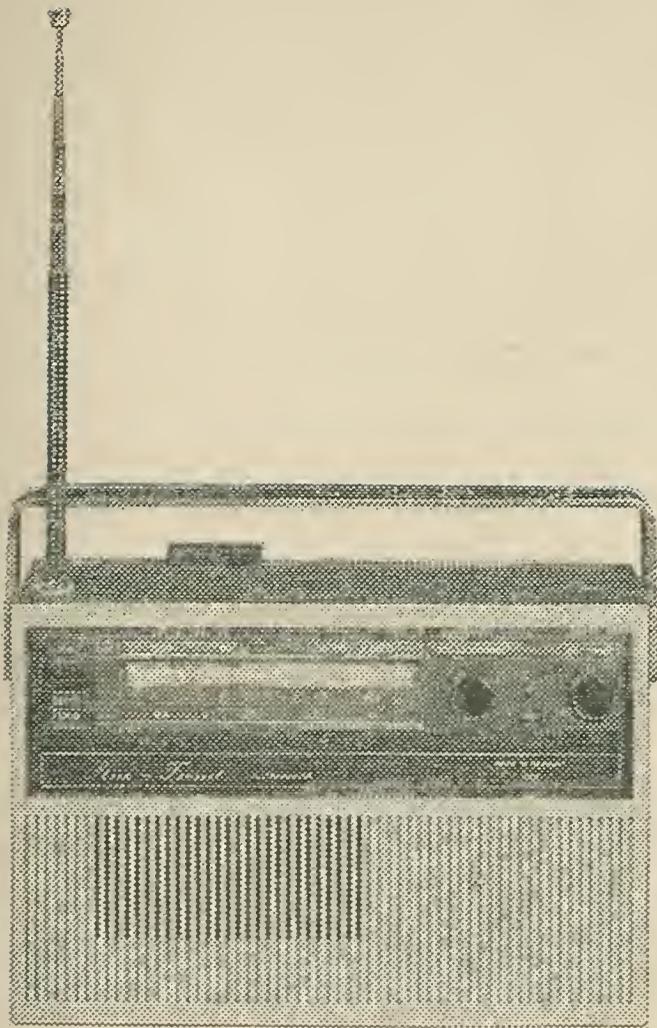


Bild 1
Kofferempfänger Stern-Favorit
(Werkfoto)

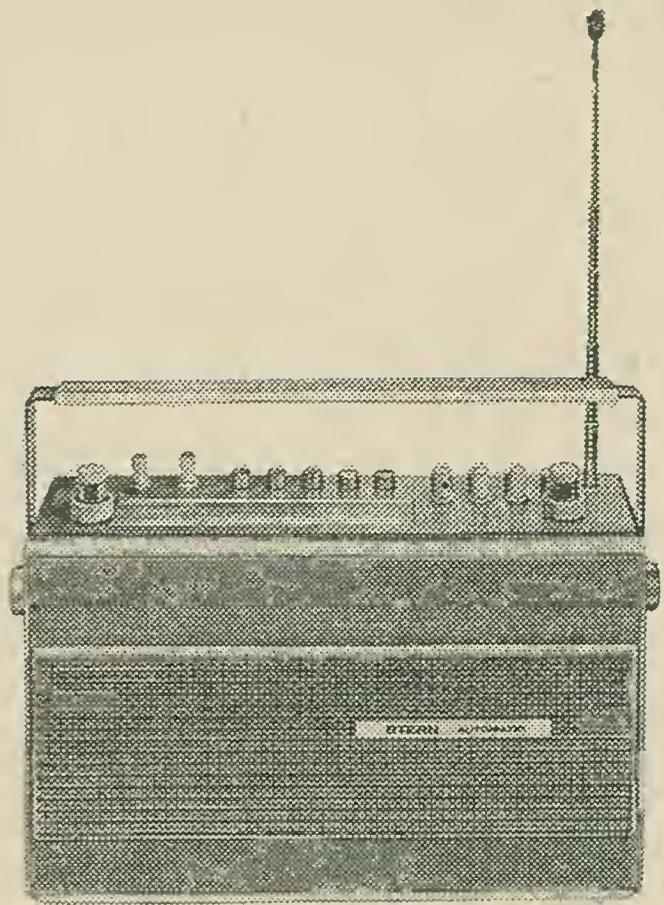


Bild 2
Kofferempfänger Stern-Effekt
(Werkfoto)

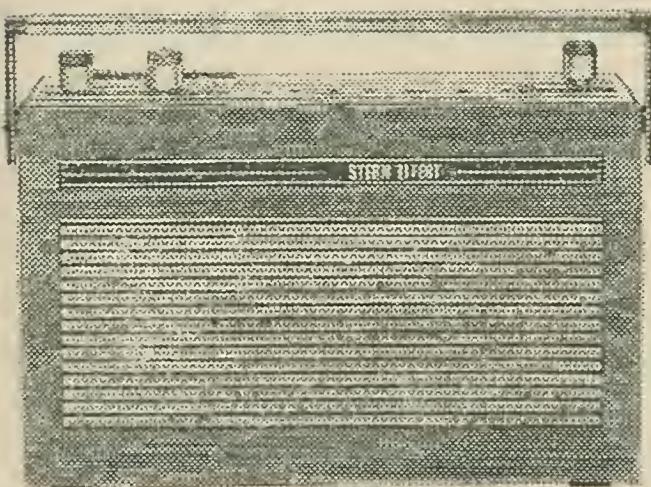


Bild 3
Kofferempfänger Stern-Automatik
(Werkfoto)

T 130 mit den Varianten *Format*, *Sport* und *Junior*,

T 110 mit den Ausführungen *Club* bzw. *Club mit Uhr*,

T 140 mit der Ausführung *Berolina* (einziger AM/FM-Taschenempfänger der Reihe).

Gehört der UKW-Bereich für den Empfang der hochwertigen Breitbandfrequenzmodulation in einen Taschenempfänger? Diese Frage war

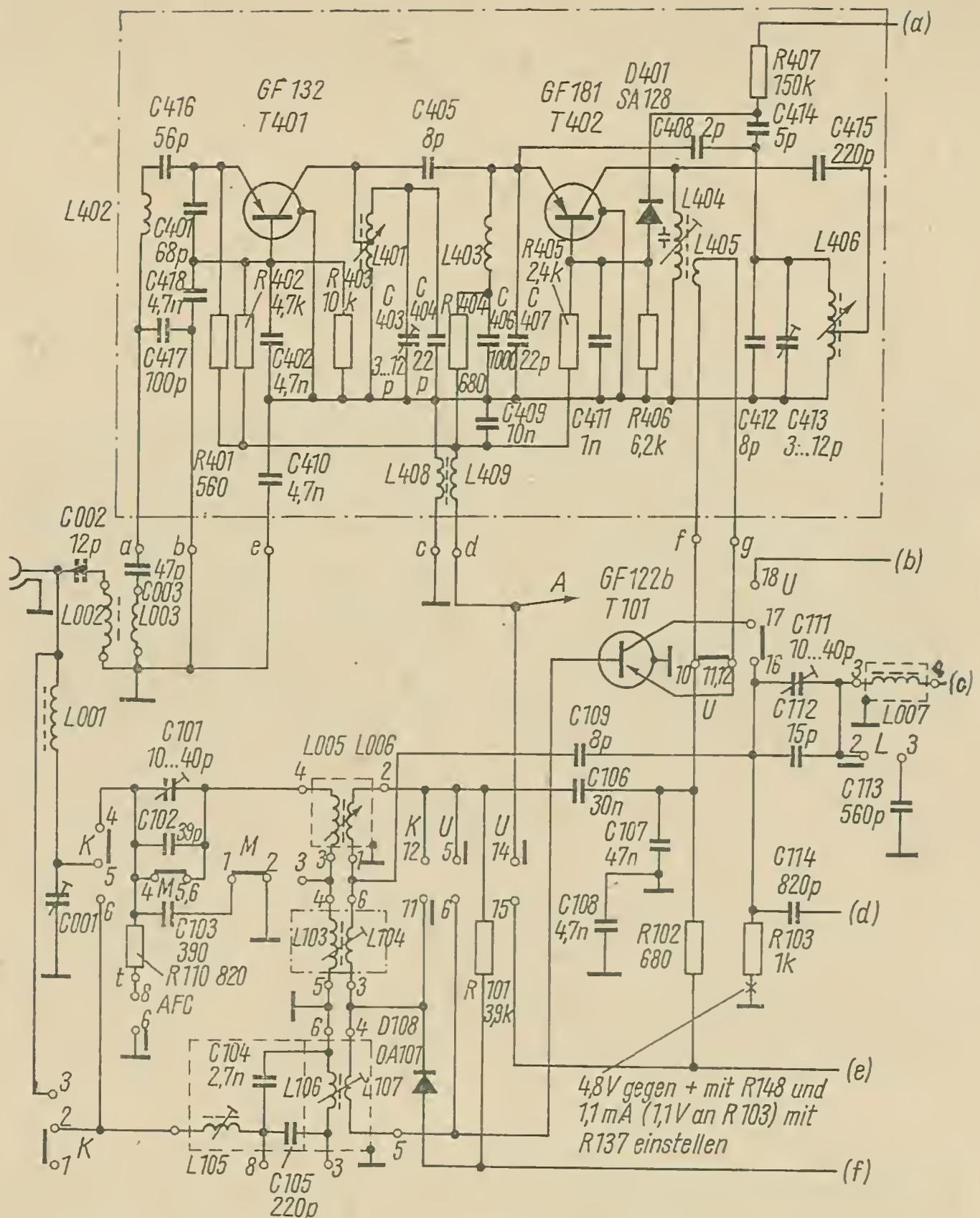
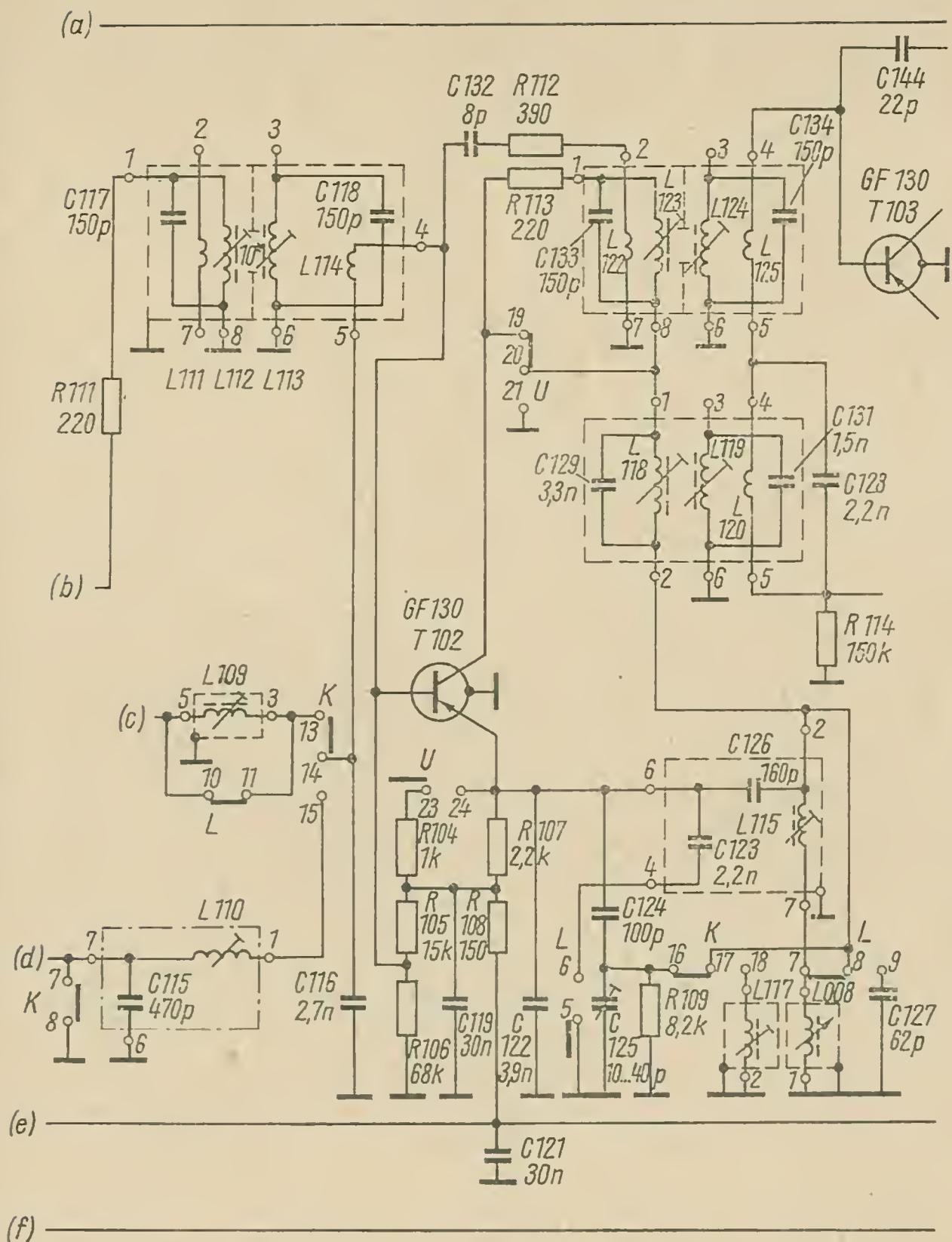


Bild 4 HF-Teil des Autoempfängers Stern-Transit

lange Zeit umstritten. *Berolina* gehört zu der neuen Gerätegattung der Kleinkofferempfänger. Man kann gespannt sein, wie sich diese Gerätegattung durchsetzen wird.

Bei den Reisesupern drängt sich dem motorisierten Leser die Frage auf: Gibt es für die Geräte eine Autohalterung, mit der man den Reisesuper zeitweilig in einen Kraftfahrzeugempfänger verwandeln kann? (Umschaltung auf „Bordlautsprecher“, Anschluß für Autoantenne, Umschaltung der Stromversorgung auf die Batterie des Kraftfahrzeugs)



Die Antwort des Herstellerwerks lautet: Nein. Keinesfalls bedeutet der Mehrzweckkoffersuper eine optimale mechanische und elektrische Lösung. Die kurze Autoantenne erfordert eine induktive Bereichsabstimmung (Variometer) anstatt der im Rundfunkempfänger üblichen kapazitiven Abstimmung mit Drehkondensatoren. Bild 4 zeigt einen Ausschnitt aus dem Stromlaufplan des AM/FM-Autosupers *Transit*, der deutlich induktive Kreisabstimmung zeigt.

Doch nicht nur elektrische Gründe sprechen gegen eine Autohalterung

bei Kofferempfängern. Eine solche müßte unterhalb des Armaturenbretts im Kraftfahrzeug angebracht sein, und zwar neben dem Platz des Fahrers. Damit wären besonders im Kleinauto die Knie des Beifahrers bei einem Unfall sehr gefährdet. Der Fahrer müßte sich relativ weit nach rechts beugen, um den Empfänger zu bedienen; auch dies kann die Unfallgefahr erhöhen. Beide Faktoren sind Argumente gegen die Autohalterung. Sicherheit vor allem! (Über den Kraftwagenempfänger wird in diesem Beitrag an anderer Stelle berichtet.)

Die Senderabstimmung des Reiseempfängers erfolgt konventionell durch Drehkondensatoren. Dagegen weisen viele Empfänger mit UKW-Bereich eine technische Besonderheit auf, die erst vor einigen Jahren diese Empfängerart eroberte: die *AFC* (*Automatic Frequency Control*) oder *Einrichtung für automatische Scharfabstimmung*.

Elektronikamateuren ist ihr Prinzip bekannt. Eine Kapazitätsdiode liegt dem Drehkondensator des UKW-Oszillators parallel. Sie erhält aus dem Verhältnisgleichrichter eine abstimmungsabhängige Gleichspannung. Nur bei korrekter Abstimmung ist diese Spannung 0. Bei Abweichungen stimmt die Kapazitätsdiode den Oszillator so weit nach, daß die Ausgangsspannung des Verhältnisgleichrichters 0 wird.

Bei allen *AFC*-Einrichtungen unterscheidet man zwischen *Halte-* und *Fangbereich*. Der Haltebereich ist der Frequenzbereich, in dem die *AFC* einen einmal korrekt eingestellten Sender „festhält“, d. h. auf seiner Frequenz abstimmt. Der Fangbereich kennzeichnet den Frequenzbereich, in den ein Sender nach Einschalten der *AFC* von dieser „eingefangen“ wird, d. h. in dem sich der Empfänger auf dessen Frequenz abstimmt. Beide Größen sind abhängig von der Antennenspannung.

Außerdem tritt folgender Effekt auf: Liegt die Frequenz eines schwach einfallenden Senders dicht neben der eines stark einfallenden, so wird es oft schwierig, den ersten einzustellen: Die *AFC* tendiert dazu, auf den stärker einfallenden Sender abzustimmen. Aus diesem Grund muß die *AFC*-Einrichtung abschaltbar sein.

Bild 5 zeigt den Stromlaufplan des Tuners, wie er in vielen Reiseempfängern des VEB Stern-Radio Berlin eingesetzt wird, z. B. im *Stern-Elite* (Bild 6). Der Tuner ist leicht zu überblicken, wenn man sich das obenerklärte Prinzip vorstellt. Bild 4 läßt auch erkennen, daß der gesamte UKW-Tuner von Masse isoliert aufgebaut ist. Die beiden Stromzuführungsleitungen sind über Drosseln geführt. Die einzelnen „kalten“ Punkte des Tuners wurden nicht getrennt an Masse geführt. Diese Maßnahmen verhindern eine unzulässig große Störstrahlung. Mancher etwas allzu „großzügige“ Amateur („Es wird schon nichts passieren...“) sollte diese Schaltungseinzelheit studieren.

Zwischen Redaktionsschluß und Erscheinen dieses *Elektronischen Jahrbuchs* wird Stern-Radio Berlin eine weitere Neuheit auf den Markt bringen: die Sendersuchlaufautomatik im Reiseempfänger, also eine technische

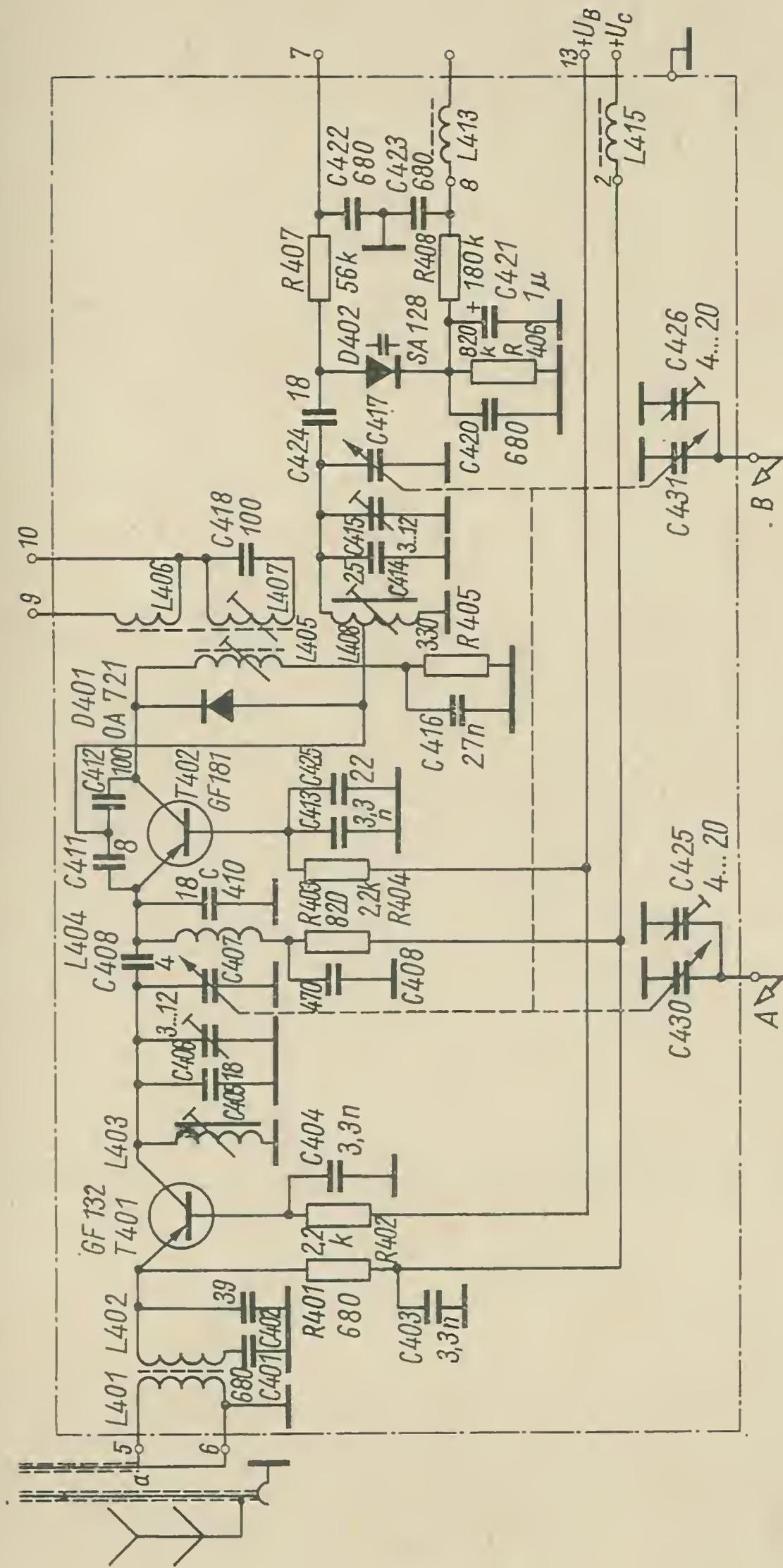


Bild 5 Stromlaufplan des UKW-Tuners mit AFC im Stern-Platte

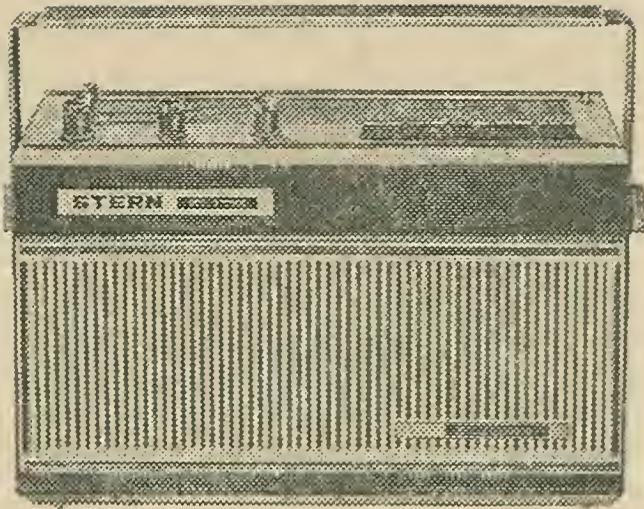


Bild 6
Kofferempfänger Stern-Elite
(Werkfoto)

Besonderheit, die unsere Elektronikamateure besonders interessieren dürfte.

Bild 7 zeigt den Stromlaufplan der Sendersuchautomatik im Empfänger *Stern-Effekt*. Parallel zu den Drehkondensatoren für Zwischen- und Oszillatorkreis im UKW-Tuner ist jeweils eine Kapazitätsdiode geschaltet. Bei Inbetriebnahme der Automatik müssen die Drehkondensatoren ihre geringste Kapazität aufweisen, d. h. völlig „herausgedreht“ sein. Dies ist am hochfrequenten Ende der Skala (≈ 100 MHz) der Fall.

An ihnen wirkt dann nur die Richtspannung des Verhältnisgleichrichters als *AFC*.

Ein Herabsetzen der Spannung an den Kapazitätsdioden vergrößert ihre Kapazität und stimmt die Kreise nach niedrigeren Frequenzen ab. Beim Einschalten der Automatik liegt die volle Ausgangsspannung des Transverters (mit T 102) über den Widerständen *R* 101 und *R* 102 über den 330-k Ω -Widerständen an den Kapazitätsdioden. Dabei wird der Kondensator *C* 101 auf diese Spannung aufgeladen.

Bei geöffnetem Transistor T 101 kann sich *C* 101 über *R* 103 durch den Transistor entladen. Die Spannung an *C* 101 und an den Kapazitätsdioden sinkt, der Frequenzbereich des UKW-Tuners wird von 100 MHz bis etwa 87 MHz durchgestimmt. Fällt während des Durchstimmens ein starker UKW-Sender ein, so liefert der Verhältnisgleichrichter eine Spannung, die durch 0 geht. Die Basisvorspannung von T 101 wird ebenfalls 0, der Transistor sperrt, die Entladung von *C* 101 ist unterbrochen, der betreffende Sender kann empfangen werden.

Wünscht man dies nicht, so wird Taste S 2 gedrückt, d. h., die Spannung aus dem Verhältnisgleichrichter ist kurzgeschlossen, der Suchvorgang setzt sich fort. Dies geschieht so lange, wie der Durchstimmvorgang dauert bzw. bis ein anderer stark einfallender Sender erneut ein Sperren des Transistors T 101 bewirkt.

Natürlich kann und soll diese kurze Beschreibung der Suchlaufautomatik keine Bauanleitung ersetzen. Es handelt sich lediglich um die Dar-

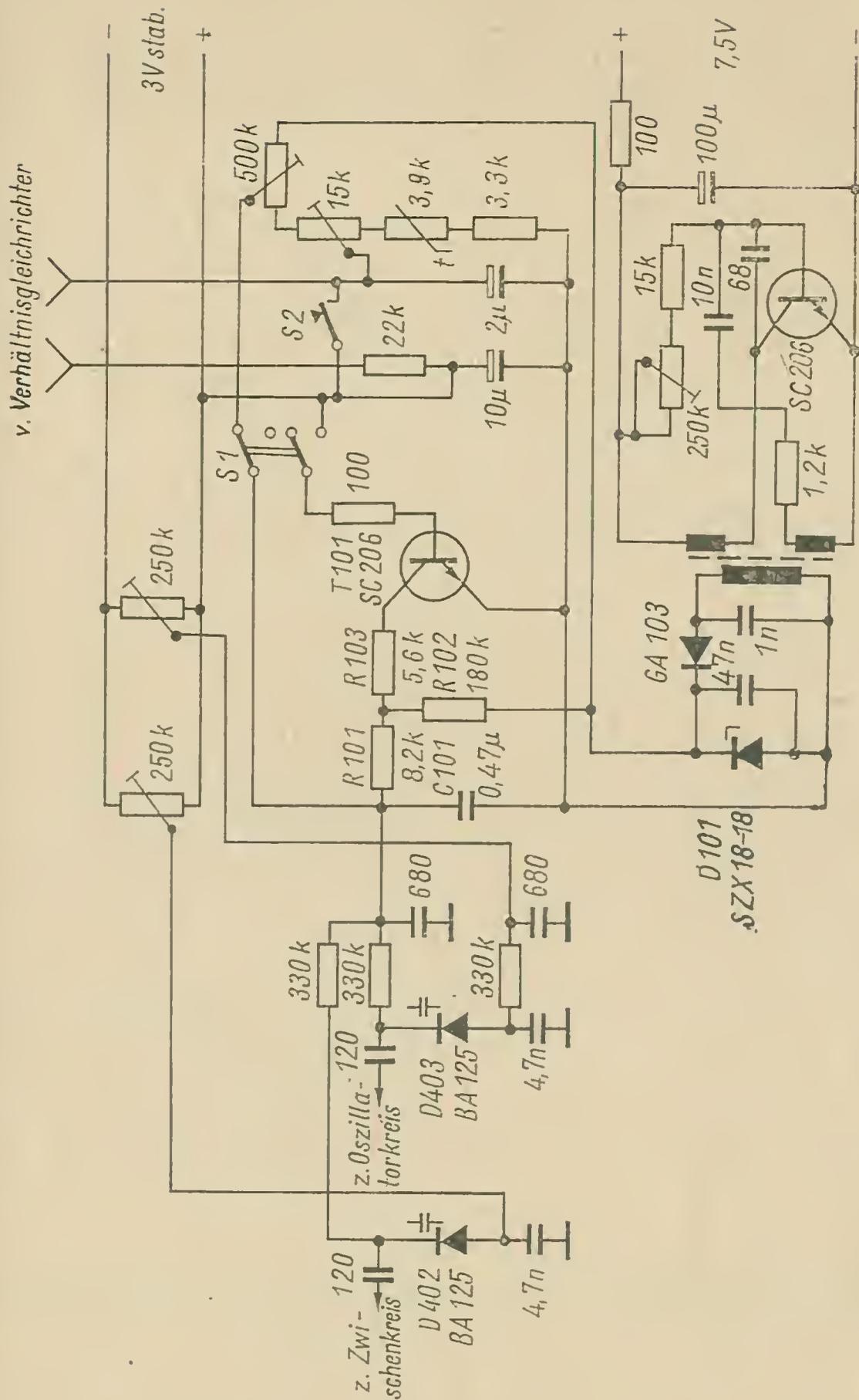


Bild 7 Sendersuchlaufautomatik im Stern-Effekt

legung einer interessanten technischen Besonderheit, die findigen Amateuren zur Anregung für eigene Experimente dienen kann.

Auch andere technische Einzelheiten der Reisesuper sind interessant. Im *Stern-Camping* ging die Entwicklung von der konventionellen Gegenakt-B-Endstufe mit Ausgangsübertrager zur eisenlosen Endstufe (Bild 8). Die Schaltung ist insofern bemerkenswert, als nur pnp-Germanium-Transistoren zur Verfügung standen. Komplementäre Transistoren,

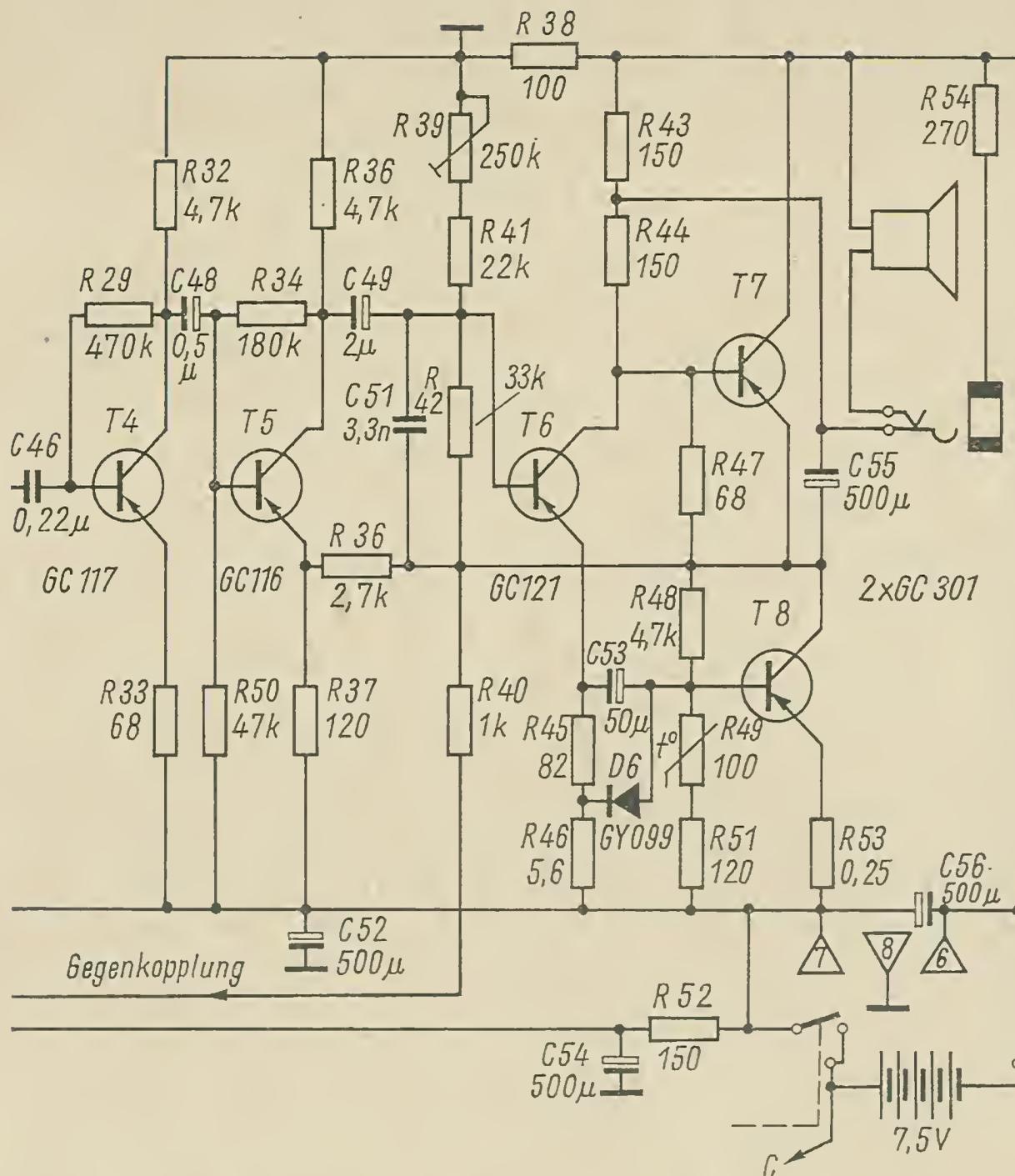
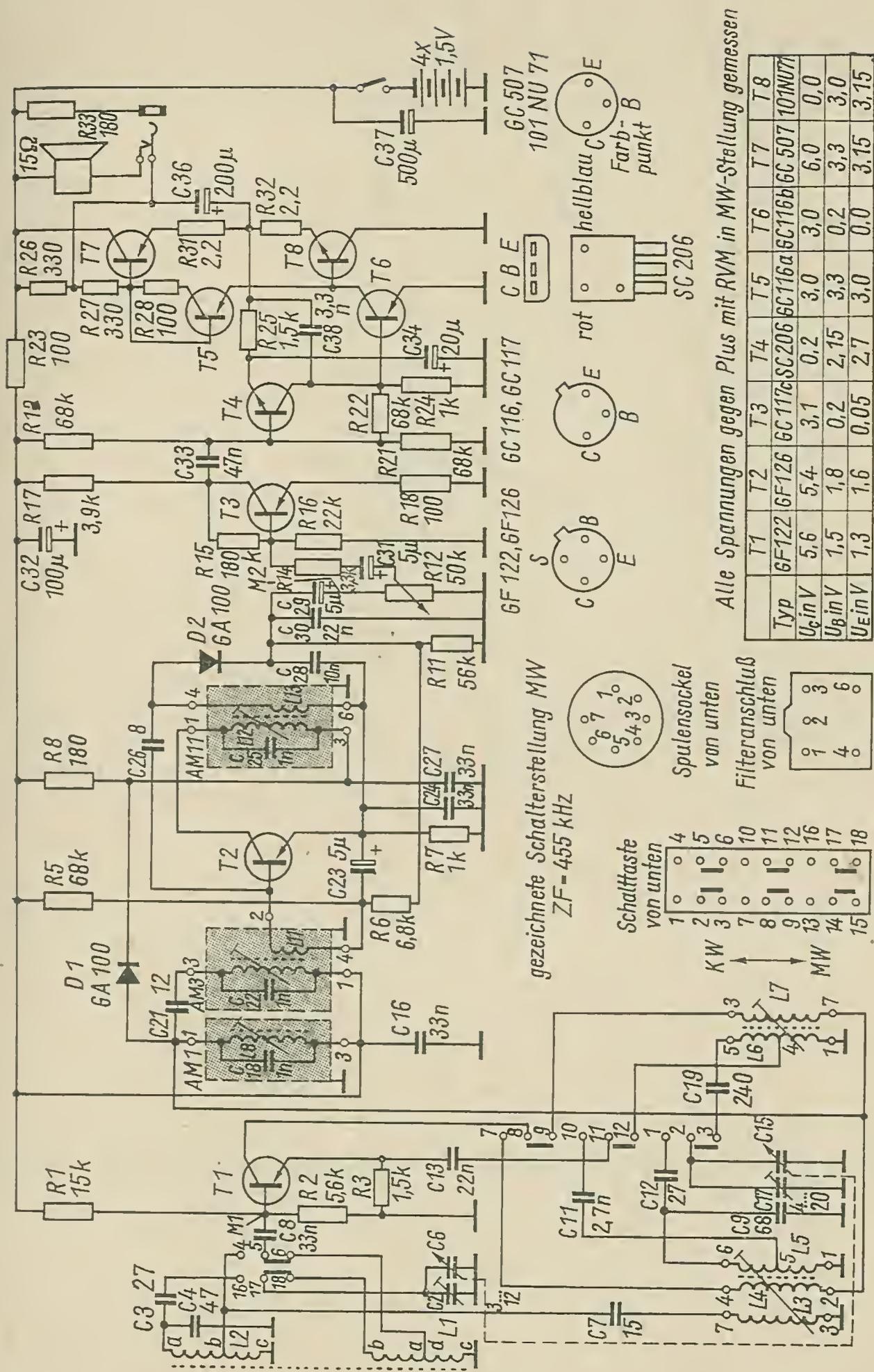


Bild 8 „Eisenlose“ Endstufe im Stern-Transit mit zwei pnp-Transistoren

wie etwa die sowjetischen Typen *P 41/MP 38* im Kleinstempfänger *Eitjud**, fehlten. Mit derartigen Komplementärtransistoren wäre die eisenlose Endstufe einfacher zu realisieren gewesen. In der DDR werden jedoch keine Germanium-npn-Transistoren hergestellt.

Im neuentwickelten *Stern-Automatik* nimmt man die UKW-Abstimmung mit Kapazitätsdioden vor. Einen Drehkondensator gibt es im UKW-Tuner nicht mehr, der übrigens einen getrennten Oszillatortransistor hat. Die Stationstasten sind besonders einfach zu realisieren: Kleine Potentiometer (für jede der 3 Stationstasten) erteilen den Kapazitätsdioden die Spannung, die erforderlich ist, um auf den gewünschten Sender abzustimmen. Mit den Potentiometern können die Tasten also „programmiert“ werden.

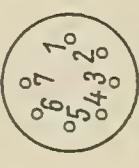
* Siehe Streng: Schaltungen sowjetischer Transistor-Rundfunkgeräte, Bd. 99 der Broschürenreihe „electronica“, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971.



Alle Spannungen gegen Plus mit RVM in MW-Stellung gemessen

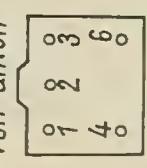
Typ	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
6F122	6F126	6C117c	6C116a	6C116b	6C116a	6C116b	6C116a	6C116b
U _c in V	5.6	5.4	3.1	0.2	3.0	3.0	6.0	0.0
U _b in V	1.5	1.8	0.2	2.15	3.3	0.2	3.3	3.0
U _e in V	1.3	1.6	0.05	2.7	3.0	0.0	3.15	3.15

gezeichnete Schalterstellung MW
ZF = 455 kHz



Spulensockel
von unten

Filteranschluß
von unten



Schalttaste
von unten

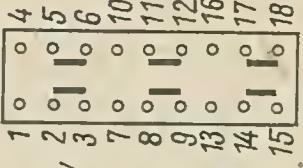


Bild 9 Stromlaufplan des Taschenempfängers T 130

Die *Stern*-Serie beweist, daß sich mit nur wenigen chassislosen Aufbauten eine repräsentative Empfängerserie herstellen läßt. Ein Chassis (oder besser: eine Leiterplatte) kann in den unterschiedlichsten Gehäusen dem Geschmack und den Bedürfnissen vieler Käufer entsprechen. So enthalten



*Bild 10
Ansicht des Taschen-
empfängers Stern-Club
mit Uhr, eine Variante
des T 110 (Werkfoto)*

die Taschenempfänger *Stern-Sport*, *Stern-Junior* und *Stern-Format* z. B. alle die gleiche Leiterplatte (Empfängertyp *T 130*), doch für den Käufer sind es 3 unterschiedliche Geräte. Natürlich werden in den Geräten weitgehend standardisierte Bauteile verwendet. Das erleichtert die Lagerhaltung von Ersatzteilen.

Die Endstufe im *T 130* wurde übrigens mit Komplementärtransistoren bestückt (Stromlaufplan des Geräts in Bild 9). Hierfür werden die Transistoren *GC 507* (pnp-Germanium) und *101 NU 71* (nnp-Germanium) aus der befreundeten ČSSR verwendet. Bild 10 zeigt das geschmackvolle Äußere einer Ausführung des *T 110* (*Stern-Club* mit Uhr).

Doch zurück zum Kraftfahrzeugempfänger. Auch er wird im VEB Kombinat Stern-Radio Berlin gefertigt. Man hat auf diesem Sektor bereits eine 10jährige Erfahrung. Neben dem Spitzengerät *A 130 Stern-Transit* (AM/FM, 13 Transistoren, 10 Halbleiterdioden, 4 Wellenbereiche, 10/12 Kreise, AFC im UKW-Bereich) soll in Zukunft der AM-Super *A 140 Stern-Coupé* (Bild 11) als Nachfolger für den *Stern-Konstant* gefertigt werden.

Äußerlich, zumindest von der Vorderseite her, gleichen sich beide Geräte. Sie passen in alle Kraftwagen unserer Industrie und werden ins Armaturenbrett eingefügt; die Bedienung ist daher handlich.

Reisesuper aus der DDR-Produktion

Gerät	<i>Spatz 58</i>	<i>Hona</i>	<i>Stern 1</i>	<i>Vagant</i>	<i>Camping</i>
Jahr	1959	1959	1959	1964	1969
Abmessungen in mm	290 × 205 × 100	295 × 205 × 100	270 × 290 × 100	266 × 160 × 81	272 × 168 × 79
Masse in kg	3,3	3,5	3,0	2,5	2,2
Kreise	6 (2)	6 (2)	6 (2)	AM: 5 (2) FM: 9 (2)	AM: 6 (2) FM: 9 (2)
Röhren	4	4	2	0	0
Transistoren	0	0	5	9	10
Bereiche	L, M 1, M 2, K	L, M, K 1, K 2	K, M, L	UK, K, M, L	UK, M, L
ZF-Bandbreite	3	4	3,7	AM: 3 FM: 120	AM: 4,6 kHz FM: 280 kHz
Paus	150	125	250	1000	500 mW
Qinput (etwa)	1,2	1,2	0,42	1,8	0,5 W
Empfindlichkeit	30 bis 60	50 bis 60	30 bis 60	FM: 0,15 pW AM: 15 bis 650	FM: 1,6 μV AM: 4 bis 60 μV

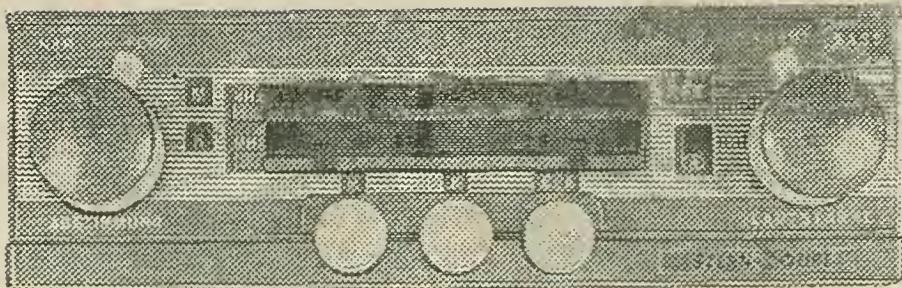


Bild 11
 Autoempfänger
 Stern-Coupé
 (Werkfoto)

Beschreibt man den Leistungsstand der modernen Transistorempfänger aus unserer Produktion, dann sollte man sich in Gedanken einmal ein rundes Jahrzehnt zurückversetzen. Damals gab es kaum transistorisierte Reise-, Taschen- und Autoempfänger, noch beherrschte die Elektronenröhre das Feld. Die technischen Daten der damaligen und der heutigen Reiseempfänger sollen verglichen werden, wobei möglichst ähnliche Empfänger ausgewählt wurden (was allerdings nur bedingt möglich war — siehe Tabelle).

Man sieht aus der Tabelle, daß die Ausgangsleistung der Reiseempfänger um das rund 4- bis 8fache stieg. Der UKW-Bereich war im Röhrenzeitalter die Ausnahme (der einzige röhrenbestückte UKW-Kofferempfänger der DDR, *REMA Trabant-UKW*, ist in der Tabelle nicht enthalten).

Einsparung an Masse und Abmessungen sind bei Reiseempfängern nicht so erheblich, wie man zunächst annehmen könnte. Dagegen stellen transistorisierte Taschenempfänger vom *Sternchen* bis zum *Stern-Club* eine völlig neue Kategorie dar, die beim röhrenbestückten Rundfunkempfänger keine Parallele hatte. Andere große Fortschritte (wie etwa ihr Bedienungskomfort) konnten in dieser einfachen Tabelle nicht berücksichtigt werden. Nur soviel für unsere jungen Leser von 1972: Automatische Scharfabstimmung (*AFC*) und Momentanskalenbeleuchtung gab es damals überhaupt nicht im Koffersuper; auch die Klangblenden z. B. wurden inzwischen bedeutend verbessert.

Noch erreichte die Reisesuperentwicklung keinen endgültigen Abschluß. Der VEB Kombinat Stern-Radio Berlin nimmt bei der Entwicklung und dem Bau von Portables und Autoempfängern innerhalb des RGW einen bedeutenden Platz ein. Hier verpflichtet ein guter Ruf!

Ein kleiner Blick in die Entwicklung eines großen Betriebs — der Verfasser dankt den Kollegen des VEB Kombinat Stern-Radio Berlin herzlich für ihre freundliche Mithilfe.

Literatur

Pohl, E.: UKW-Autoempfänger Stern-Transit; radio fernsehen elektronik 18 (1969) 1, S. 15—18 u. 21—22.

Rathmann, K.: Stern-Sport — Stern-Junior — Stern-Format, drei Varianten des Taschenempfängers Typ T 130; radio fernsehen elektronik 19 (1970) 10, S. 339 u. 340.

Service-Information 98/1967; VEB Stern-Radio Berlin

Erfahrungen mit der HF-Stereofonie

Hans-Peter Kirchhoff

Dieser Beitrag soll einige praktische Erfahrungen beim Bau transistorisierter Stereorundfunkempfänger mitteilen. Im Vergleich zum Eigenbau von Monoempfängern sind beim Eigenbau von Stereoempfängern mehr und kompliziertere Probleme zu beachten. Stereorundfunkempfänger bestehen im HF-Teil aus den Baugruppen UKW-Tuner, FM-ZF-Verstärker und Stereodekoder (Bild 1). Besonders hinsichtlich der Klangreinheit

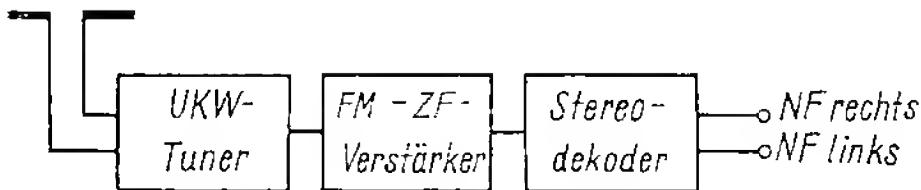


Bild 1 Die HF-Baugruppen eines Stereo-Rundfunkempfängers

(geringer Klirrfaktor) müssen hohe Forderungen gestellt werden, damit die Vorzüge der Stereofonie zur Geltung kommen und nicht etwa durch zu starkes Rauschen wieder zunichte gemacht werden. Bevor die Konzeption für einen Stereoempfänger ausgearbeitet wird, muß man sich darüber klar sein, welche Sender man überhaupt empfangen will. Folgende Tatsachen schränken den Versorgungsbereich bei Stereobetrieb stark ein. Nach [1] wird der Nachrichteninhalt des zu übertragenden Signals bei Stereobetrieb verdoppelt, wobei die Bandbreite der ZF praktisch konstant bleibt. Informationsinhalt und Rauschabstand lassen sich austauschen. Das ergibt eine Verstärkung der Störspannung, bzw. man muß mit größeren Empfangsfeldstärken arbeiten, um die gleiche Übertragungsqualität wie bei Monoempfang zu erzielen. Das Stör-/Nutz-Signalverhältnis verschlechtert sich beim Umschalten von Mono- auf Stereobetrieb bei idealer Begrenzung um etwa 22 dB.

Tuner

Der Tuner hat die Aufgabe, das von der Antenne gelieferte Signal zu verstärken sowie auf die Zwischenfrequenz umzusetzen (meist 10,7 MHz). Wie bereits erwähnt, ist für den Stereoempfang ein größeres Eingangs-

signal notwendig, um für jeden Kanal die gleiche Qualität wie beim Empfang einer Monosendung zu erreichen. Sollen jedoch schwächer einfallende Sender noch sauber empfangen werden, so muß die 1. Vorstufe des UKW-Tuners hohe Verstärkung bei geringem Rauschen aufweisen. Es sollten daher zweckmäßig die Transistoren *GF 146*, *AF 106*, *AF 139* oder *AF 239* eingesetzt werden (um nur einige bekannte Transistortypen zu nennen). Man verwendet günstiger einen Transistor mit hoher Stromverstärkung als einen mit sehr niedriger Stromverstärkung (< 20) und besserem Rauschverhalten. Eine etwa gleichwertige Lösung bieten 2 HF-Vorstufen. Sie ist deshalb als gleichwertig zu bezeichnen, weil eine geringfügige Verbesserung des Rauschverhaltens meist andere Nachteile, z.B. Übersteuerung der Mischstufe und Kreuzmodulation, nach sich zieht.

Viele Mischstufen arbeiten in einer selbstschwingenden Schaltung, die ein günstiges Verhältnis zwischen Aufwand und Nutzen aufweist. Nachteilig sind bei ihr die geringe Übersteuerungsfestigkeit sowie bei stark einfallenden Sendern eine Modulation des Oszillators. Deshalb verwendet man in anspruchsvollen Empfängern eine Mischstufe in Emitter- oder Basisschaltung sowie einen getrennten Oszillator. Diese Schaltungen erweisen sich als wesentlich stabiler und übersteuerungsfester. In der Mischstufe ist es zweckmäßig, mit einem Stecksockel mehrere Transistoren auszuprobieren, um den besten Kompromiß zwischen hoher Mischverstärkung und guter Übersteuerungsfestigkeit zu ermitteln. Die Mischstufe wird mit einem 2kreisigen Bandfilter abgeschlossen, das die Bandbreite der ZF nicht einschränkt (falls das doch eintritt, schaltet man parallel zu den Induktivitäten Widerstände zur Bedämpfung). Bei der zunehmenden Senderdichte im UKW-Bereich ist eine hohe HF-Selektion erforderlich, damit keine Nachbarkanalsender das Differenz- und Summensignal des Nutzsenders stören. Eine derart hohe Selektion erreicht man durch eine größere Anzahl von Schwingkreisen. Die dafür benötigten Schwingkreiskapazitäten sind z.B. Mehrfachdrehkondensatoren, mechanische Kombinationen von Einfach- und Zweifachdrehkondensatoren oder Kapazitätsdioden (diese elektronische Abstimmung ermöglicht außerdem Festsendertasten). Als einfachste, mechanisch stabile und preisgünstige Lösung erwies sich die Kombination von 2 Zweifachdrehkondensatoren.

Ausschlaggebend für die Konstruktion sind nach Berücksichtigung der obengenannten Faktoren die geforderte Stabilität, die Empfangsbedingungen sowie die — finanziellen Möglichkeiten!

Als guter Kompromiß hat sich ein Tuner erwiesen, der eine Vorstufe in Basisschaltung, eine Mischstufe in Basisschaltung sowie einen getrennten Oszillator hat. Die 3 selektiven Kreise werden mit einem Dreifachdrehkondensator abgestimmt. Eine derartige Schaltung weist z.B. der Stereoempfänger *transstereo* (s. Bild 2) auf.

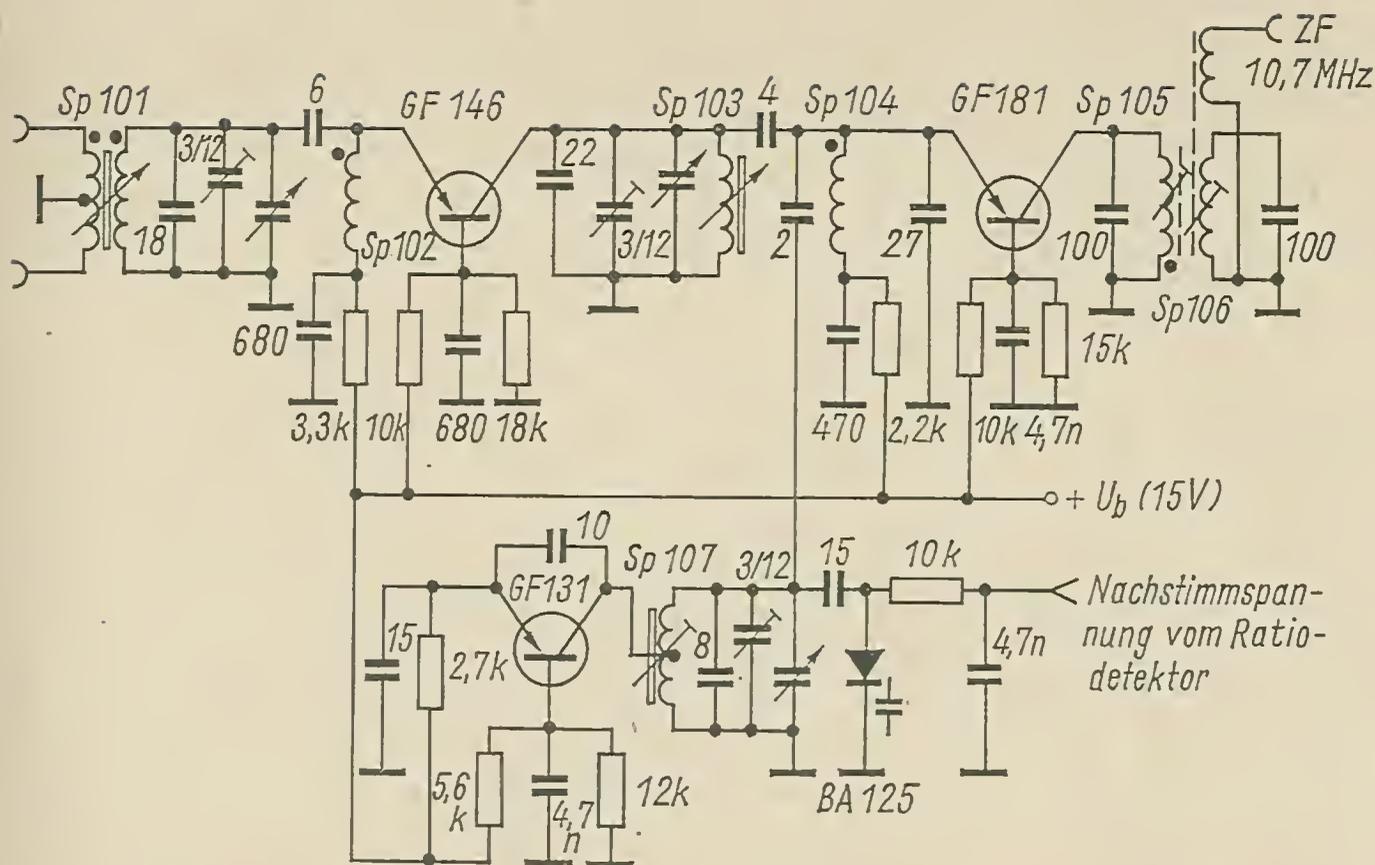


Bild 2 Schaltung des UKW-Tuners des Stereorundfunkempfängers transstereo (VEB Kombinat Stern-Radio Berlin, Betrieb Stern-Radio Sonneberg)

Um einen Empfang auf Trägermitte zu gewährleisten, ist eine AFC-Schaltung* vorzusehen. An Stelle der elektronischen Nachstimmung durch eine Kapazitätsdiode kann diese auch mit einem Reaktanztransistor realisiert werden. Dadurch entsteht eine einfache NF-Verstärkerstufe, wobei man die Änderung der Sperrschichtkapazität bei einer Spannungsänderung ausnutzt. Sehr kritisch ist die mechanische Konstruktion eines Tuners, die einige praktische Erfahrungen voraussetzt. Der weniger Aufbauversierte sei daher auf einige Fehler hingewiesen, die auftreten können. Wichtig sind kurze Verdrahtung und optimale Anordnung der Leiterzüge. Befinden sich Induktivitäten und Drehkondensator auf einer Leiterplatte, so können sie meist direkt verdrahtet werden. Besonders Masseverbindungen sollten extrem kurz sein. Es empfiehlt sich, schon beim Entwurf darauf zu achten, daß genügend große freie Flächen auf der Leiterplatte für das Massepotential vorgesehen werden und daß, soweit möglich, keine dünnen Masseleiterzüge auftreten.

Die Massepotentiale einer einzelnen Leiterplatte erdet man nur an einem Punkt, der sich nahe dem letzten Transistor in Reihenfolge der Verstärkerstufen befindet. Die einzelnen Stufen trennt man durch geerdete Bleche, damit sich bei hoher Verstärkung die Schwingneigung verringert.

Der gesamte UKW-Tuner ist allseitig abzuschirmen und mit Durchführungskondensatoren für die Zuleitungen zu versehen. Diese Punkte

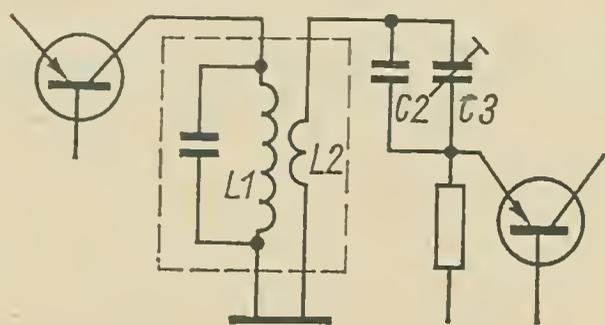
* Siehe Beitrag „Sterne“, S. 50.

sind unbedingt zu berücksichtigen, da sich sonst Kreuzmodulation oder Einstrahlung von Oberwellen aus der ZF bzw. aus dem Stereodekoder im Vergleich zum Monoempfang verstärkt als Störungen bemerkbar machen. Die Ursache dafür liegt darin, daß Störungen im Bereich des Differenzsignals (23 kHz bis 53 kHz) im Stereodekoder in den hörbaren Bereich umgesetzt werden.

FM-ZF-Verstärker

Der wesentliche Unterschied eines für den Stereobetrieb geeigneten FM-ZF-Verstärkers gegenüber älteren Schaltungen liegt in der Bandbreite, einer guten Amplitudenbegrenzung sowie einer hohen Selektion. Die notwendige Bandbreite von etwa 200 kHz erreicht man durch spezielle Bandfilter oder durch mit Widerständen bedämpfte Filter bei Verstärkerstufen in Emitterschaltung. Die erhöhte Bandbreite bei ZF-Verstärkern in Basischaltung ist eine Folge der Anpassung der Filter an die Stufen, da diese einen niedrigen Eingangswiderstand und einen hohen Ausgangswiderstand haben. Besteht die Möglichkeit der exakten Berechnung der Emitterstufen nicht, so sei dem Amateur empfohlen, einen FM-ZF-Verstärker in Basischaltung aufzubauen.

Der Demodulator muß linear bis 53 kHz arbeiten. Die Verstärkung im ZF-Teil soll so hoch sein, daß schwache einfallende Sender noch genügend begrenzt werden. Andernfalls nehmen Störgeräusche beim Stereoempfang stark zu. Allgemein genügen 5 ZF-Stufen in Basisschaltung oder 3 bis 4 ZF-Stufen in Emitterschaltung für diese notwendige Begrenzung. Eine hohe Selektion erreicht man durch 2kreisige Filter. Da Berechnung dieser Schaltung und Abgleich der Filter jedoch umfangreich sind, zeigt Bild 3 eine einfache Lösung, wie ein 1kreisiges FM-Bandfilter als 2kreisiges Filter genutzt werden kann. L_2 und C_2 arbeiten als Reihenschwingkreis



*Bild 3
Erweiterung eines 1kreisigen FM-Filters
mit Koppelspule zum Zweikreisbandfilter*

und erhöhen die Selektion. C_3 und L_1 sind veränderbar zum Abgleich auf die ZF. Vor dem Ratiodektektor kann man eine Kollektorstufe vorsehen, um Rückwirkungen zu vermeiden. Die Anwendung der Kaskodeschaltung im ZF-Verstärker für den Stereoempfang ist möglich, hat sich aber nicht durchgesetzt.

Stereodekoder

Bekannte Arten des Stereodekoders sind der Hüllkurvendekoder (45 dB Übersprechdämpfung) und der Schalterdekoder (40 dB Übersprechdämpfung). Da jedoch das Rauschverhalten des Schalterdekoders besser ist, setzt man — sollen entferntere Sender noch sauber empfangen werden — zweckmäßig diesen ein.

Im Dekoder wird der 19-kHz-Pilotton verdoppelt, anschließend verstärkt und dann zur phasenrichtigen Wiedergewinnung des Differenzsignals bzw. der Stereokanäle benutzt. Die Schwingkreise bestehen aus

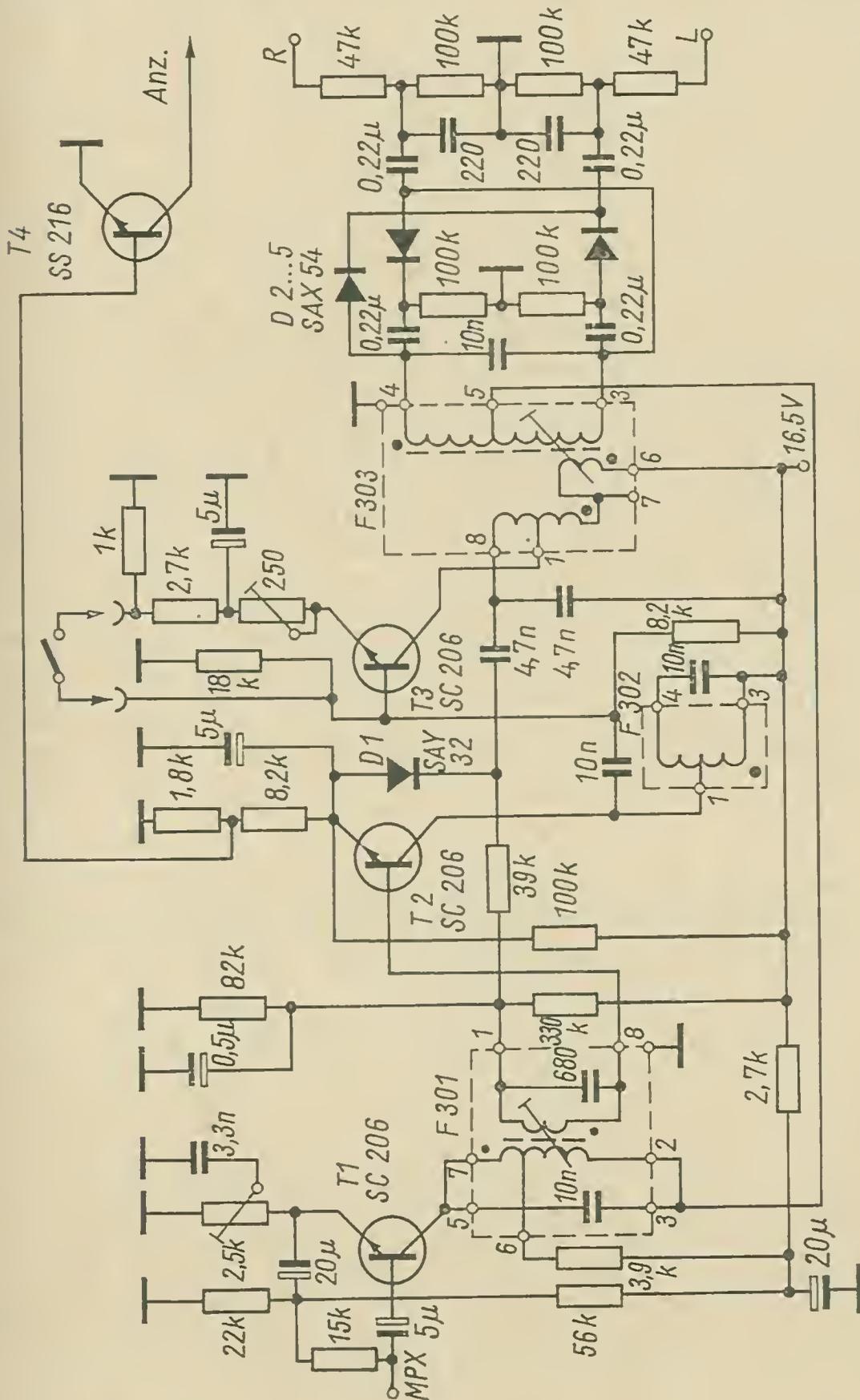


Bild 4 Schaltung destypisierten Stereodekoders SD 1 von RFT, der mit Si-Miniplast-Transistoren bestückt ist

Spulen auf Schalenkernen und Parallelkondensatoren. An die Kondensatoren sind erhöhte Forderungen hinsichtlich Temperaturstabilität zu stellen, die allgemein nur von Styroflex- oder Duroplastkondensatoren erfüllt werden.

Die Dioden für die Frequenzverdopplung sollten Pärchen sein, da in den meisten Schaltungen eine Korrektur der Phasenlage nur in begrenztem Maß durch Regelwiderstände möglich ist. Um einen linearen Frequenzgang zu erreichen, muß man den Dekoder richtig belasten. Bei einer zu niederohmigen Last ist es sonst möglich, daß die 19-kHz- bzw. 38-kHz-Träger in den nachfolgenden Verstärker eindringen. Das macht sich besonders beim Anschluß an Magnetbandgeräte störend bemerkbar, da dort eine Mischung des Hilfsträgers mit der Löschfrequenz Mischprodukte im hörbaren Bereich erzeugt. Sollten trotzdem Störungen (Pfeifen) auftreten, so genügt meist die Parallelschaltung eines kleinen Kondensators an den Verstärkereingang des Magnetbandgeräts. Andernfalls müssen dem Dekoder Filter zum Ausziehen der 19-kHz- und 38-kHz-Träger nachgeschaltet werden.

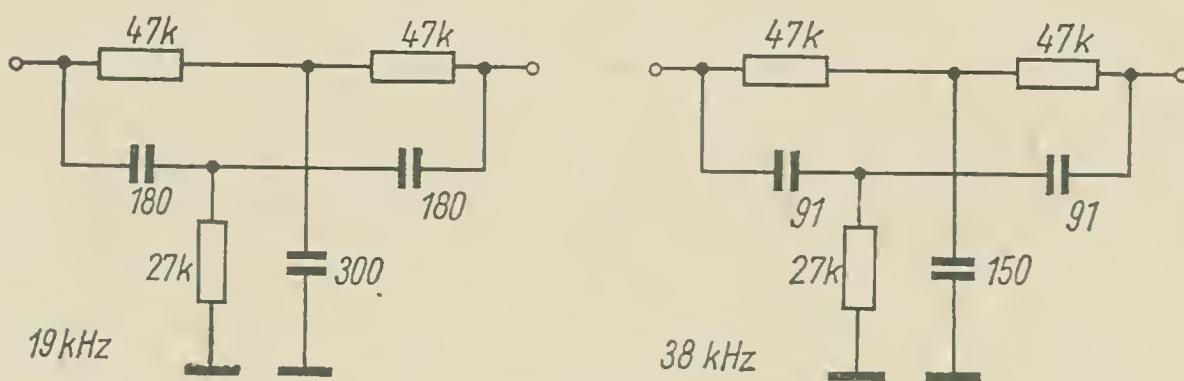


Bild 5 Filterschaltungen zur Unterdrückung der Frequenzen 19 kHz und 38 kHz

Wahl des Chassis

Mechanische Stabilität ist eine grundlegende Voraussetzung für einwandfreies Funktionieren des Empfängers. Oft bereiten instabiler Skalenantrieb, Verformung des Chassis und schlecht abgeschirmte Baugruppen mehr Ärger als der elektrische Teil. Es erweist sich als praktisch, bei der Konstruktion mehr Platz vorzusehen, als unbedingt für die Baugruppen notwendig ist. Das und die Anwendung von Messerleisten erleichtern die Fehlersuche erheblich.

Abgleich des Stereoempfängers

Der Abgleich des UKW-Tuners und des FM-ZF-Verstärkers kann wie bei einem Monoempfänger erfolgen, vorausgesetzt, die erforderliche Bandbreite wird erreicht. Beim Dekoder gleicht man zunächst das letzte Filter

auf 38 kHz ab, danach mit 19 kHz die restlichen Filter auf maximale Ausgangsspannung hinter dem letzten Filter. Dieser Vorgang wird bei einer Stereosendung wiederholt. Außerdem muß man bei einer Testsendung die maximale Übersprehdämpfung an den entsprechenden Reglern einstellen. Erst dann ist ein einwandfreier Stereoempfang möglich.

Literatur

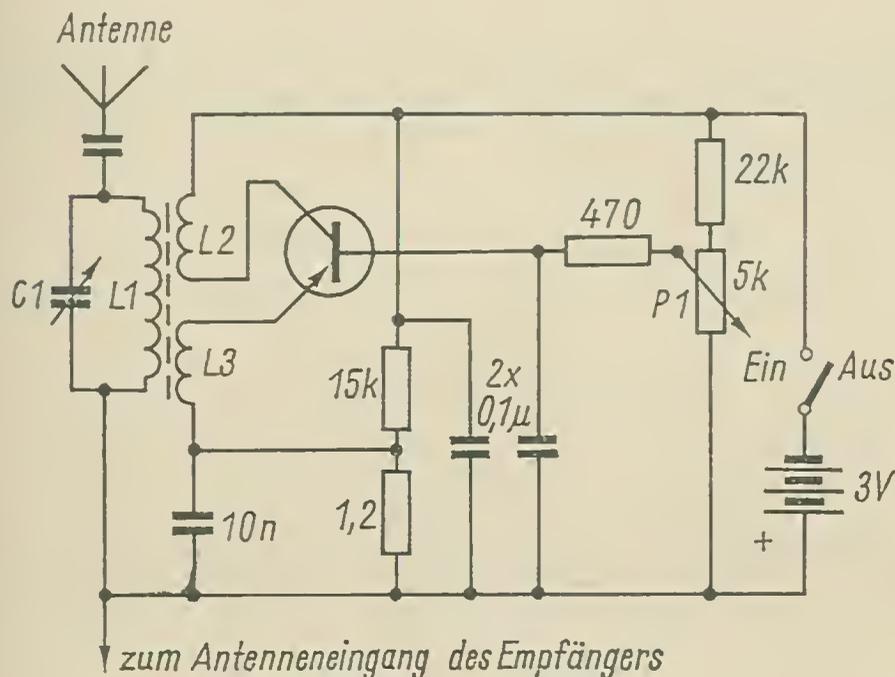
- [1] *Gabler*: Rauschen bei Rundfunkstereofonie, Radio und Fernsehen, Heft 21/1966, S. 651—653.

Hochselektiver Sperrkreis

Die Güte Q eines normalen L/C -Sperrkreises läßt sich um etwa 20 dB vergrößern, wenn man diesen Schwingkreis bis kurz vor den Eigenschwingungseinsatz entdämpft. Das ist eine althergebrachte Praxis aus der Zeit des Rückkopplungsaudions, heute als **Q-Multiplier** bezeichnet. Wie man einen Parallelresonanzkreis beliebiger Frequenz (auch Tonfrequenz) mit einer einfachen Transistorschaltung entdämpfen kann, wurde in **Radio-Electronics** (1969, Heft 1) beschrieben (s. Bild).

Schwingkreis $L1/C1$ wird mit einer Rückkopplungswicklung $L2$ versehen, die in der Kollektorleitung des npn-Transistors liegt, sowie eine Ankopplungswicklung $L3$ in dessen Emitterleitung. Mit dem Potentiometer $P1$ stellt man die Basisspannung ein und damit gleichzeitig den Rückkopplungseinsatz. Kurz vor dem Schwingungseinsatz ist die Kreisgüte Q und damit die Selektivität am größten. Es eignen sich alle npn-Transistoren, die bei der vorgesehenen Frequenz noch schwingen. Gelingt es nicht, über den Einstellbereich von $P1$ einen Schwingungseinsatz zu erhalten, dann vertauscht man die Anschlüsse von $L2$ oder von $L3$.

Das Bild zeigt den entdämpften Schwingkreis in der Funktion als Sperrkreis. Um einen störenden Sender zu sperren, stimmt man das Störsignal bei abgeschalteter Betriebsspannung mit $C1$ auf Minimum ab. Dann wird der Q-Multiplier eingeschaltet, und man sucht mit $P1$ den Punkt, bei dem die Abschwächung des störenden Signals am stärksten ist. Dabei soll $C1$ in kleinen Grenzen nachgestimmt werden.



Röntgenfernsehen – Elektronik in der Medizin

Rolf Kruse, Ing. Hartmut Lachmann

Seit Einführung der Röntgenstrahlen zur Informationsgewinnung für den behandelnden Arzt über den zu untersuchenden Patienten ist erst ein halbes Jahrhundert vergangen. Im Laufe dieser Zeit wurden Technik und Untersuchungsmethoden mehr und mehr verbessert, jedoch hafteten der Untersuchung mit Röntgenstrahlen noch immer Nachteile an.

Die Mediziner drängten daher die Techniker, neue, günstigere Untersuchungsgeräte zu entwickeln. Doch erst der Aufschwung der Elektronik und die damit verbundene Entwicklung des Fernsehens machten es möglich, die vorhandenen Geräte entscheidend zu verbessern. Heute stehen dem Mediziner eine Vielfalt neuer Geräte für seine verantwortungsvolle Tätigkeit zur Verfügung. Nachstehend wird ein gedrängter Überblick über das Röntgenfernsehen und einige noch relativ unbekanntere Verfahren zur Gewinnung von Informationen für den Arzt gegeben, die sämtlich auf dem sogenannten *industriellen Fernsehen* basieren.

Bilderzeugungssysteme in der Radiologie

Überblick über die Bilderzeugungssysteme

Die röntgendiagnostische Untersuchung basiert im wesentlichen auf 2 Verfahren: *Durchleuchtung* und *Röntgenaufnahme*. Bei der Durchleuchtung entnimmt der Arzt in Anwesenheit des Patienten seine Information, d. h., das ist nur möglich, wenn der Patient im Strahlengang der Röntgenstrahlung steht. Eine Speicherung des Bildes kann nicht erfolgen. Demgegenüber ist die Röntgenaufnahme ein statisches Verfahren; und mit Röntgenfilm erfolgt eine, wenn auch relativ kostspielige (man denke nur an die jährliche Reihenuntersuchung unserer Bevölkerung) Speicherung des jeweiligen Befunds eines Patienten. Diese Befunde sind dann, im Gegensatz zur Durchleuchtung, auch einer größeren Auswertegruppe zugänglich. Außerdem können Röntgenaufnahmen archiviert werden, so daß spätere Vergleiche jederzeit möglich sind.

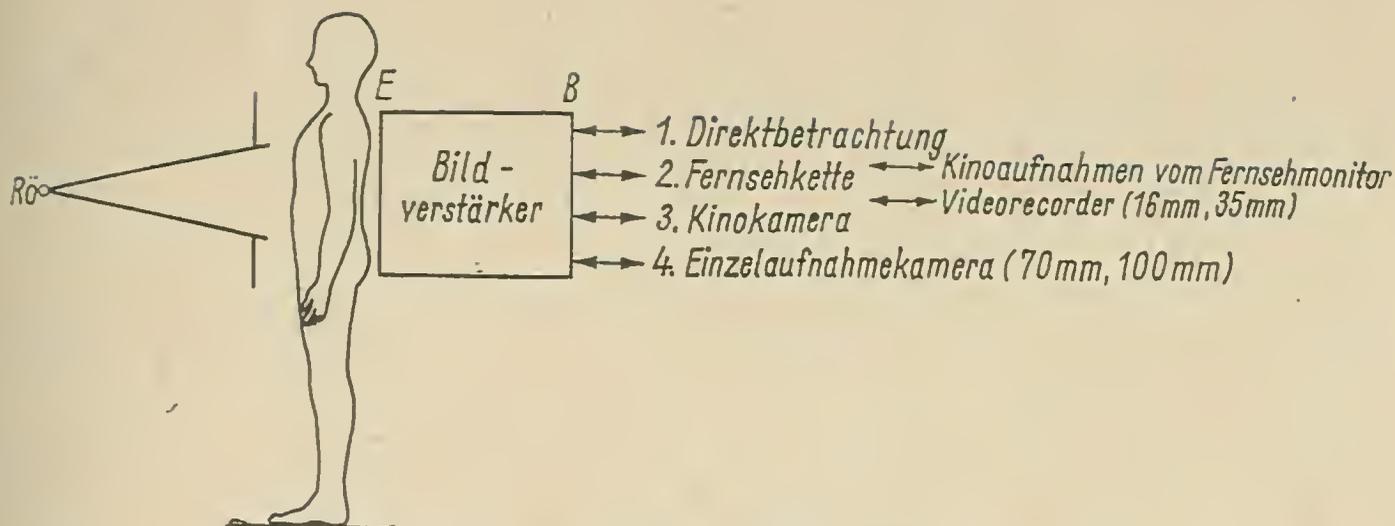


Bild 1 Überblick über die in der Radiologie gebräuchlichen Systeme

Diese beiden Methoden der Bilderzeugung kennt man allgemein als die klassischen, die auch heute noch die Grundlage für neue Verfahren bilden. Bild 1 zeigt eine Zusammenstellung der gebräuchlichen Bilderzeugungsmethoden.

Einen wesentlichen Fortschritt brachte die Einführung des Fernsehens für die Informationsaufbereitung. Das *Röntgenfernsehen*, in Verbindung mit einem Bildverstärker, ermöglicht es, das Durchleuchtungsbild einer größeren Gruppe von Ärzten gleichzeitig sichtbar zu machen. Es gestattet auch, an Stelle von Röntgenfilmaufnahmen mit Hilfe einer Kinoeinrichtung (z. B. 16-mm-Kamera) Kinofilme herzustellen. Außerdem erfolgte auch die Einführung der *Monitorfotografie* und der *Speicherung* des Fernsehbilds mit Magnetbandspeicher (*Videorecorder*).

Vor- und Nachteile des Röntgenfernsehens

Als Vorteile sind zu nennen:

- Möglichkeiten der elektronischen Beeinflussung des Fernsehbilds;
- die Durchleuchtung des Patienten kann im hellen Raum erfolgen;
- chirurgische Eingriffe am Patienten sind unter Durchleuchtungskontrolle möglich, was die Arbeit für den Chirurgen wesentlich erleichtert;
- die Belastung des Patienten und des untersuchenden Ärztekollektivs durch Röntgenstrahlung läßt sich bedeutend herabsetzen, da (bedingt durch die größere Empfindlichkeit des Bildverstärker-Röntgenfernsehensystems) die Strahlendosis wesentlich gesenkt werden kann.

Wie fast jeder technischen Neuerung stehen den Vorteilen auch Nachteile gegenüber. In diesem Fall sind sie jedoch relativ gering. Eigentlich kann man als nachteilig lediglich die hohen Investitionskosten für Anlagen dieser Art nennen. Zu den sonst üblichen Kosten für Röntgen-

generator, Hochspannungsanlage usw. kommen noch die für Röntgenbildverstärker und Fernseheinrichtung entstehenden hinzu, mindestens die für eine Kamera, eine Impulszentrale, ein Sichtgerät und eventuell ein magnetisches Aufzeichnungsgerät.

Das Gesundheitswesen der DDR trägt diesen neuen wissenschaftlichen Erkenntnissen Rechnung. So sind bei uns heute schon etwa 100 Röntgenfernsehanlagen in Betrieb. Die für den Betrieb von Röntgenfernsehanlagen notwendigen Röntgenbildverstärker werden im Rahmen des RGW in der ČSSR produziert.

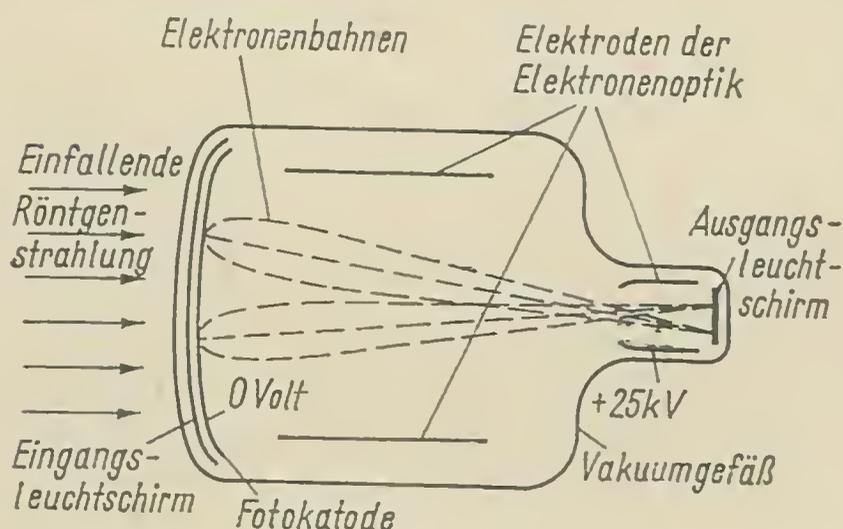
Aufbau einer Röntgenfernsehanlage

Die Bildverstärkerröhre (Röntgenbildverstärker)

Die Bildverstärkerröhre ist ein System, das ein optisches Bild in ein Elektronenbild und dieses wiederum in ein Lichtbild umzuwandeln vermag. In ihrem Aufbau gleicht die Bildverstärkerröhre einer Hochvakuumelektronenröhre, die folgende Hauptelemente enthält (Bild 2):

- eine im Hochvakuum präparierte Fotokatode, eine dünne Halbleiterschicht, die bei Lichtausfall Elektronen emittiert, meist aus einer Sb-Cs-Legierung aufgebaut;
- ein rotationssymmetrisches Elektronensystem zur Erzeugung eines elektronischen Beschleunigungsfeldes;
- einen Leuchtschirm, eine dünne Phosphorschicht, z.B. aus ZnS oder ZnCdS, die beim Aufprall genügend schneller Elektronen Licht ausstrahlt.

Bei der Bildverstärkerröhre ist vor der Fotokatode ein Leuchtschirm angeordnet, der im Kontaktverfahren das Bild auf der Fotokatode abbildet. Gemäß der Helligkeit der einzelnen Bildpunkte dieses Bildes werden aus der Katode jeweils mehr oder weniger Elektronen ausgelöst



*Bild 2
Funktionsdarstellung
einer Bildverstärker-
röhre*

und durch das elektrische Feld derart beschleunigt, daß die von einem Punkt der Katode in verschiedenen Richtungen mit zwar geringer, aber unterschiedlicher Geschwindigkeit emittierten Elektronen wieder nahezu in einem Punkt auf dem Leuchtschirm vereinigt werden. Dieser wandelt das auftreffende Elektronenbild in ein sichtbares Bild, wobei die abgestrahlte Lichtmenge von der Zahl und der Energie, d. h. von der Geschwindigkeit der auftreffenden Elektronen abhängt. Bildverstärkerröhren erreichen eine Helligkeitsverstärkung bis zu 5000. In der Röntgenbildverstärkertechnik sind Helligkeitsverstärkungen von 2000 bis 3000 gebräuchlich. Eine Bildverstärkerröhre benötigt eine Betriebsspannung von 25 kV.

Die Fernsehkette

Im Gegensatz zur Bildverstärkerröhre wird bei der Fernsehübertragung das Bild nicht als Ganzes übertragen und wiedergegeben, sondern in einzelne Bildpunkte zerlegt, dann als zeitliches Nacheinander elektrischer Signale umgewandelt und über einen Kanal verstärkt. Erst im Sichtgerät werden die Signale wieder zu einem zeitgleichen Flächenbild zusammengesetzt. Bild 3 zeigt den Übersichtsschaltplan einer Röntgenfernsehanlage. Das von der Bildverstärkerröhre wiedergegebene Röntgenbild wird über eine *Tandemoptik* (Bild 4) auf die Aufnahmeröhre (*Vidikon, Endikon, Plumbikon, Orthikon*) der Fernsehkamera abgebildet. Ein Elektronenstrahl tastet die in der Kamera befindliche Signalplatte, auf der das optische Bild ein elektrisches Ladungsbild erzeugt, zeilenweise ab, wobei jeder Bildpunkt einer jeden Zeile einen seiner Helligkeit proportionalen Spannungsimpuls liefert.

Diese elektrischen Impulse (das sogenannte *Videosignal*) durchlaufen einen elektronischen Verstärker und werden dann in praktisch beliebiger Entfernung vom Aufnahmegerät dem *Bildwiedergabegerät (Monitor)* zugeleitet. Der Verstärker, allgemein als *Videoverstärker* bezeichnet, muß entsprechend der Zeilenzahl und Abtastzeit des Gesamtbilds eine genü-

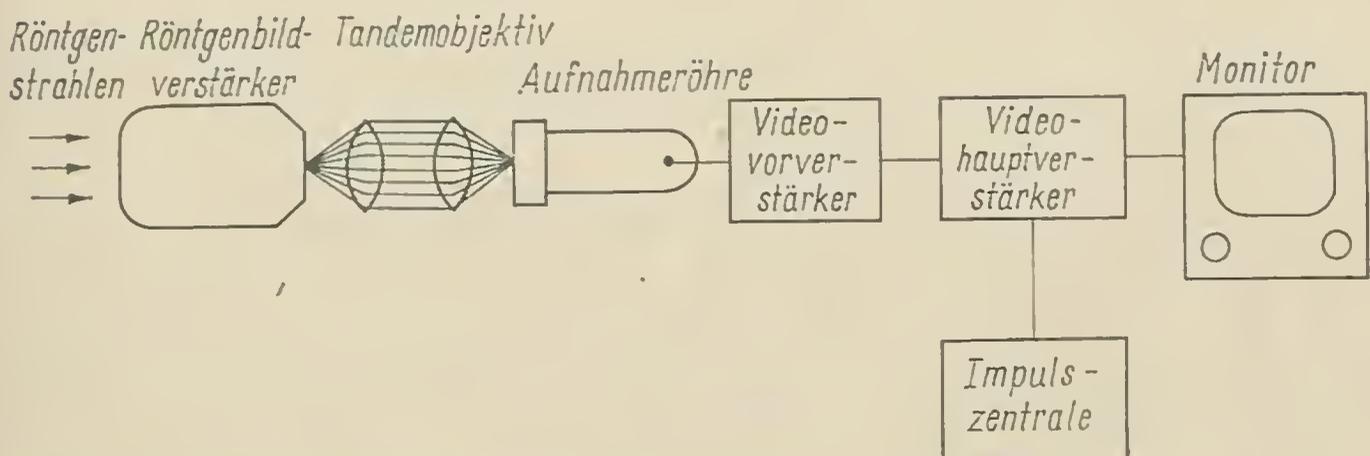


Bild 3 Übersichtsschaltplan einer Röntgenfernsehanlage

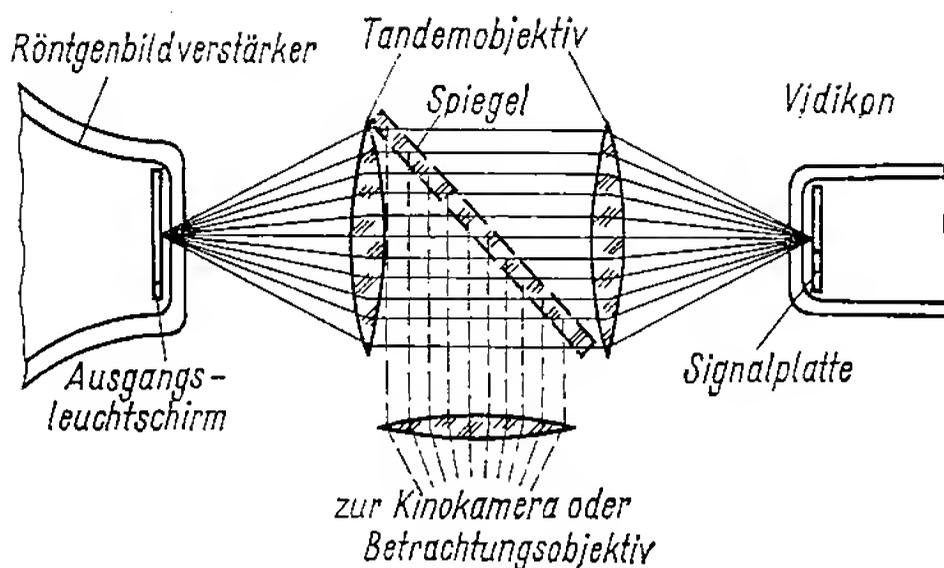


Bild 4 Strahlengang und Objektivordnung zwischen Röntgen-BV und Fernsehaufnahmeröhre. Tandemanordnung mit einklappbarem Spiegel für die BV-Kinematografie

gend hohe Bandbreite aufweisen, d. h. die aus der Linienzahl und Bildwechselzeit hervorgehende rasche Modulation übertragen können. Das in dem Abtaststrahl gemäß der jeweiligen Bildteilchengröße enthaltene Frequenzband soll vom Videoverstärker für alle gewünschten Bildfrequenzen in möglichst gleicher Höhe verstärkt werden. Die Auflösungsgrenze wird durch die höchste, noch genügend durchgelassene Frequenz bestimmt, d. h. durch die Bandbreite des Verstärkers. Ein Videoverstärker für 625 Zeilen muß eine Bandbreite von etwa 5 MHz aufweisen. Im Videoverstärker werden dem Signal noch die Synchron- und Austastimpulse beigemischt. Am Ausgang, der hoch- oder niederfrequent sein kann, steht dann ein fertiges BAS-Signal zur Verfügung.

In der DDR wird eine spezielle Röntgenfernsehanlage unter der Bezeichnung *RFA 1* vom VEB Studiotchnik Berlin hergestellt. Die Anlage besteht aus 3 Geräten, dem Betriebsgerät, das als fahrbarer Schrank ausgeführt ist, der Kamera mit der Optik und der mechanischen Anpassung an den Röntgenbildverstärker sowie dem Monitor mit der 47-cm-Bildröhre.

Bildspeicherung

In der Röntgentechnik, besonders für die Diagnostik des Arztes, ist es wichtig, daß man ein Röntgenbild, zum Beispiel eine Röntgenaufnahme, archivieren kann.

Röntgenkinematografie

Mit der Einführung des Röntgenbildverstärkers war es möglich, das Ausgangsbild der Bildverstärkerröhre zu filmen. Diesen Zweig der Röntgen-

technik nennt man *Röntgenkinematografie*. Verwendet werden Aufnahmekameras mit 16-mm- oder 35-mm-Film. Es kann entweder das Bild des Sekundärschirms der Bildverstärkerröhre gefilmt werden oder aber das Bild vom Fernsehmonitor (*Monitorfotografie*). Bei modernen Bildverstärkeranlagen verzichtet man immer auf die Direktbetrachtung des Bildes und verwendet Fernsehketten mit Betrachtungsgeräten unterschiedlicher Bildgröße. Filmt man vom Bildverstärker (wegen der besseren Bildgüte die günstigere Methode), dann wird das aus dem Bildverstärker austretende Licht durch ein Spiegelsystem zwischen Fernseh-Kino-Kamera aufgeteilt.

Beim Filmen ist das Objekt dadurch weiterhin im Fernsehmonitor zu beobachten. Da aber bei der Röntgenkinematografie mehr Röntgenstrahlung aufgewendet werden muß, kam man auf die Idee, ein Magnetbandgerät für die Bildaufzeichnung einzusetzen.

Röntgenbildmagnetbandgerät

Das Röntgenbildmagnetbandgerät bedeutet einen weiteren Fortschritt in der radiologischen Technik. Sein Einsatz in der Röntgentechnik erleichtert eine sichere Diagnosestellung, denn durch die gespeicherten Bewegungsabläufe kann man bei kritischen Befunden durch wiederholte Betrachtung die Ergebnisse der Untersuchung sichern. Das gilt besonders für die Fälle, in denen die für die Durchleuchtung zur Verfügung stehende Zeit, z.B. Passage eines Kontrastmittels, nicht ausreicht, um alle Details unmittelbar zu erfassen und zu deuten. Außerdem kann die Wiedergabe beliebig gestoppt und die augenblickliche Phase im Bewegungsablauf als Standbild wiedergegeben werden. Die Tonaufzeichnung während der Durchleuchtung gestattet es, wichtige Angaben gleichzeitig mit der Bildaufzeichnung zu diktieren.

Prinzip der Bildaufzeichnung

Der große Frequenzumfang des Bildsignals (etwa 5 MHz) erfordert eine gegenüber der Tonaufzeichnung wesentlich höhere Bandgeschwindigkeit (mehr als 15 m/s). Diese relativ hohe Geschwindigkeit erreicht man durch einen schnellrotierenden Bildkopf (3000 U/min), der sich im Schlitz der Bildtrommel (Bild 5) befindet. Um diese Bildtrommel wird das Magnetband spiralförmig mit einem Vorschub von 19 cm/s geführt. Die auf diese Weise entstehende Schreib- und Lesegeschwindigkeit beträgt dabei 23,6 m/s.

Bei jeder Umdrehung des Bildkopfes wird ein *Fernsehhalbbild* schräg auf das Magnetband (Bild 6) aufgezeichnet. Das 2. Fernsehhalbbild liegt dann bei der darauffolgenden Umdrehung dicht neben der 1. Spur. Derart wird, bis auf 2 schmale Ränder, das gesamte Magnetband mit schmalen,

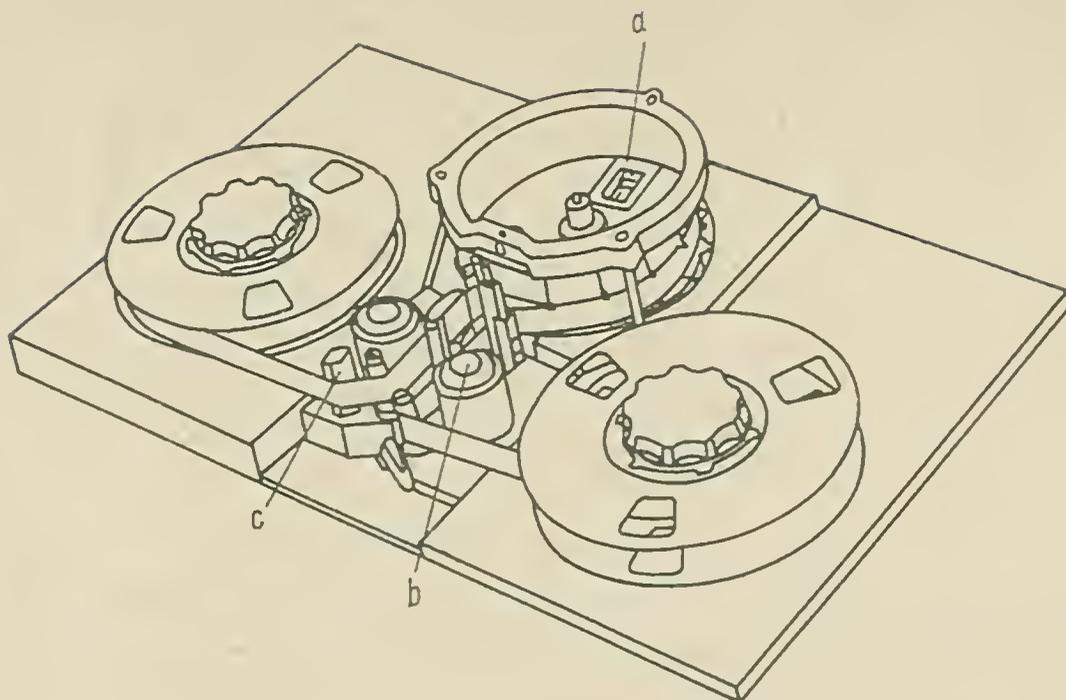


Bild 5 Bandlaufschema eines Bildbandgeräts; a — rotierender Bildkopf, b — Ton- und Synchronkopf, c — Löschkopf

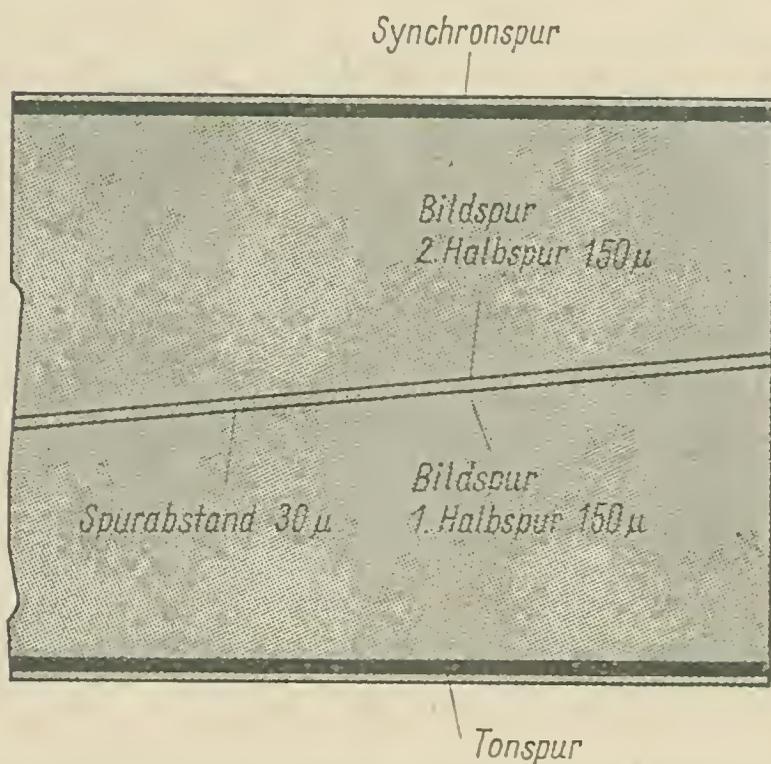


Bild 6 Informationsverteilung auf dem Magnetband

schrägliegenden Spuren ausgefüllt. Der obere und der untere Rand des Magnetbands dienen zur Aufzeichnung einer Synchron- sowie einer Tonspur.

Die *Synchronspur* gewährleistet einen exakten Vorschub des Magnetbands. In gewissem Sinn ist die Synchronspur mit der Perforation eines Filmes vergleichbar. Ein *Regelsystem* bewirkt die gegenseitige Synchronisierung der Umdrehung des Bildkopfs und des Bandvorschubs. Das Fernsehbild wird magnetisch auf einem 1 Zoll (25,4 mm) breiten Band aufgezeichnet. Die Spieldauer mit einem Band von 540 m Länge beträgt etwa 50 min, der Frequenzumfang 0 bis 3,5 MHz.

Elektronische Bildbeeinflussung

In den vergangenen 5 Jahren haben sich in der Röntgendiagnostik von mehreren Möglichkeiten der elektronischen Bildbeeinflussung besonders 2 Verfahren durchgesetzt, die unter den Namen *Subtraktion* und *Harmomisierung* bekannt geworden sind.

Elektronische Subtraktion

Sie wird angewendet, wenn es darum geht, durch Subtraktion zweier zeitlich verschiedener Röntgenaufnahmen eines Organs, z.B. einer Lunge (1. Aufnahme — normale Thoraxaufnahme, 2. Aufnahme bei mit Kontrastmittel gefüllter Lunge), bestimmte Details deutlicher von ihrer Umgebung hervorzuheben, damit sie sich exakter diagnostizieren lassen. Bild 7 zeigt das Prinzip einer solchen Anlage.

Die 2 sich zeitlich unterscheidenden Röntgenaufnahmen eines Organs oder Körperteils werden auf einen Lichtkasten gelegt und von unten her beleuchtet. Darüber befinden sich 2 Fernsehkameras, die die 2 Bilder in elektrische Signale umwandeln. Beide Fernsehkameras sind mit Endkondensatoren bestückt und werden gemeinsam von einer Impulszentrale gesteuert. Die beiden Videosignale gelangen nach erfolgter Vorverstärkung zu einem Mischverstärker, wo zeitlich gleiche Signale der Fernsehkameras voneinander subtrahiert werden, so daß nur noch ein *Differenzsignal* übrigbleibt. Diesem werden von der Impulszentrale Austast- sowie Synchronsignal zugemischt und dann auf einem Monitor sichtbar gemacht.

Die Helligkeit der einzelnen Röntgenaufnahmen läßt sich durch den Lichtkasten regeln, so daß Schwärzungsunterschiede ausgeglichen werden

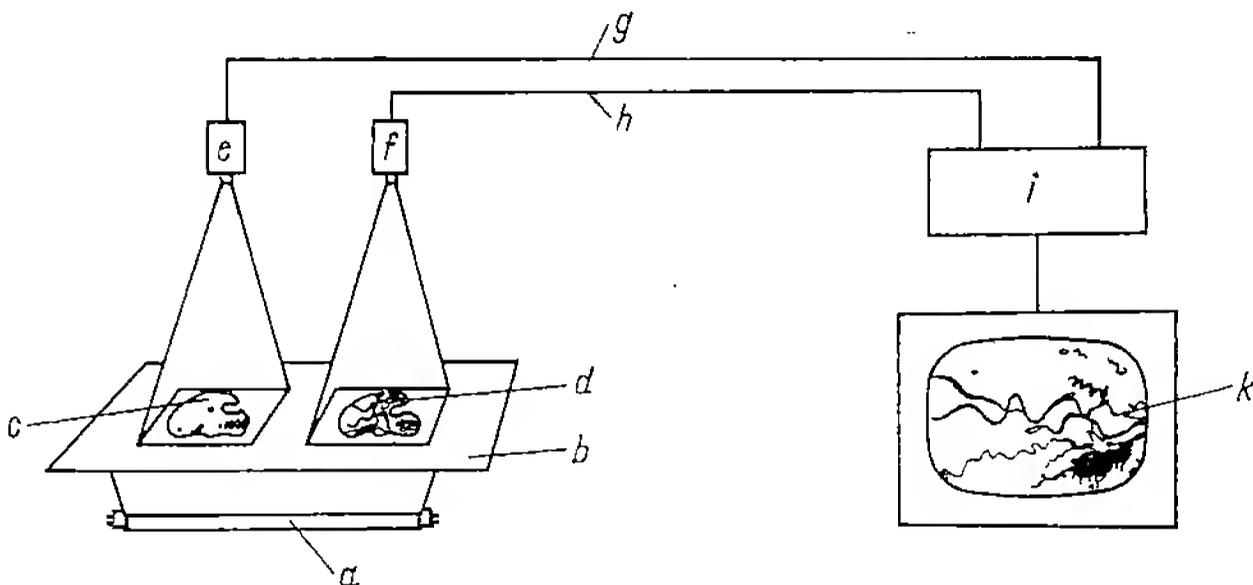


Bild 7 Arbeitsweise eines Subtraktionsgeräts;
a — Lichtquelle, b — Lichtschaukasten, c — Leeraufnahme, d — Füllungsaufnahme, e — Fernsehkamera 1, f — Fernsehkamera 2, g — Videosignal 1, h — Videosignal 2, i — Differenzverstärker, k — Subtraktionsbild im Sichtgerät

können. Ein Objektivrevolver vor den Fernsehkameras mit unterschiedlichen Brennweiten gestattet die Wahl des Abbildungsmaßstabs für Ausschnittsvergrößerungen. Die Deckung der beiden Bilder wird elektronisch durchgeführt.

Der Aufwand für eine solche Anlage unterscheidet sich kaum von dem für industrielle Fernsehanlagen. Es ist lediglich erforderlich, daß die beiden Kameras aus einer Impulszentrale gespeist werden. Der Mischverstärker benötigt keine besonderen elektronischen Zusatzeinrichtungen. Nur hat man zu beachten, daß die Videosignale der Fernsehkameras um 180° phasenverschoben sein müssen, da sonst keine Subtraktion gleicher Amplituden erfolgen kann.

Elektronische Harmonisierung

Dieser *Harmonisierungs*-Methode liegt der Gedanke zugrunde, daß bei vielen diagnostischen Fragestellungen die Erkennbarkeit von Details verschiedener Größe diagnostisch unterschiedliche Bedeutung hat. Man kann daher die Aufgabe, die feinen Details bevorzugt zu übertragen und darzustellen, dadurch lösen, daß man in den elektronischen Übertragungskanal ein Glied einfügt, das die feinen Details (hohe Frequenzanteile der Röntgenaufnahme) bevorzugt überträgt, die groben Details (tiefe Frequenzanteile) jedoch unterdrückt. Bei dem zu beschreibenden Verfahren geschieht das mit einem Endikon. Das Prinzip dieses Verfahrens ist in seiner einfachsten Form in Bild 8 dargestellt.

Wiederum wird eine Röntgenaufnahme auf einen Lichtkasten gelegt und von unten beleuchtet. Mit der darüber angeordneten Fernsehkamera

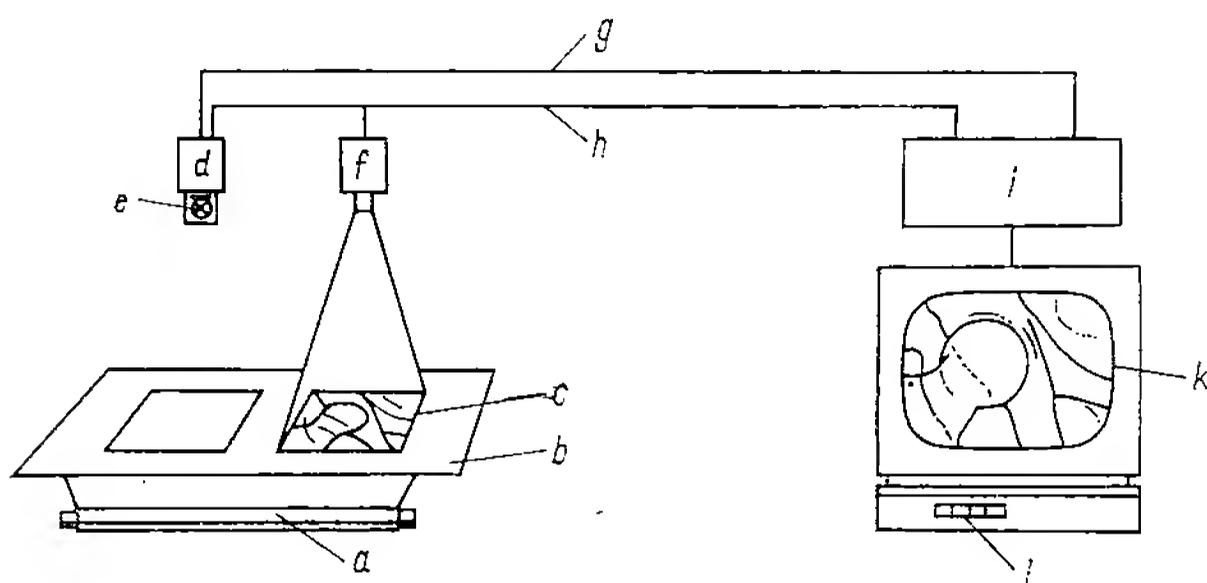


Bild 8 *Elektronische Harmonisierung von Röntgenaufnahmen;*
a — Lichtquelle, b — Lichtschaukasten, c — Röntgenaufnahme, d — Fernseh-
sehkamera 1 mit Speicheraufnahmeröhre, e — Gleichlichtquelle, f — Fernseh-
sehkamera 2, g — Detailsignal, h — Hauptsignal, i — regelbarer Misch-
verstärker, k — harmonisierte Röntgenaufnahme im Sichtgerät, l — wählbare
Harmonisierungsstufe

erzeugt man ein den Helligkeitsunterschieden der Röntgenaufnahme entsprechendes Videosignal, das man einmal nach erfolgter Vorverstärkung dem Mischverstärker, zum anderen einer weiteren Fernsehkamera zuführt. Die 2. Fernsehkamera wird so betrieben, daß sie als Vidikonspeicher arbeitet. Die lichtempfindliche Schicht der Aufnahmeröhre (die normalerweise das zu übertragende Bild optisch abbildet) dient dabei als elektrostatischer Flächenspeicher zum Zwischenspeichern des Videosignals der 1. Fernsehkamera als 2dimensionales Ladungsbild.

Dazu wird die Signalplatte der Aufnahmeröhre (Endikon) zeitlich und örtlich gleichmäßig beleuchtet und das von der 1. Fernsehkamera kommende Videosignal an die Katode und mit einer konstanten Spannungsdifferenz auch an den *Wehnelt*-Zylinder des Elektronenstrahlensystems gelegt, das den Elektronenstrahl zum Abtasten der Speicherschicht liefert. Die Signalplattenvorspannung beträgt wie üblich etwa 10 bis 30 V. Der jeweils abzutastende Bildpunkt auf der Speicherschicht nimmt so lange Elektronen aus dem Strahlstrom auf, bis er auf das momentane Potential des Strahlstroms aufgeladen ist. Auf diese Weise wird also jedes Bildelement der Speicherschicht auf das Potential des zu speichernden Videosignals aufgeladen. Je nach der Fokussierung des Strahlstroms ist das eingespeicherte Bild mehr oder weniger unscharf. Die Signalabnahme erfolgt an der Signalplatte.

Durch Einstellen der Fokussierung des Abtaststrahls wird es möglich, das an der 2. Fernsehkamera entstehende Detailsignal zu niedrigen Frequenzen hin zu beeinflussen. Das Detailsignal führt man ebenso wie das Videosignal (Hauptsignal) dem Mischverstärker zu, wo wieder eine Mischung der beiden Signale erfolgt. Das Sichtbarmachen des erzielten Mischsignals geschieht wieder mit einem Monitor.

Bei dieser Methode hat man somit 2 Möglichkeiten, in den Bildinhalt einer Röntgenaufnahme einzugreifen, die man in ihrer Stärke unter Sichtkontrolle variieren kann, nämlich

- die Veränderung des Zumischungsgrades des Detailsignals und damit die Stärke der Anhebung der feinen Details,
- die Veränderung der Grenze der Detailgröße, oberhalb der die Hervorhebung stattfindet.

Es ist daher leicht, Einstellungen zu finden, bei denen je nach Bildinhalt und medizinischer Fragestellung eine für die Befunderhebung optimale Darstellung des Bildes bewirkt wird.

Die Bauteile für solche Anlagen unterscheiden sich kaum von solchen, wie sie vom Deutschen Fernsehfunk für seine Studioanlagen verwendet werden. Es sei nur darauf hingewiesen, daß beide Fernsehkameras (wie auch bei der elektronischen Subtraktion) aus einer *gemeinsamen Impulszentrale* gesteuert werden müssen, damit der unbedingt erforderliche

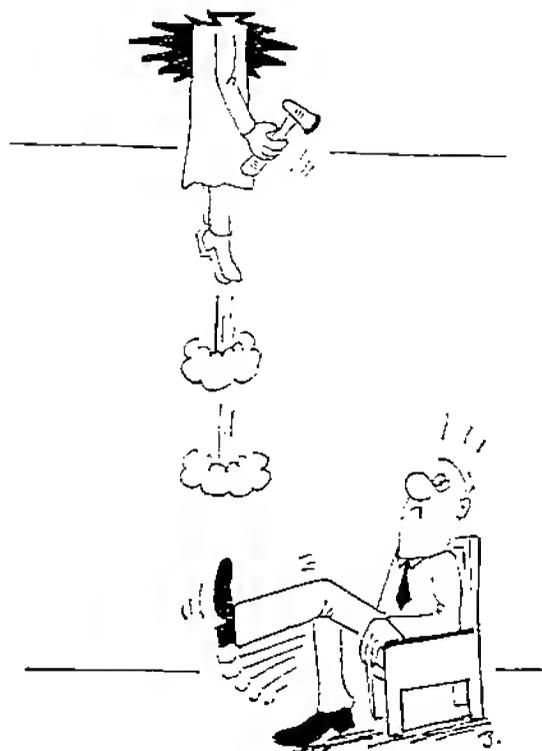
Gleichlauf erzielt wird. Auch sollte man möglichst 2 in ihren elektrischen Eigenschaften gut übereinstimmende Endikons verwenden.

Neben den beschriebenen beiden Verfahren zur Informationsaufbereitung in der Röntgendiagnostik gibt es natürlich noch andere Möglichkeiten, die ebenfalls auf der Anwendung der Elektronik basieren. Es sind dies z. B. die *Fenster-technik*, die auf dem Erfassen der Änderung der mittleren Helligkeit in einem ausgewählten Bildbereich beruht, die *Kontrastharmonisierung* (Frequenzverzerrung der Übertragungscharakteristik) und die *elektronische Vergrößerung* (Änderung des Abtastrasters in Aufnahme- bzw. Wiedergaberöhre). Jedoch haben die zuletzt angeführten Verfahren nicht die gleiche große Bedeutung wie die der elektronischen Subtraktion und Harmonisierung erreicht.

Literatur

- [1] *Schott, O.*: Elektronische Informationsaufbereitung in der Röntgendiagnostik, Elektromedizin, Bd. 12, Heft 6 (1967).
- [2] *Schott, O.*: Elektronische Beeinflussung von Röntgenbildern, Röntgen-Blätter, Jahrgang 21, Heft 6 (1968).
- [3] *Arp, F.*: Experimentelle Untersuchungen zur zweidimensionalen Aperturkorrektur von Fernsehaufnahmeröhren mit einem Vidikonspeicher, Archiv der elektrischen Übertragung, Jahrgang 20, Heft 4 (1966).
- [4] *Arp, F.*: Neues Verfahren zur Verbesserung der Schärfe von Fernsehbildern, Funkschau (1966), Heft 19.
- [5] *Schott, O.*: Röntgenfernsehen, Röntgenpraxis, Jahrgang 16 (1963), Heft 12 und Jahrgang 17 (1964), Heft 1, 3, 6.

Wir klären Begriffe



REFLEXEMPFÄNGER

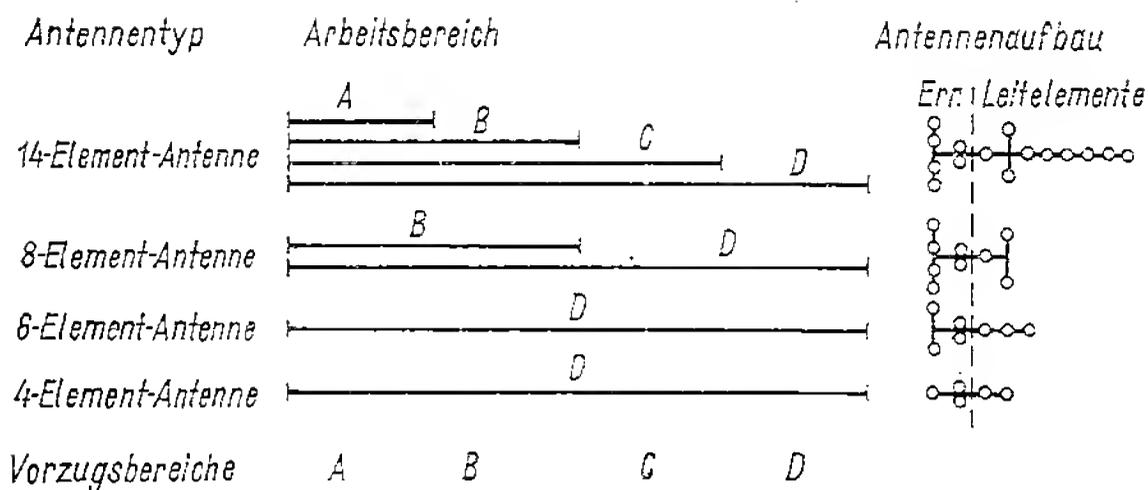
Neues VHF-Fernseh- empfangsantennensystem

Fernsehempfangsantennen sind entsprechend der großen Bedeutung des Fernsehens und der ständig zunehmenden Teilnehmerzahlen auch im Hinblick eines Ersatzbedarfs als Massenartikel zu betrachten. Die bisherige Typenvielfalt ließ es jedoch nicht zu, die Produktion als Massenartikel zu gestalten. Bedingung dafür ist weitestgehende Einheitlichkeit der Grundbauteile. Mit steigendem Bedarf und im Hinblick auf zusätzliche Produktion von UHF-Antennen ergab sich daher die Notwendigkeit einer konsequenten Vereinheitlichung.

Zunächst ist es erforderlich, grundsätzlich von homogenen wellenführenden Strukturen, d. h. von gleichen Direktorabmessungen auszugehen. Eine weitere wesentliche Vereinheitlichungsmöglichkeit besteht in der Verwendung eines Einheitserregers. Das läßt sich jedoch nicht wie bei UHF-Antennen durch Ganzwellendipole und aperiodische Reflektorwand ermöglichen, sondern ist durch eine Faltdipolanordnung in Verbindung mit abgestimmten Halbwellenreflektoren konstruktiv zu lösen.

Die Grundforderung an ein neues standardisiertes Antennensystem heißt: mit einem Minimum an Grundbauteilen (also auch an Grundstrahlerelementen) sowie mit wenigen Antennenvarianten auskommen. Durch einen Breitbanderregers als Einheitsbauteil wird dieses Problem gelöst. Die Anwendung homogener wellenführender Strukturen ergab in diesem Zusammenhang einheitliche Direktorabmessungen innerhalb der Antennen für gleichen Arbeitsbereich. Die Anzahl der unterschiedlichen Direktorabmessungen wird nur durch die Anzahl der Vorzugsbereiche bestimmt.

Das Bild zeigt das Schema eines solchen Antennensystems des VEB Kombinat Stern-Radio Berlin, Kombinatbetrieb Antennenwerke Bad Blankenburg. Es erstreckt sich auf Antennen mit jeweils 4, 6, 8 oder 14 Elementen. Aus der Sicht der Gewinnabstufung ist die 6-Element-Antenne grundsätzlich nicht erforderlich, sie wurde jedoch aus Sortimentsgründen mit einbezogen. Der Antennenaufbau geschieht bei den kleineren Antennentypen in konventioneller Weise, bei den größeren Antennentypen wird durch den Erregeraufbau eine verbesserte Erregervorbündelung mit



einem Direktorenpaar bewirkt. Das Bild zeigt den Antennenaufbau in Seitenansicht der Elementanordnung.

Ähnlich wie im UHF-Bereich erfolgt eine Kennzeichnung der Arbeitsfrequenzbereiche auch im VHF-Bereich durch die Buchstaben A bis D. Die kleineren Antennentypen erfordern dabei auf Grund des geringen Gewinnfrequenzgangs keine Vorzugsbereiche. Die mittlere Antennengröße kann in 2 Vorzugsbereiche untergliedert werden. Bei den Hochleistungsantennen sind 4 Vorzugsbereiche zweckmäßig, die jeweils 2 benachbarte Kanäle europäischer Norm einschließen.

Aus dem Schema läßt sich ableiten, daß bei einem solchen Antennensortiment nur ein Einheitserreger für den Arbeitsbereich D erforderlich ist; d. h., es existiert nur noch eine Faltdipolabmessung und eine Reflektorabmessung für europäische Norm. Die Anzahl der unterschiedlichen Direktorabmessungen ist durch die Anzahl der Arbeitsbereiche festgelegt; in diesem Fall sind nur 4 verschiedene Abmessungen erforderlich. Der Schwerpunkt liegt auf der Breitbandausführung D.

Auf Grund dieser Überlegungen wurde eine universelle Baukastenantenne realisiert, die sich in vielfacher Weise modifizieren läßt. Zum Beispiel kann es vorkommen, daß die Ermittlung der am besten geeigneten Antenne bei unterschiedlichen Empfangssituationen erst eine Testmessung erfordert. Durch inhomogene Feldverteilung in der Praxis ist es dabei nicht möglich, z. B. von der Feldstärkemessung mit einem Normaldipol auszugehen und den Antennengewinn als Rechenwert anzusehen. Der Gewinn weicht in der Praxis meist von den ermittelten Werten unter Meßfeldbedingungen ab.

Ein Baukastenantennensystem bietet die einfachste Möglichkeit, die genannten Versuche durchzuführen. Dabei ist die kleinste Antennenausführung der Breitbanderreger, der durch entsprechende Direktoranordnungen bis zur Hochleistungsantenne mit unterschiedlichen Vorzugsbereichen ergänzt werden kann. Die Antenne mit den günstigsten Eigenschaften läßt sich daraus relativ leicht ermitteln.

Bei dem vorgestellten neuen Antennenprogramm drückt sich die weitgehende Standardisierung u. a. darin aus, daß bei allen gleichartigen

Antennenelementen identische Abmessungen vorliegen. So beträgt die Reflektorlänge bei sämtlichen Typen (unabhängig vom Vorzugsbereich) bei europäischer Norm 880 mm, die Länge der Faltdipole einheitlich 750 mm. Weiterhin sind bei allen Breitbandausführungen sowie bei der Gruppe D der 14-Element-Antennen gleiche Direktoren vorhanden. Die Direktorlänge bei A, B und bei C der 14-Element-Antenne ist innerhalb jeder Gruppe ebenfalls gleich lang.

Entsprechend der Gewinnabstufung und der damit verbundenen Differenzierung der Richtwirkung bei den einzelnen Antennengrößen wird durch die Reflektoranordnung auch ein entsprechend abgestuftes Vor-/Rück-Verhältnis gewährleistet. Das gesamte neue Typenprogramm ist in bekannter Weise für symmetrischen Kabelanschluß (240 Ω bis 300 Ω) ausgelegt. Eventuell erforderliche Symmetrierglieder lassen sich in die Anschlußdose einsetzen. Bei Verwendung von Verstärkern kann die Anschlußdose gegen eine entsprechend größere Ausführung ausgetauscht werden. Die Tabelle gibt einen Überblick über die wichtigsten technischen Daten.

Die Besonderheit des neuen im Betrieb Antennenwerke in vollem Umfang gefertigten VHF-Antennensystems besteht darin, daß von der Kon-

Tabelle 1

Antennentyp Bestellnummer	Reflektoren	Aktive Elemente (Faltdipol)	Direktoren	Gruppe
4-Element-Antenne 35 11 01	1	1	2	D
6-Element-Antenne 35 02 01	2	1	3	D
8-Element-Antenne 35 12 01*	4	1	3	D
8-Element-Antenne 35 12 03**	4	1	3	D
14-Element-Antenne 35 13 31	4	1	9	A
14-Element-Antenne 35 13 21	4	1	9	B
14-Element-Antenne 35 13 11	4	1	9	C
14-Element-Antenne 35 13 01	4	1	9	D

* Vorzugsweise Horizontalmontage.

** Vorzugsweise Vertikalmontage (Vormastmontage).

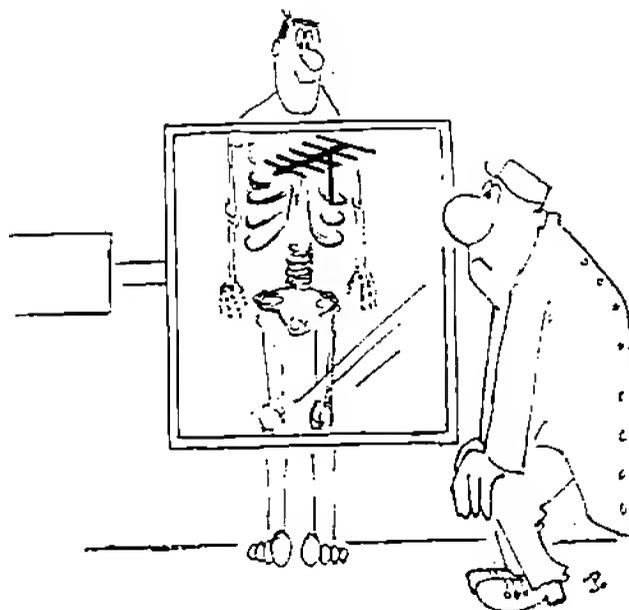
Tabelle 2

Vorzugskanäle (europäische Norm)	Kanäle (europäische Norm)	Gewinn (dB)	VRV _{max}
—	5...12	5,5...6,5	12
—	5...12	6,5...8	23
—	5...12	6,75...9,2	24
—	5...12	6,75...9,2	24
5...6	5...6	12,7...14,5	19
7...8	5...8	10,7...14	26
9...10	5...10	9,3...13,3	29
11...12	5...12	8,5...13	37

struktion her neue Erzeugnisse mit Parametern, die den wissenschaftlich-technischen Höchststand bestimmen, geschaffen wurden und damit die Voraussetzung besteht, den Fertigungsprozeß weitgehend zu automatisieren bzw. zu mechanisieren.

Mit der Einführung der vorstehend erläuterten neuen Technik wurden in der DDR erkannte Gesetzmäßigkeiten konsequent verwirklicht und damit ein wesentlicher Beitrag zur Meisterung der technischen Revolution in diesem Bereich geleistet, der außerdem bedeutende ökonomische Vorteile mit sich bringt.

Wir klären Begriffe



INNENANTENNE

Die Festkörperphysik – Quelle der modernen Elektronik

Bei aufmerksamer Durchsicht der immer umfangreicher werdenden Literaturbulletins fallen unmittelbar 2 Komplexe auf, die sich durch ihr außerordentlich schnelles Wachsen in den Vordergrund drängen: *die Festkörperphysik* und *die Elektronik*. Der Begriff Elektronik soll in diesem Fall keineswegs nur die Schaltungselektronik betreffen, sondern vielmehr die elektronischen Leitungsphänomene, insgesamt mit ihren technologischen Anwendungsmöglichkeiten.¹ Beide Wissensgebiete, Festkörperphysik und Elektronik, stehen in enger Wechselbeziehung zueinander. Die Festkörperphysik führt zur Aufdeckung von Effekten; die Elektroniktechnologie nutzt diese aus, um neue wissenschaftliche Geräte zu entwickeln. Obwohl oft eine große zeitliche Lücke zwischen den Erkenntnissen aus der Grundlagenphysik und ihrer technologischen Anwendung zu verzeichnen ist, folgt doch vielfach der Aufdeckung von neuen Effekten deren marktreife technologische Anwendung auf dem Fuß. Das kann natürlich durch Profitinteressen zu einem rechten Spektakel werden, wie bei der Einführung der Ovonics. Bedingt durch die Technologie haben wir die Grenzen unserer biologischen (natürlichen) Möglichkeiten zu überschreiten gelernt. Die frühe Entwicklung von Geräten repräsentiert die Fähigkeit der Menschen, die Materie effektiver zu handhaben, als es die Festigkeit seiner Hand und die Form seiner Finger zulassen. Jetzt, im 20. Jahrhundert, lernen wir die Verarbeitung von Information auf Wegen, die weit unsere Fähigkeiten überschreiten, etwa einen Flur entlang zu rufen oder mit Bleistift und Papier aufzusummieren. Unsere zunehmende Fähigkeit der Informationsverarbeitung wird jedoch erwartungsgemäß

¹ Den Begriff allgemeingültig zu definieren, ist außerordentlich schwierig, da die bisherigen Definitionen immer wieder auf Grund neuer Entwicklungen erweitert werden mußten. Als Vorschlag sei folgende Begriffsbestimmung gebracht: Unter Elektronik sollen Vorgänge in allen Zustandsformen der Materie verstanden werden, die von den jeweiligen elektronischen Zuständen, d. h. von der Art, dem Anregungszustand und der Wechselwirkung der Ladungsträger, beherrscht werden.

weiter reichen als nur zur automatischen Buchung oder Telefonie über große Entfernungen.

Während die Revolution der Nachrichtenverarbeitung ihre Quellen im 19. Jahrhundert mit *Morse*, *Bell* und *Babbage* hat, sind es die vergangenen 20 Jahre, die uns eine ungeheure Beschleunigung mit der Entwicklung der modernen Festkörperelektronik brachten.

Wir haben Festkörper als „Fahrzeuge“ für die Elektronik gewählt; das liegt begründet in ihrer permanenten Struktur und in ihrer Fähigkeit zur Verarbeitung großer Informationsmengen bei hoher Geschwindigkeit in relativ kleinem Volumen.

Selbstverständlich ist die moderne Festkörpertechnologie noch fern der Packungsdichte, die man in biologischen Systemen findet. Doch der Nachteil einer geringeren Packungsdichte wird zum Teil durch die viel größere Operationsgeschwindigkeit der Festkörperanordnungen ausgeglichen. Während die biologischen Systeme bei einer niedrigen Geschwindigkeit (kHz) arbeiten, hat die Geschwindigkeit der Festkörperanordnungen in den jüngsten 10 Jahren eine Zunahme um 2 Größenordnungen erfahren, so daß in modernen Computern logische Operationen mit einer Geschwindigkeit von 1 GHz vorgenommen werden. Dieses riesige Wachstum der Arbeitsfrequenz wurde durch Reduktion der Bauelementegrößen erreicht. Bild 1 zeigt als Beispiel moderner integrierter Schaltungstechnik

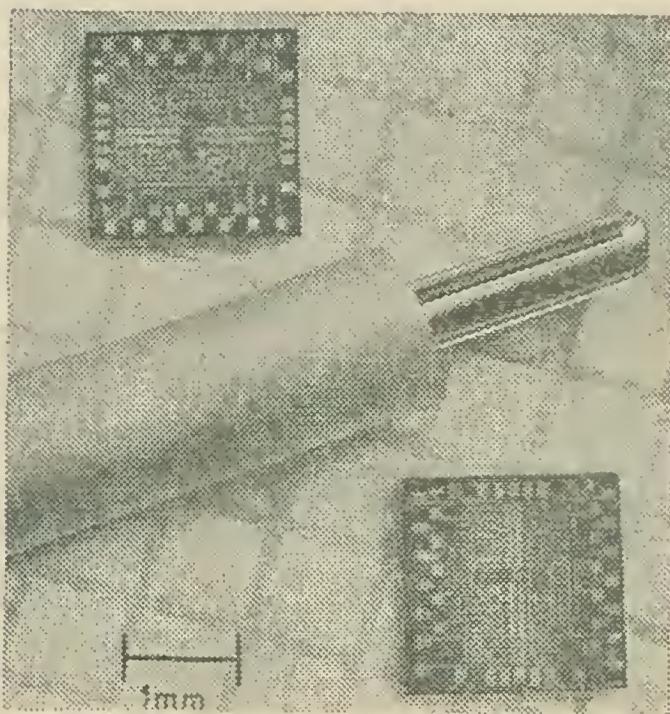


Bild 1
2 moderne Chips in integrierter Schalltechnik im Vergleich mit einem Schaltdraht, wie er heute bei der herkömmlichen Verdrahtung eines Computers benutzt wird. Die Chips haben 1,8 mm Kantenlänge und enthalten je 55 Kreise und 213 Transistoren. In der Funktionsweise bilden sie je einen kompletten 4-bit-Additionswert-Zwischenspeicher

2 Chips; jeder enthält 55 Schaltkreise und mehr als 200 Transistoren auf einer Fläche kleiner als $0,03 \text{ cm}^2$. Das ist kein Beispiel für die extreme Grenze unserer Geschicklichkeit, sondern ein Beispiel von Produkten, die von vielen Laboratorien heutzutage gefertigt werden.

Allgemein haben sich jene Phänomene in Festkörpern zur Informationsverarbeitung als geeignet erwiesen, die mit hoher Geschwindigkeit vor sich gehen: Geschwindigkeit, um große Informationsmengen in kurzer Zeit zu verarbeiten; Geschwindigkeit, um die Bandbreite, die zur Informationsübertragung notwendig ist, zu verkleinern. Da man die Atome im Festkörper nicht sehr schnell bewegen kann, muß man mit den Elektronen bzw. mit Exzitationen², wie Schallwellen oder Spinwellen, arbeiten. Jedoch ist es nicht nur wünschenswert, Informationen von einem Ort zu einem anderen zu übertragen, sondern sie sollen auch miteinander in Wechselwirkung treten. Das erfordert ein nichtlineares Verhalten, das bei Spin- oder Schallwellenphänomenen zu relativ hohen Energien tendiert — eine Tendenz, die die Brauchbarkeit dieser Phänomene begrenzt. Es ist wesentlich leichter, eine elektrische Ladung zu veranlassen, vermittelt ihres *Coulomb*-Feldes in Wechselwirkung oder auch in Kontrollfunktionen mit bzw. zu anderen Ladungen zu treten. Demzufolge beschäftigen sich die weiteren Ausführungen im wesentlichen mit dem Elektronenfluß im Festkörper.

Das Elektron hat unterschiedliche Freiheitsgrade³, als erstes einen Spin³, der Anlaß zu dem großen Komplex von Wissenschaft und angewandeter Technologie des Magnetismus gegeben hat. Jedoch, wobei die zentrale Wichtigkeit der Ferritanwendungen z. B. in Nachrichtentechnik und EDV anerkannt werden soll, wird der Magnetismus in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet.

² Unter Exzitationen versteht man in der Festkörperphysik gewisse Anregungsphänomene. Falls z. B. ein Valenzelektron eines Gitterbausteins durch Absorption von Strahlungsenergie (etwa Licht) angeregt oder gar von seinem Ion abgetrennt wird, ändern sich die Ladungsverhältnisse und damit die Bindungsverhältnisse in der Umgebung des Elektrons, und die Ionen beginnen zu schwingen. Dieser lokal erzeugte Vorgang kann sich wellenförmig durch den Kristall ausbreiten. Man spricht von Gitterschwingungsquanten oder Phononen (hier Schallquanten). Ähnlich verhält es sich mit den Spinwellen. Der Begriff entstand mit der quantenmechanischen Theorie des Ferromagnetismus; man versteht darunter die wellenförmige Ausbreitung von Spinanregungszuständen (s. a. Fußnote 3). Für die dabei auftretenden Quasiteilchen wird der Begriff Ferromagnonen verwendet.

³ Unter Freiheitsgraden versteht man die Anzahl der Angaben, die zur eindeutigen Bestimmung der Bewegungsmöglichkeiten eines Körpers notwendig sind. Ein starrer Körper hat z. B. 6 Freiheitsgrade, 3 Translationen in 3 aufeinander senkrecht stehenden Richtungen, sowie 3 Rotationsmöglichkeiten um diese Richtungen als Achsen.

Als Spin bezeichnet man den Eigendrehimpuls eines (quantenmechanischen) Teilchens. Der Betrag dieser Vektorgröße wird in halbzahligen Vielfachen von $h/2\pi$ angegeben (h = Plancksches Wirkungsquantum). Für das Elektron gilt $|\vec{s}| = \frac{1}{2} \frac{h}{2\pi}$, d. h., es hat die Spinquantenzahl $\frac{1}{2}$. Eng mit dem Spin hängt auch das magnetische Moment des Elektrons zusammen (Bohrsches Magneton).

Die Anordnung der Elektronen im Festkörper spielt eine wichtige Rolle in allen Polarisierungseffekten, z. B. bei der Ferroelektrizität — der spontanen Umordnung von Ladungsträgeranordnungen. Während vor einigen Jahrzehnten nur 1 oder 2 Klassen ferroelektrischer Materialien bekannt waren, gibt es heute eine Vielzahl davon. Sie haben Bedeutung, wann immer ein Material mit großer Dielektrizitätskonstante benötigt wird. Der gegenwärtig führende *zirconate-titanate*-Keramikkondensator, eine Größenordnung kleiner als sein Papiergegenstück, hat sich als außerordentlich wichtig bei der Volumenreduzierung von elektronischen Bausteinen erwiesen. Ferroelektrische Materialien sind gegenwärtig von noch größerem Interesse als elektrooptische (bei denen der Brechungsindex durch ein elektrisches Feld kontrolliert wird); weiterhin wichtig als nichtlineare Materialien für die Realisierung parametrischer Effekte im optischen Bereich.

Supraleitende Elektronen

In einigen Situationen macht man Gebrauch von mehr als einem Freiheitsgrad der Elektronen. Die moderne Theorie der Supraleitung lehrt uns, daß Spin und Geschwindigkeit der Elektronen zu *der* Struktur beitragen, die Supraleitung ergibt.⁴ Supraleitung, als ein verlustloser Transportmechanismus, ist ein bemerkenswertes Ergebnis. Die zögernde Anwendung scheint jetzt überwunden: Magnete aus Supraleitern in Form von Niob-Zinn-Legierungen, geeignet, Felder von 100 000 A/cm zu erzeugen, sind jetzt alltäglich; Systeme für die Übertragung großer Gleichstromenergien durch supraleitende Übertragungsleitungen werden gegenwärtig ernsthaft diskutiert. Man untersucht die Brauchbarkeit von verlustlosen Mikrowellenhohlleitern bei der Konstruktion von Linearbeschleunigern. Die fesselnden Möglichkeiten, die uns die Supraleitung eröffnet, lassen sich

⁴ Als Supraleitung wird ein Effekt bezeichnet, bei dem der elektrische Widerstand eines Materials (zumeist Elektronenhalbleiter) beim Unterschreiten einer gewissen Sprungtemperatur auf unmeßbar kleine Werte absinkt. Meist liegen diese Temperaturen in unmittelbarer Umgebung des absoluten Nullpunkts ($-273,15^{\circ}\text{C}$) bis zu etwa 20°K ($273,15^{\circ}\text{K} \triangleq 0^{\circ}\text{C}$). Eine erschöpfende Theorie der Supraleitung gibt es bisher nicht. Heisenberg nimmt an, daß bei der Sprungtemperatur ein gewisser Teil der Leitungselektronen, bedingt durch ihre Wechselwirkung, eine gitterstrukturähnliche Konfiguration annehmen und die widerstandslosen Strombahnen herstellen. Er folgert, daß Supraleitung und Ferromagnetismus komplementäre Erscheinungen sind. Beim Ferromagnetismus gibt eine parallele Einstellung der Eigendrehimpulse der nichtkompensierten Elektronen den tiefsten Energiezustand an; Supraleitung als stabiler Zustand ergibt sich dagegen bei Absättigung der Spinmomente und paralleler Ausrichtung der Elektronenimpulse. Das bedeutet eine intensive Wechselwirkung zumindest jeweils zweier Elektronen, der sogenannten Cooper-Paare.

nur andeuten, und zwar am Beispiel der relativ jungen Entdeckung des *Josephson tunneling*⁵.

Der *Josephson-Effekt* ist in zweierlei Hinsicht interessant; einmal um zu zeigen, welche Überraschungen die Festkörperphysik noch in sich birgt, zum anderen als ein Anzeichen dafür, mit welcher Geschwindigkeit neue Effekte von den Technologen aufgenommen werden können. Der Effekt wurde 1962 von *Brian Josephson* in Cambridge vorausgesagt und konnte unzweideutig ein Jahr später experimentell durch *Anderson* und *Rowell* nachgewiesen werden. Die Geometrie einer *Josephson-Anordnung* geht aus Bild 2 hervor. 2 Supraleiter, die in einem äußeren Stromkreis

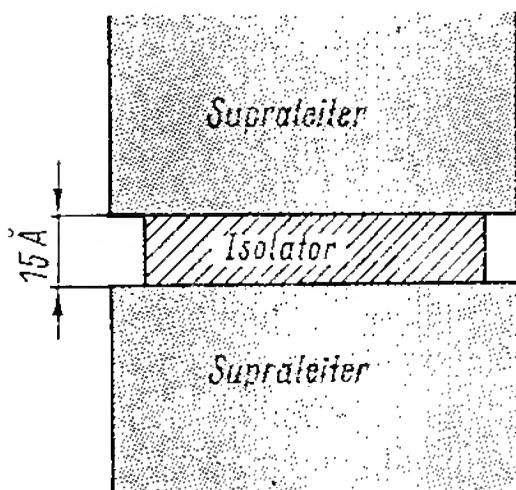


Bild 2
Schematische Anordnung einer Josephson-Verbindung. Die Supraleiter müssen nicht aus gleichem Material bestehen

liegen, sind durch einen etwa $1,5 \cdot 10^{-9}$ m dicken Isolator miteinander verbunden. Die Isolatorstärke ist so gewählt, daß die supraleitenden Elektronenpaare diese Barriere unter Aufrechterhaltung ihrer notwendigen Wechselwirkung durchtunneln können.¹ Das bedeutet mithin: Die Anordnung zeigt gewöhnliches supraleitendes Verhalten, und ein Gleichstromfluß kann ohne die Anwesenheit eines elektrischen Feldes aufrechterhalten werden. Beim Anlegen einer Gleichspannung erweist sich jedoch die Anordnung als Quelle eines Wechselstroms. Die Frequenz ist proportional der angelegten Spannung, die Amplitude hängt jedoch nur von der Charakteristik des Übergangs ab. Dieses höchst nichtlineare Verhalten ist auf den ersten Blick sehr erstaunlich, kann aber mit Hilfe einiger quantenmechanischer Modellvorstellungen gedeutet und beschrieben

⁵ Als Tunneleffekt wird in der Quantenphysik das Eindringen eines Teilchens in ein Gebiet bezeichnet, in das es auf Grund seiner Energie im Sinne der klassischen Physik nicht gelangen dürfte. Die Quantenmechanik lieferte die Erklärung für die doch bestehende Tatsache, daß ein Teilchen geringer Energie einen Potentialwall mit einer berechenbaren Wahrscheinlichkeit überwinden kann, indem es den Wall gewissermaßen in einem „Tunnel“ durchdringt und nicht über den „Berg“ muß.

werden. (Im Rahmen dieses Beitrags muß leider auf diese Ausführungen verzichtet werden. — Der Verf.)⁶

Doch abseits von der theoretischen Anziehungskraft des Effekts hat sich bereits eine potentielle technologische Anwendung gefunden. Als erstes kann die *Josephson*-Anordnung als Generator für meßbare Mikrowellenleistungen dienen. Dabei reicht die Wellenlänge von einigen Millimetern bis zu einigen Bruchteilen eines Millimeters; ein Bereich, der sich bisher recht widerspenstig gegen seine Nutzung gezeigt hat. Andererseits ist die Anordnung auch als äußerst empfindlicher Indikator für Strahlung dieses Wellenbereichs geeignet. In diesem inversen Operationsmodus werden Änderungen des Spannungsabfalls entlang der Anordnung, die einen konstanten Strom führt, bei Einwirkung entsprechender Strahlung beobachtet. Es wurden Empfindlichkeiten von weniger als 10^{-12} W im fernen Infrarotbereich und damit verbundene Ansprechzeiten von weniger als 10 ns erzielt. Weiterhin kann die *Josephson*-Verbindung wie jeder andere normale Supraleiter wirken, d. h., der Suprastrom läßt sich durch ein Magnetfeld löschen, und man hat somit eine Anwendung als Schalter. In der Tat kann die *Josephson*-Tunnelverbindung als ausgezeichnete Schalter mit extrem hoher Schaltgeschwindigkeit dienen. Es wurden bereits Schaltgeschwindigkeiten von weit weniger als 1 ns erreicht. Damit zeichnet sich also eine großartige technologische Entwicklung für Logik- und Speicherverfahren ab.

Normale Elektronen

Wie bereits erwähnt, ist es die Geschwindigkeit (Beweglichkeit) der Elektronen, die von allen Freiheitsgraden die größte Bedeutung für die moderne Elektronik mit sich gebracht hat. Die Geschwindigkeit, weit mehr als der Spin, bildet die Basis für die Hochgeschwindigkeitsphänomene im Transistor und anderen Stromflußmechanismen. Darin liegt eine Anwendungsmöglichkeit begründet, die noch weit mehr ausgebaut werden kann. Natürlich ist der Transistor nicht die einzige Stromflußfestkörperanordnung. Die *Esaki*-Diode (Tunneldiode), gerade etwas mehr als 10 Jahre alt, stellt eine erste experimentelle und, was mehr bedeutet, die technologische Anwendung des Festkörpertunneleffekts dar.

Ein Element jüngeren Jahrgangs ist der *Gunn*-Oszillator. Aus der Theorie folgte zwar die Möglichkeit eines derartigen Modus, doch *Gunn*

⁶ Man müßte ein geladenes Teilchen in einem Doppelpotentialwall untersuchen. Nach Berechnung der symmetrischen Wellenfunktion des Grundzustandes sowie der Wellenfunktion des ersten angeregten Zustands, die sich als antisymmetrisch erweist, und der Voraussetzung einer Potentialdifferenz zwischen den Wällen führt im wesentlichen eine genaue Phasenbetrachtung zur Erklärung des Phänomens.

erhielt die charakteristischen Erscheinungen völlig unvorhergesehen und unbeabsichtigt bei seinen Experimenten mit heißen Elektronen im kompakten GaAs. Fast alle Halbleiteranordnungen sind durch räumliche Inhomogenitäten gekennzeichnet. Der *Gunn*-Effekt erscheint jedoch im homogenen Material. Man dachte bisher, ein homogener Kristall, der einer gleichförmigen Anregung ausgesetzt wird, müßte auch in homogener Art und Weise darauf ansprechen. Die Entdeckung des neuen Effekts durch *Gunn* widerlegte dieses Denkschema. Wird eine homogene *Gunn*-Probe (GaAs) in ein elektrisches Feld gebracht, dessen Wert einen gewissen kritischen Punkt überschreitet, so erzeugt das Element Schwingungen. Dieses höchst ungewöhnliche Verhalten führte zu einem intensiven Studium einmal der makroskopischen Kinetik, aber auch der elektronischen Bandstruktur des GaAs, die diese Kinetik erlaubt. *Gunns* Entdeckung führte zu einer heftigen Forschungstätigkeit in Richtung der Mikrowellenerzeugung im Festkörper; in relativ jüngster Zeit wurden Oszillatoren im kompakten Germanium unter phänomenologisch ähnlichen Hochfeldbedingungen wie beim *Gunn*-Effekt nachgewiesen. Doch unterscheiden sich die physikalischen Hintergründe wesentlich.

Der *Gunn*- sowie der *Josephson*-Oszillator haben bleibende Bedeutung als Energiequellen im Mikrowellen- und IR-Bereich gewonnen.

Jedoch arbeitet die erste Anordnung im Milliwattbereich, während die Leistungsgrenze der zweiten Anordnung gegenwärtig noch im Subnanowattbereich liegt. Das ist gewissermaßen ein historischer Zufall, der des öfteren die technologische Entwicklung einer supraleitenden- oder anderen Tieftemperaturanordnung verhindert hat. In fast allen Fällen folgte unmittelbar auf die Entwicklung eines bemerkenswerten kryogenetischen Elements eine Halbleiter- oder Ferritanordnung, die eine bessere Ausführung der Schaltfunktionen gestattete. Als letztes sei das interessanteste und wohl wichtigste Halbleiterelement, der Transistor selbst, betrachtet. Um die Arbeitsweise des Transistors zu erläutern — und dem Leser sozusagen ein Rezept in die Hand zu geben, wie er in seiner Kellerwerkstatt selbst neue Transistortypen erfinden kann —, soll das Konzept der Ladungskontrolle angeführt werden. Transistoren sind im wesentlichen Bauelemente, in denen man 2 Arten von Ladungen ausnutzt. Die erste Art, Q_m , ist die Ladung, die durch ein angelegtes Feld oder mittels eines Konzentrationsgradienten durch die Anordnung bewegt wird. Die zweite Art, Q_c , kontrolliert die Bewegung von Q_m ⁷. Die Ladungen Q_c und Q_m sind kennzeichnend für gleichartige Bereiche des Materials oder hängen zumindest räumlich wesentlich voneinander ab. Daraus ergibt sich in erster Linie eine angenäherte Neutralitätsbedingung der Form

$$Q_m + Q_c = \text{konst.}$$

⁷ Die Indizes in den Bezeichnungen Q_m und Q_c rühren von move = bewegen und control = kontrollieren her.

Der Bereich, durch den sich Q_m bewegt, ist verbunden mit einem Reservoir von Elektronen gleichen Typs; nach dem Durchlauf einer Kontrollregion werden die Elektronen in einem Kollektorbereich aufgefangen, von dem sie nicht reemittieren können.

Die Kontrollregion ist ein Analogon zu dem in Bild 3 gezeigten hydraulischen System. Dort wird der Fluß einer inkompressiblen Flüssigkeit in einem Rohr durch einen hydraulisch verstellbaren Kolben kontrolliert. Diese Anordnung ist ebenfalls einem Erhaltungsgesetz untergeordnet, der Erhaltung des Flüssigkeitsvolumens. Die Analogie kann jedoch noch weiter getrieben werden. Falls der Kolben undurchlässig ist (äquivalent der Situation, daß sich Q_m und Q_c nicht mischen können), kann die Kontrolle der Flüssigkeitsströmung (d. h. Ladungskontrolle) nur mit erhöhter Energiezufuhr aufrechterhalten werden, eine Ruhestellung des Kolbens würde dies nicht ermöglichen. Deshalb wäre die „Gleichstromverstärkung“ der Anordnung unbestimmt. Falls eine gewisse Durchlässigkeit vorhanden ist, wird ein kontinuierlicher kleiner Zufluß einer Kontrollflüssigkeit notwendig, um den Kolben in gleicher Position zu halten.

Es ist denkbar, daß die vielen unterschiedlichen Wege zur Separation der Elektronen in die 2 Klassen Q_m und Q_c sämtlich zu neuen Transistortypen führen können. Dazu müssen selbstverständlich die Klassen Q_m und Q_c wohldefiniert sein, so daß in der Periode, in der sich die Elektronen

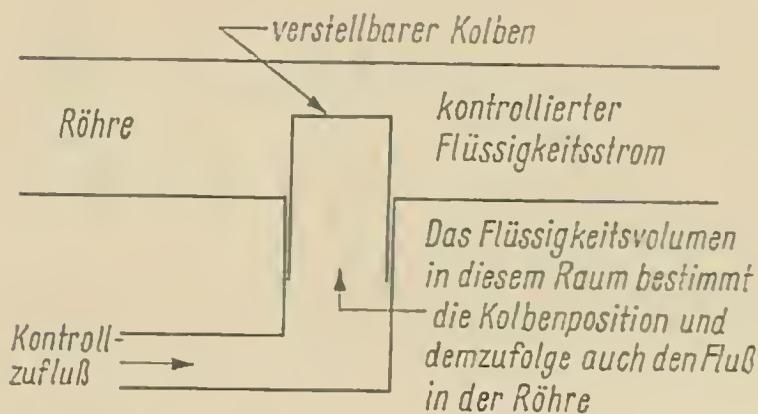


Bild 3
Ein einfaches hydraulisches System, dessen Funktionsweise mit der eines Transistors verglichen werden kann.

der Ladungsklasse Q_m in der Kontrollregion befinden, keine wahrnehmbaren Übergänge zwischen den Klassen stattfindet (äquivalent der Situation einer Undurchlässigkeit im Analogon). Da die Technologie jedoch zu immer kleineren Bauelementen geführt hat, verbringen die Elektronen immer weniger Zeit in der Anordnung, und demzufolge verliert die Einschränkung immer mehr an Strenge. Die wohl meistverbreitete Separation von Elektronen in 2 Klassen findet man im Bipolartransistor. Dort repräsentieren die Ladungen Q_c die Majoritätsladungsträger — d. h. die Elektronen in einem Band — in einem Halbleiter, und die Ladungen Q_m repräsentieren die Minoritätsträger im gleichen Raum — d. h. die Elektronen in dem anderen Band. Der Rekombinationsprozeß, der den

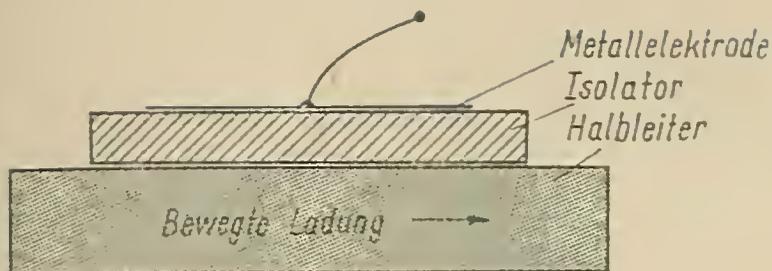


Bild 4
Schematische Anordnung
einer IGFET-Struktur

Elektronen den Übergang von einem Band in das andere Band erlaubt, steht jetzt an Stelle der Kolbendurchlässigkeit beim gewählten Analogon.

Ein Typ von Transistoren, auf den in jüngster Zeit erhebliche Entwicklungsarbeit verwendet wurde, ist der sogenannte *insulated gate field effect transistor* (IGFET) (Bild 4). Das Element bildet im wesentlichen eine Sandwichanordnung, bestehend aus einem dünnen Isolator, der zwischen dem Halbleiter und einer Metallelektrode angebracht ist. Die Kontrollladung befindet sich auf der Metallelektrode und erzeugt eine Bildladung, die Ladung Q_m , in der Halbleiteroberfläche. Die integrierten Schaltkreise (Bild 1) sind typisch für die Variationsmöglichkeiten der IGFETs. Diese Elemente gestatten einen ungewöhnlich hohen Integrationsgrad, wobei ihre Fertigung weniger Schritte als die eines Flächentransistors erfordert.

Andere mögliche Mechanismen zur Separation der Elektronen in die Klassen Q_m und Q_c gestattet z. B. der *hot-electron-transistor*. Diese Anordnung wird intensiv untersucht, jedoch wurde noch kein vollfunktionsfähiges Element gefertigt. In dieser Struktur sind die Kontrollladungen Elektronen kleiner Energie (thermische Elektronen), während die Ladungen Q_m Hochenergie- oder heiße Elektronen sind, deren Energie beim Einbringen in die Kontrollregion über dem *Fermi-Niveau* liegt.⁸ Weiterhin gestattet der Spin eine Separationsmöglichkeit bzw. in supraleitenden Materialien die Unterscheidung zwischen den gepaarten supraleitenden Elektronen und den ungepaarten üblichen Elektronen.

Schlußbemerkungen

Die weitere Entwicklung des Transistors — und damit unsere erweiterte Fähigkeit der Informations- und Datenverarbeitung — kann in andere Richtungen als zur ständigen Erfindung neuer Transistortypen führen. An den gegenwärtigen Strukturen können noch erhebliche Fortschritte in der Reduzierung des Volumens erzielt werden, und damit erhöht sich die Funktionsgeschwindigkeit dieser Bauelemente.

⁸ Das Fermi-Niveau kennzeichnet in der Halbleiterphysik einen Energiewert der Ladungsträger (Elektronen, Defektelektronen), der sich aus dem Wert der Energie an der unteren Kante des Leitungsbandes und einem durch die örtlichen Konzentrationsverhältnisse bestimmten Wert der thermischen Anregungsenergie kT zusammensetzt (dabei bedeutet k die Boltzmannsche Konstante).

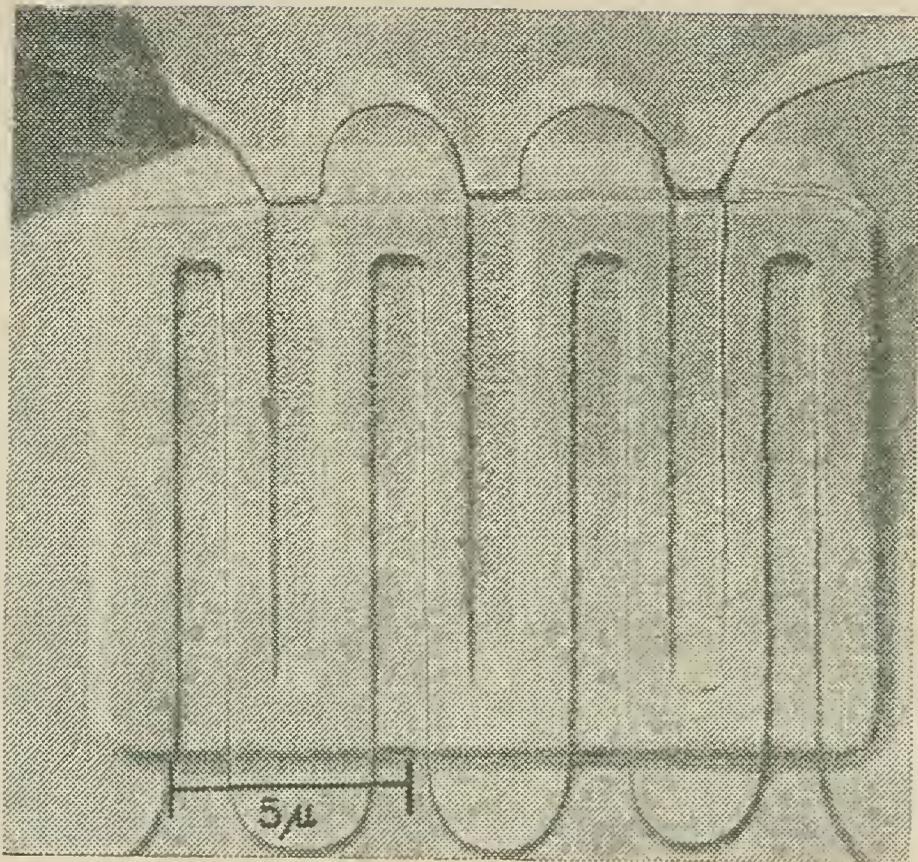


Bild 5
 Die Mikrofotografie einer experimentellen Transistorstruktur. Die 3 Streifen, vom oberen Bildrand ausgehend, sind die Basiskontakte, wogegen die 4 von unten hineinreichenden Streifen die Emitterkontakte bilden. Diese Streifen sind Niederschlagsfilme aus Aluminium

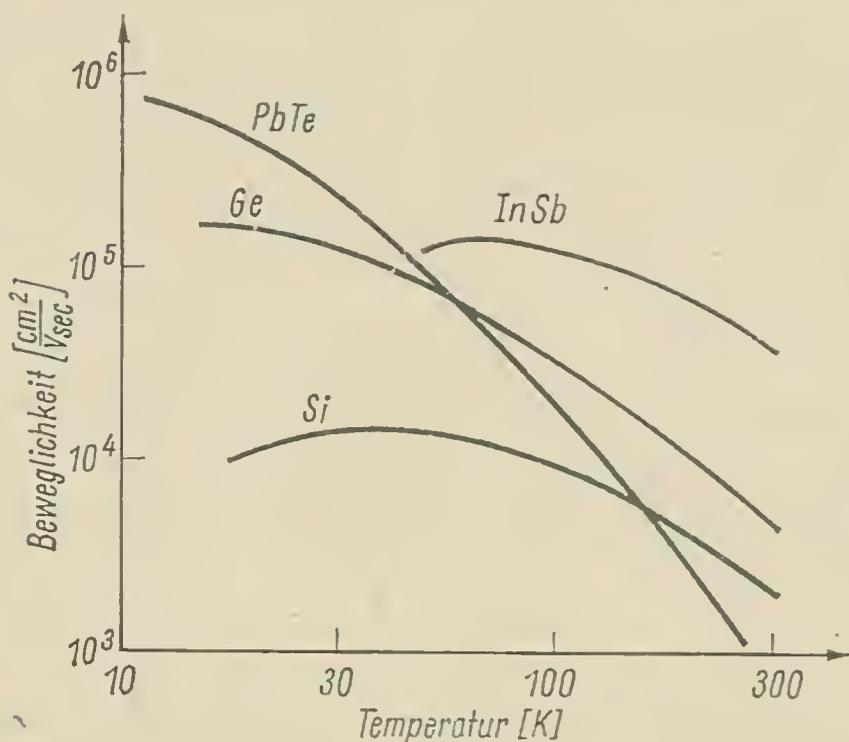


Bild 6
 Die Elektronenbeweglichkeiten in unterschiedlichen und relativ reinen Halbleitern als Funktion der Temperatur

Die gegenwärtigen Fertigungsmethoden von Subminiaturbauelementen beruhen auf optischen Mitteln. Diese Technik ist aber durch das optische Auflösungsvermögen begrenzt. Eine bedeutende Verbesserung bringt die hochauflösende Elektronenstrahltechnik. In Bild 5 ist eine Rasterelektronenmikroskopaufnahme einer experimentellen Transistorstruktur zu sehen, die mittels Elektronenstrahlen gefertigt wurde. Die Struktur hat eine Gesamtausdehnung von $15 \mu\text{m}$ (10^{-6} m), wobei jeder Streifen eine kontrollierte Breite von $1 \mu\text{m}$ hat. Vielversprechend ist auch die weitere Entwicklung der UV- und Röntgenoptik sowie ihrer Verwendung

zur Fertigung immer kleinerer Strukturen. Noch unwälzender wäre der Gebrauch von Elektronenstrahlen als Katalysator für direkte Niederschläge oder Ätzprozesse auf bzw. in Halbleitern; darüber scheint aber bisher nur wenig bekannt zu sein.

Ebenso kann die weitere Entwicklung des Transistors in Richtung neuer Materialien führen. Die Funktionsgeschwindigkeit eines Transistors ist wesentlich durch die Beweglichkeit — d. h. durch die Geschwindigkeit, die die Elektronen vom antreibenden elektrischen Feld erhalten — der Ladungsgrößen Q_m und Q_c bestimmt. Bild 6 zeigt eine grafische Darstellung der Elektronenbeweglichkeit für verschiedene Materialien als Funktion der Temperatur. Man sieht, daß Si und Ge, Materialien, die gegenwärtig die „Arbeitspferde“ der Transistorindustrie bilden, in ihrer Elektronenbeweglichkeit von anderen Materialien weit übertroffen werden. Man wird noch lernen müssen, diese Materialien einer sinnvollen Anwendung zuzuführen.

Die Technologie der Festkörperelektronik hat aber auch dem Festkörperphysiker neue und wichtige Geräte für die Untersuchung von Festkörpern gegeben. Zum Beispiel macht die in Bild 4 gezeigte IGFET-Struktur die Untersuchung des durch die Kontrolladungen induzierten „2dimensionalen“ Elektronengases in der Oberfläche des Halbleiters möglich. Dieses 2dimensionale Gas⁹ unterscheidet sich wesentlich von den Elektronen in Volumenhalbleitern; die Bestimmung dieser Eigenschaften wäre unmöglich ohne die moderne IGFET-Technologie.

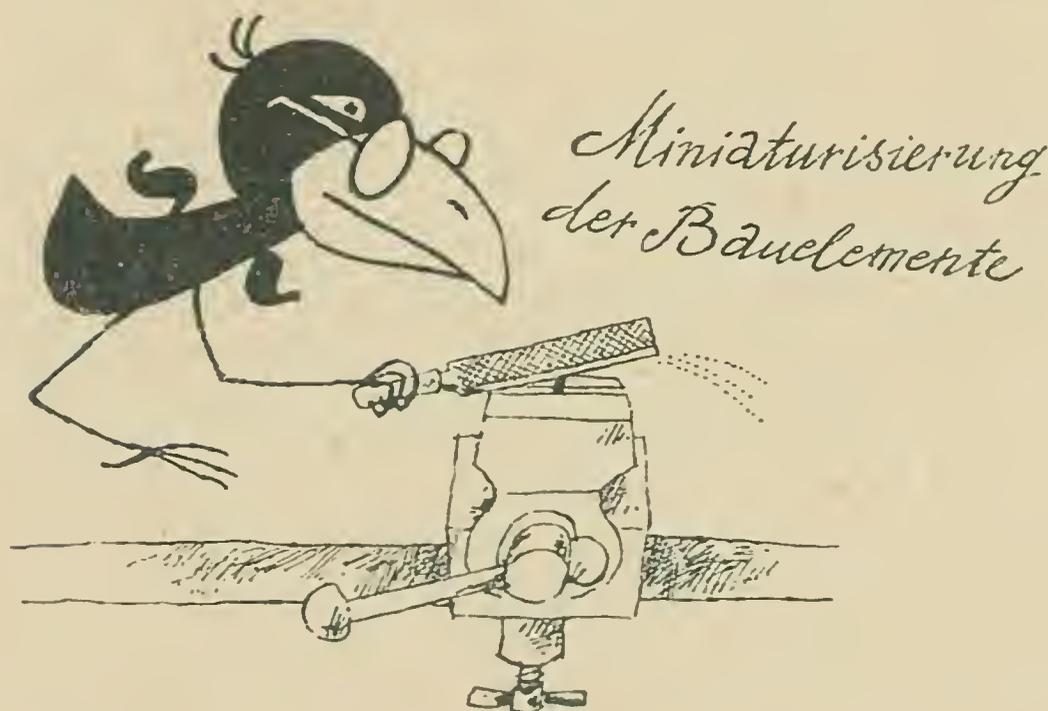
Eine noch wichtigere Rolle spielen die von der Technologie aufgeworfenen Fragen an den Wissenschaftler. Das Feld im Isolationsbereich eines IGFET erreicht Werte von 10^6 V/cm. Wissen wir wirklich, was ein Isolator bei dieser Feldstärke ist? Sind die Lehrbuchdarlegungen, die besagen, daß wohlgeordnete Materialien mit gefüllten Leitungsbändern die besten Isolatoren ergeben, wirklich noch anwendbar? Und weiter: Liegt in der Natur eine obere Grenze für die Elektronenbeweglichkeit? Sind die Materialien wie Indiumantimonid oder Bleitellurid die besten, oder werden noch Materialien mit hundertmal höherer Beweglichkeit gefunden? Wie sehen Transportphänomene der Elektronen in Strukturen aus, die in der Größenordnung der Elektronenwellenlänge liegen? Die Beantwortung von Fragen wie den angeführten zeigt, daß die moderne Elektronik auch eine kontinuierliche Quelle der Festkörperphysik darstellt!

Freie autorisierte Übersetzung eines Beitrags von *R. Landauer* und *J. J. Hall* aus *Science*, Vol. 160, pp. 736—741 — vom Übersetzer (*J. Feuerstake*) mit Erläuterungen versehen.

⁹ Der Begriff Elektronengas ist historisch zu verstehen. Beim Versuch, die elektronischen Leitungsphänomene zu beschreiben, gebrauchte man oft als Analogon die Gaskinetik. Doch ist zu bemerken, daß für das „Gas“ der freien Leitungselektronen ganz andere Verteilungsgesetze herrschen als für das ideale Gas, nämlich die sogenannte Fermi-Statistik für Teilchen mit halbzahligem Spin.

Röhre — Transistor — integrierte Schaltung

Beim Übergang von Röhrenschaltungen zu Transistorschaltungen veränderten sich die Anforderungen an passive Bauelemente; so benötigte man z.B. Kondensatoren mit größeren Kapazitätswerten und niedrigeren Nennspannungen. Außerdem wurde auf Grund der Transistorisierung der Wunsch nach Miniaturisierung auch der übrigen Bauelemente stärker.



Auf bestimmten Gebieten der Elektronik geht man gegenwärtig wiederum zu einer neuen Technik über, zur **monolithisch integrierten Schaltung**; obwohl eine Volltransistorisierung bei einigen Geräten der Unterhaltungselektronik (Schwarzweiß-Fernsehgeräten und Farbfernsehgeräten) noch nicht erreicht ist. Zwar verläuft diese Entwicklung zunächst noch zögernd. Das liegt einmal daran, daß man nur dann neue Bauelemente nimmt, wenn keine preislichen Nachteile entstehen, zum anderen sind lineare ICs* in ihrer Konzeption schwieriger als solche für digitale Technik.

Trotzdem kann schon heute gesagt werden, daß sich wahrscheinlich Elektronikgeräte in Zukunft (1980) vollständig in integrierter Technik, zum Teil mit monolithischen ICs, zum Teil in Verbindung mit anderen Technologien (möglicherweise Dickschichttechnik)** herstellen lassen.

Für den Hersteller passiver Bauelemente erhob sich deshalb die Frage, welche Veränderungen diese Technik in ihrer Fertigung fordern wird. Hinzu kommen außerdem Änderungen in der Bestückungsmethode. Zur Zeit verwendet die Geräteindustrie einseitig beschichtete Printplatten, zum Teil noch von Hand bestückt. Die Entwicklung tendiert aber eindeutig zur doppelt kaschierten Printplatte, wobei bis etwa 1975 damit zu rechnen ist, daß die Bestückung halb- oder vollautomatisch vor sich geht.

* Integriertes Circuit = integrierter Schaltkreis (= integrierte Schaltung = IS).

** Vgl. hierzu *Elektronisches Jahrbuch* 1967, S. 27, 1969, S. 89 u. 101, 1970, S. 91

Thyristoren – Wirkungsweise und Anwendungsbeispiele

Dipl.-Ing. Frank Gärtner

Im *Elektronischen Jahrbuch 1970* wurde auf Seite 99 bis 105 eine kurze, grundlegende Darstellung zum Thyristor veröffentlicht. Inzwischen hat die Elektronikindustrie der DDR die Produktion von Thyristoren aufgenommen (s. Tabellenteil). Nachstehend wird das Thema vor allem durch die Vermittlung praktischer Schaltungen mit Thyristoren ergänzt.

Einleitung

Nachdem Leistungsgleichrichter aus Germanium oder Silizium in der Elektrotechnik breite Anwendung gefunden hatten, brachte die Entwicklung der gesteuerten Siliziumeinkristall-Gleichrichterzelle, des Thyristors (etwa 1958), einen großen Fortschritt. In seinem Verhalten dem Thyratron ähnlich, doch durch vorteilhafte Eigenschaften (kleineres Bauvolumen, geringere Zeitkonstanten, höheren Wirkungsgrad und längere Lebensdauer) überlegen, verdrängte der Thyristor das Thyratron aus seinen Anwendungsgebieten oder ermöglichte ökonomischere Lösungen.

Der Thyristor ist eines der wichtigsten Bauelemente in der Leistungselektronik geworden. Seine Hauptanwendungsgebiete sind die Stromrichtertechnik sowie die Steuerungs- und Regelungstechnik. Thyristoren werden heute für Ströme bis 700 A und für Spannungen bis zu 2700 V hergestellt. In jüngster Zeit hat der Thyristor jedoch auch einen festen Platz in der Schwachstromtechnik gefunden. Er ermöglicht oft einfache Problemlösungen. Diese Entwicklung wurde vor allem durch die Herstellung von *Kleinthyristoren* unterstützt.

Wirkungsweise

Allgemeines

Der Thyristor ist genau wie das Thyratron ein bistabiles Schaltelement, das nur 2 Betriebszustände hat: gesperrt oder leitend. Das Umschalten in den leitenden Zustand geschieht meist durch einen Stromimpuls auf die Steuerelektrode (*gate*).

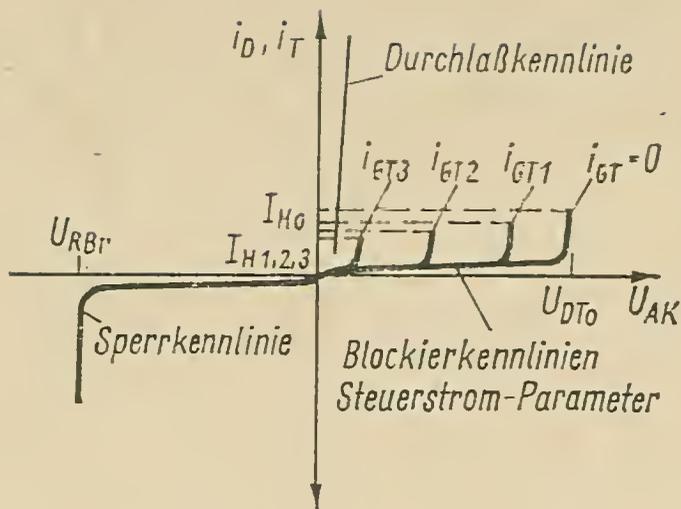


Bild 1
 Statische Strom/Spannungs-Kennlinie eines Thyristors (schematisch);
 i_{GT} = Steuerstrom, U_{DT0} = Nullkippspannung (Kippspannung bei $i_{GT} = 0$), U_{RBr} = Durchbruchspannung, I_H = Haltestrom

Die statische Strom/Spannungs-Kennlinie eines Thyristors läßt sich in 3 Bereiche gliedern (Bild 1). Die Größen, die sich auf die Durchlaßkennlinie beziehen, erhalten den Index T , z.B. Durchlaßspannung u_T , Durchlaßstrom i_T . Die Sperrkennlinie wird mit R , die Blockierkennlinie mit D gekennzeichnet. Die auf die Steuerelektrode bezogenen Größen erhalten den Index G , z.B. Zündspannung U_{GT} , Nichtzündspannung U_{GD} .

Im negativen Sperrbereich verhält sich der Thyristor wie eine gewöhnliche, ungesteuerte Siliziumgleichrichterzelle mit einem pn-Übergang. Bei zu großer negativer Spannung erfolgt nun ein Durchbruch, der zur Zerstörung des Bauelements führt. Bei steigender positiver Spannung durchläuft die Kennlinie zuerst den Blockierbereich (den positiven Sperrbereich) bis zur positiven Durchbruchspannung (Kippspannung). In diesem Moment „zündet“ der Thyristor, d.h., die Spannung u_{AK} geht mit großer Steilheit auf einen kleinen Wert, auf die Durchlaßspannung, zurück. Der nun fließende Strom wird nur noch durch die Widerstände am Anodenkreis begrenzt. Bei weiterer Erhöhung des Stromes nimmt die Spannung nur noch geringfügig zu (Größenordnung der Durchlaßspannung: 0,7 bis 2 V).

Die Strom/Spannungs-Kennlinie im Durchlaßbereich entspricht der eines ungesteuerten Siliziumgleichrichters. Beim Verringern der Spannung u_{AK} im gezündeten Zustand „erlischt“ der Thyristor beim Unterschreiten des sogenannten Haltestroms. Haltestrom und Kippspannung werden durch die Größe des Steuerstroms beeinflusst. Der Steuerstrom hat sonst bei den üblichen großflächigen Thyristoren keinen Einfluß auf das Durchlaßverhalten. Sperr- und Blockierkennlinie sind stark temperaturabhängig. Bild 2 zeigt den prinzipiellen Aufbau des Thyristors.

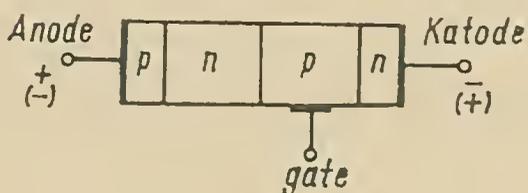


Bild 2
 Prinzipdarstellung eines Thyristors

Betrieb in Durchlaßrichtung

Das schwach dotierte, hochohmige Mittelgebiet wird von beiden stark dotierten Randzonen her mit Ladungsträgern beiderlei Vorzeichens überschwemmt. Die Ladungsträgerdichte steigt dabei um einige Größenordnungen über die Konzentration der Grunddotierung, so daß die Grunddotierung überhaupt nicht mehr in Erscheinung tritt. Das Mittelgebiet wird also sehr niederohmig, die Steigung der Durchlaßkennlinie ist groß. Bereits bei kleinen Spannungen fließen sehr große Ströme.

Betrieb in negativer Sperrichtung

Da 2 pn-Übergänge vorhanden sind, teilt sich die Sperrspannung über den beiden entstehenden Raumladungszonen auf.

Betrieb in positiver Sperrichtung

Zur Erklärung soll der Thyristor ersatzweise durch 2 Transistoren dargestellt werden (Bild 3). Der mittlere pn-Übergang des Thyristors sperrt; demzufolge sind auch beide Transistoren gesperrt. Legt man eine Steuer-

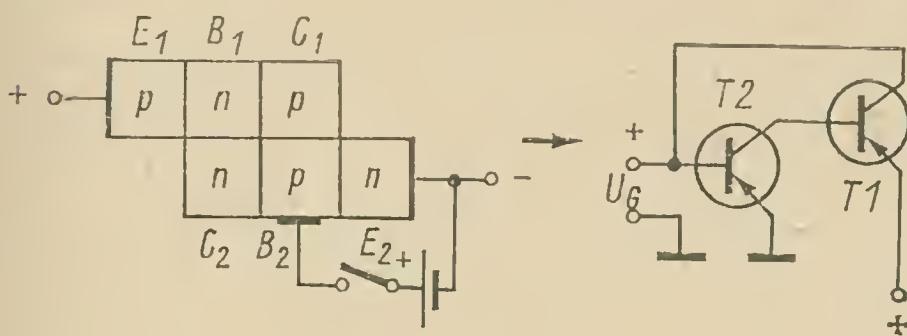


Bild 3
Ersatzschaltung
eines Thyristors

spannung angegebener Polarität an, dann fließt über die Basis-Emitter-Diode von T 2 ein Strom, also auch ein Kollektorstrom durch T 2. Dieser Kollektorstrom, inzwischen gegenüber dem Steuerstrom verstärkt, steuert die Basis-Emitter-Diode von T 1 auf. Jetzt fließt ein noch stärkerer Kollektorstrom durch T 1 in die Basis von T 2. Der Vorgang setzt sich lawinenartig fort. Dabei wird das Raumladungsgebiet am mittleren pn-Übergang völlig mit Ladungsträgern zugeschwemmt. Die Blockierfähigkeit kann nach abgeschaltetem Durchlaßstrom erst wieder nach der sogenannten Freiwerdezeit t_q erlangt werden.

Das Zünden des Thyristors ist auf 3 Arten möglich:

– Zünden durch Überschreiten der Nullkippspannung U_{DTo} .

Diese Form gefährdet den Thyristor und ist deshalb zu vermeiden.

– Zünden durch zu große Spannungsanstiegsgeschwindigkeit in Blockier-
richtung $\frac{du_{AK}}{dt}$.

Der über die Sperrschichtkapazität C fließende Ladestrom ist der Spannungsanstiegsgeschwindigkeit proportional:

$$I_{AK} = C \cdot U_{AK} \cdot \frac{du_{AK}}{dt}$$

Dieser Ladestrom hat die gleiche Wirkung wie der Steuerstrom und bewirkt bei geeigneter Größe das Zünden. Diese Möglichkeit des Zündens ist ebenfalls unerwünscht und gefährlich. Sie läßt sich durch einen negativen Steuerstrom im Moment des Einschaltens jedoch wesentlich verringern.

— *Zünden durch Zündstrom über die Steuerelektrode.*

Ein gezündeter Thyristor kann durch die Steuerelektrode kaum noch beeinflußt werden. Das Löschen geschieht entweder durch Unterbrechen des Hauptstromkreises oder durch Unterschreiten des statischen Haltestroms I_H , was automatisch beim Betrieb mit Wechselstrom beim Nulldurchgang erfolgt. Bei Gleichstrombetrieb schickt man einen Gegenstrom durch den Thyristor.

Zündstrombedarf und Zündkennlinie

Der für das Zünden des Thyristors erforderliche Steuerstrom, der Zündstrom, ist im Verhältnis zum maximalen Durchlaßstrom sehr klein. Zündstrom und Zündspannung sind stark temperaturabhängig und haben einen großen exemplarbedingten Streubereich (Bild 4a).

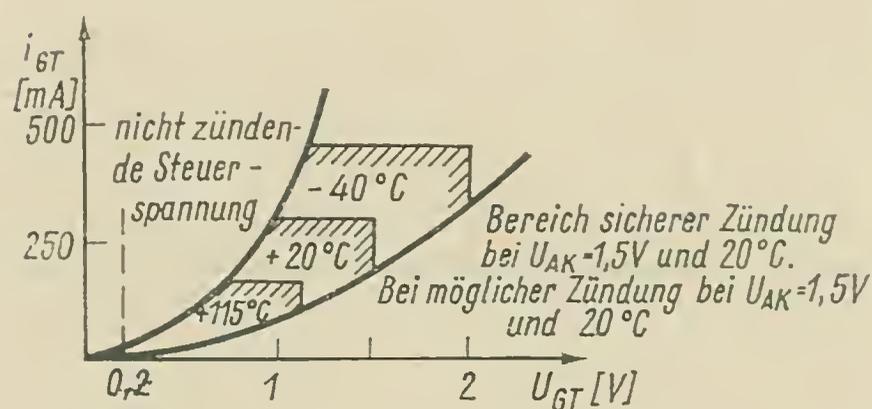


Bild 4a
Zündkennlinie
eines Thyristors
(Ausschnitt)

Die untere Zündgrenze wird bei der „nicht zündenden Steuerspannung“ erreicht. Hier ist auch unter extremer Temperatur und bei der zulässigen Spitzenblockierspannung keine Zündung möglich. Bei der Impulssteuerung arbeitet man im Bereich der sicheren Zündung. Der in den Datenblättern angegebene Spitzensteuerstrom darf keinesfalls überschritten werden; bei Gleichstromsteuerung gilt das gleiche für die maximale Steuerverlustleistung P_{Gmax} (Bild 4b).

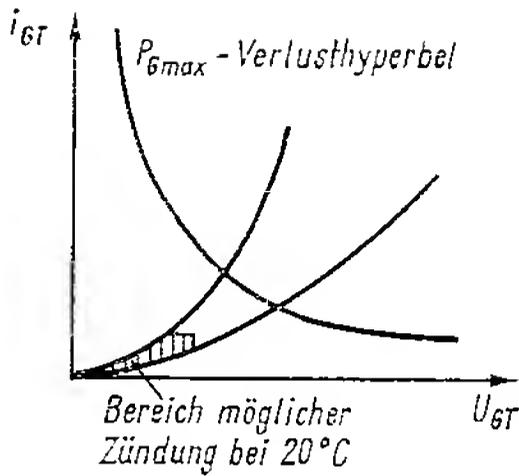


Bild 4b
Zündkennlinie
eines Thyristors

Es gibt 2 Möglichkeiten für die Steuerung des Thyristors:

a — *Vertikalsteuerung*

Wie aus Bild 1 ersichtlich, hängt der zum Zünden erforderliche Steuerstrom auch von der anliegenden Anodenspannung ab. Diese Eigenschaft wird bei der Vertikalsteuerung ausgenutzt. Durch Variation des Steuerstroms erreicht man das Zünden zwischen der Nullkippspannung und sehr geringen Anodenspannungen. Da aber schon mit einer kleinen Änderung des Steuerstroms Δi_{GT} fast der ganze Kippspannungsbereich durchfahren werden kann und die Zündkennlinien zudem stark streuen und temperaturabhängig sind, wird die Vertikalsteuerung praktisch selten angewendet.

b — *Horizontalsteuerung*

Die Zündung erfolgt in diesem Fall durch einen Zündimpuls. Dieser wird in der Phasenlage verschoben und ist groß genug, daß er beispielsweise auch bei 2 V Anodenspannung eine sichere Zündung gewährleistet. Steile Zündimpulse mit einfachen Schaltungen können durch Glimmlampen, Triggerdioden, *Diacs*, *Unijunction*-Transistoren und Kippschaltungen mit Transistoren erzeugt werden. Bild 5 zeigt das Prinzip der Horizontalsteuerung. Dabei können sämtliche Stromflußwinkel zwischen 0° und 180° eingestellt werden.

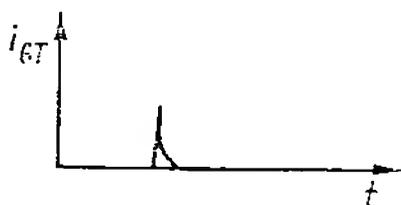
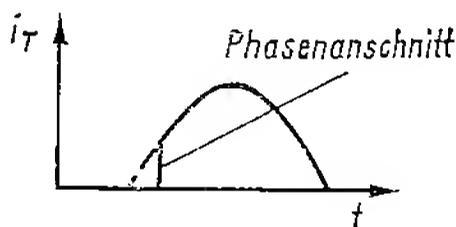


Bild 5
Horizontalsteuerung

Anwendungsbeispiele

Anwendungsmöglichkeiten für den Amateur liegen vor allem

- in der Drehzahlsteuerung von kleineren Motoren (z.B. bei Haushaltgeräten, Elektrowerkzeugen),
- in der Kraftfahrzeugelektronik (Zündanlagen, Scheibenwischerautomatiken, Blinkanlagen, kontaktlose Hupen),
- in Helligkeitssteuerungen von Lampen (z.B. elektronischen Orgeln, Scheinwerfern, Diaprojektoren usw.),
- in Impulsgeneratoren,
- in der Elektronenblitzgerätetechnik,
- in der Relais-technik,
- in leistungsfähigen Stromversorgungsbausteinen,
- in automatischen Ladegeräten,
- in der Schaltelektronik an sich.

Nachfolgend einige einfache Schaltungen.

Zeitrelais mit Komplementärthyristor

Der anodenseitig gesteuerte Komplementärthyristor zündet, wenn die Steuerspannung etwas unterhalb der Anodenspannung liegt. Der Steuerstrom ist sehr niedrig, deshalb eignet sich diese Ausführung für hochempfindliche Triggeranordnungen. Der ungepolte Kondensator C wird bei geöffnetem Schalter aufgeladen. Beim Schließen addiert sich die

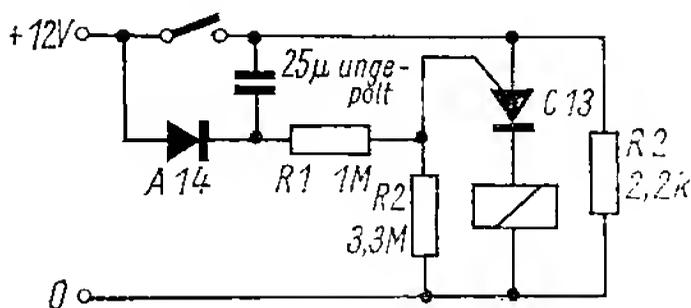


Bild 6
Zeitrelais mit Komplementärthyristor [6]

Kondensatorspannung zur Betriebsspannung. Der Kondensator entlädt sich nun über R 1 und R 2. Hat die Steuerelektrode die erforderliche Zündspannung erreicht bzw. den entsprechenden Zündstrom aufgenommen, dann zündet der Thyristor, und das Relais zieht an.

Die Einschaltverzögerung ist speisespannungsunabhängig und beträgt bei der angegebenen Dimensionierung 40 bis 60 s. Der Thyristor C 13 ist für 50 V Spitzenspannung und 250 mA Dauerdurchlaßstrom bei einer Verlustleistung von maximal 450 mW ausgelegt.

Anzeige einer maximalen Temperatur

Unter Ausnutzung der Temperaturabhängigkeit des Zündstroms kann der Thyristor als Temperaturfühler eingesetzt werden. Bild 7 zeigt die Grundschialtung zur Anzeige einer maximalen Temperatur. Der Thyristor zündet, sobald er diese Temperatur erreicht hat, und erlischt bei Wechsel-

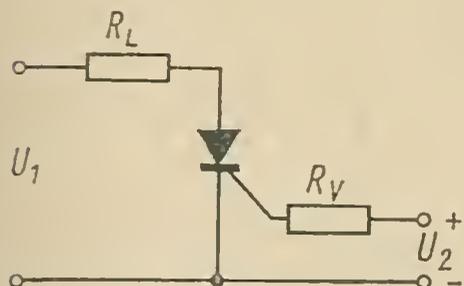


Bild 7
Anzeige einer maximalen Temperatur [5]

stromspeisung jeweils beim Nulldurchgang der Spannung u_1 . Beim Unterschreiten der betreffenden Temperatur kommt keine Zündung zustande. Der Steuerstrom muß gut stabilisiert sein. Man erreicht bei konstanter Spannung u_1 eine Anzeigegenauigkeit von $\pm 0,1^\circ\text{C}$.

Phasenanschnittsteuerung mit Diac

Die Schaltung eignet sich zur Licht- und Temperatursteuerung sowie zur Drehzahlsteuerung von Universalmotoren bis 1,44 kW. Der Zündimpuls wird mit einem *Diac* erzeugt, das eine Durchbruchspannung von $\pm 32 \mp 3 \text{ V}$ hat. Schließt man parallel zu $C 3$ einen geeigneten Fotowiderstand an, so läßt sich die Anordnung als Dämmerungsschalter verwenden. $C 1$ und L dienen zur Unterdrückung von Funkstörungen, die durch die steilen Flanken des Durchlaßstromes bei der Phasenanschnittsteuerung hervorgerufen werden. Die Kombination $R 1/C 2$ reduziert die Spannungsspitzen aus dem Netz.

In dieser Schaltung wird ein *Triac* verwendet, ein Bauelement, das 2 antiparallelgeschaltete Thyristoren enthält. Es wird auch als *Zweiwegthyristor* oder *bidirektionaler Thyristor* bezeichnet. Mit ihm ist es möglich, beide Halbwellen des Wechselstroms zu steuern. Der *Triac* 40486 (RCA) im T'O-5-Gehäuse ist für eine periodische Spitzensperrspannung von 400 V und einen effektiven Durchlaßstrom von 6 A bei $+75^\circ\text{C}$ Gehäusetemperatur ausgelegt.

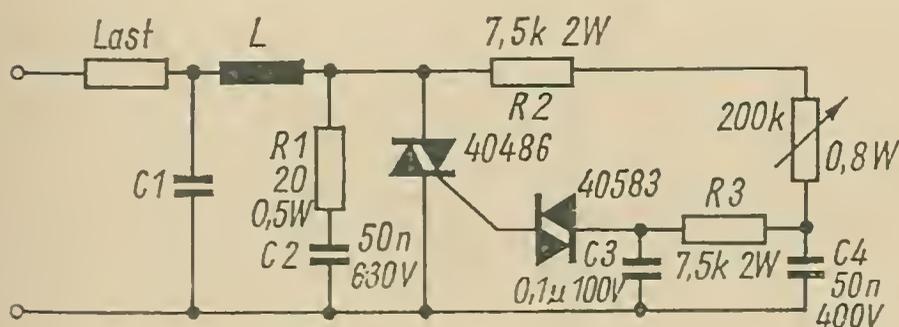


Bild 8
Phasenanschnittsteuerung mit Diac [7]

Thyristorladegerät

Das beschriebene Ladegerät ermöglicht ein automatisches Laden von Bleiakkumulatoren. Nach Erreichen der Ladeendspannung schaltet das Gerät selbständig ab. Die Schaltung wurde für 6-V-Akkumulatoren dimensioniert und ist mit einem Thyristor aus der ČSSR-Produktion bestückt. Eine Umdimensionierung auf 12 V läßt sich leicht ermöglichen. Mit der Z-Diode und dem Einstellregler $R2$ wird eine Referenzspannung von 8,2 V erzeugt. An der Basis von $T2$ stehen außerdem maximal 7V Ladespannung $+0,6$ V Schwellspannung von $D2 + 0,6$ V Schwellspannung von $T2 = 8,2$ V (Spannungsvergleichsschaltung).

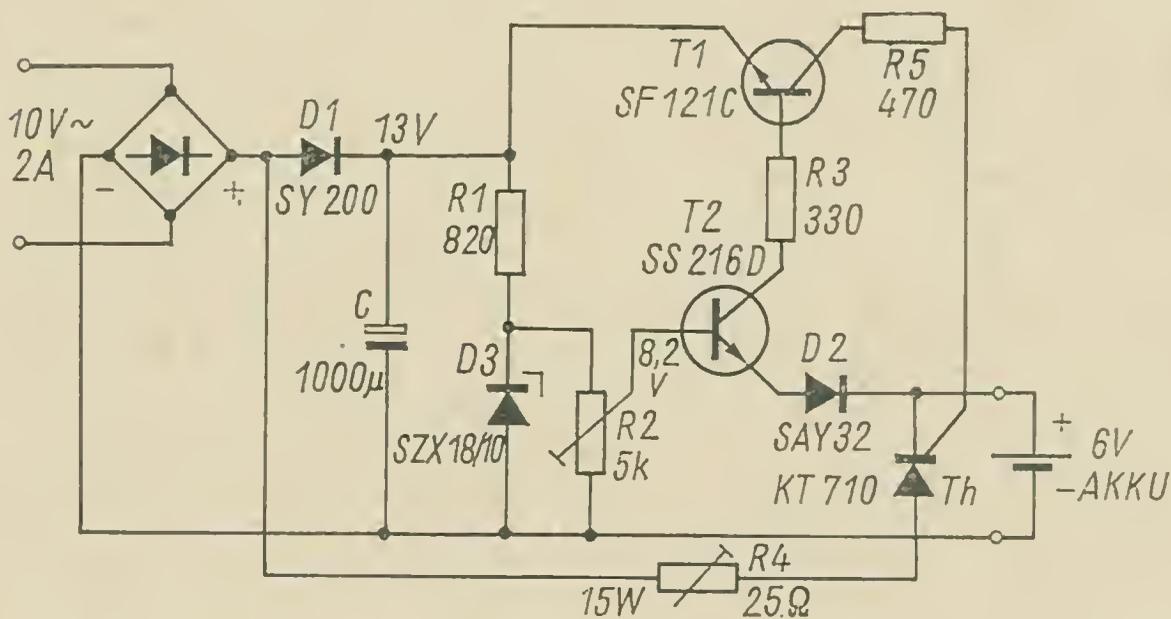


Bild 9 Thyristorladegerät [8]

Beträgt die Ladespannung ≤ 7 V, so leitet $T2$, und $T1$ ist demzufolge durchgeschaltet. Durch $R5$ fließt der Zündstrom des Thyristors — der Thyristor ist gezündet. Der Akku lädt sich auf. Der Thyristor erlischt in jedem Nulldurchgang des Ladestromes. Beträgt die Ladespannung > 7 V, so sperren $T2$ und $T1$, der Thyristor zündet nicht mehr — der Ladevorgang ist beendet. Mit $R4$ wird der Ladestrom eingestellt. $R5$ begrenzt den Zündstrom des Thyristors.

Flip-flop mit Thyristoren

Bild 10 zeigt eine einfache bistabile Kippschaltung, die wie ein statischer Speicher aus der Digitaltechnik wirkt. Die Schaltung erfordert jedoch geringeren Aufwand als die Transistorausführung. Die Funktionsweise ist folgende:

Gelangt ein positiver Spannungsimpuls auf Eingang 1, dann zündet Thyristor 1, Relais 1 zieht an und bleibt angezogen (Selbsthaltung). Der Kondensator lädt sich über Thyristor 1 und Relais 2 langsam auf. Wird

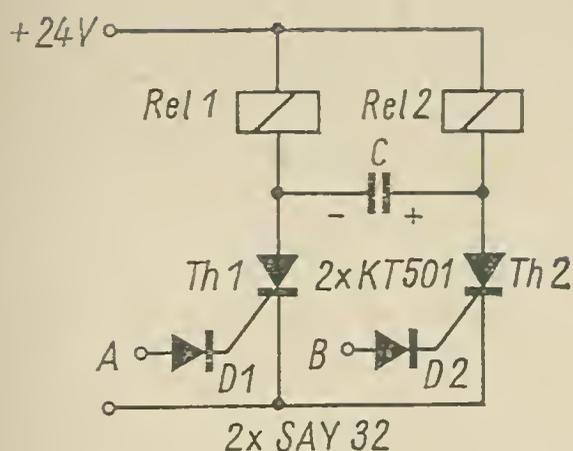


Bild 10
Statisches Flip-flop

ein 2. Impuls an Eingang 2 gegeben, so zündet Thyristor 2, und Relais 2 zieht an. Gleichzeitig entlädt sich der Kondensator vor allem über die beiden Thyristoren, und zwar infolge der kleinen Zeitkonstanten sehr intensiv. Durch diesen Entladestrom wird Thyristor 1 sofort gelöscht (Prinzip der Gegenstromlöschung). Gelangt erneut ein Impuls an den Eingang 1, dann erlischt Thyristor 2 usw.

Die Relais können auch durch ohmsche Widerstände, z. B. durch Glühlampen, ersetzt werden. Bei Ersatz eines Relais durch einen ohmschen Widerstand und durch Verbinden der Eingänge erhält man ein dynamisches *Flip-flop* (Bild 11). Das Relais kann auch durch eine Spule ersetzt werden. Nimmt man z. B. eine Hupe dafür, so läßt sich eine kontaktlose elektronische Hupe mit variierbarer Frequenz realisieren. Beim Einsatz einer ohmschen Last ist dafür zu sorgen, daß diese eine induktive Komponente erhält (Vorschalten einer Drossel).

Bei Ansteuerung des Eingangs zündet zunächst Th 1, da Th 2 durch die induktive Komponente des Relais o. ä. in seiner Zündung verzögert wird. Durch das Aufladen des Kondensators bleibt die Spannung an Th 2 im ersten Moment klein, denn die über einem Kondensator liegende Spannung kann sich nicht sprunghaft ändern. Th 2 ist praktisch überbrückt durch C und Th 1. Ehe die Spannung über Th 2 jedoch wesentlich steigt, muß der Steuerimpuls bereits abgeklungen sein.

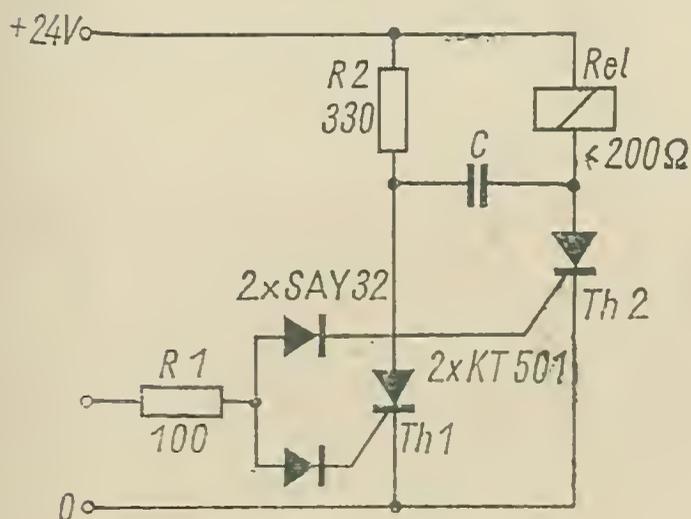


Bild 11
Dynamisches Flip-flop

Beim nächsten Impuls zündet Th 2. Durch die Kondensatorentladung wird der Strom durch Th 2 verstärkt, der Strom durch Th 1 geschwächt (Gegenstrom). Th 1 erlischt. Beim nächsten Impuls erlischt Th 2 durch die Kondensatorentladung, nachdem Th 1 zündete. Die Größe des Kondensators errechnet man näherungsweise mit der Formel

$$C = \frac{1,2 \cdot I_{\text{Rel}} \cdot t_{\text{q}}}{U} ;$$

t_{q} = Freiwerdezeit in s, U = Speisespannung in V, I_{Rel} = Relaisstrom in A.

Die Ansteuerung kann nach [9] mit einem *Unijunction*-Transistor erfolgen (Bild 12).

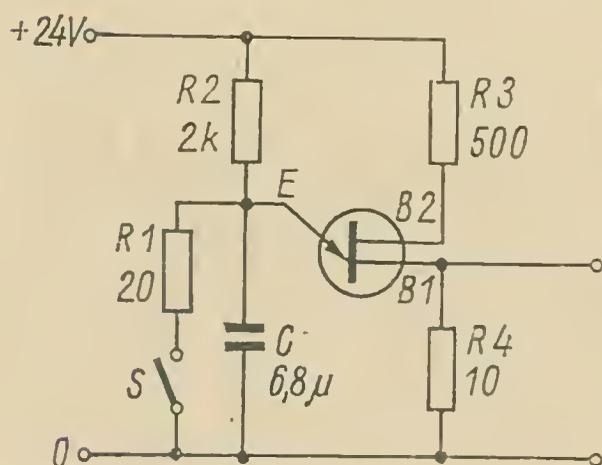


Bild 12
Impulserzeugung mit Unijunction-
Transistor

Die Funktionsweise ist folgende: Wird Schalter S geschlossen, so entlädt sich C über $R 1$. $R 1$ garantiert dabei die Kontaktschonung (Strombegrenzung). Öffnet S , dann lädt sich C auf, bis die Strecke $E-B 1$ bei Erreichen der Höckerspannung leitend wird. Es entsteht an $B 1$ ein kurzer, steiler Spannungsimpuls, der zur Steuerung der Thyristoren dient.

Ein erneutes Aufladen des Kondensators kann man bei entsprechender Dimensionierung von $R 2$ vermeiden, da die Strecke $E-B 1$ dann leitend bleibt. Beim Multivibratorbetrieb (Blinkschaltung, elektronische Hupe) wird $R 2$ so groß gewählt, daß die Strecke $E-B 1$ nicht mehr leitend bleibt. Es kommt bei geöffnetem Schalter zu ständigem Laden und Entladen des Kondensators, also zur automatischen Impulserzeugung.

Glimmlampensteuerung

Eine sehr einfache Möglichkeit zum Erzeugen von Zündimpulsen bietet die Glimmlampe. Bild 13 zeigt eine sehr einfache Phasenanschnittsteuerung. Mit steigender positiver Wechselspannung wird Kondensator C

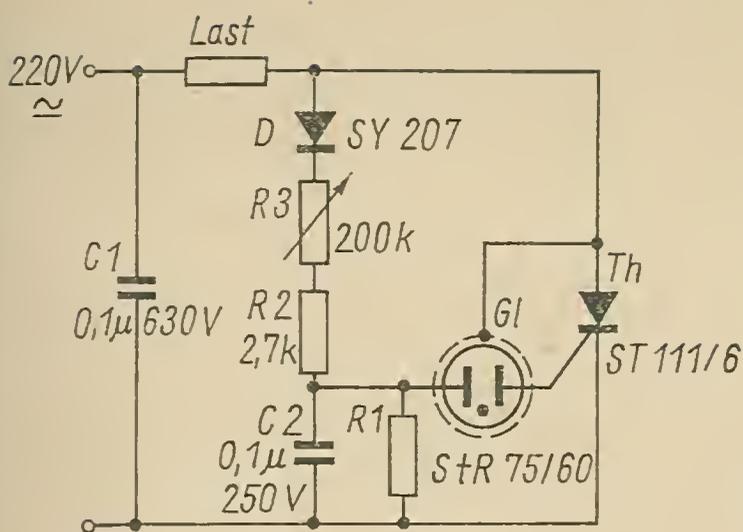


Bild 13
Glimmlampensteuerung

über die Diode sowie über die Widerstände R_3 und R_2 so lange aufgeladen, bis die Zündspannung der Glimmlampe erreicht ist. Der nun fließende Zündstrom zündet den Thyristor. Beim Nulldurchgang der Wechselspannung erlischt er wieder. Der Zündzeitpunkt und damit der Stromflußwinkel hängen von der Aufladezeit des RC -Gliedes ab. Als Glimmlampe kann z.B. der Typ *StR 75/60* verwendet werden. Es empfiehlt sich, zum Schutz des Thyristors *ST 111/6* eine flinke Feinsicherung vorzuschalten.

Literatur

- [1] Hesse, D.: Die steuerbare Einkristallgleichrichterzelle, ein neues Bauelement in der Starkstromtechnik, Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, VII. Band, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin 1964.
- [2] Schilling, W.: Thyristortechnik, R. Oldenburg Verlag, München-Wien 1968.
- [3] Thyristor-Handbuch, Siemens-Schuckertwerke AG, Berlin-Erlangen 1966.
- [4] Swoboda, Rudolf: Thyristoren, Telekosmos-Verlag Stuttgart, 1968.
- [5] —: Thyristor als Temperaturfühler, radio, fernsehen, elektronik 18 (1969), Heft 14, S. 459.
- [6] Roublot, R.: Quelques nouvelles applications des thyristors complementaires ou rapides, Electronique Industrielle, Nr. 125 (Juli/August 1969), S. 474.
- [7] 400 V-6 A-Standard-Triac für Steuerungen im Netzspannungsbereich, RCA-Mitteilung (Enatechnik 5/69).
- [8] —: Thyristor-Ladegerät, Elektronik 19 (1970), Heft 7, S. 244.
- [9] Oskar Haufschulz: Thyristoren speichern oder erzeugen digitale Signale, Elektronik 19 (1970), Heft 7, S. 225.

Transistoren für den UHF-Bereich

Gerhard Wilhelm — DM 4 FK

Ohne Beispiel ist die rasche Entwicklung des Transistors; heute besonders gekennzeichnet durch das Vordringen zu immer höheren Frequenzen und Leistungen.

Mit steigender Frequenz werden die elektrischen Daten der Transistoren durch den Einfluß der inneren Kapazität, durch Zuleitungsinduktivität und Laufzeiterscheinungen wesentlich verändert. So sinkt die Verstärkung, selbst bei optimaler Anpassung am Eingang und am Ausgang, schließlich unter den Wert 1. Die zumutbare Verlustleistung ist gegeben durch die Ableitung der an den pn-Übergängen entstehenden Wärme. Technologie und Fertigung von UHF-Transistoren sind durch diese Probleme bestimmt.

Als Ausgangsmaterial benutzt man einerseits Germanium, da sich mit ihm gegenüber Silizium eine höhere Stromverstärkung erzielen läßt; andererseits hat sich Silizium zur Realisierung großer Leistungen durchgesetzt. Die Herstellung erfolgt in Mesa- oder Planartechnologie. Rein äußerlich geht die Entwicklung vom herkömmlichen Metallgehäuse zum plastverkappten Transistor; Bild 1 verdeutlicht dies. Dabei kommt der

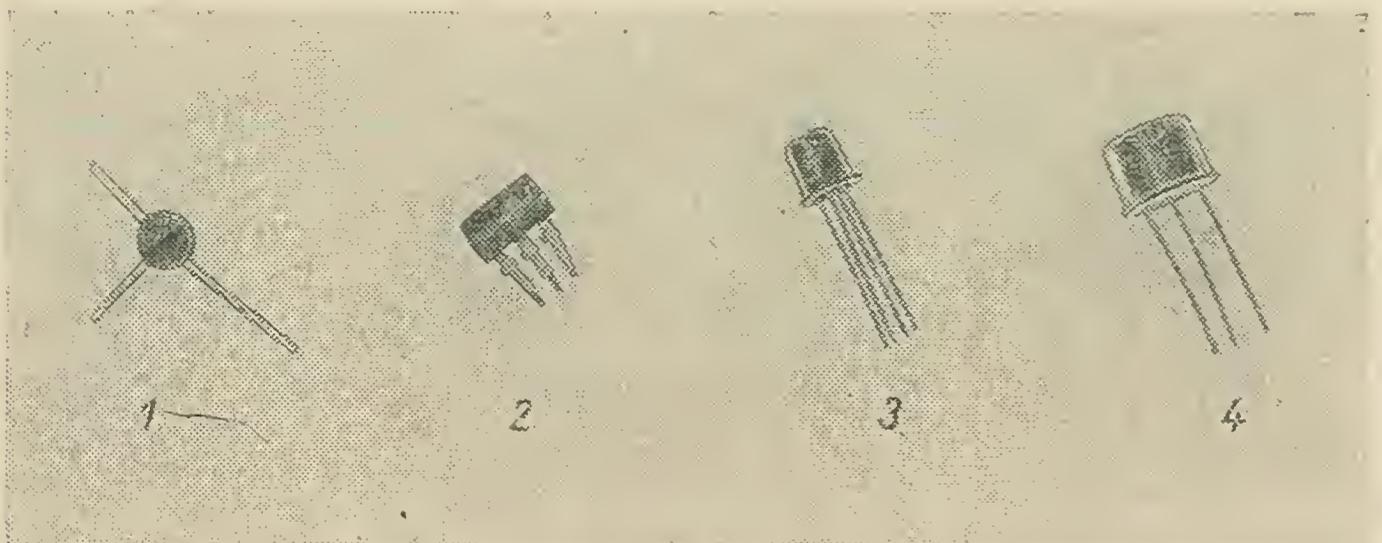


Bild 1 Bauformen von UHF-Transistoren; a — plastverkappter Typ AF 280 (stripe-line-Technik), b — plastverkappter Typ AF 256, c — Typengruppe GF 145...GF 147 (TO-18-Gehäuse), d — Typengruppe GF 140...GF 143 (TO-5-Gehäuse)

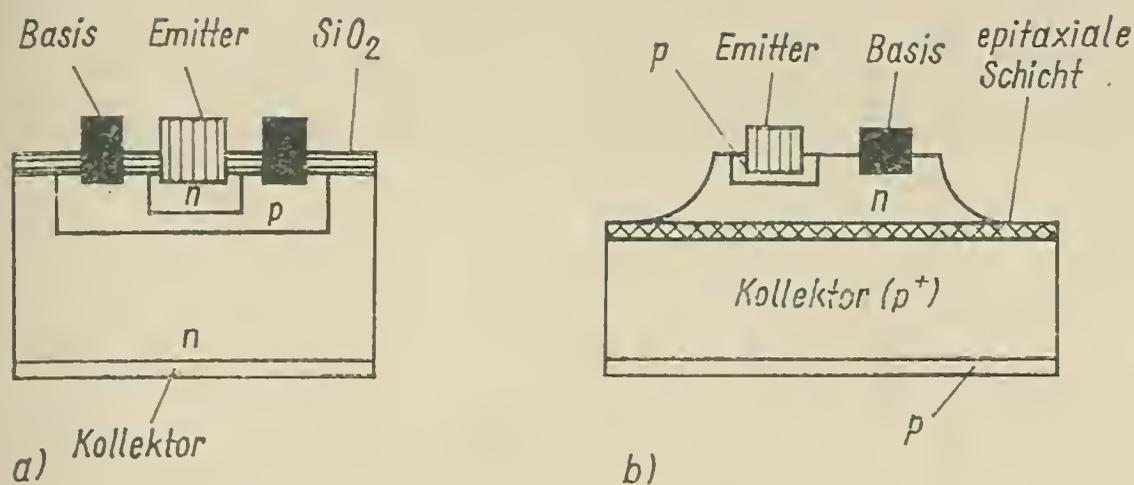


Bild 2 Systemaufbau für den Planartransistor (a) und den Mesatransistor

AF 280 in *Stripe-line*-Technik den Schaltungsanforderungen der UHF-Technik am nächsten. Im Gegensatz zur Typengruppe GF 145...GF 417 ist er ein Ge-Planar-Transistor. Bild 2 zeigt den grundsätzlichen Aufbau und Unterschied zwischen Planar- und Mesa-Transistor.

Bei der Herstellung geht man von einer p-leitenden, etwa 170 μm „dicken“ Germaniumscheibe aus, deren Durchmesser annähernd 30 mm beträgt. An der gesamten Oberseite der Scheibe wird mit einem Antimongranulat in einer Wasserstoffschutzgasatmosphäre eine Trägergasdiffusion bei Temperaturen um 500°C vorgenommen. Auf diese Weise entsteht über die ganze Scheibe eine etwa 1,5 μm dünne n-leitende Schicht — der pn-Übergang Basis — Kollektor. Die weitere Bearbeitung erfolgt mit Hilfe von Masken. Das Transistorelement ist nur 0,5 mm \times 0,5 mm groß; auf einer solchen Scheibe können gleichzeitig bis zu 1500 aktive Bauelemente realisiert werden. Überall dort, wo ein Transistor entstehen soll, wird durch Bedampfen ein nn^+ -Basiskontakt geschaffen. Seine Abmessungen betragen

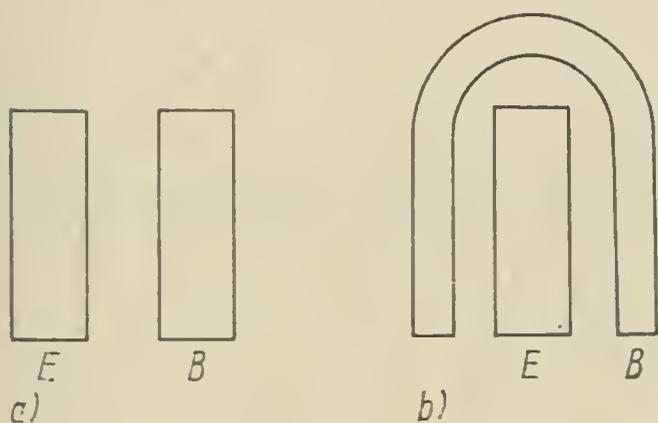


Bild 3
Strukturen von Emitter und Basis
für UHF-Transistoren;
a — Streifenanordnung für
GF 145/146, b — Hufeisenanordnung
für GF 147

etwa 15 $\mu\text{m} \times 35 \mu\text{m}$. Die geometrische Form dieses Anschlusses ist entscheidend im Hinblick auf die Grenzfrequenz. Um die Zuleitungsinduktivität und den Basisbahnwiderstand klein zu halten, wird beim GF 147 eine spezielle Struktur benutzt (Bild 3).

Wenige Mikrometer neben diesem Basisanschluß entsteht durch Einlegieren von Reinstaluminium der etwa gleich große Emitter bei Tempe-

raturen oberhalb 400°C . Dann ätzt man den eigentlichen Transistor etwa $8\ \mu\text{m}$ tief und $60\ \mu\text{m} \times 60\ \mu\text{m}$ im Quadrat frei. Auf dem Kollektormaterial steht also jetzt ein $8\ \mu\text{m}$ hoher „Tafelberg“ (= mesa), der den Basis- und den Emitteranschluß trägt. Danach entsteht auf der Unterseite der ganzen Scheibe durch Bedampfen der pp^+ -Kollektorkontakt. Eine sperrschichtfreie Kontaktierung und die sich exponentiell ändernde Störstellenkonzentration sind gleichermaßen Voraussetzung für die Funktion des Bauelements bei sehr hohen Frequenzen.

Das Trennen der einzelnen fertigen Elemente erfolgt durch Ritzen und Brechen der Scheibe. Bereits vor diesem Arbeitsgang wurden die Transistorelemente auf dem Sondenmeßplatz kontrolliert, der Ausschuß erhält dabei eine farbige Markierung (Bild 4); die so gekennzeichneten Elemente werden vor dem Auflöten auf das Halbleitersockel aus-sortiert. Dem Lötprozeß schließt sich bei äußerster Sauberkeit das Bonden an (Bild 5). Unter Druck bei etwa 300°C werden mit Thermokompression die Zuleitungen vom Sockel zum Basis- und zum Emitteranschluß angebracht. Die verwendeten Drähte bestehen aus Reinstgold und haben einen Durchmesser von $7\ \mu\text{m}$ bis $8\ \mu\text{m}$. Um den Transistor vor Korrosion zu schützen, wird vor dem Verkappen (Bild 6) ein Gettermittel einge-

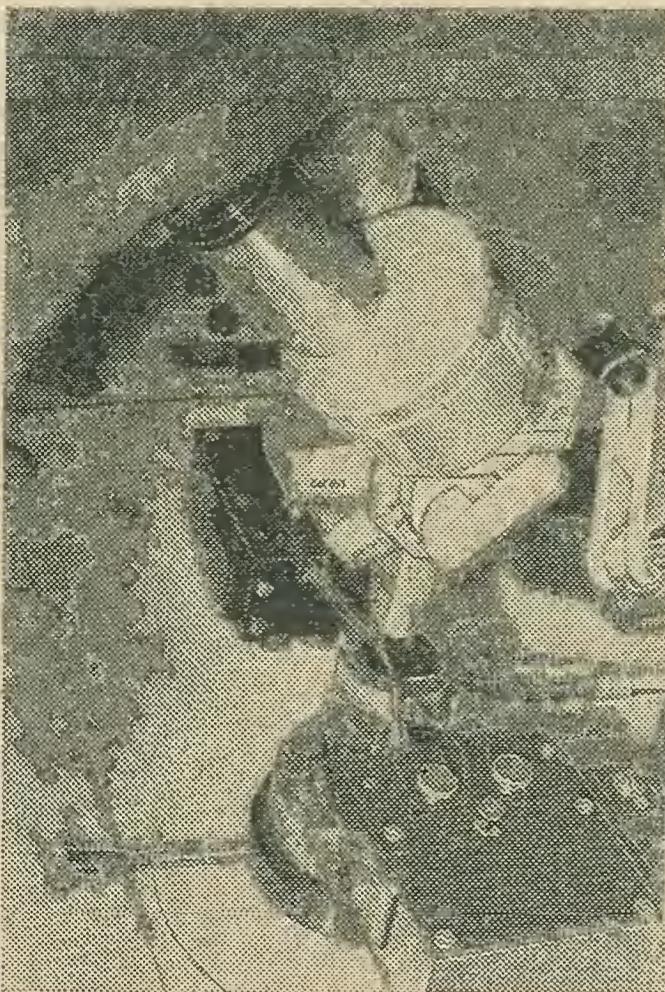


Bild 4
Mit dem Sondenmeßplatz
wird auf der Halbleiterscheibe
jeder einzelne Transistor überprüft

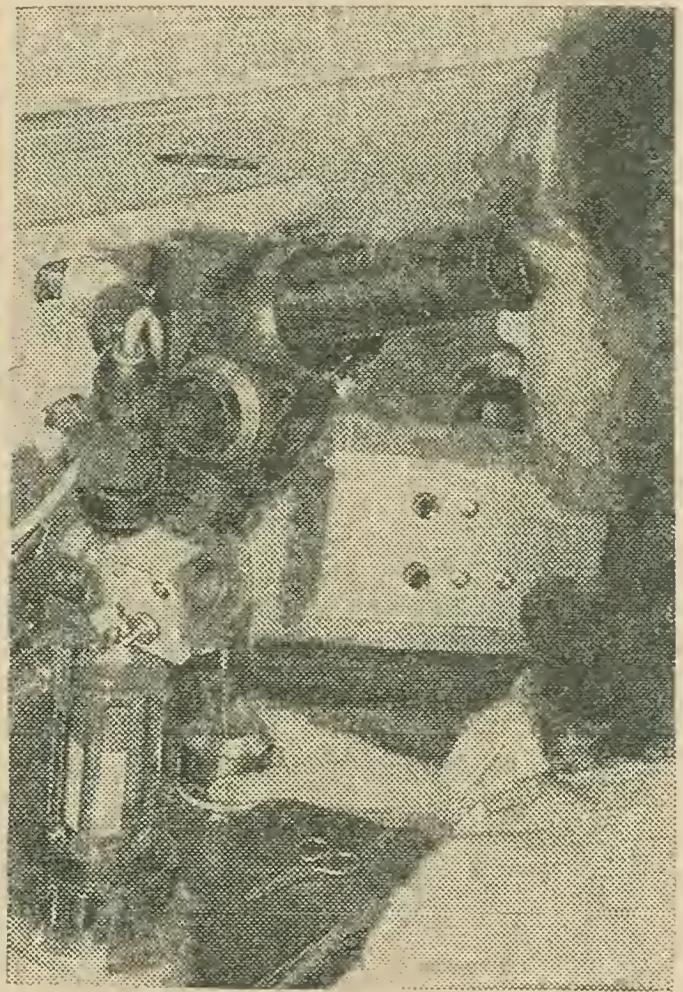


Bild 5
Die Kontaktierung (das Bonden)
erfolgt durch Thermokompression

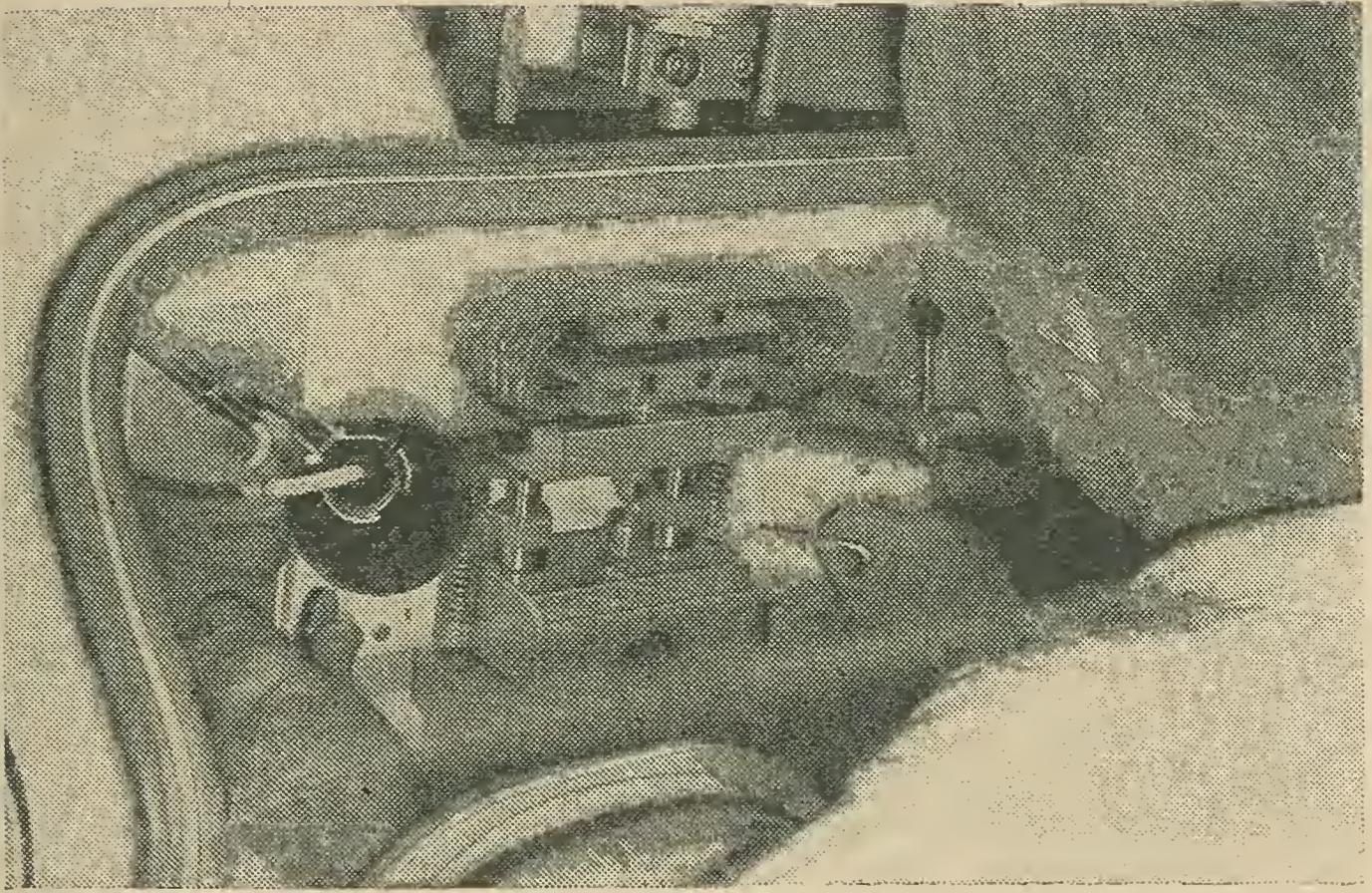


Bild 6 Mit der Verkappung ist der Aufbau des UHF-Transistors fertiggestellt

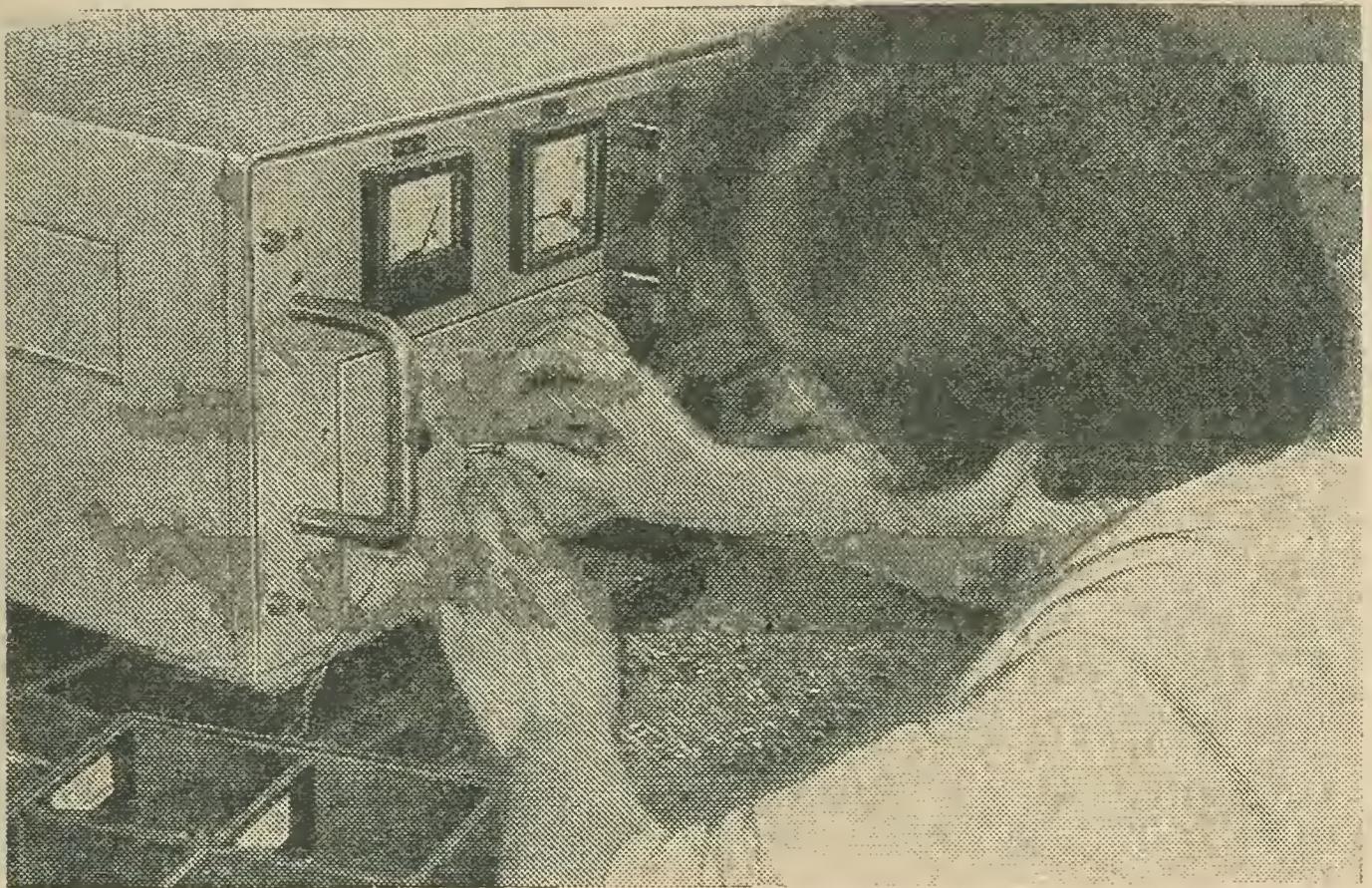


Bild 7 Abschließend erfolgt die Ausmessung der Transistoren bei der Arbeitsfrequenz (200 MHz bzw. 800 MHz)

strichen. Mit einer Kontrolle der Parameter innerhalb der Endmessung (Bild 7) schließt die Herstellung des UHF-Mesa-Transistors ab.

Von den Anwendungsmöglichkeiten der UHF-Transistoren wird seit Jahren in den Fachzeitschriften berichtet. Allgemein übliche Schaltungen

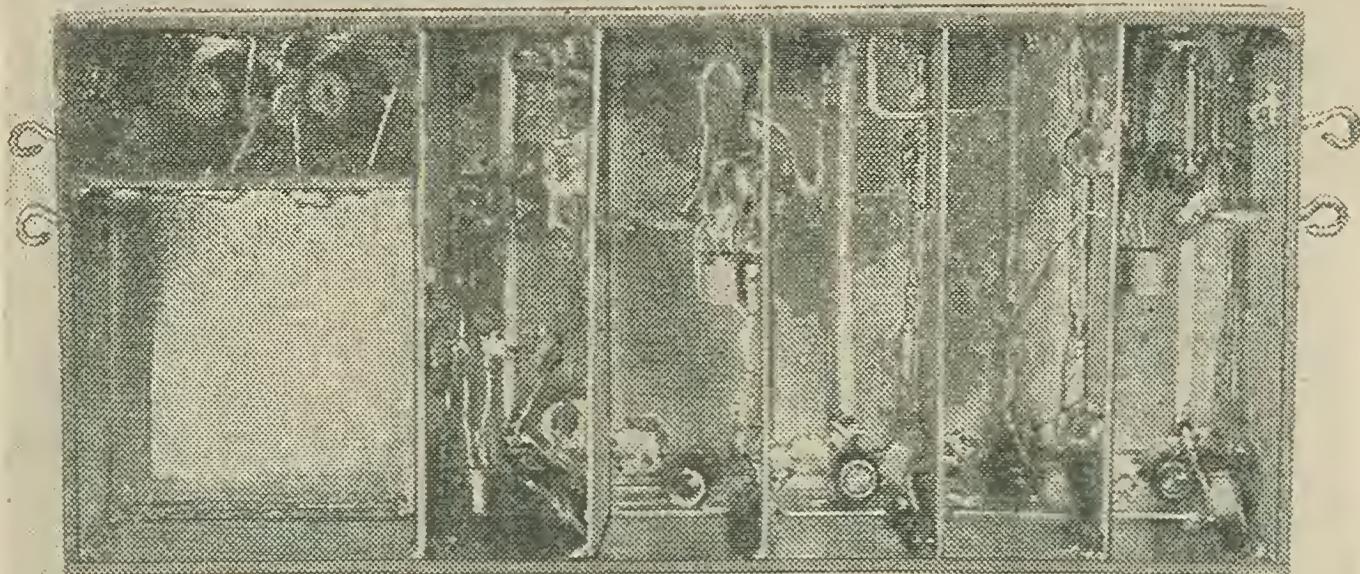


Bild 8 Muster eines transistorisierten UHF-Konverters, der ein Signal im 70-cm-Amateurband empfängt und in das 2-m-Band umsetzt

sein deshalb als bekannt vorausgesetzt. Während man bei der Elektronenröhre den $\lambda/2$ -Leitungskreis einsetzt, wird beim Transistor der $\lambda/4$ -Leitungskreis bevorzugt, was das Bauvolumen zusätzlich verringert. Außerdem ist es günstig, daß der Kollektor über den Innenleiter am Massepotential liegt. Ein typisches Beispiel bildet der transistorisierte Konverter 70 cm/2 m von *DM 2 DIN* nach Bild 8. Gute Ergebnisse erhält man, wenn die Wellenwiderstände der Leitungskreise etwa dem Optimum von 77Ω entsprechen und die vom Hersteller angegebenen Lastwiderstände (*GF 145/146* etwa $1,5 \text{ k}\Omega$; *GF 147* etwa $2 \text{ k}\Omega$) annähernd realisiert werden.

Transistor-Kennwerte

	<i>GF 145</i>	<i>GF 146</i>	<i>GF 147</i>
I_{CBO} (μA)	< 8	< 8	< 8
I_{CEO} (μA)	< 500	< 500	< 500
I_{EBO} (μA)	< 100	< 100	< 100
V_{pb} (dB)	> 9 ¹	> 14 ²	> 11,5 ¹
F (dB)	< 9 ¹	< 7,5 ²	< 6 ¹
Arbeitspunkt	12 V 1,5 mA	12 V 1,5 mA	12 V 2 mA

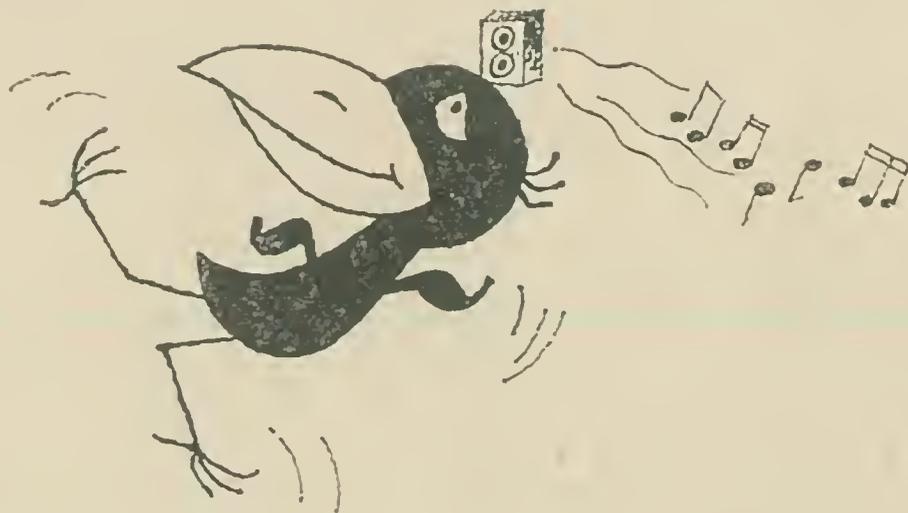
¹ Bei 800 MHz. ² Bei 200 MHz.

Transistorvergleichstabelle

DDR	ČSSR	BRD
GF 145	GF 507	AF 139
GF 146	GF 506	AF 106
GF 147	GF 507	AF 239

Literatur

Prospektmaterial Kombinat VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O., Röhrenwerk Anna Seghers, Neuhaus am Rennweg.
Wilhelm, G.: Zur Technologie der Transistoren, FUNKAMATEUR, Heft 2/1968.



Bei Magnetbandgeräten ist das Gerätespektrum sehr weitgestreut: Es reicht vom Kassettengerät bis zum teuren Hi-fi-Stereomagnetbandgerät. Insgesamt sind diese Geräte sämtlich transistorisiert, zum großen Teil auch schon mit monolithischen ICs bestückt. Teilweise ist der Platzbedarf der Bauelemente ausschlaggebend (bei Kassettengeräten), teilweise hat der Platzbedarf nur sekundäre Bedeutung (bei Hi-fi-Geräten). Dadurch wird die Anforderung im Hinblick auf die Verwendung von ICs bei diesen Geräten unterschiedlich sein.

Kristalline Flüssigkeiten in Bauelementen der Zukunft

Ing. Winfried Müller

Die Elektronik kann in naher Zukunft mit Bauelementen rechnen, deren Funktion auf dem Vorhandensein von kristallinen Flüssigkeiten bzw. auf Flüssigkristallen basiert. Unter kristallinen Flüssigkeiten versteht man Substanzen, deren äußerliches Verhalten dem einer Flüssigkeit ähnelt, deren optisches Verhalten jedoch im Bereich eines diskreten Temperaturintervalls dem eines Kristalls gleicht. Derartige Substanzen kannte man bereits um die Jahrhundertwende, und es wurden erste grundlegende — jedoch keineswegs anwendungsorientierte — Untersuchungen im damaligen Deutschland durchgeführt.

Die Moleküle der Flüssigkristalle weisen eine stäbchenförmige Struktur auf. Ihre Anordnung zueinander bestimmt die ausnutzbaren physikalischen Eigenschaften. Man unterscheidet 3 Erscheinungsformen der Strukturen:

- a — *Nematische Flüssigkeit* (Bild 1) — Die fadenförmigen Moleküle sind parallel zu ihren Längsachsen angeordnet und in beiden Richtungen der Längsachsen verschiebbar. Die parallele Ordnung der Moleküle beschränkt sich auf begrenzte Flächen.

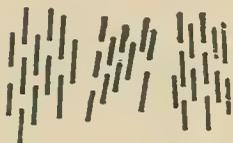


Bild 1 *Nematische Flüssigkristallstruktur*

- b — *Cholesterinische Flüssigkeit* (Bild 2) — Diese Substanz stellt einen Sonderfall der nematischen Flüssigkeit dar. Ihre Molekülanordnung besteht in parallelen Schichten, die nematischen Charakter haben. Die

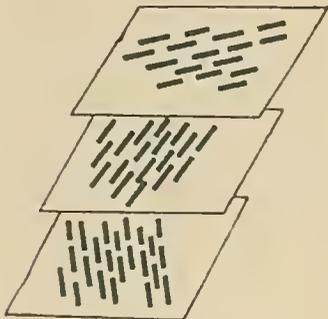


Bild 2 *Cholesterinische Flüssigkristallstruktur*

Längsachsen jeder Schicht sind gegenüber der vorhergehenden um einen Winkelbetrag gedreht.

c — *Smektische Flüssigkeit* (Bild 3) — Die Moleküle sind schichtweise in Richtung der Längsachsen parallel zueinander angeordnet. Die Schichtstärke entspricht etwa der Moleküllänge. Sie lassen sich in der Längsachse nicht verschieben; es ist lediglich eine Rotation um die Längsachse möglich.



Bild 3 *Smektische Flüssigkeitkristallstruktur*

Den flüssigkristallinen Zustand der genannten Substanzen kann man nur in einem begrenzten Temperaturbereich nachweisen. Die heute bekannten Substanzen (es handelt sich um organische Verbindungen) haben ihre kristallin-flüssige Phase in einem Temperaturbereich von -7°C bis $+65^{\circ}\text{C}$. Das war nicht immer so. Die ersten Substanzen, mit denen man experimentierte, erforderten Arbeitstemperaturen von etwa $+94^{\circ}\text{C}$. Unterhalb von -7°C verhalten sich die Substanzen äußerst träge (Bild 4);



Bild 4 *Zustandsformen kristalliner Flüssigkeiten*

der gewünschte ausnutzbare Effekt läßt sich nicht mehr erzielen. Oberhalb des Klärpunkts ($+65^{\circ}\text{C}$) geht die kristalline Flüssigkeit in ihren normalen isotropen Zustand über: das heißt, ihre optischen Eigenschaften gehen verloren.

Vornehmlich den *nematischen Materialien* ist eine elektrooptische Eigenschaft eigen, die sich für Bauelemente ausnutzen läßt. Die kristalline Flüssigkeit trübt sich bei Anlegen einer Spannung von 6 V bis 60 V; das entspricht einer Feldstärke von 6 kV bis 60 kV/cm. Die durch das elektrische Feld hervorgerufene Turbulenz der Flüssigkristalle verursacht die Trübung des Materials, wodurch darauffallendes oder durchscheinendes Licht gestreut wird. Diesen Effekt bezeichnet man als dynamische Streuung (*Dynamic Scattering Mode—DSM*). Der Streuungseffekt hat seine Ursache in einer durch den Feldeinfluß ausgelösten Ionenwanderung durch das flüssigkristalline Material, wobei sich das normale Orientierungsmuster der Moleküle der nematischen Flüssigkeit verändert: Das sonst transparente Material *erscheint* undurchsichtig.

Dieser Streuungseffekt läßt sich mit einfachen Flüssigkeiten nicht erzielen, da deren Dipolmoment in Richtung der Molekularhauptachse ausgerichtet ist. Das Dipolmoment der nematischen Materialien dagegen liegt nicht in Richtung der Molekülhauptachse; sie lassen sich daher auch in Feldrichtung ausrichten.

Die für das Licht wirksamen Streuzentren haben einen Durchmesser von 1 bis 5 μm , sind folglich 5- bis 10mal größer als die einfallende Wellenlänge des Lichtes. Dadurch ergibt sich eine Streuungsunabhängigkeit von der Wellenlänge des Lichtes und damit auch von der Farbe des Lichtes.

In der Praxis nutzt man den Effekt in folgender Weise: Die kristalline Flüssigkeit befindet sich (Bild 5) als dünne Schicht von 10 bis 15 μm

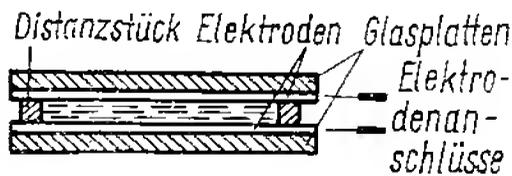


Bild 5 Aufbau einer Flüssigkristallzelle mit gegenüberliegenden Elektroden (Zelle für reflektierendes Licht)

zwischen 2 Glasplättchen. Auf diesen sind durchscheinende metallische Elektroden aufgebracht. Elektrisch gesehen, bildet eine solche Flüssigkristallzelle einen Plattenkondensator mit einer Kapazität von etwa 200 pF/cm². Die eingebrachte Flüssigkeit ist das Dielektrikum. Die Helligkeit hängt von der Feldstärke ab, wobei sich eine steuerbare Grauskala realisieren läßt. Der mögliche Kontrastumfang wird mit maximal 20 : 1 angegeben. Die Helligkeit der Zelle entspricht der des Umlichts.

Die genannten Eigenschaften kann man vorzüglich für Anzeigetableaus, Bildschirme o. ä. ausnutzen. — Praktische Bedeutung wird der beschriebene Effekt jedoch zunächst bei der digitalen Darstellung von Ziffern und Zeichen haben. Derartige Flüssigkristallanzeigesysteme kann man technologisch relativ einfach beherrschen, und hinsichtlich der Ansteuertechnik ergeben sich im Hinblick auf bisherige Schaltungen kaum neue Probleme. Das Interesse, das dem Flüssigkristallanzeigesystem entgegengebracht wird, resultiert aus ihrem geringen Volumen und der nahezu leistungslosen Ansteuerung auch bei niederen Betriebsspannungen. Flüssigkristallanzeigesysteme sind folglich IC kompatibel, d. h., sie können sogar direkt aus integrierten MOS-Schaltungen angesteuert werden. Damit erschließen sich neue Anwendungsgebiete.

Der Effekt derartiger Anzeigesysteme wird optimiert, indem man die rückwärtige Elektrode spiegelnd gestaltet und eventuell mit schwarzem Material hinterlegt. Im Ruhezustand erscheint das System schwarz; legt man dagegen eine Spannung an die Zelle, so wirkt diese durch das an den Steuerungszentren reflektierte Licht weiß.

In diesem Fall ist die Zelle 1 Segment einer aus 7 Segmenten zusammengesetzten Ziffer. Die einzelnen, einander nicht berührenden Segmente bilden eine Elektrodengruppe, die der gemeinsamen Gegenelektrode gegenübersteht (Bild 6). Mehrere Ziffernsegmentgruppen zur Darstellung

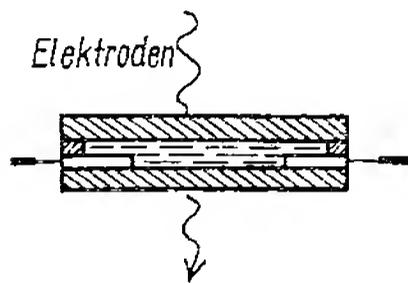


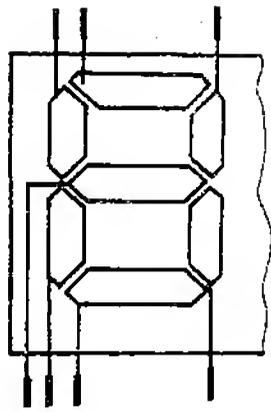
Bild 6 Anordnung für eine 7-Segment-Ziffernanzeige

mehrstelliger Zahlen können auf einer Glasplatte nebeneinander angeordnet sein. Die kristalline Flüssigkeit zwischen den Segmentgruppen und der Gegenelektrode wird nur in den Flächenbereichen der jeweils angesteuerten Einzelsegmente getrübt. Das beschriebene Anzeigesystem ist — darauf sei nochmals hingewiesen — funktionell abhängig von fremden Lichtquellen; das kann Tageslicht oder auch Kunstlicht sein. Die Geräteindustrie hat mit solchen Anzeigesystemen die Möglichkeit, vollelektronische Uhren (auch Armbanduhren sowie Taschenrechner in Zigarettenschachtelgröße) herzustellen. Besonders dürften preiswerte Taschenrechner für den Gebrauch in Büros, Schulen und im Dienstleistungsgewerbe große Bedeutung erlangen.

Das Fernziel aller Bemühungen ist der Aufbau eines möglichst flachen Bildschirms für Fernzwecke und für die Radartechnik (Hochspannungsquellen und Ablenkspulen entfallen!). Ein Bildschirm setzt sich dann aus einer Vielzahl punktförmiger Flüssigkristallzellen zusammen, die mit mikroelektronischen Schaltungen einzeln angesteuert werden!

Ein schwierigeres Problem ist die Realisierung eines entsprechenden Farbfernsehbildschirms, obwohl die Wissenschaftler auch das künftig für die Praxis umsetzbar halten. Für diesen Zweck hält man z. Z. den cholesterinischen Typ, mit Farbstoffen angereichert, als geeignet. Es sei allerdings nicht verschwiegen, daß die Trägheit des Anzeige- bzw. Wiedergabesystems für schnelle Bewegungsabläufe einen noch nicht überwundenen Nachteil bildet. Die Ausbildung der Trübung beansprucht etwa 1 bis 5 ms, die Abklingzeit dagegen liegt zwischen 30 ms und 1 s. Während die Adressierzeit weitgehend von der Stromdichte beeinflußt wird, kann man die Abklingzeit durch die Temperatur, durch die Art der flüssigkristallinen Substanz und durch die Herstellungstechnologie beeinflussen.

Bei anderen Anwendungen nutzt man die Durchlichtvariante der Flüssigkristallzelle aus; sie bildet den einfachen Zellentyp. Beide Glasplatten sind mit transparenten Elektroden belegt, bzw. — wie Bild 7 zeigt — ist auch eine einseitige Belegung möglich. In Fensterscheibengröße wirkt das System als Lichtschleuse. Die Lichtdurchlässigkeit kann



Elektrodenanschlüsse

Bild 7 Flüssigkristallzelle mit nebeneinanderliegenden Elektroden (Zelle für durchfallendes Licht)

in einfacher Weise durch fotoelektronische Bauelemente (Fotozellen u. ä.) den gewünschten Lichtverhältnissen der jeweiligen Tages- bzw. Jahreszeit angepaßt werden (Verwendung z. B. bei Treibhäusern, Flugzeugkanzeln, Autowindschutzscheiben und Kameraverschlüssen).

Bauelemente aus einer Mischung nematischer und cholesterinischer Substanzen haben Speichereigenschaften, durch die sich neue Anwendungsbereiche erschließen. Informationen, z. B. Bilder, Symbole oder Grafiken, können über einen längeren Zeitraum (bis zu Monaten) aufrechterhalten werden. Nach Anlegen einer Gleichspannung führt man die Trübung der adressierten Zellen eines Schirmes herbei. Das Reflexionskontrastverhältnis läßt nach Abschalten der Spannung nach, pendelt sich aber auf einen Wert von 7 : 1 ein. Die Löschung erfolgt mit niederfrequenter Spannung.

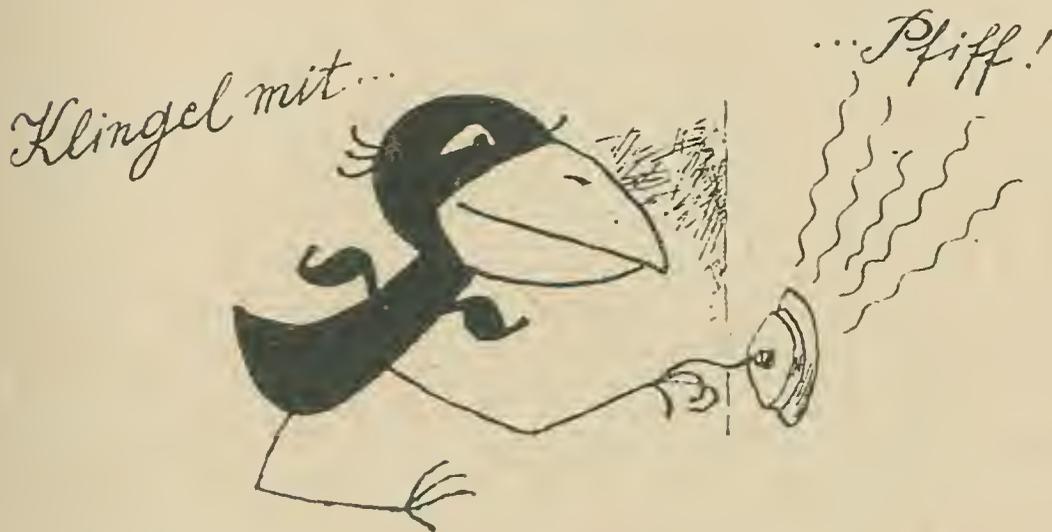
Der Effekt erklärt sich folgendermaßen: Die durch den Ionentransport erzeugte Turbulenz führt zu einer Verklumpung der cholesterinischen Moleküle innerhalb der nematischen Substanz. Die für den Löschvorgang erforderliche NF-Spannung macht die Auflösung der Zusammenballung wieder rückgängig, und es kommt zur Einordnung der cholesterinischen Moleküle zwischen die nematischen Moleküle.

Außer den genannten sind noch weitere Anwendungsmöglichkeiten für Flüssigkristalle bekannt, die jedoch nicht unmittelbar zur Elektronik Beziehung haben. Daher seien nur übersichtshalber genannt: Molekülspektroskopie, Gaschromatografie, Thermolemente für Ultrarot, Temperaturmessungen in großen Räumen sowie in der Medizin, Aufzeichnung von Feldverteilungen in Hohlleitern.

Literatur

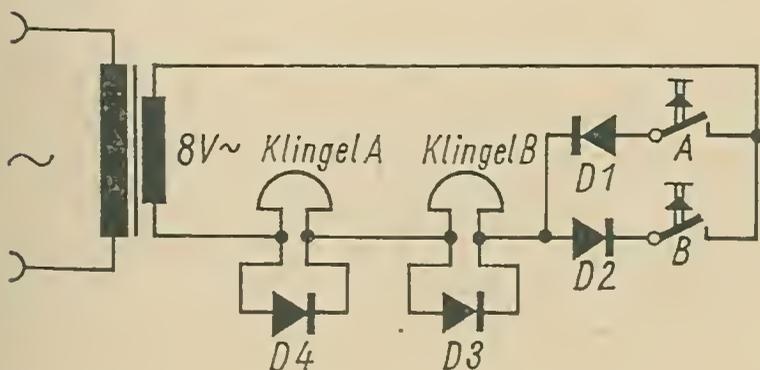
- [1] *Castellano, J. A.*: Now that the heat is off, liquid crystals can show their color everywhere; *Electronics*, No. 14, Vol. 43, S. 64—70.
- [2] *Kessler, S. N.*: „Turn on“ designs with new display; *Electronic Designs* 25 (1969), S. 68—77.

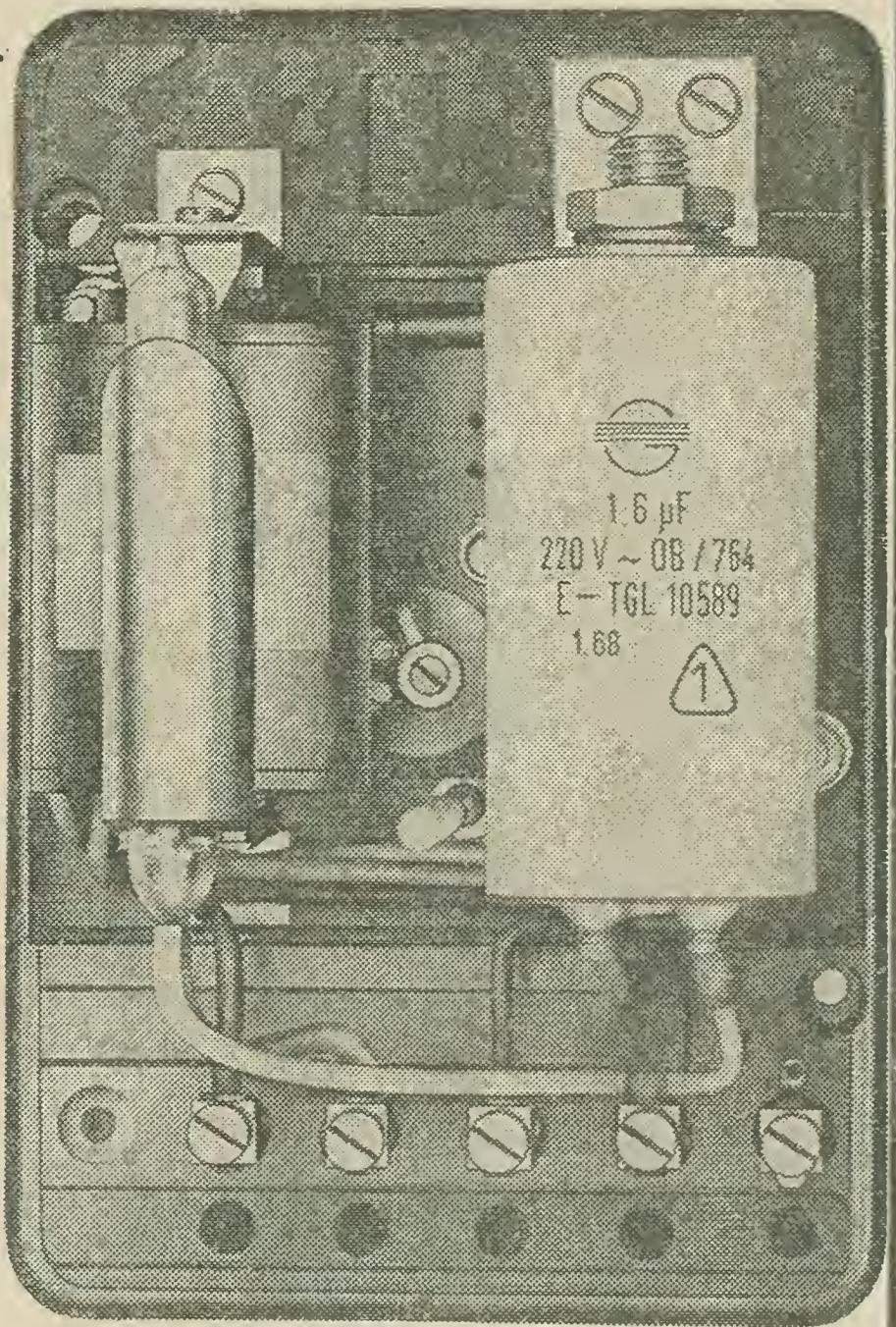
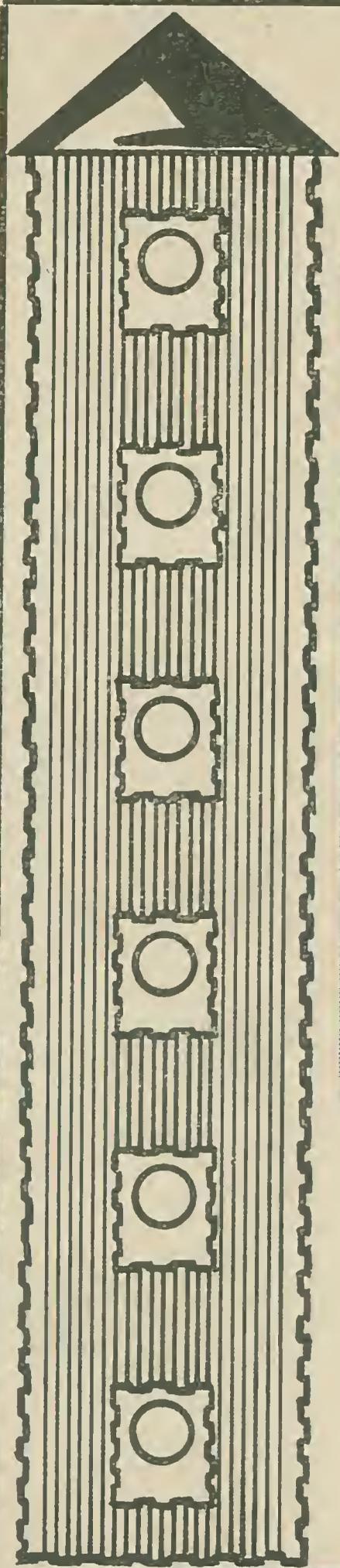
- [3] *Klose, H.*: Flüssige Kristalle als Bildschirm; radio, fernsehen, elektronik 18 (1969), Heft 21, S. 674—675.
- [4] —: Flüssige Kristalle für die Elektronik, radio mentor, elektronik, 1970, Heft 10, S. 686.
- [5] *van Raalte, J. A.*: Reflective Liquid Crystal Television Display; Proc IEEE 1968, Heft 12, S. 2146—2149.
- [6] *Heilmeyer, G. E., Zanomi, L., Barton, L. A.*: Dynamic scattering — a new electrooptic effect in certain classes of nematic liquid crystals; Proc. IEEE, 1968, Heft 7, S. 1162—1171.
- [7] Autoren wie bei [6], Further studies of the dynamic scattering mode in nematic liquid crystals; IEEE Trans. El. Dev., 1970, Heft 1, S. 22—26.



Eine Türklingel mit Pfiff

„Lehmann zweimal läuten“, dieser Hinweis ist nicht mehr erforderlich. Scheut man die Ausgaben für 4 Dioden nicht, so können Lehmanns ihre eigene Klingel haben, ohne daß an der 2adrigen Unterputz- oder Erdkabelklingelleitung etwas geändert werden müßte. Die sinnreiche Schaltung (s. Bild) wurde in der **Funkschau** (1970, Heft 21) veröffentlicht. Drückt man Klingelknopf A, dann läßt Diode D 1 die positive Halbwelle der vom Klingeltransformator gelieferten Wechselspannung durch. Die der Klingel B parallelliegende Diode D 3 ist dann ebenfalls in Durchlaßrichtung gepolt. Klingel B wird somit niederohmig überbrückt und kann beim Drücken von Knopf A nicht ansprechen. Diode D 4, für die positive Halbwelle in Sperrichtung eingesetzt, wirkt wie ein hochohmiger Widerstand parallel zu Klingel A. Deshalb fließt der Strom über die Erregerwicklung von Klingel A und setzt diese in Betrieb. Drückt man Knopf B, dann wird über D 2 die negative Halbwelle ausgenutzt; D 3 sperrt, D 4 ist durchlässig: Nur Klingel B kann ertönen. Als Dioden eignen sich Si-Gleichrichterioden geringer Sperrspannung.





Elektronische Zeitrelais WP
für kurze und lange Zeiten —
Treppenhaus-Automaten WP —
Schutzgasschaltröhren mit Sprungfeder-
charakteristik bis 2 A im Öffner- und
Schließer- und Wechslerprinzip —
Kontaktthermometer

Ing. Max Juchheim 63 Ilmenau

Heinrich-Heine-Straße 6

Eichpunktgeber für Frequenzabstände von 10 MHz bis 1 kHz

Der beschriebene Eichpunktgeber zeigt einen relativ hohen Aufwand. Er bietet jedoch einige Vorteile, auf die man bei anderen Geräten verzichten muß. Das Gesamtuntersetzungsverhältnis der Quarzfrequenz beträgt 1 : 10000. Dadurch läßt sich der Eichgenerator in einfacher Weise auch als Steuergerät für eine Quarzuhr oder für einen Zährefrequenzmesser verwenden. In den Bereichen 10 kHz und 1 kHz werden als stabile Teiler monostabile Multivibratoren benutzt.

Ausgegangen wurde von einem 10-MHz-Quarz. Dadurch steht auch im UHF-Gebiet ein nicht zu enges Frequenzspektrum zur Verfügung. Besitzt man keinen 10-MHz-Quarz, so läßt sich der 1-MHz-Oszillator auch mit einer anderen passenden Quarzfrequenz synchronisieren. Durch eine getrennte Auskopplung der Frequenzspektren aus den einzelnen Oszillatoren ergeben sich auch Oberwellen höherer Ordnung mit großer Amplitude. Sie sind mit einem 70-cm-Empfänger noch gut nachzuweisen. Um eine einwandfreie Modulation zu ermöglichen, wurde auf eine Begrenzung mit antiparallelschalteten Dioden am Ausgang verzichtet. 2 weitere, von der übrigen Schaltung unabhängige Oszillatoren ermöglichen neben der Erzeugung von Summen- und Differenzfrequenzen einen schnellen Frequenzvergleich zwischen 2 Quarzen, wie es z.B. der Bau von SSB-Quarzfiltern erfordert. Das Gerät arbeitet bei exaktem Abgleich im Temperaturbereich von $+5^{\circ}\text{C}$ bis $+35^{\circ}\text{C}$ einwandfrei.

Schaltungsbeschreibung

Der 10-MHz-Oszillator arbeitet in *Clapp*-Schaltung. Mit dem Lufttrimmer *C* 1 läßt sich die Quarzfrequenz um einige hundert Hertz ziehen. Je nach Abweichung des Quarzes von der benötigten Frequenz kann *C* 1 zum Quarz parallel oder in Reihe geschaltet werden. Auf dem Gesamtstromlaufplan (Bild 1) ist die Reihenschaltung, auf Bild 2 die Parallelschaltung von Quarz und Trimmer dargestellt.

R 1 dient zur Arbeitspunkteinstellung des Transistors *T* 1. Den Quarz *Q* 1 kann man über den Anschluß 19 auch außerhalb der Leiterplatte an-

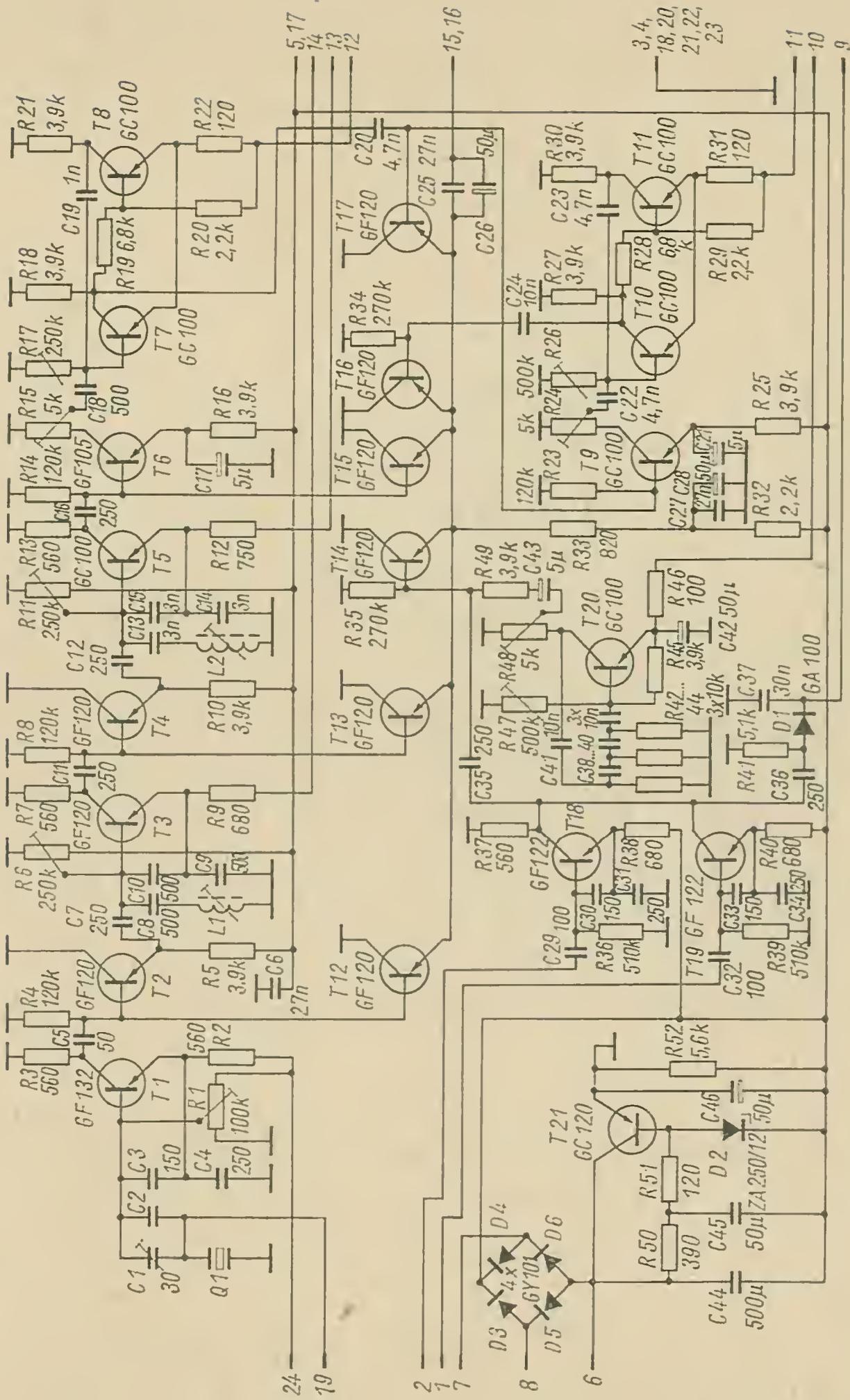


Bild 1 Schaltungsteil des Eichpunktgebers, der auf der gedruckten Schaltung untergebracht ist

ordnen. Das ist notwendig, wenn er nicht nur im Eichpunktgeber verwendet werden soll bzw. wenn er in einem warmen Thermostaten betrieben wird. Sieht man einen Thermostaten vor, dann ist es zweckmäßig, daß man das Gerät mit ihm oder ohne ihn betreiben kann. In diesem Fall

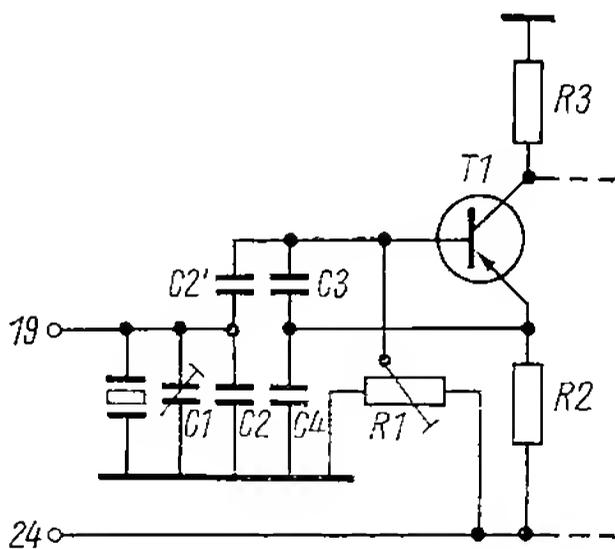


Bild 2
Schaltung des Quarzoszillators
für Quarze, bei denen die Resonanz-
frequenz oberhalb 10 MHz liegt

muß es aber möglich sein, mit dem Thermostatschalter eine Parallel- oder Serienkapazität zum Quarz Q 1 an- oder abzuschalten und damit die Frequenzdrift von Q 1 zwischen mittlerer Raumtemperatur und Betriebstemperatur des Thermostaten auszugleichen.

Die oberwellenreiche 10-MHz-Schwingung wird am Kollektor über R 3 entnommen und den Emitterfolgern T 2 und T 12 zugeführt. Über T 2 synchronisiert man den 1-MHz-Oszillator, der ebenfalls in Clapp-Schaltung arbeitet. Der Arbeitspunkt läßt sich dabei mit R 6 einstellen. Über den Emitterfolger mit T 4 wird nun wieder der 100-kHz-Oszillator mit T 5 synchronisiert. Auf diesen Oszillator folgt eine Verstärkerstufe, über die man den monostabilen Multivibrator ansteuert.

Ein monostabiler Multivibrator bietet dabei den Vorteil, daß er stets starr mit dem vorhergehenden Oszillator gekoppelt ist, also nicht frei schwingen kann. Er arbeitet als Teiler sicherer als ein astabiler Multivibrator. Im Ruhezustand ist T 7 leitend, T 8 nichtleitend. Durch eine positive Halbwelle der 100-kHz-Schwingung wird der monostabile Multivibrator zum Kippen gebracht, d. h., T 7 sperrt jetzt, und T 8 ist geöffnet. Wurde das die Rückkippezit bestimmende Glied (bestehend aus C 19 und R 17) richtig abgeglichen, dann kippt der monostabile Multivibrator nach 9 Schwingungen in den Ruhezustand zurück. Mit der positiven Halbwelle der 10. Schwingung beginnt dieser Vorgang von neuem. Über die Trenn- und die Verstärkerstufe mit T 9 wird der 1-kHz-Multivibrator angesteuert.

Eine Modulation des jeweiligen Frequenzgemischs erfolgt durch den RC-Phasenschieber-Oszillator mit T 10. Den günstigsten Arbeitspunkt stellt man mit R 47 ein, den Modulationsgrad mit R 48. Mit den Transistoren T 18 und T 19 wurden 2 Oszillatoren auf der Leiterplatte unter-

gebracht, deren frequenzbestimmende Glieder (meist Quarze) man extern anschließen kann. Auf die Vorteile der Verwendung von 2 derartigen Oszillatoren wurde bereits hingewiesen. Beide Transistoren arbeiten auf den gleichen Arbeitswiderstand $R\ 37$. Eine Gleichrichterschaltung mit $D\ 1$ zeigt die relative Spitzenausgangsspannung dieser Oszillatoren an $R\ 37$ an.

Um eine eindeutige Auskopplung und Mischung der Frequenzspektren aus dem 10-MHz-Quarzoszillator, den synchronisierten 1-MHz- und 100-kHz-Oszillatoren, den beiden monostabilen Multivibratoren, den beiden „externen“ Oszillatoren und der Modulatorfrequenz zu erreichen, werden 6 Kollektorbasisstufen verwendet. Der Modulator mit $T\ 20$ und die beiden Oszillatoren mit $T\ 18$ und $T\ 19$ arbeiten dabei auf den gleichen Emitterfolger mit $T\ 14$. $R\ 49$ verhindert, daß bei völlig auf- oder zuge-drehtem Modulationsgradregler $R\ 48$ die Ausgangsspannungen von $T\ 18$ und $T\ 19$ kurzgeschlossen werden.

Die Basiselektroden von $T\ 12$, $T\ 13$, $T\ 15$ und $T\ 17$ sind direkt mit denen der Trennstufen zwischen den synchronisierten Oszillatoren verbunden. Für jedes Paar wird der Arbeitspunkt mit nur 1 Widerstand eingestellt. Stromverstärkung und Reststrom sollten deshalb nicht mehr als 30% voneinander abweichen. Sämtliche Emitterfolger arbeiten auf dem gleichen Arbeitswiderstand, der wechselstrommäßig aus $R\ 33$ und $R\ 53$ be-

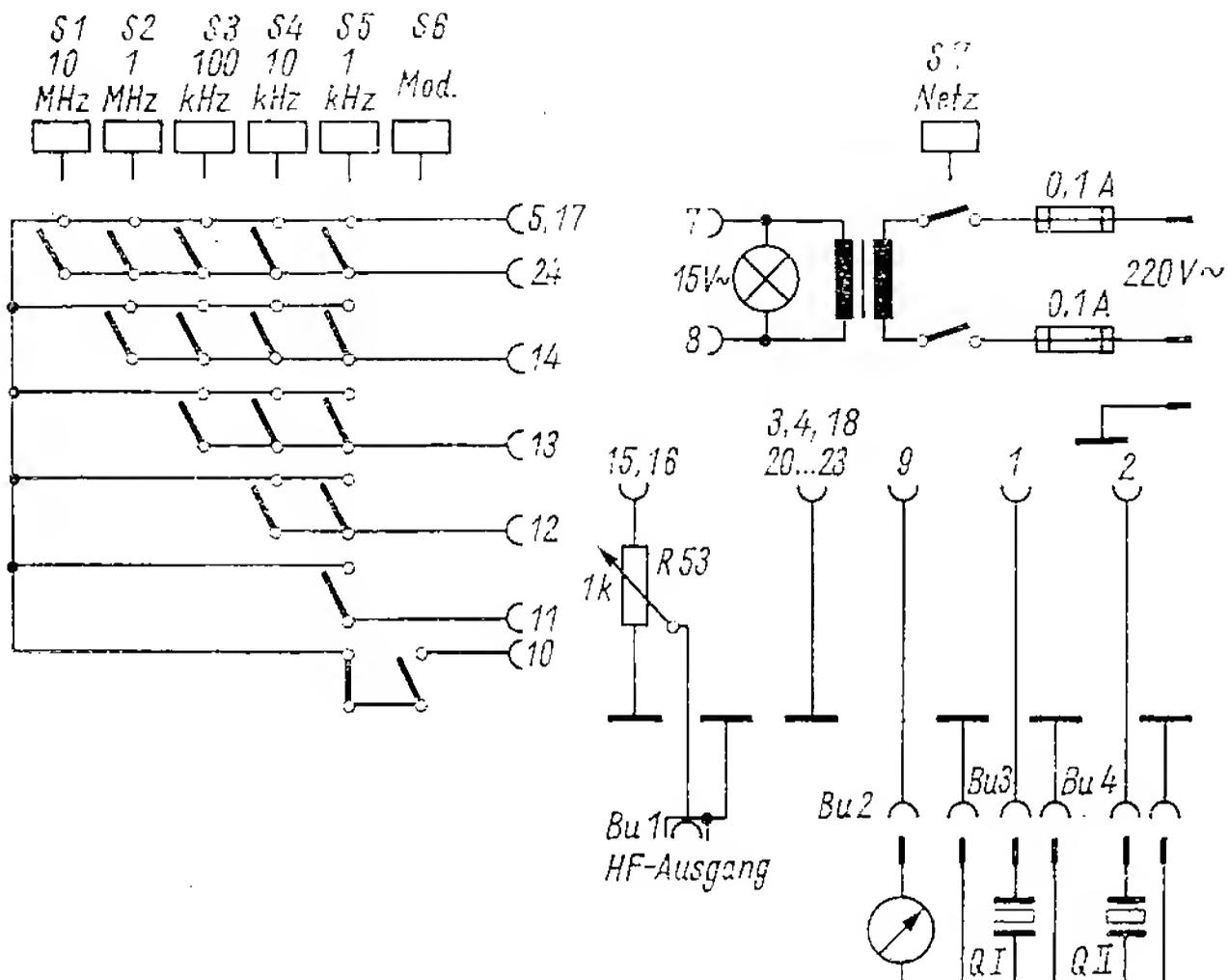


Bild 3 Der restliche Schaltungsteil des Eichpunktgebers

steht. Zur Einstellung des Gleichstromarbeitspunktes dienen im Emitterkreis $R\ 32$ und $R\ 33$. Für diese 6 Kollektorbasisstufen sind $GF\ 120$ oder ähnliche Transistoren erforderlich.

Zur Stromversorgung benutzt man eine Wechselspannung von etwa 15 V, die mit einem *Graetz*-Gleichrichter gleichgerichtet und über $T\ 21$ auf 12 V stabilisiert wird. Will man das Gerät mit Batterien oder mit einer anderen Gleichspannungsquelle betreiben, so kann man diese zwischen Punkt 6 und Masse oder bei einer stabilen 12-V-Spannung zwischen Punkt 5 oder 17 und Masse einspeisen. Das entsprechende Frequenzspektrum wird durch Anlegen der Betriebsspannung an den 10-MHz-Quarzoszillator und die dafür notwendigen synchronisierten Oszillatoren ausgewählt. Das geschieht mit Schalter $S\ 1$ bis $S\ 5$ (Bild 3). Bild 4 erläutert

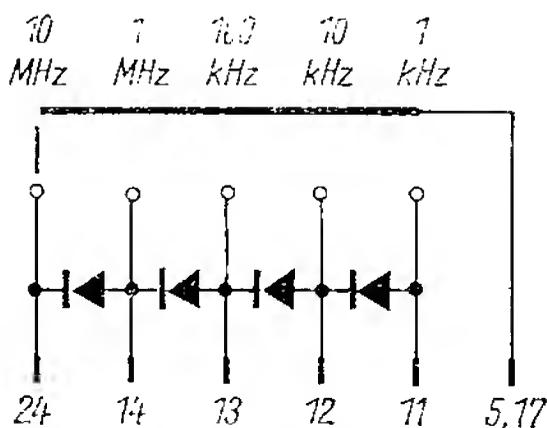


Bild 4
Möglichkeit zum Einschalten der einzelnen synchronisierten Oszillatoren mit Dioden

ein andere, einfachere Möglichkeit. Man schaltet den Modulator $T\ 20$ mit $S\ 6$ ein. Da bei gedrückter 1-kHz-Taste eine Modulation mit ebenfalls etwa 800 Hz sinnlos ist, wird die Betriebsspannung für den Modulator noch über einen Rubekontakt von $S\ 5$ geschleift.

Aufbauhinweise, Abgleich

Der Aufbau der Schaltung erfolgt auf einer standardisierten Leiterplatte (Abmessungen $90\text{ mm} \times 150\text{ mm}$) und einer 24poligen *Zeibina*-Steckerleiste. Um alle Bauelemente auf dieser Leiterplatte unterzubringen, werden sie senkrecht angeordnet. Bild 7 und Bild 8 zeigen die bestückte Leiterplatte, Bild 9 einen möglichen Aufbau des Geräts mit heißem Thermostaten, Bild 10 die Vorderansicht des Geräts. 2. und 3. Buchse sowie 4. und 5. Buchse von rechts sind parallelgeschaltet und dienen dem Anschluß von Fremdquarzen. Die 1. Lampe von rechts ist die Kontrolllampe des Thermostaten. Für alle Transistoren können die preiswerten Basteltypen verwendet werden.

Aufbau und Inbetriebnahme erfolgen wie auch bei anderen Geräten jeweils stufenweise. Man beginnt nach Fertigstellung der Stromversorgung mit dem 10-MHz-Oszillator. Sind $C\ 1$ und $C\ 2$ mit dem Quarz in Reihe

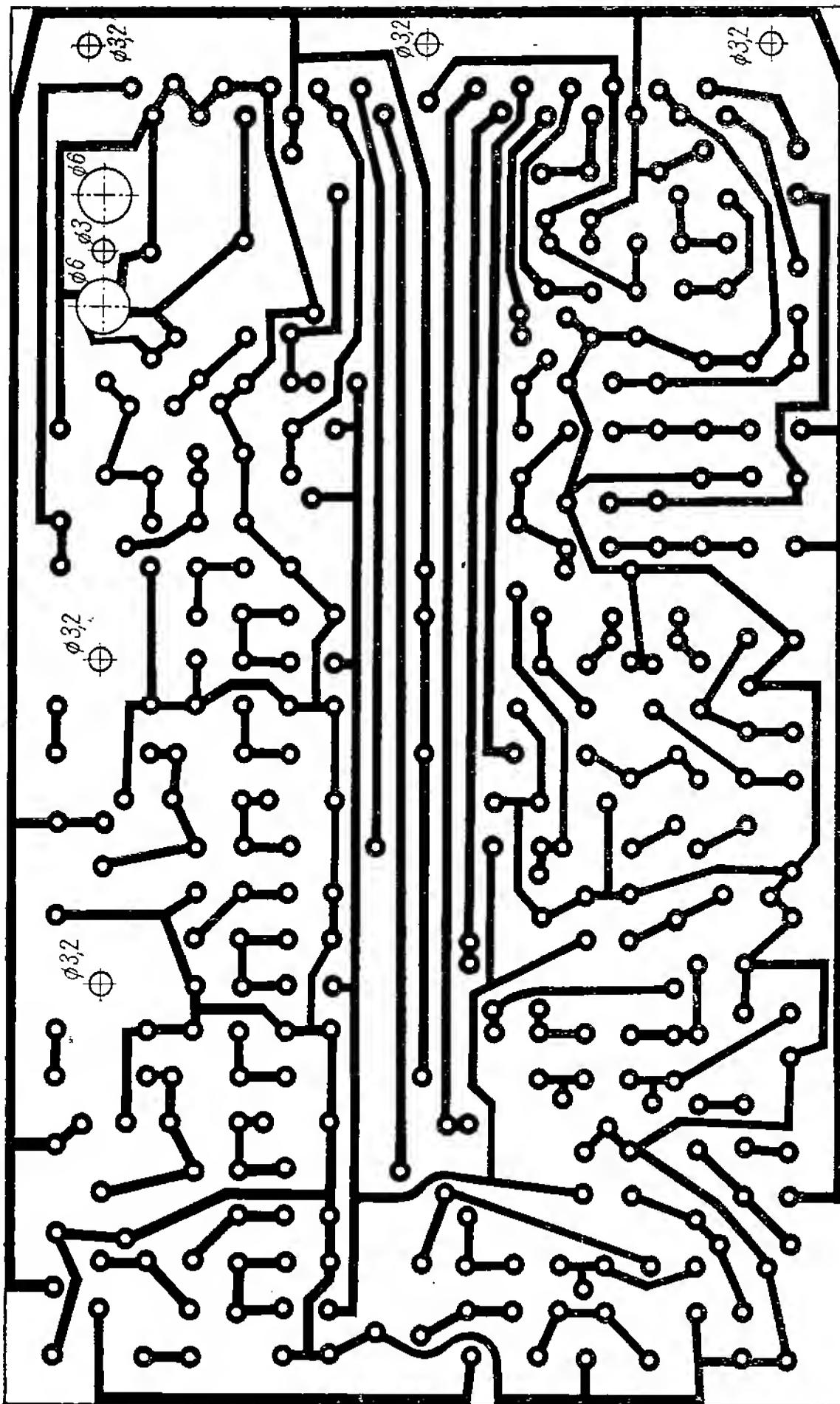


Bild 5 Vorlage für die Platine des Eichpunktgebers

geschaltet, dann wird die auf dem Bestückungsplan ausgezogene Brücke eingebaut. Bei Parallelschaltung finden die gestrichelt gezeichnete Brücke und $C 2'$ Verwendung. Der Wert von $C 2$ und $C 2'$ richtet sich nach der Resonanzfrequenz des Quarzes. Die Arbeitspunkte der Emitterfolger und Trennstufen sollten durch ein Instrument in der Kollektorleitung kontrolliert werden und zwischen 1 mA und 2 mA liegen.

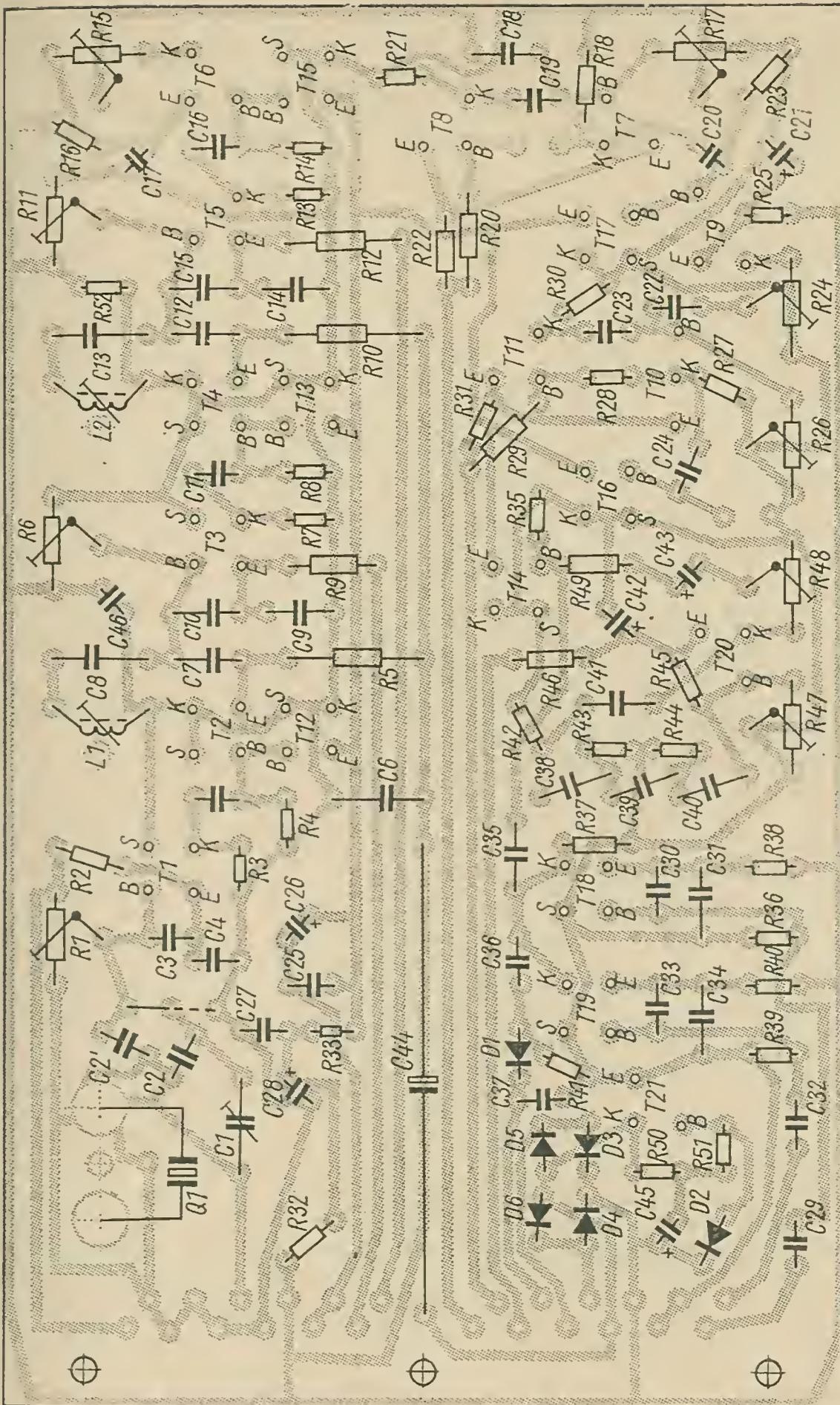


Bild 6 Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 5

Hat man sich davon überzeugt, daß der 10-MHz-Quarz schwingt, dann wird der 1-MHz-Oszillator eingeschaltet und mit einem auf 1 MHz abgestimmten Empfänger durch Verändern von $L 1$ dessen Signal gesucht. Wurde dieses gefunden, so verstimmt man $L 1$ und Empfänger so lange, bis ein Einrasten des synchronisierten Oszillators zu vernehmen ist. Danach wird im KW-Bereich kontrolliert, ob der Abstand der Oberwellen



Bild 7
Ansicht der Leiterplatte



Bild 8
Ansicht der Leiterplatte

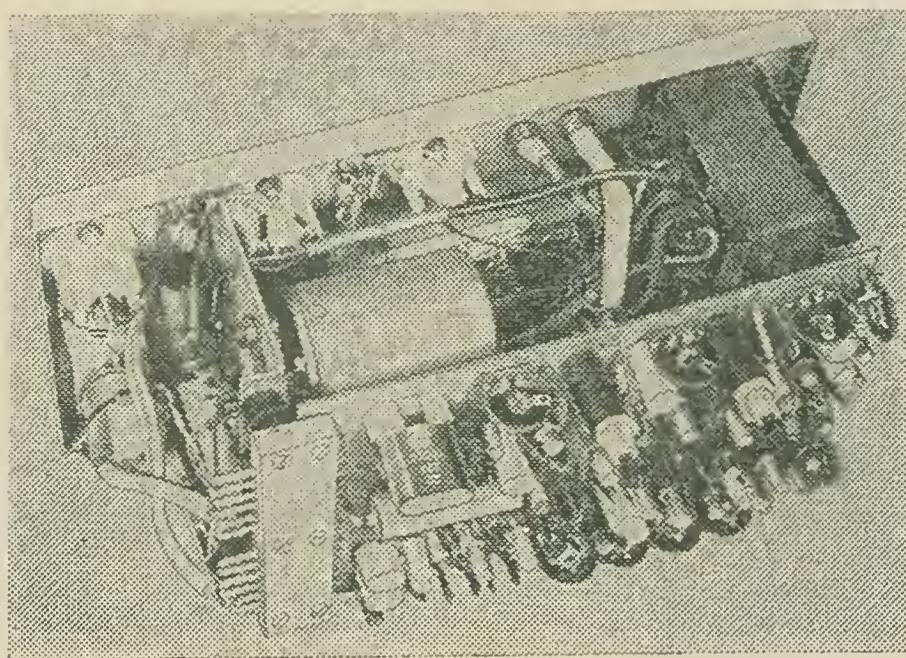


Bild 9
Blick in das Gehäuse
des fertiggestellten
Eichpunktgebers

auch $\bar{\Delta}$ wirklich 1 MHz beträgt. Ist dies nicht der Fall, dann stimmt die Eichung des Empfängers im Mittelwellenbereich nicht, und der gleiche Vorgang muß mit einem neuen Rastpunkt wiederholt werden. Das Einrasten eines synchronisierten Oszillators läßt sich natürlich auch auf einer seiner Oberwellen beobachten.

Genauso geht man bei den anderen Stufen vor. Nach Kontrolle der Rastung müssen sich z. B. zwischen 2 der 1-MHz-Marken 9 Pfeifstellen

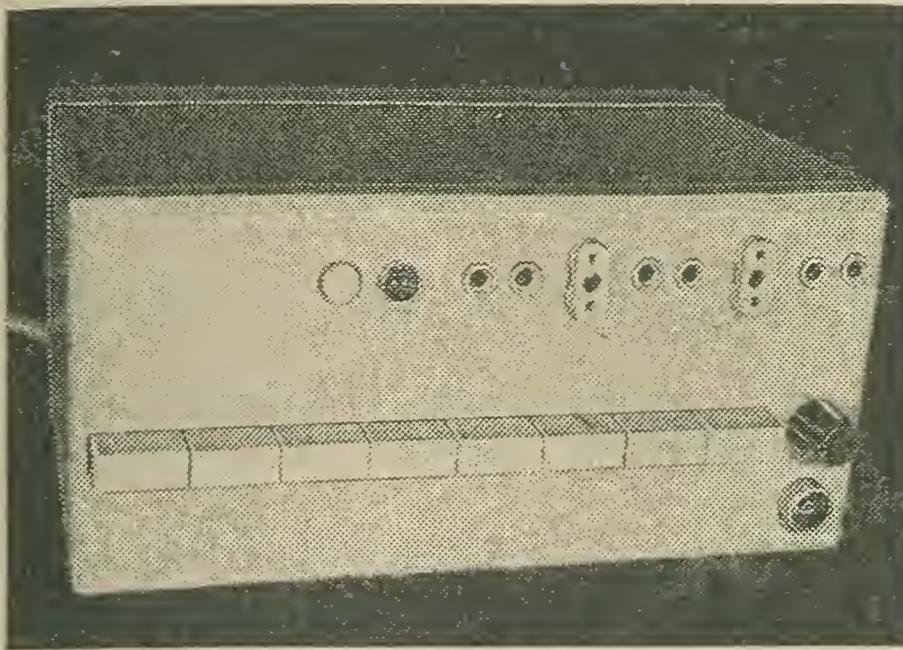


Bild 10
Vorderansicht
des beschriebenen
Eichpunktgebers

100 kHz) befinden. Zum Einstellen des 1-kHz-MMV sollte die Bandbreite des Empfängers unter 600 Hz liegen, da es sonst nahezu unmöglich ist, die 1-kHz-Marken auszuzählen. Leichter läßt sich dieser Abgleich mit einem einfachen Oszillografen durchführen. Man stellt den 1-MHz-Oszillator, wie oben beschrieben, ein. Zum Abgleich des 100-kHz-Oszillators wird der Oszillograf an die Basis von T 5 angeschlossen. Man erhält dann ein Oszillogramm entsprechend Bild 11. Auf der 100-kHz-Schwingung liegen zwischen 2 gleichen 1-MHz-Zacken 9 weitere. Ist der 100-kHz-Generator nicht synchronisiert, dann scheinen die 1-MHz-Schwingungen über die 100-kHz-Kurve zu laufen. Bild 12 zeigt die Spannung an der Basis von T 7. Dabei ist lediglich *R* 17 so einzustellen, daß in einem Kippvorgang des Multivibrators 9 der 100-kHz-Schwingungen zu sehen sind. Da sich die 3 ersten 100-kHz-Marken in Bild 12 schlecht erkennen lassen, wurden sie markiert.

Das für den 10-kHz-MMV Gesagte trifft ebenso für den 1-kHz-MMV zu. Bild 13 zeigt das Oszillogramm an der Basis von T 10. Eingestellt wird mit *R* 26. Die Steuerspannung für die monostabilen Multivibratoren wählt man mit *R* 15 bzw. *R* 24 nur so hoch, daß ein stabiles Schalten gewährleistet ist. Die Differenzen in Bild 12 und Bild 13 sind im wesentlichen bedingt durch die unterschiedlichen Steuerspannungen von T 7 und T 10.

Zum Schluß zieht man durch Frequenzvergleich mit einem beliebigen Eichwellensender mittels *C* 1 den Quarzoszillator genau auf 10 MHz. Aus



Bild 11
Spannung an der Basis von T 5

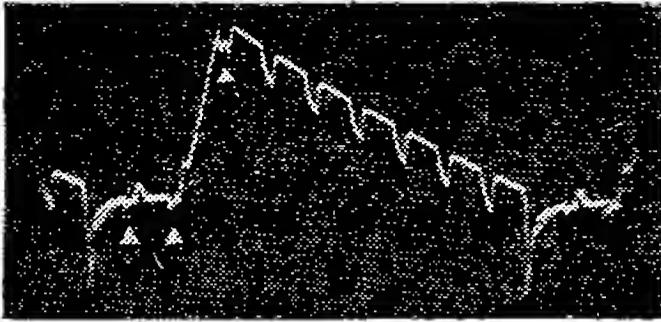


Bild 12
Spannung an der Basis von T 7

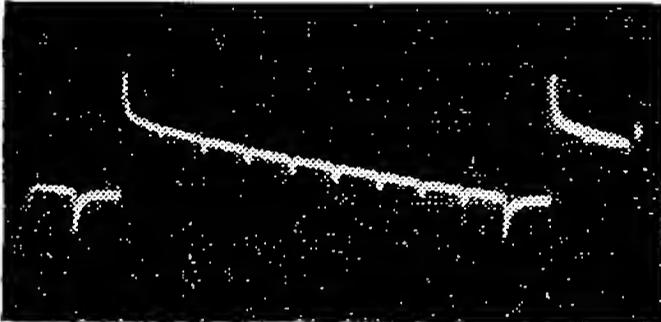


Bild 13
Spannung an der Basis von T 10

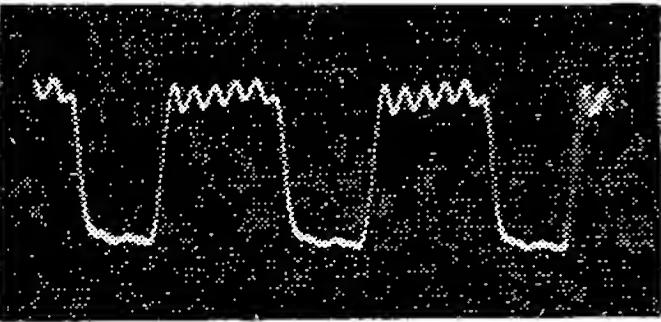


Bild 14
Spannung an Bu 1
bei gedrückter 1-MHz-Taste

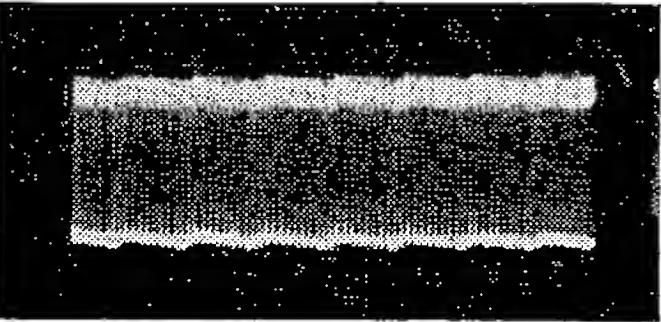


Bild 15
Spannung an Bu 1
bei gedrückter 100-kHz-Taste.
Es sind 8 Schwingungen (100 kHz)
zu sehen

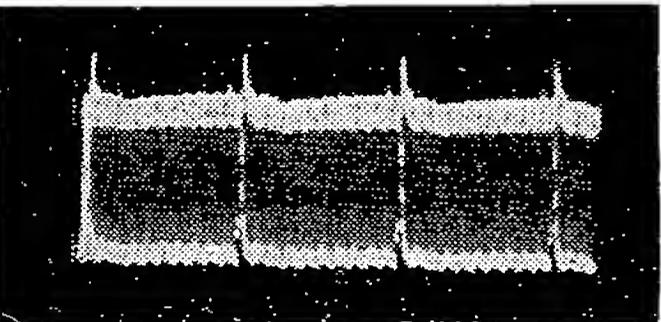


Bild 16
Spannung an Bu 1 bei gedrückter
10-kHz-Taste

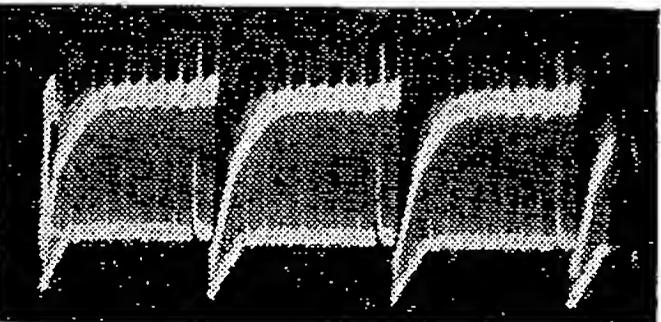


Bild 17
Spannung an Bu 1 bei gedrückter
1-kHz-Taste

Bild 14 bis Bild 17 ist die Ausgangsspannung des Geräts von 1 MHz bis 1 kHz ersichtlich. Der gesamte Abgleich sollte bei etwa 20°C durchgeführt werden. $L 1$, $L 2$, $R 17$ und $R 26$ sind so einzustellen, daß die Einstellglieder dieser Bauelemente in der Mitte des Synchronisationsbereichs der Oszillatoren und des MMV liegen.

Spulendaten

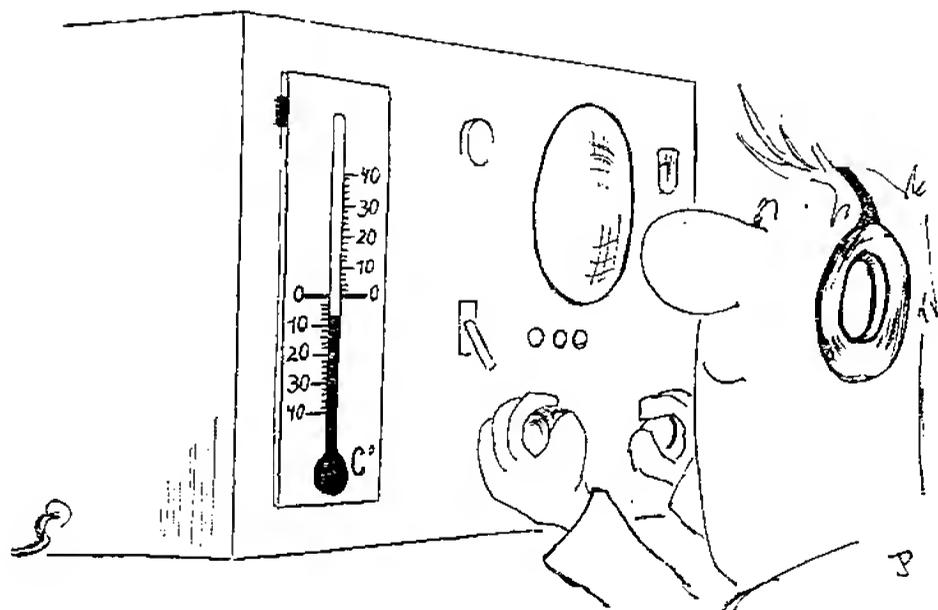
$L 1$: 150 μH , 75 Wdg., 0,15-mm-CuL, auf Stern-3-ZF-Spulenkörper mit Abgleichkern und Ferritmantel (Bilder 7 und 8)

$L 2$: 2,5 mH, 300 Wdg., 0,15-mm-CuL, auf Stern-3-ZF-Spulenkörper mit Abgleichkern und Ferritmantel

Literatur

- [1] Henschel, S., Badelt, J.: Transistorisierter Eichpunktgeber, EPG-NTL 0167, FUNKAMATEUR 17 (1968), Heft 7, S. 328—330.
- [2] Wilhelm, K.: Selbstgebaute Quarzuhr, Funktechnik (1968), Heft 10, S. 391 - -396.

Wir klären Begriffe



SKALA

Ein KW-Empfänger der Mittelklasse

Dipl.-Ing. A. Hertzsch — DM 2 CBN

Hört man gegenwärtig auf den KW-Amateurbändern, so sind — abgesehen von 10 m — nur noch selten AM-Stationen festzustellen. SSB hat sich durchgesetzt, und ein Amateurempfänger muß dem Rechnung tragen. In zahlreichen Veröffentlichungen jüngster Zeit werden folgende Kriterien bei der Beurteilung eines Empfängers als besonders wichtig erachtet:

— Empfindlichkeit, Selektion, Kreuzmodulationsfestigkeit, Frequenzgenauigkeit und -stabilität, Spiegelfrequenzfestigkeit.

Die für einen modernen Empfänger extremen Werte dieser Kriterien ergeben sich in erster Linie aus der zunehmenden Bandbelegung und aus der Entwicklung moderner Betriebstechnik. Das führte zu einigen neuartigen Empfängerkonzeptionen (beschrieben z.B. in [1], [2], [5], [6], [8], [9], [10], [12]). Besondere Tendenzen dabei sind: Vermeiden von Mehrfachmischung, Verwenden steilflankiger Selektionsmittel sowie Einsatz von Quarzen und modernen Bauelementen (z.B. FET). Verbunden damit sind meist recht hohe Kosten bzw. schwierige Beschaffungsmöglichkeiten der Bauelemente und oftmals die Notwendigkeit, industrielle Meßgeräte einzusetzen.

Es kann nicht bestritten werden, daß die Entwicklung der Amateurempfängertechnik in dieser Richtung weitergeht. Solange jedoch die Industrie dem Amateur nicht mehr Möglichkeiten bietet (es geht in diesem Fall nicht um Leiterplatten für einen 80-m-Vorsetzer oder ähnliche Dinge, sondern in besonderem Maß um steilflankige Filter, HF-Bausteine mit Quarzen, spielfreie Skalenantriebe mit modern gestalteter Skala usw.), wird der Durchschnittsamateur modernste Empfängerkonzeptionen kaum realisieren können.

Sinn dieser Arbeit ist es, einen KW-Empfänger (Bild 1) vorzustellen, den der Durchschnittsamateur leicht nachbauen kann, der preiswert ist und der trotzdem brauchbaren SSB-, CW- und AM-Empfang ermöglicht.

An Meßgeräten standen lediglich ein Multizet 20 k Ω /V, ein Grid-Dip-Meter und ein einfaches Röhrenvoltmeter mit HF-Tastkopf (beschrieben in FUNKAMATEUR, Heft 12/67) zur Verfügung. Es wird betont, daß

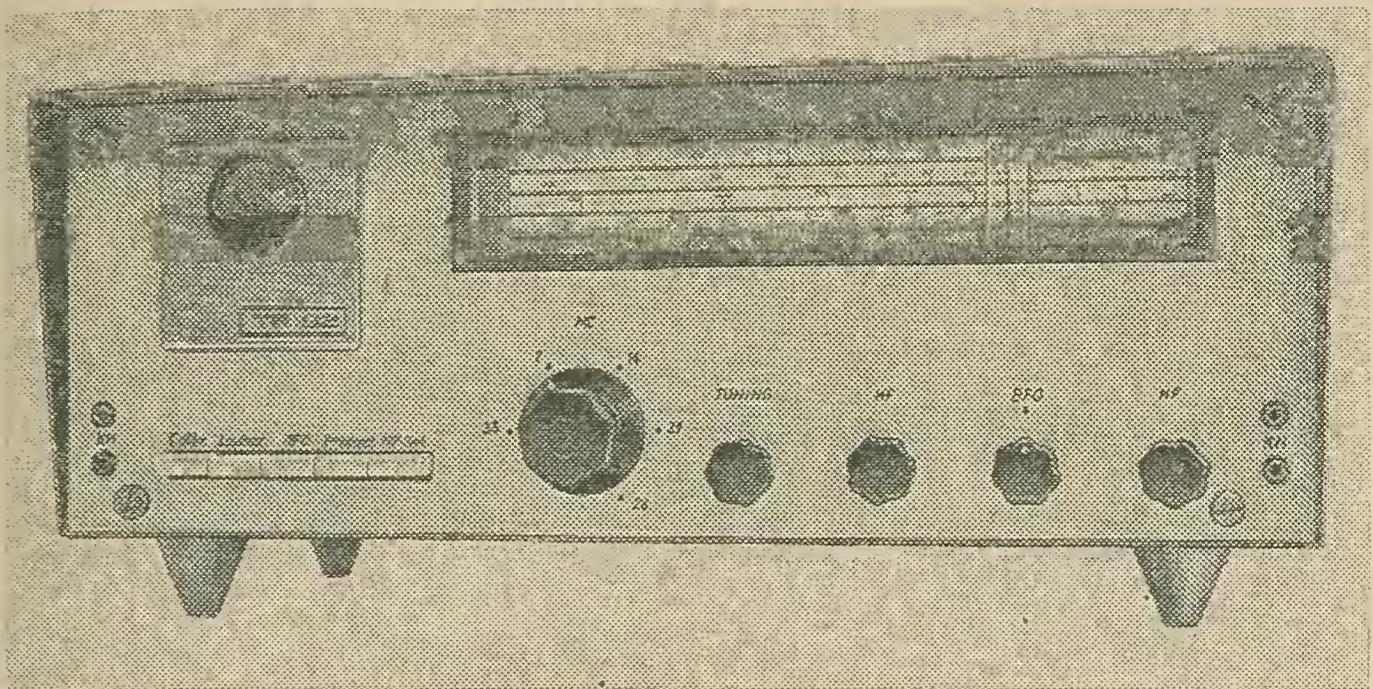


Bild 1 Ansicht des KW-Empfängers

sämtliche Angaben auf jahrelanger praktischer Erfahrung mit dem beschriebenen Empfänger basieren.

Konzeption

Der HF-Teil besteht aus abgestimmter Vorstufe, variablem 1. Oszillator und additiver Mischstufe, untergebracht in einem Fernsehtrommelkanalwähler. Die 1. ZF von 2,9 MHz wird 1stufig verstärkt und mit einem Festfrequenzoszillator auf 290 kHz gemischt. Diese 2. ZF verstärkt man 2stufig. Zur Verbesserung der Selektivität sind insgesamt 4 Vierkreisfilter im ZF-Teil wirksam. CW- und SSB-Signale werden durch den Produktdetektor in Verbindung mit dem BFO, AM-Signale mit einem Röhrendiodengleichrichter demoduliert. In den 3stufigen NF-Verstärker läßt sich wahlweise ein Tonsieb für CW einschalten. Ein 100-kHz/10-kHz-Eichgenerator gestattet eine Frequenzkontrolle. Den eingebauten Kontrolllautsprecher sollte man bei stationärem Betrieb durch eine Lautsprecherbox ersetzen.

Eine automatische Regelung wurde nicht vorgesehen, da sie nur bei entsprechendem Aufwand für einen Regelverstärker effektiv ist. Außerdem kann man sie nicht allen Signalarten optimal anpassen. Eine ZF-Verstärkungsregelung von Hand erweist sich nicht als unbedingt notwendig, da die ZF-Verstärkung ohnehin meist maximal sein muß und bei entsprechend starken Signalen besser die HF-Verstärkung verringert und damit ein größerer Störabstand am Eingang des Empfängers erreicht wird. Sämtliche Oszillatoren erhalten eine stabilisierte Spannung.

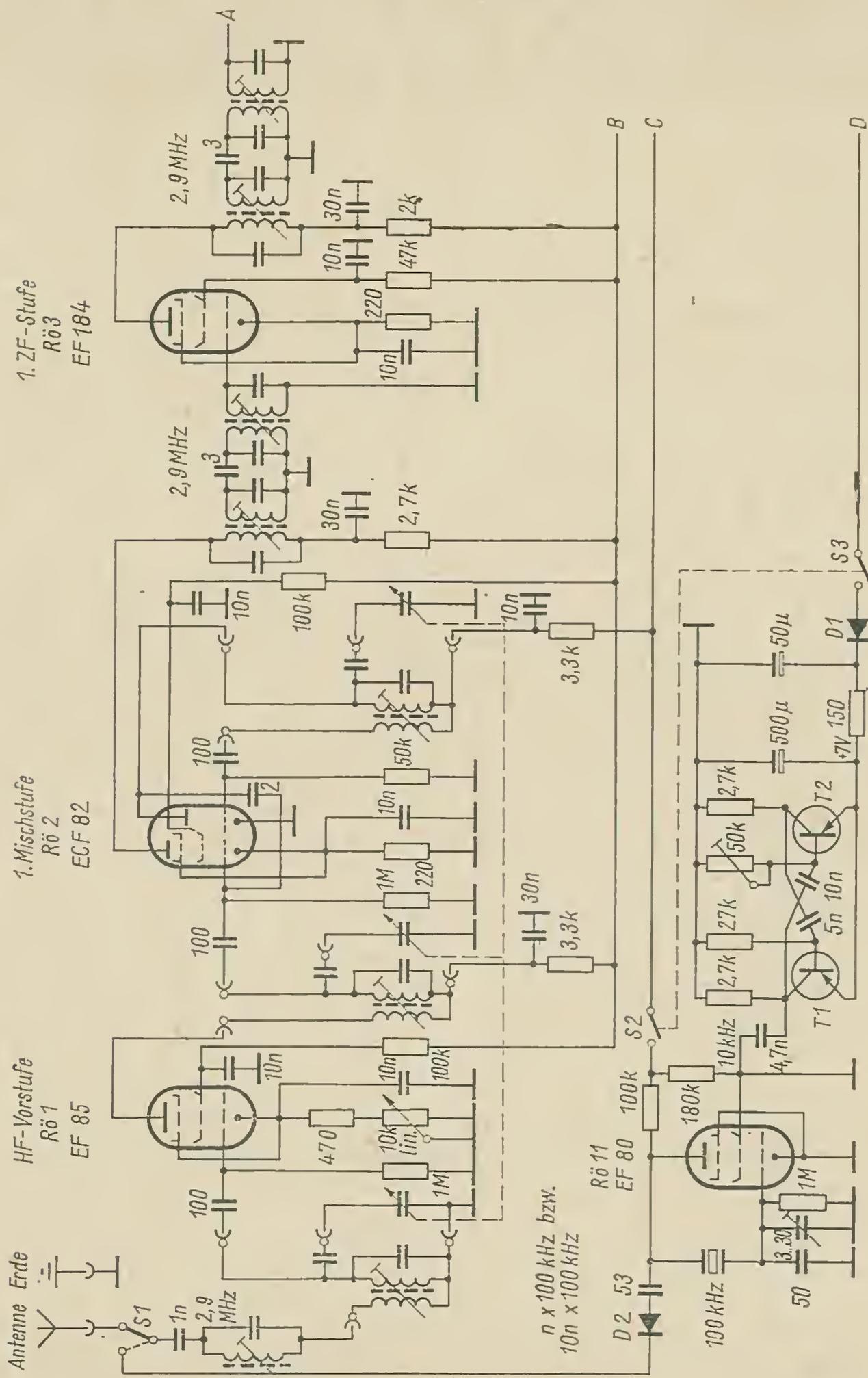


Bild 2 Schaltung des HF-Teiles, der 1. ZF-Stufe sowie des Eichgenerators

HF-Teil (Bild 2)

Das Eingangssignal gelangt über S 1 und über einen 2,9-MHz-ZF-Sperrkreis an den Eingangskreis und wird in Rö 1 verstärkt. Ein 10-k Ω -Potentiometer gestattet die HF-Regelung von Hand. Das Triodensystem von Rö 2 arbeitet als Oszillator, dessen Frequenz bei 80 m, 40 m und 20 m oberhalb, bei 15 m und 10 m unterhalb der Eingangsfrequenz liegt. Im Pentodensystem von Rö 2 wird dann die Eingangsfrequenz additiv gemischt und die entstehende 1. ZF durch ein Vierkreisfilter ausgesiebt.

Zum *ZF-Teil* (Bild 3) ist nicht viel zu sagen. Nachdem in Rö 3 das ZF-Signal verstärkt wurde, wird es auf die 2. ZF von 290 kHz gemischt und 2stufig verstärkt.

Demodulation (Bild 3)

Für AM-Empfang arbeitet das hochohmige A-Diodensystem von Rö 8. Über das Parallelglied 330 k Ω /140 pF wird die NF abgenommen. Für CW- oder SSB-Empfang schaltet man S 5 auf den Ausgang des Produktdetektors. Die theoretische Wirkungsweise des Produktdetektors ist zum Beispiel ausgezeichnet in [11] beschrieben. Die eingespeiste BFO-Spannung beträgt $U_{\text{eff}} = 3,5$ V. Die ZF-Spannung wird über einen kapazitiven Spannungsteiler (3 pF/100 pF) so weit verringert, daß SSB-Signale annähernd verzerrungsfrei gemischt werden. Da der Produktdetektor eine geringere NF-Spannung als der Diodendemodulator abgibt, muß man die NF-Verstärkung relativ hoch wählen. (Eventuell hört man dann das Rauschen des Produktdetektors.) Außerdem ist der Produktdetektor mikrofonieempfindlich. Diese unerwünschten Erscheinungen lassen sich allerdings in vertretbaren Grenzen halten, wenn man an Stelle der für diese Schaltung oft propagierten Röhre *ECC 82* eine *ECC 83* einsetzt. Sie arbeitet im Mustergerät trotz völlig unterschiedlicher elektrischer Daten und Betriebsrichtwerte besser als die *ECC 82* und bringt neben verminderter Klingerscheinung sowie geringerem Rauschen eine etwas höhere NF-Spannung an den Ausgang. Vergessen sollte man die Drossel im Tiefpaß nicht. Ersetzt man sie durch einen 50-k Ω -Widerstand, so ist die verfügbare NF-Spannung geringer.

BFO (Bild 3)

Eine *EF 80* (Rö 10) schwingt in Triodenschaltung auf 290 kHz und liefert an der Anode $U_{\text{eff}} = 3,8$ V. Interessant ist die Erzeugung der Frequenzvariation von ± 3 kHz. Da ein geeigneter Drehkodensator nicht zur Verfügung stand, wurde ein 5-k Ω -Potentiometer in Reihe mit einem Kondensator (26 pF) als variables *RC*-Glied verwendet. Der Nachteil dabei ist, daß sich die Güte dieser Anordnung mit dem Drehwinkel ändert, aber selbst bei einer so niedrigen Frequenz wie 290 kHz läßt sich völlig ein-

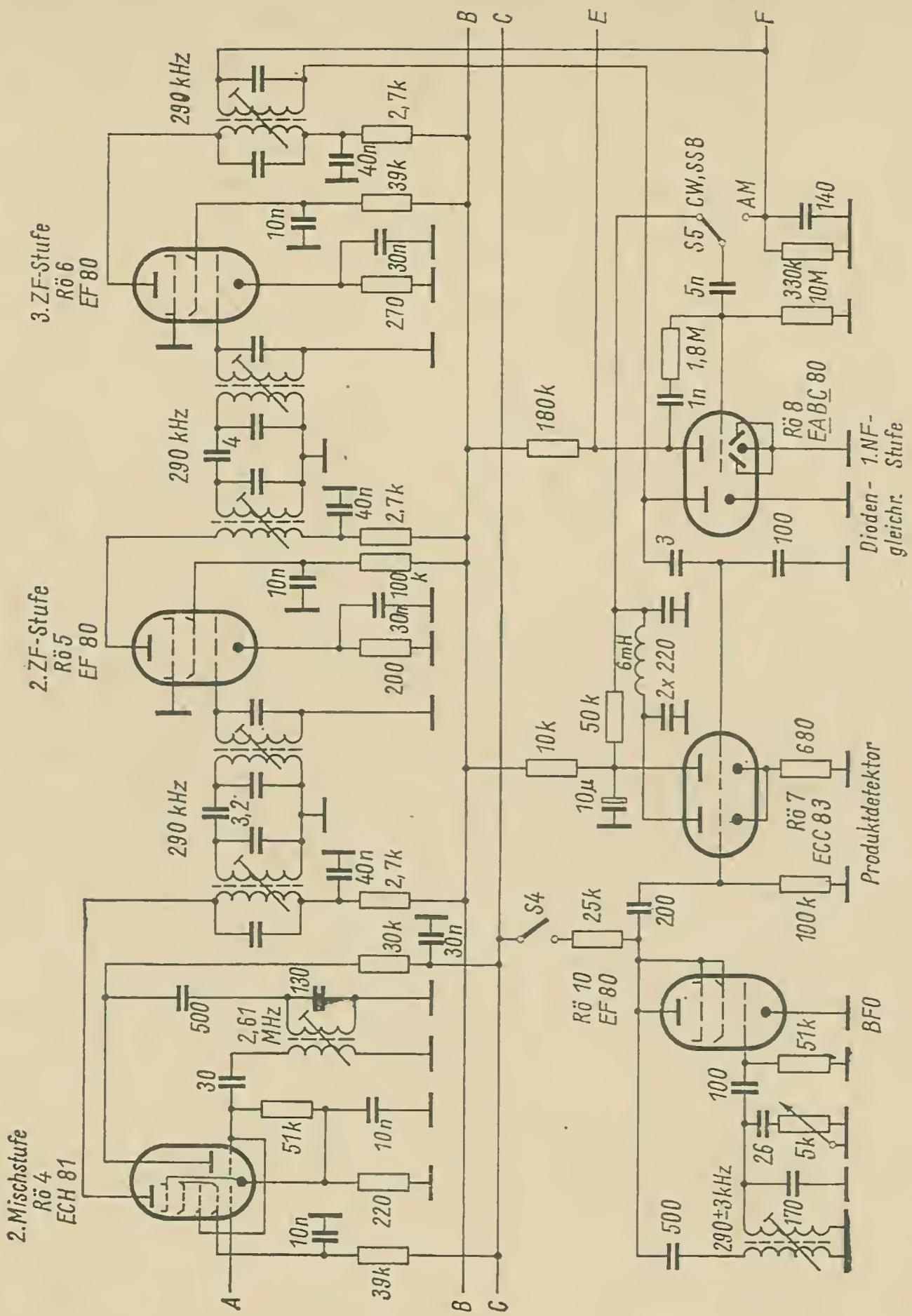


Bild 3 Schaltung des ZF-Teiles, der Demodulation und des BFO sowie der 1. NF-Stufe

wandfrei eine Variation von ± 3 kHz ohne Amplitudenabfall erreichen. Im Gegensatz zu Kapazitätsdioden ist diese Möglichkeit natürlich wesentlich einfacher, preisgünstiger und vor allem stabiler (z. B. bei Erwärmung). Selbst gegenüber einem Drehko erweist sich diese Schaltung als günstiger, denn ein Potentiometer ist meist leichtgängiger. Es gibt im Handel besonders geeignete 5-k Ω -Potentiometer mit Mittelraststellung, die man für die Balanceregung in Stereoverstärkern einsetzt. Bei Mittelraststellung wird die BFO-Frequenz auf die 2. ZF gebracht und läßt sich dann nach beiden Seiten um 3 kHz verändern.

NF-Teil (Bild 4)

Das Triodensystem von Rö 8 dient als 1. NF-Stufe. Die Gittervorspannung wird durch Anlaufstrom erzeugt. Eine Spannungsgegenkopplung (1 nF/1,8 M Ω) verhindert Verzerrungen und Schwingungen. Das erfordert die insgesamt hohe NF-Verstärkung. Die nachfolgende *ECL 82* (Rö 9) ist wie üblich geschaltet. Die NF-Leistung reicht aus, sollte jedoch nicht geringer gewählt werden (wegen des Lautsprecherempfangs). Wichtig ist, daß sich beim Abschalten des eingebauten Lautsprechers ein Widerstand 4 Ω bis 6 Ω einschaltet, da bei offener Sekundärwicklung des Ausgangs- trafos primär ein sehr hoher Außenwiderstand für das Pentodensystem der *ECL 82* erzeugt wird und es bei großer Aussteuerung zu Überschlägen in der Röhre kommen kann.

Zwischen C- und L-System von Rö 9 kann man mit S 6 und S 7 das Bandfiltertontsieb (nach [3]) einschalten. Es hat im vorliegenden Fall eine Mittenfrequenz von 940 Hz und eine Bandbreite von 400 Hz. Geringere Bandbreiten sind unzweckmäßig, da die Frequenzstabilität des Empfängers nicht ausreichend hoch getrieben werden kann. Das Filter hat eine relativ hohe Durchgangsdämpfung, und dabei zahlt sich die hohe NF-Verstärkung besonders aus. Im Betrieb hat es sich sehr gut bewährt. Der QRM-Pegel wird derart stark herabgesetzt, daß man eine wesentliche Erleichterung im Ohr spürt. Für die Spulen wurden Schalenkerne verwendet. (In diesem Beitrag sind keine speziellen Spulen- und Schwingkreisdaten angegeben, da meist jeder Amateur andere Spulen, Kerne usw. zur Verfügung hat.)

Netzteil (Bild 4)

Als Netztrafo wird ein *M 85b* vom Netzteil *Capri* verwendet, ebenso der *Graetz*-Selengleichrichter. Netzdrosseln sollte man möglichst vermeiden. Es genügen bei entsprechend hohem Kapazitätswert der Elektrolytkondensatoren auch Widerstände. Außer den Oszillatoren werden alle Stufen mit +250 V versorgt. Rö 12 (*StR 150/30*) stabilisiert +150 V. Ohne den zur Stabilisatorröhre parallelliegenden 10- μ F-Elektrolytkonden-

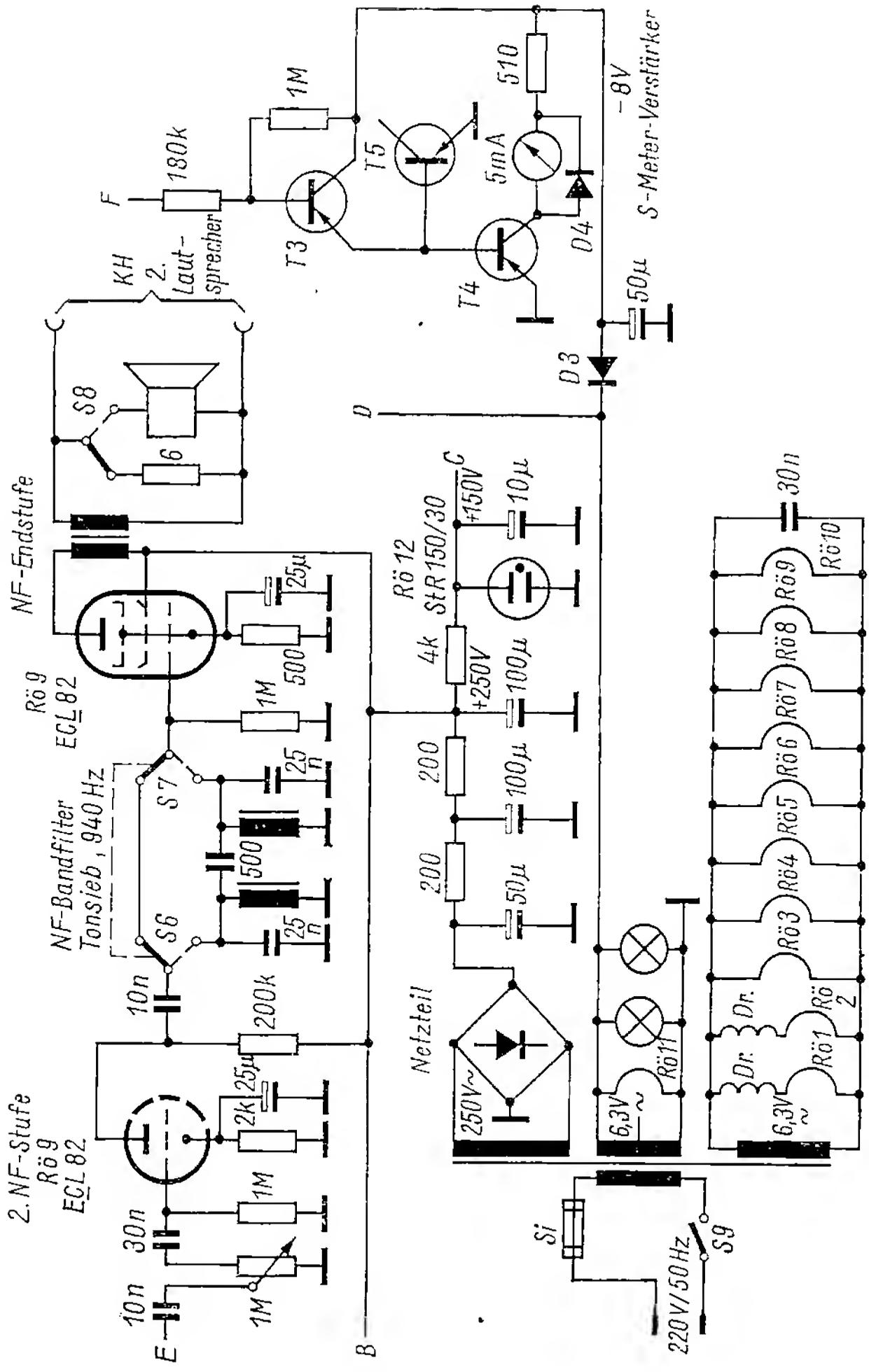


Bild 4 Schaltung des NF-Teiles, des Netzteils und des S-Meter-Verstärkers

sator zeigte sich ein stärkeres Rauschen des BFO. Zu achten ist ferner auf einwandfreie Kontaktgabe der Masseverbindungen der Elkos, da sonst unkontrollierbarer Brumm auftreten kann.

S-Meter-Verstärker (Bild 4)

Da als S-Meter nur ein Meßinstrument mit 5 mA Endausschlag zur Verfügung stand, war ein S-Meter-Verstärker erforderlich. T 3 und T 4 werden in *Darlington*-Schaltung betrieben. Der ZF-Kreis wird nicht merklich bedämpft; außerdem erreicht man eine hohe Verstärkung. Durch die Erwärmung im Gehäuse steigen die Restströme von T 3 und T 4 so stark, daß mit T 5 eine Kompensation vorgenommen werden mußte. T 5, in die Nähe einer Röhre gebracht, verringert den Basisstrom von T 4 derart, daß der Kollektorreststrom von T 4 konstant unter $500 \mu\text{A}$ bleibt. Diese Schaltung hat sich bewährt. Als Transistoren wurden NF-Typen (verwertbarer Ausschuß) verwendet. Die Betriebsspannung wird aus der Heizspannung gewonnen.

Eichgenerator (Bild 2)

Die 100-kHz-Quarzoszillatorschaltung wurde der Schaltung des *Transceivers SB-100* entlehnt [7].

Es ist eine *Pierce*-Schaltung, die bei einfachem Aufbau und geringer Bauelementezahl sicher anschwingt. D 2 verzerrt die Ausgangsspannung so, daß die Eichpunkte im 10-m-Band noch gut hörbar sind. Ein stabiler Multivibrator erzeugt 10 kHz und wird vom Quarzoszillator synchronisiert. Über S 1 gelangen die Eichpunkte an den Empfängereingang. Zwischen 100-kHz- und 10-kHz-Eichpunkten kann am S-Meter eine Zeigerausschlagsdifferenz von etwa $\frac{1}{3}$ der Skala beobachtet werden. Dadurch erübrigt sich das getrennte Einschalten eines 100-kHz- bzw. 10-kHz-Oszillators. Falls man doch nicht ganz sicher ist, ob man einen 100-kHz- oder einen 10-kHz-Eichpunkt vor sich hat, schaltet man die mechanisch verbundenen Schalter S 2 und S 3 aus und kurz darauf wieder ein. Ändert sich dabei die Schwebungsfrequenz (Einrasten), so hat man mit Sicherheit einen 10-kHz-Punkt. Die Multivibratorbetriebsspannung wird aus der Heizspannung gewonnen.

Konstruktiver Aufbau

Jeder Amateur wird bei der Konstruktion eines Geräts seine speziellen Gegebenheiten zu berücksichtigen haben. Trotzdem können einige Hinweise nützlich sein. Der HF-Teil (Rö 1, Rö 2) ist in einem alten Trommelkanalwähler untergebracht. Neben den Röhren wurde ein 4fach-Drehkondensator aus einem alten Funkgerät aufgeschraubt. Zwischen den beiden Röhren befinden sich die ersten beiden ZF-Filter, die als 4-Kreis-Filter geschaltet sind. Die ZF-Sperrkreisspule (Spule mit Mantelkern, wie

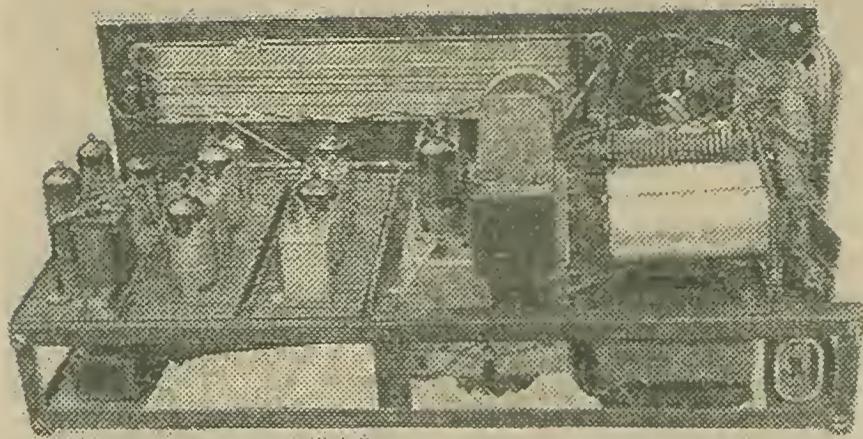


Bild 5
 Rückansicht; links
 NF-Platine, dann
 2-ZF-Platinen.
 anschließend
 der FS-Kanalwähler
 mit aufgeschraubtem
 Drehko; rechts Netzteil
 und Lautsprecher

in Standard-ZF-Filtern üblich) wird auf der kleinen Hartpapierplatte, die die Antennenlötöse trägt, angeschraubt. Auf den Segmenten des Kanalwählers ordnet man Spulen und Trimmer an. Die Spulen zeigen mit dem Kern zur Achse des Kanalwählers. Alle Kontakte werden mit einem Glashaarpinsel gesäubert. Die Segmente müssen fest in der Trommel angebracht sein, gegebenenfalls ist zwischen Segment und Trommel etwas Pech (aus alter Trockenbatterie) anzubringen. Das Segment mit 8 Kontakten nimmt den Oszillator- und den Zwischenkreis auf, während (davon abgeschirmt) der Vorkreis auf dem Segment mit 5 Kontakten untergebracht ist.

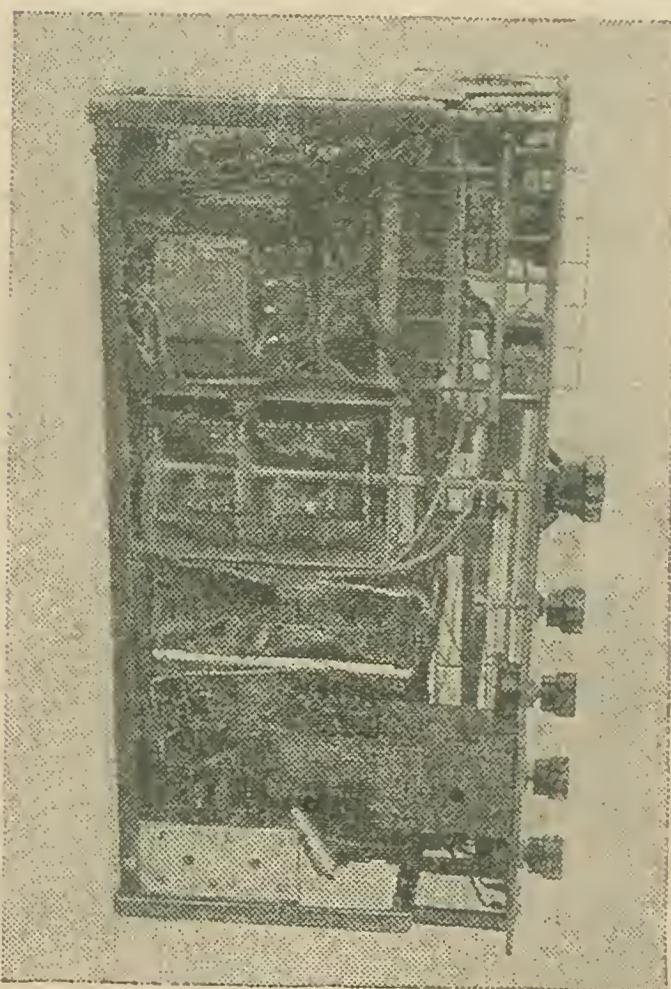


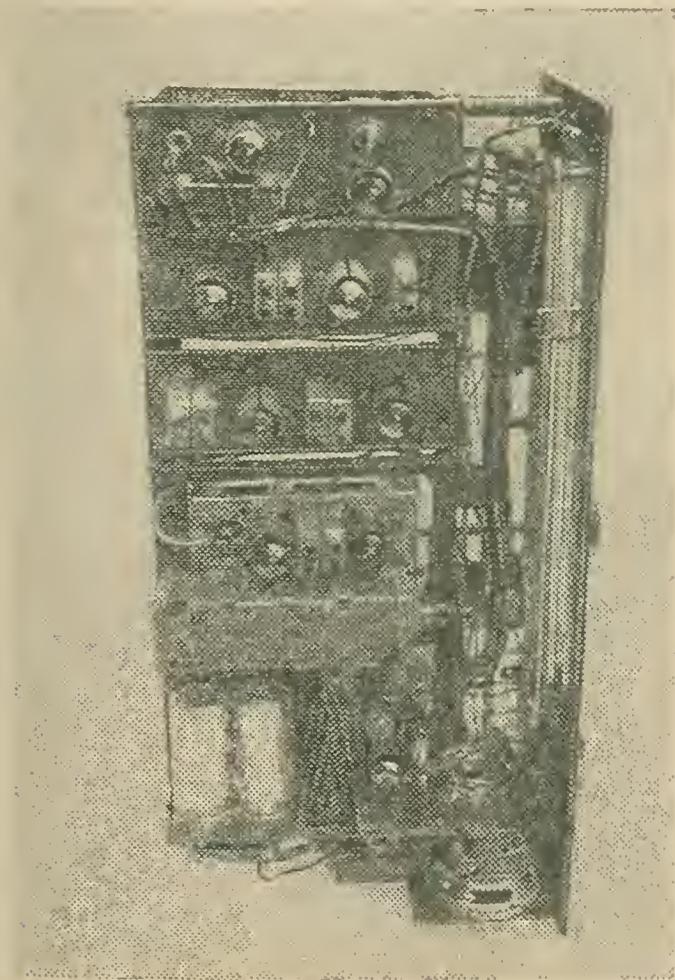
Bild 6
 Unteransicht; ganz links unten
 das NF-Filter, rechts
 der gekapselte BFO; oben links
 Netztransformator,
 oben rechts Funktionsschalter

Den ZF-Teil baut man auf 2 Platinen zu je 2 Röhren und je 4 Bandfiltern auf. Aus den Fotos sind Einzelheiten ersichtlich. Zwischen den einzelnen Platinen soll mindestens 5 mm Abstand gehalten werden, damit kein Wärmestau entsteht.

Auf einer weiteren Platine befinden sich Diodengleichrichter, Produkt-detektor und NF-Verstärker. Links vom Kanalwähler sind Netzteil und Eichgenerator aufgebaut. Der S-Meter-Verstärker ist auf einer Hartpapierplatte verdrahtet, die direkt am Meßinstrument angeschraubt wird. Ein Winkelrahmen nimmt sämtliche Platinen sowie den Netztransformator auf; an diesem Rahmen befestigt man über Distanzstücke auch die Frontplatte. Der BFO ist unterhalb der Platinen mittels Einlochmontage direkt an der Frontplatte anzuordnen; er muß abgeschirmt werden. Bei der Frontplattengestaltung achte man auf handliche Anordnung der Bedienelemente.

Von größter Bedeutung ist die Entlüftung des Geräts (Volumen etwa $465 \text{ mm} \times 250 \text{ mm} \times 165 \text{ mm}!$), denn 12 Röhren sind eine beträchtliche Wärmequelle. Die Gehäusefüße müssen mindestens 20 mm hoch sein. Die gesamte Unter- und Oberseite des Gehäuses wird mit Löchern versehen, ebenso die Rückseite.

Der Drehkoantrieb erfolgt über Seil und über 1stufiges Stirnradstandgetriebe. Trotz verspannter Zahnräder bildet sich jedoch nach etwa 18monatiger Abnutzungsdauer ein Spiel, das durch die Unzulänglichkeiten des Seilantriebs noch vergrößert wird. Man sollte deshalb den Zeiger bzw.



*Bild 7
Draufsicht; ganz unten Mitte Platine
mit dem Eichgenerator;
der Lautsprecher ist seitlich am Gerät
angebracht, obwohl man die
Lautsprecherblende (s. Bild 1)
auf der Frontplatte sieht*

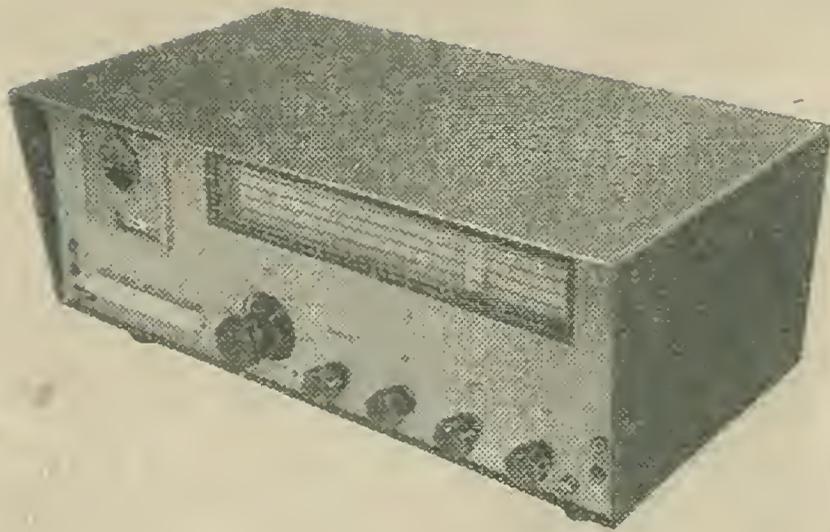


Bild 8
Frontansicht;
man erkennt links
das S-Meter, darunter
den Funktionsschalter;
ganz links und ganz
rechts kann man die
Kopfhöreranschlüsse
sehen; die Bedientöpfe
sind so angebracht,
daß man sie bequem
mit der auf dem Tisch
aufgelegten Hand
betätigen kann

die Skala direkt an der Drehkewelle befestigen und über ein Stahlseil antreiben. Allerdings ist dabei keine Linearskala möglich.

Die außer der Bereichsumschaltung auftretenden Schaltprobleme wurden zufriedenstellend mit dem 5stastigen Klangregisterschalter aus dem *Rossini* gelöst.

Zusammenfassung

Die Empfindlichkeit des Empfängers steht der von Spitzengeräten nicht nach. Für AM ist die Selektion ausgezeichnet, für SSB bei mittleren Ansprüchen noch ausreichend, für CW bei eingeschalteter NF-Selektion der von Spitzengeräten äquivalent. Die KM-Festigkeit entspricht der herkömmlicher Röhrengeräte. Der Eichgenerator gewährleistet eine ausreichend hohe Frequenzgenauigkeit. Die Frequenzstabilität stellt natürlich das größte Problem dar. Man muß sich damit abfinden, daß etwa 45 min vergehen, bevor ein — dann allerdings völlig stabiler — SSB-Empfang möglich ist. Durch Temperaturkompensation der Oszillatorschwingkreise läßt sich die Einlaufzeit verringern.

Die Spiegelselektion ist durch die hohe 1. ZF völlig ausreichend. Eine einzige Pfeifstelle konnte im 15-m-Band festgestellt werden.

Eine Beschreibung des Abgleichs erübrigt sich, da ähnliches im *FUNK-AMATEUR* schon oft veröffentlicht wurde.

Technische Daten

Frequenzbereiche	3,47... 3,85 MHz
	6,99... 7,12 MHz
	13,95...14,37 MHz
	20,94...21,70 MHz
	27,95...29,80 MHz

Zwischenfrequenz	2900 kHz und 290 kHz
Betriebsarten	SSB, CW, AM
Röhren	12
Transistoren	5
Halbleiterdioden	4
Besonderheiten	S-Meter, 100 kHz/10-kHz-Eichgenerator, eingebauter Lautsprecher, NF-Selektion für CW, Produktdetektor

Hinweise zu einzelnen Bauteilen

Für die Transistoren T 1...T 5 eignen sich solche aus dem verwertbaren Ausschuß, mit geringem Reststrom und einer Stromverstärkung größer 30; T 1, T 2 entsprechend Typ *GF 122*, T 3...T 5 entsprechend Typ *GC 116*.

Die ZF-Kreise sind mit Standardfiltern aus dem Koffersuper *spatz-baby* aufgebaut. Die Spule des 2. Oszillators ist eine Mantelkernspule aus diesem Filter. Es gelten folgende Werte

	2. Oszillator	1. ZF	2. ZF
Frequenz in kHz	3190	2900	290
Induktivität in μH	19	10	300
Kapazität in pF	130	300	1000

Die Spule des 2. Oszillators hat ein Windungszahlverhältnis Gitter-Anodenkreisspule von 1 : 5.

Da bei den ZF-Filtern die Einzelspulen mit Mantelkern versehen sind, werden für ein 2-Kreis-Filter die Spulen über Koppelwindungen induktiv gekoppelt (bei 2900 kHz — 2 Wdg.; bei 290 kHz — 5 Wdg.). Mit einer kapazitiven Kopplung ergeben zwei 2-Kreis-Filter das in der Schaltung angegebene 4-Kreis-Filter.

Das NF-Bandfilter wurde mit vorhandenen hochpermeablen Schalenkernen aufgebaut, die Induktivität der Einzelspule ist $L = 1,1 \text{ H}$.

Die Bemessung der Spulen für den HF-Eingangsteil muß man nach dem vorhandenen 3fach-Drehkondensator sowie den gewünschten Frequenzbereichen auslegen. Alle keramischen Scheibentrimmer haben den Kapazitätswert 4...20 pF. Die Windungszahlverhältnisse Kreis-/Ankoppelspule lauten wie folgt:

Vorkreis	Mischkreis	Oszillatorkreis
2,5 : 1	3 : 1	4 : 1

Literatur

- [1] *Nagel, W.*: Ein SSB-Empfänger der Spitzenklasse, FUNKAMATEUR 17 (1968), Heft 8, S. 378—381, und Forts. Heft 9, S. 451 u. 452, u. Heft 10, S. 501 bis 503.
- [2] *Spillner, F.*: Der selektive UKW-Einfachsuper DL-QTC 21 (1967), Nr. 11, S. 583—588.
- [3] *Spillner, F.*: Bandfilter-Tonsieb DL-QTC 16 (1962), S. 541—544.
- [4] *Buczynski, A.*: 100- und 10-kHz-Eichgenerator DL-QTC 20 (1966), Nr. 5, S. 278 u. 279.
- [5] *Kalocay, R.*: Konverter mit einer Strahlableitkröhre und Q-Multiplier, DL-QTC 21 (1967), Nr. 12, S. 636—639.
- [6] *Koch, O.*: KW-Bandempfänger mit Feldeffekttransistoren, DL-QTC 22 (1968), Nr. 1, S. 15—20.
- [7] Ohne Autor: Der SSB-Transceiver SB-100, DL-QTC 20 (1966), Nr. 9, S. 500 bis 509.
- [8] *Nitzschner, R.*: Ein quarzstabiler KW-Konverter mit synchronisiertem Oszillator, FUNKAMATEUR 18 (1969), Heft 9, S. 437—439.
- [9] *Conrad, M.*: Ein transistorisierter SSB-Empfänger für das 20-m-Band, FUNKAMATEUR 18 (1969), Heft 7, S. 339—341, u. Forts. Heft 8, S. 403, u. Heft 9, S. 444—448.
- [10] *Bauer, H. E.*: SSB-QTC, FUNKAMATEUR 18 (1969), Heft 5, S. 250.
- [11] *Lechner, D., Rohländer, W.*: Noch einmal: Zur Funktionsweise des Produktdetektors, FUNKAMATEUR 18 (1969), Heft 3, S. 135—138.
- [12] *Barthels, E.*: Ein Kurzwellenempfänger nach dem Premixerprinzip, FUNKAMATEUR 19 (1970), Heft 3, S. 125—128, u. Forts. Heft 4, S. 185—188.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Rundfunkempfänger für Netzanschluß werden heute bis auf wenige Ausnahmen in Stereoausführung gefertigt. Dabei sind diese Geräte meist volltransistorisiert. Integrierte monolithische Schaltungen werden noch nicht benutzt.

Beim Koffereempfänger ist der Platzbedarf der Bauelemente eines der wichtigsten Kriterien. Koffereempfänger sind volltransistorisiert, jedoch werden zur Zeit im allgemeinen noch keine monolithischen ICs verwendet. Diese Entwicklung dürfte erst ab 1972 beginnen.

Bei Autoradios ist der Platzbedarf der Bauelemente ebenfalls eine wichtige Voraussetzung. Sie sind daher volltransistorisiert; monolithische ICs jedoch verwendet man bisher nur sehr begrenzt. Volle Integration dürfte nicht vor 1980 zu erwarten sein.

Slow-scanning TV oder „Zeitlupen“-Fernsehen

In der 600- Ω -Technik kennt man schon seit langem das Fernsehtelefon. Das gesprochene Wort wirkt, verbunden mit dem Bild des Partners, persönlicher, man spürt nicht so sehr die Entfernung und gewinnt besseren Kontakt. Nun ist aber TV in der herkömmlichen Technik breitbandig und daher wohlbegründet auf das 70-cm-Amateurband beschränkt, also auf einen Frequenzbereich, der einmal nur eine begrenzte Reichweite ermöglicht, zum anderen beim Eigenbau die Beherrschung der UHF-Technik voraussetzt, ganz zu schweigen von der Fernseh-Aufnahme/Sende- und -Empfangstechnik.

In Amateurkreisen wenig bekannt ist das sogenannte *Slow-scanning-TV*, das sich zur Standbildübertragung im DX-Verkehr eignet, das lediglich die Bandbreite eines SSB-Kanals benötigt, auf den bekannten Kurzwellenbändern immer häufiger durchgeführt wird und bestimmt eine willkommene Bereicherung des Amateurfunkalltags bedeutet.

In DM können wir gemäß unserer Amateurfunkordnung § 12 Abs. 2 mit einer Sondergenehmigung die Sendart F 5 auf den Kurzwellenbändern aufnehmen. Jedoch ist außer einer Kurzmitteilung im *FUNK-AMATEUR* [1] nach Wissen des Bearbeiters so gut wie nichts über die Technik und Standardisierung dieses Bildübertragungsverfahrens bekannt geworden.

Dem experimentierenden Amateur sei auszugsweise und in teilweise wörtlicher Übersetzung die Schaltung eines Oszillografenadapters bekanntgegeben [2], damit er die Möglichkeit hat, am Bild-DX-Verkehr teilzunehmen, sei es vorläufig auch nur empfangsmäßig. Voraussetzung ist ein Empfänger mit normaler A 3-Bandbreite und BFO. Die Toninformation wird in einem Seitenband (bezogen auf den unterdrückten Träger) in A 3j übermittelt, die Bildinformation in NBFM (F 5) dagegen im anderen Seitenband.

DX-F 5-Verkehr in *Slow-scanning-TV* findet hauptsächlich zwischen 14,2 MHz und 14,275 MHz; 21,25 MHz und 21,35 MHz sowie 28,5 MHz und 29,7 MHz statt. Vorzugsfrequenzen sind 14,23 MHz und 28,7 MHz, insbesondere sonnabends ab 15 Uhr GMT. In der IARU-Zone I sind

Stationen in Italien und Schweden bekannt geworden. In W arbeiten schon einige hundert Stationen neben den obengenannten Frequenzen auch zwischen 3,8 MHz und 3,9 MHz sowie 7,2 MHz und 7,25 MHz; in VK wurden jüngst die ersten Lizenzen erteilt. In allen Erdteilen sind bereits *Slow-scanning-TV*-Stationen *QRV*. Die erste *W 8-SMØ*-Verbindung (Zweiweg) wurde am 22. 2. 1969 auf 28,7 MHz getätigt. Zur Technik sei auf weitere Literatur verwiesen, [3] bis [7]. Die Signale können mit einem Magnetbandgerät aufgezeichnet und später beliebig oft im Sichtmonitor wiederholt werden.

Als Sichtmonitor benötigt man einen Oszillografen. Er muß horizontal mit 15 Hz synchronisierbar sein und einen Gleichstromvertikal-eingang aufweisen, der 10 V verträgt. Ist das nicht der Fall, so kann man Wechselspannungseingänge gemäß Schaltung Bild 3 nachrüsten. Wichtig ist, daß der Oszillograf eine Sichtrohre mit nachleuchtendem Phosphor hat (mehr als 10 s ohne merkliche Abnahme der Intensität des geschriebenen Bildes).

Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan des Adapterkonverters, Bild 2 die detaillierte Schaltung, Bild 4 den Netzteil. Das Bildsignal kommt aus dem NF-Ausgang des RX oder des Magnetbandgeräts und gelangt in einen Operationsverstärker, der bei einer Verstärkung von 300 das Signal begrenzt. Ein Signal von $U_{SS} = 0,1 \text{ V}$ wird auf $U_{SS} = 28 \text{ V}$, d. h. auf die Sättigungsspannung des Verstärkers angehoben und begrenzt. Es gelangt als Rechteckwelle auf den Serien-*LC*-Videodiskriminator und von dort auf den Transistor T 1 des Videoverstärkers. Dieser ist am Kollektor mit einem Heiztransformator 6,3 V/115 V zum Anheben des Videosignals belastet. Da das nachgeschaltete Oszillografengitter Hochspannung führt,

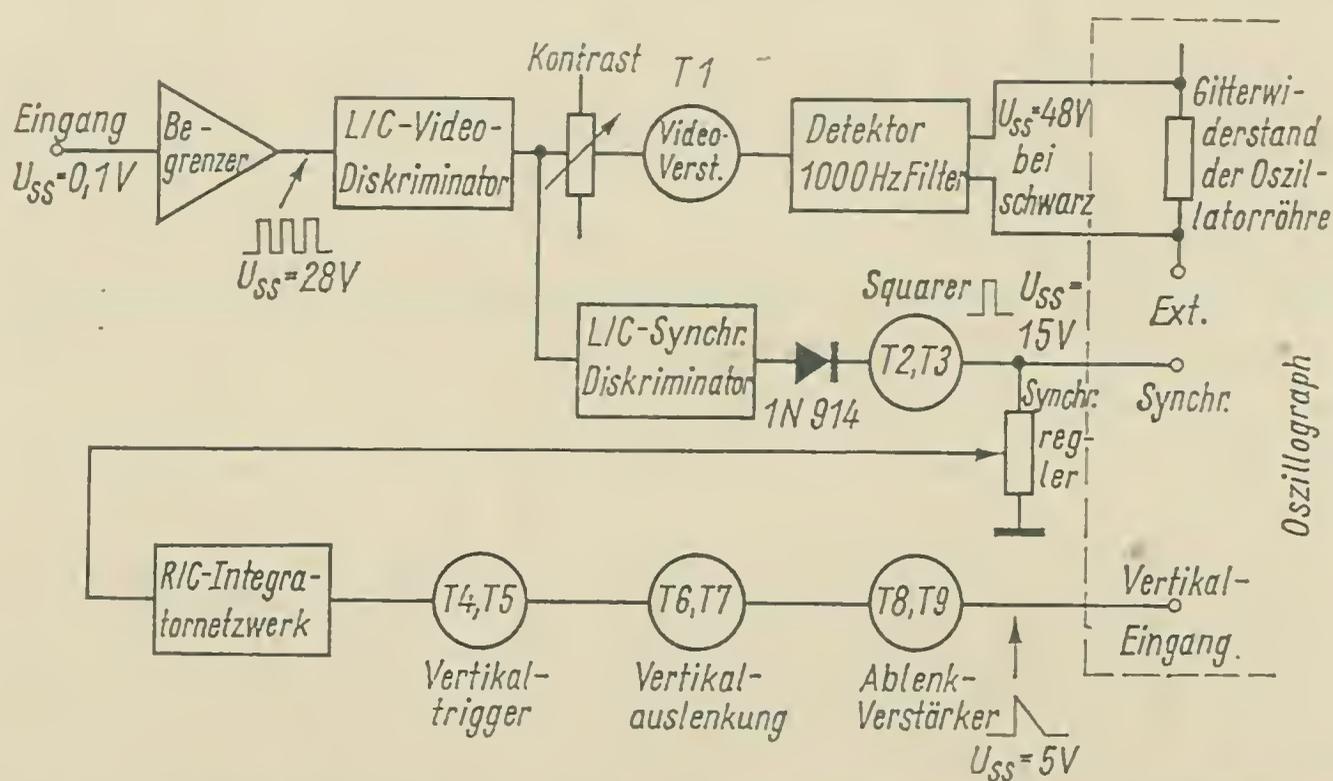


Bild 1 Übersichtsschaltplan des Adapterkonverters, der auf einem Standard-Oszillografen *SSTV*-Signale sichtbar macht

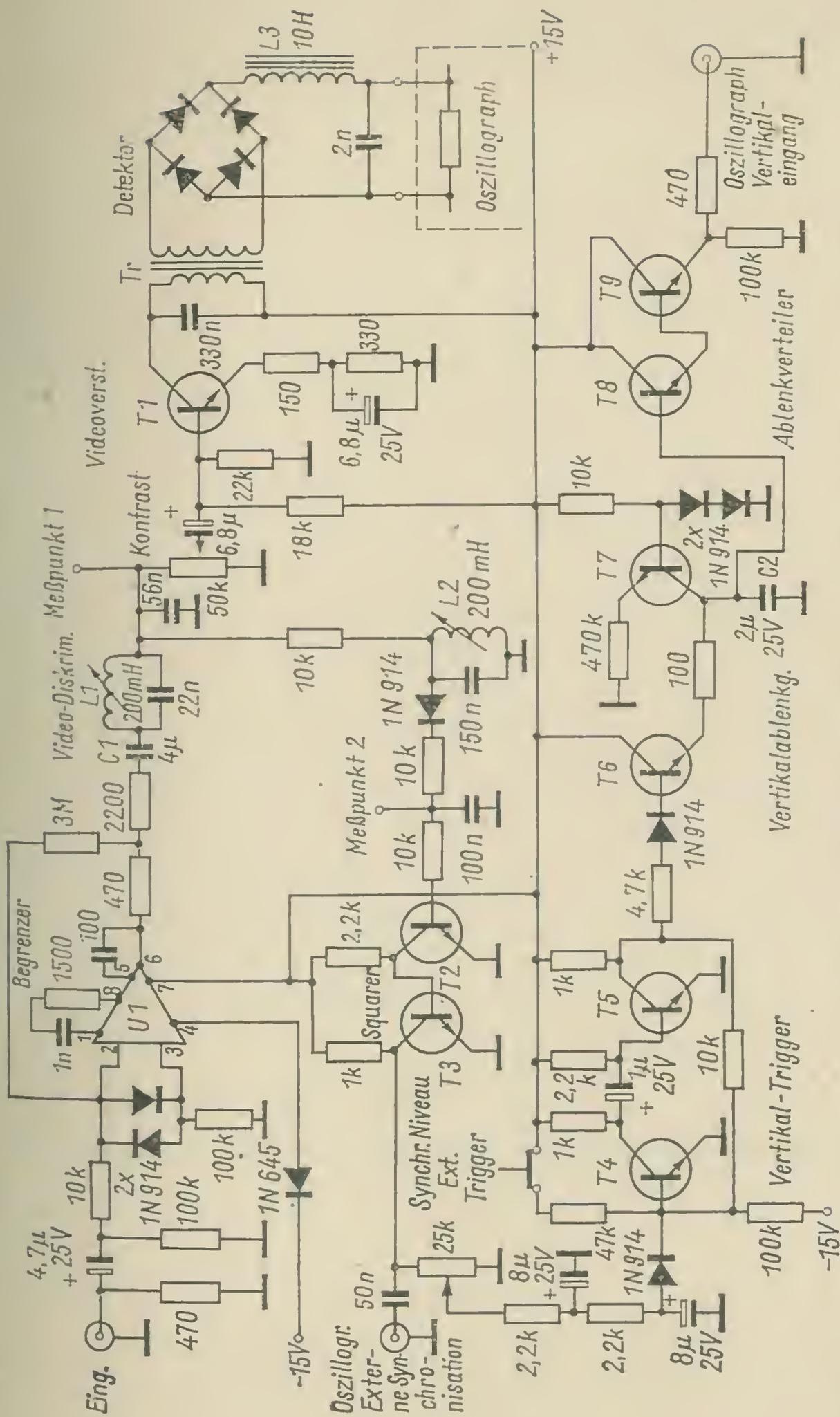


Bild 2 Schaltung des Adapterkonverters; alle Potentiometer sind linear, sämtliche Widerstände $\frac{1}{2} W$;

C 1 — 4 μF -Tantal, nichtpolarisiert, 25 V

C 2 — 2 μF , 25 V, Mylar-Dielektrikum

L 1, L 2 — 200 mH, variabel

L 3 — 10 H-NF-Drossel, 3000-V-Isolation gegen Masse

T 1 bis T 9 2 N 718, 2 N 697, 2 N 222, 2 N 3641-3 usw.

Tr/Heiztrafo 115 V/6,3 V, 3000-V-Schutzisolation

U 1 Operationsverstärker Fairchild A 709,

Texas Inst. SN 6715 oder Motorola SC 4070 G

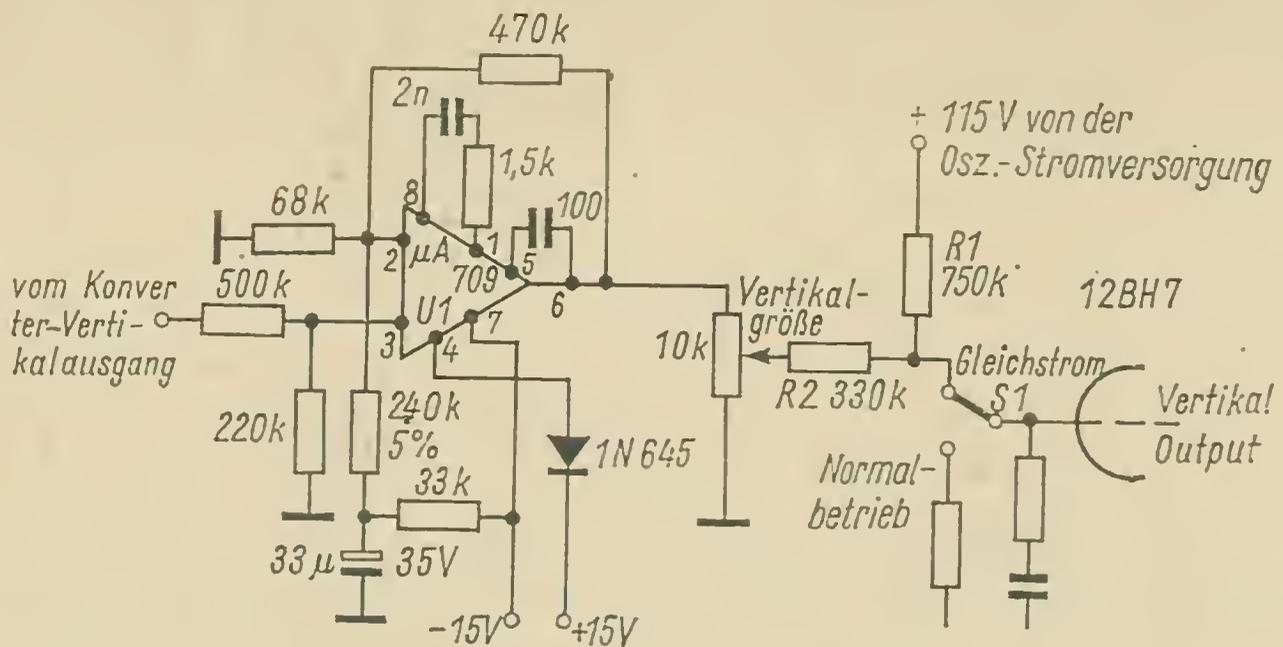


Bild 3 Verstärkerschaltung zur Herstellung eines Gleichstromeingangs in den Heath-Oszillografen 10–18. Eine ähnliche Anordnung kann auch für andere Oszillografen gefunden werden. Alle Kapazitäten sind keramische Typen, sämtliche Widerstände $\frac{1}{2}$ -W-Typen. Schalter S 1 ist unkritisch. U 1 wie in Bild 2. R 1 und R 2 sind so zu justieren, daß ein gut zentriertes Bild entsteht

liegt der Isolationswert des Übertragers mit 3000 V fest. Ehe das Videosignal (Intensitätsmodulation) auf den Wehnelt-Zylinder der Oszillografenröhre gelangt, wird es mit einem Brückengleichrichter gleichgerichtet und läuft über einen 1000-Hz-Tiefpaß.

Das Ausgangssignal des Videodiskriminators gelangt jedoch auch noch auf den 1200-Hz-Synchronisationsdiskriminator. Diesen Kreis passieren nur 1200-Hz-Synchronimpulse; sie werden gleichgerichtet, gefiltert und auf einen 2stufigen Verstärker mit T 2 und T 3 gegeben. Am Ausgang erscheinen Rechteckimpulse für die Vertikal- und Horizontalsynchronisation von $U_{SS} = 15 \text{ V}$.

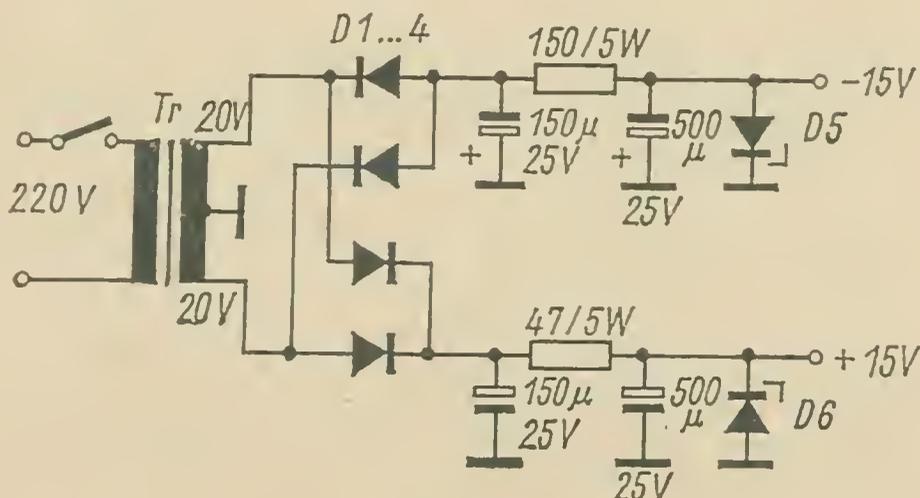


Bild 4 Stromversorgung für den Adapter;
 D 1...D 4 — Siliziumdioden mit mindestens 200 V Sperrspannung,
 D 5, D 6 — 15-V-Z-Dioden, 1-W-Typ,
 Tr Transformator 220 V/2 × 20 V, 100 mA

Für die vertikale Auslenkung wird ein 5-V-Sägezahn benötigt. Dieser soll schnell ansteigen, aber langsam und linear abfallen. Ein Impulskreis trennt die 30-ms-Vertikalimpulse von den 5-ms-Horizontalimpulsen. Die Vertikalimpulse gelangen in den Vertikaltrigger, einen monostabilen Multivibrator. Fehlt dieser Impuls einmal, so kann von außen die Vertikal-auslenkung (Handtriggerung) ausgelöst werden. Der Multivibrator be-tätigt einen Transistor T 6, der — wenn ein Vertikalimpuls eintrifft — sofort C 2 auflädt. Die lineare Entladung von C 2 erfolgt über T 7, dessen Basis durch 2 Dioden auf 1,2 V vorgespannt ist, so daß durch den Emit-terwiderstand des T 7 von 470 k Ω ein konstanter Strom fließt und damit C 2 linear entladen wird. Diese Sägezahnspannung gelangt auf eine *Darlington*-Schaltung mit T 8 und T 9, deren Ausgangsspannung bei Empfang von *Slow-scanning-TV* von 10 V auf 5 V fällt (5 V, damit bei fehlendem Signal der Katodenstrahl nicht auf dem Schirm erscheint).

Der Adapterkonverter läßt sich relativ einfach aufbauen, der Ope-rationsverstärker vom findigen Amateur leicht durch einen entsprechenden 2stufigen Differenzverstärker ersetzen. Die Schaltungsauslegung ist un-kritisch. Lediglich der 6,3-V-Heiztransformator hat auf der 115-V-Primär-seite (in der Schaltung als Sekundärseite verwendet) Hochspannung, so daß besondere Schutzmaßnahmen erforderlich sind. Außerdem ist dieser Übertrager vor jeglicher Netzeinstreuung zu schützen. Die Zuführung zum *Wehnelt*-Zylinder der Oszillografenröhre erfolgt über Hochspannungs-kabel. Das Kabel für das Vertikalsignal wird lediglich abgeschirmt ver-legt. Alle Transistoren sollen eine Stromverstärkung von mindestens 50 aufweisen; der Typ ist unkritisch.

Das Potential zwischen dem *Wehnelt*-Zylinder der Oszillografenröhre und ihren Katoden steuert die Intensität. Im allgemeinen liegt in der Leitung zum *Wehnelt*-Zylinder ein Schutzwiderstand in Serie mit der nega-tiven Spannung. Diesem Widerstand wird das Videosignal des Adapters zugeführt. Er soll möglichst 100 k Ω aufweisen und kann (falls er kleiner ist); ohne die Normalfunktion des Oszillografen zu beeinflussen, auf diesen Wert gebracht werden. Auf der Isolierplatte für den Direktzugang zu den Ablenkplatten finden meist 2 weitere Isolierbuchsen für das Videosignal ausreichend Platz.

Justierung des Adapterkonverters

- Vertikalausgang eines Oszillografen an Meßpunkt 1 anschließen.
- Mit einem 2350-Hz-Eingangssignal am Adapter die Videodiskriminator-spule L 1 auf minimale Anzeige am Oszillografen abgleichen.
- Oszillograf mit Meßpunkt 2 verbinden. Bei 1200-Hz-Eingangssignal den Synchronisationsdiskriminator mit L 2 auf maximale Anzeige am Oszillografen abgleichen.

- Oszillografenmonitor, wie vorgesehen, an den Adapter-Konverter, den Adaptereingang an den RX anschließen.
- Kontrastpotentiometer auf Mittelstellung, Synchronisationsstärke auf Maximum stellen.
- Horizontalauslenkung auf 15 Hz für die Triggerung justieren.
- Größe des Bildrasters mit Vertikal- und Horizontalbedienungsknöpfen auf ein Quadrat justieren.
- Adapterkontrast und Oszillografenhelligkeit auf ein klares Bild ausrichten. Ist dieses negativ, dann Videosignal am Gitterwiderstand umpolen.
- Ist ein Bild vorhanden, so wird die Synchronisationsstärke am Adapter so weit zurückgebracht, daß gerade noch Synchronisation erfolgt. Diese Einstellung eliminiert Fehltriggerung bei schwachen Signalen. Bei fehlendem Vertikal-Synchronimpuls kann dann extern getriggert werden.

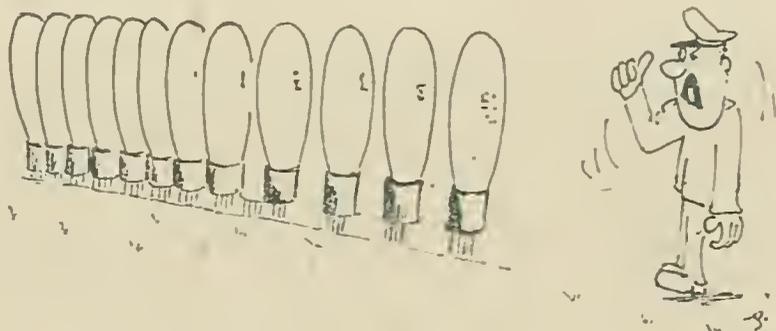
Nach dieser Justierung schließt man den Adapter-Konverter am Empfänger an. Bei normaler A 3-Bandbreite wird wie bei Empfang eines SSB-Signals abgestimmt.

(Nach ausländischen Literaturquellen bearbeitet).

Literatur

- [1] *Petermann, B.*: Slow-Scan-TV, FUNKAMATEUR 17 (1968), Heft 2, S. 61.
- [2] *Briles, B.*, u. *Gervenack, R.*: Slow-Scan-TV Viewing Adapter for Oscilloscopes, QST 54 (1970), Heft 6, S. 46—50.
- [3] *MacDonald, C.*: An improved System for Slow-Scan Image Transmission, QST 45 (1961), Heft 1 u. 2.
- [4] *MacDonald, C.*: A compact Slow-Scan TV-monitor, QST 48, (1964), Heft 3.
- [5] *MacDonald, C.*: Slow-Scan Vidicon Camera, QST 49 (1965), Heft 6, 7 u. 8.
- [6] *Taggart, R. E.*: Slow Scanner with regular Vidicons, QST 52 (1968), Heft 12, S. 48.
- [7] *Taggart, R. E.*: U. S. Europe Two-Way slow-scan TV, QST 53 (1969), Heft 5, S. 75.

Wir klären Begriffe



DIODENGLEICHRICHTUNG

MOS-Feldeffekttransistoren aus der DDR-Produktion

Ing. Karl-Heinz Schubert

Seit einiger Zeit werden im Kombinat VEB Funkwerk Erfurt unipolare Transistoren vom Typ MOSFET, also Feldeffekttransistoren mit isolierter Steuerelektrode, hergestellt. Über Aufbau und Wirkungsweise des MOSFET hat das *Elektronische Jahrbuch* schon mehrfach berichtet, ebenso wurden Schaltungsbeispiele aus der internationalen Literatur angegeben [1], [2], [3]. Die MOSFET aus der DDR-Produktion tragen die Bezeichnung *SM 103* und *SM 104* (beide n-Kanal-Verarmungstyp); innerhalb des Plastikgehäuses sind Source-Elektrode und Substrat miteinander verbunden. Bild 1 zeigt die Gehäuseabmessungen des *SM 103/104* und das Anschlußschema.

Der Unterschied zwischen den Typen *SM 103* und *SM 104* besteht in der Schwellspannung (Differenz etwa 2 V); die Eingangskennlinien weisen einen Abstand von gleichem Betrag auf. Dadurch liegen aber auch die Ausgangskennlinien des *SM 104* gegenüber denen des *SM 103* im Drain-

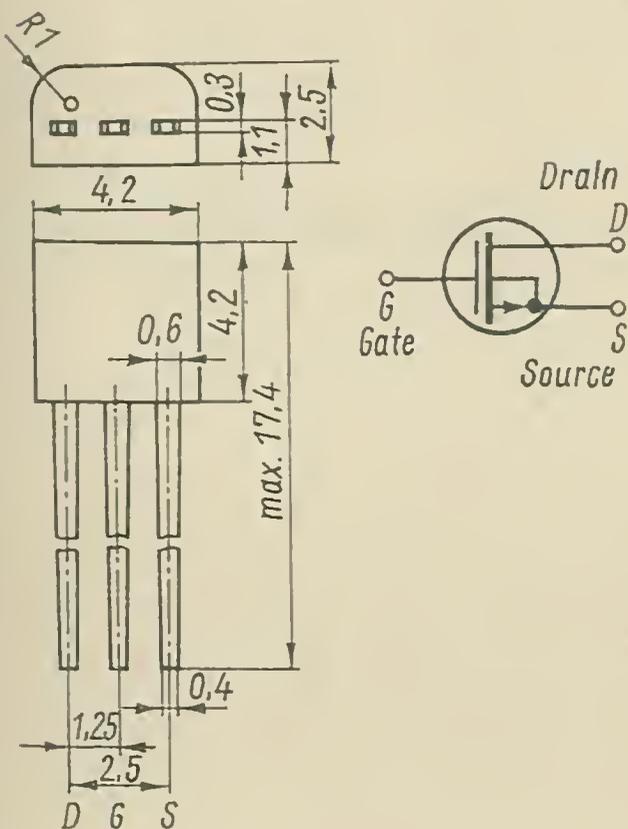


Bild 1
Gehäuseabmessungen in mm
und Anschlußschema für die
MOSFET *SM 103* und *SM 104*

Strom niedriger (Differenz bei $U_{GS} = 0\text{ V}$ im *Pinch-off*-Bereich etwa 3 mA). Für den *SM 104* ergibt sich dadurch, daß er bei einer höheren Gate-Source-Spannung betrieben werden kann, ohne die zulässige Verlustleistung zu überschreiten.

Die wichtigsten technischen Daten der MOSFET:

Kennwert	Symbol	Größe	Meßbedingung
<i>SM 103</i>			
Drain-Source-Durchbruchspannung	U_{BRDSV}	20 V	$I_D = 10\ \mu\text{A}$, $-U_{GS} = 12\text{ V}$
Schwellspannung	$-U_T$	7,5 V	$I_D = 10\ \mu\text{A}$, $U_{DS} = 8\text{ V}$
Drain-Strom	I_{DSS}	7,5 mA	$U_{DS} = 8\text{ V}$, $U_{GS} = 0\text{ V}$
Eingangswiderstand	R_e	$10^{14}\ \Omega$	$U_{GSS} = 10\text{ V}$
Steilheit	y_{21}	1,7 mS	$U_{DS} = 8\text{ V}$, $U_{GS} = 0\text{ V}$ $f = 1\text{ kHz}$
Eingangskapazität	C_{11}	5,5 pF	U wie vorher, $f = 1\text{ MHz}$
Ausgangskapazität	C_{22}	2,8 pF	wie bei C_{11}
Drain-Gate-Rückwirkungskapazität	C_{12}	1,3 pF	wie bei C_{11}
Ausgangsleitwert	g_{22}	0,154 mS	wie bei C_{11}
<i>Grenzdaten:</i>			
Drain-Source-Spannung	U_{DSV}	20 V	$-U_{GS} = 12\text{ V}$
Gate-Source-Spannung	U_{GS}	$-15 \dots +5\text{ V}$	—
Drain-Gate-Spannung	U_{DG}	32 V	—
Drain-Strom	I_D	15 mA	—
<i>SM 104</i>			
Drain-Source-Durchbruchspannung	U_{BRDSV}	20 V	$I_D = 10\ \mu\text{A}$, $-U_{GS} = 10\text{ V}$

Kennwert	Symbol	Größe	Meßbedingung
Schwellspannung	$-U_T$	5,5 V	$I_D = 10 \mu\text{A}, U_{DS} = 8 \text{ V}$
Drain-Strom	I_{DSS}	4,5 mA	$U_{DS} = 8 \text{ V}, U_{GS} = 0 \text{ V}$
Eingangswiderstand	R_e	$10^{14} \Omega$	$U_{GSS} = 10 \text{ V}$
Steilheit	y_{21}	1,3 mS	$U_{DS} = 8 \text{ V}, U_{GS} = 0 \text{ V}$ $f = 1 \text{ kHz}$
Eingangskapazität	C_{11}	5,2 pF	U wie vorher, $f = 1 \text{ MHz}$
Ausgangskapazität	C_{22}	2,5 pF	wie bei C_{11}
Drain-Gate-Rückwirkungskapazität	C_{12}	1,2 pF	wie bei C_{11}
Ausgangsleitwert	g_{22}	0,074 mS	wie bei C_{11}

Grenzdaten:

Drain-Source-Spannung	U_{DSV}	20 V	$-U_{GS} = 10 \text{ V}$
Gate-Source-Spannung	U_{GS}	$-15 \dots +5 \text{ V}$	—
Drain-Gate-Spannung	U_{DG}	30 V	—
Drain-Strom	I_D	15 mA	—

Allgemeine technische Daten für SM 103/104

Wärmewiderstand	$R_{th\ ch/a}$	$\leq 0,6 \text{ grd/mW}$
Gesamtverlustleistung	P_{tot}	$\leq 150 \text{ mW}$
Kanaltemperatur	ϑ_{ch}	$\leq 125^\circ\text{C}$
Lagerungstemperaturbereich	ϑ_s	$-40 \dots +125^\circ\text{C}$

Wie andere aktive Bauelemente mit 3 Anschlüssen, so kann auch der MOSFET schaltungstechnisch in 3 Grundsaltungen ausgelegt werden; Bild 2 zeigt diese im Vergleich zu denen von bipolaren Transistoren.

Die *Source-Schaltung* ist die in der Verstärkertechnik meistverwendete Schaltung. Sie hat eine große Spannungsverstärkung; der Eingangswiderstand entspricht etwa dem äußeren Gate-Widerstand, während der Ausgangswiderstand etwa im Bereich 10 k Ω bis 100 k Ω liegt.

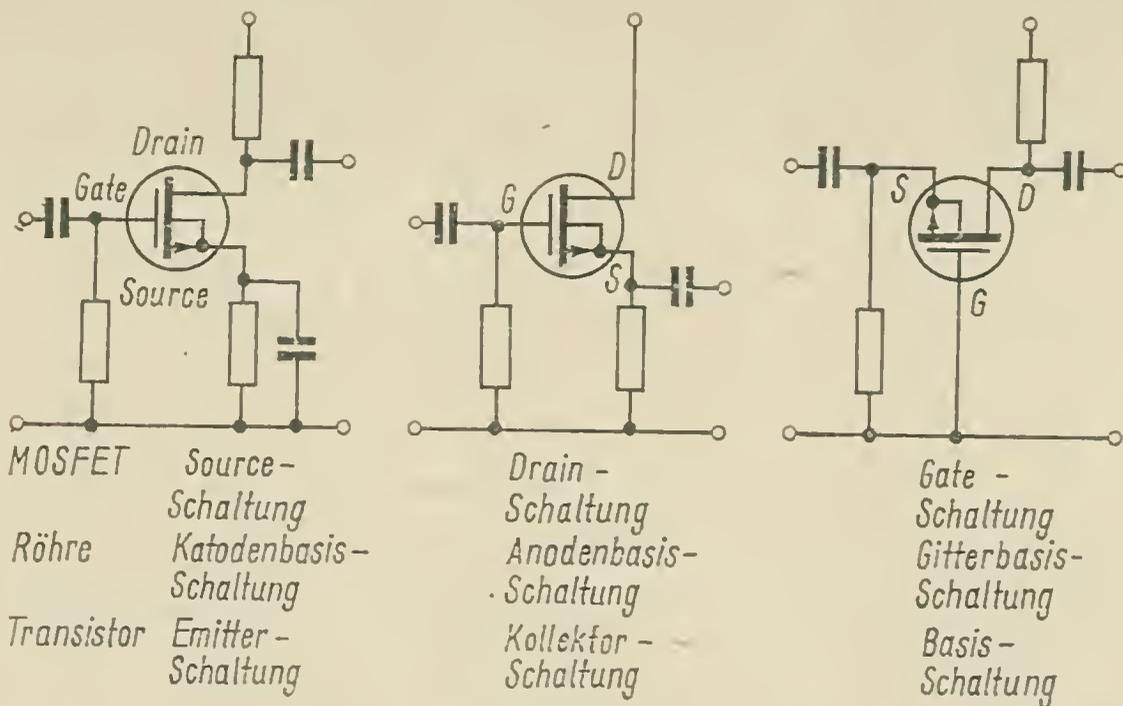


Bild 2 Grundsaltungen für den MOSFET im Vergleich zu Elektronenröhre und bipolarem Transistor

Bei der *Drain-Schaltung* ist der Ausgangswiderstand niederohmig, die Spannungsverstärkung < 1 , jedoch der Eingangswiderstand sehr hoch. Verbindet man den Fußpunkt des äußeren Gate-Widerstands wechselstrommäßig mit der Source-Elektrode (sogenannte *bootstrap-Schaltung*), so läßt sich der Eingangswiderstand noch wesentlich erhöhen. Die Drain-Schaltung eignet sich daher gut als Impedanzwandler oder wenn größere Eingangssignale verzerrungsfrei verarbeitet werden sollen.

Da bei der *Gate-Schaltung* die Rückwirkungskapazität nicht in Erscheinung tritt, findet man diese Schaltung vor allem bei HF-Verstärkerschaltungen; eine Neutralisation kann dann meist entfallen. Die Spannungsverstärkung der Gate-Schaltung ist geringfügig größer als bei der Source-Schaltung, im Gegensatz zu letzterer sind Eingangs- und Ausgangsspannung phasengleich.

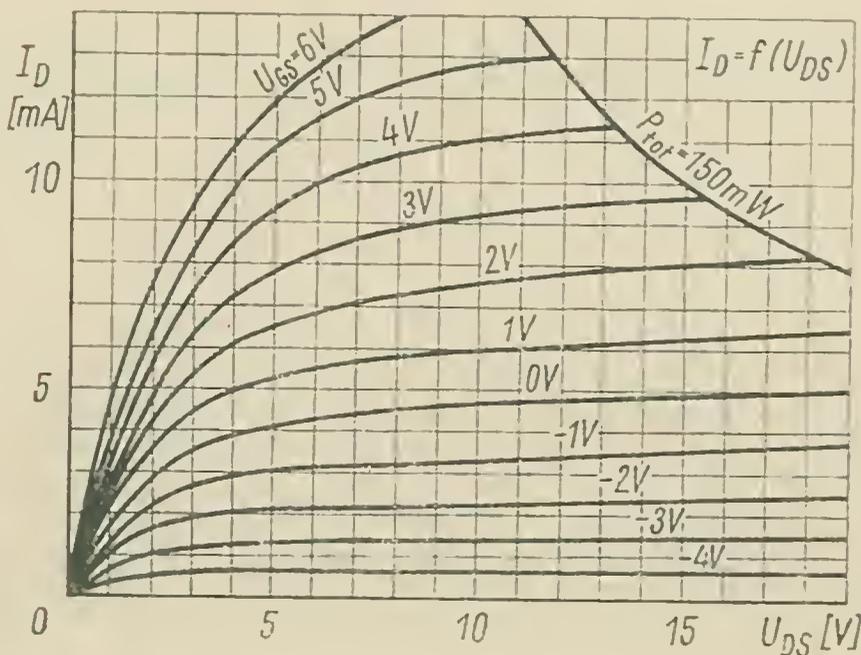


Bild 3 Ausgangskennlinien SM 103

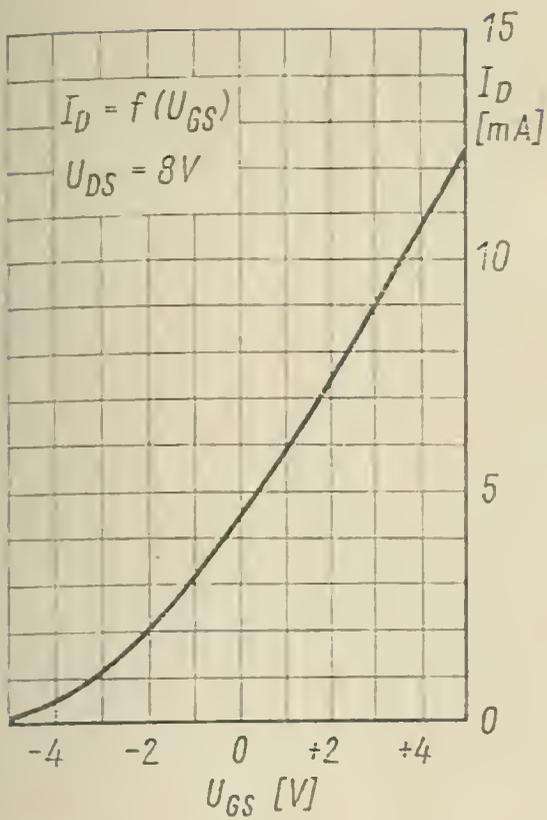


Bild 4
Eingangskennlinien SM 103

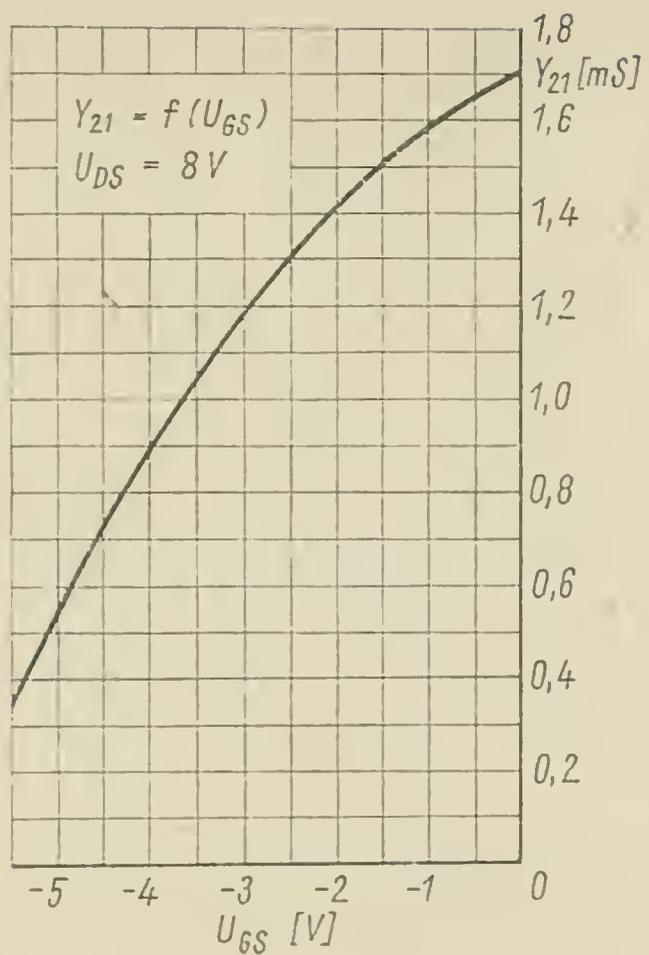


Bild 5
Steilheit in Abhängigkeit
von der Gate-Source-Spannung
(SM 103)

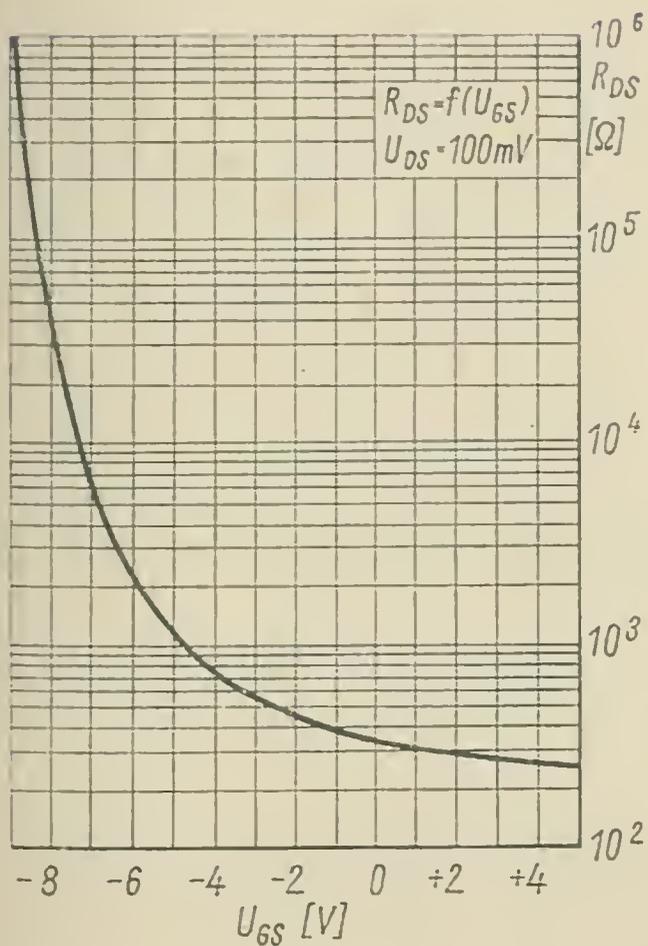


Bild 6
Drain-Source-Widerstand
in Abhängigkeit von der Gate-Source-
Spannung (SM 103)

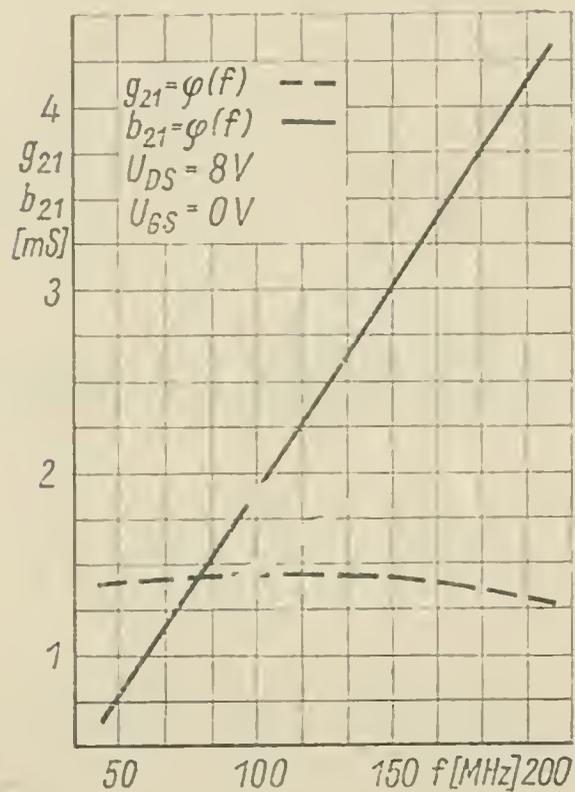


Bild 7
Real- und Imaginärteil der Steilheit
in Abhängigkeit von der Frequenz
(SM 130)

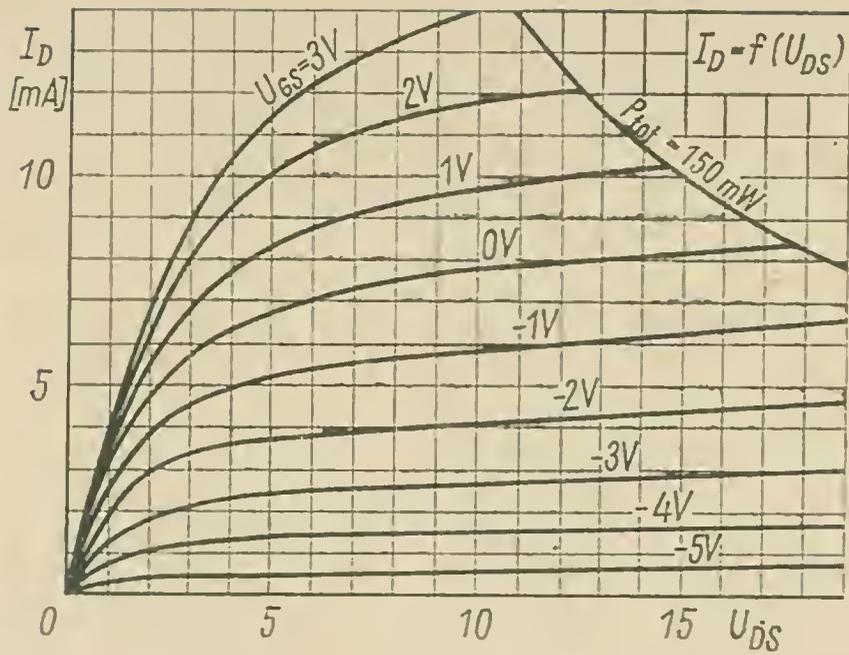


Bild 8
Ausgangskennlinien
SM 104

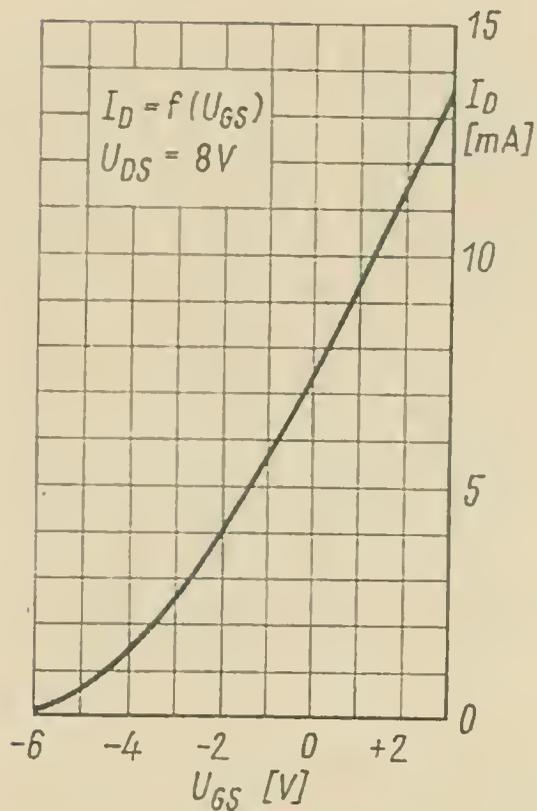


Bild 9
Eingangskennlinien SM 104

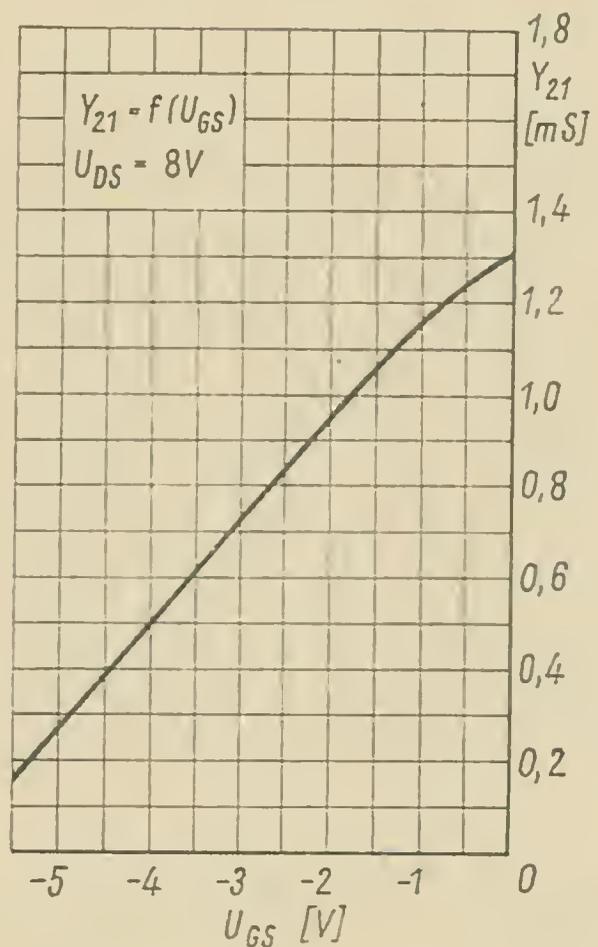


Bild 10
Steilheit in Abhängigkeit
von der Gate-Source-Spannung
(SM 104)

Ein besonderes Problem beim MOSFET liegt in der Empfindlichkeit der Gate-Elektrode gegen elektrostatische Aufladung. Die entstehenden großen Feldstärken können die außerordentlich dünne Oxidschicht leicht zerstören. Lose in einer Plastschachtel aufbewahrte MOSFET sind gefährdet, denn bereits ein Streifen der Anschlüsse über Perlongewebe reicht aus, den MOSFET untauglich zu machen; deshalb wird er vom Hersteller mit

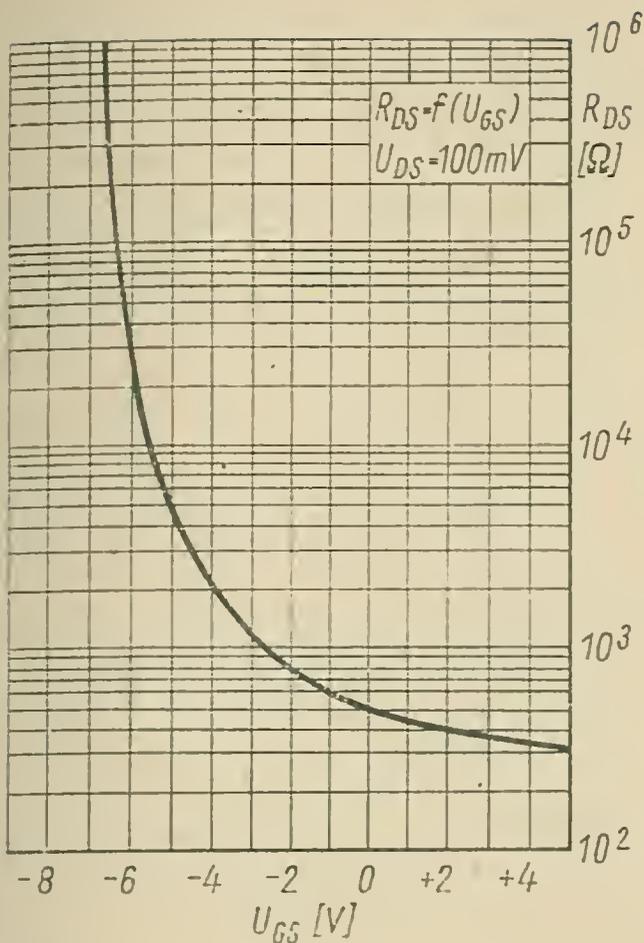


Bild 11
 Drain-Source-Widerstand
 in Abhängigkeit von der Gate-Source-
 Spannung (SM 104)

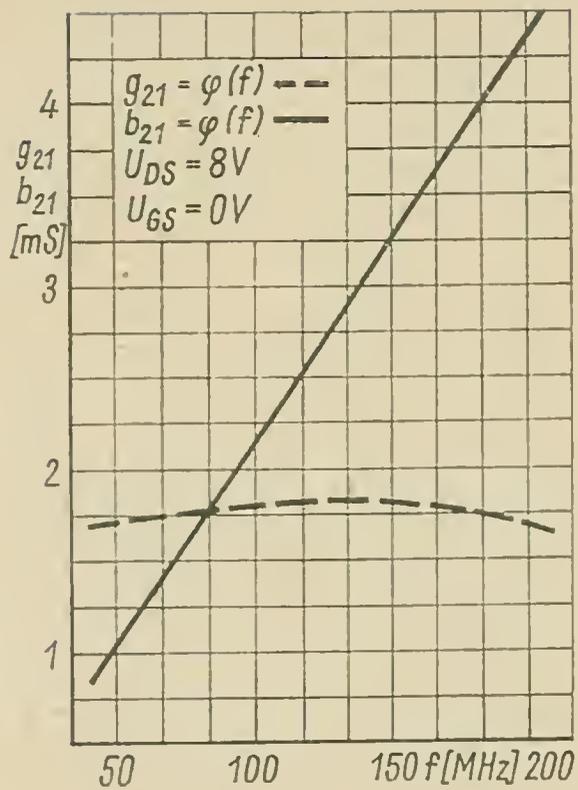


Bild 12
 Real- und Imaginärteil der Steilheit
 in Abhängigkeit von der Frequenz
 (SM 104)

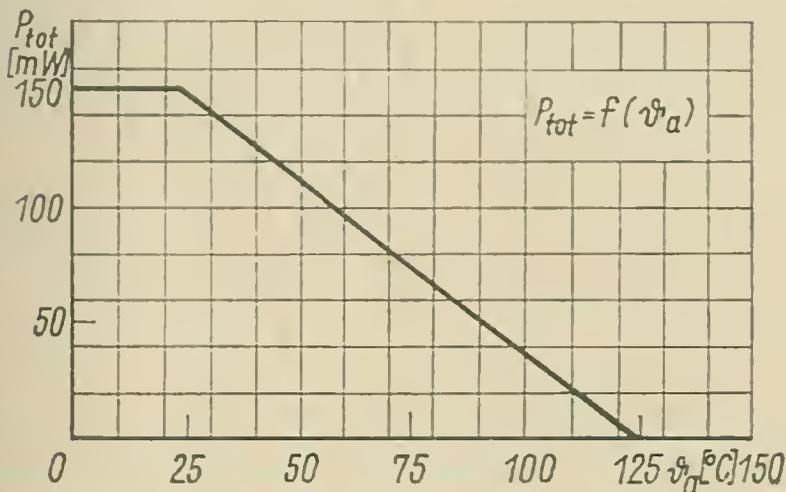


Bild 13
 Zulässige
 Gesamtverlustleistung
 SM 103 und SM 104

kurzgeschlossenen Anschlüssen geliefert. Diesen Kurzschluß sollte man stets erst nach Einbau in der Schaltung entfernen. Als Schutzschaltung werden an einem MOSFET-Eingang antiparallelgeschaltete Si-Dioden empfohlen.

Die bisher nicht häufig veröffentlichten Kennlinien für die MOS-Feld-effekttransistoren SM 103/104 werden dem Leser zur Information in Bild 3 bis Bild 13 vorgestellt [4]. Die y_{21} -Kurven (Bild 5 und Bild 10) gelten für den NF-Bereich, gemessen wurde mit $U_{\text{eff}} = 50 \text{ mV}$ und $f = 1 \text{ kHz}$. Der größere lineare Bereich beim SM 104 läßt entsprechend der Theorie eine annähernd quadratische I_D/U_{GS} -Kennlinie erkennen.

Anwendungsbeispiele für MOSFET SM 103/104

Für den Aufbau von *NF-RC-Generatoren* hat sich die Schaltung mit *Wien-Brücke* durchgesetzt. In der Schaltungspraxis mit bipolaren Transistoren jedoch mußte die *Wien-Brücke* niederohmig ausgelegt werden, so daß an Stelle eines Zweifach-Drehkondensators ein nicht ganz einfach zu beschaffendes Doppelpotentiometer einzusetzen war. Mit dem MOSFET

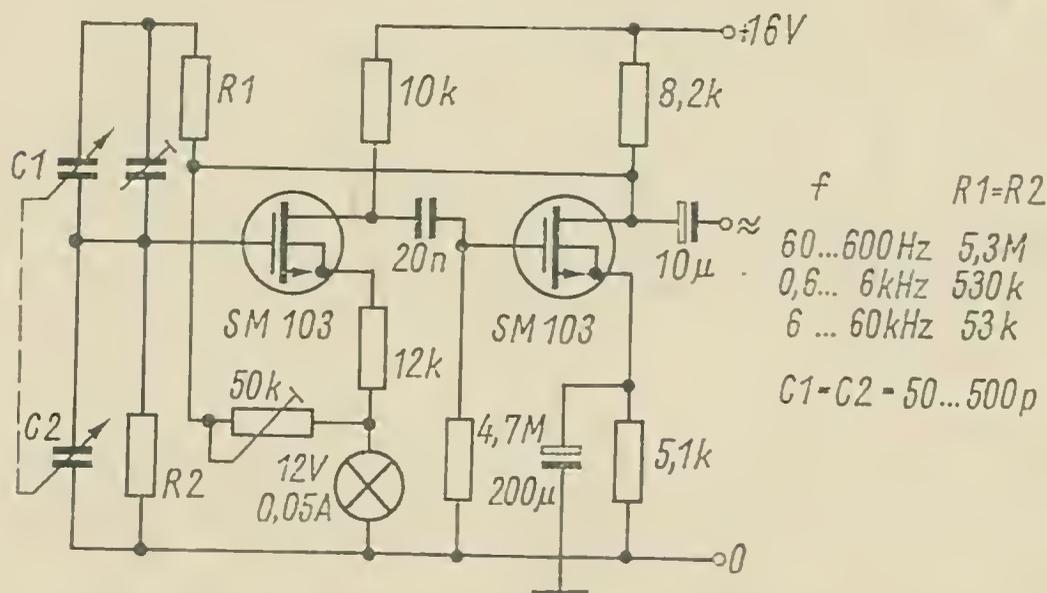


Bild 14 *NF-RC-Wien-Brückengenerator mit MOSFET und dadurch möglicher kapazitiver Abstimmung*

kann nun wieder der Zweifachdrehkondensator zur Bereichsabstimmung verwendet werden. Bild 14 zeigt dafür ein Beispiel; folgende Daten wurden erreicht:

Frequenzbereich	$f = 60 \text{ Hz bis } 60 \text{ kHz}$
Ausgangsspannung	$U_{a \text{ eff}} = 1 \text{ V} \pm 0,17 \text{ dB}$
Klirrfaktor	$k = 2\%$ (bei $f = 1 \text{ kHz}$)
Betriebsspannung	$U_b = 16 \text{ V}$
Stromaufnahme	$I_b = 1,6 \text{ mA}$

Geht man von gleich großen Brückenelementen aus, also $C1 = C2 = C$ und $R1 = R2 = R$, dann kann man mit Hilfe folgender Formel auch andere Frequenzbereiche festlegen.

$$f = \frac{1}{2\pi \cdot R \cdot C}$$

Die Amplitudenstabilisierung der erzeugten Sinusschwingung erfolgt durch die Skalenlampe 12 V/0,05 A. Auch die Frequenzstabilität ist besser als

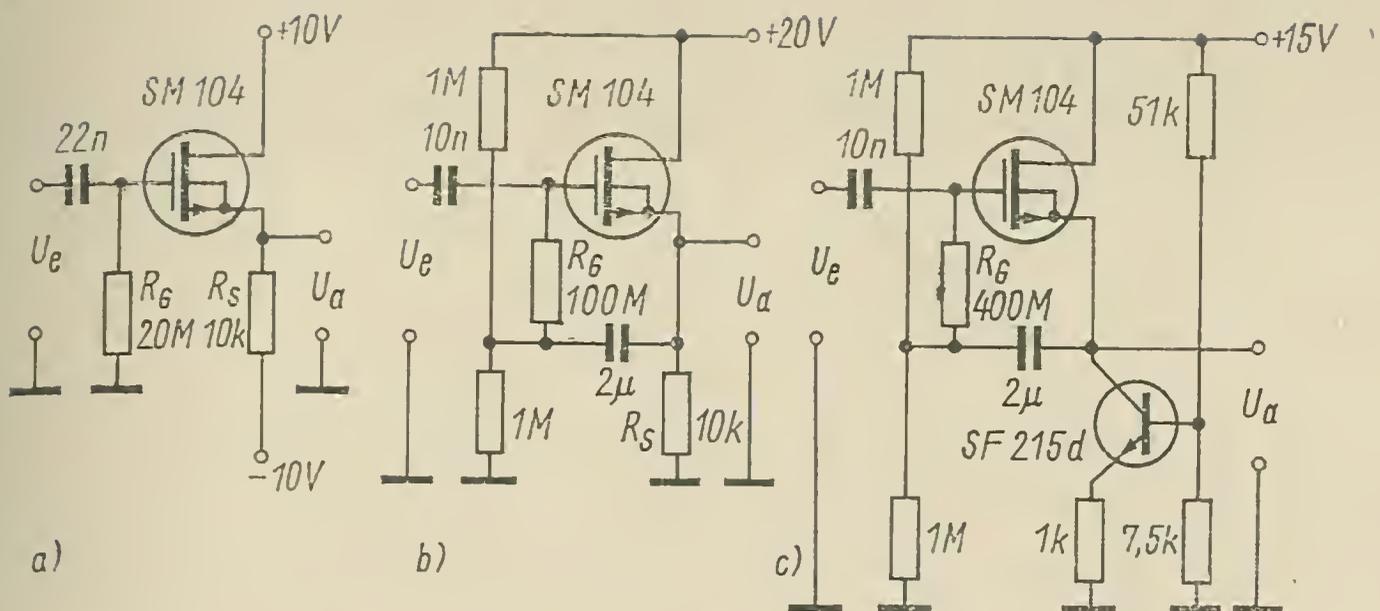


Bild 15 Impedanzwandlerschaltungen mit MOSFET (a, b, c — s. Text)

beim Einsatz von bipolaren Transistoren, da beim sehr hochohmigen MOSFET eine nur geringe Rückwirkung auf die frequenzbestimmenden Bauelemente erfolgt.

Mit seinem sehr hohen Eingangswiderstand eignet sich der MOSFET ausgezeichnet für den Aufbau von *Impedanzwandlerstufen*. Bild 15a zeigt eine einfache Schaltung, wobei der Gate-Widerstand R_G wesentlich den Eingangswiderstand der Schaltung bestimmt (also etwa $20\text{ M}\Omega$). Für den gewählten Arbeitspunkt ist die Steilheit y_{21} etwa $0,9\text{ mS}$. Der Ausgangsleitwert von etwa $40\text{ }\mu\text{S}$ dagegen kann vernachlässigt werden, so daß folgende Spannungsverstärkung erreicht wird:

$$V_D \approx \frac{y_{21} \cdot R_S}{1 + y_{21} \cdot R_S} = 0,9.$$

Für den Ausgangswiderstand der Schaltung gilt

$$R_{Do} = \frac{R_S}{1 + y_{21} \cdot R_S} = 1\text{ k}\Omega.$$

Soll der Eingangswiderstand der Schaltung noch höher liegen, dann wird die *bootstrap*-Schaltung benutzt (Bild 15b), bei der man den Fußpunkt des Gate-Widerstands an die Source-Elektrode legt. Der Eingangswiderstand der Schaltung beträgt dann

$$R_i \approx \frac{R_G}{1 - V_D} = \frac{100\text{ M}\Omega}{1 - 0,9} = 1000\text{ M}\Omega (!).$$

Um den Ausgangswiderstand zu verringern, kann man im Ausgang einen bipolaren Transistor einfügen (Bild 15c). Die Verkleinerung des

Ausgangswiderstands erfolgt dabei etwa im Verhältnis der Stromverstärkung des bipolaren Transistors. Die Spannungsverstärkung erhöht sich auf $V_D = 0,98$, so daß der Eingangswiderstand für diese Schaltung

$$R_i \approx \frac{400 \text{ M}\Omega}{1 - 0,98} = 20\,000 \text{ M}\Omega (!)$$

wird.

Das aus der Röhrentechnik bekannte Gleichspannungs-Röhrenvoltmeter läßt sich sehr einfach auch mit MOS-Feldeffekttransistoren realisieren. Es wird ein gleich hoher Eingangswiderstand erreicht; zur Stromversorgung genügt schon eine kleine Batterie. Bild 16 zeigt ein Beispiel. Neben den 7 Gleichspannungsmessbereichen sind noch 6 Widerstandsmessbereiche vorhanden.

Die beiden MOSFET in Drain-Schaltung sowie die beiden Widerstände R_1 und R_2 bilden eine Brückenschaltung, die eine gute Anzeigelinearität

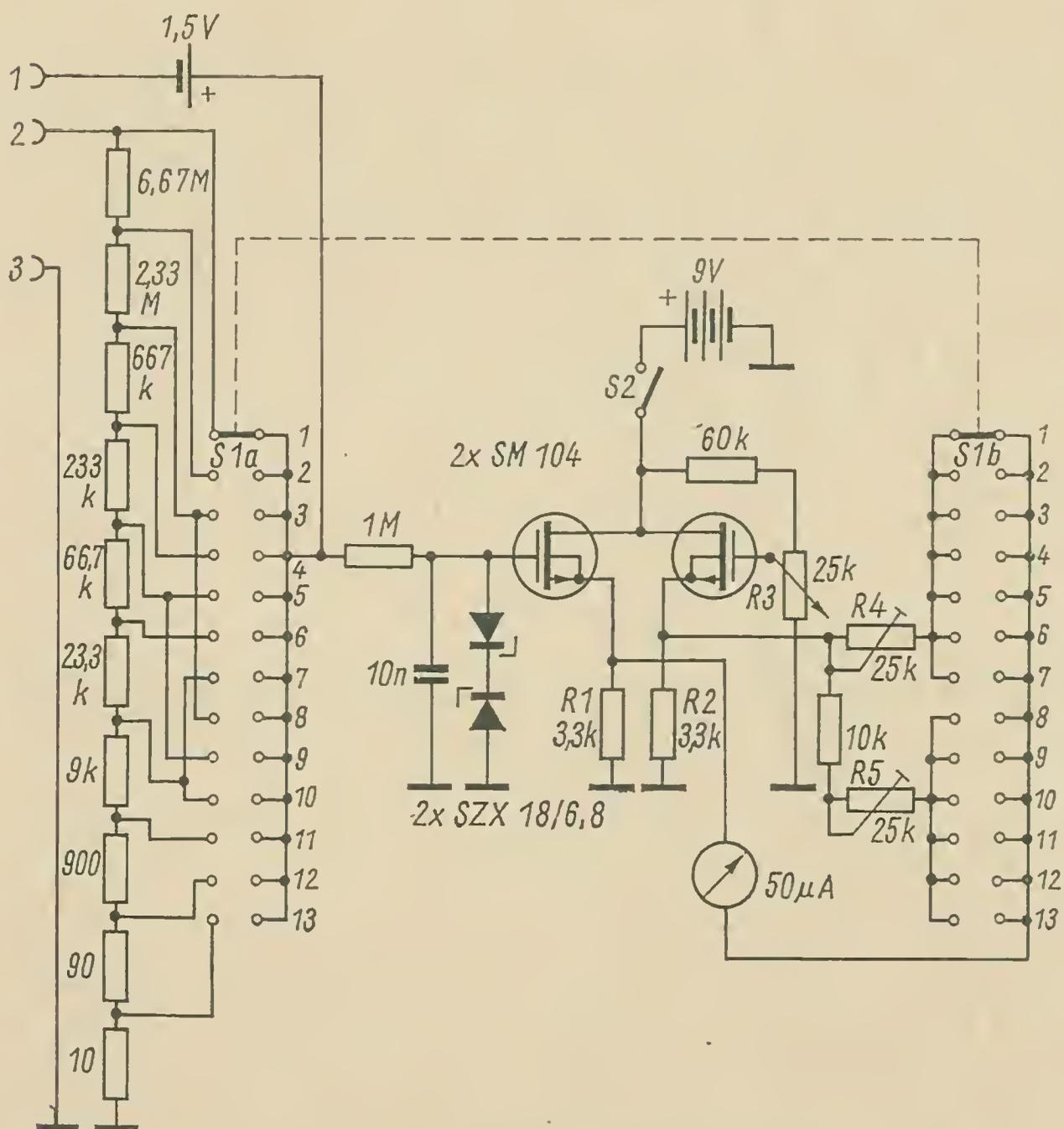


Bild 16 Schaltung für ein hochohmiges Gleichspannungs-Transistorvoltmeter mit Widerstandsmessbereichen

ergibt und MOSFET-Streuwerte ausgleicht. Das Meßwerk $50\ \mu\text{A}$ liegt über die umschaltbaren Eichregler $R\ 4$ und $R\ 5$ zwischen den beiden Source-Anschlüssen. Gegen Überspannung am Eingang ist der Eingangstransistor durch 2 Z-Dioden geschützt. Gleichspannungen werden mit Buchse 2 und Buchse 3, Widerstände mit Buchse 1 und Buchse 3 gemessen, wobei für die Widerstandsmessung eine separate Batterie vorgesehen ist.

Technische Daten

Gleichspannungs-Meßbereich- Eingangswiderstand	10 M Ω
Meßbereich	1 V...1000 V, unterteilt in 7 Bereiche
Meßfehler	$\pm 2,5\%$ vom Skalenende
Skalenlinearität	$\pm 2\%$
Nullpunktdrift/h	$\pm 2\%$
Widerstandsmeßbereich	
Meßbereich	1 Ω ...10 M Ω , unterteilt in 6 Bereiche
Meßfehler	$\pm 5\%$
Stromversorgung	
Betriebsspannung	9 V
Stromaufnahme	etwa 3 mA

Eichregler

- $R\ 3$ — elektrischer Nullpunktregler des Meßwerks für Gleichspannungs- und Widerstandsmeßbereiche
- $R\ 4$ — Regler für Endausschlag des Meßwerks bei Gleichspannungsmeßbereichen
- $R\ 5$ — Regler für Endausschlag des Meßwerks bei Widerstandsmeßbereichen (dabei Kurzschluß Bu 1 — Bu 3, Skalenwert 0 Ω)

Schalterstellungen S 1a/S 1b

1—	1 V	8—	100 k Ω ... 10 M Ω
2—	3 V	9—	10 k Ω ... 1 M Ω

3— 10 V	10— 1 kΩ...100 kΩ
4— 30 V	11—100 Ω ... 10 kΩ
5— 100 V	12— 10 Ω ... 1 kΩ
6— 300 V	13— 1 Ω ...100 Ω
7—1000 V	

Vielseitig verwendbar in der industriellen sowie in der Amateurpraxis sind *elektronische Zeitschalter*. Mit bipolaren Transistoren lassen sich auf Grund der niedrigen Eingangswiderstände Langzeitschalter nicht ganz einfach realisieren. Anders sieht das aus, setzt man den MOS-Feldeffekttransistor dafür ein. Da sein Eingangswiderstand sehr groß ist ($> 10^{13} \Omega$), kann man den zeitbestimmenden Widerstand R beliebig hoch wählen. Mit verhältnismäßig kleinen Kapazitätswerten werden auf diese Weise große Zeitkonstanten erreicht. Bei Berechnung der Schaltzeit sind gemäß nachfolgender Gleichung Ladespannung U_0 der Kapazität C sowie Schwellspannung U_T der MOSFET-Schaltung (4 bis 5 V) zu berücksichtigen:

$$t_v = C \cdot R \cdot \ln \frac{U_0}{U_T}.$$

Für die Zeitkonstante gilt

$$\tau = C \cdot R = \frac{t_v}{\ln \frac{U_0}{U_T}}.$$

Bild 17a zeigt die Schaltung für einen *Langzeitschalter* mit MOSFET, wobei sich mit den angegebenen Werten für R und C eine Schaltzeit von 100 s realisieren läßt. Die Bauelementewerte für andere Schaltzeiten

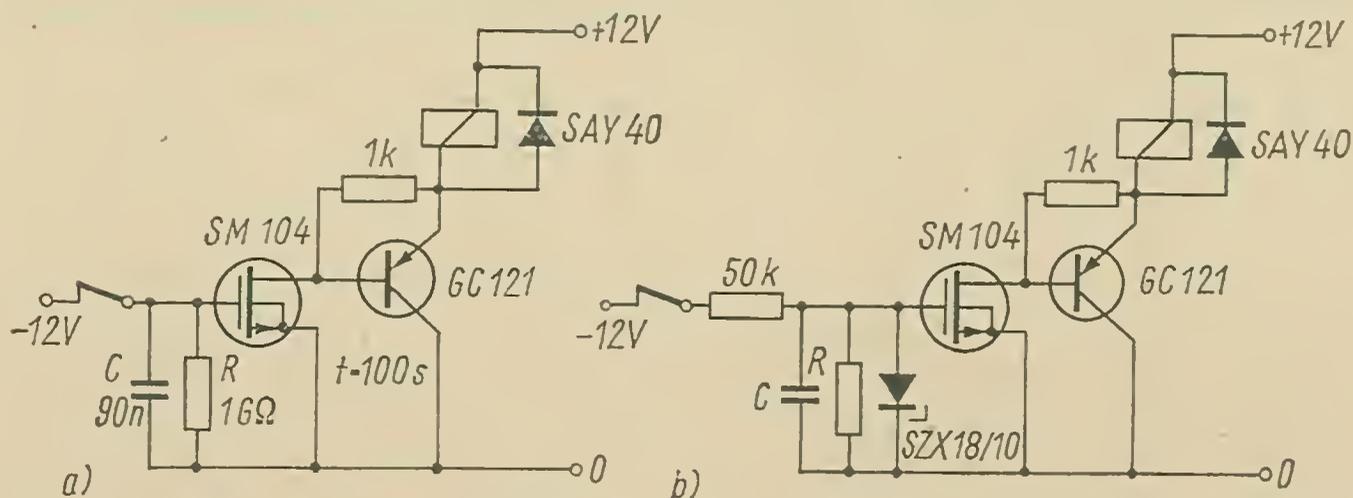


Bild 17 Langzeitschalter mit MOSFET; a — ohne Gate-Schutz, b — mit Z-Diode als Gate-Schutz

werden mit den genannten Gleichungen ermittelt. Die Zusammenschaltung des MOSFET *SM 104* mit dem bipolaren Transistor *GC 121* gestattet es, bei variabler Gate-Spannung zu einem definierten Zeitpunkt das Relais zu schalten. Damit die empfindliche Gate-Elektrode vor Überspannung geschützt wird, empfiehlt Bild 17b eine einfache Möglichkeit mit einer vor dem Gate liegenden Z-Diode.

Literatur

- [1] *Bottke, E.*: Der Feldeffekttransistor ist im Kommen, Elektronisches Jahrbuch 1968, DMV 1967, S. 105—112.
- [2] *Lavante-Schubert*: Kurzes Kompendium des Feldeffekttransistors, Elektronisches Jahrbuch 1970, DMV 1969, S. 119—131.
- [3] *Schubert, K.-H.*: Der Feldeffekttransistor in der Funkamateurr Praxis, Elektronisches Jahrbuch 1971, DMV 1970, S. 143—153.
- [4] RFT-electronic, MOS-Feldeffekttransistoren — Information und Applikation, Kombinat VEB Funkwerk Erfurt.
- [5] *Wüstehube, J.*: Feldeffekt-Transistoren, Valvo GmbH, Hamburg.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Keramikkondensatoren

Auch bei verstärktem Einbau von integrierten Schaltungen werden Keramikkondensatoren kleiner Bauform zum Entkoppeln und Abblocken geringer Betriebsspannungen benötigt. Bei den Formen der Keramikkondensatoren wird es eine Verschiebung zu kleineren Bauformen (Miniatur-Scheibenkondensatoren) geben. Es ist mit einer stetigen Zunahme des Bedarfs bis etwa 1975 zu rechnen.

Keramikfilter

Zur Zeit werden sowohl in Fernsehempfängern als auch in Rundfunkgeräten kaum Keramikfilter verwendet. Der Vorteil dieser Filter gegenüber herkömmlichen Bandfiltern liegt in der größeren Flankensteilheit ihrer Durchlaßkurven, was bessere Selektion bedeutet. Diese Eigenschaft ist wichtig, wenn bei Schaltungen mit monolithischen ICs die Selektion vor oder hinter einem Verstärkerbaustein vorgenommen wird. Darum kann man als sicher annehmen, daß Keramikfilter etwa 1975 üblich sein werden.

Die modifizierte DDRR -Antenne, eine Lösung für den Amateurgebrauch

Karl Rothammel — DM 2 ABK

Über eine Neuheit auf dem Sektor der kommerziellen Antennentechnik, über die *DDRR**-Antenne, wurde vor einigen Jahren in der Fachpresse berichtet [1], [2], [3], [4].

Es handelt sich dabei um einen horizontal angeordneten ringförmigen Strahler (Bild 1), der sich im Abstand H von $0,007 \lambda$ über einer ebenfalls horizontalen, kreisförmigen Erdungsplatte (Blechscheibe) befindet. Der Ringdurchmesser D beträgt $0,078 \lambda$; das entspricht einem Ringumfang

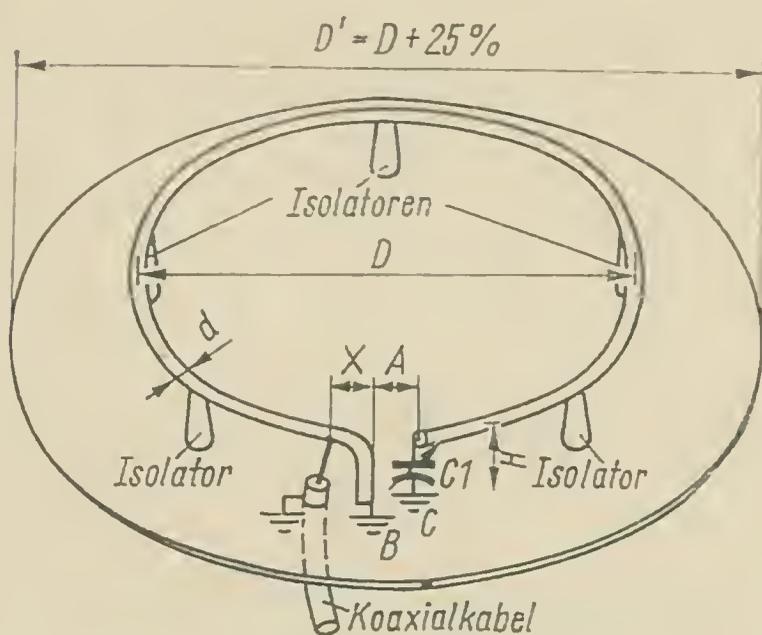


Bild 1
Aufbauskitze
für die *DDRR*-Antenne

von knapp $\lambda/4$, wobei unter Berücksichtigung des Verkürzungsfaktors und der kapazitiven Endbelastung Viertelwellenresonanz auftritt. Der Drehkondensator $C1$ ermöglicht eine Frequenzfeinabstimmung des Strahlers.

Für die gezeigte Speisung über Koaxialkabel benutzt man eine Gamma-Anpassung. Dabei ist der Kabelaußenleiter mit der Erdungsplatte verbunden. Für den Innenleiter sucht man auf dem Ring den Punkt, dessen Impedanz dem Wellenwiderstand des Kabels entspricht. Durch ent-

* Directional Discontinuing Ring Radiator.

sprechende Wahl des Anzapfungspunktes kann jedes beliebige Koaxialkabel an den Strahler angepaßt werden.

Es überrascht, daß die *DDRR*-Antenne trotz ihres im wesentlichen horizontalen Aufbaus eindeutig vertikal polarisiert abstrahlt. Sie ist ein Rundstrahler und entspricht somit hinsichtlich Polarisation und Strahlungscharakteristik einer Viertelwellen-*Groundplane*, obwohl der Ringstrahler nur einen Bruchteil der Höhenausdehnung einer *Groundplane* ausmacht. Die extrem geringe Bauhöhe in Verbindung mit der kleinen Flächenausdehnung macht die *DDRR*-Antenne auch für den Funkamateur mit räumlich beschränkten Aufbaumöglichkeiten und für den Mobilebetrieb im 20-m-, 15-m- und 10-m-Band interessant. Inzwischen liegen Erfahrungswerte über den Einsatz dieser Ringantenne als Amateurkurzwellenstrahler vor, die ihre guten Gebrauchseigenschaften erkennen lassen [5], [6].

Leider ist der durch Messungen und Berechnungen ermittelte Strahlungswiderstand R_s der *DDRR*-Antenne mit nur $0,3 \Omega$ extrem klein. Die Summe der Verlustwiderstände R_v ist daher so gering zu halten, daß noch ein brauchbarer Wirkungsgrad η erreicht wird.

$$\left(\eta = \frac{1}{1 + \frac{R_v}{R_s}} \right)$$

Das bedeutet, der Ringleiter muß aus Kupfer oder Aluminium mit möglichst großer Oberfläche (*Skin*-Effekt!) bestehen, und für die Halteisolatoren und den Drehkondensator sind nur Exemplare von bester, verlustarmer Qualität zu verwenden. Da sich der Abstimmkondensator im Spannungsmaximum befindet, wird außerdem hohe Durchschlagfestigkeit gefordert. Parallele, schwenkbare Endplatten mit völliger Luftisolation als Eigenkonstruktion für die Abstimmkapazität dürften deshalb die günstigste Lösung sein. Es ist nicht ratsam, große Abstimmkapazitäten bei verkleinertem Ringumfang zu verwenden, da der Wirkungsgrad des Strahlers mit wachsender kapazitiver Endbelastung stark abfällt.

Voraussetzung für einen guten Wirkungsgrad ist außerdem — wie bei der *Groundplane* — eine gute HF-Erde, die beim Prototyp der *DDRR*-Antenne durch eine ebene kreisförmige Metallscheibe guter Leitfähigkeit gebildet wird. Ihr Durchmesser D' soll mindestens 25% größer als der des Ringleiters sein. Der vertikale Erhebungswinkel der Abstrahlung wird um so kleiner, je größer die Erdungsplatte im Verhältnis zum Ringdurchmesser ist. Einer Vergrößerung der Erdungsfläche entspricht auch der Anschluß möglichst vieler $\lambda/4$ langer Radials, die von der Peripherie der Blechscheibe ausgehen und strahlenförmig nach außen geführt werden. Auf eine gut leitfähige Verbindung der Radials mit der Erdungsplatte ist zu achten.

Beim Bau einer *DDRR*-Antenne für die hochfrequenten Amateurbänder 10 m und 15 m dürfte es kaum besondere Probleme der Materialbeschaffung geben. Allerdings kann auch bei sehr beschränkten Aufbaumöglichkeiten für diese Bereiche mit etwa gleichem Aufwand eine *Groundplane* aufgebaut werden, die bei voller $\lambda/4$ -Höhe einen höheren Wirkungsgrad aufweist und – wie Messungen ergaben – um rund 2,5 dB „besser“ ist als der Ringstrahler. Für den Mobileinsatz auf diesen Bändern dagegen sind die mechanischen Vorzüge der *DDRR*-Antenne unverkennbar.

Besondere Schwierigkeiten bereiten dem Kurzwellenamateur bekanntlich Auswahl und Aufbau von wirkungsvollen Antennen für die Bänder 80 m und 40 m. Nicht immer ist der Platz vorhanden, um einen horizontalen Dipol voller Länge spannen zu können. Und selbst wenn keine Raumnot besteht, finden sich nur selten ausreichend hohe Antennenstützpunkte. Relativ wenig Platz benötigt eine 80-m-*Groundplane*, die außerdem noch den Vorzug der Rundstrahlung hat. Aber wer hat schon die Möglichkeit, einen knapp 20 m hohen Vertikalstrahler zu errichten? Die *DDRR*-Antenne für 80 m dagegen hat eine Aufbauhöhe H von nur 70 cm, sie benötigt allerdings eine Metallerdungsscheibe mit etwa 7 m Durchmesser, die wohl nur in Sonderfällen, z.B. in Form eines flachen Blechdachs, vorhanden sein dürfte. Es hat sich jedoch herausgestellt, daß diese Metallplatte durch einen zweiten, gleichgroßen Metallring ersetzt werden kann, wobei sich ein Aufbau gemäß Bild 2 ergibt. Diese Lösung dürfte die *DDRR*-Antenne auch für den 80-m-Amateur interessant machen.

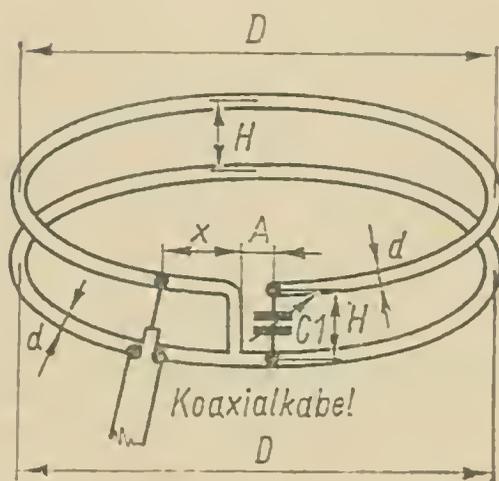


Bild 2
Aufbauskeizze für die modifizierte
DDRR-Antenne (die Abstandsisolatoren
sind nicht eingezeichnet)

Die in der Tabelle aufgeführten Bemessungsunterlagen beziehen sich auf beide Ausführungen. Bei der vereinfachten Variante nach Bild 2 hat der Erdungsring die gleichen Abmessungen wie der Strahlerring. Abstand H ist ein Minimalwert; vergrößert man ihn, dann steigt der Wirkungsgrad etwas an. Die Dimension X stellt nur einen Richtwert dar. Die optimale Lage des Anschlußpunktes für das Koaxialkabel wird beim Abgleich ermittelt. Die angegebenen Abmessungen für den Ringdurchmesser D sind Mindestwerte; es wird daher empfohlen, sie etwas zu vergrößern, um

Tabelle Bemessungsunterlagen für DDRR-Antennen nach Bild 1 und Bild 2

Abmessungen der Positionen in mm						
Amateurband	D	H	A	d	X	$C1$ in pF
80 m	5500 (6200)	650	300	20	2000	100
40 m	2800 (3280)	350	150	14	1000	75
20 m	1400 (1660)	160	75	10	500	50
15 m	1015 (1180)	120	50	8,5	300	35
10 m	700 (810)	80	50	7	150	25

mit möglichst kleinen Endkapazitäten auszukommen. Diese Maßnahme verbessert außerdem den Wirkungsgrad. Die in der Tabelle für D angegebenen Klammerwerte berücksichtigen diesen Umstand und geben den Ringdurchmesser an, bei dem die Resonanz mit sehr kleinen Endkapazitäten herbeigeführt werden kann.

Für den Leiterdurchmesser d gilt allgemein, daß man ihn so groß wie möglich wählen sollte, weil als Folge des extrem kleinen Strahlungswiderstandes die Leiterverluste den Wirkungsgrad stark herabsetzen können. Gleichzeitig wird durch dünne Leiter die an sich schon geringe Bandbreite der *DDRR*-Antenne vermindert. Die in der Tabelle aufgeführten Leiterdurchmesser d beziehen sich auf Kupfer bzw. auf Reinaluminium; sie sollten als Mindestwerte betrachtet werden. Der durch den *Skin*-Effekt hervorgerufene frequenzabhängige Verlustwiderstand der verwendeten Leiter beträgt jeweils etwa $0,16 \Omega$. Bereitet das Biegen des Leitermaterials Schwierigkeiten, dann läßt sich der Ringleiter auch aus einzelnen geraden Leiterstücken zusammensetzen, so daß ein Polygon (Vieleck) entsteht.

Zum Abgleich der *DDRR*-Antenne wird vorerst die Speiseleitung entfernt. Mit einem Grid-Dip-Meter, das an die Biegung des geerdeten Leiterschenkels angekoppelt ist, mißt man zuerst die Resonanzfrequenz und korrigiert diese mit $C1$, bis sich die gewünschte Frequenz innerhalb des Amateurbands einstellt.

Nun wird die Antenne über das Speisekabel mit der vorher festgestellten Resonanzfrequenz erregt. Durch Verändern des Anschlußpunktes für den Kabelinnenleiter (Strecke X) sucht man den Punkt auf dem Ringleiter, bei dem ein in die Speiseleitung eingeschleiftes Reflektometer die geringste Welligkeit anzeigt. Dort wird der Kabelinnenleiter stabil und gut leitend befestigt. Frequenzänderungen innerhalb des Amateurbands erfolgen dann nur noch durch Betätigen von $C1$.

Das Reflektometer sollte als Betriebsmeßgerät ständig eingeschaltet bleiben, denn es dient gleichzeitig als Kontrollinstrument für die Reso-

nanzeinstellung von $C 1$ — Resonanz besteht bei der geringsten angezeigten Welligkeit.

Über praktische Erfahrungen mit einer *DDRR*-Antenne nach Bild 2 berichtet *DJ 2 RE* [6]. Die Versuchsantenne war für das 10-m-Band nach Tabelle bemessen; die beiden Ringleiter wurden aus Kupferrohr mit 7 mm Außendurchmesser gefertigt. Für den Feinabgleich der Antenne brachte man 2 gegeneinander schwenkbare Kupferplatten (6 cm × 6 cm) am heißen Ende des oberen und benachbart am unteren Ring an ($C 1$). Als Vergleichsantenne stand ein 12 m über Grund aufgebauter 3-Element-Drehrichtstrahler zur Verfügung. Die *DDRR*-Antenne befand sich 9 m über Grund. Ihr unterer Ring war nur über den Kabelmantel geerdet.

Bei Empfangsversuchen ließ sich die Rundcharakteristik der *DDRR*-Antenne sofort deutlich erkennen; die Empfangssignale lagen im Mittel um 2 S-Stufen niedriger als die des Drehrichtstrahlers, dessen Gewinn mit knapp 8 dB angegeben wird. Im Sendebetrieb wurden bei einem auf 150 W begrenzten Input 125 Verbindungen in CW und SSB abgewickelt und damit alle Kontinente sowie sämtliche W-Rufzeichengebiete erreicht.

In Auswertung der Versuchsergebnisse kommt *DJ 2 RE* zu der Feststellung, daß die *DDRR*-Antenne in Anbetracht ihrer geringen Abmessungen äußerst brauchbar und zumindest im untersuchten Frequenzbereich keineswegs mehr als Behelfsantenne zu bezeichnen ist. Für den Nahverkehr scheint sie sich — ähnlich wie die *Groundplane*-Antenne — weniger zu eignen.

Literatur

- [1] *Boyer, J. M.*: Hula Hoop-Antenna: A Coming Trend? *electronics* 36 (1963) Heft 2, S. 44—46.
- [2] *Hicks, C. E.*: The *DDRR*-Antenna, A New Approach To Compact Antenna Design, *Journal CQ* (1964) June, S. 28—31.
- [3] —: Eine Ringantenne geringer Vertikalausdehnung, *Funk-Technik*, Berlin 19 (1964), Heft 3, S. 80.
- [4] *Fiebranz, A.*: Eine neuartige Ringantenne und ihre Anwendungsmöglichkeit, *Funk-Technik*, Berlin 19 (1964), Heft 10, S. 357.
- [5] *Quednau, B.*: Die *DDRR*-Antenne, *Das DL-QTC* (1968), Heft 4, S. 220.
- [6] *Eichenauer, W.*: Erfahrungen mit der *DDRR*-Antenne, *Das DL-QTC* (1968), Heft 7, S. 395—397.

Röhrendstufen für 2-m-Sender

Gerhard Damm — DM 2 AWD

Es werden Schaltungsbeispiele von röhrenbestückten Senderendstufen beschrieben, die sich in langjähriger Praxis von Industrie und Funkamateuren allgemein durchgesetzt und bewährt haben.

Im Sprachgebrauch der Funkamateure werden Leistungssenderendstufen kurz als „PA“ oder „PAs“ (Plural), abgeleitet von *Power Amplifier*, bezeichnet. Diese Stufen haben die Aufgabe, ein vorselektiertes und vorverstärktes HF-Signal auf eine weitgehend von den Röhrenparametern abhängige Leistung zu verstärken und unter Beachtung der Anpassung an den Verbraucher (Antenne) abzugeben.

Im 2-m-Bereich dominiert bei PA-Stufen die Gegentaktschaltung; sie hat gegenüber der Eintaktschaltung den Vorteil, daß die relativ großen Eingangs- und Ausgangskapazitäten der Röhren (C_e, C_a) nur mit ihrem halben Wert in die Gitter- und Anodenschwingkreise eingehen und somit zur erheblichen Verbesserung der Kreisgüten (L/C -Verhältnis) beitragen. Bei der Gegentaktschaltung hat sich die Doppeltetrode durchgesetzt, die durch ihren Aufbau bis in den 70-cm-Bereich geeignet ist. Bei den Doppeltetroden handelt es sich um strahlungsgekühlte Röhren, die bei normalem Betrieb ohne Fremdkühlung auskommen. Nur im Bereich maximaler Belastung dürfte eine zusätzliche Fremdkühlung angebracht sein.

Als wesentlichen Vorteil einer Doppeltetrode kann man die sogenannte *innere Neutralisation* ansehen, durch die die sonst übliche Neutralisation

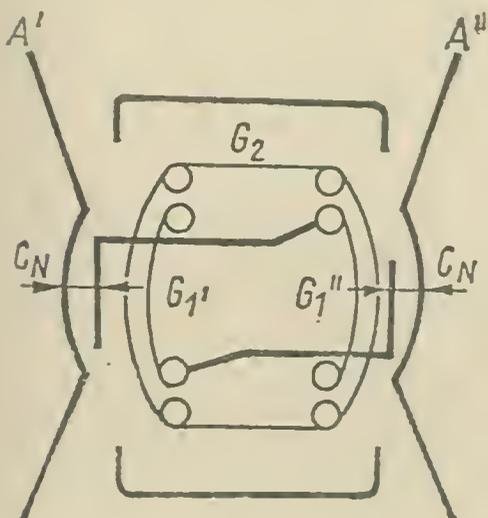


Bild 1
Systemaufbau der Doppeltriode QQE 03/20
mit Darstellung der inneren Neutralisation (C_N)

im Aufbau von Geradeausverstärkern entfällt, was Aufbau und Inbetriebnahme erleichtert sowie konstante Betriebsbedingungen garantiert. Nur in besonderen Fällen ist zusätzlich eine einfache äußere Neutralisation üblich. Bild 1 zeigt das Prinzip der inneren Neutralisation bei der Doppeltetrode *QQE 03/20*. In der Tabelle sind geeignete Röhrentypen zusammengestellt.

Senderöhren für das 2-m-Band

Röhrentyp	Frequenz f_{\max} in MHz	Output in W
Doppeltetroden		
QQE 02/5, QQV 02/6, 2466, 6939	500	6
QQE 03/12, QQV 03/10, 6360, 2798 GU/17	200	a2
QQE 03/20, SRS 4452, 6252	600	20
S32-A, REE 32, GU 32	250	18
QQE 06/40, SRS 4451, QQV 06/40, RS 1009	500	60
S29-B, GU 29, GI 30	250	60
Einfachtetroden		
QB3 300, SRS 455, 6155, RS 683, RS 1007	120	300
4X150 A, QEL 1/150	500	140
4X250B, QEL 2/250	500	250

Die Frequenz- und Ausgangsleistungsangaben betrachte man nur als Richtwerte. Die genauen Daten der einzelnen Röhrentypen unterscheiden sich mitunter wesentlich, sie sind in den Angaben der Hersteller zu finden.

Senderendstufen für C-Betrieb

Solche Endstufen eignen sich für die Betriebsarten CW und FONE-FM im Oberstrichbetrieb sowie für FONE-AM im Mittelstrichbetrieb. Bei Betriebsart FONE-AM sollte die Modulation grundsätzlich in der Endstufe erfolgen. Vorstufenmodulation ist wegen auftretender Verzerrung und geringen Modulationswirkungsgrades abzulehnen. Der Wirkungsgrad dieser Endstufen liegt zwischen 50% und 70%. Er hängt stark ab von den Kreisgüten.

Der Arbeitspunkt (C-Betrieb) wird bei den angegebenen Schaltungen mit dem relativ hochohmigen Gitterwiderstand durch Spannungsabfall festgelegt. Dieser aus dem Gitterstrom resultierende Spannungsabfall ist abhängig von der HF-Ansteuerung. Zusätzlich verwendete feste Gittervorspannungen haben die Aufgabe, die Röhre bei Ausfall der HF-Ansteuerung vor Überlastung zu schützen. Grundsätzlich kann man eine

direkte Gittervorspannung zuführen und dann einen niederohmigen Gitterwiderstand oder eine $\lambda/4$ -Drossel einsetzen. Die Schaltungsbeispiele erläutern unterschiedliche Schwingkreisausführungen bzw. Kopplungsarten. Dem erfahrenen Funkamateurliegt es überlassen, die Kombinationen untereinander auszutauschen. Beim Aufbau einer getrennten Endstufe ist es möglich, den Gitterkreis mit einer Koppelspule zu versehen, um die Steuerleistung über Koaxkabel zuzuführen.

Endstufe mit QQE 02/5

Mit diesem Röhrentyp lassen sich 2-m-Endstufen mit Ausgangsleistungen bis zu 7 W (CW) und 5 W (AM) aufbauen.

Bei einem Input von durchschnittlich 10 W beträgt der Wirkungsgrad zwischen 50% und 70%. Er wird wesentlich durch die Kreisgüten (Kreisgestaltung) beeinflusst. Aus diesem Grund wurde die Endstufe (Bild 2a) mit einem sogenannten aufgerollten *Lecher*-System als Anodenkreis ausgerüstet (Bild 2b). Die Endstufe kann an der Anode und am Schirmgitter moduliert bzw. im Schirmgitter getastet werden. Während der Sendepausen

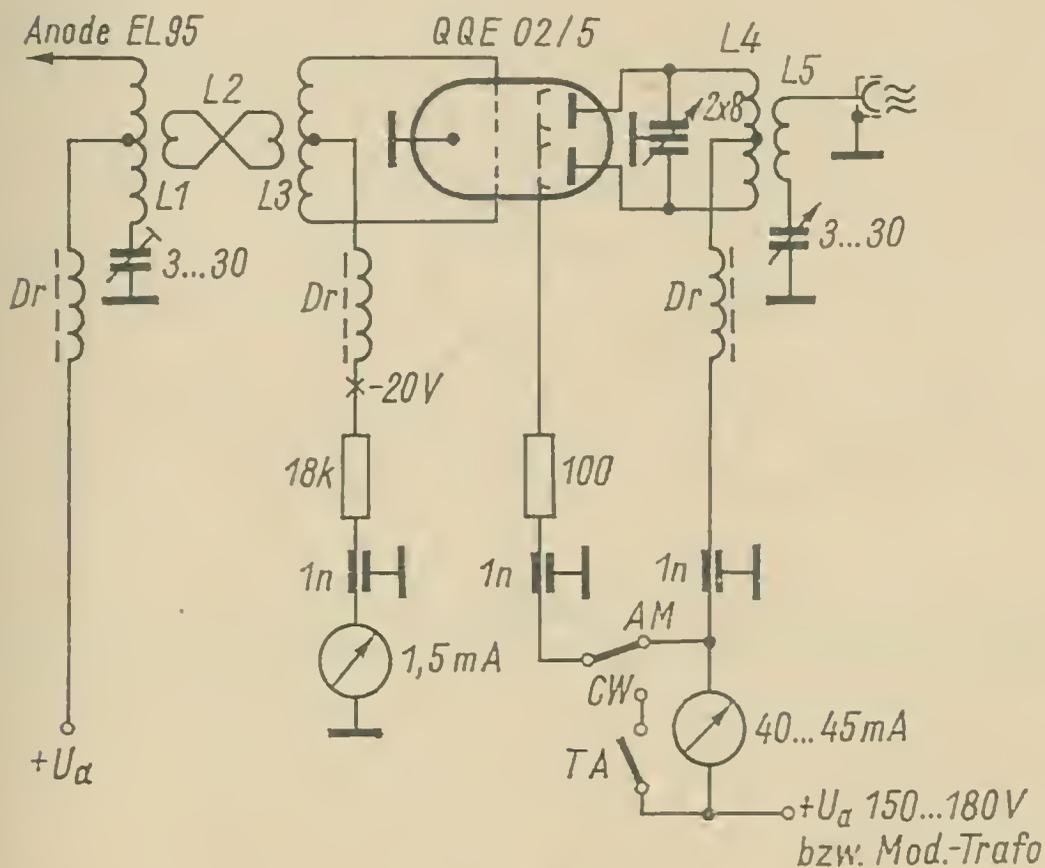


Bild 2a 2-m-Senderendstufe mit QQE 02/5

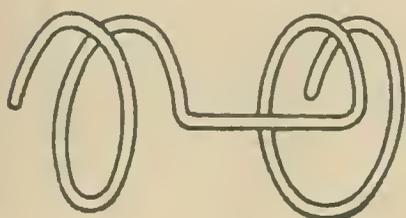


Bild 2b
Schematische Darstellung eines aufgerollten
Lecher-Systems (L 4)

ist es möglich, eine Hälfte des Heizfadens abzuschalten; das bietet wesentlichen Vorteil bei der Speisung aus Batterie (Mobile- oder Portablebetrieb).

Die Endstufe (Bild 2a) erreicht Ausgangsleistungen von 4,5 W in CW und 3 W in AM. Sie läßt sich aussteuern mit den Vorstufenröhren *EL 95*, *EL 83*, *6 L 41* (Verdoppler/Verdreifacher) oder mit *E 180 F*, *EF 184* (Verdoppler/Geradeausverstärker).

Spulenangaben zu Bild 2

L 1 — 8 Wdg., 10 mm Durchmesser, 1,5-mm-CuAg, Spulenlänge 20 mm, Mittelabgriff;

L 2 — 2×2 Wdg., 10 mm Durchmesser, 1-mm-Cu, isoliert zwischen die Windungen von *L 1* und *L 3* in Spulenmitte, kreuzende Linksspule;

L 3 — 8 Wdg., 10 mm Durchmesser, 1,5-mm-CuAg, Spulenlänge 26 mm, Mittelabgriff;

L 4 — aufgerollte *Lecher*-Leitung, 2×2 Wdg., 20 mm Durchmesser, 3-mm-CuAg, Spulenlänge 30 mm, Abgriff in der Mitte bei einer Mittelstegbreite von 10 mm zur Aufnahme von *L 5*;

L 5 — aufgerollte *Lecher*-Leitung 1×1 Wdg., 20 mm Durchmesser, 2-mm-CuAg, isoliert zwischen die Mitte von *L 4*;

Dr — $\lambda/4$ -Drossel oder 10- μ H-Entstördrossel.

Endstufe mit QQE 03/12

Dieser Röhrentyp gestattet den Aufbau von 2-m-Endstufen mit Ausgangsleistungen bis zu 8 W bei AM und 15 W bei CW. Bei $U_a = 200$ V und einem Input von 12 W lassen sich mit der Schaltung (Bild 3a) 6 bis 8 W HF erreichen, bei einer Anodenspannung $U_a = 300$ V und einem Input von 30 W dagegen 15 W HF. Die Endstufe (Bild 3) kann man durch die Röhren *EL 95*, *EL 83* als Verdoppler oder Verdreifacher oder *ECC 81*, *ECC 85* als Verdreifacher aussteuern. Bei den beiden letztgenannten Röhren ist der Anodenkreis gemäß Bild 3b aufzubauen.

Spulenangaben zu Bild 3a

L 1 — 4 Wdg., 0,8-mm-CuAg, Windungsabstand 2 mm, UKW-Eisen;

L 2 — 3 Wdg., 0,8-mm-CuAg, Windungsabstand 2 mm, UKW-Eisen;

L 1 und *L 2* befinden sich auf einem Spulenkörper 10 mm Durchmesser in 5 mm Abstand, die beiden UKW-Eisenkerne werden von beiden Seiten in den Körper eingedreht;

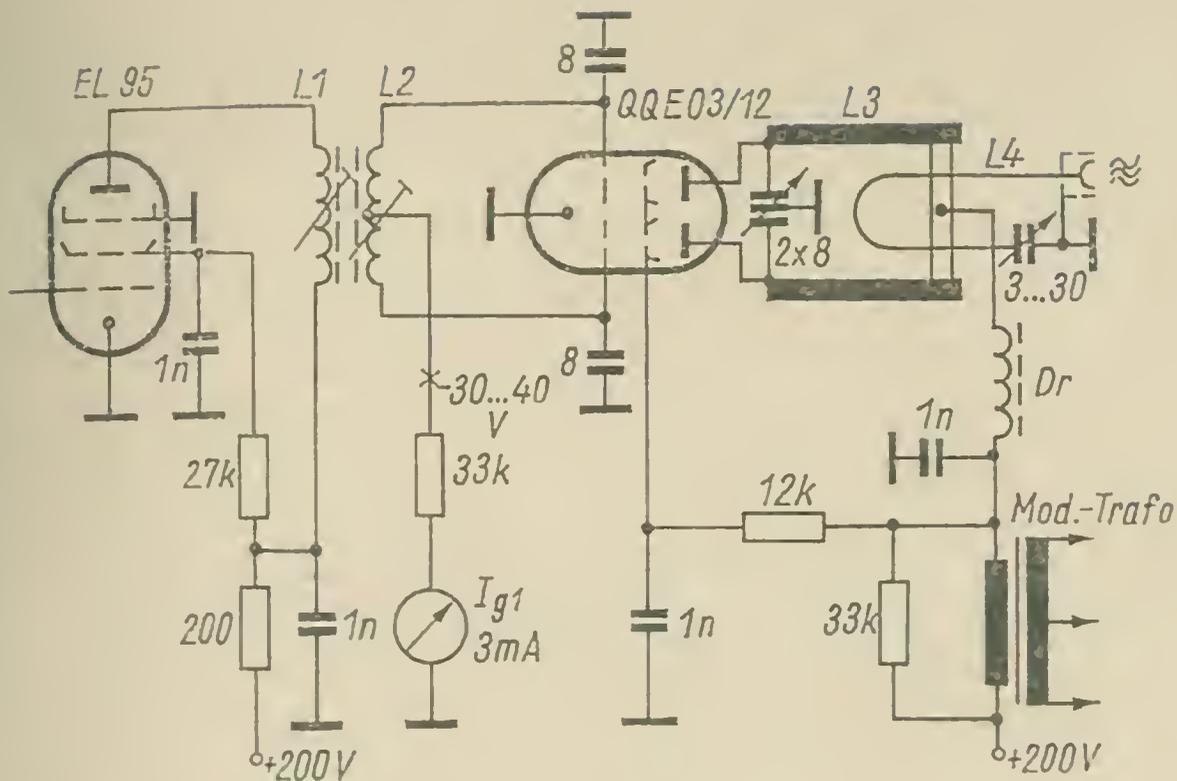


Bild 3a 2-m-Senderendstufe mit QQE 03/12

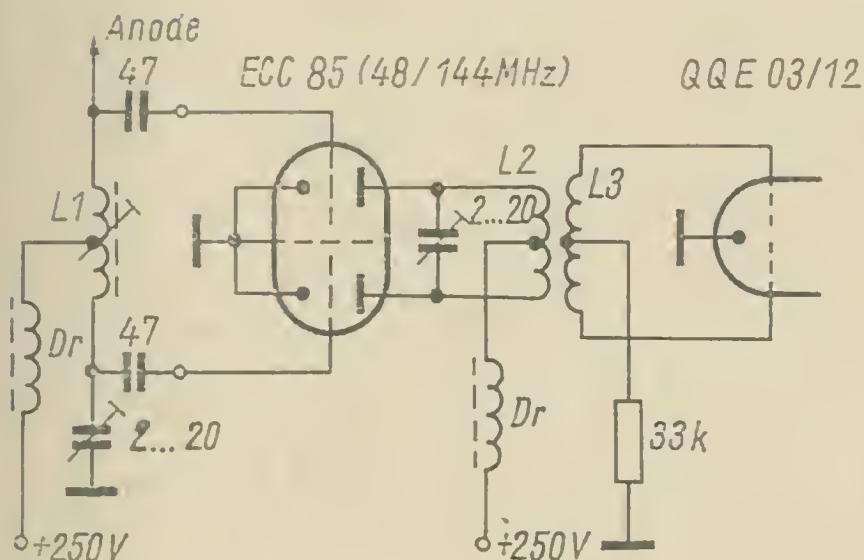


Bild 3b
Anodenkreisgestaltung
bei Ansteuerung
mit einer Doppeltriode

L 3 — Lecher-System, 5-mm-CuAg, 177 mm lang, Abstand Mitte-Mitte 25 mm;

L 4 — Lecher-System, 1-mm-CuAg, 130 mm lang, Abstand Mitte-Mitte 25 mm, Abstand vom Anodenkreis 10 mm.

Spulenangaben zu Bild 3b

L 1 — 14 Wdg., 8-mm-Körper, 0,45-mm-Cu-Lackseide, KW-Eisenkern (48 MHz);

L 2 — 6 Wdg., 10 mm Durchmesser, 1-mm-CuAg (144 MHz);

L 3 — 6 Wdg., 10 mm Durchmesser, 1-mm-CuAg (144 MHz).

Endstufe mit SRS 4452, QQE 03/20, 832-A

Wie die Tabelle erkennen läßt, gestatten Röhren dieser Leistungsklasse Ausgangsleistungen bis zu 20 W AM und 40 W CW. Die Ansteuerung der Schaltung nach Bild 4 erfolgt durch eine Röhre der gleichen Leistungs-kategorie oder durch Gegentaktschaltungen mit $2 \times EL 83$, $2 \times EL 95$ o. ä.

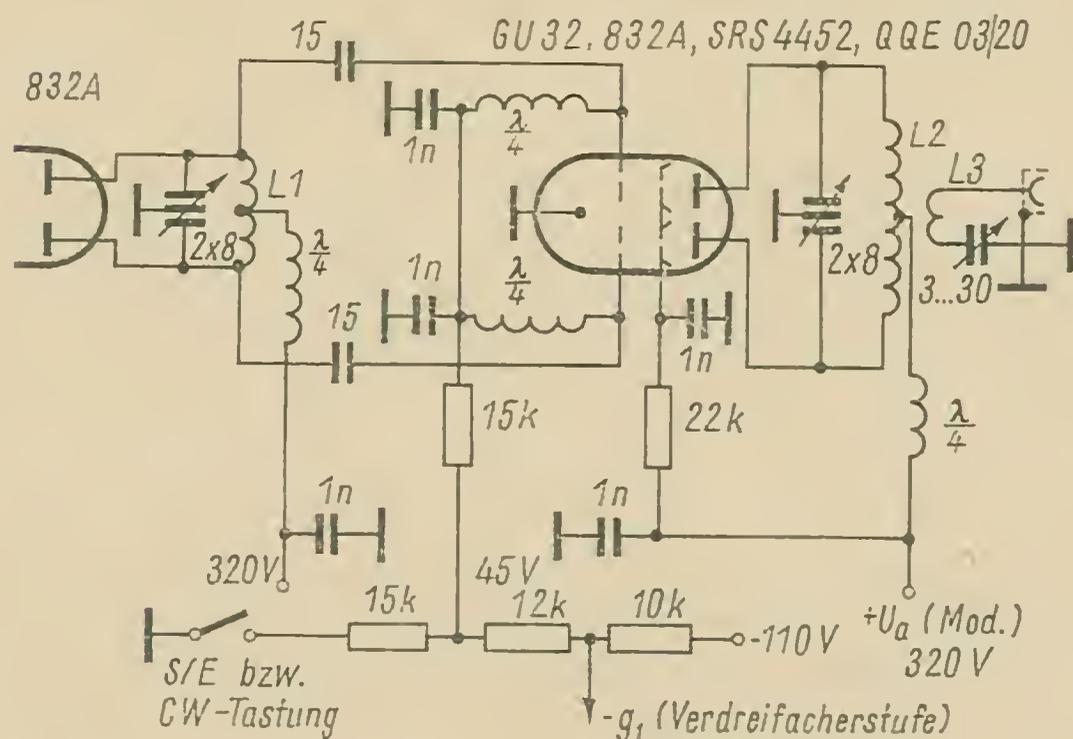


Bild 4 2-m-Senderendstufe mit SRS 4452

Die Tastung bei CW-Betrieb kann, wie in Bild 4 angegeben, durch die Gittervorspannung erfolgen. Diese Art der Tastung ist als Gittersperrspannungstastung bekannt. Gleichzeitig können weitere Stufen mitgetastet werden. Bei geöffneter Taste oder mit dem S/E-Schalter wird der Gittervorspannungsteiler von Masse getrennt. Durch Wegfall der Spannungsteilereigenschaft liegt die volle negative Spannung an den Gittern der zu sperrenden Röhren.

Im Gegensatz zu den Schaltungsvarianten in Bild 2 und Bild 3 wird in Bild 4 die Zuführung der Gittervorspannung nicht über den Schwingkreis, sondern über 2 $\lambda/4$ -Drosseln vorgenommen. Die Ankopplung der Gitter an den Schwingkreis, in diesem Fall Anodenschwingkreis, erfolgt über 2 spannungsfeste Kondensatoren von 15 pF. Diese gewährleisten einerseits die gleichspannungsmäßige Trennung der Endstufengitter von der Anodenspannung der Vorröhre, bewirken aber andererseits, daß die Eingangskapazitäten der Endröhre durch Serienschaltung mit diesen Kopplungskondensatoren die Kreisgüte bzw. Kreisdimensionierung nur unwesentlich beeinflußt.

Größere Ausgangsleistungen lassen sich unter Beachtung der Röhrenbetriebsdaten mit höheren Betriebsspannungen, als in Bild 4 angegeben,

erreichen. So ermöglicht die Röhre *QQE 03 20 (SRS 4452)* bei $U_a = 600\text{ V}$ in der Einstellung C-Betrieb-Telegrafie Ausgangsleistungen von 40 W.

Bei Austausch der Röhren *SRS 4452, QQE 03/20* gegen *832-A, GU 32* muß man beachten, daß letztere größere Eingangs- und Ausgangskapazitäten (C_e, C_a) haben (Einfluß auf die Dimensionierung der Schwingkreise!). Dafür ist die Steilheit dieser Röhren durchschnittlich größer und damit der Steuerleistungsbedarf geringer.

Spulenangaben zu Bild 4

L_1 – 4 Wdg., 3-mm-CuAg, 16 mm Durchmesser;

L_2 – 4 Wdg., 3-mm-Cu-Ag, 16 mm Durchmesser, als aufgerollte *Lecher*-Leitung;

L_3 – 2 Wdg., 2-mm-CuAg, 12 mm Durchmesser.

Endstufe mit *SRS 4451, QQE 06/40*

Endstufen mit Röhren dieser Leistungsklasse gestatten Ausgangsleistungen, die im Mittel um 60 W liegen; Leistungen bis zu 90 W sind möglich. Bild 5a zeigt eine Schaltung mit der *SRS 4451*, die eine Ausgangsleistung von etwa 60 W erreicht. Die Aussteuerung erfolgt durch Röhren wie *SRS 4452, GU 32* oder *QQE 03/12* als Verdreifacher.

Ebenfalls 60 W Ausgangsleistung hat die Endstufe nach Bild 5b, die mit der *GU 29* oder *829 B* arbeitet und als getrennt aufgebaute Endstufe gedacht ist.

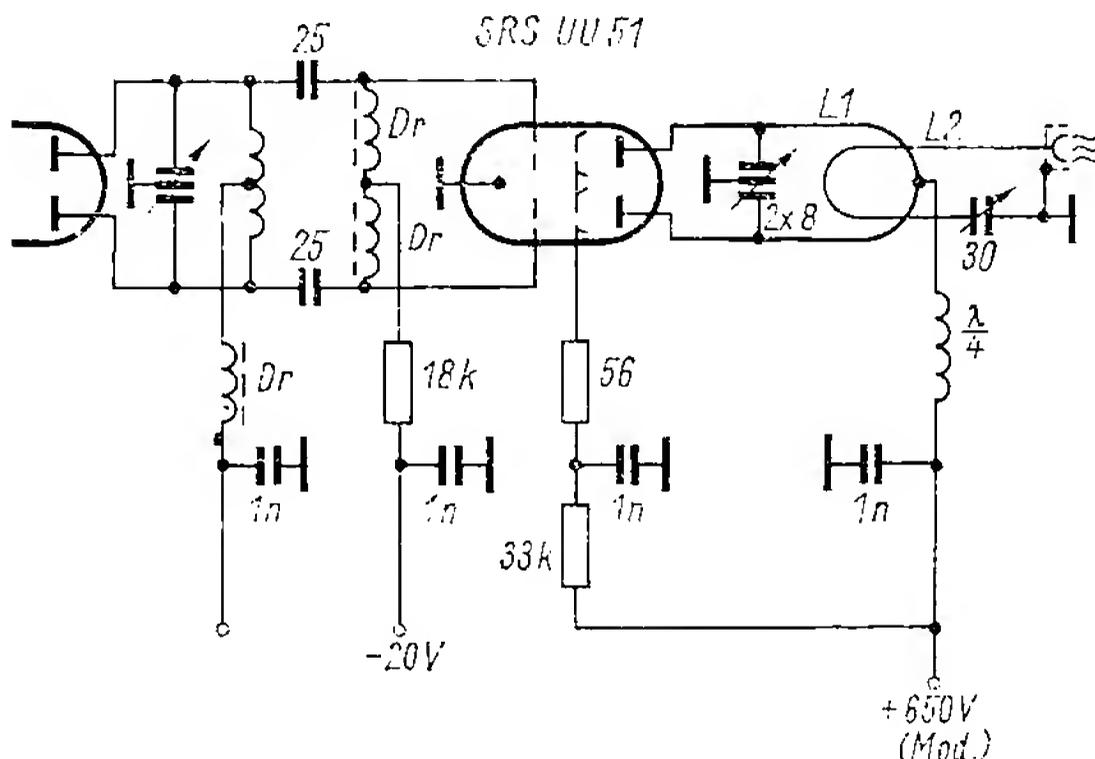


Bild 5a 2-m-Senderendstufe mit *SRS 4451*

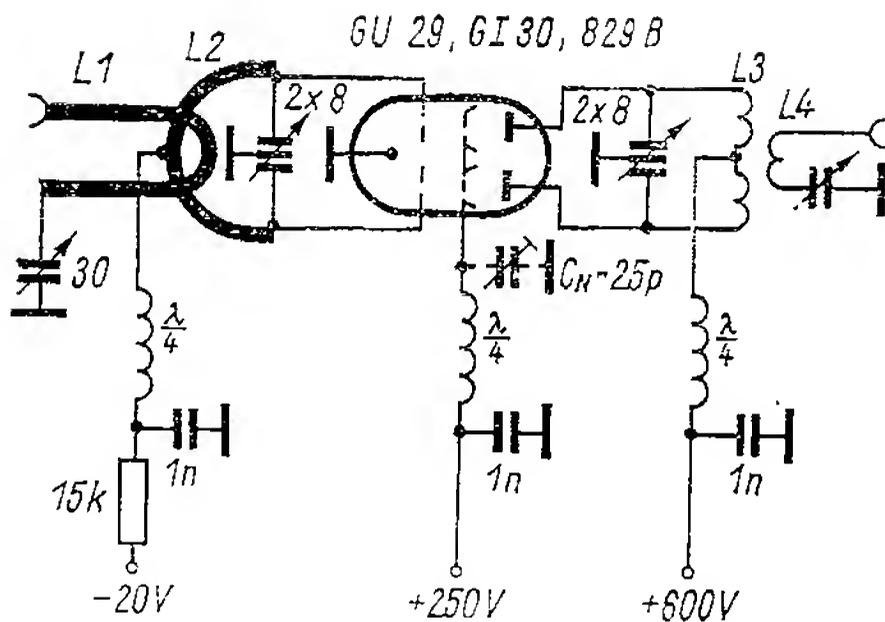


Bild 5b
2-m-Senderendstufe
mit 6U 29

Die Zuführung der Steuerleistung erfolgt über Koaxkabel an $L 1$. $L 1$ und $L 2$ sind als *Lecher-System* ausgeführt.

Bei dieser Endstufe kann eine zusätzliche Neutralisation am Schirmgitter erforderlich werden; durch C_N angedeutet.

Auch diese Endstufe arbeitet im C-Betrieb, ist also für CW, FM oder AM (Modulation der Endstufe gemäß Bild 5a) geeignet.

Spulenangaben zu Bild 5a

$L 1$ — *Lecher-System*, 160 mm lang, 5-mm-CuAg, Abstand Mitte-Mitte 20 mm;

$L 2$ — *Lecher-System*, 50 mm lang, 2-mm-CuAg, Abstand Mitte-Mitte 25 mm;

Abstand $L 1$ — $L 2$ etwa 5 mm.

Spulenangaben zu Bild 5b

$L 1$ — *Lecher-System*, 50 mm lang, 2-mm-CuAg, Abstand Mitte-Mitte 25 mm;

$L 2$ — *Lecher-System*, 60 mm lang, 2-mm-CuAg, Abstand Mitte-Mitte 28 mm;

Abstand $L 1$ — $L 2$ etwa 5 mm;

$L 3$ — 3 Wdg., 15 mm Durchmesser, 20 mm lang, 2-mm-CuAg, Mittelanzapfung;

$L 4$ — 2 Wdg., 15 mm Durchmesser, 2-mm-CuAg, isoliert zwischen die Windungen von $L 3$.

Linear-C-Endstufe mit GU 29

Als Linear-C-Endstufe ist eine Schaltung nach Bild 6 bekannt geworden. Eine 6 V 6, 6 P 6 oder bei größerer Belastung der Endstufe eine 6 L 6, 6 P 3 arbeitet als Schutzröhre (engl. Clamptube) und regelt die Schirmgitterspannung der GU 29, 829 B abhängig von der HF-Ansteuerung.

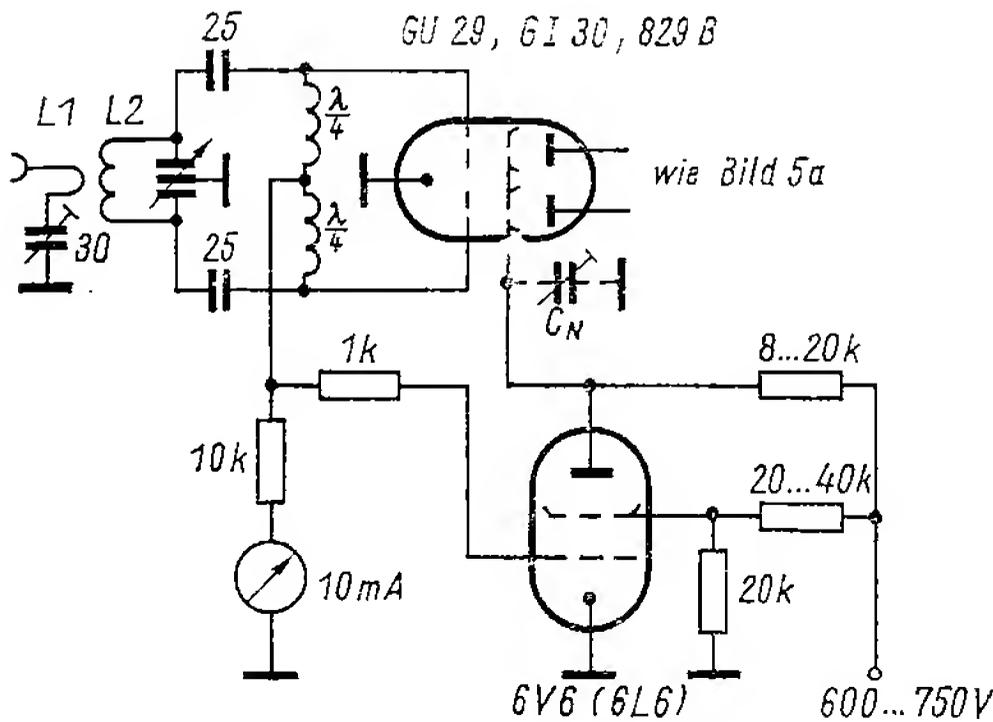


Bild 6 2-m-Linear-C-Endstufe mit GU 29

Bei voller HF-Ansteuerung der PA fließt in der Schutzröhre kein oder nur ein geringer Strom, da die am Gitterwiderstand liegende negative Spannung die Schutzröhre sperrt. Die Schirmgitterspannung der GU 29 erreicht ihre volle Höhe, da die Belastung bzw. der Querstrom durch die Schutzröhre entfällt. Ohne HF-Ansteuerung der PA fehlt die negative Spannung an der Schutzröhre; es fließt ein großer Strom durch die Schutzröhre, und die Schirmgitterspannung der GU 29 erreicht einen so niedrigen Wert, daß die Röhre nicht überlastet wird.

Die Bemessung der Widerstände im Schirmgitterzweig der Schutzröhre erfolgt so, daß bei fehlender HF-Ansteuerung eine Spannung von etwa 30 V an den Schirmgittern der GU 29 anliegt. Je nach Größe der HF-Ansteuerung regelt die Schutzröhre die Schirmgitterspannung der PA zwischen Maximum und Minimum und verändert dadurch die Kennlinie der Doppeltetrode. Bei entsprechender Bemessung arbeitet diese Endstufe über einen großen Bereich annähernd linear, sie eignet sich daher auch als SSB-Endstufe ohne merkliche Intermodulationsverzerrungen. Bei einer Anodenspannung von etwa 750 V lassen sich HF-Ausgangsleistungen bis 90 W bei einer HF-Steuerleistung von etwa 5 W erreichen.

Spulenangaben zu Bild 6

$L 1$ – 1 Wdg., 15 mm Durchmesser, 2-mm-CuAg, isoliert, zwischen die Windungen von $L 2$;

$L 2$ – 2 Wdg., 15 mm Durchmesser, 2-mm-CuAg;
Anodenkreis wie in Bild 5 a.

Die 2-m-Endstufenschaltungen mit *QQE 02/5* sowie mit *SRS 4451*, *QQE 06/40* sind die Leistungsklassen, die meist von den Funkamateuren benutzt werden können. Man kann sie nach entsprechenden Änderungen der Arbeitspunkte auch als *Linearstufen* für SSB verwenden. Die Änderungen bestehen im Verringern der Gittervorspannung auf die Werte, die für A/AB 1-Betrieb gelten. Das bedeutet: In den Schaltungen, in denen ein relativ hochohmiger Gitterableitwiderstand zur Arbeitspunkt-einstellung verwendet wird, ist dieser in seinem Widerstandswert entsprechend zu verringern. Der Gitterableitwiderstand kann auch ganz entfallen und durch eine $\lambda/4$ -Drossel ersetzt werden. Die Gittervorspannung für A- oder AB 1-Betrieb muß man dann gesondert zuführen.

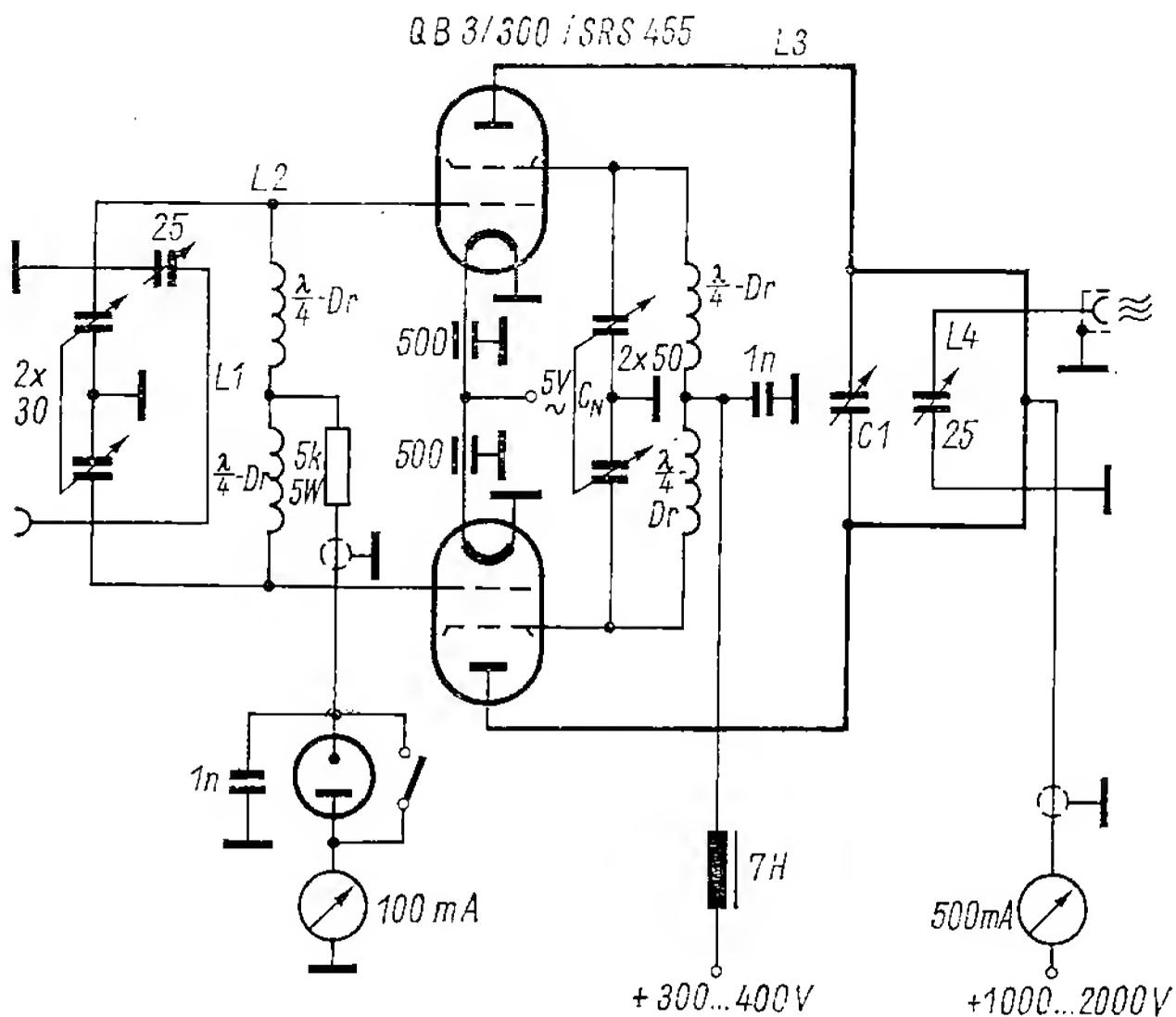


Bild 7 2-m-Senderendstufe größerer Leistung mit 2 Tetroden SRS 455 in Gegentakt-schaltung

Endstufe mit $2 \times SRS 455$

Zum Abschluß wird in Bild 7 eine Hochleistungsendstufe mit 2 Einzel-tetroden im Gegentakt vorgestellt. Eingesetzt wurden die Röhren *SRS 455* oder *QB3/300*. Diese Endstufe erlaubt Eingangsleistungen bis 750 W bei Anodenspannungen von mindestens 2000 V. Alle HF-Kreise sind als *Lecher*-System ausgeführt. Neben dieser Gegentaktschaltung gibt es auch Eintaktschaltungen mit der *QB3/300*, die mit Wendeltopfkreisen ausgerüstet sind.

Spulenangaben zu Bild 7

L 1 — 120 mm lang, 10 mm Abstand Mitte-Mitte, 1,8-mm-CuAg; Abstand von *L 2* etwa 25 mm;

L 2 — 300 mm lang, 37 mm Abstand Mitte-Mitte, 6,5-mm-CuAg;

L 3 — 300 mm lang, 37 mm Abstand Mitte-Mitte, 6,5-mm-CuAg; Anschluß des Abstimmkondensators 115 mm vom Anodenanschluß;

L 4 — 160 mm lang, 35 mm Abstand Mitte-Mitte, 1,8-mm-CuAg;

C 1 — Kreisplattenkondensator, etwa 25 mm Durchmesser, 2 Platten, am *Lecher*-System befestigt, veränderlicher Abstand, Feinabstimmung durch variable 3. Platte.

Linear-Endstufenschaltungen

Obwohl man die obenbeschriebenen Endstufenschaltungen bei entsprechender Betriebseinstellung auch für SSB-Betrieb verwenden kann, sollen nachfolgend spezielle 1- und mehrstufige SSB-Linearendstufen für 2-m-Betrieb vorgestellt werden.

Solche Linearendstufen eignen sich auch für die weitere Verstärkung von modulierten Signalen, wie sie z. B. ein Funksprechgerät abgibt.

3stufiger Linearverstärker

Dieser 3stufige Verstärker ist zur Verstärkung von leistungsschwachen SSB-Signalen gedacht; er kann unmittelbar hinter der letzten Mischstufe eingesetzt werden. Durch Verwendung von 5 Selektionskreisen ist ausreichende Unterdrückung von Mischprodukten garantiert. Bild 8 zeigt die Schaltung.

Dieser Verstärker eignet sich zur Verstärkung der Ausgangsleistung von 2-m-Funksprechgeräten.

Bei einer Steuerleistung von etwa 50 mW kann man Ausgangsleistungen bis 10 W erreichen. Diese Leistung erlaubt dann Endstufen mit der *SRS 4451*, *QQE 06/40* oder *4 X 150 A* auszusteuern. Die Schaltung (Bild 6)

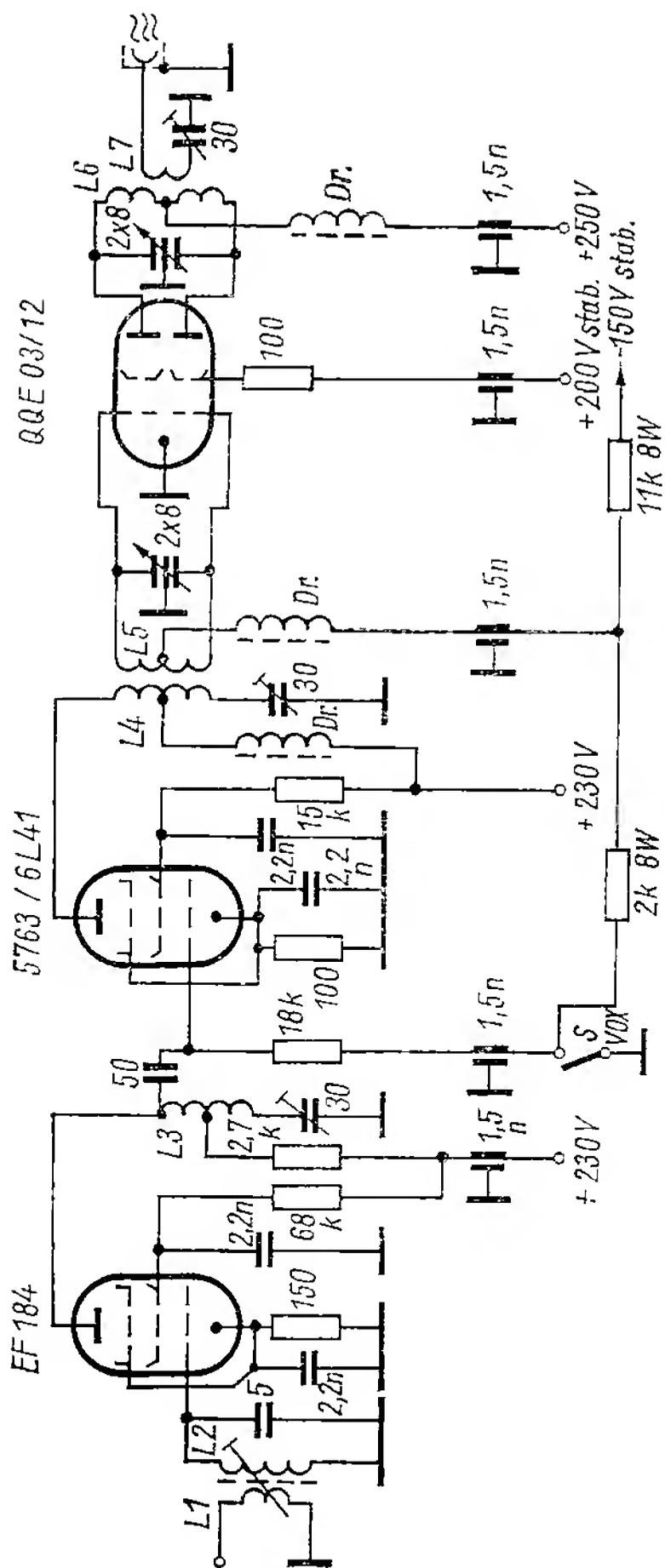


Bild 8 3stufiger SSB-Linear-Endverstärker für das 2-m-Band

ist dafür besonders zu empfehlen. In Verbindung mit dem 3stufigen Linearverstärker wurden Ausgangsleistungen von 90 W erzielt.

Die Röhre 5763 in Bild 8 läßt sich durch die 6 L 41 (ČSSR-Produktion) oder die EL 83 ersetzen. Die Endstufe (QQE 03/12) kann an Stelle einer festen negativen Gittervorspannung von etwa 20 V auch mit einem Katodenwiderstand von 400 Ω bis 500 Ω versehen werden. Endstufen, bei denen die Arbeitspunkte durch Katodenwiderstände oder Z-Dioden

festgelegt sind, findet man in der englischen Amateurliteratur häufig beschrieben.

Spulenangaben zu Bild 8

L 1 — 2 Wdg., 1-mm-Cu, isoliert am kalten Ende von *L* 2;

L 2 — 3 Wdg., 1-mm-CuAg, auf 6-mm-Körper, UKW-Eisen;

L 3 — 5 Wdg., 10 mm Durchmesser, 1-mm-CuAg, Spulenlänge 20 mm, Anzapfung bei 2. Wdg. vom kalten Ende aus;

L 4 — 6 Wdg., 10 mm Durchmesser, 1-mm-CuAg, Spulenlänge 30 mm, Mittelanzapfung;

L 5 — 4 Wdg., 10 mm Durchmesser, 1-mm-CuAg, Spulenlänge 20 mm, Mittelanzapfung; achsparallel zu *L* 4 in etwa 14 mm Abstand;

L 6 — 6 Wdg., 10 mm Durchmesser, 2-mm-CuAg, Spulenlänge 20 mm, Mittelanzapfung;

L 7 — 2 Wdg., 10 mm Durchmesser, 1,5-mm-Cu, isoliert, zwischen den mittleren Windungen von *L* 6;

Dr — Breitbanddrosseln 10 μ H (Entstördrosseln) oder $\lambda/4$ -Drosseln.

Balancemischer und Endstufe

Diese Schaltung wurde mit 2 Röhren *QQE 03/12* als Mischer und Endstufe aufgebaut, die erreichbare Ausgangsleistung ist 2 W PEP.

Zur Ansteuerung der Mischstufe wird eine Injektfrequenz von z.B. 131 MHz (1 bis 2 V) und eine SSB-Frequenz von 14 MHz (500 mW) benötigt. Bild 9 zeigt diese Stellung.

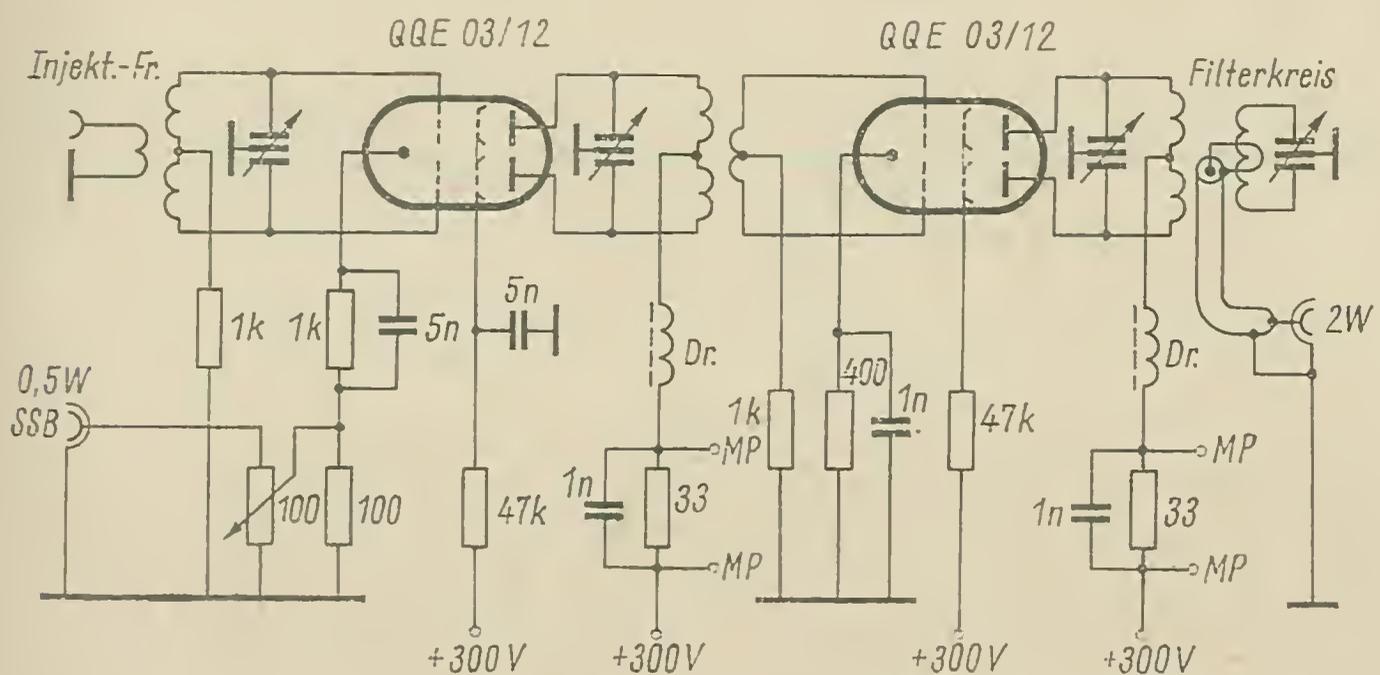


Bild 9 Balancemischer und Linearendstufe für das 2-m-Band

Die Auskopplung der Ausgangsfrequenz bzw. Leistung erfolgt über ein Ausgangsfilter, dessen Kreis auf die Endfrequenz abgestimmt und mit dem Anodenkreis gekoppelt ist. Die Antennenkoppelspule hat 2 Wdg., ebenso der Gitterkreis. Richtwerte für die Spulen lassen sich aus den vorangegangenen Beispielen ablesen.

Die Arbeitspunkte der Röhren sind durch Katodenwiderstände festgelegt. Die Ausgangsleistung reicht aus, um Endstufen nach Bild 5b oder Bild 6 auszusteuern. Bei Verwendung der Endstufe nach Bild 5b als nachgeschaltete Endstufe muß der 15-k Ω -Gitterwiderstand entfernt und dafür eine variierbare Vorspannung (um -40 V) zugeführt werden. Die erreichbare Ausgangsleistung liegt bei 50 bis 60 W.

Endstufe mit Koaxialtetrode

Es ist üblich, Koaxialröhren mit Topfkreisen zu betreiben. Es sind aber auch Schaltungen mit Spulen, *Lecher*-System sowie mit sogenannten Wendeltopfkreisen bekannt geworden. Bild 10 zeigt eine 2-m-Linear-endstufe mit der Koaxialtetrode 4 X 150-A und den üblichen Spulen.

Der Nachteil bei Röhren dieser Bauart besteht in der Schwierigkeit des Beschaffens bzw. Herstellens der Spezialsockel. Außerdem benötigt diese Röhre eine Zwangskühlung durch einen kräftigen Luftstrom. Für die Röhre 4 X 150-A sind das etwa 200 l Luft/min, die ein starkes Gebläse erfordern.

Bei der Ausführung nach Bild 10 werden von jedem Katodenanschluß des Spezialsockels nach Masse 1 Klatschkondensator von 4,7 nF und 1 Widerstand von je 12 Ω gelegt. Schirmgitterkondensator C_s ist der im Spezialsockel eingebaute Klatschkondensator von 2,7 nF. Bei etwa 2 W Steuerleistung wird eine Ausgangsleistung von etwa 60 W bei einer Anodenspannung von 650 V erreicht.

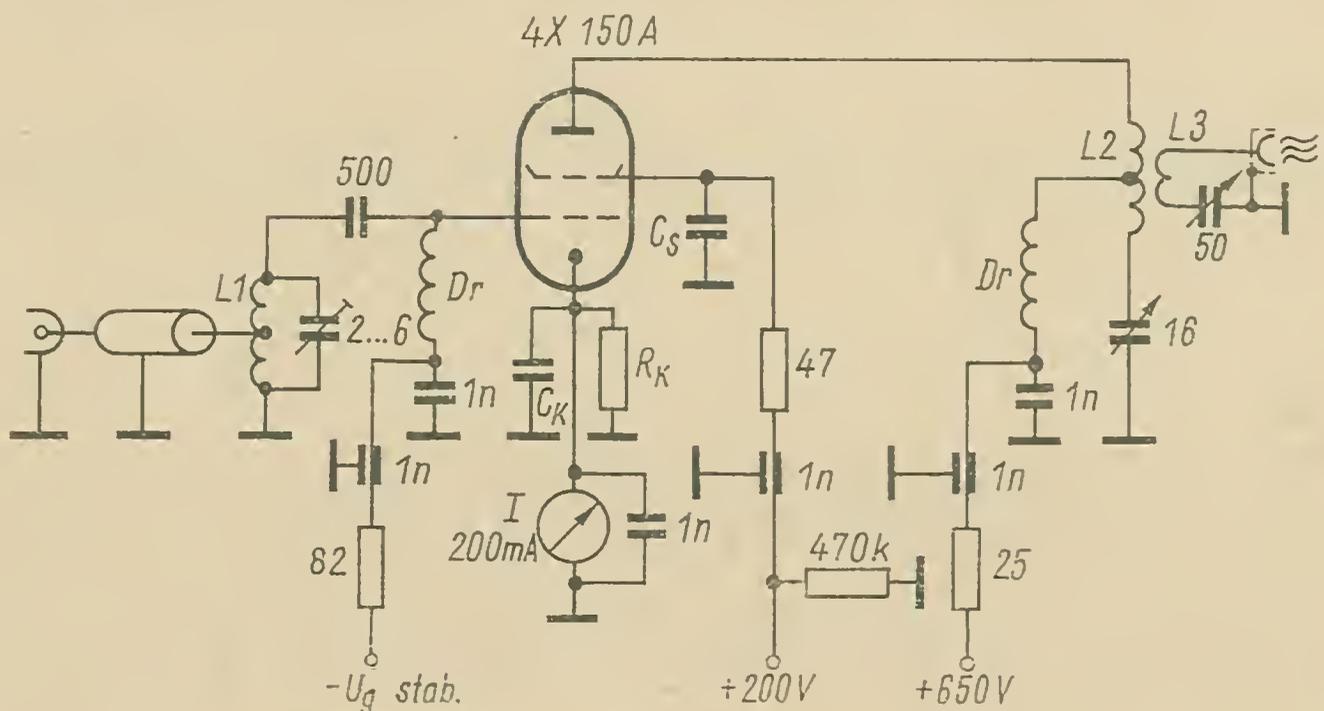


Bild 10 2-m-Linear-Endstufe mit der Koaxialtetrode 4 X 150-A

Spulenangaben zu Bild 10

- $L 1 - 2$ Wdg., 1-mm-CuAg, 6 mm Durchmesser, Anzapfung bei 1. Wdg.;
- $L 2 - 4$ Wdg., 2-mm-CuAg, 12 mm Durchmesser, Mittelanzapfung;
- $L 3 - 1$ Wdg., 2-mm-CuAg, 10 mm Durchmesser;
- $Dr -$ Breitbanddrosseln $10 \mu\text{H}$ (Entstördrosseln) oder $\lambda/4$ -Drossel.

Gegentaktendstufe mit Koaxialtetrode

Diese Endstufe (Bild 11) arbeitet im Gegentakt mit 2 Röhren $4 X 150-A$ und einer *Clamp*-Röhre (s. a. Bild 6). Bei einer Ansteuerung mit etwa 15 W PEP wird eine Ausgangsleistung von etwa 750 W PEP erreicht, was einer Leistungsverstärkung von 17 dB entspricht. Der Gitterkreis ist als $\lambda/2$ -, der Anodenkreis als $\lambda/4$ -Kreis ausgeführt. Bei Vollaussteuerung wurden folgende Betriebswerte gemessen: $U_a = 2000 \text{ V}$, $I_a = 2 \times 300 \text{ mA}$, $I_{g2} = 2 \times 25 \text{ mA}$, $I_{g1} = 2 \times 6 \text{ mA}$.

Angaben zu den Lecher-Systemen in Bild 11

Gitterkreis — Messing- oder Kupferstreifen $1 \text{ mm} \times 14 \text{ mm} \times 210 \text{ mm}$;
Drosselanschluß in der elektrischen Mitte;

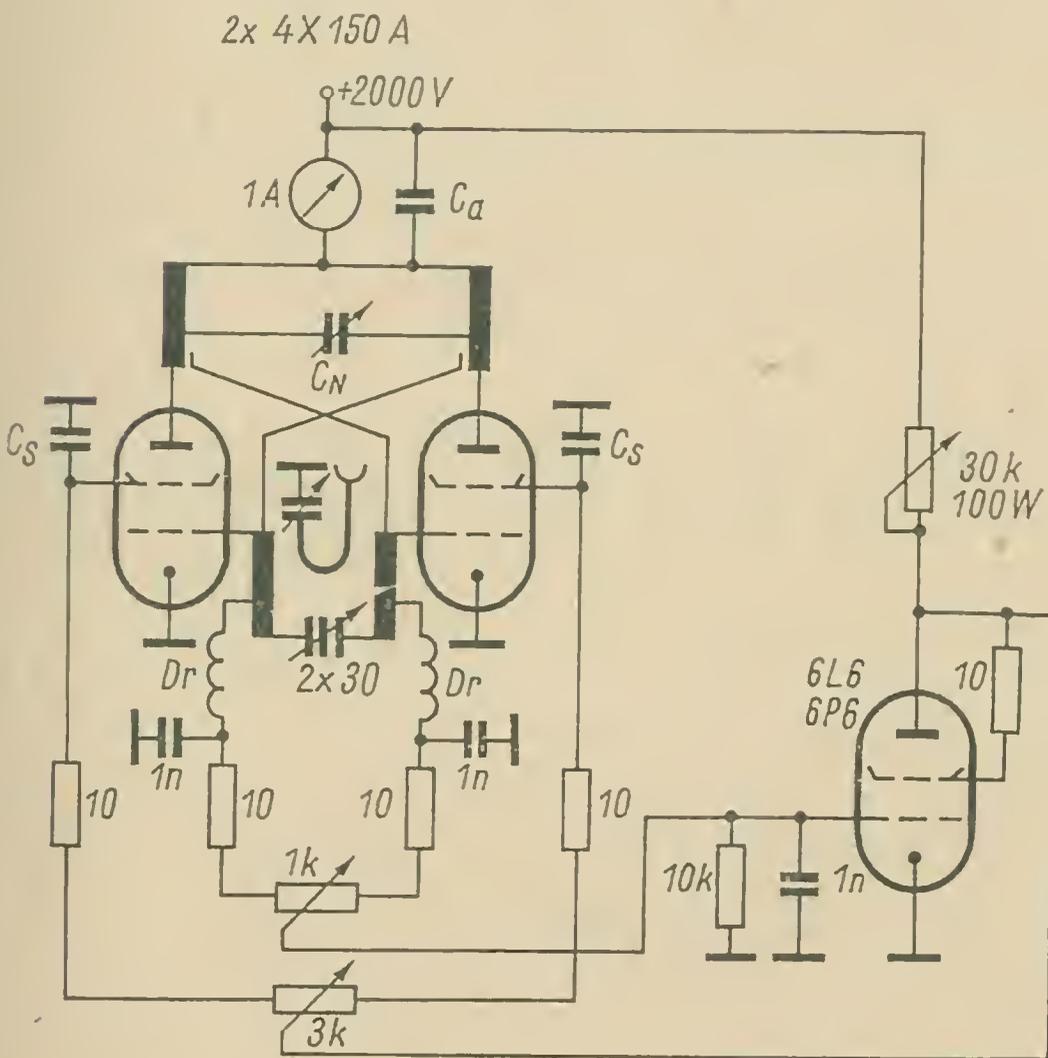


Bild 11 2-m-Linear-Endstufe mit 2 Koaxialtetroden in Gegentaktschaltung

Anodenkreis – Messingrohre, 45 mm Durchmesser, Länge 220 mm. Mittenabstand 80 mm;

Auskopplung – Kupferband 2 mm × 8 mm, Länge 50 mm, Breite 80 mm, Abstand vom Anodenkreis 8 bis 10 mm;

Anodenkreis-Kondensator 2 Messingscheiben, 50 mm Durchmesser, in 50 mm Abstand vom anodenseitigen Ende;

Symmetrierkondensator – Messingscheibe, 40 mm Durchmesser, 20 mm vom anodenseitigen Ende eines Systems.

Aufbauhinweise

Die in den Schaltungsbeispielen angegebenen Doppeltetroden eignen sich sowohl für vertikale als auch für horizontale Montage. Bei horizontaler Montage ist unbedingt darauf zu achten, daß beide Systeme der Röhre nebeneinander liegen. Andernfalls tritt eine zu starke Erhitzung des oben liegenden Systems auf. Aus dem gleichen Grund dürfen die Röhrentypen *QQE 02/5* und *QQE 03/12* nicht mit Abschirmkappen versehen werden.

Die Anodenanschlüsse der Röhrentypen *SRS 4452* und *SRS 4451*, *QQE 03/20* und *QQE 06/40* sowie *832* und *829* dürfen nicht starr mit dem Anodenlechersystem verbunden werden, da sonst durch starke, mechanische Spannungen Glasrisse auftreten können. Die Anoden sind über kurze, flexible Bänder mit den Schwingkreisen zu verbinden. Diese Röhren setzt man bis zum unteren Aufbauteller (Abschirmteller) in das Chassis ein, d. h., die Fassung ist durch entsprechende Distanzstücke mit dem Chassis zu verschrauben. Durch diese Maßnahme werden Rückwirkungen und damit Schwingneigungen vermieden. Die Katodenanschlüsse sollte man über 5 bis 7 mm breite Kupferbänder mit dem Chassis verbinden.

Um Strahlungsverluste zu vermeiden, sind die Aufbauten unter sorgfältiger Beachtung der Belüftung abzuschirmen.

Besonders sorgfältige Abschirmung ist bei mehrstufigen Linearverstärkern angebracht, damit keine Rückwirkungen auftreten. Alle Spannungszuführungen sind zu verblocken und zu verdrosseln. Die Verwendung von abgeschirmten Leitungen wird empfohlen.

Sehr nützlich ist es, die Endstufenabstimmung mit einer relativen Hf-Meßeinrichtung vorzunehmen. Dazu genügen schon Meßwerke (0,1 bis 1 mA) mit vorgeschalteter Hf-Gleichrichteranordnung, die man über eine kleine Kapazität mit dem Senderausgang verbindet.

Halbleiterschaltungen aus dem VEB Halbleiter- werk Frankfurt (Oder)

Sehr zahlreich sind die Zuschriften mit dem Wunsch, mehr Halbleiterschaltungen zu veröffentlichen. Wir bringen daher nachstehend einige Schaltungen aus den Veröffentlichungen des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder).

Elektronisch stabilisierter Netzteil

Bei diesem Netzteil (Bild 1) handelt es sich um einen auch höchsten Ansprüchen genügenden Stromversorgungsteil für Transistorschaltungen. Die Ausgangsspannung beträgt 12 V und ist in bestimmten Grenzen regelbar (10 V bis 14 V). Die Belastung kann bis 1 A betragen. Hervorzuheben sind die geringe Brummspannung von maximal 2 mV und die hohe Konstanz der Ausgangsspannung, die zwischen Vollast und Leerlauf maximal um 1% schwankt. Die angegebenen Werte gelten bis zu einer Umgebungstemperatur von maximal 45°C.

Zum Gleichrichten der Netztrafossekundärspannung wählt man wegen der geringen Brummspannung zweckmäßig die *Graetz*-Schaltung. Das

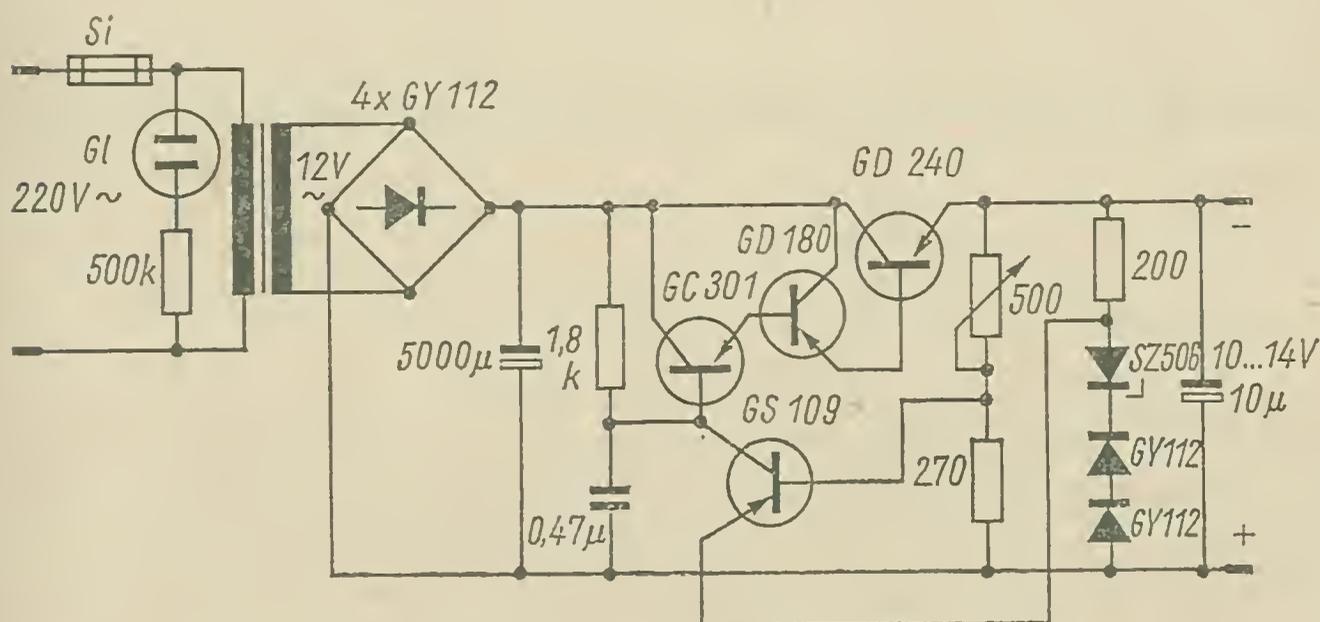


Bild 1 Elektronisch stabilisierter Netzteil für 12 V bis 0,5 A

gleiche gilt bei der Wahl des Ladekondensators von $5000 \mu\text{F}$. An Stelle der Siebdrossel dient als Längstransistor der Typ *GD 240*. Durch Steuern des Transistorwiderstands in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung wird diese konstant gehalten. Die Ansteuerung des *GD 240* erfolgt durch eine *Darlington*-Schaltung oder Kaskadenschaltung. Eine Z-Diode erzeugt die Bezugsspannung. Da die Z-Spannung bei Temperaturänderungen nicht konstant ist, wurden zur Stabilisierung 2 Gleichrichter in Reihe zur Z-Diode geschaltet.

Zu beachten ist, daß der Transistor *GS 109* eine Stromverstärkung von mindestens 50 haben muß. Der Kondensator von $0,47 \mu\text{F}$ verhindert ein Schwingen der Schaltung bei schnellen Laständerungen. Um die hohe Konstanz der Ausgangsspannung auch bei maximaler Umgebungstemperatur zu gewährleisten, müssen die Gleichrichterdioden, der Transistor *GD 240* und die Z-Diode auf entsprechenden Kühlflächen montiert werden.

50-W-Transverter

Für den Mobilebetrieb kleiner, netzgebundener Geräte wurde dieser 50-W-Transistorzerhacker (Bild 2) entwickelt. Er arbeitet mit einer Frequenz von 50 Hz und ist für eine Sekundärspannung von 220 V ausgelegt. Als Batteriespannung sind 12 V erforderlich. Der Transverter arbeitet im Gegentakt, d. h., die Transistoren werden abwechselnd ein- und ausgeschaltet. Ein solcher Gegentakttransverter bietet den Vorteil, daß er kurzschlußsicher ist; bei sekundärseitiger Überlastung setzen lediglich die Schwingungen aus.

Der 50-W-Transverter wird durch eine Taste in Reihenschaltung mit einem $50\text{-}\Omega$ -Widerstand in Betrieb gesetzt. Diese Taste wirkt wie eine elektronische Sicherung. Die verwendeten Transistoren arbeiten in Kollektorschaltung. Bei dieser Schaltungsart können beide Transistoren ohne Iso-

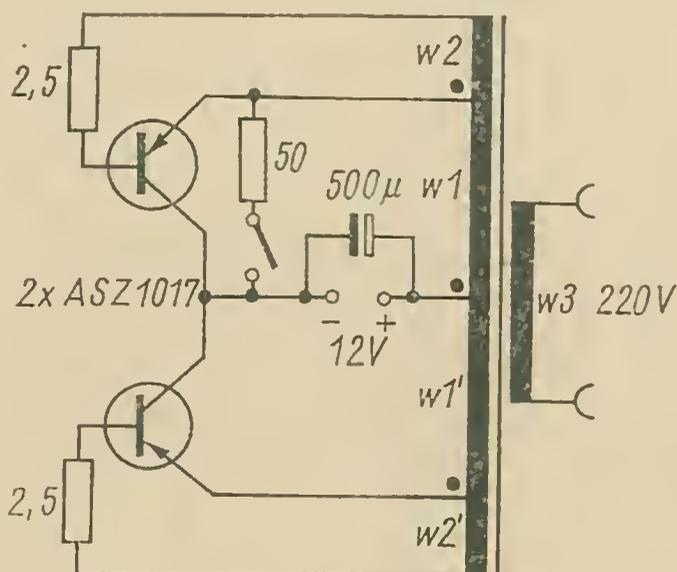


Bild 2
Schaltung für einen 50-W-Transverter
mit einer Ausgangsspannung
von 220 V

lation (der Kollektor liegt am Gehäuse) auf der gleichen Kühlfläche montiert werden.

Es folgen Windungszahlen und Drahtstärken für den Transverterübertrager:

Transformator-Kernquerschnitt M 85, wechselseitig geschichtet,

w 1, w 1' — 44 Wdg., 1,3-mm-CuL,

w 2, w 2' — 9 Wdg., 0,5-mm-CuL,

w 3 — 900 Wdg., 0,4-mm-CuL.

Elektronische Zweipolsicherung

Bei transistorisierten Netzteilen ist es üblich, sowohl den Netzteil selbst als auch die angeschlossene Schaltung durch eine elektronische Sicherung zu schützen. Übliche Schmelzsicherungen sind jedoch zu träge, um bei Kurzschluß einen wirksamen Schutz zu gewährleisten. Bisher waren daher fest im Netzteil eingebaute elektronische Sicherungen üblich, die man mit einem bistabilen Multivibrator ausrüstete.

Eine wesentlich einfachere Lösung bietet die in der Schaltung (Bild 3) gezeigte Zweipolsicherung. Sie kann an jeden Transistornetzteil angeschlossen, aber auch als selbständiges Gerät betrieben werden. Der von E

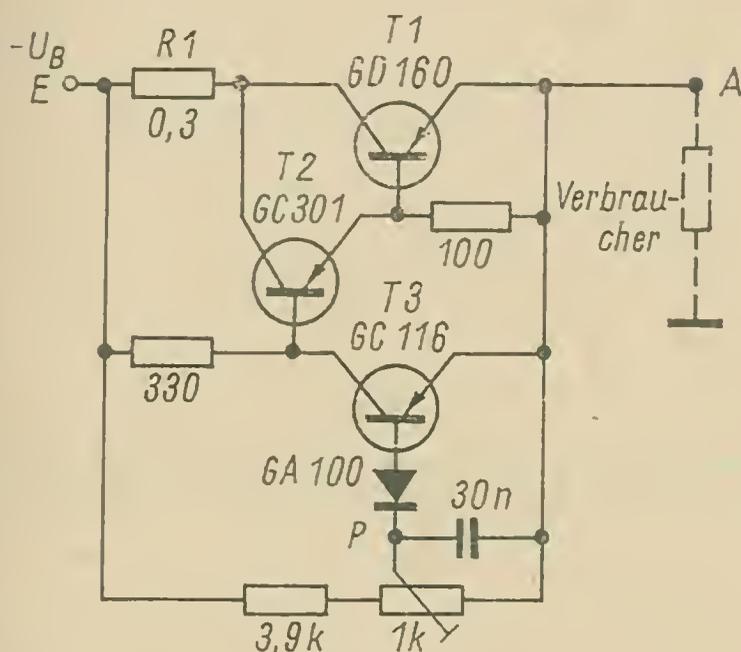


Bild 3
Schaltung einer elektronischen
Zweipolsicherung

nach A fließende Laststrom erzeugt über R_1 und T_1 einen mit steigender Last zunehmenden Spannungsabfall. T_1 und T_2 bilden eine *Darlington*-Schaltung, die notwendig ist, wenn T_1 eine geringe Stromverstärkung hat. Solange T_3 sperrt, wird T_1 über den Widerstand 330Ω sicher gesättigt. Steigt der Laststrom so weit an, daß an Punkt P eine Spannung

$$U_D \geq U_D + U_{BE}$$

entsteht, so wird T 3 leitend und sperrt T 1; U_D — Durchlaßspannung der Diode, U_{BE} — Basis-Emitter-Einsatzsspannung von T 3.

Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis die Last kurzzeitig abgeschaltet wird; ein Verringern der Last kann die Sicherung nicht zurückstellen.

Der Abschaltstrom der Sicherung läßt sich am 1-k Ω -Potentiometer in weiten Grenzen einstellen. Für Abschaltströme größer als 0,5 A kann der Widerstand R_1 entfallen, da die Restspannung von T 1 unter Umständen schon ausreicht, um die Sicherung abzuschalten.

Breitbandverstärker mit Miniplasttransistoren

Für zahlreiche Zwecke der Meß- und Verstärkertechnik kann man vorteilhaft Breitbandverstärker einsetzen, besonders dann, wenn man breite Frequenzbänder zu verstärken hat und dabei eine Abstimmung umgehen will. Die Schaltung (Bild 4) zeigt einen solchen, vielfältig verwendbaren

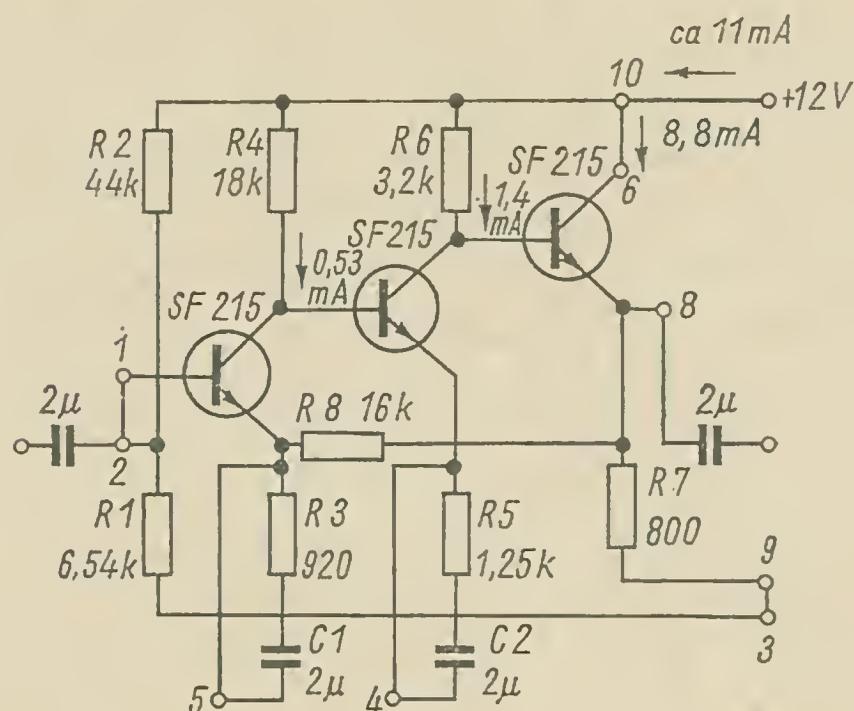


Bild 4
Breitbandverstärker
für universelle Anwen-
dung

Breitbandverstärker mit dem Miniplasttransistor *SF 215*. Diese Schaltung läßt sich auf kleinstem Raum (15 mm \times 25 mm) aufbauen; sie wird auch als *KME-3*-Baustein hergestellt.

Die 3 Stufen dieses Breitbandverstärkers wurden direktgekoppelt. Ein- und Ausgang des Verstärkers sind mit 2- μ F-Kondensatoren gleichstrommäßig von der umgebenden Schaltung getrennt. Von den 3 Stufen des Verstärkers arbeiten die ersten beiden in Emitterschaltung mit kapazitiv überbrücktem Emitterwiderstand, während die letzte Stufe (wegen des erwünschten niederohmigen Ausgangs) als Impedanzwandler in Kollektorschaltung betrieben wird. Die Gegenkopplung über den gesamten Verstärker erfolgt mit R_8 vom Emitter des 3. Transistors auf den Emitter des 1. Transistors; sie wirkt sowohl gleichstrom- als auch wechselstrom-

mäßig stabilisierend. Die 1. und die 2. Stufe drehen die Spannungsphase um jeweils 180° , insgesamt also um 360° , während durch die Kollektorstufe keine Phasendrehung erfolgt. Daher ist die Gegenkopplung nicht an die Basis, sondern an den Emitter des 1. Transistors zu führen.

Die 1. Stufe ergibt hauptsächlich einen hohen Eingangswiderstand und übernimmt einen Teil der Spannungsverstärkung.

Die 2. Stufe bringt den Hauptanteil der Gesamtspannungsverstärkung und hat entscheidenden Einfluß auf den Frequenzgang. Die 3. Stufe macht infolge ihres niedrigen Innenwiderstands die Übertragungseigenschaften des Breitbandverstärkers gegen Belastungsschwankungen unempfindlich. Auf Grund seiner veränderbaren Gegenkopplungen läßt sich dieser Breitbandverstärker besonders vielfältig einsetzen. Sowohl die Gesamtgegenkopplung als auch eine Gegenkopplung (besonders die der 1. Stufe) können zum Erzielen bestimmter Verstärkungen oder Frequenzgänge verändert werden. So ist es beispielsweise möglich, mit einem kapazitiv nicht überbrückten Emitterwiderstand der 1. Stufe die obere Grenzfrequenz f_{g0} von 200 kHz auf etwa 5 MHz zu erhöhen, und zwar bei gleichzeitiger Abnahme der Verstärkung von 2500fach auf etwa 15fach. Die untere Grenzfrequenz f_{gu} beträgt etwa 20 kHz. Der beschriebene Breitbandverstärker eignet sich auch zum Aufbau von AM-ZF-Verstärkern mit einem mechanischen Filter am Eingang und einem Einzelkreis am Ausgang.

Daten der Schaltung

Gesamtverstärkung $V_{ges} = (68 \pm 6)$ dB

obere Grenzfrequenz $f_{g0} \cong 150$ kHz

Aussteuerbereich $u_A \leq 2$ V (bei 50 kHz)

Zeitgeber für Fotobelichtung

Die in Bild 5a und Bild 5b gezeigten Schaltungen bestehen aus einem monostabilen Multivibrator (T 1 und T 2) und einer Folgestufe T 3, die ein Relais schalten kann. Im Ruhezustand leitet T 1. Das hat 2 Wirkungen: T 2 ist gesperrt, das Relais abgefallen. Gelangt durch Schließen der Taste T_a ein positiver (Bild 5a) bzw. ein negativer (Bild 5b) Impuls auf die Basis von T 2, so wird dieser kurzzeitig leitend, d. h., über C gelangt eine negative (Bild 5a) bzw. eine positive (Bild 5b) Spannung zur Basis.

Durch die Verkopplung von T 1 und T 2 wird ein Kippvorgang ausgelöst: T 1 ist gesperrt, T 2 leitend, das Relais zieht an. Dieser Zustand hält so lange an, bis sich Kondensator C über R entladen hat und T 1 wieder Strom führt.

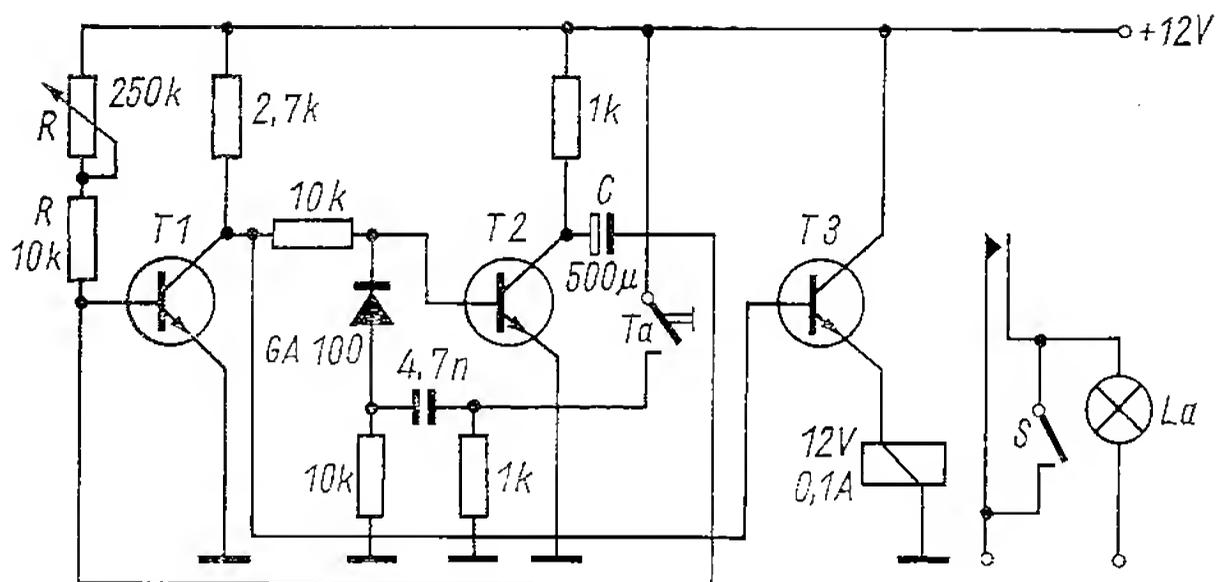


Bild 5a Zeitgeber für die Belichtung von Fotopapier; Ausführung mit npn-Transistoren

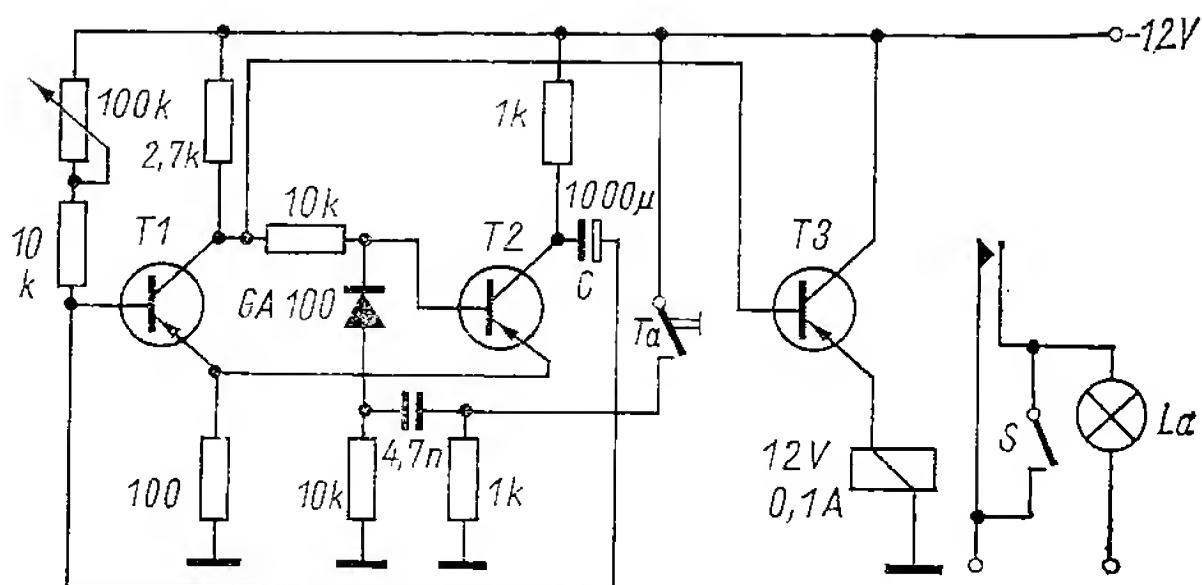


Bild 5b Zeitgeber für die Belichtung von Fotopapier; Ausführung mit pnp-Transistoren

Die Haltezeit läßt sich annähernd aus der Beziehung

$$T \approx 0,7 R \cdot C \quad \frac{T}{s} \mid \frac{R}{\Omega} \mid \frac{C}{F}$$

errechnen.

An die Transistoren T 2 und T 3 werden keine besonderen Anforderungen gestellt; folgende Typen lassen sich einsetzen:

Schaltung Bild 5a

T 2 = SF 131, SF 136

T 3 = SF 121, SF 126

Schaltung Bild 5b

T 2 = GC 115, GC 116

T 3 = GC 121, GS 121

Um mit einer praktischen Größe für den Kondensator C auszukommen, muß der Widerstand R einen großen Wert erhalten, das setzt aber eine

hohe Stromverstärkung B für T 1 voraus. Sie sollte bei T 1 (Bild 5a) — 120 und für T 1 (Bild 5b) — 60 sein. Folgende Typen sind zu verwenden:

T 1 (Bild 5a) = *SF 136 D*

T 1 (Bild 5b) = *GC 116 D*.

Mit den in der Schaltung angegebenen Werten lassen sich Haltezeiten von ≈ 1 bis 15 s durch Verändern von R einstellen. Längere Haltezeiten kann man durch Parallelschalten eines größeren Kondensators zu C verwirklichen. Das Relais ist ein 12-V-Typ mit einem Erregungsstrom von maximal 100 mA; der Kontaktsatz richtet sich nach der zu schaltenden Spannung. Die Lampe des Vergrößerungsgeräts ist über die Arbeitskontakte zu schalten; der Schalter S überbrückt den Relaiskontakt und bewirkt ein dauerndes Arbeiten der Lampe, wie es für das Justieren des Negativs erforderlich ist. Für den Belichtungsvorgang selbst ist Schalter S zu öffnen.

Nach RFT-Halbleiterschaltungen

Spezial-Wellenschalteröl

hat sich als Kontaktmittel
für die Elektronik
jahrelang praktisch
und zuverlässig bewährt

RUNDFUNK-SPEZIALIST GRANOWSKI
6822 Rudolstadt

Diese kleine Schaltungsammlung entstand beim Durchblättern ausländischer Amateurmagazine. Es wurden vor allem Halbleiterschaltungen ausgewählt, um unseren Funkamateuren Anregungen für die eigene praktische Tätigkeit zu geben.

FET-Vackar-Oszillator

Über den Vackar- oder TESLA-Oszillator wurde ausführlich im *Elektronischen Jahrbuch 1969* berichtet. Da sich dieser frequenzstabile Oszillator in der Amateurpraxis bewährt hat, findet man dazu immer wieder neue Bauanleitungen. In [1] wird die VFO-Schaltung vorgestellt, die G 3 PDM für seinen KW-Super *Mark II* verwendet. Bestückt ist die Schaltung mit 1 Sperrschichtfeldeffekttransistor und 2 Siliziumtransistoren als Trennstufen. Genaue Messungen ergaben, daß der in Bild 1 gezeigte Oszillator in den ersten 60 s um etwa 500 Hz driftet. Danach be-

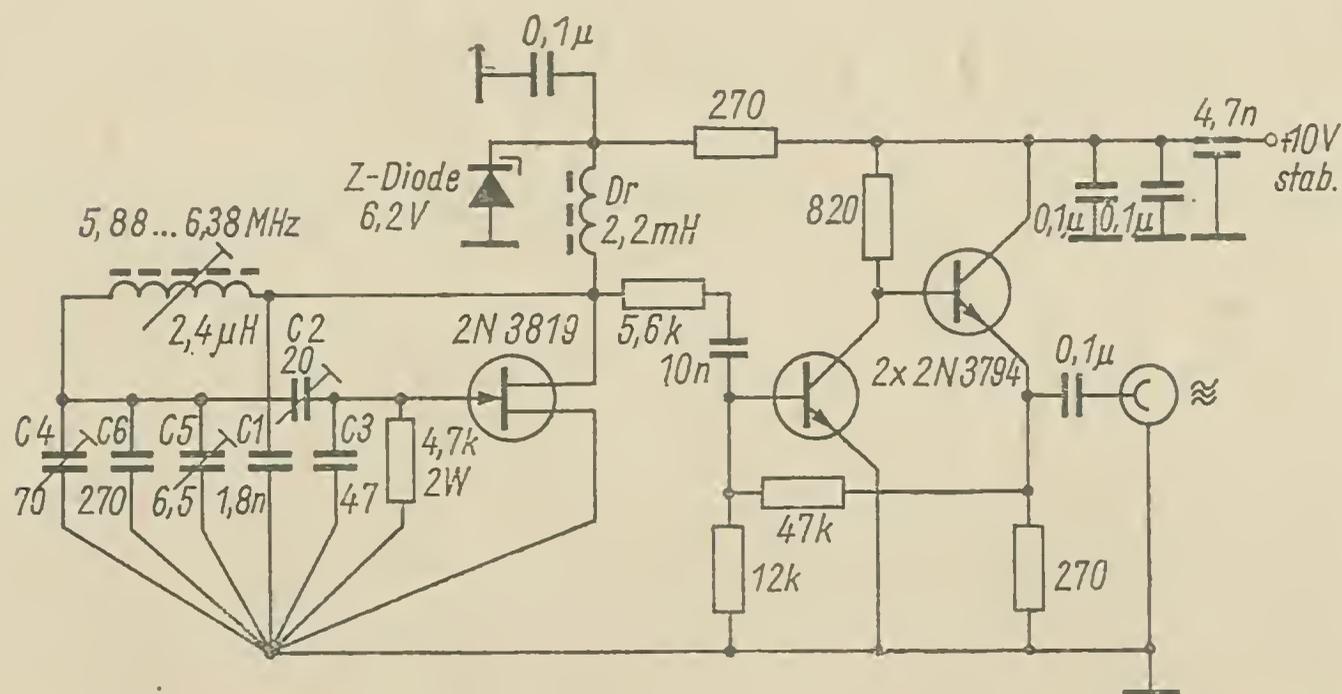


Bild 1 Schaltung für einen FET-Vackar-VFO, der für einen KW-Superhet geeignet ist [1]

trägt die Abweichung nur noch ± 2 Hz je 30 min. Das wäre eine Frequenzstabilität von $3 \cdot 10^{-7}$. Für den Aufbau des stabilen Oszillators gibt *G 3 PDM* einige Tips. So sind für eine optimale Frequenzstabilität nach *Vackar* folgende Kapazitätsverhältnisse einzuhalten:

$$C 1 / (C 4 + C 6) = C 3 / C 2 = 6 !$$

Der Aufbau erfolgt in einem kalten Thermostaten, die stabilisierte Betriebsspannung wird kapazitiv entkoppelt. Weitere Voraussetzungen sind stabiler Drehkondensator und Lufttrimmer. *C 5* ist ein Temperaturkompensationstrimmer (6,5 pF bei $2000 \cdot 10^{-6}$). Alle Oszillatorbauteile sind an einem Punkt zu erden; zur Verdrahtung starken Draht (CuAg) verwenden! Der Spulenkörper besteht aus Keramik, der Abgleich erfolgt mit einem kleinen HF-Eisenkern (kein Ferrit!).

Chirpfreier KW-Oszillator

Aus Versuchen zum Chirp-Verhalten getasteter Transistoroszillatoren entstand die in Bild 2 gezeigte KW-Oszillatorschaltung mit einem MOSFET [2]. Die Tastung erfolgt an der Source-Elektrode. Im Sender wird zusätzlich eine Katodentastung der Buffer- und Treiberstufe angewendet. Da eine direkte, gemeinsame Tastung nicht möglich ist, werden die Katenoden über einen Schalttransistor an Masse gelegt. Die Umschaltung des Oszillators geschieht elektronisch durch Schaltdioden, seine Abstimmung wird mit der Kapazitätsdiode *BB 109* und dem Potentiometer 5 k Ω vor-

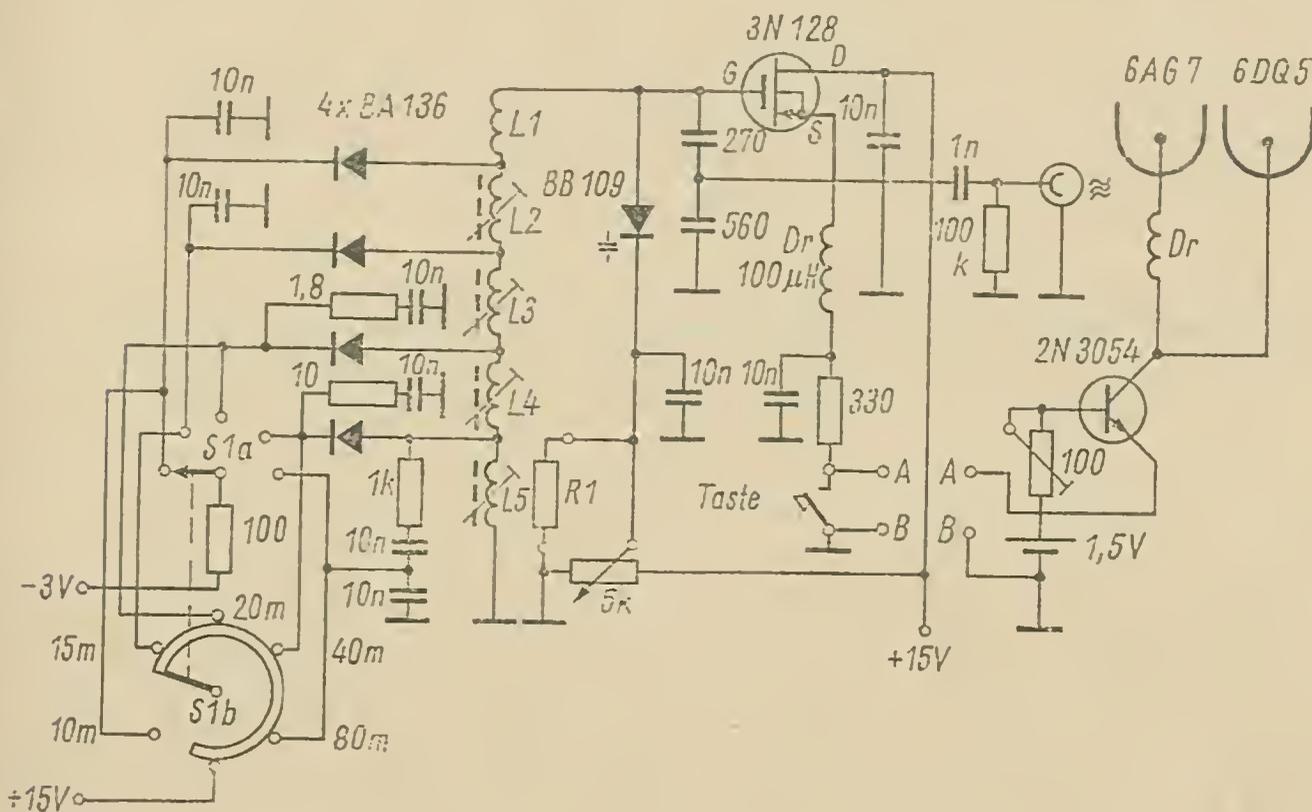


Bild 2 Chirpfreier MOSFET-Oszillator als Steuersender für alle KW-Amateurbänder [2]

genommen. Widerstand R_1 , den man mit dem Antennenrelais schaltet, ermöglicht eine Frequenzverschiebung zwischen Senden und Empfang.

VFO für 10 MHz

Für einen 2-m-SSB-Sender (10,41-MHz-Phasensender plus 135-MHz-Quarzoszillator) untersuchte G 3 MNQ mehrere Oszillatorschaltungen (Colpitts, Vackar, Seiler) [3]. Der in Bild 3 gezeigte VFO (Seiler-Schaltung,

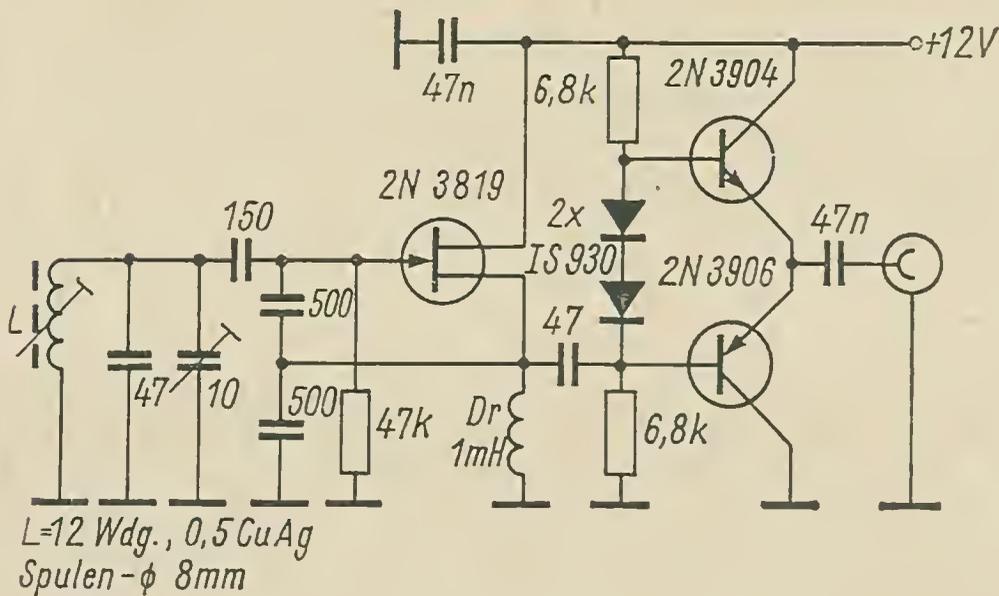


Bild 3 Oszillatorschaltung 10 MHz für einen 2-m-SSB-Sender [3]

s. a. *Elektronisches Jahrbuch 1969*) entstand als Ergebnis dieser Untersuchungen. Dabei zeigte der Feldeffekttransistor gegenüber dem bipolaren Transistor wesentlich bessere Eigenschaften. Die Auskopplung der Oszillatorfrequenz erfolgt über eine Emitterstufe. Mit der Spannung 1,4 V (stabilisiert durch die Dioden) zwischen den beiden Basisanschlüssen stellt sich der Kollektorstrom auf etwa 2 mA ein.

Einfacher Sprachkompressor

Für die Anwendung in der SSB-Sendetechnik zeigt Bild 4 die Schaltung eines einfachen Sprachkompressors [4], mit dem der NF-Pegel auf einem festen Wert gehalten wird. Der 2stufige Mikrofonverstärker ist für ein hochohmiges Mikrofon ausgelegt. Als Gate-Widerstand für den Eingangsfet wirkt der MOSFET *MPF 159*, der von einer Gleichspannung gesteuert wird. Diese Gleichspannung gewinnt man aus der verstärkten NF-Spannung. Dazu wird diese am Ausgang über einen NF-Übertrager abgenommen und mit der Diodenbrücke gleichgerichtet. Die erforderliche NF-Spannung stellt man mit einem Potentiometer zwischen Mikrofon und Verstärkereingang ein. Verwendet wird die beschriebene Schaltung vor einem Transceiver. Mit einem 3poligen Umschalter kann man den

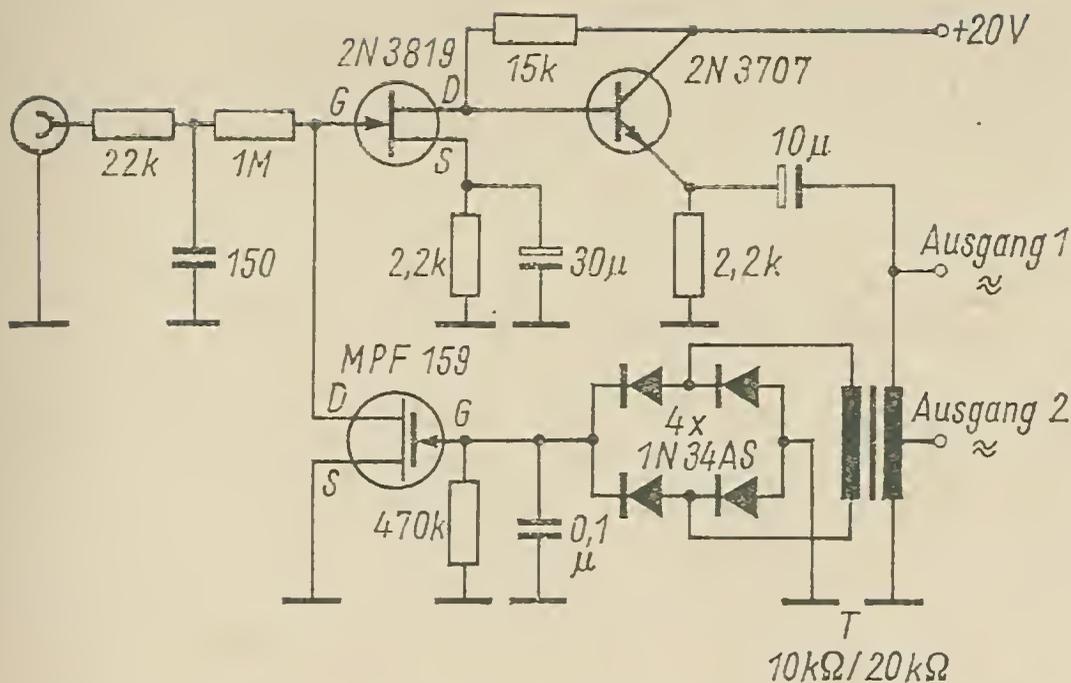


Bild 4 Einfacher Sprachkompressor für einen SSB-Sender [4]

Sprachkompressor außer Betrieb setzen und das Mikrofon direkt an den NF-Eingang des Transceivers legen.

Phasenmodulator für 2-m-Sender

Frequenzmodulation läßt sich mit einer NF-gesteuerten Reaktanzstufe oder mit einer sogenannten Phasenmodulation realisieren. Von der zweiten Methode wird in der Schaltung (Bild 5) Gebrauch gemacht. Zwischen der Oszillator- und der Trennstufe liegt ein π -Filter, gebildet aus der Spule L_1 und den beiden als Kapazitäten wirkenden Siliziumdioden (Kapazitäts-

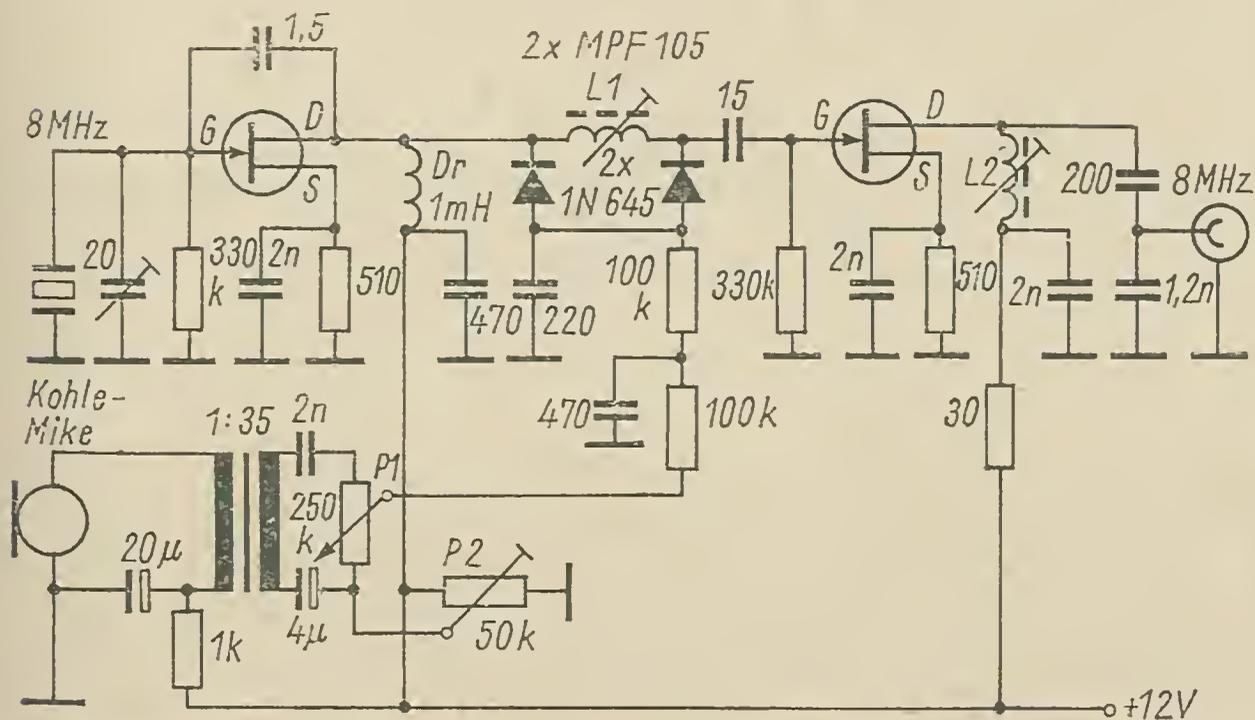


Bild 5 Schaltung eines Phasenmodulators für einen 2-m-Sender [5]

bereich etwa 5 bis 15 pF). Den beiden Dioden wird zur Einstellung eine Gleichspannung zugeführt, gleichzeitig auch die NF-Spannung vom Kohlemikrofon. Mit L 1 stellt man das π -Filter (mit L 1) auf eine Frequenz etwas oberhalb der Quarzfrequenz, L 2 dagegen genau auf die Quarzfrequenz (maximaler Output). Die Diodenvorspannung (mit P 2) wird auf beste Modulationsqualität eingestellt. P 1 regelt den Modulationsindex. Für L 1 und L 2 gelten etwa folgende Werte [5]:

Quarzfrequenz	L 1	L 2
4,5 MHz	100 μ H	6 μ H
6,0 MHz	50 μ H	3 μ H
8,0 MHz	40 μ H	2 μ H

Störaustastfilter für NF-Frequenzen

Moderne Amateur-KW-Empfänger haben im ZF-Verstärker ein sogenanntes *T-Notch-Filter*, mit dem ein Störsender im ZF-Durchlaßbereich ausgeblendet werden kann. Die in Bild 6a vorgestellte Schaltung, die

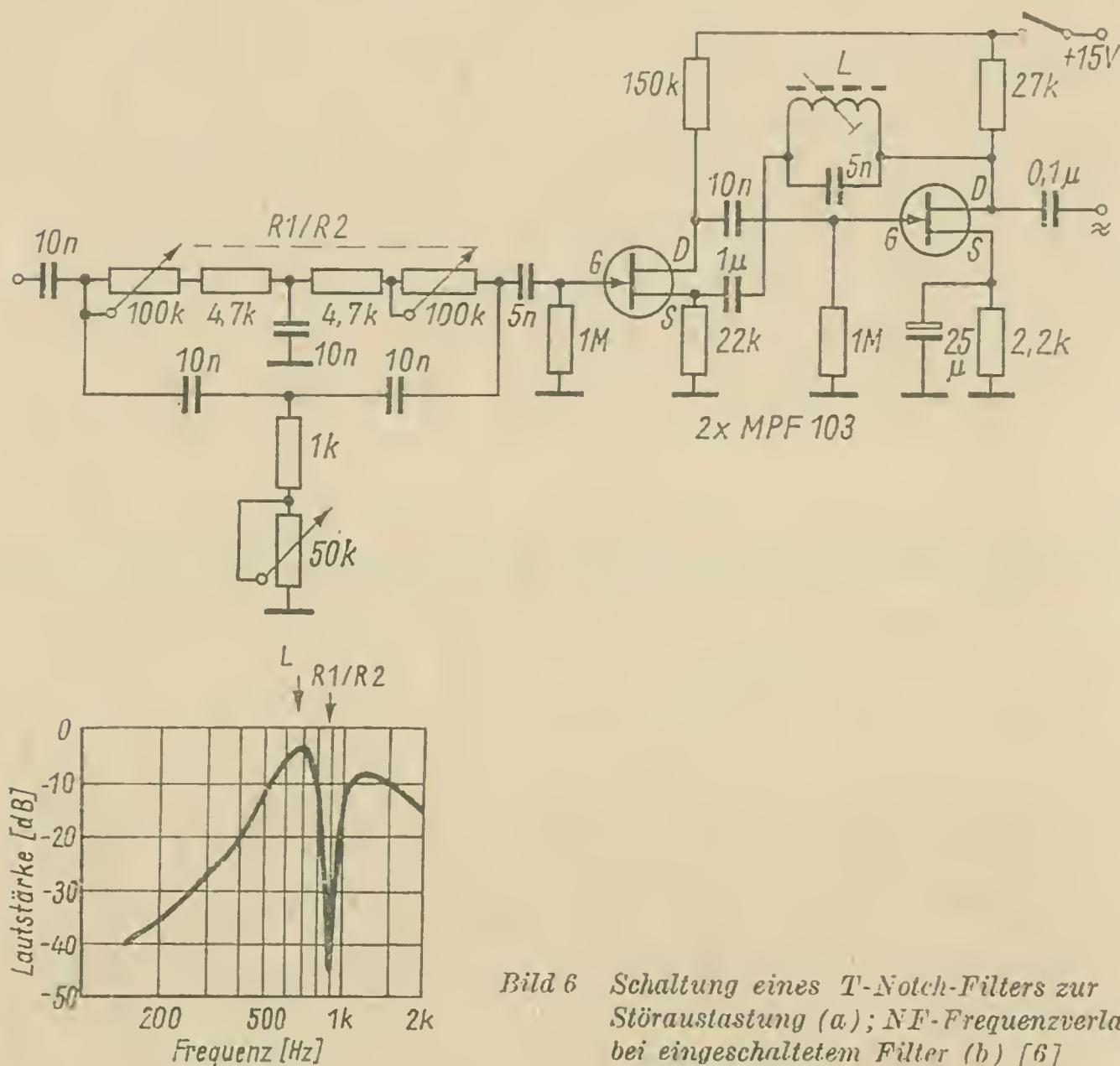


Bild 6 Schaltung eines T-Notch-Filters zur Störaustastung (a); NF-Frequenzverlauf bei eingeschaltetem Filter (b) [6]

den CW-Amateur interessieren dürfte, ist für eine Anwendung im NF-Verstärker gedacht, um einen störenden Interferenzton zu eliminieren. Die Frequenzabstimmung im NF-Bereich erfolgt mit dem Doppelpotentiometer des Doppel-T-Filters am Eingang, während man mit dem Potentiometer $50\text{ k}\Omega$ die Größe der Unterdrückung einstellt. Die Rückkopplung im 2stufigen FET-Verstärker erfolgt über den Schwingkreis (L etwa 10 bis 15 H). Bild 6 b zeigt den Frequenzverlauf bei eingeschaltetem Filter. Das CW-Signal, auf 700 Hz eingestellt, unterdrückt ein Störsignal bei 900 Hz . Besonders bei Transceivern, die keinen guten CW-Empfang erlauben, ist diese Schaltung angebracht [6].

Dip-Meter mit FET

In der Praxis der Funkamateure hat sich als universelles Meßgerät vor allem das Dip-Meter (mit Röhrenbestückung *Grid-Dip-Meter*, mit Halbleiterbestückung sinngemäß nur *Dip-Meter*) bewährt. Dazu eine Schaltung (Bild 7) mit FET-Bestückung, die im Original in 4 Bereichen die Frequenzen von 29 MHz bis 460 MHz erfaßt [7]. Der Oszillator arbeitet in

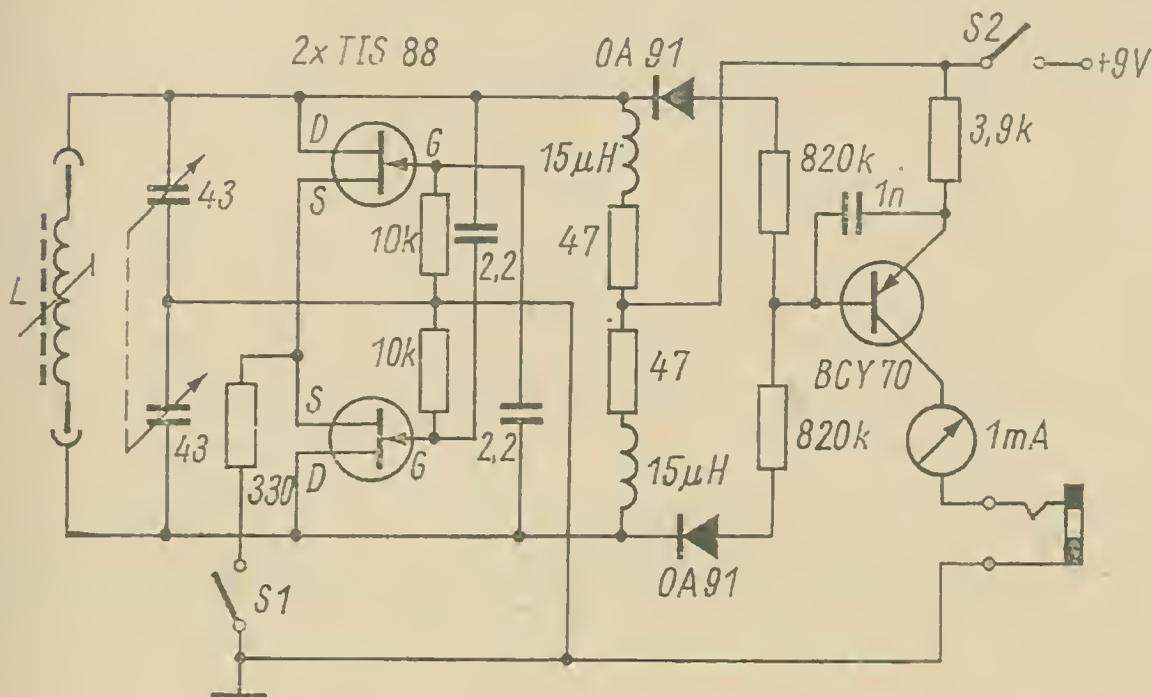


Bild 7 Schaltung für ein Dip-Meter mit FET-Bestückung [7]

Gegentaktschaltung, so daß sich die Spulenkonstruktion sehr vereinfacht. Auch die Diodengleichrichtung erfolgt im Gegentakt. Das Dip-Anzeigemeßwerk ist über einen 1stufigen Gleichstromverstärker angeschlossen. Wird mit Schalter $S1$ der Oszillator außer Betrieb gesetzt, dann arbeitet die Schaltung als empfindlicher Wellenmesser oder mit Kopfhörer als Modulationsmonitor.

Einfaches FET-Voltmeter

Gleichspannungsvoltmeter sollen einen hochohmigen Eingangswiderstand aufweisen, um Meßobjekte nur gering zu belasten. Mit Elektronenröhren war das kein Problem, wohl aber mit bipolaren Transistoren (durch den geringen Eingangswiderstand der Transistoren). Mit Feldeffekttransistoren erreicht man jedoch wieder ohne weiteres den geforderten hohen Eingangswiderstand. Bild 8 zeigt eine einfache Schaltung, die [8] entnommen

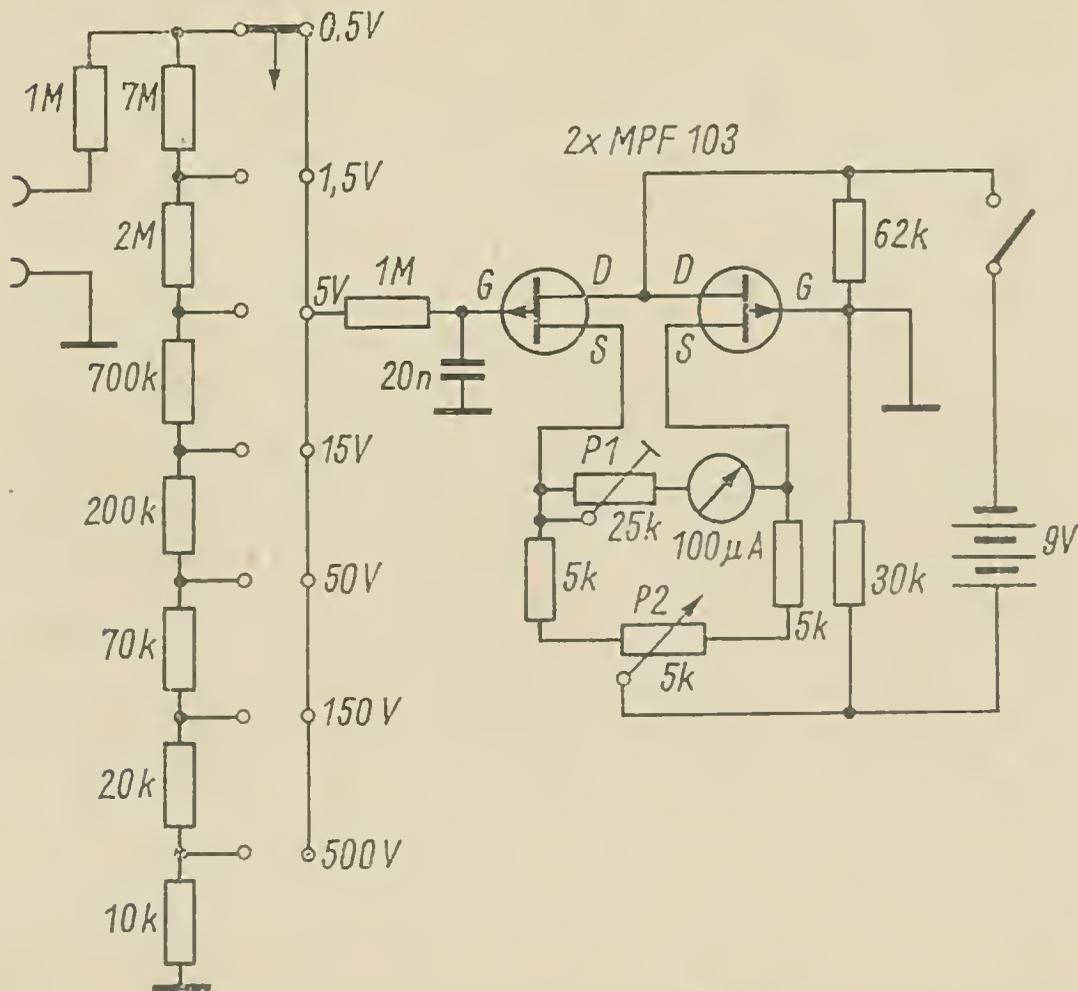


Bild 8 Einfaches Gleichspannungsvoltmeter mit FET-Bestückung [8]

wurde. Der Eingangswiderstand beträgt etwa $10\text{ M}\Omega$, die Linearität der Anzeige kann als sehr gut bezeichnet werden. Durch die Stromversorgung mit nur 2 Flachbatterien ist das Gerät bequem transportabel. Den Meßwerkendausschlag stellt man mit P 1 ein, während mit P 2 der Nullpunkt nachgeregelt wird. Die Genauigkeit der Anzeige hängt natürlich von der Genauigkeit der Widerstände im Eingangsspannungsteiler ab. Die beiden Feldeffekttransistoren müssen im Drainstrom etwa auf 10% übereinstimmen. Bei FET mit anderer Dotierung ist lediglich die Batterie umzupolen.

FM-Zusatz für 2-m-Sender

Im 2-m-Band arbeiten viele Funkamateure mit Frequenzmodulation (FM). Da die meisten Stationen noch mit einem Quarzoszillator ausge-

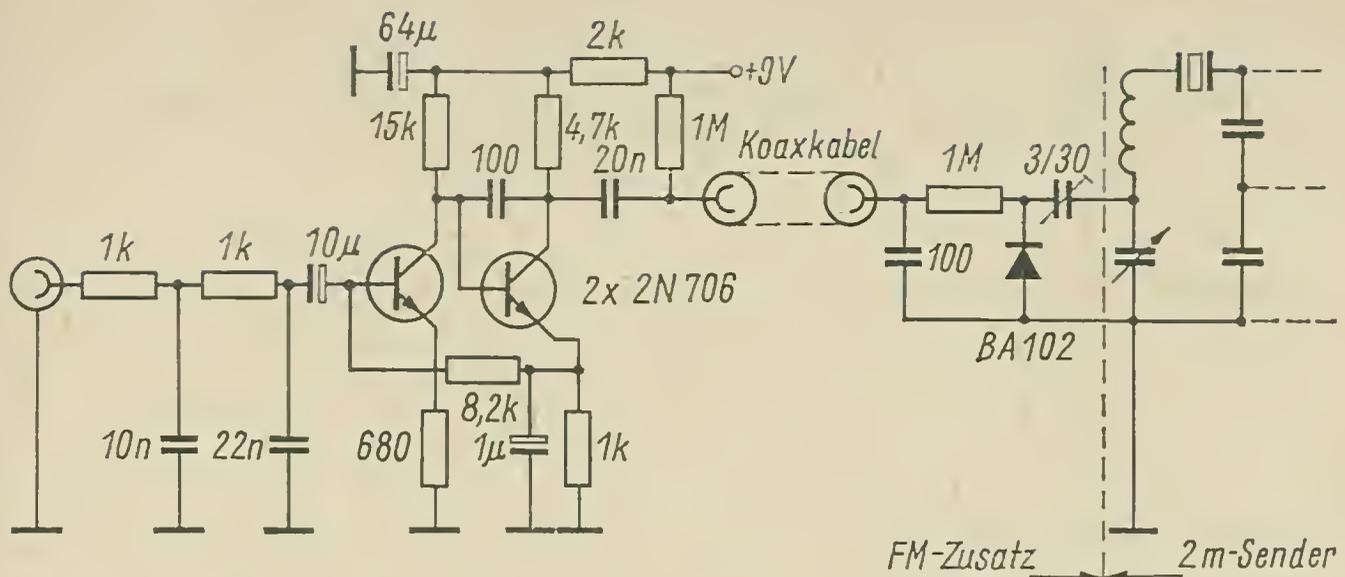


Bild 9 FM-Zusatz für einen 2-m-Quarzoszillator [9]

rüstet sind, zeigt Bild 9 einen FM-Zusatz, mit dem ein Quarzoszillator frequenzmoduliert (VXO) werden kann [9]. Angegeben wurde die Schaltung von *SM 7 AED*. Auf jeden Fall muß in Serie mit dem Quarz eine Reaktanz liegen, die sich mit der Modulationsspannung beeinflussen läßt. Ein vorhandener Quarzoszillator ist deshalb nach der angegebenen Schaltung umzuändern, wobei man als Kapazitätsdiode eventuell auch eine Siliziumdiode einsetzen kann. An den NF-Eingang des Reaktanzmodulators wird über Koaxialkabel der 2stufige Mikrofonvorverstärker angeschlossen, dessen Eingang für ein dynamisches Mikrofon ausgelegt ist.

Monitor für den CW-Betrieb

Beim CW-Betrieb ist es üblich, die ausgestrahlten Morsezeichen zur Kontrolle mitzuhören. Für einen solchen Monitor gibt es zahlreiche Schaltungen, eine elegante Lösung wurde in [10] veröffentlicht. Bild 10 zeigt diese Schaltung, deren Hauptbestandteil ein RC-Phasenschiebergenerator

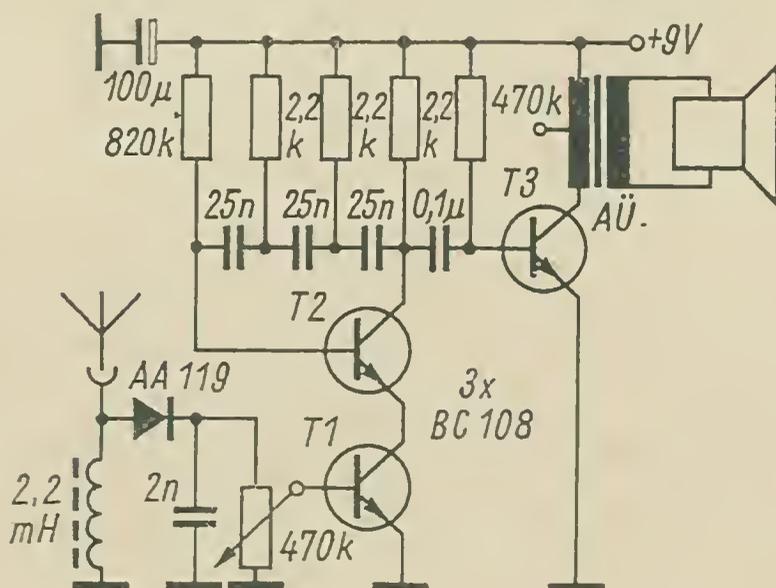


Bild 10 Schaltung für einen CW-Monitor zur Überwachung des Telegrafiesignals [10]

(T 2) mit nachfolgender Lautsprecherstufe (T 3) ist. Durch den gesperrten Transistor T 1 jedoch schwingt die RC -Schaltung nicht. Erst wenn von der aperiodischen Detektorschaltung ein Signal vom Amateurfunksender über eine 30 cm lange Stabantenne aufgenommen wird, öffnet die entstehende Gleichspannung den Transistor T 1, und die Emitterelektrode von T 2 wird an Masse gelegt. Die Empfindlichkeit der Schaltung stellt man mit dem Potentiometer $470\text{ k}\Omega$ ein. Bei den angegebenen RC -Werten schwingt der Generator etwa mit 1200 Hz.

Antennenabstimmindikator

Die in Bild 11 gezeigte Schaltung ist gedacht als Ergänzung für 2-m-Funksprechgeräte. Würde man ein kleines Skalenlämpchen als Antennenabstimmindikator verwenden, dann wäre der Verlust an HF-Energie zu

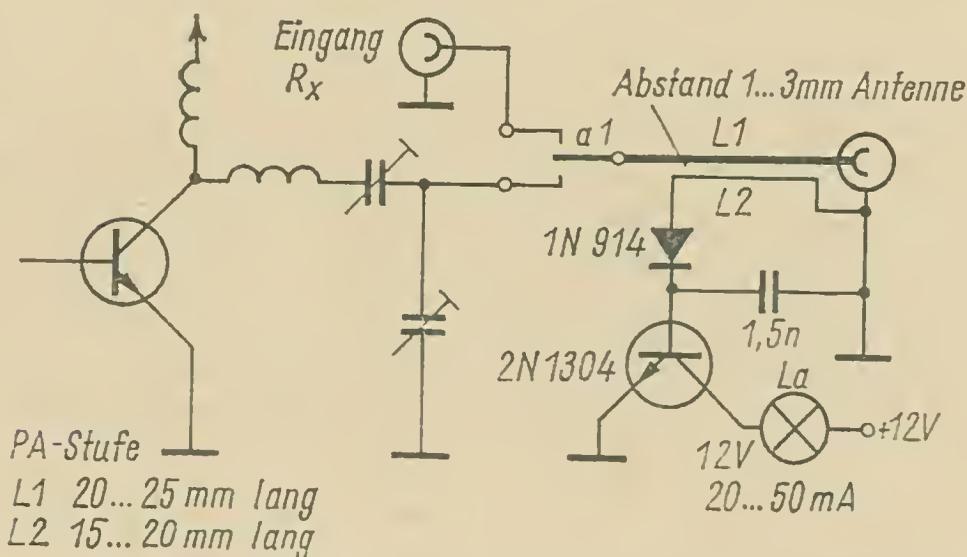


Bild 11 Antennenabstimmmanzeige für 2-m-Funksprechgerät [11]

groß. Steuert man jedoch die Helligkeit der Skalenlampe über einen Transistor, dann geht nur die geringe Eingangsleistung des Transistors verloren [11]. Die Umschaltung Senden – Empfang erfolgt mit dem Relaiskontakt a 1. Bei Sendebetrieb wird ein geringer Teil der HF-Energie von L 2 aufgenommen. Nach einer Gleichrichtung steuert die entstehende Gleichspannung den Transistor so, daß das im Kollektorkreis liegende Skalenlämpchen je nach Größe der Gleichspannung aufleuchtet. Alle Bauteile (bis auf das Skalenlämpchen) finden Platz auf einem kleinen Winkel, der mit an der Antennen-Koaxialbuchse befestigt wird. Das Skalenlämpchen kann man an einer günstigen Stelle des Gehäuses des 2-m-Funksprechgeräts anbringen.

2-m-Antennenverstärker

Für 2-m-Stationen in ungünstiger Empfangslage ist ein Antennenverstärker erforderlich. Allerdings kommt ein solcher Antennenverstärker

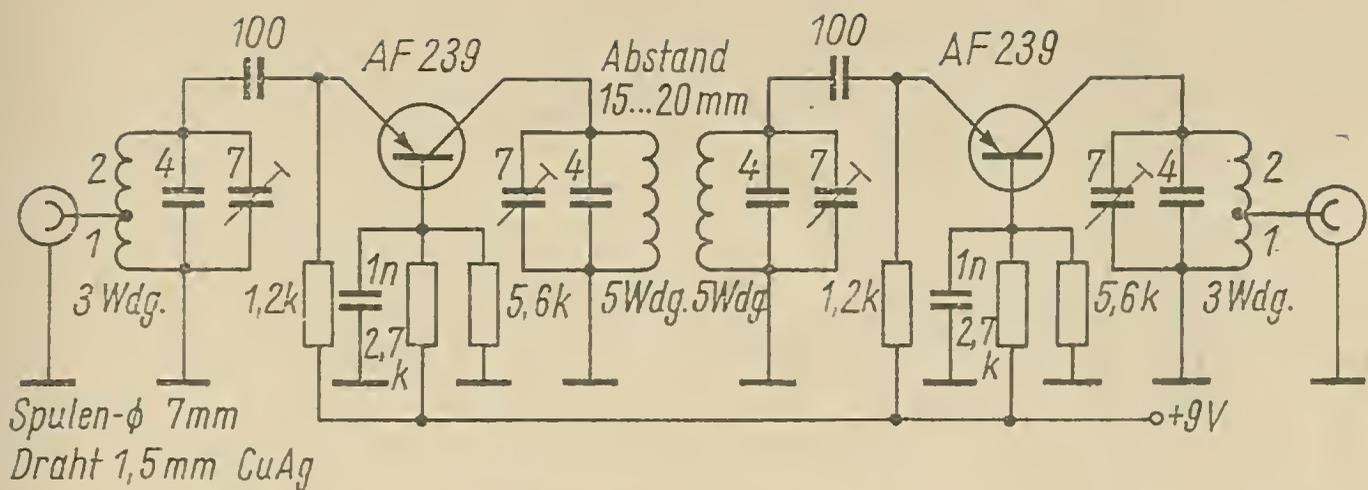


Bild 12 2stufiger Antennenverstärker für das 2-m-Band [12]

nur dann voll zur Geltung, wenn er direkt an der Antenne angebracht wird, also zwischen Antenne und Kabel. Mit Relaiskontakten setzt man dann bei Sendebetrieb den Antennenverstärker außer Betrieb. Der in Bild 12 dargestellte 2-m-Antennenverstärker ist 2stufig und hat eine Verstärkung von etwa 15 bis 20 dB. Beide Stufen sind über ein Bandfilter gekoppelt. Durch entsprechende Abstimmung der einzelnen Kreise und Einstellung der Bandfilterkopplung wird die erforderliche Bandbreite von 2 MHz erzielt [12].

Einfacher 2-m-Peilempfänger

Benutzt man zur Fuchsjagd leistungsstärkere Fuchssender, dann genügt dem Fuchsjäger eine einfache Schaltung für den Peilempfänger. Bild 13 zeigt eine solche Schaltung für einen 2-m-Peilempfänger, wie er von holländischen Funkamateuren benutzt wird [13]. Die Schaltung besteht aus einer HF-Vorstufe in Basisschaltung, einem Superregenerativaudion in Basisschaltung und einem 2stufigen, direktgekoppelten NF-Verstärker. Die Rückkopplung wird mit P 1 betätigt, wobei man einmalig mit P 2 einen günstigen Bereich der Betriebsspannung für das Audion einstellt. Die Frequenzabstimmung erfolgt mit dem Zwischenkreis, der Eingangskreis wird fest auf Bandmitte gelegt. Der NF-Ausgang ist für einen Kristallohrhörer dimensioniert. Für einen dynamischen Ohrhörer kann der Widerstand 2,2 k Ω entfallen und der Ohrhörer direkt in den Kollektorstromkreis gelegt werden.

Spulendaten

- $L 1$ — 2 Wdg., 0,8-mm-CuL, 8 mm Durchmesser, in das kalte Ende von $L 2$ gewickelt;
- $L 2$ — 5 Wdg., 1,0-mm-CuAg, 8 mm Durchmesser, freitragend;
- $L 3$ — 3 Wdg., 1,0-mm-CuAg, 7-mm-Spulenkörper mit Abgleichkern;
- Dr — 50 Wdg., 0,3-mm-CuL, 4 mm Durchmesser, mit Nagellack mehrfach bestrichen.

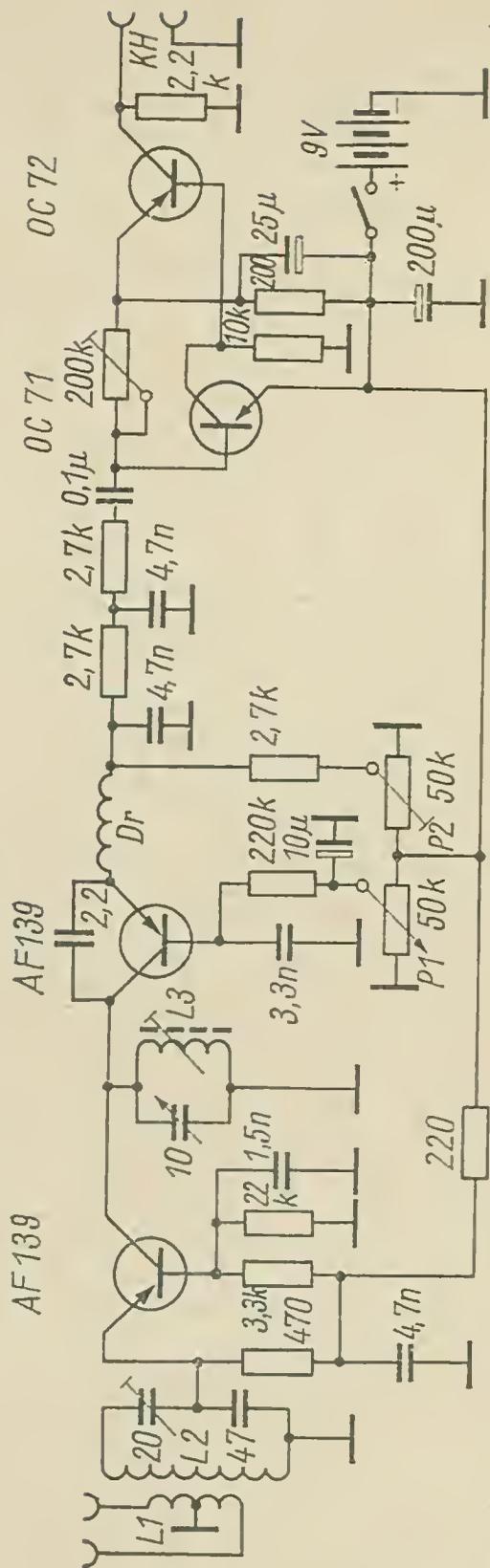


Bild 13 Einfacher Peilempfänger für die 2-m-Fuchsjagd [13]

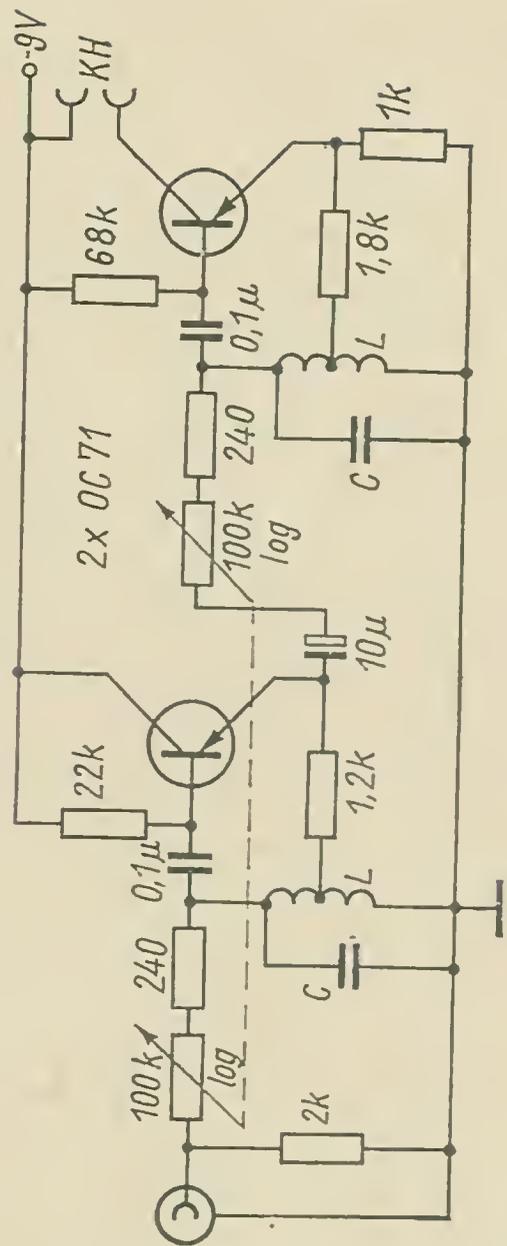


Bild 14 NF-Filter mit variabler Bandbreite für den CW-Amateur [14]

NF-Filter mit variabler Bandbreite

Für den CW-Amateur interessant ist die in Bild 14 wiedergegebene Schaltung eines NF-Filters, dessen 3-dB-Bandbreite mit dem Doppelpotentiometer zwischen 2 Hz (!) und 250 Hz verändert werden kann [14]. Das Filter wird zwischen Empfängerausgang und Kopfhörer geschaltet. Die Schwingkreiselemente für L und C richten sich nach der benutzten NF-Frequenz bei CW-Empfang. Bei 1000 Hz z. B. C etwa $1,5 \mu\text{F}$, L etwa 17 mH.

Literatur

- [1] *Hawker, P.*: Technical topics, Radio Communication, Heft 12/1969, S. 846—847.
- [2] *Di Ming Lee*: Keyed solid state oscillators, CQ-Magazin, Heft 12/1970, S. 38 bis 41, 81.
- [3] *Goodwin, G. E.*: A 10 MHz VFO, Radio Communication, Heft 8/1970, S. 528 bis 531.
- [4] *Carey, P.*: A simple speech compressor, Radio Communication, Heft 6/1969, S. 380, 385.
- [5] *Jones, F. C.*: A phase modulator for xtal controlled VHF-transmitters, CQ-Magazine, Heft 3/1969, S. 24—26.
- [6] *Wherry, D. M.*: An audio notch filter, CQ-Magazine, Heft 1/1968, S. 42—46.
- [7] *Mynett, A. L.*: A vhf fet dip oscillator, Radio Communication, Heft 9/1970 S. 597—601.
- [8] *Rademakers, J. M.*: Experimenten met veldeffekttransistors, Electron, Heft 2/1968, S. 40—41.
- [9] PA o SE, Reflekties, Electron, Heft 7/1969. S. 207—211.
- [10] *Le Masson, J. F.*: Moniteur de telegraphie transistorise, Radio-REF, Heft 3/1969, S. 185—187.
- [11] *Rossaert, J.*: Un indicateur de courant antenne, Radio-REF, Heft 6/1970, S. 427—428.
- [12] *van Bortel, H.*: Antenneversterkers voor 2 meter en 70 centimeter, Electron, Heft 2/1969, S. 41—43.
- [13] *Bosman-Hoekstra*: Peilontvanger voor 2 meter, Electron, Heft 3/1969, S. 72 bis 74; Heft 6/1969, S. 183—184.
- [14] *Hawker, P.*: Technical topics, Radio Communication, Heft 3/1969, S. 173—177.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Farbfernsehgeräte werden noch in Hybrid-Technik gebaut. Mit Ausnahme der röhrenbestückten Stufen Vertikaloszillator, Vertikalendstufe, Horizontaloszillator und Horizontalendstufe sind alle anderen Stufen transistorisiert; d. h., ein modernes Farbfernsehgerät war 1969 nur noch mit 4 Röhren bestückt. Monolithische ICs werden zur Zeit nur im Ton-ZF-Verstärker verwendet.

Die weitere Entwicklung von Farbfernsehgeräten wird hauptsächlich durch die Bildröhre bestimmt. Neue Bildröhren mit 110° Ablenkung und Matrixtechnik bedingen eine neue Konstruktion der Ablenkstufen.

Wahrscheinlich ist, daß in Farbfernsehgeräten eine weitaus größere Anzahl ICs zu einem früheren Zeitpunkt als bei Schwarzweißgeräten benutzt werden. Bis Ende der 70er Jahre dürfte eine Integration von 80% bis 90% erreicht sein. Eine weitere Steigerung ist zu erwarten, wenn Anfang der 80er Jahre der flache Farbbildschirm produktionsreif wird, was eine weitgehende Ausnutzung digitaler Technik im Fernsehgerätebau ermöglichen würde.

Analog geregelte Kleinstthermostaten

Dipl.-Ing. Reiner Hopfer

Allgemeines

Die Temperaturabhängigkeit bestimmter Parameter elektronischer Bauelemente tritt ständig, meist negativ in Erscheinung. Vor allem beim Einsatz aktiver Bauelemente macht sich die Abhängigkeit von der Temperatur im Oszillator als Schwankung der Frequenz, beim Verstärker als Änderung des Verstärkungsfaktors bzw. beim Gleichspannungsverstärker noch zusätzlich als Nullpunktdrift bemerkbar. Oft kann man allerdings in der Praxis die Temperaturabhängigkeit passiver Bauelemente (z. B. bei Widerständen, Kondensatoren) gegenüber der von aktiven Bauelementen (etwa Transistoren) vernachlässigen. Meist genügt es bereits, lediglich die Transistoren einer Schaltung auf konstanter Temperatur zu halten. Eine solche Möglichkeit wird in Variante 1 beschrieben. Diesen Kleinstthermostaten, der geringe Leistung und Volumen erfordert, kann man unter Umständen in tragbaren Geräten einsetzen. Die Schwankung der Gehäusetemperatur bei Transistoren infolge Umgebungstemperaturschwankung wird um den Faktor 10 bis 20 vermindert. Eine 2. Variante der Kleinstthermostaten eignet sich zur Temperaturstabilisierung ganzer Baustufen (Oszillatoren, temperaturempfindlichen Eingangsstufen von Verstärkern u. ä.). Die Innentemperaturschwankung dieses Thermostaten infolge Änderung der Umgebungstemperatur wird um den Faktor 50 bis 100 verkleinert.

Exakte Ergebnisse wurden mit Platin-Temperaturmeßfühlern, Meßverstärkern, Kompensationsbandschreibern, Schnellschreibern und Klimaschrank gewonnen.

Wirkungsweise

Die Wirkung der meisten Thermostaten beruht auf dem Prinzip der Zweipunktregelung. Der Heizkreis wird über ein Relais ein- bzw. ausgeschaltet. In diesem Fall benutzt man eine andere Möglichkeit: die des kontinuierlich geregelten Heizkreises. Der zweipunktgeregelte Thermostat

bietet mehrere Vorteile [1], [2]. Nachteilig kann sich allerdings evtl. die periodische, wenn auch geringe Innentemperaturschwankung (verformte Sägezahnschwingung) auswirken (Bild 1). Die beschriebenen Thermostaten basieren auf einem einfachen analog arbeitenden Regelkreis (näherungsweise P-Regelung) [3], [4].

Ein Temperaturfühler führt einen von der Temperatur abhängigen Strom einem Gleichspannungsverstärker zu. Die in der Endstufe dieses Verstärkers erzeugte Wärmeenergie des Transistors (ggf. eines Kollektorwiderstands) wird zur Beheizung des Thermostaten benutzt. Der Regelkreis wird durch die wärmeleitende, verzögernd wirkende Verbindung zwischen Heizung und Temperaturfühler geschlossen (Bild 2). Schaltet man den Thermostaten ein, so fließt bis zum Erreichen einer Temperatur — die etwa 0,5 grad unter der Solltemperatur liegt — ein maximaler Heizstrom: Der Endstufentransistor ist leitend. Weiteres Ansteigen der Innentemperatur bewirkt mehr oder minder starkes Aufsteuern der 1. Stufe des Verstärkers: Der Heizstrom verringert sich, bis nach einiger Zeit wieder Gleichgewicht zwischen zugeführter Heizenergie und Wärmeenergieverlust besteht. Jede Änderung der Innentemperatur des Thermo-

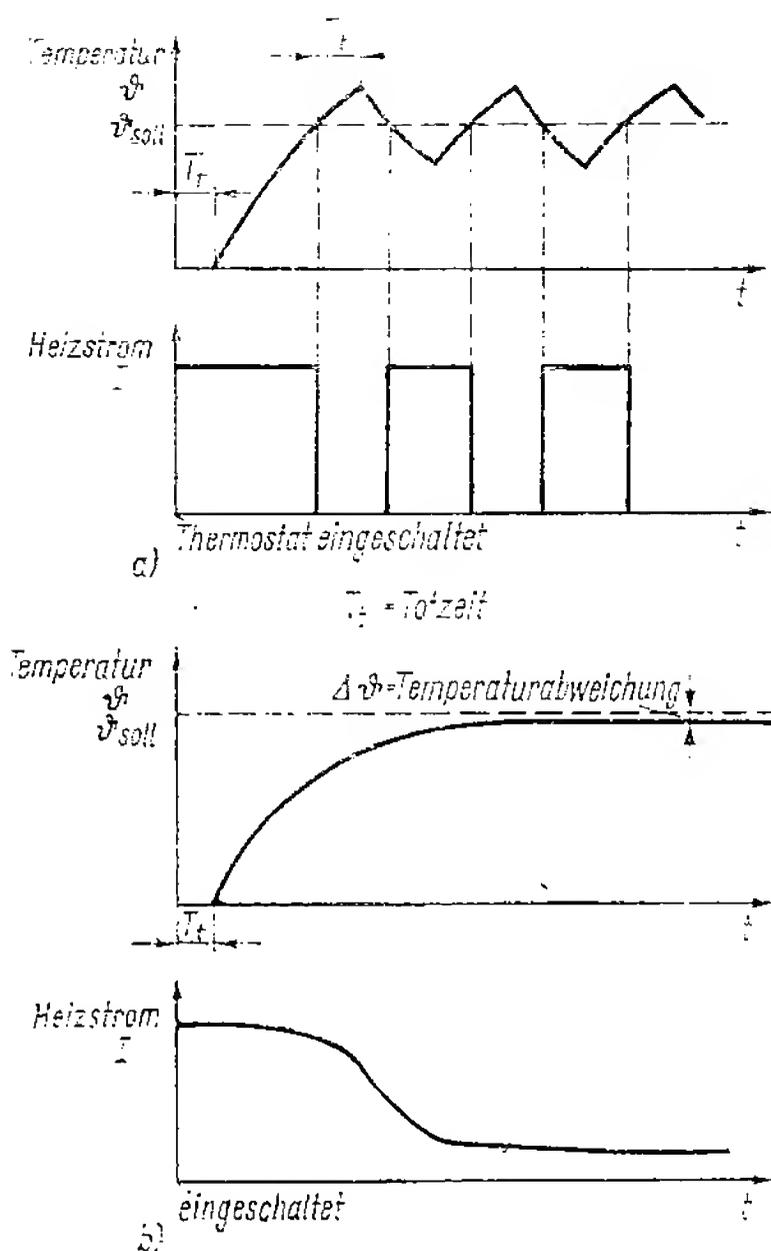


Bild 1
Temperaturverlauf
(schematisiert) im Innern
eines Thermostaten;
a — bei Anwendung einer Zwei-
punktregelung, b — bei An-
wendung einer stetigen
P-Regelung

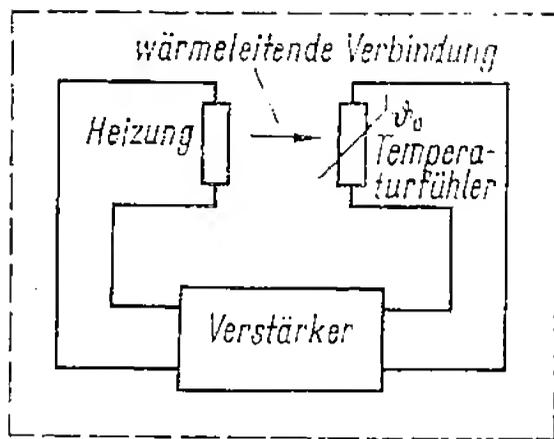


Bild 2
Prinzip der verwendeten analogen Regelung
im Thermostaten

staten (z. B. durch die Umgebungstemperatur) wird mit entsprechender Stromänderung der Endstufe „beantwortet“, d. h. mit einem Ausregeln der Thermostatinnentemperatur. Wie bei jeder proportional wirkenden Regelung hängt der verbleibende Temperaturfehler von der Umgebungstemperatur ab (nimmt z. B. die Umgebungstemperatur ab, dann ergibt sich eine größere Abweichung der Innentemperatur von der Solltemperatur). Die Größe des Temperaturfehlers wiederum wird in erster Linie von dem Verstärkungsfaktor des Gleichspannungsverstärkers bestimmt.

Aufbau

Variante 1

Bild 3 zeigt die Schaltung. T 2 wirkt als Heizelement. Der Thermostatbaustein besteht aus einem Aluminiumblock von etwa $20 \text{ mm} \times 20 \text{ mm} \times 15 \text{ mm}$ (s. Bild 4). Mit dieser Anordnung läßt sich die Gehäusetemperatur von 2 bis 3 externen Transistoren stabilisieren. (Bedingung ist natürlich, daß diese Transistoren selbst nicht so viel Wärmeenergie erzeugen, daß die Funktion des Thermostaten gestört wird.)

Als Temperaturfühler eignen sich Thermistoren unterschiedlichster Bauform (Perlenform, Röhrenform, aufschraubbare Thermistoren). Beste wärmeleitende Verbindung zwischen Aluminiumkörper und tempe-

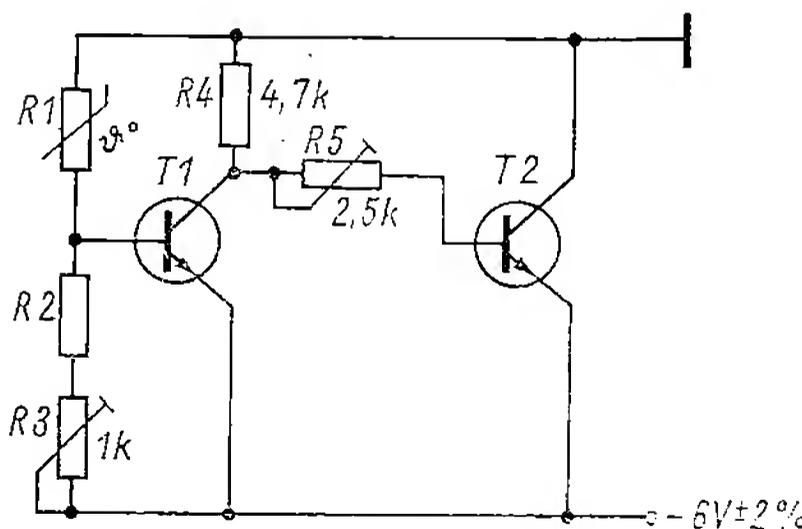


Bild 3
Schaltung des Thermostaten
(Variante 1);
R 1 — Thermistor TNM 33 kΩ
(oder ähnlicher Typ
10 bis 50 kΩ),
R 2 — 400 bis 3000 Ω
(aus Versuch ermitteln),
T 1 — SC 206, SC 207 o. ä.
(Gruppe c oder d),
T 2 — SF 121...SF 123 o. ä.

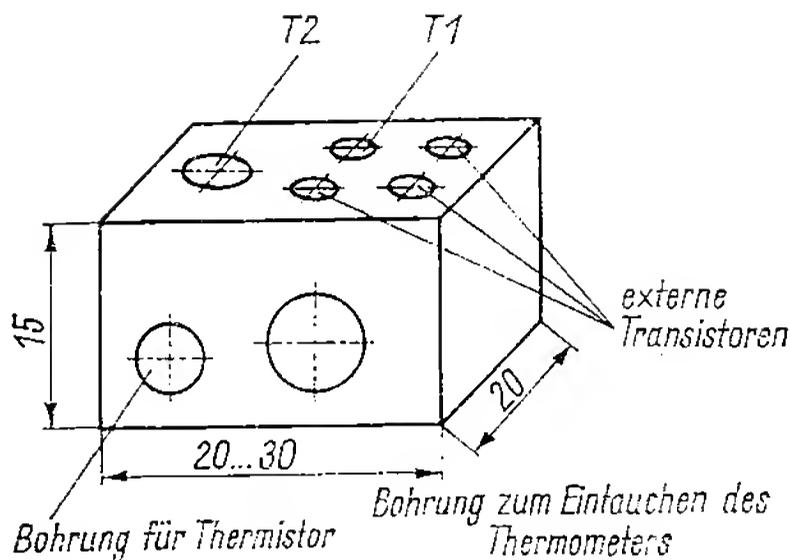


Bild 4
 Skizze für den Thermostatbaustein
 der Variante 1

raturabhängigem Widerstand ist Voraussetzung! Ebenso muß gute Wärmeleitung zwischen den Transistoren (auch die des Gleichspannungsverstärkers) und Aluminiumblock gewährleistet sein. Man beachte ferner, daß bei vielen Si-Transistoren der Kollektor am Gehäuse liegt! Die Solltemperatur läßt sich mit Regler R 1 einstellen; ihre obere Grenze ist durch maximale Betriebstemperatur und Verlustleistung der Transistoren gegeben. Zweckmäßig dürfte eine Bohrung im Aluminiumblock zum Eintauchen eines Thermometers sein. Ist der Thermostat dann eingestellt, benötigt man kein Thermometer mehr.

Erreichte Ergebnisse

a — mit Wärmeisolierung (Thermostat mit 10-mm-Schaumpolystyrol umhüllt)

statische Regelabweichung

$$\Delta\vartheta = \pm 0,4 \text{ grad bei Umgebungstemperaturschwankung von } \pm 10 \text{ grad}$$

Zeitdrift (8 h)

$$\Delta\vartheta = \pm 0,1 \text{ grad (Umgebungstemperatur und Betriebsspannung konstant)}$$

Drift infolge

Betriebsspannungsänderung

$$\Delta\vartheta = \mp 0,4 \text{ grad bei } 5\% \text{ Spannungsänderung}$$

Zeit vom Einschalten bis zum Erreichen der Betriebstemperatur (Einschaltzeit)*

$$t = 9 \text{ min}$$

* Solltemperatur 15 grad höher als Umgebungstemperatur.

zulässige Umgebungstemperatur
(Stabilisierungswirkung)

$$\vartheta \approx (0 \dots 40)^\circ\text{C} \text{ (bei Solltemperatur } 45^\circ\text{C)}$$

aufgenommene Leistung*

$$p \approx 0,4 \text{ W}$$

b — ohne Wärmeisolierung (frei stehend bei ruhender Luft)

statische Regelabweichung

$$\Delta\vartheta = \pm 0,8 \text{ grd bei Umgebungstemperaturschwankung von } \pm 10 \text{ grd}$$

Einschaltzeit*

$$t \approx 13 \text{ min}$$

zulässige Umgebungstemperatur

$$\vartheta \approx (5 \dots 40)^\circ\text{C} \text{ (bei Solltemperatur } 45^\circ\text{C)}$$

aufgenommene Leistung

$$p \approx 0,7 \text{ W}^*$$

Variante 2

Bild 5 zeigt die Schaltung. T 3 und R 8 wirken als Heizung. Das Thermostatgehäuse besteht aus 5 mm dicken Aluminiumplatten und einer 10 mm dicken Aluminiumgrundplatte (Bild 6). Das Innenvolumen beträgt

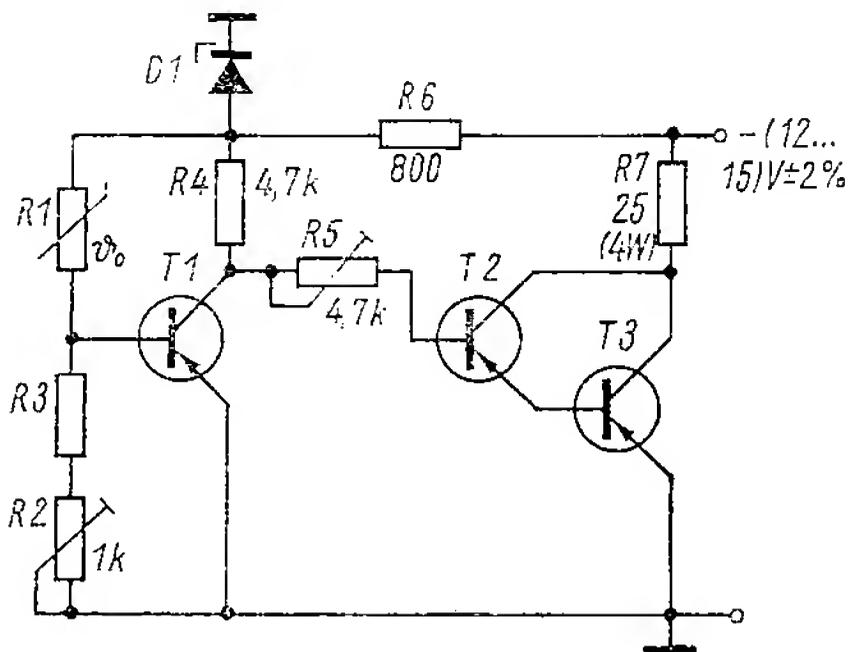


Bild 5

Schaltung des Thermostaten
(Variante 2):

R 1 — Thermistor TNM 33 k Ω
(oder ähnlicher Typ

10 bis 50 k Ω),

R 3 — 500 bis 4000 Ω

(aus Versuch zur Soll-

temperatur ermitteln),

T 1 — GC 100c, GC 116c,

T 2 — GC 116b,

GC 121b, c, GC 301.

T 3 — GD 110 A, B,

GD 150 A, B, GD 180 A, B.

D 1 — ZA 250/8;

alle Widerstände 1/10 W

40 mm \times 40 mm \times 60 mm und reicht aus, den Gleichspannungsverstärker zur Temperaturregelung und etwa einen Oszillator mit Pufferstufen unterzubringen. Auf gute wärmeleitende Verbindung aller Transistoren und des Widerstands R 7 mit dem Gehäuse ist auch in diesem Fall zu achten. (Im Mustergerät sind Widerstand R 7 und Thermistor in längs zur 10 mm dicken Grundplatte verlaufende Bohrungen gelegt.)

* Solltemperatur 15 grd höher als Umgebungstemperatur.

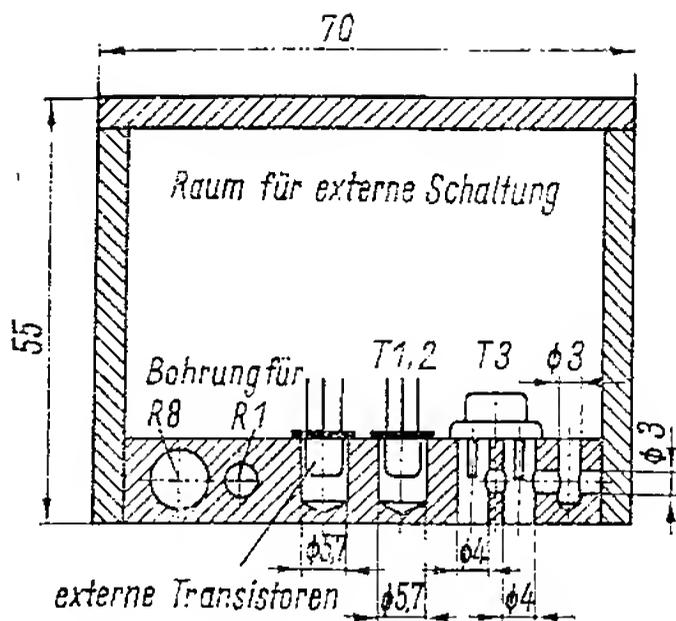


Bild 6
Skizze für den Thermostatbaustein
der Variante 2

Erreichte Ergebnisse

a — mit Wärmeisolierung (Thermostat mit 12-mm-Schaumpolystyrol umhüllt)

statische Regelabweichung

$$\Delta\vartheta = \pm 0,2 \text{ grd bei Umgebungstemperaturschwankung von } \pm 20 \text{ grd}$$

Zeitdrift (8 h)

$$\Delta\vartheta = \pm 0,1 \text{ grd (Betriebsspannung und Umgebungstemperatur konstant)}$$

Einschaltzeit*

$$t \approx 10 \text{ min}$$

zulässige Umgebungstemperatur

$$\vartheta (-20 \dots + 35)^\circ\text{C (Solltemperatur } 40^\circ\text{C)}$$

Drift infolge

Betriebsspannungsänderung

$$\Delta\vartheta = \mp 0,5 \text{ grd bei } 5\% \text{ Spannungsänderung}$$

aufgenommene Leistung*

$$P \approx 0,4 \text{ W}$$

b — ohne Wärmeisolierung (frei stehend bei ruhender Luft)

statische Regelabweichung

$$\Delta\vartheta = \pm 0,4 \text{ grd bei Umgebungstemperaturschwankung von } \pm 10 \text{ grd}$$

aufgenommene Leistung*

$$P \approx 1,5 \text{ W}$$

Einschaltzeit*

$$t \approx 12 \text{ min}$$

* Solltemperatur 15 grd höher als Umgebungstemperatur.

zulässige Umgebungstemperatur

$$\vartheta (+5 \text{ bis } 35)^\circ\text{C}$$

Treten keine Umgebungstemperaturen von $+5^\circ\text{C}$ bzw. -20°C auf, dann kann man die Betriebsspannung auf 9 bis 12 V verringern (dabei verlängert sich die Einschaltzeit). Widerstand $R 7$ kann eventuell verkleinert werden bzw. auch ganz wegfallen.

Hinweise

Da der Arbeitspunkt des Gleichspannungsverstärkers von der Temperatur abhängt, werden die Bauelemente des Regelverstärkers (bei Variante 1 nur die Transistoren, bei Variante 2 sämtliche Bauelemente) in den Thermostaten mit eingeschlossen und auf konstanter Temperatur gehalten. Nur auf diese Weise läßt sich die angegebene Temperaturkonstanz erreichen.

Ein kompliziertes Problem besteht darin, den Regelkreis so aufzubauen, daß Störungen des Gleichgewichts schnell ausgeglichen werden (Übergangsverhalten). Auch muß der Thermostat die Solltemperatur nach dem Einschalten in möglichst kurzer Zeit erreichen. Bestimmend dafür sind außer der Wärmezufuhr (Betriebsspannung) der Verstärkungsfaktor des Gleichspannungsverstärkers und vor allem die verzögerte Rückführung (Zeitkonstante) der Wärmeenergie zum Temperaturfühler. Bei unzureichendem Aufbau (zu große Verzögerung, zu große Verstärkung) kann ein Schwingen (Selbsterregung) des Regelkreises einsetzen, d. h., Temperatur und Heizstrom schwanken periodisch um den Sollwert. Das Einstellen des Thermostaten auf schnelles Ausregeln von Temperaturstörungen ist kritisch und bedarf einiger Experimente. Grundsätzlich sollte man Temperaturfühler möglichst nahe dem wärmeentwickelnden Element anordnen. Verbesserungen in der Regelcharakteristik lassen sich auch durch Verändern der Verstärkung (Regler $R 5$) erreichen. Allerdings ergibt sich durch Verringern der Verstärkung eine Vergrößerung des Temperaturfehlers [5].

Für eine exakte Einstellung ist es günstig, die Kennlinie des Thermostaten experimentell zu bestimmen. Man erhitzt den Thermostaten im interessierenden Temperaturintervall sehr langsam (z. B. durch einen externen Heizwiderstand) bei abgeschalteter Betriebsspannung. Mit einem gut ablesbaren Thermometer ($\frac{1}{10}$ -grad-Teilung) wird die Innentemperatur des Thermostaten sowie der dazugehörige Strom der Endstufe gemessen und aufgetragen. Die Betriebsspannung ist an den interessierenden Temperaturpunkten kurz einzuschalten und der entsprechende Strom abzulesen. In jedem Fall ergibt sich eine Kennlinie, ähnlich der in Bild 7 gezeigten. Wärmeisolierung und Größe der Betriebsspannung müssen nun so dimensioniert werden, daß der Arbeitsstrom möglichst in

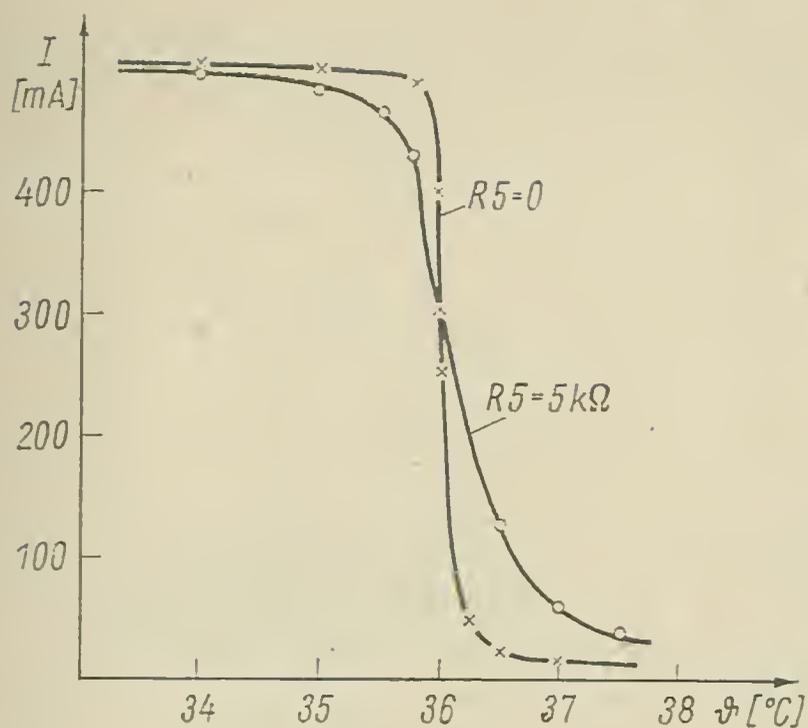


Bild 7
Experimentell
ermittelte Kennlinien
eines Thermostaten
der Variante 2

den mittleren Teil des steilen Abfalls der Kurve zu liegen kommt. Dann lassen sich Störungen (Umgebungstemperaturerhöhung oder -verringern) gut ausregeln. Der maximale Temperaturfehler kann ebenfalls aus dem Diagramm abgelesen werden. Außerdem hängt die Temperaturstabilität natürlich vor allem von der Konstanz der Betriebsspannung ab. (Ein 2stufiger Differenzverstärker mit nachgeschalteter Endstufe würde in dieser Hinsicht eine Verbesserung ergeben.) Zweckmäßig entnimmt man die Betriebsspannung einem elektronisch stabilisierten Netzteil.

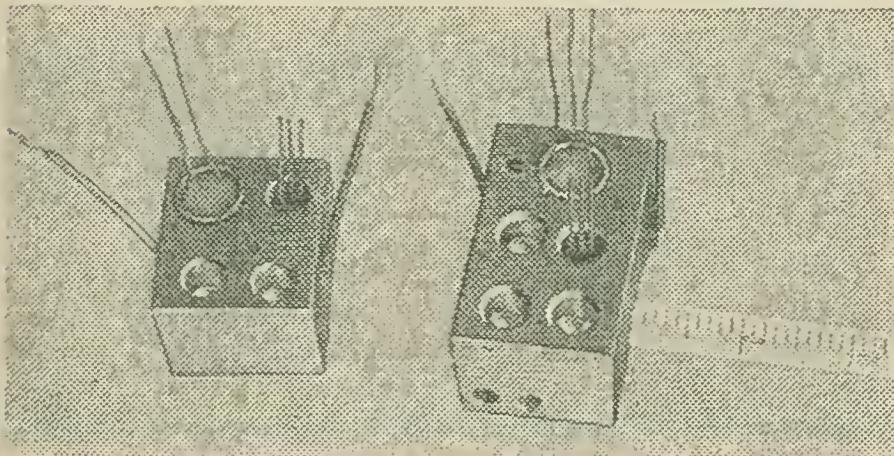


Bild 8
Ansicht des Thermostat-
bausteins der Variante 1
(ohne Wärmeisolierung);
die freien Bohrungen
dienen zur Halterung
der externen Transistoren

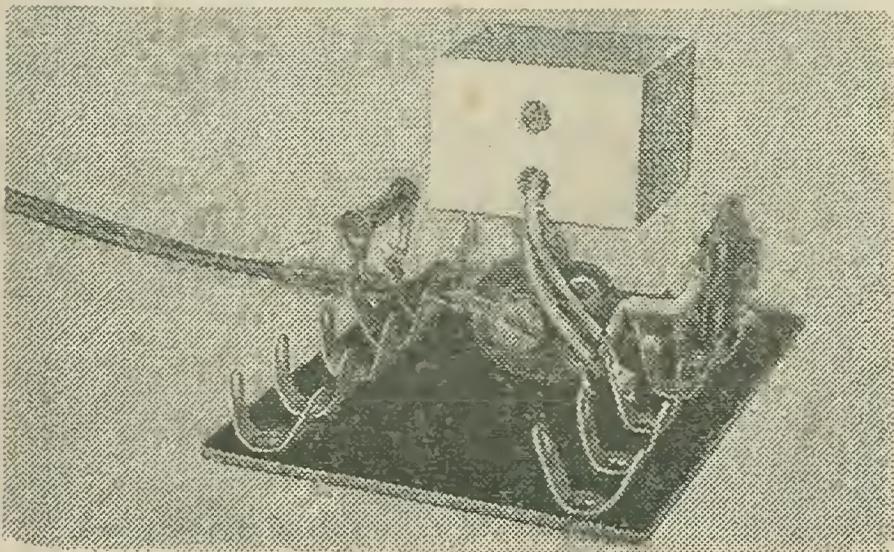


Bild 9
Verdrahteter Thermostat
der Variante 1
(ohne Wärmeisolierung)

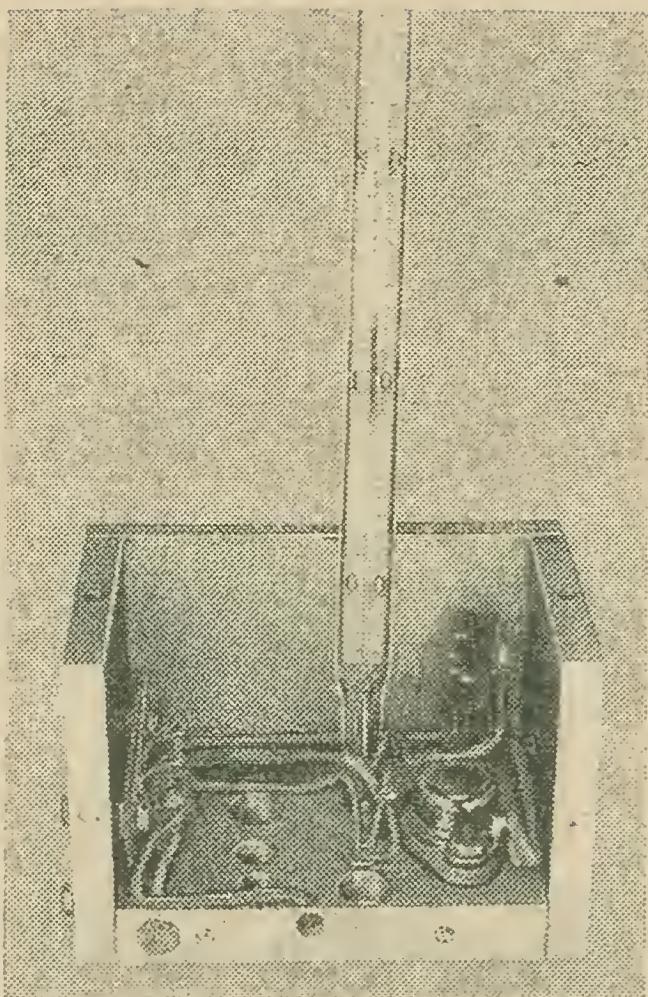


Bild 10
Thermostatbaustein der Variante 2
(geöffnet); die freien Bohrungen
in der Grundplatte dienen
zur Halterung der externen Transistoren

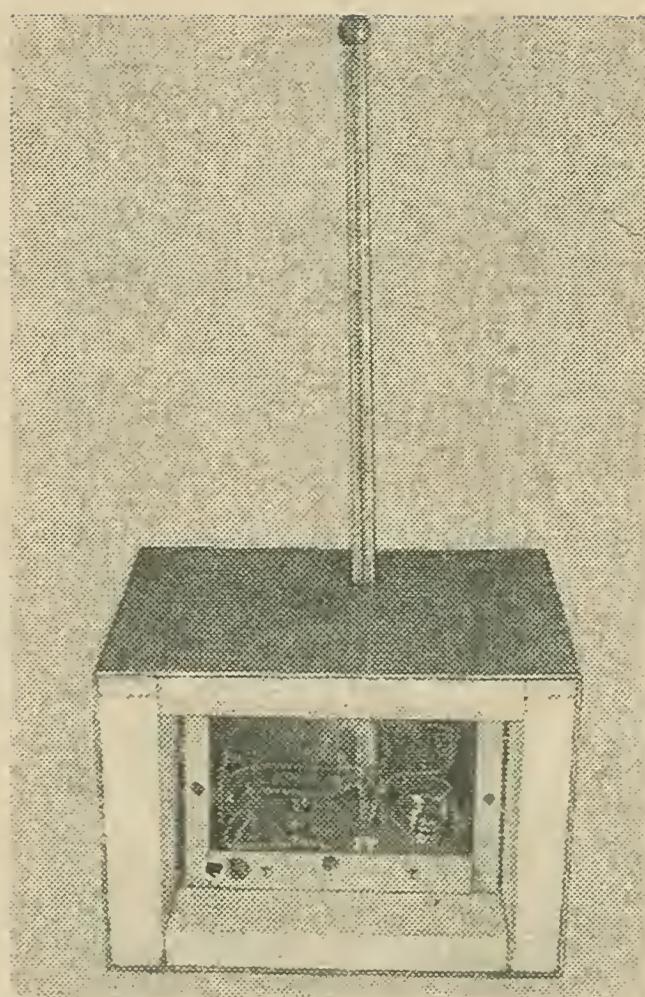


Bild 11
Ansicht des Thermostatbausteins
der Variante 2 mit Wärmeisolierung

Die Wahl der Transistoren an sich ist absolut unkritisch. Einzige Bedingung: Die Grenzdaten der Transistoren, besonders die des Endstufentransistors, dürfen nicht überschritten werden. Der angegebene Transistortyp und die Schaltung des Gleichspannungsverstärkers in den vorgestellten Varianten dienen nur als Beispiele, andere Ausführungen sind durchaus möglich. Die Bilder 8, 9, 10 und 11 zeigen Beispiele zum Aufbau der Thermostaten.

Literatur

- [1] *Hartmann, G.*: Regelkreise mit Zweipunktreglern, Reihe Automatisierungstechnik, Nr. 33, VEB Verlag Technik, Berlin.
- [2] *Samal, E.*: Grundriß der praktischen Regelungstechnik, Verlag R. Oldenbourg, München 1960.
- [3] *Popow, E. P.*: Einführung in die Regelungs- und Steuerungstechnik, VEB Verlag Technik Berlin 1964.
- [4] *Schwarze, G.*: Regelkreise mit I- und P-Reglern, Reihe Automatisierungstechnik, Nr. 10, VEB Verlag Technik, Berlin.
- [5] *Oppelt, W.*: Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge, VEB Verlag Technik Berlin 1964.

Elektronische Sicherung für Transistornetzteile

Jörg Niltop

Für halbleiterbestückte Stromversorgungsgeräte, besonders für Experimentiernetzteile, ist der Einsatz einer elektronischen Sicherung unumgänglich, will man nicht den Regeltransistor, mindestens aber 2 Dioden des *Graetz*-Gleichrichters bei jedem Kurzschluß einbüßen. Ebenso sichert diese Schaltung bei langsam steigender Belastung den Stromversorgungsteil; auch wird das angeschlossene Gerät vor größerem Schaden bewahrt. Die elektronische Sicherung wurde mit Transistoren aus dem *Transistor-Bastlerbeutel 1* aufgebaut.

Die Schaltung der Sicherung nach [1] besteht vor allem aus einem bistabilen Multivibrator. An einem Längswiderstand R_s im Verbraucherstromkreis fällt eine Spannung ab. Der Widerstand ist vertretbar (obwohl sich sein Wert zum Innenwiderstand der Spannungsquelle addiert), da er nur wenige Milliohm beträgt.

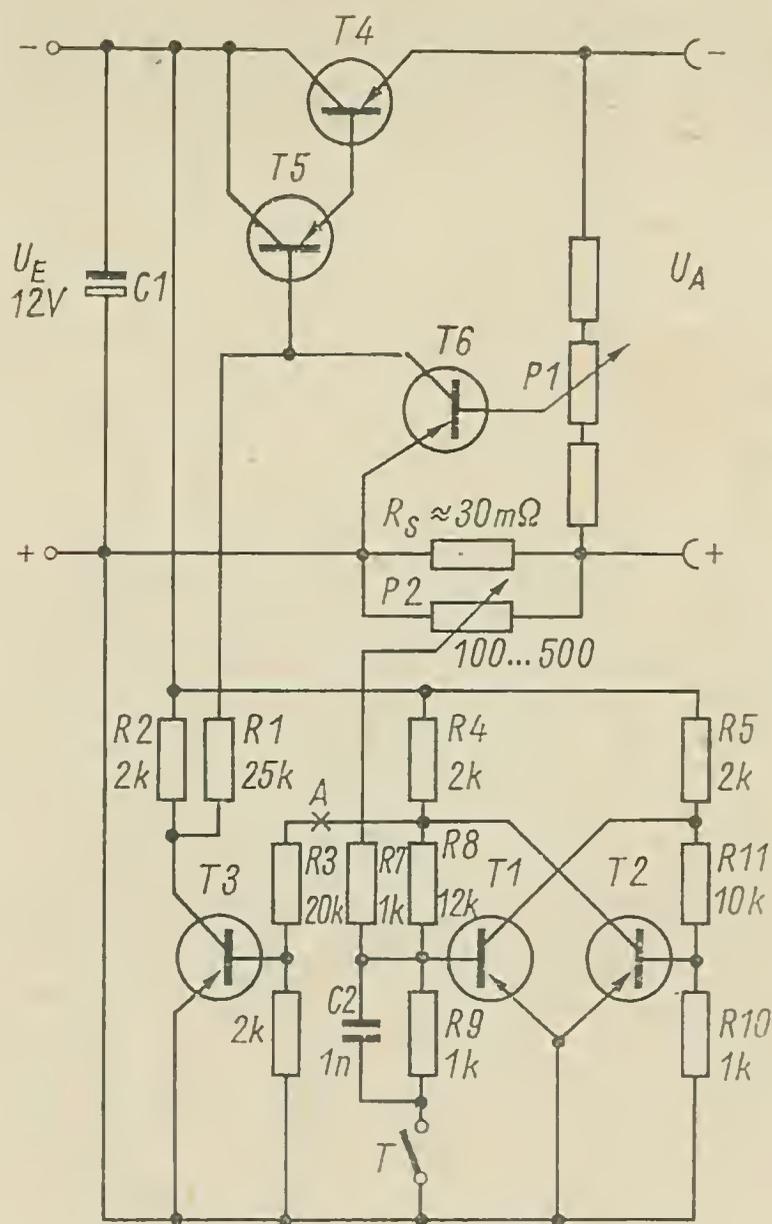
Die Spannung, die an diesem Widerstand abfällt, ist in ihrem Wert mit der Beziehung

$$U = I \cdot R \quad (R = \text{konst.})$$

vom Verbraucherstrom abhängig. Es gilt $U \approx I$. Überschreitet I einen bestimmten Wert, so erreicht U bei geeigneter Dimensionierung der Bauelemente die Schwellspannung des bistabilen Multivibrators. Der Multivibrator kippt in die andere Lage und sperrt sofort über einen Transistor zur Verstärkung den Regeltransistor im Netzteil.

Durch kurzzeitiges Drücken einer Taste entsteht ein Impuls, der den bistabilen Multivibrator in den Ausgangszustand zurückversetzt, sobald die Überlastung beseitigt ist.

Im Gegensatz zu [1] wird für Stromversorgungsgerät und Multivibrator nur eine Spannungsquelle benutzt. Die Schaltspannung für den bistabilen Multivibrator kann man regelbar vom Schleifer eines dem Längswiderstand parallelgeschalteten Potentiometers abgreifen. Damit ist die Möglichkeit gegeben, das Potentiometer mit einer Skala zu versehen, die die Stromstärke angibt, bei der die elektronische Sicherung anspricht. Im



T1, T2, T3, T6 : 50...100 mW
 T4 : 1... 4 W
 T5 : 150 mW

Bild 1
 Schaltung der elektronischen
 Sicherung mit T 1 bis T 3

Normalfall ist T 1 gesperrt, T 2 geöffnet. Erreicht die Steuerspannung den Schwellwert, so schaltet T 1 durch, T 2 wird gesperrt sowie T 3 über den Kollektor von T 2 geöffnet. Die Kollektorspannung an T 3 sinkt, die Transistoren T 4 und T 5 sperren.

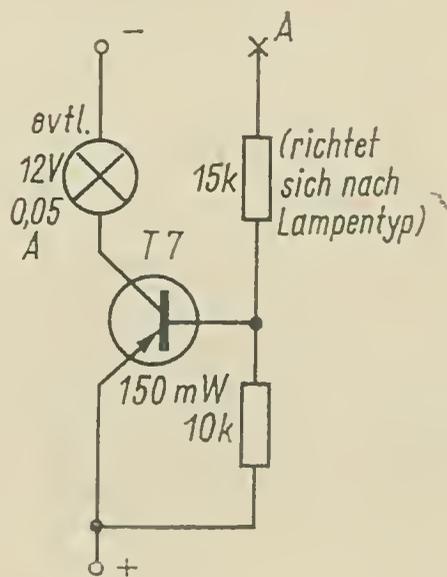


Bild 2
 Glühlampenanzeige für den Kurzschlußfall

Wird die Ausgangsspannung nicht durch ein Meßgerät angezeigt, so kann man durch eine einfache Schaltung nach Bild 2 ein Lämpchen anschließen, das im Fall eines Kurzschlusses leuchtet.

Die elektronische Sicherung sowie die Transistoren T 5 und T 6 wurden auf einer Leiterplatte (60 mm × 50 mm) untergebracht. Die Lage der

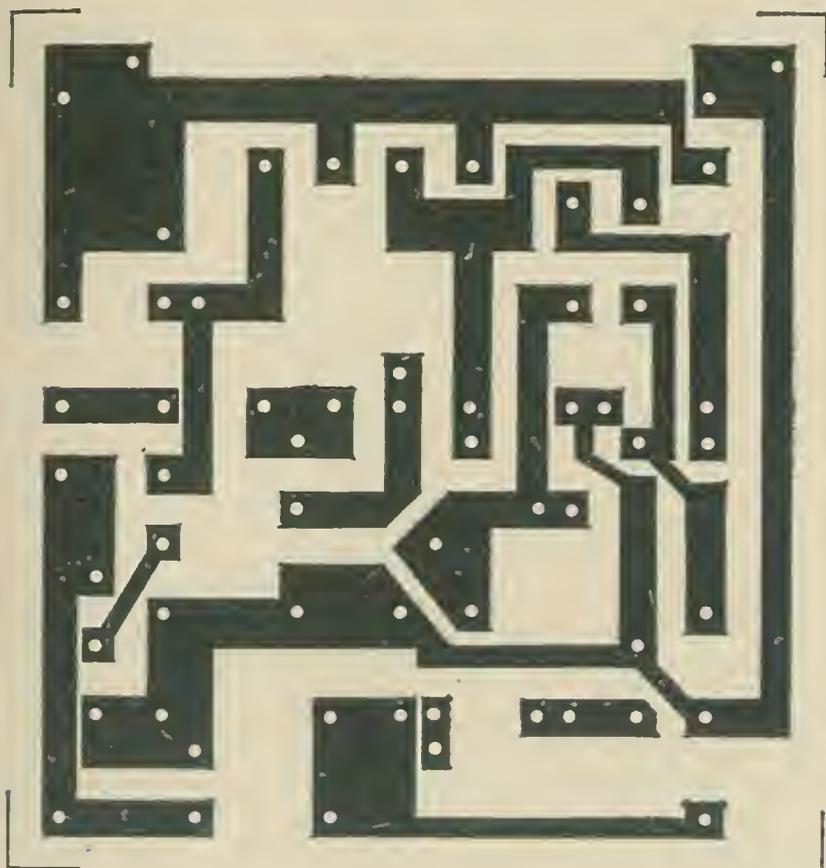


Bild 3
Platinenvorlage
(60 mm × 50 mm)
für die elektronische
Sicherung

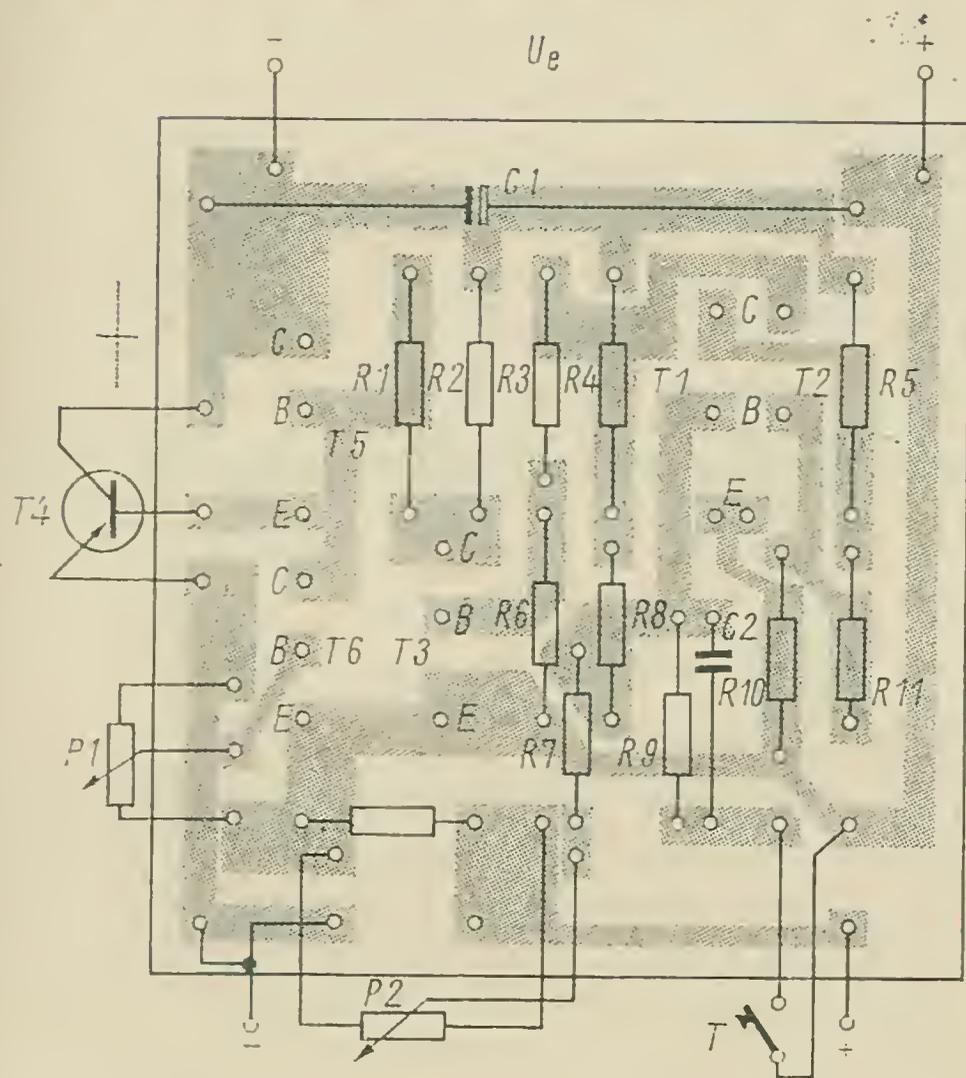


Bild 4
Bestückungsplan
für die Platine
nach Bild 3

Anschlüsse ergab sich aus der mechanischen Anordnung. Die Leiterplatte ist senkrecht vor dem Kühlblech des Regeltransistors T 4 eingebaut. Für den Regelnetzteil erübrigt sich eine Beschreibung, da schon zahlreiche Schaltungen darüber veröffentlicht wurden.

Für die beiden Transistoren des bistabilen Multivibrators ist nicht unbedingt ein Pärchen erforderlich; es genügt, wenn beide Transistoren etwa die gleiche Stromverstärkung haben, mindestens aber $\beta = 30$. Im Mustergerät wurden Bastlertransistoren verwendet.

Literatur

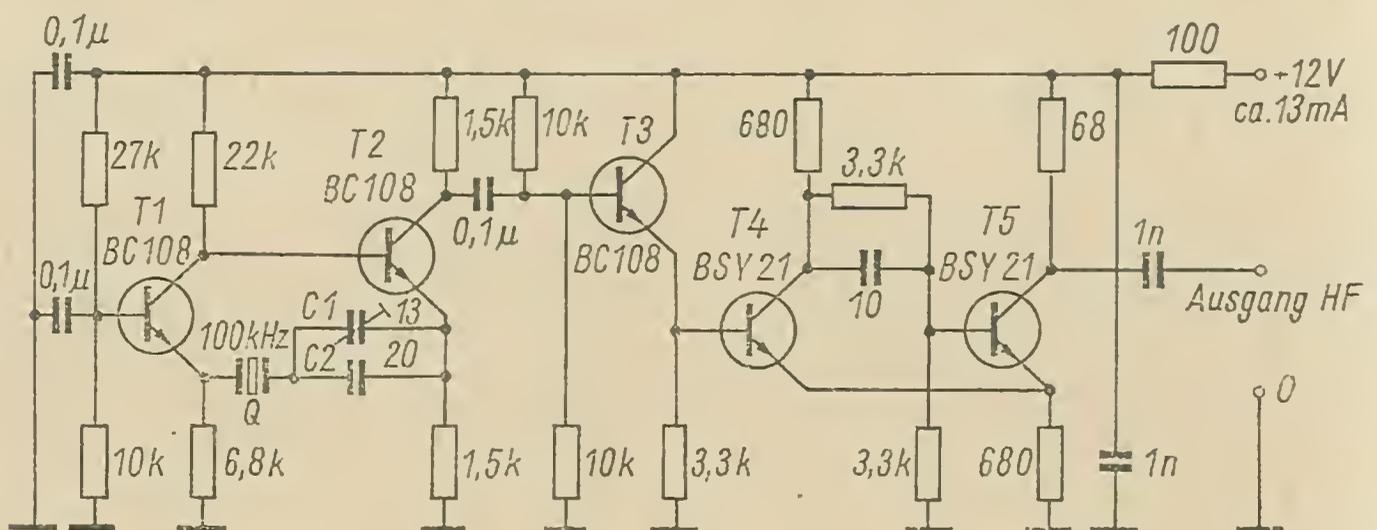
- 1) Lennartz/Taeger: Transistorschaltungstechnik, Radio-Foto-Kinotechnik Verlag GmbH, Berlin-Borsigwalde 1963.

Ein VHF-UHF-Eichpunktgeber

Die einfache Schaltung von DC 6 IIY (UKW-Berichte, 1970, Heft 1) arbeitet ohne Schwingkreise und liefert mit einem Quarz von 100 kHz bzw. 1 MHz (ohne Schaltungsänderung austauschbar) kräftige Eichpunkte bis ins 70-cm-Band. Mit T 1 und T 2 schwingt der Quarz in Butler-Schaltung auf seiner Grundwelle, die mit C 1 genau auf Sollwert gezogen werden kann (z.B. Frequenzvergleich mit WWV). Durch C 2 ($TK + 100 \cdot 10^{-6}/^{\circ}C$) wird der Temperaturfrequenzgang des Quarzes kompensiert. Am Kollektor von T 2 koppelt man die Quarzfrequenz aus und führt sie über eine Emitterfolgertrennstufe T 3 dem Schmitt-Trigger T 4 - T 5 zu.

Diese Kippschaltung liefert bei Überschreiten einer bestimmten Eingangsspannung Rechteckschwingungen mit der Quarzfrequenz als Grundfrequenz. Die Impulsflanken sind durch die schnellen Schalttransistoren besonders steil, so daß im Rechtecksignal Oberwellen sehr hoher Frequenz auftreten. Das Tastverhältnis des Schmitt-Triggers ist stark unsymmetrisch, deshalb sind im Oberwellenspektrum auch die geradzahlgigen Harmonischen enthalten, was bei einem Verhältnis Impulslänge zu Pausenlänge von 1 : 1 nicht der Fall wäre. Am Kollektor von T 5 wird das ganze Spektrum über einen Trennkondensator niederohmig (etwa 60 Ω) ausgekoppelt.

Die Betriebsspannung muß gut gesiebt sein, ein Restbrumm erzeugt verbrummte Oberwellen, vor allem im UHF-Bereich. Als T 1 bis T 3 nimmt man beliebige Si-npn-Typen, als T 4 und T 5 schnelle Schalttransistoren (die auch oberhalb 300 MHz noch reichlich Oberwellen erzeugen) und lötet sie so kurz wie möglich ein.



Es wird ein digital einstellbarer Netzteil mit elektronischer Stabilisierung der Ausgangsspannung beschrieben. Die Ausgangsspannung kann in Sprüngen von 0,5 V von 0 bis 19,5 V verändert werden. Gegenüber den gebräuchlichen Netzgeräten, bei denen man zur Einstellung ein Potentiometer benutzt, wird bei diesem Gerät die gewünschte Ausgangsspannung mittels 3 Schaltern eingestellt. Es konnte dadurch ein Spannungsmesser eingespart werden. Der dem Netzteil maximal entnehmbare Strom beträgt 1 A. Zur Sicherung des Stabilisierungsteils gegen Kurzschluß beschränkt eine eingebaute Strombegrenzung den maximalen Ausgangsstrom auf 1 A.

Bild 1 zeigt die Schaltung des elektronisch stabilisierten Netzteils. Die mit der stabilisierten Spannung zu versorgende Last liegt im Emitterkreis des Transistors T 1. Dieser Transistor arbeitet also in Kollektorschaltung und dient als Stellglied für die automatische Spannungsstabilisierung. Wegen des großen Steuerstroms von T 1 wurde vor diesen ein 2. Transistor geschaltet, der ebenfalls in Kollektorschaltung arbeitet. Die beiden Transistoren bilden also eine *Darlington*-Schaltung.

Welche Anforderungen werden an den Leistungstransistor gestellt?

Zunächst ist die größte auftretende Eingangsspannung zu bestimmen. Der Netzteil soll noch bei Spannungsänderungen von +10% und -15% sicher arbeiten. Die kleinste Eingangsspannung für den Stabilisierungsteil ergibt sich aus der gewünschten maximalen Ausgangsspannung. Für $U_{e \min}$ gilt

$$U_{e \min} = U_{a \max} + U_{R13} + U_{BET1} + U_{BET3}$$

Bei einem Spannungsabfall von etwa 2 V an dem zur Strombegrenzung gehörenden Widerstand R 13 ergibt sich für die kleinste erforderliche Eingangsspannung ein Wert von 23 V.

U_{BET1} und U_{BET3} sind mit jeweils 0,75 V, $U_{a \max}$ mit 19,5 V angesetzt. Aus Sicherheitsgründen wurde 25 V gewählt; diese Gleichspannung muß also am Kondensator C 1 liegen, wenn die Netzspannung 15% weniger

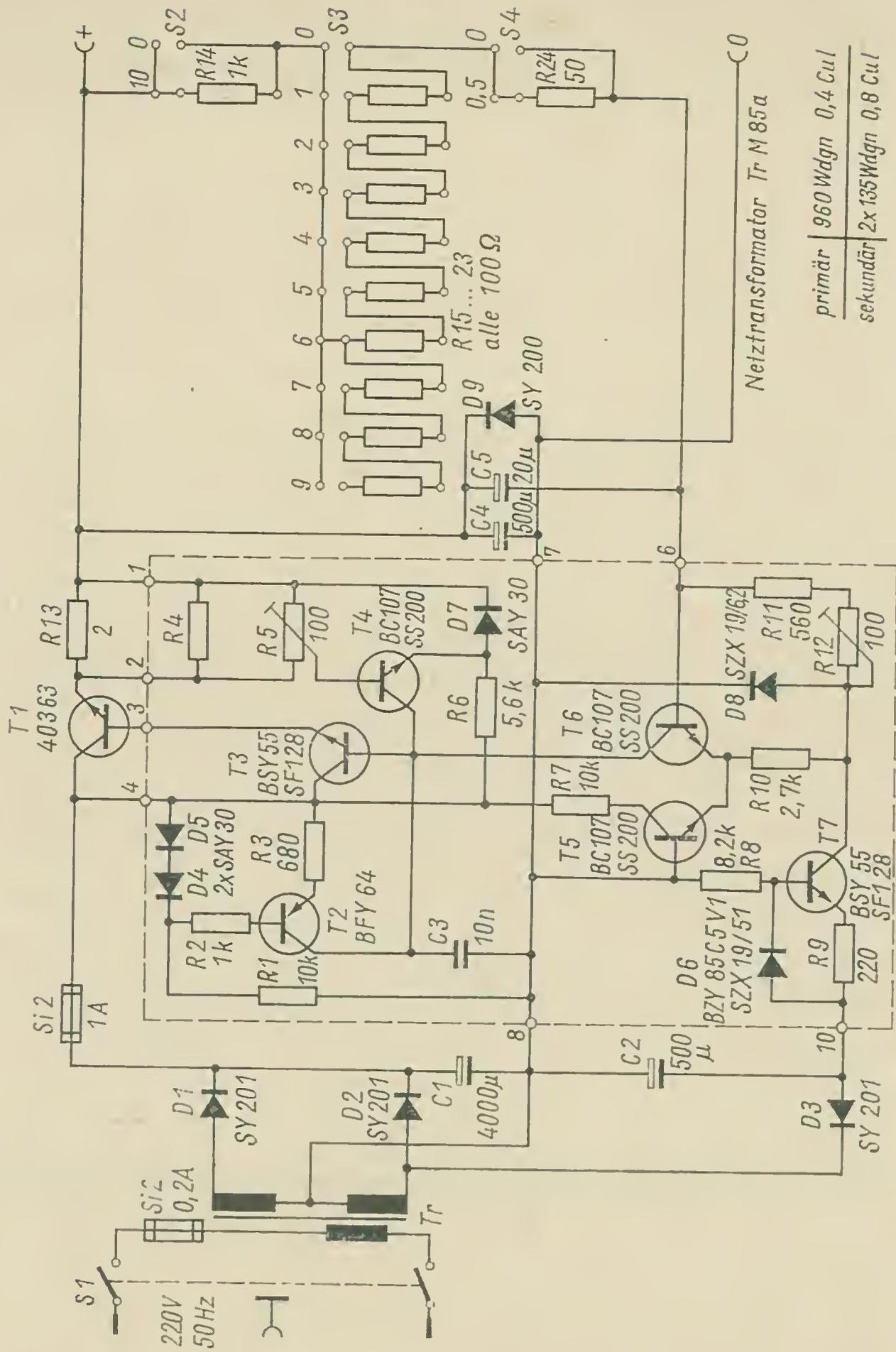


Bild 1 Schaltbild des digital einstellbaren Netzteils

als ihr Sollwert beträgt. Die maximale Eingangsspannung kann nun mit der in [1] angegebenen Formel

$$U_{e \max} = \frac{U_{e \min} \cdot (1 + a)}{(1 - b)}$$

berechnet werden. Die Werte für a und b ergeben sich aus der Plus- und Minustoleranz zu $0,1$ und aus der Minustoleranz zu $0,15$. Aus diesen Angaben errechnet sich die maximale Eingangsspannung zu $32,4$ V. Der Spannungswert bei 220 V Netzspannung ist dann

$$U_{e \text{ nenn}} = \frac{U_{e \min}}{(1 - b)}, \quad \text{also } 29,4 \text{ V.}$$

Der Leistungstransistor muß daher eine Sperrspannung von wenigstens 35 V haben. Es ist ratsam, einen Typ mit einer Sperrspannung von 50 V zu verwenden. Der maximale Strom braucht zwar nur 1 A zu sein, der Transistor sollte jedoch einen maximalen Kollektorstrom von 2 A vertragen. Die Verlustleistung läßt sich nur annähernd bestimmen. Zur genaueren Berechnung ist die Kenntnis des Innenwiderstands der Speisenspannungsquelle erforderlich. Die angegebene Berechnung reicht aber in jedem Fall für den Amateur aus.

Die größte Verlustleistung tritt im Stelltransistor dann auf, wenn der Ausgang kurzgeschlossen wird und zur gleichen Zeit die maximale Eingangsspannung anliegt. Der Strom, der dann auftritt, wird auf 1 A begrenzt. Wie man das erreicht, ist weiter unten beschrieben. An dem Leistungstransistor T 1 liegt die gesamte Eingangsspannung minus der 2 V, die an dem Widerstand R_{13} abfallen.

Daraus ergibt sich mit

$$P_{T1 \max} = (U_{e \max} - U_{R13}) \cdot I_{a \max}$$

eine maximale Verlustleistung von $30,4$ W. Diese Leistung muß der Transistor T 1 vertragen können. Diese Verlustleistung ist auch bei den hohen anliegenden Spannungen zulässig; das hat besondere Bedeutung, da sonst die Gefahr des 2. Durchbruchs nicht ausgeschaltet werden kann.

Im Musteraufbau wurde ein Leistungstransistor vom Typ *40363* benutzt (dieser Typ war in den Fachfilialen RFT-Amateur Halle und Leipzig vorrätig). Die wichtigsten Daten des *40363* sind: $U_{CE0} = 50$ V, $I_{C \max} = 15$ A, $P_{\text{tot}} = 115$ W bei 25 °C Gehäusetemperatur. Der Transistor eignet sich gemäß den obengenannten Daten sehr gut für den vorgesehenen Zweck. Er hatte bei einem Kollektorstrom von 1 A eine Stromverstärkung von 50 . Damit beträgt der Steuerstrom an der Basis von T 1 nur noch 20 mA. Dieser Strom muß von T 3 aufgebracht werden, für den ein

BSY 55 mit einer Stromverstärkung von 100 verwendet wurde. (Er kann aber auch durch den im Schaltbild angegebenen Typ des VEB Halbleiterwerks Frankfurt [Oder] ersetzt werden.) An der Basis T 3 beträgt der maximale Steuerstrom nur noch 0,2 mA. Die Verlustleistung des Transistors T 3 ist also 50mal geringer als die von T 1 — also etwa 0,6 W. Zur Ansteuerung des Stellglieds T 1, T 3 wurde ein Differenzverstärker verwendet. Dieser Verstärker vergleicht den Sollwert mit dem Istwert der Ausgangsspannung, verstärkt die Differenz zwischen diesen beiden Werten und steuert den Leistungsteil so, daß sich die Ausgangsspannung auf den voreingestellten Wert ausrichtet. Der gemeinsame Emitterwiderstand des Differenzverstärkers liegt an einer negativen Spannung. Diese ist mit der Z-Diode D 8 auf 6 V stabilisiert. Die Z-Diode wird nicht wie gewöhnlich über einen Widerstand mit Strom versorgt, sondern von einer Konstantstromquelle gespeist. Dadurch erreicht man eine größere Stabilität der Z-Spannung.

Eine hohe Stabilität ist erforderlich, weil die Spannung von 6 V den Sollwert des Regelteils bildet. Die Speisespannung für D 8 wird durch eine zusätzliche Einweggleichrichtung mit D 3 gewonnen. Vergrößert oder verkleinert sich diese Spannung bei Änderungen der Netzspannung, so wirkt sich das auf die Z-Diode nicht aus, weil diese von T 7 einen konstanten Strom erhält. Die Konstantstromquelle (bestehend aus T 7, D 6, R 8 und R 9) hält also Schwankungen der Eingangsspannung von Diode D 8 fern. Da der Laststrom der Diode D 8 konstant ist, sind die Änderungen des Sollwerts sehr gering. Auch die temperaturbedingten Schwankungen des Sollwerts konnten durch die Verwendung einer 6-V-Z-Diode kleingehalten werden. Die Konstantstromquelle gewährleistet einen Strom von 20 mA. Diese 20 mA werden mit dem Widerstand R 9 durch eine Stromgegenkopplung im Emitterkreis von T 7 eingestellt.

Für R 9 gilt

$$R 9 = \frac{U_{D8} - U_{BET7}}{I_k};$$

U_{D8} — Z-Spannung der Z-Diode D 6, U_{BET7} — Basis-Emitter-Spannung von T 7 (etwa 0,6 V), I_k — gewünschter konstanter Strom.

Für den Vergleich des Sollwerts mit dem Istwert wurde ein Differenzverstärker benutzt. Dieser besteht aus den Transistoren T 5 und T 6. Die Kollektorstromsumme dieser beiden Transistoren beträgt 2 mA. Damit ergibt sich für den gemeinsamen Emitterwiderstand

$$R 10 = \frac{U_{D8} - U_{BET5}}{I_{CT5} + I_{CT6}}.$$

Mit $U_{D8} = 6$ V, $U_{BET5} = 0,6$ V und $I_{CT5} + I_{CT6} = 2$ mA erhält man für R 10 einen Wert von 2,7 k Ω . Die Basis des Transistors T 5 liegt an

Masse des Netzgeräts und damit an der Katode von D 8. Der gemeinsame Emitterwiderstand ist an der Anode von D 8 angeschlossen. Zwischen Basis T 6 und Anode D 8 liegen die Widerstände $R 11$ und $R 12$. Weiter ist Basis T 6 über schaltbare Widerstände mit dem Pluspol der Ausgangsspannung verbunden. Kollektor T 6 steuert das Stellglied. Als Kollektorwiderstand benutzt man für T 6 eine Konstantstromquelle, die eine beachtliche Verstärkung des Differenzverstärkers bewirkt. Näheres über die Schaltungsweise findet man in [2]. Der von der Konstantstromquelle gelieferte Strom muß über dem maximalen Steuerstrom des Stellglieds liegen. Da der Steuerstrom höchstens 0,2 mA beträgt, wurde der von T 2 gelieferte Strom auf 1 mA festgelegt. Mit diesem Strom läßt sich der Leistungsteil sicher durchsteuern. Der Strom wird durch den Emitterwiderstand $R 3$ eingestellt. Dieser Widerstand kann mit der entsprechend geänderten Formel für $R 9$ berechnet werden.

Wie arbeitet nun der Soll-Istwert-Vergleich?

Angenommen die Schalter S 2 bis S 4 sind so geschaltet, daß sich eine Ausgangsspannung von 10 V ergibt. Schalter S 3 und S 4 befinden sich also in Stellung 0; mit S 2 wurde Widerstand $R 14$ eingeschaltet. Die Verstärkung des Differenzverstärkers ist so groß, daß wenige Millivolt Differenzspannung zwischen den Basiselektroden T 5 und T 6 genügen, damit sich die Ausgangsspannung um 30 V ändert. Die Spannung an der Basis T 6 gegenüber dem negativen Pol der Ausgangsspannung wird also nur einige Millivolt betragen. Das heißt aber, bei einer Ausgangsspannung von 10 V fällt an Widerstand $R 14$ eine Spannung von 10 V ab. Der Strom durch $R 14$ beträgt dabei 10 mA. Dieser Strom fließt auch durch die Widerstände $R 11$ und $R 12$. Die Summe der Spannungsabfälle über $R 11$ und $R 12$ muß nun gleich der Spannung von Z-Diode D 8 sein.

Bei einer Z-Spannung von 6 V beträgt die Summe von $R 11$ und $R 12$ also 0,6 k Ω . Dieser Wert ist mit $R 12$ einzustellen. Das heißt, man mißt die Ausgangsspannung und stellt sie mit $R 12$ auf den geforderten Wert ein. Ist diese Einstellung beendet und stimmen die Widerstände $R 14$ bis $R 24$ genau, dann können nun alle Spannungen zwischen 0 und 19,5 V in Sprüngen von 0,5 V eingestellt werden. Schaltet man zum Beispiel zu dem 1-k Ω -Widerstand $R 14$ mit Schalter S 3 den 100- Ω -Widerstand $R 23$ in Reihe, so wird sich die Ausgangsspannung auf 11 V einstellen, weil ein Strom von 10 mA an den beiden Widerständen einen Spannungsabfall in dieser Höhe erzeugt. Bild 2 beweist die Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Netzspannung. Das Netzgerät wurde dabei auf 19,5 V eingestellt. Der Laststrom betrug 0,5 A. Bei kleineren Ausgangsspannungen ergab sich eine noch geringere Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Netzspannung.

Elektronisch stabilisierte Netzteile mit einem Längstransistor als Stellglied — wie der vorliegende — sind gegenüber Kurzschlüssen des Ausgangs sehr empfindlich. Ohne besondere Schutzmaßnahmen ist es möglich, daß

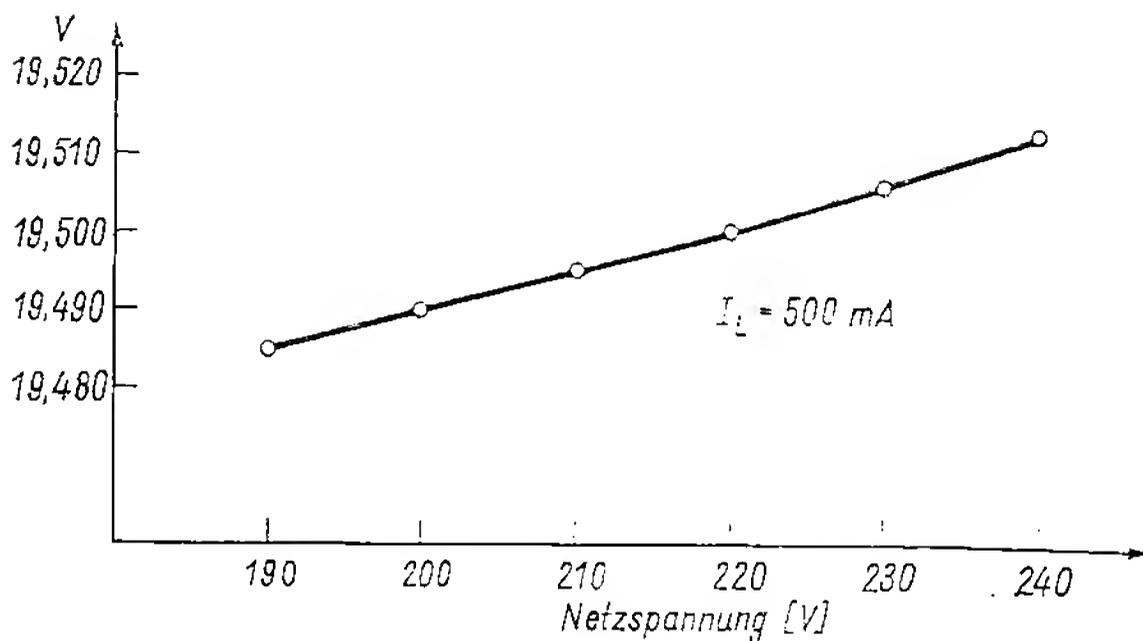


Bild 2 Abhängigkeit der Ausgangsspannung von der Netzspannung bei einem Laststrom von 0,5 A

der Leistungstransistor bei einem Kurzschluß zerstört wird, weil die Feinsicherung nicht schnell genug ansprechen kann. Als Schutz für den Leistungstransistor gibt es mehrere Möglichkeiten. Beim Mustergerät wurde die Strombegrenzung verwendet. Diese bewirkt, daß der Ausgangsstrom von einem bestimmten Wert an nicht größer werden kann. Der Netzteil geht von diesem Zeitpunkt an von der Spannungsstabilisierung in eine Stromstabilisierung über. Eine solche Art des Schutzes bietet sich bei Netzgeräten immer dann an, wenn die Ausgangsspannung ohnehin bis nahe 0 V geregelt werden soll. Zur Strombegrenzung dienen die Widerstände $R 13$, $R 4$, $R 5$, $R 6$, der Transistor $T 4$ und die Diode $D 7$.

Fließt ein Laststrom von 1 A, so fällt am Widerstand $R 13$ eine Spannung von 2 V ab. Diese Spannung wird über einen Spannungsteiler, gebildet mit dem Regler $R 5$, der Basis von $T 4$ zugeleitet. Durch die in dem Emitterkreis von $T 4$ eingefügte Diode $D 7$ wird $T 4$ bei einer Spannung von etwa 1,3 V leitend. Ist der Regler $R 5$ so eingestellt, daß, wenn durch $R 13$ ein Strom von 1 A fließt, an der Basis von $T 4$ gerade 1,3 V liegen, so beginnt dieser Transistor zu leiten. Er übernimmt einen Teil des Steuerstroms vom Leistungsteil, und zwar gerade so viel, daß durch den Widerstand $R 13$ ein Strom von 1 A fließt. Die Wirkung der Strombegrenzung läßt sich von der Kennlinie (Bild 3) ablesen; sie stellt die Abhängigkeit der Ausgangsspannung vom Laststrom dar. Wie man sieht, wird der Laststrom wirkungsvoll auf maximal 1,04 A begrenzt. Zum Abschluß noch einige Hinweise für den mechanischen Aufbau. Der Schaltungsteil innerhalb der gestrichelten Linie wurde auf einer Leiterplatte aufgebaut. Bild 4 zeigt das Leitungsmuster dieser Platine, Bild 5 den Bestückungsplan.

Die Widerstände $R 14$ bis $R 24$ werden direkt an die entsprechenden Schalter gelötet. Der Leistungstransistor $T 1$ ist auf einem Kühlblech zu

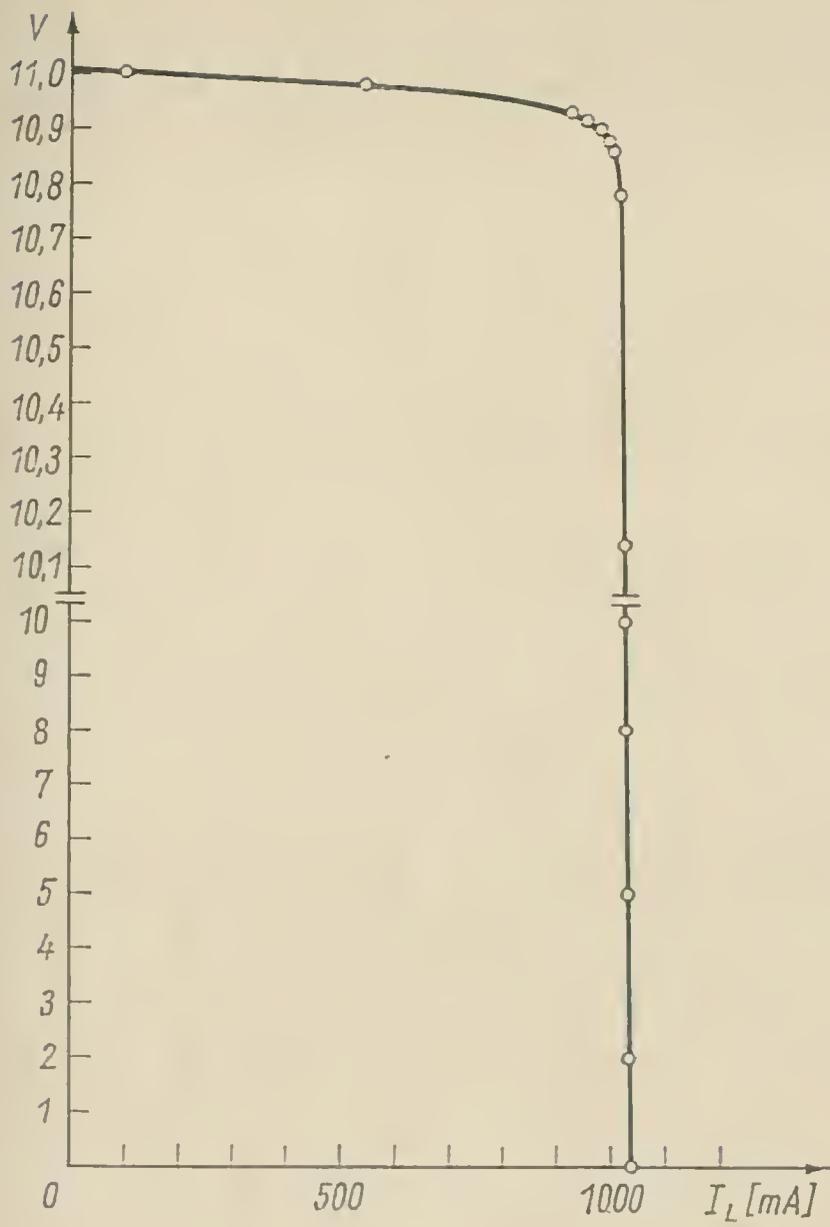


Bild 3
Abhängigkeit
der Ausgangsspannung
vom entnommenen
Laststrom

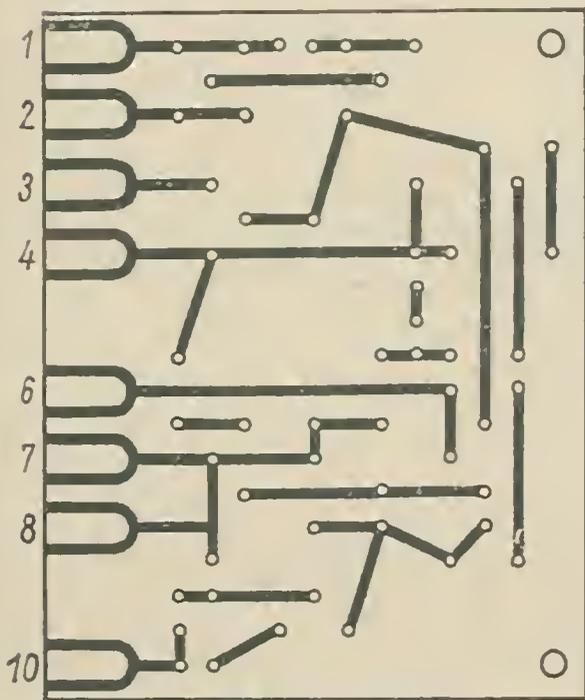


Bild 4
Leitungsmuster der Platine

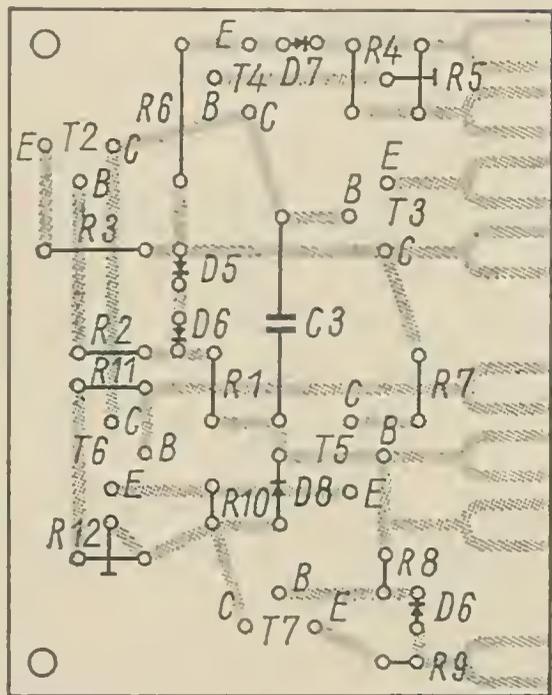


Bild 5
Bestückungsplan der Leiterplatte

montieren. Die Größe des Kühlblechs kann man nach einer in [3] angegebenen Formel bestimmen. Dazu muß zunächst der Gesamtwärme-
widerstand $R_{th\,ges}$ der Anordnung Transistor/Kühlblech bestimmt werden.

$$R_{th\,ges} = \frac{T_J - T_U}{P_{T1\,max}}$$

T_J — maximal zulässige Sperrschichttemperatur des Transistors T 1,
 T_U — größte auftretende Umgebungstemperatur in °C, $P_{T1\,max}$ — Ver-
lustleistung in W.

Der Wärmewiderstand des Kühlblechs beträgt

$$R_{th\,K} = R_{th\,ges} - R_{th\,G};$$

$R_{th\,G}$ — (in den Datenblättern der Hersteller angegeben) Wärmewider-
stand von der Sperrschicht zum Transistorgehäuse in °C/W.

Kennt man nun den Wärmewiderstand $R_{th\,K}$ des Kühlblechs, dann läßt sich die Fläche berechnen.

$$A = \frac{1500}{\sqrt[3]{(R_{th\,K})^4}}$$

In diese Gleichung (sie ist eine zugeschnittene Größengleichung) wird der Wärmewiderstand $R_{th\,K}$ in °C/W eingesetzt. Die Fläche ergibt sich in cm². Sie gilt für Aluminiumblech mit einer Blechstärke von etwa 2 mm.

Literatur

- [1] Spannungsstabilisierung mit Halbleiter-Bauteilen, Teil 1 bis Teil 3, Siemens & Halske AG, Technische Mitteilungen Halbleiter.
- [2] H. Kühne: Bauanleitung für eine einfache Stabilisierungsschaltung mit großem Regelfaktor, radio, fernsehen, elektronik 19 (1970), Heft 4, S. 133.
- [3] Wärmeableitung bei Transistoren. Siemens & Halske AG, Technische Mitteilungen Halbleiter.

Autosuper für den Selbstbau

Ing. Dieter Müller

Die prinzipiellen Probleme, die beim Selbstbau von Autoempfängern auftreten, wurden in [1] behandelt. Im vorliegenden Beitrag wird ein Autoempfänger beschrieben. Ausgang dazu war der mechanische Aufbau des *Albatros*-Empfangsteils. Dadurch konnte viel Arbeit bei der Anfertigung von Chassis, Gehäuse, Skalenantrieb usw. eingespart werden, andererseits hatte es jedoch den Nachteil, daß weitgehend auf die konstruktiven Gegebenheiten des Ausgangsgerätes Rücksicht genommen werden mußte.

Der *Albatros* (ältester in der DDR produzierter röhrenbestückter Autoempfänger) hat Drehkoabstimmung, die auch beibehalten wurde. Die damit erzielbare Empfindlichkeit ist geringer als die mit Induktivitätsabstimmung. Dafür läßt sich ein Drehkondensator leichter beschaffen als ein Variometer (deshalb wird man bei Selbstbaugeräten öfter von der Drehkoabstimmung Gebrauch machen als von der Variometerabstimmung).

Der Empfänger wurde für eine Betriebsspannung von 6 V, Minuspol an Masse, ausgelegt, wie sie in den zahlenmäßig am weitesten verbreiteten PKW, wie *Trabant* und den älteren *Wartburg*-Typen, zu finden ist.

Der vorliegende Beitrag beschreibt zwar in erster Linie den Umbau des Mustergeräts, dürfte aber auch bei völligem Neubau von Nutzen sein.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Selbstbauautoempfängers für Mittelwelle. Sie stellt etwa das Minimum an Aufwand dar, das für einen Autoempfänger erforderlich ist, und umfaßt die Baugruppen

- HF-Teil, bestehend aus der aperiodischen Vorstufe, der Oszillatorstufe, der Mischstufe;
- ZF-Teil, 2stufig;
- NF-Teil, bestehend aus der NF-Vorstufe, zugleich Regelverstärkerstufe (dem Lautstärkeregel vorgeschaltet), der Treiberstufe, der Gegentakt-B-Endstufe.

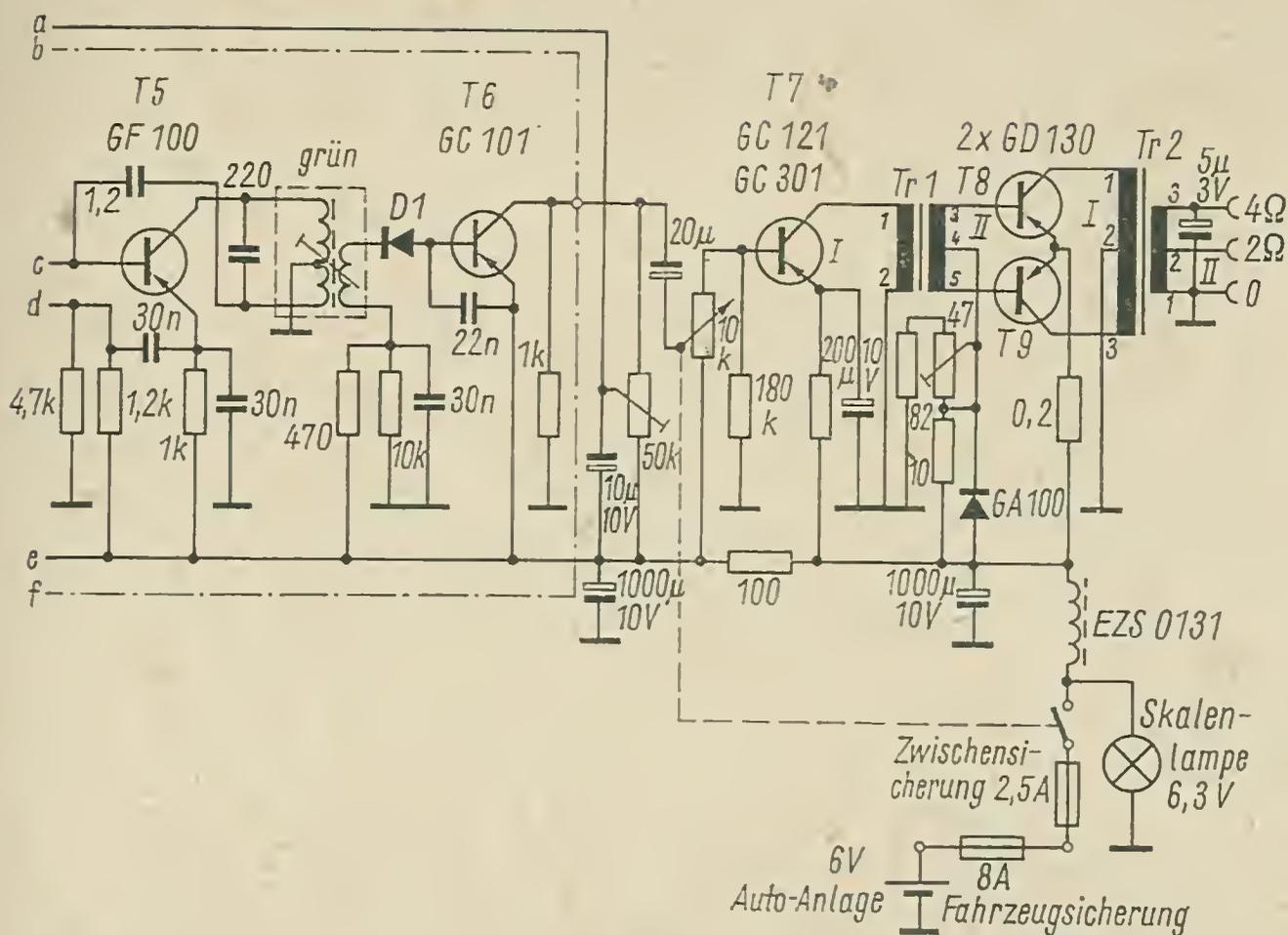


Bild 1) Schaltung des beschriebenen Selbstbauautoempfängers mit Drehkoabstimmung, aperiodischer Vorstufe, getrennter Oszillatorstufe, 2stufigem ZF-Verstärker und Gegentakt-B-Endstufe für 3 W Ausgangsleistung; der strichpunktiert umrahmte Teil befindet sich auf einer Leiterplatte (Teil der Sternchen-Platine)

zitive Kopplung [1]). Gegebenenfalls muß man den Koppelkondensator verkleinern oder ganz weglassen.

Das Spulenaggregat L_1 , L_2 wurde vom Originalgerät übernommen. (Die entsprechenden Kurzwellenspulen sind entfernt, denn der Mittelwellenbereich wurde als ausreichend betrachtet, und der Raum, den die Schwingkreiselemente für Kurzwelle einnahmen, war für den Aufbau der kompletten Vorstufe nötig.)

Die Antennenspule L_1 hat eine Induktivität von 2,18 mH, die Kreisspule L_2 eine von 215 μH . Die Windungszahl der Antennenspule ist damit etwa 3mal so groß wie die der Schwingkreisspule. Für die Koppelspule L_3 wurden 8 Windungen neben der Kreisspule L_2 aufgebracht, und zwar mit möglichst großem Abstand zur Antennenspule L_1 , um die direkte Kopplung von L_1 nach L_3 kleinzuhalten.

Bei völligem Neuaufbau wird man für L_3 etwa $\frac{1}{10}$ der Windungszahl von L_2 wählen. Die Windungszahl für $L_1 \approx 2$ mH und $L_2 \approx 215 \mu\text{H}$ kann für die zweckmäßig verwendeten Spulenkörper mit Maniferkern nach [2] bestimmt werden.

Die Vorstufe ist eine übliche R/C -Verstärkerstufe, deren Emitterpotential durch einen Spannungsteiler festgehalten wird. Die Regel-

eigenschaften der Vorstufe verbessern sich dadurch gegenüber einer Schaltung mit nur einem Emitterwiderstand.

Oszillatorstufe

Eine selbstschwingende Mischstufe, die einer aperiodischen Vorstufe nachgeschaltet ist, bringt verschiedene Schwierigkeiten mit sich [1].

Diese umgeht man mit einer getrennten Oszillatorstufe. Der Oszillatortransistor (T 2, Bild 1) schwingt in Basisschaltung. Die Rückkopplung erfolgt auf den Emitter. Die Oszillatortransistor des Originalgeräts ($L 4-L 5$) wurde beibehalten. Eine zusätzliche Rückkopplungswicklung $L 6$ von 4 Wdg. mußte aufgebracht werden. Im Rückkopplungsweig befindet sich ein Widerstand von 10Ω , der im Interesse einer möglichst oberwellenfreien Oszillatortransistor so weit vergrößert werden kann, bis die Schwingung fast abreißt. Die Kreisspule $L 5$ hat eine Induktivität von $94 \mu\text{H}$. Die Kopplungswicklung $L 4$ beträgt rund 23% der Windungszahl von $L 5$. Beim Neuaufbau wählt man die Windungszahl von $L 4$ zu 10 bis 15%, bezogen auf $L 5$ und $L 6$ zu 3 bis 6%. Der Verkürzungskondensator von 540 pF sollte im Interesse eines guten Gleichlaufs – und damit einer hohen Empfindlichkeit – eng toleriert sein. Wie die Vorstufe ist auch die Oszillatorstufe des Mustergeräts im Abschirmbecher der Spule mit untergebracht (Bild 2). Die Auskopplung der Oszillatortransistor erfolgt kapazitiv vom Emitter des Oszillatortransistors.

Bei einem Neuaufbau ist es naheliegend, an Stelle des unpraktischen $2 \times 550\text{-pF}$ -Drehkondensators einen modernen $2 \times 320\text{-pF}$ -Typ mit

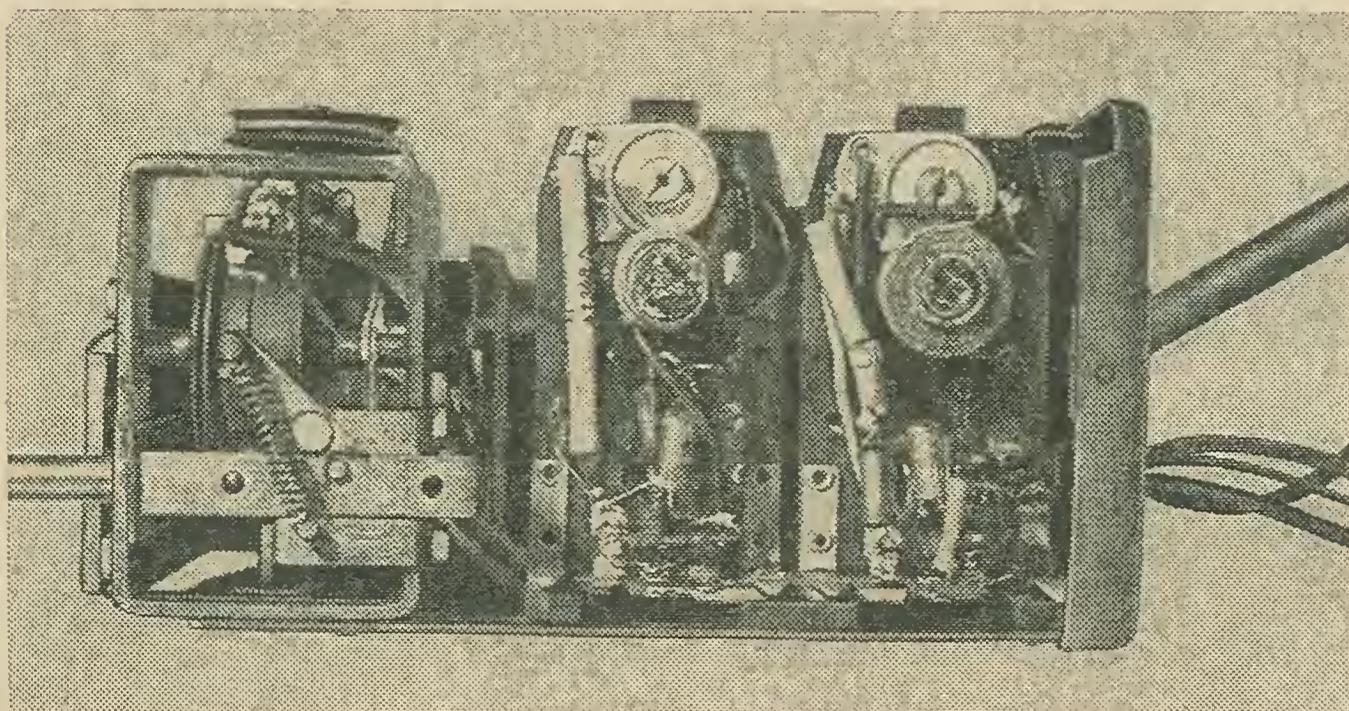


Bild 2 Ansicht auf die Vor- und die Oszillatorstufe des beschriebenen Empfängers, Abschirmbecher abgenommen

Feintrieb, wie vom *Stern 111*, zu verwenden, ebenso auch die Oszillatorspule.

Die Eingangsspule muß neu angefertigt werden.

Tabelle 1 gibt Auskunft über die bei beiden Drehkondensatorvarianten erforderlichen Werte.

Tabelle 1

Drehkondensator	L 1	L 2	L 3
$2 \times 550 \text{ pF}$	2 bis 3 mH	215 μH	$n_{L3} \approx 0,1 \times n_{L2}$
$2 \times 320 \text{ pF}$	2 bis 3 mH	350 μH	

L 4	L 5	L 6	C_v
$n_{L4} \approx (0,1 \text{ bis } 0,15)$	94 μH	$n_{L6} \approx 0,05$	540 pF
$\times n_{L5}$	—————	$\times n_{L5}$	$\pm 2\%$
	160 μH		320 pF
			$\pm 2\%$

Mischstufe

Die Mischstufe zeigt, da sie von der Oszillatorfunktion befreit wurde, einen sehr einfachen Aufbau. Der Mischtransistor T 3 erhält an der Basis das durch die Vorstufe verstärkte Eingangssignal zugeführt, am Emitter die Oszillatorspannung. An dem im Kollektorkreis befindlichen Schwingkreis wird die Zwischenfrequenz abgenommen. Da die Mischstufe stark vereinfacht ist, ähnelt sie ihrer Schaltung nach mehr einer ZF-Stufe als einer Transistormischstufe üblicher Bauart. Ihr Aufbau muß daher stets im Zusammenhang mit dem ZF-Verstärker gesehen werden.

ZF-Verstärker

Für das Mustergerät war ein für den Betrieb mit 6 V geänderter ZF-Verstärker des *Stern 111* auf einer Originalplatine vorgesehen.

Die entsprechende Schaltung zeigt Bild 3. Bild 4 zeigt den in das Mustergerät eingebauten ZF-Verstärker. Einem ZF-Verstärker mit Bandfiltern, wie dem *Stern 111*-ZF-Verstärker, ist gegenüber einem Einzelkreisverstärker wegen der besseren Trennschärfe der Vorzug zu geben.

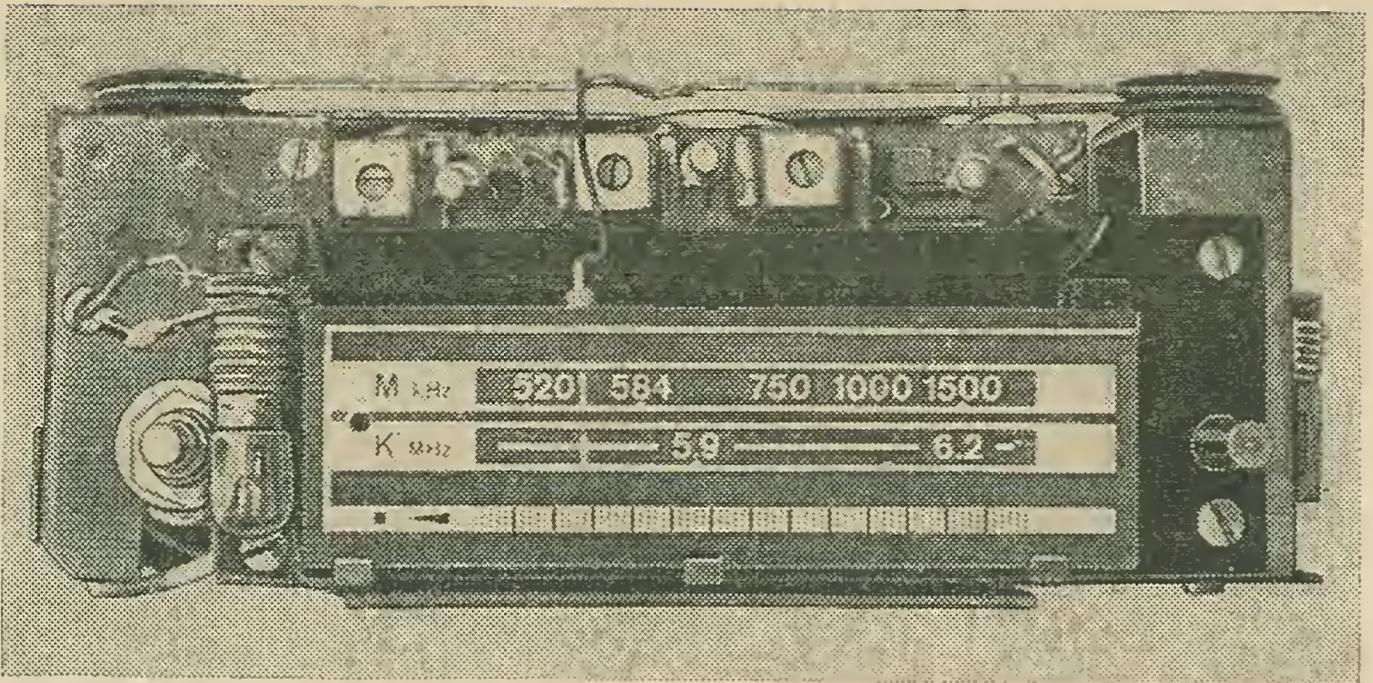


Bild 6 Ansicht des eingebauten ZF-Verstärkers (Sternchen-Variante) im Mustergerät

und die zusätzlich erforderlichen Verbindungen zu erkennen sind. Die größte Schwierigkeit ergab sich beim Aufbau durch die Forderung, daß das Minuspotential an Masse liegen muß, was bei der *Stern 111*-Variante schon von der Konstruktion her erfüllt ist. Bild 6 zeigt die mit dem ZF-Teil raumsparend hinter der Skalenblende in das Mustergerät eingebaute Platine.

NF-Vorstufe

Der NF-Vorstufentransistor T 6 ist direkt mit der Demodulatordiode D 1 gekoppelt. Das ZF-Signal wird durch D 1 gleichgerichtet, der Kollektorstrom durch T 6 vergrößert und die Spannung am Kollektor von T 6 verringert. Durch das 50-k Ω -Potentiometer greift man einen entsprechenden Teil der Kollektorspannung ab, die durch den 10- μ F-Kondensator geglättet und über entsprechende Widerstände dem Vorstufen- und 1. ZF-Transistor zur Verstärkungsregelung zugeführt wird. Die verstärkte NF gelangt über den 20- μ F-Kondensator an den Schleifer des Lautstärkereglers.

Treiberstufe

Die Treiberstufe wurde ausgelegt für die Aussteuerung eines Endstufenpaares mit einer Mindeststromverstärkung von 30. Der Kollektorstrom durch den Treibertransistor T 7 muß auf etwa 20 mA eingestellt werden, um die erforderliche Steuerleistung für die Endstufe liefern zu können. Die Verlustleistung beträgt dann etwa 80 mW, bei hochgeladener Batterie ($\approx 7,5$ V) noch mehr. Für T 7 muß daher ein *GC 301*, ein *GC 121* mit

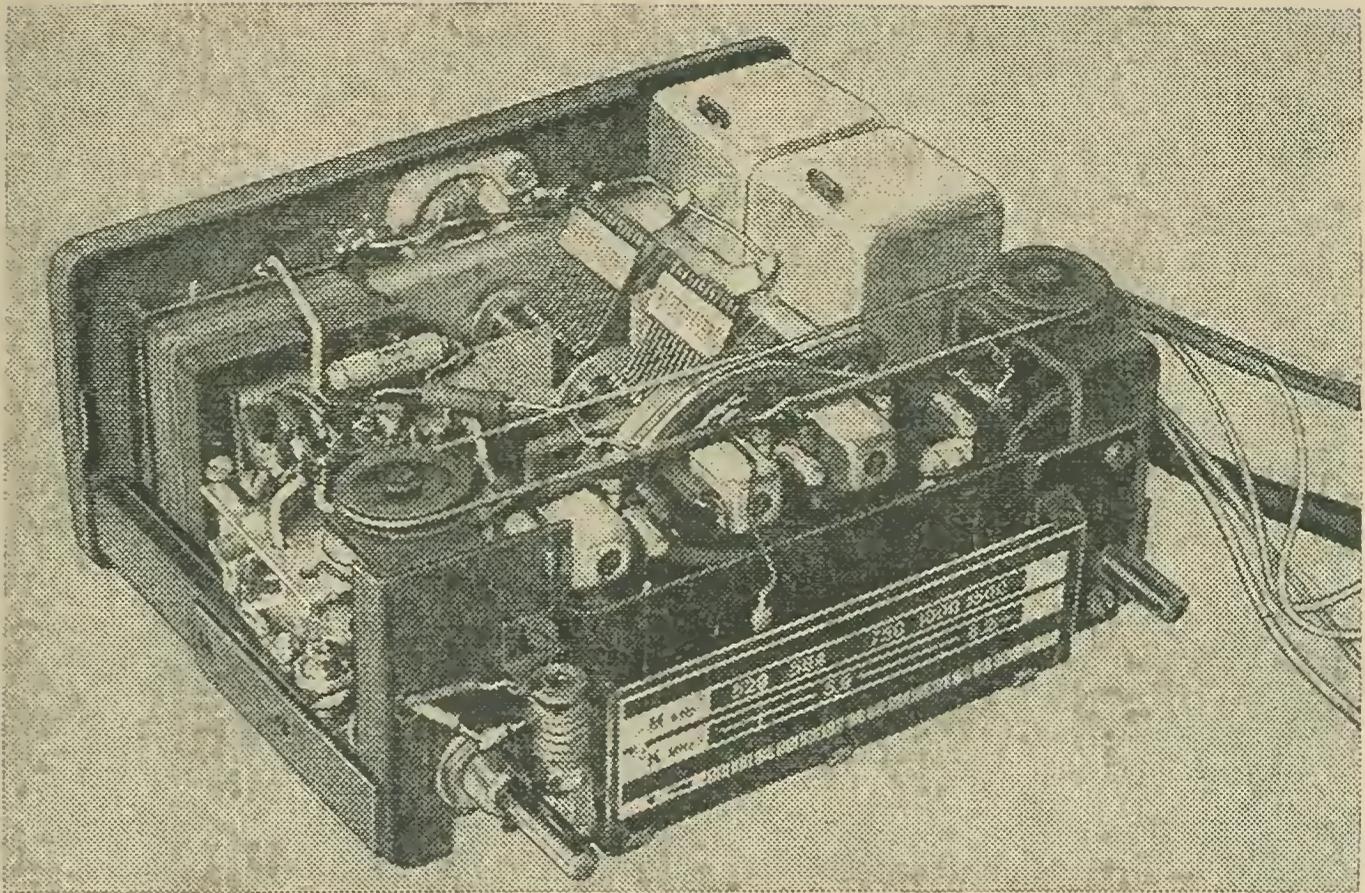


Bild 7 Das Innere des Mustergeräts, insbesondere der ZF-Teil und der NF-Teil, ohne Endstufe

Kühlschelle oder ein OC 825 verwendet werden. Zwecks Einstellung des Arbeitspunktes von T 7 muß der 18-k Ω -Widerstand zwischen Basis und Masse gegebenenfalls noch geändert werden. Der Treibertransformator Tr 1 hat einen relativ großen Kern (M 42). Die Treiberstufe und die Einstellregler der Arbeitspunkte für die Vorstufe, 1. ZF-Stufen- und die Endstufentransistoren nehmen den noch verbleibenden Raum oberhalb des Chassis ein (Bild 7), so daß die Endstufe außerhalb des Gehäuses Platz finden mußte.

Die Wickeldata der Treibertransformatoren Tr 1 sind in Tabelle 2 angegeben.

Tabelle 2

Kern		M 42	
Kernblech		M 42 \times 0,35	
Kernwerkstoff		Übertragerblech IV	
Schichtung		wechselseitig	
Wicklung	Anschluß	Windungen	Drahtstärke
I	1—2	1000	0,22-mm-CuL
II	3—4	220	0,32-mm-CuL
III	4—5	220	0,32-mm-CuL

Beide Hälften von Wicklung II möglichst bifilar gewickelt, keine Lagenisolation.

Endstufe

Die Endstufe ist eine übliche Gegentakt-B-Transistorendstufe. Sie gibt bei einer Betriebsspannung von 6 V und richtiger Anpassung reichlich 3 W Sprechleistung ab, bei einer Batteriespannung von 7,5 V noch etwas mehr. Die Verlustleistung je Transistor kann dabei bis zu 1,4 W ansteigen. Bei Verwendung eines Pärchens *GD 160...GD 180* wäre bei isolierter Montage eine Kühlfläche von etwa 70 cm² je Transistor erforderlich. Da beim Mustergerät die Notwendigkeit bestand, die Endstufe außerhalb des Gehäuses anzuordnen, wurde auf die auch im ersten teiltransistorisierten DDR-Autoempfänger eingesetzten Importtypen *TF 80* zurückgegriffen. In ihren Daten sind sie keineswegs besser als die *GD 160...GD 180*-Serie, die obere Grenzfrequenz liegt sogar niedriger. Sie bieten jedoch den Vorteil, daß alle 3 Anschlüsse, auch der Kollektor, gegen das Gehäuse isoliert sind. Die Endstufentransistoren konnten daher auf einem Blechbügel außerhalb des Gehäuses befestigt werden. Da sich dort auch der Ausgangsübertrager sowie die Lautsprecheranschlußbuchse befinden, führen von dem als „Rucksack“ am Gehäuse befestigten Bügel lediglich 4 Leitungen in das Empfängergehäuse. Die Schaltelemente zum Einstellen und zum Stabilisieren des Ruhestroms der Endstufe dagegen befinden sich im Gehäuse in der Nähe der Treiberstufe. Die Fahrzeugbatterie als relativ hochbelastbare Energiequelle erlaubt es, den Ruhestrom der Endstufentransistoren auf insgesamt etwa 100 mA einzustellen (47- Ω -Regler). Daraus resultiert der Vorteil eines verzerrungsarmen AB-Betriebs der Endstufe. Der Frequenzgang des kompletten NF-Teiles reicht von 100 Hz bis 8 kHz. Bei Verwendung von *GD 160...GD 180*-Typen ist eine höhere obere Grenzfrequenz zu erwarten. Durch eine Gegenkopplung von der Endstufe zur Treiberstufe ließe sich der Frequenzgang noch weiter verbessern. Dafür wären aber mindestens eine zusätzliche Leitung zwischen Endstufe und Gehäuse erforderlich, und eine obere Grenzfrequenz von 8 kHz kann als ausreichend betrachtet werden; deshalb wurde darauf verzichtet.

Der Ausgangsübertrager hat auf der Sekundärseite Anschlüsse bzw. Abgriffe für 4 Ω und 2 Ω . Am 4- Ω -Anschluß kann auch 1 Lautsprecher (5 Ω) angeschlossen werden oder Parallelschaltung von 2 Lautsprechern (8 Ω) erfolgen; am 2- Ω -Anschluß ist Parallelschaltung von 2 Lautsprechern (4 Ω) bzw. 2 Lautsprechern (5 Ω) möglich.

Die Wickeldata des Ausgangsübertragers sind in Tabelle 3 aufgeführt.

Stromversorgung

Die Stromversorgung eines transistorisierten Autoempfängers bereitet keine prinzipiellen Schwierigkeiten. Da der Minuspol der Speisespannung an Masse liegt (ebenso wie das Empfängergehäuse), wäre es sinnlos, diesen

Tabelle 3

Kern		M 42	
Kernblech		M 42 × 0,35	
Kernwerkstoff		Übertragerblech IV	
Schichtung		wechselseitig	
Wicklung	Anschluß	Windungen	Drahtstärke
I	1—2	80	0,65-mm-CuL
I	2—3	80	0,65-mm-CuL
II	4—5	60	0,9-mm-CuL
II	5—6	20	0,9-mm-CuL

Beide Hälften von Wicklung I möglichst bifilar gewickelt, keine Lagenisolation.

über irgendwelche Schaltelemente zu führen. Der Pluspol der Batteriespannung wird von einer besonderen Fahrzeugsicherung abgenommen. In die Zuleitung zum Empfänger ist eine weitere Sicherung (etwa 2,5 A) zwischengeschaltet. Weiter wird der Pluspol der Speisespannung über die beiden parallelgeschalteten Kontakte des mit dem Lautstärkeregel gekoppelten Schalters geführt. Ein Entstör-Filter (*Ezs 0 131*, VEB Kombinat Keramische Werke Hermsdorf), über das die Batteriespannung zum Empfänger gelangt, verhindert das Eindringen von trotz Entstörmaßnahmen verbleibenden Störungen aus dem Bordnetz des Fahrzeugs.

Aufbau

Der Aufbau des Mustergeräts setzte die umfangreiche Demontage aller elektronischen Bauelemente außer Drehkondensator und Mittelwellenspulen voraus. Als nächstes Problem stand die Raumaufteilung. Es waren unterzubringen: die Endstufentransistoren mit ihrem relativ großen Kühlblech, die Transformatoren mit dem restlichen NF-Teil, die ZF-Platine möglichst komplett mit der Mischstufe sowie die Vor- und Oszillatorstufe in der Nähe des Drehkos.

Soll ein Gehäuse angefertigt werden, dann kann man es so gestalten, daß sich der komplette Empfänger unterbringen läßt (bei nur einem Wellenbereich ist dies normalerweise immer möglich). Im Interesse eines gefälligen Aussehens sollte man Frontblende und Skale eines industriellen Empfängers verwenden und auch den entsprechenden Achsabstand für die Bedienungselemente einhalten. Außerdem erleichtert dies den Einbau in die standardisierten Armaturenbrettausschnitte des Fahrzeugs (*Trabant* z. B.).

Reicht der zur Verfügung stehende Platz nicht aus, so ist es sinnvoll, die Endstufe ähnlich wie beim Mustergerät außen anzuordnen. Es wurde zu diesem Zweck ein U-förmiger Bügel aus einem 60 mm breiten Streifen

Aluminiumblech (2 mm dick) gebogen. Darauf befinden sich die Endstufentransistoren und der Ausgangsübertrager mit dem $5\text{-}\mu\text{F}$ -Kondensator (*Boucherot*-Glieder) sowie eine übliche Lautsprecherbuchse. Um bei Berührungen mit der Fahrzeugmasse Kurzschluß zu vermeiden, deckt man den Ausgangsrafo durch einen weiteren Blechbügel ab, an dem auch die Lautsprecherbuchse befestigt ist (Bild 8).

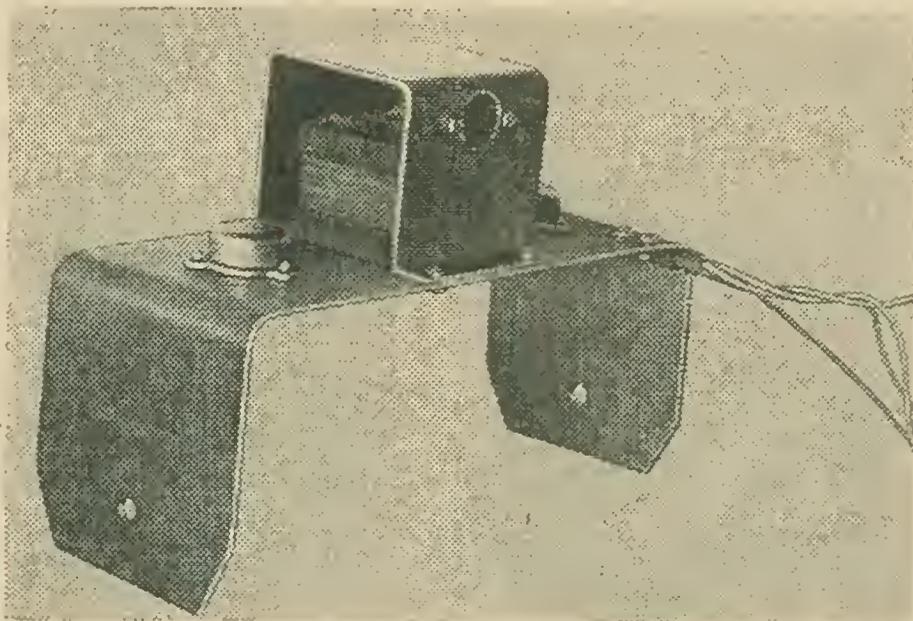


Bild 8
Ansicht der separaten
Endstufe des Muster-
geräts

Der Blechbügel mit der Endstufe wurde an 2 seitlich am hinteren Drittel des Empfängergehäuses befindlichen Gewindebohrungen als „Rucksack“ befestigt. So kann er einmal als eine geradlinige Verlängerung des Gehäuses nach hinten gedreht werden oder, abgewinkelt, nach unten hängen. Beim *Trabant* ergab sich die beste Einbaumöglichkeit mit unter dem Gerät hängender Endstufe (Bild 9). Für eine außerhalb des Geräts befindliche Endstufe sind Transistoren mit isoliertem Gehäuse (wie die im Mustergerät verwendeten *TF 80*) vorteilhaft. Befindet sich die Endstufe im Gehäuse, so sind die im Frequenzgang gegenüber dem *TF 80* eindeutig besseren *GD 160*...*GD 180* vorzuziehen.

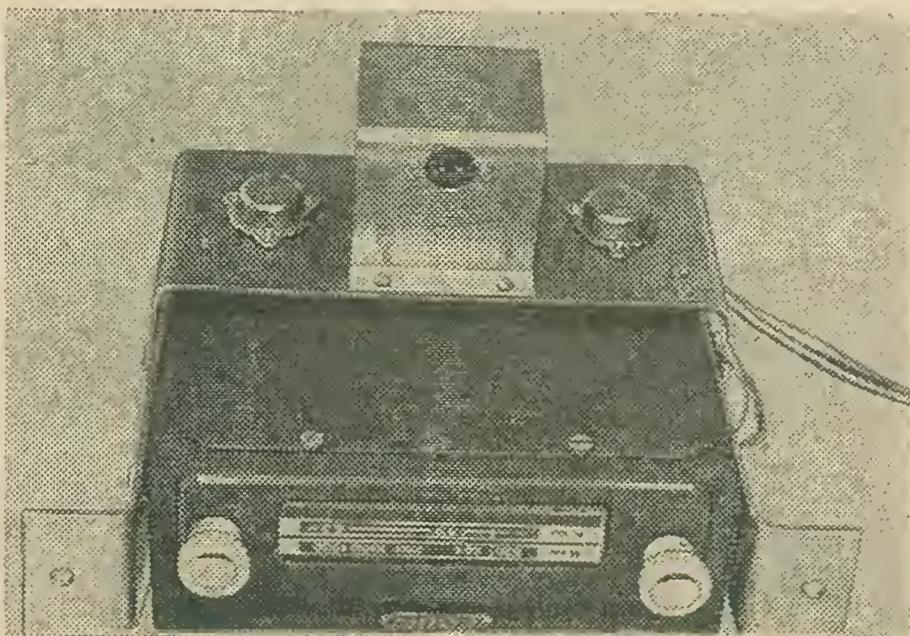


Bild 9
Ansicht des kompletten
Mustergeräts mit End-
stufe, die seitlichen
Befestigungswinkel
mußten für den Einbau
in den *Trabant* leicht
geändert und um 180°
gedreht werden

Die Bestückung des ZF-Verstärkers im Mustergerät erfolgte nach Bild 5. Der Einbau des *Sternchen*-Platinenteils hinter der Skalenblende beim Mustergerät war eine Notlösung (Bild 6); ratsamer ist es, den Platz für einen Bandfilterverstärker zu schaffen.

Die Vorstufe, die Oszillatorstufe und auch der Drehko nehmen mehr Platz ein, als es bei modernen Bauelementen erforderlich wäre. Hier liegen die Reserven, die es gestatten, auch die Endstufe mit im Gerät unterzubringen.

Die Verwendung des *Albatros*-Gehäuses bedeutet einige Nachteile, brachte aber die Einsparung mechanischer Arbeit und dazu einen großen Vorteil: Beim Umschalten von Mittel- auf Kurzwelle wird gleichzeitig ein Feintrieb in den Abstimmtrieb eingeschaltet. Die Umschaltung erfolgt einfach durch Herausziehen bzw. Eindrücken des Abstimmknopfs. Die Kontaktschieber für die Wellenschaltung wurden zwar entfernt, der abschaltbare Feintrieb aber als Bedienungskomfort beibehalten (Bild 2, links).

Inbetriebnahme

Die Inbetriebnahme beginnt wie üblich mit dem NF-Teil. Der Ruhestrom der Endstufentransistoren wird mit dem 47- Ω -Regler auf je 50 mA eingestellt, der NF-Teil mit einem NF-Signal erprobt. Die Arbeitspunkte der 1. ZF-Stufe, der Vor- und der Oszillatorstufe werden überprüft, gegebenenfalls verändert. Den Kollektorstrom für T 4 stellt man mit dem 50-k Ω -Potentiometer auf etwa 1 mA ein. Der Ruhestrom von T 1 sollte dabei 0,4 bis 0,6 mA betragen. Falls erforderlich, ist der 680- Ω -Emitterwiderstand zu ändern. Danach muß man prüfen, ob der Oszillator schwingt. Schwingt der Oszillator, so müßten bei Anschluß einer Antenne schon einige stärkere Sender zu hören sein. ZF-Verstärker sowie Vor- und Oszillatorkreis sind möglichst mit einem Meßsender abzugleichen.

Steht bei der Erprobung eine Autobatterie oder ein entsprechender, geregelter Netzteil nicht zur Verfügung, so können, solange man nicht die volle NF-Leistung fordert, auch 4 Monozellen verwendet werden (dabei ist die Skalenlampe zu entfernen). Für die ersten Versuche genügen auch die von 3 Monozellen abgegebenen 4,5 V, um Zerstörungen durch Schaltfehler zu vermeiden.

Einbau und Entstörung

Das Mustergerät wurde in einem PKW *Trabant* eingebaut. Das Ursprungsgerät war nicht für die Montage hinter dem Armaturenbrett vorgesehen.

Um das Gerät am Armaturenbrett befestigen zu können, mußten spiegelbildlich an beiden Seiten des Gehäuses Streifen aus 3 mm dickem Eisenblech angebracht werden, die unmittelbar vor dem Gehäuse zur

Gehäusemitte abgewinkelt sind. An Gewindebohrungen (M 5) oberhalb der Bedienknöpfe wird das Gerät hinter dem Armaturenbrett befestigt. Der Abstand der Bedienelemente und die Länge der Skala entsprechen zwar den für den Einbau im *Trabant* vorgesehenen Typen (*Berlin*, *Konstant* usw.), nicht aber die Höhe der Skala. Eine selbstangefertigte, passende Blende vor dem Armaturenbrett verdeckt die zu großen Ausschnitte und bewirkt, daß von den „Kopfständen“, die zur Befestigung des Geräts erforderlich waren, außer den beiden Köpfen der M 5-Befestigungsschrauben kaum noch etwas zu sehen ist.

Bei einem Gehäuseneubau wird man die Befestigungsschrauben unter die (industrielle) Frontblende verlegen, sofern die elegantere Möglichkeit der Befestigung mit Gewindebuchsen, die konzentrisch zu den Achsen der Bedienelemente angeordnet sind und dadurch keine zusätzlichen Bohrungen erfordern (z. B. *Konstant*), nicht gegeben ist.

Erforderlich wird eine Entstörung des Kraftfahrzeugs über die Anwendung von Kerzensteckern mit Entstörwiderständen hinaus. Es genügen jedoch (auch auf Grund der nur mittelgroßen Empfindlichkeit des Empfängers) relativ einfache Entstörmaßnahmen. Vom Verfasser wurde die Wirkung der wichtigsten Entstörmaßnahmen untersucht. Eine Abschirmung der Hochspannungskabel zu den Zündkerzen allein brachte überhaupt keinen Erfolg, ebenso die Abschirmung der Unterbrecherzuleitung. Dagegen brachte ein zwischen Klemme 51 des Reglerschalters und Fahrzeugmasse geschalteter 0,5- μ F-Kondensator eine merkliche Verringerung der Störungen.

Den bei weitem größten Teil der Störungen beseitigten 2 Kondensatoren zu je 0,5 μ F zwischen den Anschlüssen Nr. 15 der Zündspulen und Masse. Beide Entstörmaßnahmen, die hochfrequenzmäßige Erdung der Primärseite der Zündspule und des Lichtmaschinenausgangs mit Kondensatoren, reichen normalerweise für einen mittleren Autoempfänger ohne UKW-Bereich aus. Abschirmung der Zündleitungen und -spulen ist erst bei Spitzengeräten erforderlich. Zusätzlich kann man auch eine Entstörung des Blinkgebers mit einem Kondensator versehen. Beim Mustergerät wurde darauf verzichtet und damit eine zusätzliche akustische Kontrollmöglichkeit für die Funktion des Blinkgebers geschaffen.

Betriebserfahrungen

Das Mustergerät wurde, noch ehe ein exakter Abgleich durchgeführt werden konnte, in das Fahrzeug eingebaut, dazu ein 5- Ω -Lautsprecher LP 553, mit dem die erzielbare Sprechleistung unterhalb der Größe von 3 W bleibt (die man mit einem 4- Ω -Lautsprecher erreichen kann). Da der Empfänger unter erschwerten Bedingungen erprobt werden sollte und auch keine Zeit für den Einbau einer richtigen Autoantenne zur Verfügung stand, benutzte der Autor als Antenne ein Stück Schaltdraht (an der

Sonnenblende des *Trabant* befestigt), dessen Ende durch den Fenster-schlitz etwa 25 cm ins Freie ragte. Auf einer längeren Fahrt bei Tag von Berlin in den Bezirk Erfurt waren jederzeit mindestens 5 Sender mit solcher Lautstärke zu empfangen, daß sie die Fahrgeräusche des *Trabant* (Fahr-geschwindigkeit 90 km/h) mit Sicherheit überdeckten. Bei einigen weiteren Sendern war die Verständlichkeit durch die Fahrgeräusche bei dieser Geschwindigkeit gemindert.

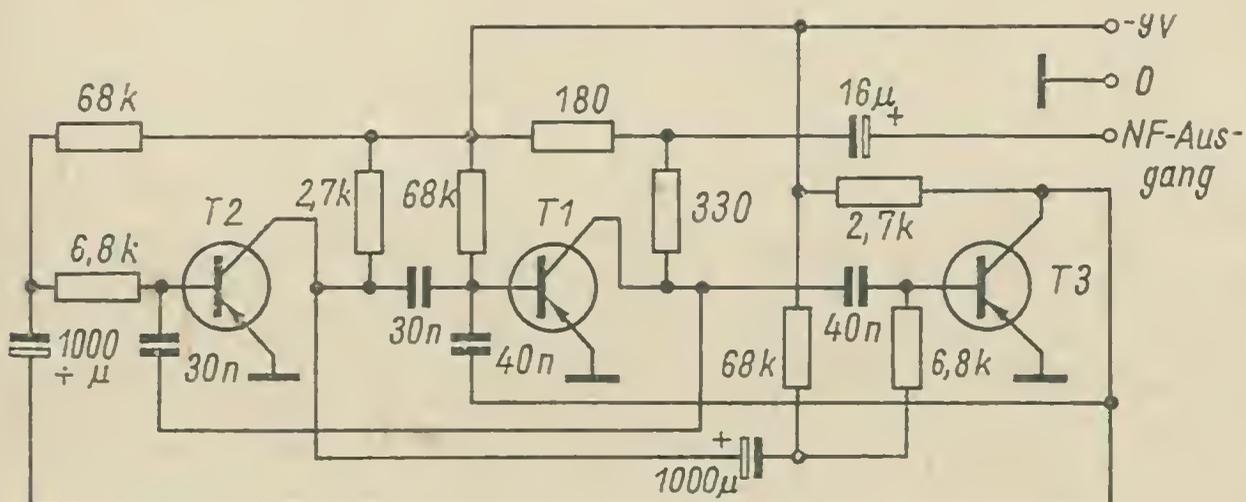
Literatur

- [1] Müller, D.: Probleme beim Selbstbau von Autosupern, Elektronisches Jahrbuch 1971, DMV, Berlin 1970, S. 190—206.
- [2] Kuhnt, H.: Spulenkörper und -kerne für die Anwendung in der HF- und UKW-Technik, FUNKAMATEUR 19 (1970), Heft 6, Beilage S. XXI-XXIV.

Ein Zweitonsirenengenerator

Eine einfache Transistormultivibratorschaltung, die in wechselnder Folge 2 unterschiedliche Tonfrequenzen erzeugt, wurde in **Radio-Electronics** (1969, Heft 4) angegeben (s. Bild). Die Transistoren T 1, T 2 und T 3 sind so miteinander gekoppelt, daß jeweils 2 von ihnen einen freischwingenden Multivibrator bilden. Mit den angegebenen Werten schwingt T 1 mit T 2 bei 700 Hz, während T 1 mit T 3 eine Tonfrequenz von etwa 500 Hz erzeugt. Gleichzeitig schwingt T 2 mit T 3 bei etwa 1,5 Hz. Es treten am Kollektor von T 1 abwechselnd die Tonfrequenzen von 500 Hz und 700 Hz auf, wobei der Tonwechsel im Rhythmus von etwa 1,5 Hz erfolgt. Sperrt T 2, dann schwingt T 1 mit T 3 bei 500 Hz; ist T 3 gesperrt, so schwingt T 1 mit T 2 bei 700 Hz. Da T 2 mit T 3 ständig als Multivibrator durchschwingt, werden T 2 bzw. T 3 im Rhythmus von 1,5 Hz gesperrt und geöffnet.

Die Tonfrequenzausgangsspannung wird am Kollektor von T 1 abgenommen. Man kann NF-Transistoren benutzen, deren Stromverstärkung zwischen etwa 30 und 50 liegt. Ein solcher Zweitongenerator eignet sich gut für Weck- und Alarmanlagen aller Art.



Trickvorverstärker für Tanzmusik

Günter Schirmer

Dieser Trickvorverstärker ist für eine elektrische Gitarre oder für ein Mikrofon gedacht. Man kann damit mehrere Effekte erzielen. Bei Anschluß an eine Gitarre wird es möglich, die ankommende Spannung zu verzerren, sie über ein Tremolo zu leiten oder den „Wau-Wau-Effekt“ zu erzielen. Für Mikrofonbetrieb ist ein Klangfilter vorgesehen, so daß eine „Telefonstimme“ entsteht.

Das Eingangssignal gelangt über Potentiometer P 1 an das Gitter der *EF 86*, die als Vorverstärker arbeitet. Das 1. Triodensystem der *ECC 82* hebt das Signal weiter an. Dieses gelangt dann zum 2. System der *ECC 82*, das in Anodenbasisschaltung arbeitet. Hierdurch wird ein niederohmiger Ausgangswiderstand erreicht. Es schließt sich das aus einem Parallelresonanzkreis bestehende Klangfilter an. Im Resonanzfall hat ein Parallelschwingkreis einen hohen Widerstand, d. h., diese Frequenzen können ungehindert das Filter passieren. Damit mehrere Frequenzbereiche angehoben werden können, sind die Kondensatoren umschaltbar (S 3). Mit dem Potentiometer P 2 läßt sich die Wirksamkeit des Filters regeln.

Durch S 1 schaltet man die Spule gegen eine andere, und zwar in einer Fußpedalvorrichtung befindliche Spule um, deren Kern beweglich ist. Dadurch läßt sich der Durchlaßbereich des Filters stetig verändern, so daß der Wau-Wau-Effekt erzielt wird. Das Betätigen des Wau-Wau-Fußpedals bewirkt, daß die Oberwellen der Gitarre der Reihe nach angehoben werden. Um den Spannungsabfall am Filter wieder auszugleichen, ist ein System der *ECC 81* nachgeschaltet. Der Katodenwiderstand wurde nicht kapazitiv überbrückt, damit man eine wirksame Gegenkopplung erhält. Über Schalter S 2 und Potentiometer P 3 gelangt das Signal zum Ausgang.

Damit ein harter Klang der Gitarre entsteht, wird oft ein Übersteuern gewünscht. Dafür ist das 2. Triodensystem der *ECC 81* vorgesehen. Durch den stark verschobenen Arbeitspunkt tritt eine Begrenzung und damit eine Verzerrung auf. Das Trimpotentiometer P 4 dient zum Angleichen des verzerrten Signals an das unverzerrte Signal. Ein mit Transistoren bestückter Multivibrator läßt eine Glühlampe periodisch und in der Fre-

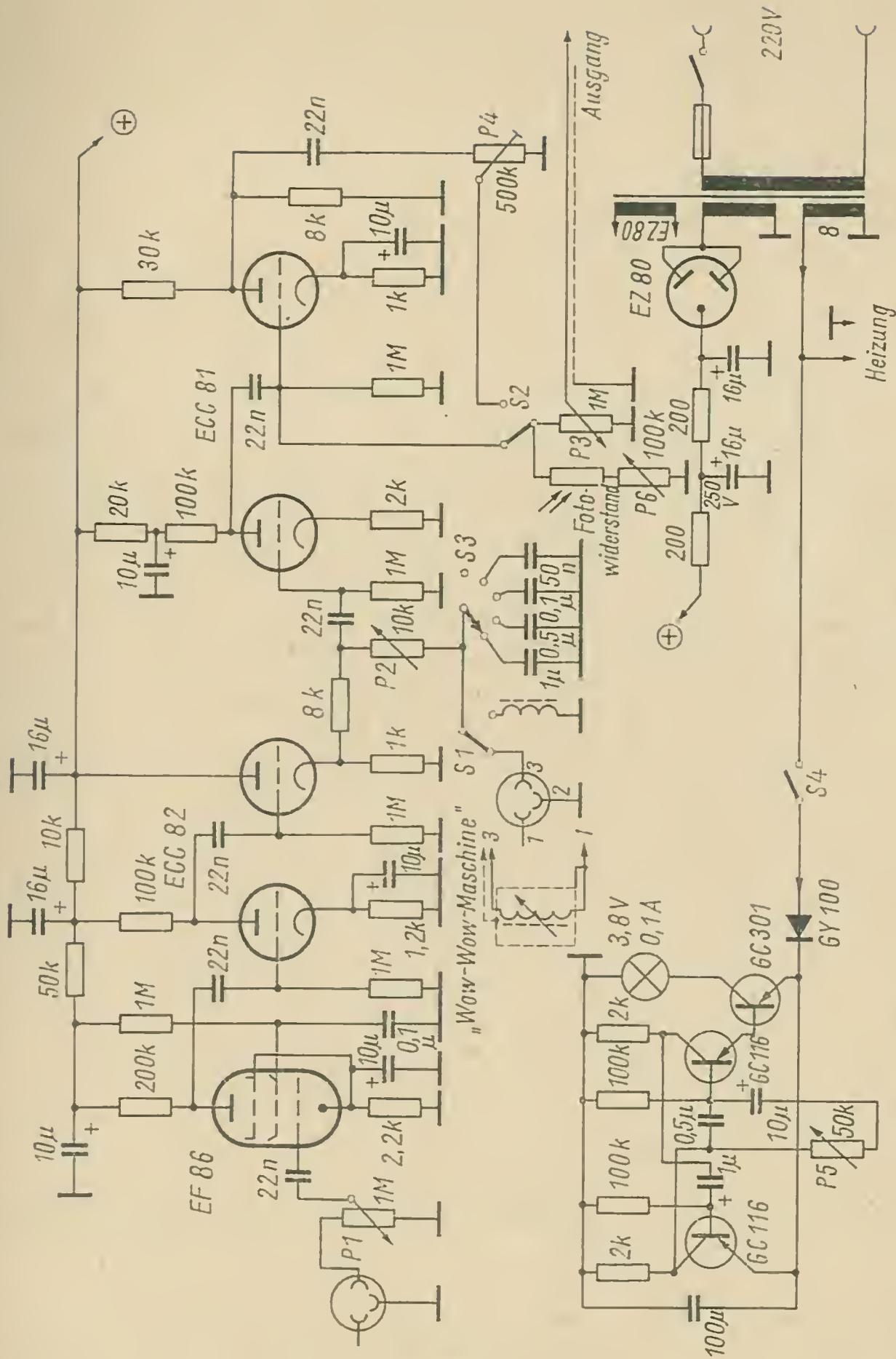


Bild 1 Schaltung des Trickvorverstärkers

quenz regelbar (P 5) aufleuchten. Der direkt neben der Glühlampe angebrachte Fotowiderstand bedämpft, je nach Helligkeit der Lampe, den Ausgang. Dadurch erhält man eine in der Amplitude vibrierende Ausgangsspannung. Mit P 6 kann die Wirksamkeit des Tremolos, mit P 3 die Ausgangsamplitude geregelt werden.

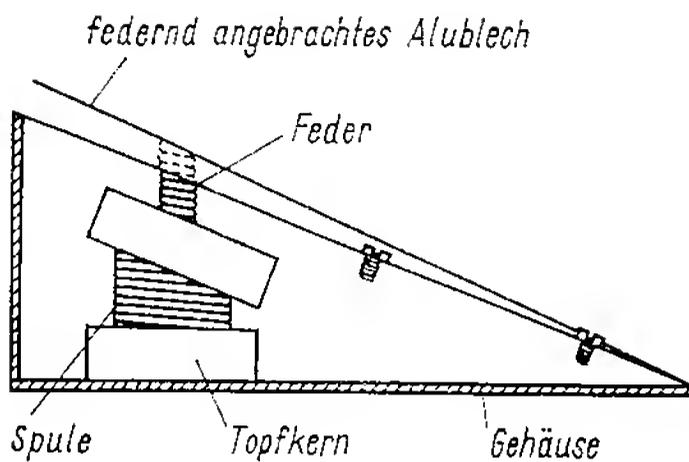


Bild 2
Aufbauschema der Fußpedal-
vorrichtung für den Wau-Wau-Effekt

Der gesamte Trickvorverstärker wurde in einem Gehäuse mit den Abmessungen $230 \text{ mm} \times 80 \text{ mm} \times 140 \text{ mm}$ untergebracht. Die Röhren liegen alle waagrecht, und zwar auf einem senkrecht stehenden Aluminiumblech. Kritisch ist der Aufbau der 1. Stufe wegen der hohen nachfolgenden Verstärkung. Um die Brummeinstreuungen vom Netztrafo möglichst gering zu halten, muß die günstigste Lage der Spule L 1 ausprobiert werden. Für die Schwingkreisspulen wurden Ferritschalenkerne verwendet (Kerngröße etwa 30×19 ; etwa 600 bis 800 Wdg., 0,2 mm-CuL).

ELEKTRONIK-SPLITTER

Hi-Fi-Stereoanlagen zeichnen sich durch erheblichen technischen Aufwand aus. Die Geräte sind volltransistorisiert, es werden jedoch zur Zeit noch keine monolithischen ICs benutzt. Es ist auch fraglich, ob man in diesem Bereich eine umfangreiche Integration durchführen wird, da man dann die individuelle technische Gestaltung einschränken müßte, die jedoch in bestimmtem Maß für die Qualität den Ausschlag gibt. Monolithische ICs werden wohl nur dann eingesetzt,

— wenn sich bei gleicher Qualität der Geräte der preisliche Aufwand reduziert oder

— wenn sich bei gleichem finanziellem Aufwand die Qualität der Geräte steigern läßt.

Bauanleitung für ein Hall-Echo-Gerät

Gerhard Kästner

In geeignet gebildeter Landschaft erlebt man oft eine sehr klangvolle Akustik: *das periodisch wiederkehrende Echo*. Artverwandt ist *der Nachhall*, den man in leeren Räumen oder großen Sälen bei ungedämpfter Wandeigenschaft erzeugen kann. Der Unterschied zwischen beiden besteht darin, daß das Echo eine periodische Reflexion aufweist, während Hall unperiodisch reflektiert (kleinere und größere Zeitabstände zur gleichen Zeit), wobei die Reflexionszeit im einzelnen sehr kurz ist. In der Unterhaltungselektronik verwendet man oft Hilfsmittel, um diese Klangeigenschaft bewußt zu reproduzieren: Das sind die Nachhalleinrichtung mit Wendelfedern und die Echoeinrichtung mit Magnetband.

Der Ausdruck *Hall-Echo-Gerät* enthält mit dem Ausdruck *Hall* eine kleine Unrichtigkeit, denn der erzeugte Hall *ähnelt* nur dem wirklichen *Nachhall*, da Magnetband als Tonträger benutzt wird. Jedoch läßt sich ein Unterschied erst dann deutlich erkennen, wenn Schallquellen mit einer Impulszeit von weniger als $\frac{1}{16}$ s auftreten.

Über das Mischpult gelangt das Tonsignal zum Eingang des Bandgeräts. Nach dem 1. System der 2. Röhre wird ein Teil des Signals ausgekoppelt und zum Kraftverstärker geführt. Der Rest des Signals, vom

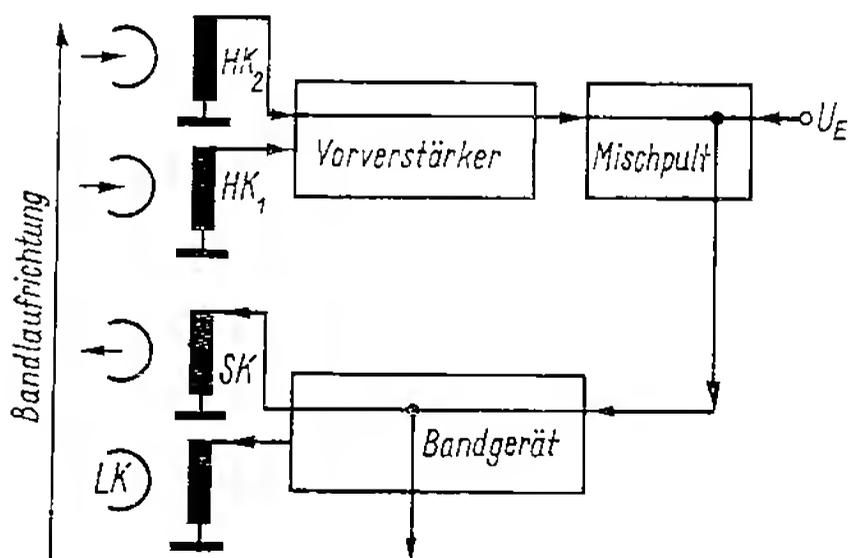


Bild 1
Übersichtsschaltplan
des beschriebenen
Hall-Echo-Geräts

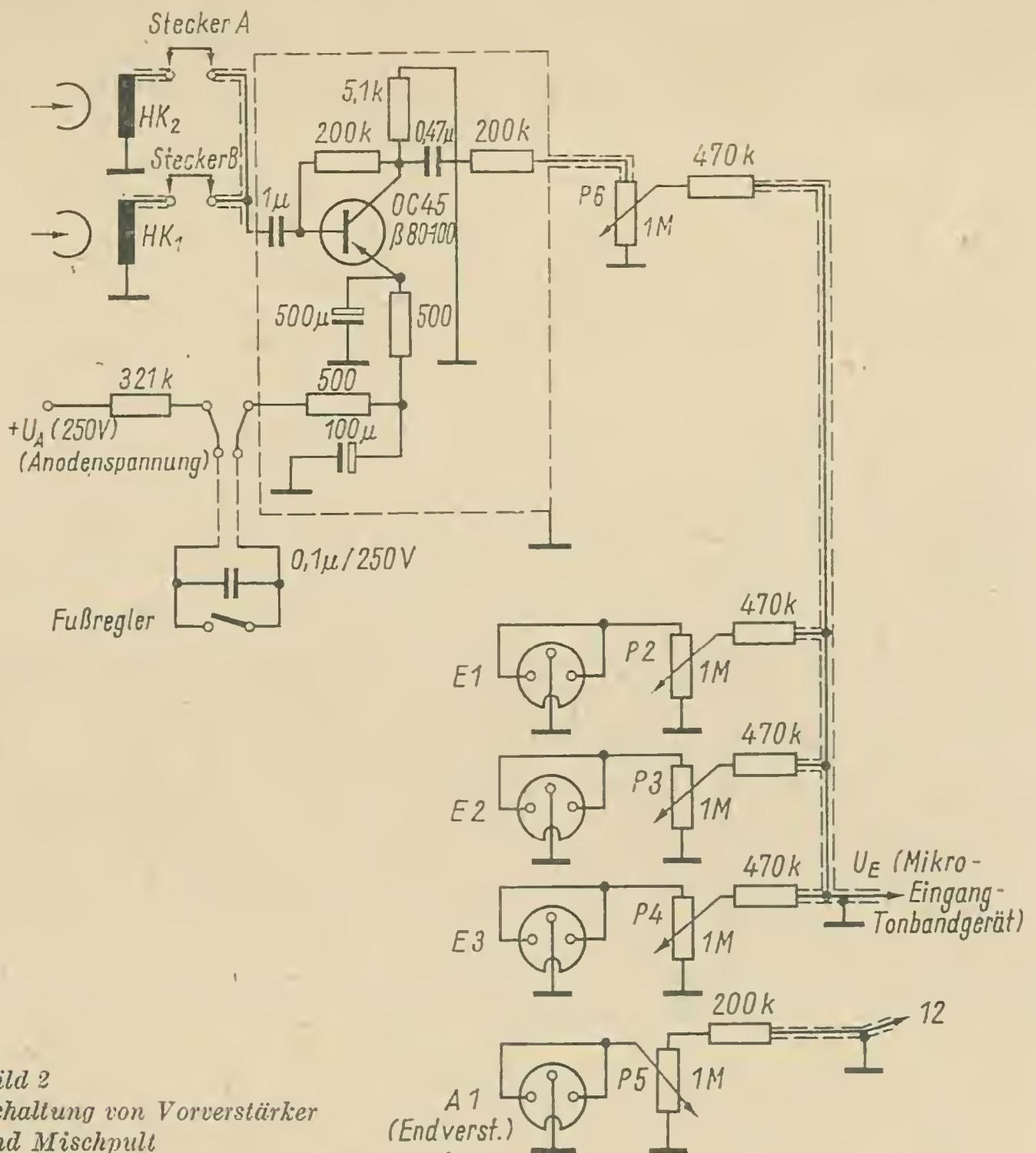


Bild 2
Schaltung von Vorverstärker
und Mischpult

Bandgerät weiterverstärkt, gelangt an den Sprechkopf. Vom Wiedergabekopf gelangt das vorher aufgezeichnete Tonsignal über einen Vorverstärker wieder zum Mischpult. Damit nimmt es den gleichen Weg wie vorher.

Als Vorverstärker wird ein Istufiger Transistorverstärker benutzt, der direkt im Mischpult eingebaut ist. Man muß darauf achten, daß es sich um einen rauscharmen Transistortyp handelt. Der Verstärker kann in seinen Ausmaßen sehr klein gehalten und daher ganz abgeschirmt werden. Seine Betriebsspannung erhält er über einen Vorwiderstand von der Anodenspannung des Magnetbandgeräts.

Errechnung des Vorwiderstands:

$$R_v = \frac{U_a - U_b}{I_c};$$

R_v — Vorwiderstand in $k\Omega$, U_a — Anodenspannung beim Magnetbandgerät in V, U_b — Betriebsspannung des Transistorverstärkers in V, I_c — Betriebsstrom des Transistorverstärkers in mA.

Für das Mustergerät wurde ermittelt:

$$R_v = \frac{250 \text{ V} - 9 \text{ V}}{0,75 \text{ mA}}$$

$$= \frac{241 \text{ V}}{0,75} \approx 320 \text{ k}\Omega .$$

Im Mustergerät war bei einer Anodenspannung von 250 V ein Vorwiderstand 320 $k\Omega$ erforderlich. Der Ausgang des Vorverstärkers muß hochohmig sein, damit eine gute Anpassung an das röhrenbestückte Bandgerät erfolgen kann.

Dem benutzten BG 26 wurde eine größere Bandgeschwindigkeit gegeben, und zwar durch eine zwischen der Motorachse und dem darüber laufenden Riemen angebrachte Verdickung. Sie kann aus einem Plastring oder ähnlichem Material bestehen. Sie sollte so gewählt werden, daß sich die Bandgeschwindigkeit von 9,5 cm/s auf 19 cm/s erhöht. Die Tonköpfe werden so befestigt, daß der Sprechkopf direkt neben dem 1. Hörkopf liegt. Der 2. Hörkopf sollte einen Abstand von 25 bis 35 mm vom Sprechkopf haben. Lösch-, Sprech- und 1. Hörkopf werden auf einer gemeinsamen Auflage-

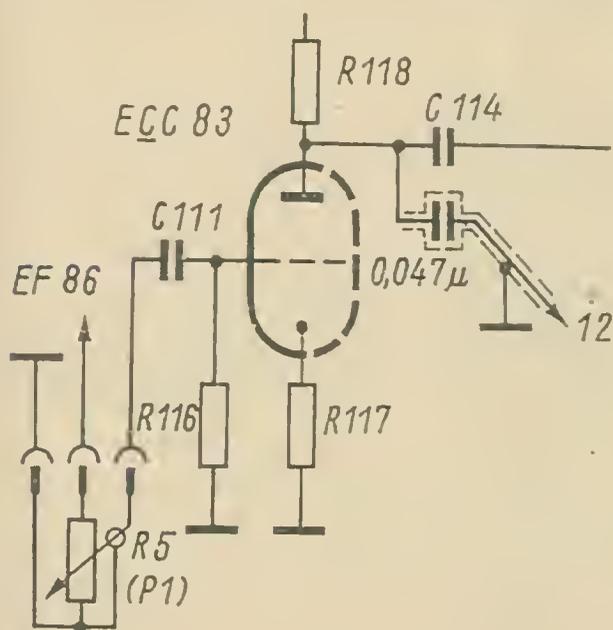


Bild 3
Schaltungsausschnitt mit der Ausgangsschaltung des Magnetbandgeräts BG 26-1. Bei anderen Magnetbandgeräten wird von der Anode des 2. Röhrensystems ausgekoppelt ($0,047 \mu\text{F}$ nach 12; s. Bild 2)

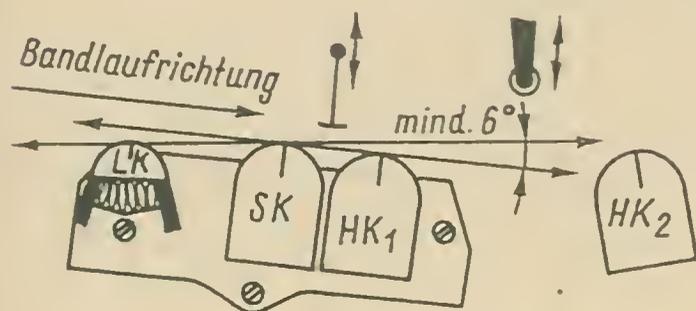


Bild 4
Skizze für die Anordnung der Magnetbandköpfe

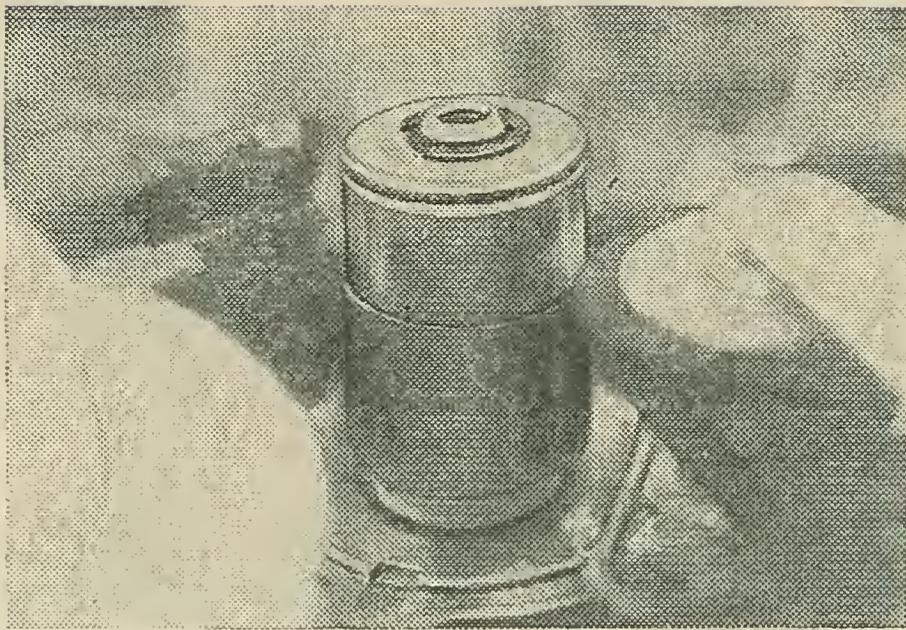


Bild 5
Angebrachte Verdickung
auf der Motorachse

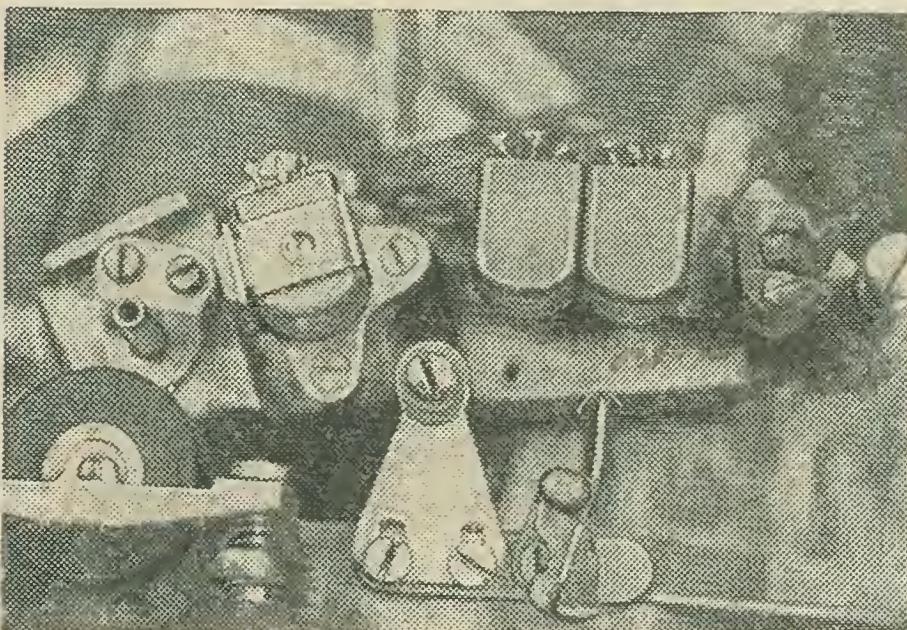


Bild 6
Blick auf die eingebauten
Magnetbandköpfe
(v. l. n. r. — HK 2,
HK 1, SK, LK)

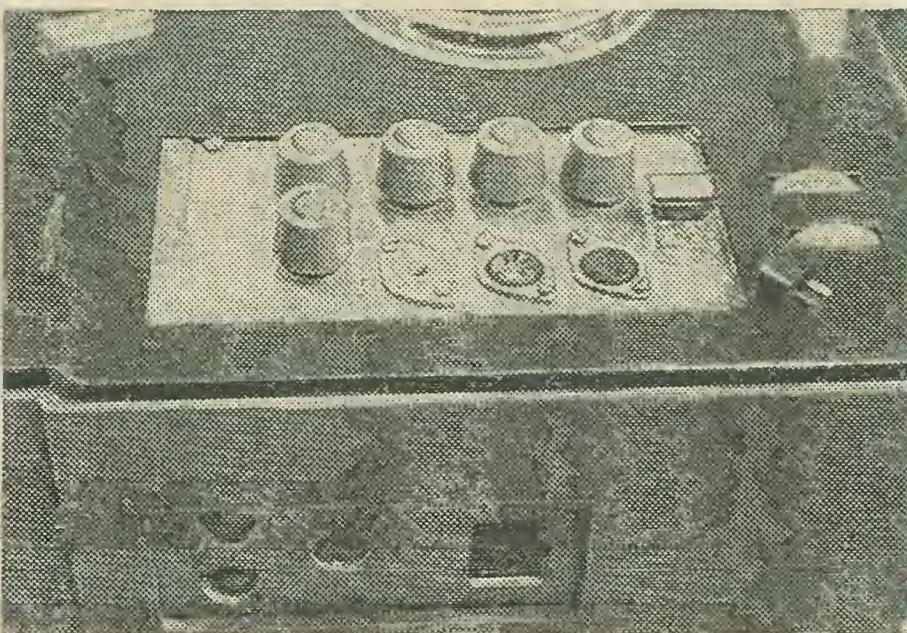


Bild 7
Ansicht des eingebauten
Mischpults. Rechts die
Steckerumschaltung
für die Hörköpfe;
unterhalb der Dreh-
knöpfe die Eingangs-
buchsen, unten die
Buchsen für Ausgänge
und Fußtaste

platte montiert, die sich vom Chassis des Bandgeräts durch Schrauben mit Gegenfedern verändern läßt. Das Justieren des Löschkopfs sollte vorher geschehen. Es ist darauf zu achten, daß das Band gut an jedem Kopf vorbeischieft. In der Mitte zwischen Sprech- und 1. Hörkopf schafft man

einen zusätzlichen Bandandruck, der bei Stellung „Aufnahme“ oder „Wiedergabe“ des Geräts wirksam wird. Als Hörköpfe wurden die Kombiköpfe *M 9059* vom *BG 26* benutzt.

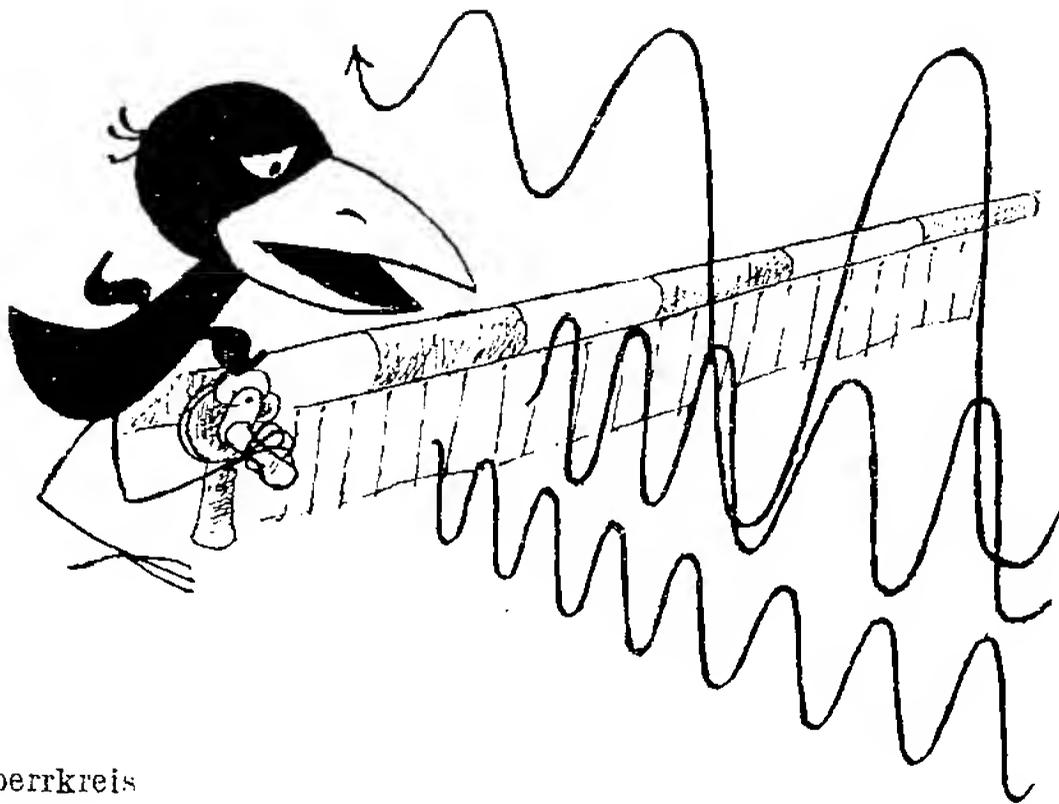
Zum Bau des Mischpults ist nur zu sagen, daß sämtliche Signalleitungen abgeschirmt und so kurz wie möglich sein sollen. Da auf den Innenlautsprecher des Bandgeräts verzichtet wurde, fand sich genügend Platz, um das Mischpult im Magnetbandgerät unterzubringen.

Das Einpegeln des Geräts beginnt man mit Nullstellung aller Potentiometer. Dann wird wie folgt verfahren:

- Gerät auf Aufnahme stellen;
- P 2, P 3 oder P 4 in Mittelstellung bringen;
- P 1 (Aufnahmeregler des Magnetbandgeräts) so weit aufdrehen, bis eine genügende Aufzeichnungsaussteuerung durch das *magische Auge* sichtbar wird;
- mit P 5 die gewünschte Lautstärke des Endverstärkers einstellen;
- Band abfahren;
- mit P 6 die (Hall-)Echo-Stärke (bei gedrücktem Fußregler) einstellen.

Die Echo- (Hall-)Pausen kann man durch Umschalten der Bandgeschwindigkeit und der Hörköpfe verändern.

Nach zahlreichen Versuchen erwies sich die beschriebene Möglichkeit als die beste und auch preiswerteste. Mit diesem Hall-Echo-Gerät arbeitet eine Musikgruppe bereits seit längerer Zeit zur vollsten Zufriedenheit.



NF-Vorverstärker mit Tremoloeffekt

Dipl.-Ing. Eberhard Schönherr

Das nachfolgend beschriebene Gerät wurde für den Anschluß an eine Elektrogitarre konzipiert. Es ist jedoch möglich, auch andere Elektromusikinstrumente oder ein Mikrophon anzuschließen. Die Entwicklung des Geräts resultiert aus dem Bestreben, die Möglichkeiten, die sich durch die elektronische Verstärkung der tonfrequenten Schwingungen bieten, mehr als bisher zur Beeinflussung von Klangbild und Klangfarbe zu nutzen.

Tremoloeffekt bezeichnet den akustischen Eindruck, den amplitudenmodulierte tonfrequente Schwingungen bei entsprechender Umwandlung in Schallwellen hervorrufen (Modulationsfrequenz 3 bis 15 Hz). Damit ist das Grundprinzip des Geräts gegeben: Amplitudenmodulation niederfrequenter Schwingungen (Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau).

Die tonfrequenten Schwingungen gelangen vom Tonabnehmer der Gitarre an die Eingangsstufe. Mit dem Potentiometer wird der Pegel angepaßt. Die eigentliche Aufgabe der Eingangsstufe besteht darin, einen hohen Eingangswiderstand zu realisieren und damit eine optimale Anpassung an das Tonabnehmersystem der Gitarre zu gewährleisten. Parallel dazu erzeugt der Tremologenerator eine Schwingung mit veränderbarer Frequenz und Amplitude. Beide Größen lassen sich durch Potentiometer

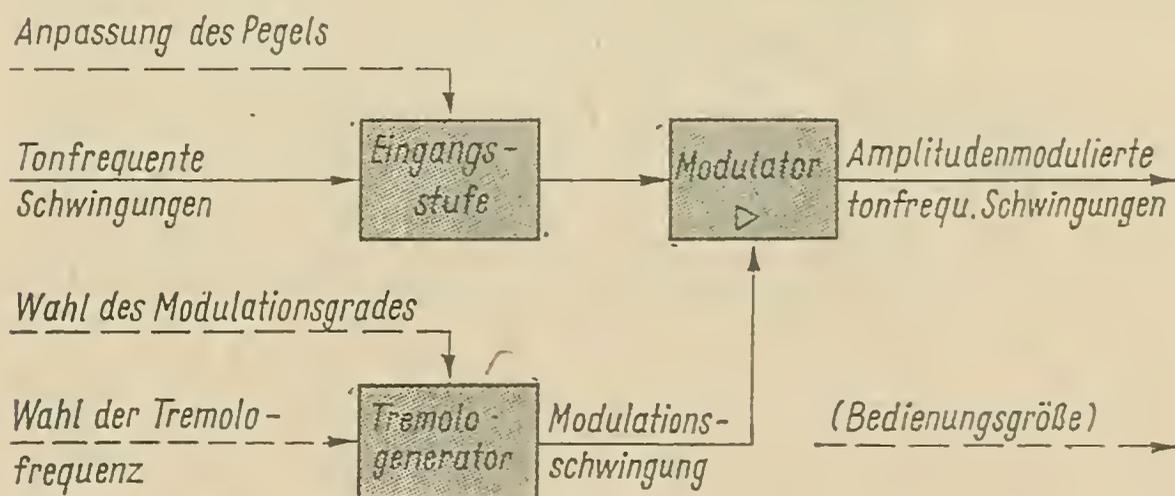


Bild 1 Blockschema für den NF-Vorverstärker mit Tremoloeffekt

stufenlos in den vorgegebenen Bereichen einstellen. Sowohl die von der Eingangsstufe kommenden Schwingungen als auch die vom Tremologenerator erzeugten Schwingungen werden an den jeweils vorgesehenen Eingang der Modulatorstufe geführt. Da der Modulator für die tonfrequente Eingangsspannung einen Verstärker bildet, kann man an seinem Ausgang diese Schwingungen amplitudenmoduliert und verstärkt abnehmen. Die Schaltung ist mit Transistoren bestückt; die Eingangsstufe (Bild 2)

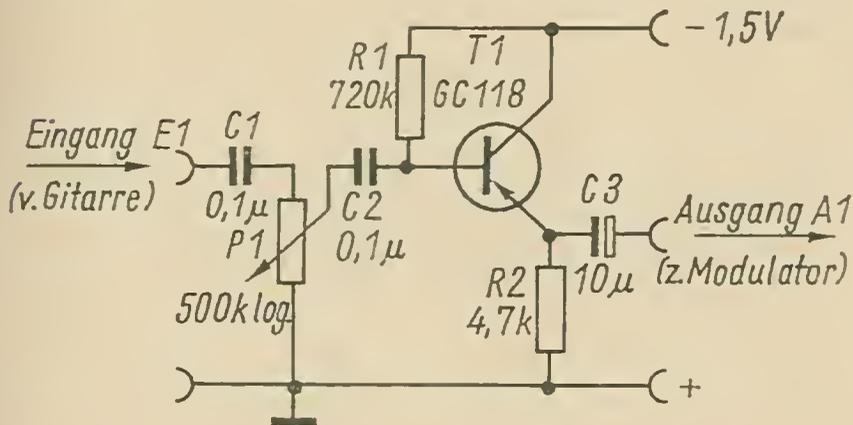


Bild 2
Schaltung der Eingangs-
stufe mit hohem
Eingangswiderstand

arbeitet in Kollektorschaltung. Beim direkten Anschluß an eine Elektrogitarre soll sich Potentiometer P 1 annähernd in Maximalstellung befinden. Schließt man jedoch eine Gitarre unter Zwischenschaltung eines Echo-Hall-Geräts, eine Elektronenorgel oder ein Mikrofon an das Gerät, dann ist die Stellung von P 1 so zu verändern, daß keine Übersteuerung auftritt. Transistor T 1 soll einen großen Stromverstärkungsfaktor haben (Gruppe c oder d), da hiervon die Größe des erreichbaren Eingangswiderstands abhängt. Bei geringen Ansprüchen genügt auch der Typ GC 116; jedoch tritt dann ein größeres Rauschen auf.

Ein Multivibrator, ein nachgeschalteter Tiefpaß und eine Verstärkerstufe übernehmen die Funktion des Tremologenerators. Die Anregung für diese Gestaltung des Generators wurde aus [1] entnommen. Der Tiefpaß dient zur Formung der vom Multivibrator erzeugten Rechteckimpulse, damit eine kontinuierliche (also keine sprunghafte) Amplitudenänderung der tonfrequenten Schwingungen erreicht wird. Bild 3 zeigt die Schaltung

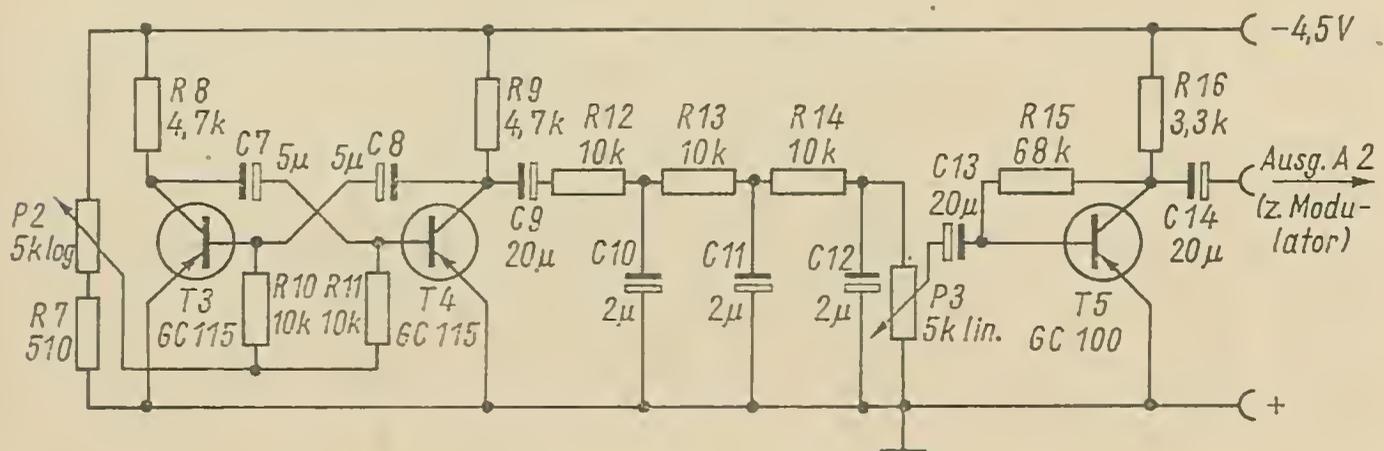


Bild 3 Schaltung des Tremologenerators

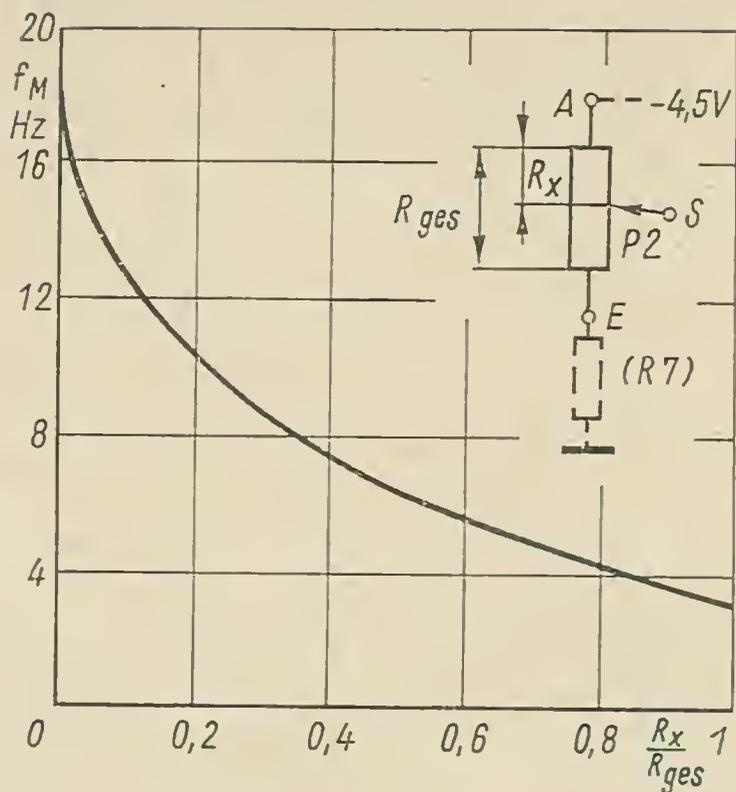


Bild 4
Abhängigkeit der Tremolo-
frequenz f_M von der Stellung
des Potentiometers P 2

des Tremologenerators. Mit Potentiometer P 2 stellt man die jeweils gewünschte Modulationsfrequenz f_M (Tremolofrequenz) ein. Der zur Verfügung stehende Frequenzbereich liegt zwischen 3 Hz und 18 Hz. Bild 4 zeigt die Abhängigkeit der Frequenz von der Stellung des Potentiometers P 2. Die Funktionswerte wurden experimentell ermittelt. Eine einfache Einstellung erfordert, daß zwischen der Modulationsfrequenz f_M und dem Drehwinkel φ des Potentiometers eine annähernd lineare Abhängigkeit besteht, d. h.,

$$\frac{\Delta f_M}{\Delta \varphi} \approx \text{konstant.}$$

Diese Forderung läßt sich durch ein Potentiometer mit logarithmischer Teilung erfüllen. In Bild 4 ist der funktionsgerechte Einbau durch Angabe der Buchstaben E und A, die auf einigen Potentiometern aufgedruckt sind, vermerkt (zutreffend für positiv logarithmische Teilung).

Mit Potentiometer P 3 wird der Modulationsgrad verändert, d. h. die Stärke des Tremoeffekts bestimmt. Der nachgeschaltete Verstärker mit Transistor GC 100 paßt die Tremoloschwingung an die Modulatorstufe an.

Der Grundaufbau des Modulators entspricht einem Istufigen Transistorverstärker mit Emitterwiderstand zur Arbeitspunktstabilisierung (Bild 5). Die Tremoloschwingung wird über Widerstand R 17 am Emitter eingespeist. Um den Aufbau einfach zu gestalten, erfolgen Einspeisen der Tonfrequenz und Auskoppeln des Modulationsprodukts kapazitiv. Mit dem Einstellregler R 3 wird der Arbeitspunkt eingestellt. Es ist zu beachten, daß auch bei großem Modulationsgrad (P 3 steht in Maximalstellung) eine verzerrungsfreie Übertragung der tonfrequenten Schwin-

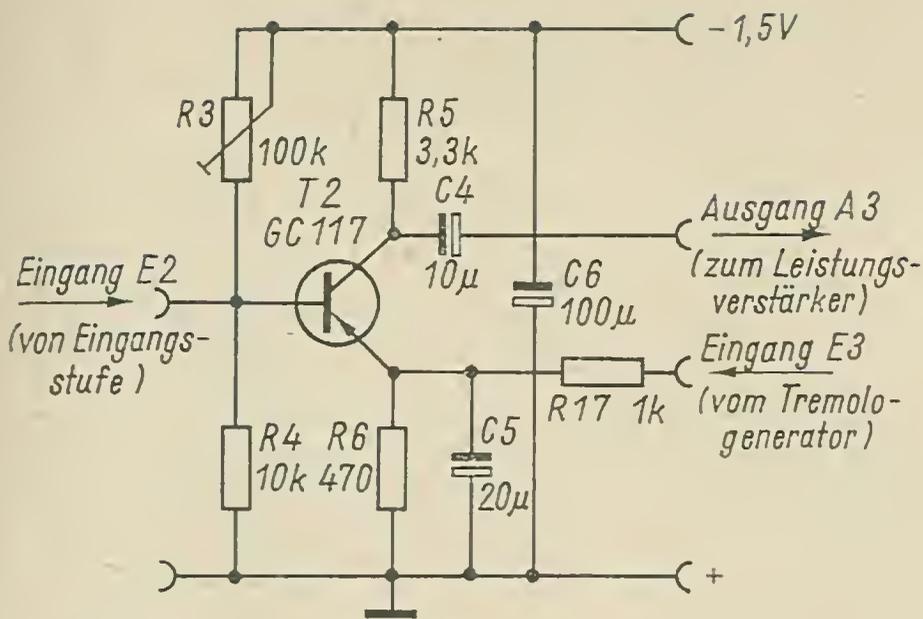


Bild 5 Schaltung der Modulatorstufe

gungen gewährleistet sein muß. R_3 soll auf etwa 50 bis 80 k Ω eingestellt werden. Als Transistor eignet sich Typ GC 117. Bei geringeren Ansprüchen an den Rauschabstand genügt auch der Typ GC 116.

Ein bestimmter Anteil der Tremolofrequenz gelangt an den Ausgang der Modulatorstufe und überlagert sich mit den tonfrequenten Schwingungen. Das ist jedoch für die Praxis unproblematisch, da die niedrigen Tremolofrequenzen im nachfolgenden Verstärkerlautsprechersystem einer so hohen Dämpfung unterliegen, daß sie akustisch nicht mehr wahrnehmbar sind. Außerdem wird beim richtigen Aussteuern der Modulatorstufe das ausgangsseitige Verhältnis der Amplituden von tonfrequenter Schwingung zu Tremoloschwingung so groß, daß letztere vernachlässigt werden kann.

Bild 6 zeigt das Oszillogramm einer amplitudenmodulierten niederfrequenten Schwingung ($f = 440$ Hz, entspricht Ton a'; $f_M = 16$ Hz).

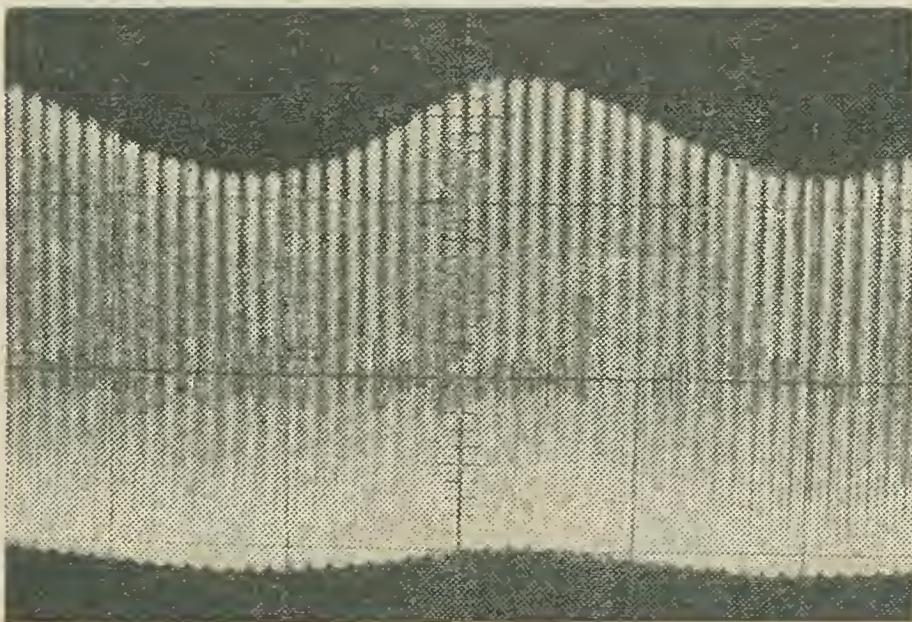


Bild 6
Oszillogramm einer
niederfrequenten
Schwingung
mit Tremoloeffekt

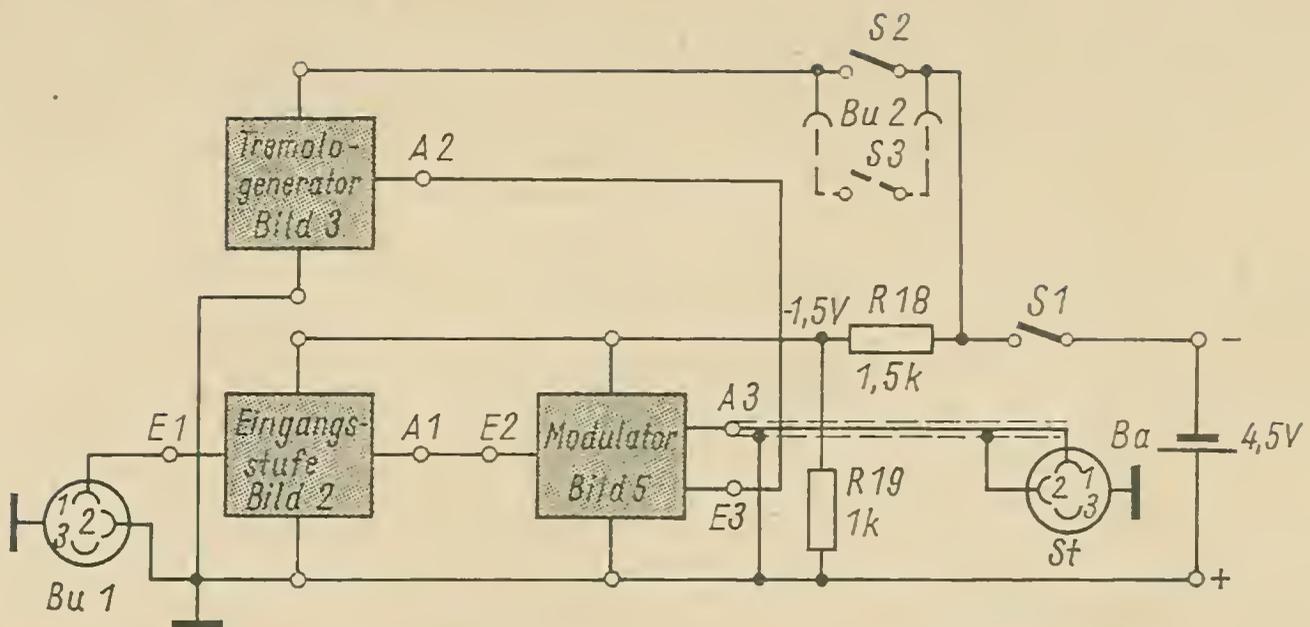


Bild 7 Gesamtschaltbild für den NF-Vorverstärker mit Tremoloeffekt

Der Schwingungsverlauf resultiert aus der Modulation mit der Tremoloschwingung. Obwohl ein relativ geringer Modulationsgrad vorliegt, läßt sich bereits ein ausgeprägter Tremoloeffekt wahrnehmen.

Bild 7 zeigt das Zusammenschalten der beschriebenen Baustufen. Die Stromversorgung des Gesamtgeräts übernimmt eine Flachbatterie 4,5 V. Die Widerstandskombination $R\ 18/R\ 19$ dient als Spannungsteiler und zur Entkopplung der Stromversorgungsleitung. Der Spannungsabfall über $R\ 19$ soll 1,5 V betragen. Schalter $S\ 1$ dient zum Ein- und Ausschalten des Gesamtgeräts. Mit Schalter $S\ 2$ wird das Tremolo zu- bzw. abgeschaltet. $S\ 3$ arbeitet parallel zu $S\ 2$ und ist als Fußschalter konzipiert. Der Anschluß erfolgt über ein 2adriges Kabel mit einer Steckverbindung. Durch $S\ 3$ läßt sich auch während des „Spielens“ der Tremoloeffekt bequem durch den Fuß zu- bzw. abschalten. Man beachte jedoch, daß sich bei Benutzen des Fußschalters Schalter $S\ 2$ grundsätzlich in Stellung „Aus“ befindet. Soll das Tremolo mit $S\ 2$ geschaltet werden, dann muß der Fußschalter die Stellung „Aus“ einnehmen, was damit gleichgesetzt werden kann, daß letzterer nicht an das Gerät angeschlossen ist.

Die Anordnung der Bauelemente erfolgt auf einer Leiterplatte, Bild 8 zeigt die Leitungsführung, Bild 9 die Bestückung. Der mechanische Aufbau des Geräts ist unkritisch. Bild 10 stellt ein Mustergerät dar, das bereits seit 3 Jahren funktionssicher arbeitet. Der Querschnitt dieses Geräts ist in Bild 11 dargestellt; die Hauptabmessungen sind angegeben. Die Länge beträgt 170 mm. Das Gehäuse besteht aus Aluminiumblech. Die Abmessungen sind so gewählt, daß außer der Leiterplatte Flachbatterie, Potentiometer und Schalter Platz finden. Bei der Gestaltung wurde besonders auf eine stoßgeschützte Anordnung der Bedienelemente geachtet. Eingangsseitig weist das Gerät eine Flanschsteckdose zum Anschluß eines Diodensteckers auf. Ausgangsseitig wird über ein festangeschlossenes, abgeschirmtes Kabel mit Diodenstecker die Verbindung

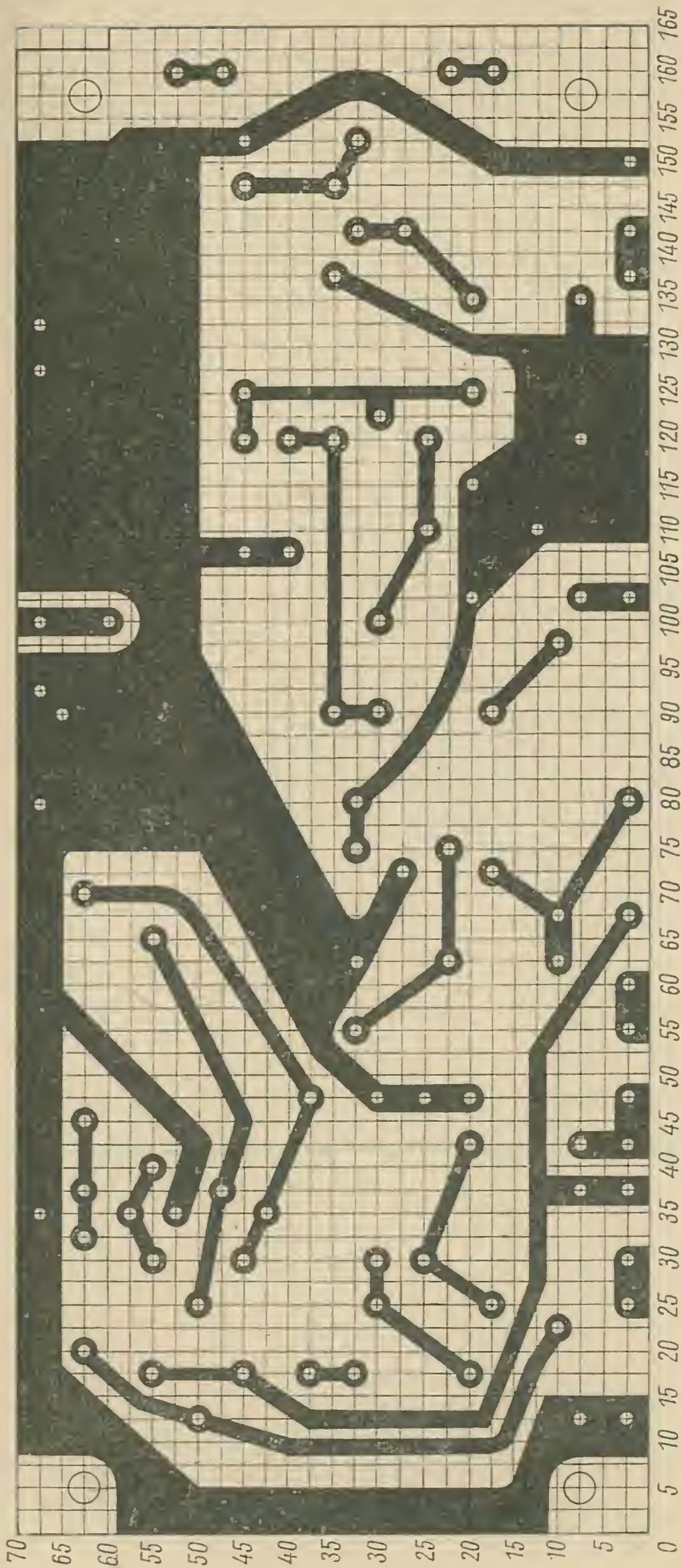


Bild 8 Leiterplatte für die beschriebene Schaltung (165 mm × 70 mm.)

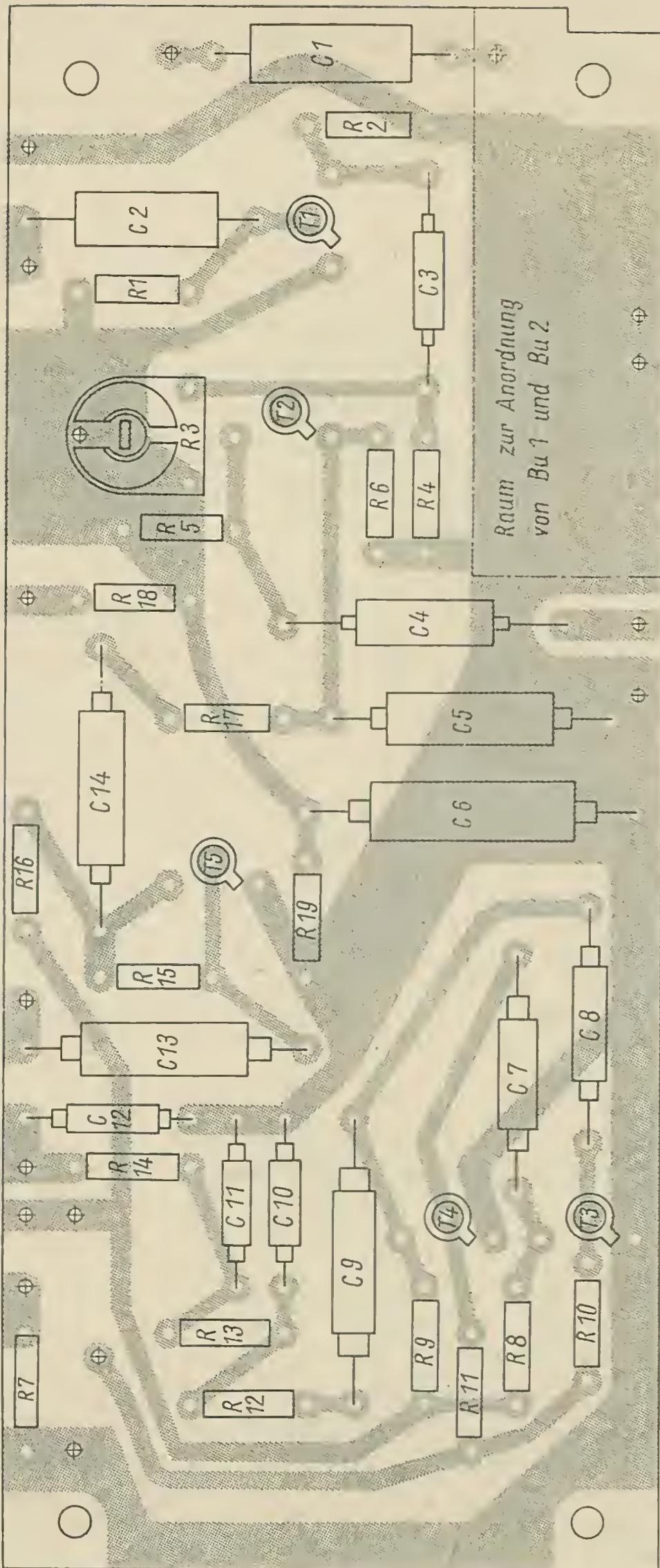


Bild 9 Bestückung der Leiterplatte nach Bild 8

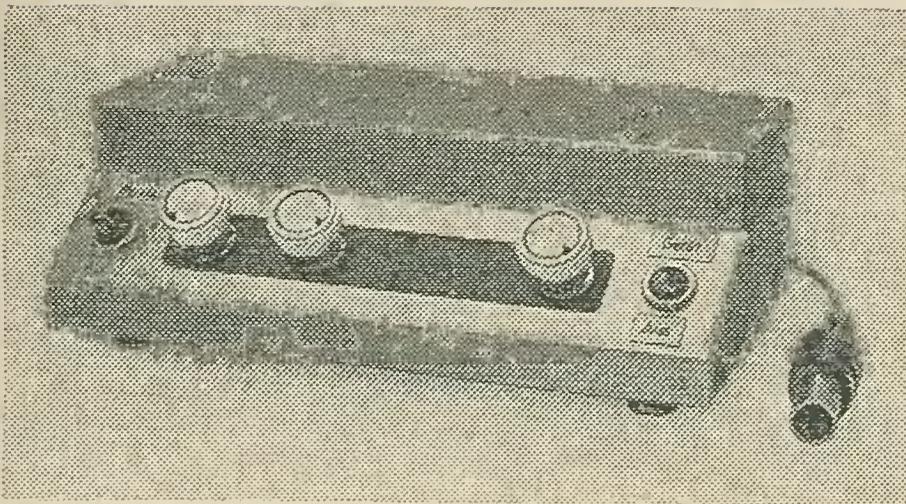


Bild 10
Ansicht
des vom Verfasser
aufgebauten Mustergeräts

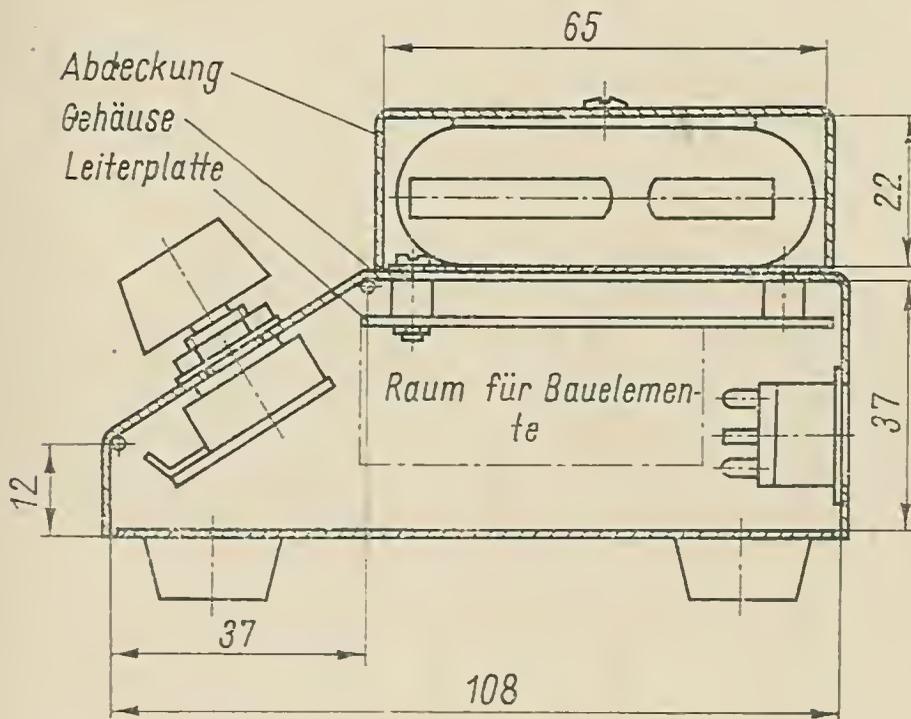


Bild 11
Skizze für den mecha-
nischen Aufbau
des Mustergeräts (Quer-
schnittsdarstellung)

zum nachfolgenden Hauptverstärker hergestellt. Das Kabel hat eine Zugentlastung und wird mit einer Gummitülle durch das Gehäuse geführt.

Abschließend seien noch Hinweise zur richtigen Wahl von Tremolofrequenz und Modulationsgrad gegeben. Meist wählt man bei einer Folge von gehaltenen Tönen eine kleine Tremolofrequenz, dagegen bei rasch aufeinanderfolgenden Tönen bzw. Stakkatospiele eine entsprechend höhere Frequenz. Der Modulationsgrad wird beim Spiel im Satz (unisono oder mehrstimmig) kleingehalten, er kann jedoch beim Solospiel wesentlich vergrößert werden. In speziellen Fällen kann man natürlich von diesen allgemeinen Richtlinien abweichen, besonders dann, wenn dadurch der Charakter des betreffenden Musikstücks und die Besonderheiten des Arrangements betont werden.

Literatur

- [1] Lesche, J.: Einführung in die Technik der elektronischen Musikinstrumente, FUNKAMATEUR 15 (1966), Heft 7, S. 340.

Bauanleitung für einen einfachen Stereoverstärker

Harro Kühne

Stereoverstärker sind in der Literatur schon oft beschrieben worden. Zum Teil ist jedoch der Aufwand an Halbleiterbauelementen groß im Vergleich zu den erreichten Daten der Verstärker. Der vorgestellte Verstärker dagegen kommt mit einem Minimum an Bauteilen aus, ohne daß sich die Qualität der Wiedergabe wesentlich verringert. Der Stereoverstärker liefert eine Sinusleistung von 10 W je Kanal an einen Lastwiderstand von $3,6 \Omega$. Zur Vollaussteuerung wird eine effektive Eingangsspannung von 0,35 V benötigt. Der 3-dB-Frequenzbereich beginnt bei 23 Hz und endet bei 35 kHz. Jeder Kanal erfordert 7 Transistoren. Sämtliche verwendeten Transistoren sind Silizium-Planar-Transistoren aus RFT-Amateurbedarfslieferanten.

Bei der Beschreibung des Verstärkers wurde auf das Anführen von Formeln zur Berechnung bestimmter Eigenschaften der Schaltelemente verzichtet. Der interessierte Amateur findet in [3] genügend Berechnungshinweise.

Bild 1 zeigt die Schaltung eines Kanals des Stereoverstärkers. Die Transistoren T 4 bis T 7 gehören zur Endstufe, die als quasi-komplementärer Leistungsverstärker arbeitet. Die Transistoren T 4 und T 6 bilden einen *Darlington*-Verstärker in Kollektorschaltung. Die Transistoren T 5 und T 7 werden in Emitterschaltung betrieben. Durch die starke Gegenkopplung von Kollektor T 7 zu Emitter T 5 haben auch diese beiden Transistoren zusammen eine Spannungsverstärkung von etwa 1. Die Stromverstärkung dieser Anordnung ist genauso groß wie bei der üblichen *Darlington*-Schaltung. Die Betriebsweise von T 5 und T 7 wird darum auch als Komplementär-*Darlington*-Schaltung bezeichnet. Für die Transistoren T 6 und T 7 wurde der Silizium-Planar-Typ *BDY 12* benutzt.

Planartransistoren in der Endstufe bringen gewisse Vorteile. Durch die hohe f_T -Frequenz dieser Transistoren läßt sich leichter eine hohe Grenzfrequenz des Verstärkers erreichen als mit Germaniumtransistoren von einer meist wesentlich niedrigeren Grenzfrequenz. Auch das gefürchtete Ansteigen der Verlustleistung bei Übersteuerung mit hohen Frequenzen kann man wesentlich einfacher beherrschen. Weitere Vorteile ergeben sich

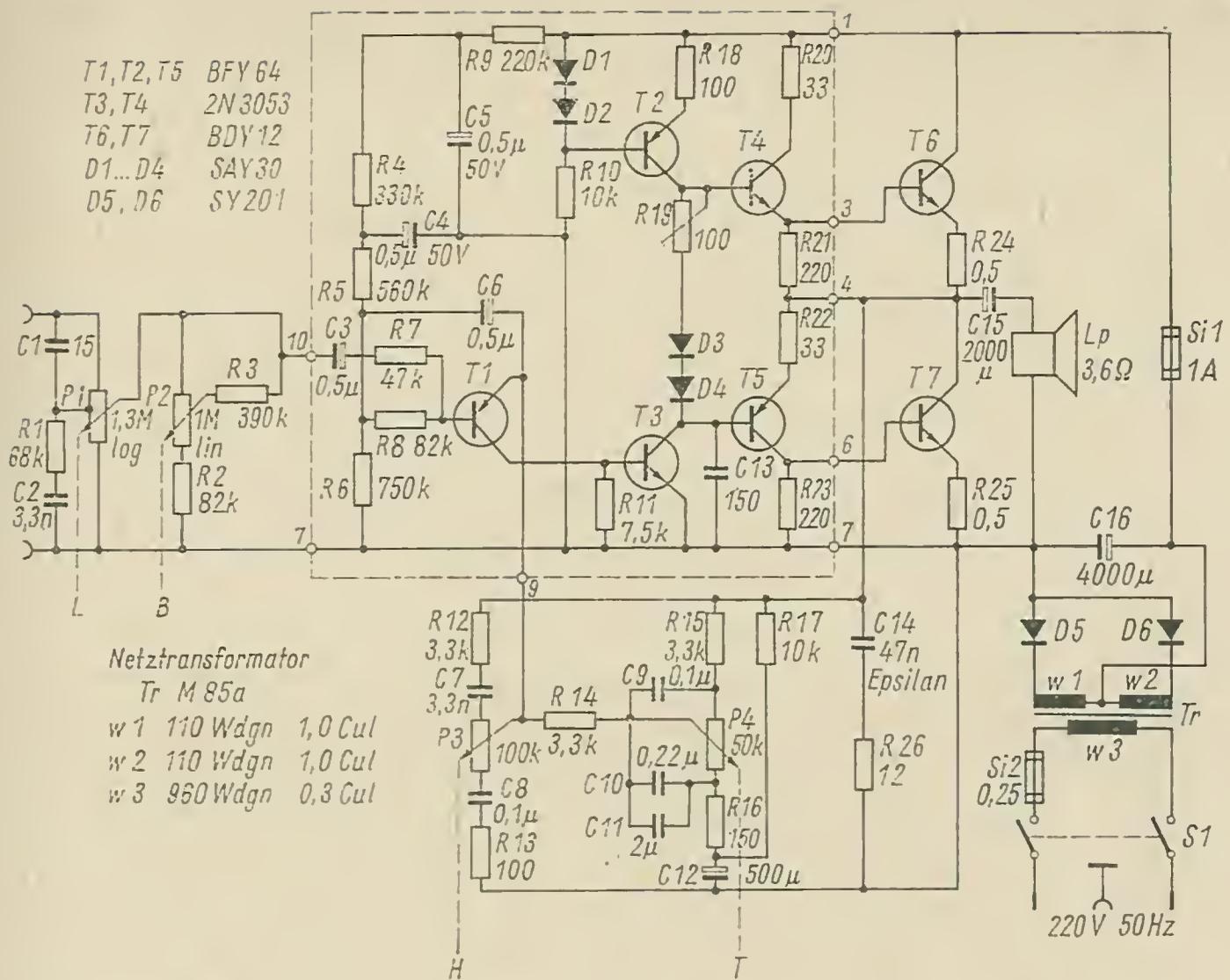


Bild 1 Schaltung eines Kanals des Stereoverstärkers

bei der Temperaturstabilisierung, da der Einfluß des Reststroms vernachlässigt werden kann. Die Endstufentransistoren T 6 und T 7 sollen gepaart sein. Als Paarungspunkt wurde nach [1] eine Kollektorspannung von 2 V und ein Kollektorstrom von 1 A festgelegt. In diesem Punkt sollten sich die Stromverstärkungsfaktoren um höchstens 20% voneinander unterscheiden.

Damit die Übernahmeverzerrungen in der Endstufe so klein wie möglich bleiben, werden die Transistoren T 6 und T 7 mit einem Ruhestrom von 20 mA betrieben. Diesen stellt man mit dem Regler R 19 ein. Die Dioden D 3 und D 4 stabilisieren den Ruhestrom gegenüber Schwankungen der Speisespannung. Da der Spannungsabfall über den Dioden von der Umgebungstemperatur abhängt, wird der Ruhestrom auch gegenüber diesen Änderungen stabilisiert. Die in den Emitttern von T 6 und T 7 eingeschalteten 0,5-Ω-Widerstände tragen gleichfalls zur Stabilität des Ruhestroms bei. Die in B-Betrieb arbeitenden Endtransistoren geben bei Vollaussteuerung an den Lautsprecher eine Leistung von 10 W ab. Die maximale Verlustleistung beträgt etwa 3,5 W. Für diese Leistung müssen die Endtransistoren und ihre Kühlbleche ausgelegt werden.

Vor den Leistungstransistoren T 6 und T 7 sind die Phasenumkehrtransistoren angeordnet. Da es noch keine speziellen Komplementärpaare von Siliziumtransistoren gibt, wurden diese Paare entsprechend zusammengestellt. Die Transistoren haben eine Stromverstärkung von 100. T 4 und T 5 der Phasenumkehrstufe sollten — wenn möglich — gepaart sein und eine etwa gleiche Kennlinie haben. Der Paarungspunkt liegt bei diesen Transistoren bei einer Kollektorspannung von 5 V und einem Kollektorstrom von 50 mA. Die Abweichung der Stromverstärkungen soll in diesem Punkt kleiner sein als 20%.

Die Endstufentransistoren haben eine Stromverstärkung von 50. Um diesen Faktor verringert sich die Verlustleistung der Transistoren T 4 und T 5 gegenüber den Transistoren in der Endstufe. Der erforderliche Basisspitzenstrom zur Vollaussteuerung ist mit den angegebenen Stromverstärkungsfaktoren von T 4 bis T 7 etwa 0,6 mA.

Die quasi-komplementäre Endstufe wird von der aus den Transistoren T 2 und T 3 bestehenden Treiberstufe angesteuert. Diese Stufe weicht von den üblichen Treiberstufen ab, da als Kollektorwiderstand eine Konstantstromquelle verwendet wird. Diese Maßnahme bietet einige Vorteile gegenüber der sonstigen Schaltweise. Die Konstantstromquelle läßt sich auch durch einen Widerstand ersetzen, der vom Kollektor T 3 zum Pluspol der Speisespannung geht. Dieser Widerstand muß aber sehr niederohmig sein, wenn die Transistoren T 4 und T 5 möglichst weit angesteuert werden sollen, da der Steuerstrom dieser Transistoren an dem Kollektorwiderstand einen Spannungsabfall hervorruft. Eine andere Möglichkeit ist gegeben, wenn man eine zweite positive Speisespannung verwendet — sie muß jedoch größer sein als die Speisespannung des Verstärkers. Dann kann man die Endstufe voll aussteuern, ohne den Kollektorwiderstand von T 3 allzu niedrig zu wählen. (Je kleiner der Kollektorwiderstand ist, um so geringer wird die Verstärkung der Treiberstufe.)

Wenn man den Kollektorwiderstand von T 3 teilt und die Verbindungsstelle an den Mittelpunkt der Endstufe (über einen Kondensator) legt, so kann die Endstufe ebenfalls voll angesteuert werden. Bei einer solchen Schaltung wird die Versorgungsspannung mitgeführt. In [2] ist diese Schaltungsart beschrieben. Man erreicht damit eine Vollaussteuerung der Endstufe ohne eine zusätzliche Speisespannung. Bei dem vorliegenden Verstärker wird als Kollektorwiderstand eine Konstantstromquelle benutzt; man gewinnt damit neben großer Aussteuerbarkeit der Endstufe den Vorteil einer größeren Verstärkung der Treiberstufe (bei Verwendung einer Konstantstromquelle entfällt der Kollektorwiderstand!). Der Innenwiderstand der Quelle ist zu vernachlässigen. Er liegt im Megaohmbereich.

Die Spannungsverstärkung der verwendeten Treiberstufe ist etwa 2- bis 10mal größer als bei vergleichbaren Treiberstufen, die mit einem Kollektorwiderstand und mit gleichem Kollektorstrom arbeiten. Der

Strom, den die Konstantstromquelle liefern muß, hängt ab von dem erforderlichen Spitzenstrom der Endstufe. Der Konstantstrom sollte wenigstens doppelt so groß sein. Wird er größer gewählt, so steigt die Verstärkung der Treiberstufe. Beim Mustergerät wurde ein Strom von 7 mA gewählt. Dieser Strom entspricht auch dem Kollektorstrom des Transistors T 3. Der konstante Strom wird von T 2 geliefert und durch Stromgegenkopplung im Emitterkreis dieses Transistors mit $R 18$ eingestellt.

Die Vorstufe ist mit einem pnp-Planar-Transistor bestückt und direkt mit der Treiberstufe gekoppelt. Der Widerstand $R 11$ zwischen der Basis T 3 und dem Minuspol der Speisespannung gewährleistet, daß der Treibertransistor T 3 mit einem definierten Kollektorstrom betrieben wird. Wäre $R 11$ nicht vorhanden, dann hinge der Kollektorstrom der Vorstufe von der Stromverstärkung des Treibertransistors ab. Es kommt in solchen Fällen (besonders bei großen Verstärkungsfaktoren von T 3) vor, daß die Vorstufe mit Kollektorströmen um $10 \mu\text{A}$ betrieben wird. Durch den Widerstand beträgt der Kollektorstrom von T 1 wenigstens $80 \mu\text{A}$.

Der gesamte Verstärker ist durchgehend direktgekoppelt. Daher werden alle Arbeitspunkte durch die Auslegung des Basisspannungsteilers der 1. Stufe bestimmt. Der Emitter von T 1 ist über ein zur Klangregelung dienendes Netzwerk mit dem Mittelpunkt der Endstufe gleichstrommäßig verbunden, an dem die halbe Speisespannung des Verstärkers liegen soll. Diese Spannung liegt durch die direkte Kopplung auch am Emitter von T 1. An der Basis T 1 muß demzufolge auch etwa die Hälfte der Speisespannung zu messen sein. Nach dieser Bedingung läßt sich der Spannungsteiler für die Basisspannung T 1 bestimmen; er wurde für diese Spannung aufgeteilt, damit man die Vorspannung für T 1 sieben konnte. Die Gegenkopplung vom Ausgang auf den Emitter von T 1 gewährleistet einen hohen Eingangswiderstand der 1. Stufe. Damit sich dieser Eingangswiderstand durch den Basisspannungsteiler nicht wieder verringert, wird dieser mit dem Kondensator $C 6$ hochgelegt. Das aber bewirkt, daß der mit der Gegenkopplung erzeugte hohe dynamische Eingangswiderstand des Verstärkers (er erreichte beim Mustergerät $2,4 \text{ M}\Omega$) voll erhalten bleibt.

Noch einige Bemerkungen zur Klangregelung. Wie angedeutet, wurde die Klangregelung in den Gegenkopplungszweig gelegt. Es wird ein Fächerentzerrer benutzt. Da die Entzerrerschaltung im Gegenkopplungszweig liegt, bewirken die Stellungen der Regler (die im allgemeinen eine Absenkung der entsprechenden Frequenzen hervorrufen) deren Anhebung. Es ist günstig, für die Regler Potentiometer mit einer negativ logarithmischen Kennlinie zu verwenden. Die Stellung für linearen Frequenzgang liegt dann etwa bei der Mittelstellung. Durch den Widerstand $R 17$ erreicht man, daß sich der Arbeitspunkt des Verstärkers beim Betätigen des Tiefenreglers nicht wesentlich ändert. Die Widerstände $R 12$ und $R 13$ verhindern, daß die Höhen unbegrenzt angehoben bzw. abgesenkt



Bild 2 Frequenzgang des Verstärkers

werden. Bild 2 zeigt die Frequenzkurven, die am erprobten Mustergerät bei Maximalstellung der Regler gemessen wurden. Weiter ist aus Bild 2 auch die Frequenzgangkurve ersichtlich, die sich bei Stellung „linear“ der Regler ergibt.

Für den Balance- und den Lautstärkereger wurde auf einen Vorschlag in [1] zurückgegriffen. Der Balanceregler hat einen Einstellbereich von +3 dB bis -10 dB. Die Summe der Ausgangsleistung beider Kanäle bleibt beim Verstellen des Balancereglers konstant. Die Dämpfung des

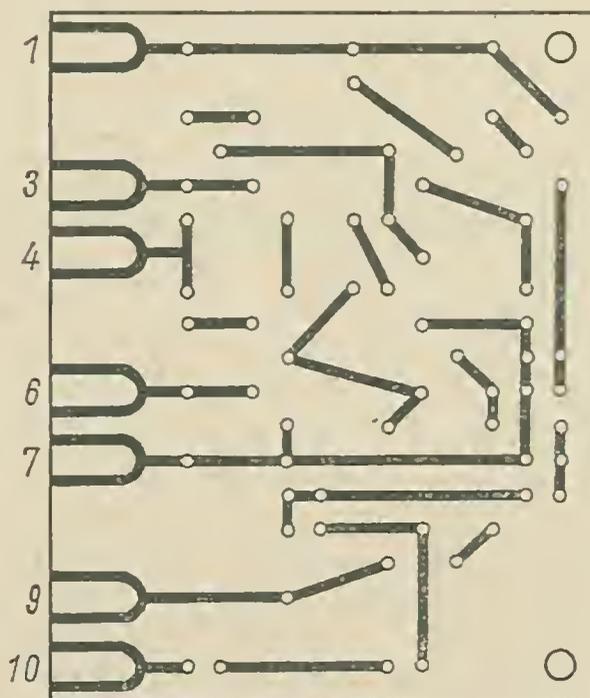


Bild 3 Leitungsmuster eines Verstärkerkanals

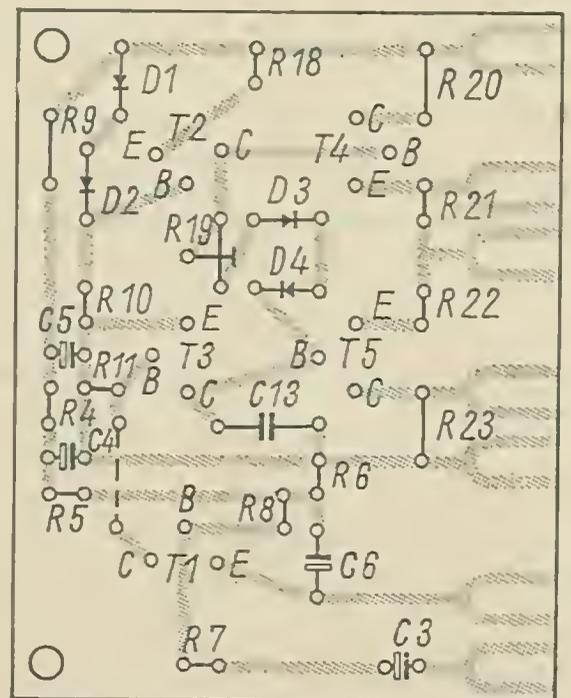


Bild 4 Bestückungsplan zu Bild 3

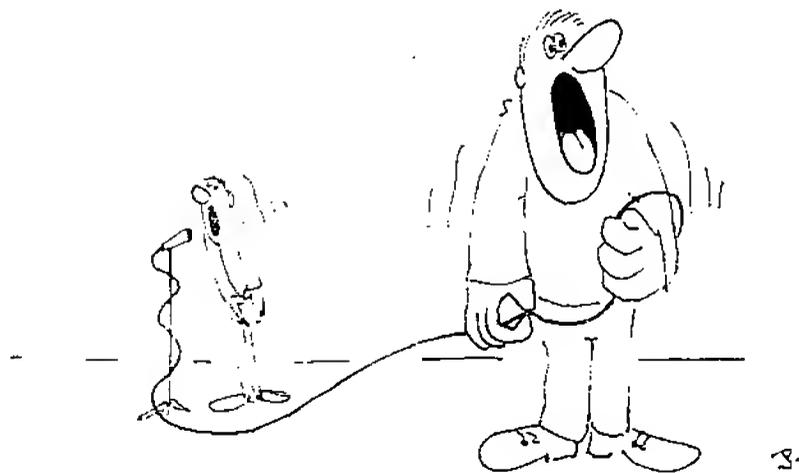
Reglers beträgt in Mittelstellung 3 dB. Vor dem Balanceregler befindet sich der Lautstärkeregler. Es wurde ein Stereopotentiometer verwendet, das einen logarithmischen Verlauf hat und bei 300 k Ω angezapft ist. Mit dieser Anzapfung ließ sich eine etwa gehörrichtige Lautstärkeregelung realisieren.

Für die Stromversorgung der beiden Verstärkerkanäle fand ein einfacher Netzteil Verwendung. Eine Stabilisierung war auf Grund der kräftigen Gegenkopplung in den Verstärkern nicht erforderlich. Der in Bild 1 gezeigte Netzteil ist so ausgelegt, daß er beide Verstärker versorgen kann. Jeder Verstärkerkanal wurde auf einer Leiterplatte aufgebaut. Bild 3 zeigt das Leitungsmuster, Bild 4 den Bestückungsplan der Platine. Die Leistungstransistoren sind getrennt auf Kühlblechen zu montieren. Es ist darauf zu achten, daß die Leitungen zu den Endstufentransistoren einen genügenden Querschnitt aufweisen, damit Verkopplungen vermieden werden. Kondensator *C* 14 und Widerstand *R* 26 sind direkt an die Endtransistoren anzulöten. Diese Kombination verhindert ebenso wie *C* 13 ein Schwingen des Verstärkers bei hohen Frequenzen.

Literatur

- [1] *Sydow, R.*: NF-Verstärker mit dem Si-Epitaxie-Planar-Leistungstransistor BD 106. Technische Information Halbleiterbauelemente der Firma Intermetall, Best.-Nr. 6200-35-1 D.
- [2] *Meissner, R.*: Stereo-Heimbandgerät B43A (Tesla ANP 250) radio, fernsehen, elektronik 19 (1970), Heft 14, S. 473—475.
- [3] *Besurjannis, W.*: NF-Verstärker mit pnp-Transistoren, radio, fernsehen, elektronik 19 (1970), Heft 5, S. 167—170.

Wir klären Begriffe



MIKROFONVERSTÄRKER

Ein Synchronisiergerät für Schmalfilm und Diaprojektion

Hans-Joachim Roth

Wir werden heute von Film und Fernsehen mit sehr großem technischem Aufwand verwöhnt. Wen wundert es da, daß manche den 8-mm- und Super-8-Film etwas geringschätzig betrachten. Sicher, seine technische Qualität läßt Wünsche offen, der Amateur erreicht nie die Perfektion ausgebildeter Filmschaffender, und der Film ist meist stumm. Der Amateurfilm zeigt jedoch Ereignisse der Privatsphäre, und das kann kaum ein professioneller Film.

Da neben Filmkamera und Projektor das Magnetbandgerät weit verbreitet ist, liegt es nahe, dieses als Filmtontträger zu nutzen. Das Magnetbandgerät bietet gegenüber dem Randspurverfahren bessere Tonqualität bei insgesamt geringeren Kosten, es muß jedoch mit dem Projektor gekoppelt werden. In der Vergangenheit gab es Tonkoppler zu verschiedenen Filmprojektoren. Besitzer älterer Geräte können darauf zurückgreifen. Was aber tun die Amateure, die mit dem *Meolux* oder mit einem älteren Projektor ohne industriell vorgesehene Koppelmöglichkeit arbeiten? Es gibt in solchen Fällen nur den Weg des Eigenbaus. Da Filmamateure oft auch Bastler sind, bietet sich ein weites Betätigungsfeld.

Vor dem Bau ist allerdings zu überlegen, ob man einen mechanischen Koppler mit seinen Nachteilen (kompliziertes Startverfahren, Synchronabweichung durch Bandschlupf und Banddehnung) verwendet, oder ob man den größeren Aufwand nicht scheut und das im folgenden beschriebene Synchronisiergerät nachbaut. Es garantiert elektronisch eine starre Ton-Bild-Verbindung; außerdem läßt es sich zur Steuerung eines automatischen Diapositiv-Projektors wie *Aspektomat* vom Band aus (bei Dia-Tonband-Vorträgen) benutzen. Außerdem kann ein solches Synchronisiergerät auch zur Herstellung des Synchronontons schon bei der Aufnahme dienen.

Arbeitsverfahren

Das Synchronisiergerät arbeitet nach dem Impulsvergleichsverfahren (Prinzipielles dazu in [1]). Im Gegensatz zu dem dort beschriebenen Gerät

wurden jedoch die Impulsfrequenz verdoppelt und die Art des Vergleichs geändert. Dadurch erhöht sich die Anzahl der Geschwindigkeitsvergleiche von Band und Film um das Vierfache, obwohl die Impulszahl nur verdoppelt wurde. Es findet je durchlaufendes Filmbild ein Vergleich statt. Damit erreicht man absolute Lippensynchronität. Der Projektor wird von der Impulsfolge automatisch gestartet und gestoppt. Fehlstarts sind aus-

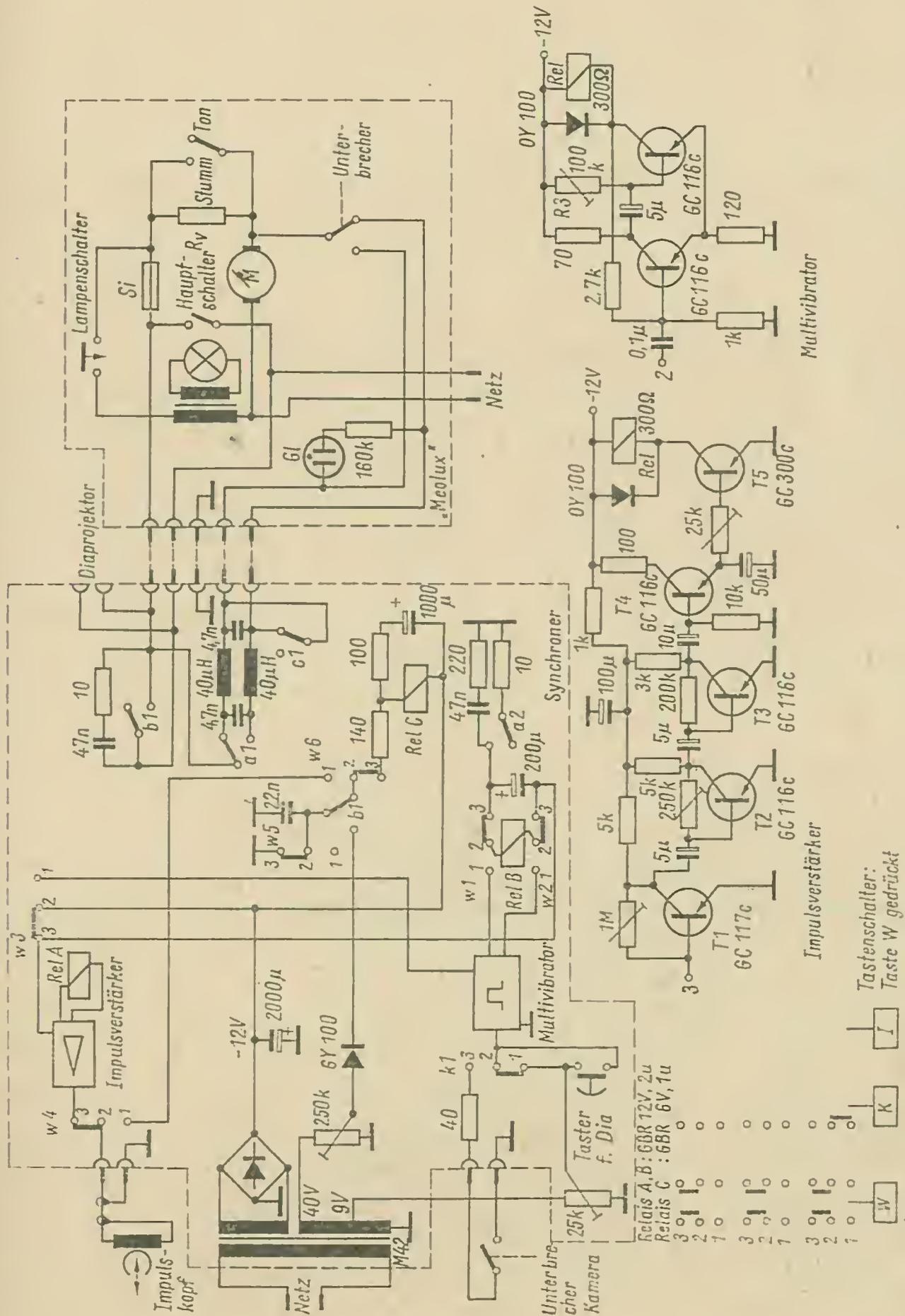


Bild 1 Schaltung für das komplette Synchronisiergerät

geschlossen. Der Startkontakt des Synchronisiergeräts für den Schmalfilmprojektor kann auch zum Fortschalten eines automatischen Diaprojektors genutzt werden.

Anlagenaufbau

Bild 1 zeigt den Aufbau der Anlage. Der Multivibrator (Taste I gedrückt) wird von der Wechselspannung 50 Hz über den Spannungsteiler 25 k Ω angesteuert und löst bei jeder 6. Schwingung aus. Er schaltet Relais B. Relaiskontakt b 2 schwingt nun mit $8\frac{1}{3}$ Hz, und der Kondensator 22 nF entlädt sich in diesem Takt über den Impulskopf. Der Impulskopf ist ein zusätzlich am Magnetbandgerät angebrachter Tonkopf, der eine vom Gerätetonkopf nicht belegte Spur abfährt (Bild 2). Bei 4-Spur-Geräten, bei denen im Vorlauf Spur 1 und 3 genutzt wird, kann ein weiterer 4-Spur-Kopf auf Spur 2 und 4 justiert werden. Spur 4 ist die Impulsspur. Spur 2 läßt sich als Kommandospur beim Vertonen verwenden. Die Kondensatorentladung über den Tonkopf ergibt eine gedämpfte Schwingung, die vom Band aufgezeichnet wird. Die auf diese Weise entstehende Impulsfolge steuert bei Wiedergabe den Projektor. Zum Aufbau des Multivibrators gibt es genügend Veröffentlichungen [2], so daß eine Beschreibung entfallen kann.

In Stellung Wiedergabe (Taste W gedrückt) werden die vom Impulskopf aufgenommenen Impulse im Impulsverstärker verstärkt. Der Verstärker ist 5stufig aufgebaut und ohne Besonderheiten. Den 3 Emitterstufen folgt Stufe 4 als Kollektorstufe. Die letzte Stufe schaltet das Relais A. Von diesem Relais werden die Kontakte a 1 und a 2 gesteuert. Kontakt a 1 schaltet den Projektormotor. Hat man Relais mit mehr als 2 Um-

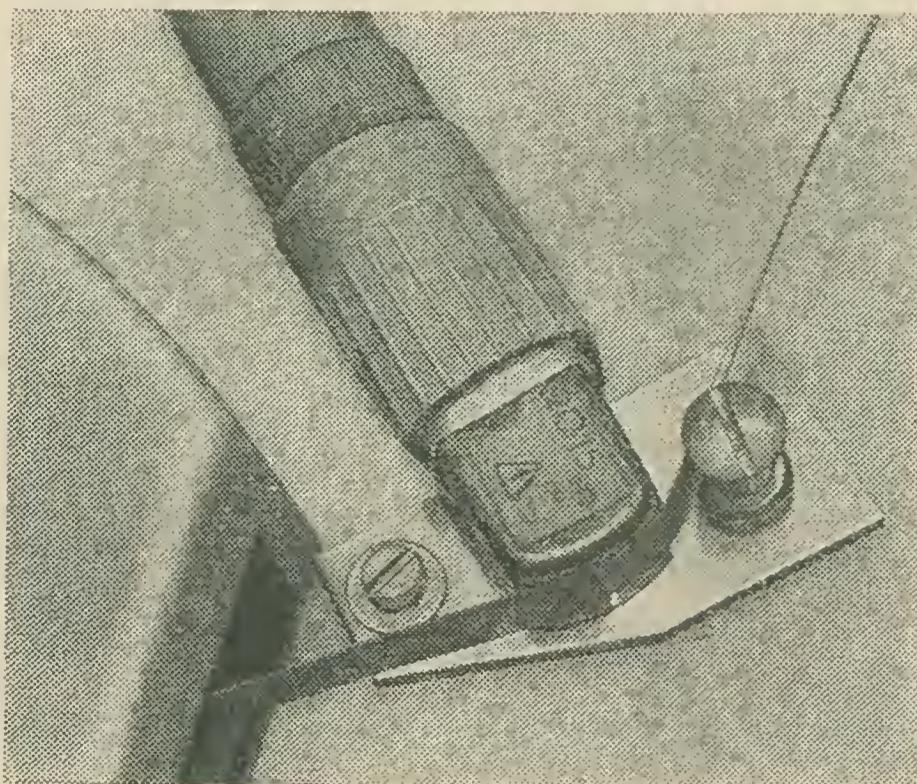


Bild 2
Ansicht des Impulskopfes

schaltkontakten, so lege man zwecks Kontaktentlastung 2 Kontakte parallel. Bei jedem Impuls schaltet Kontakt a 1 einmal. Läuft der Filmprojektor genau synchron, dann steuert er im gleichen Rhythmus, wie Kontakt a 1 schaltet, seinen Unterbrecher. Es erfolgt je einmal in Ruhelage und einmal in Arbeitslage beider Kontakte ein Vergleich.

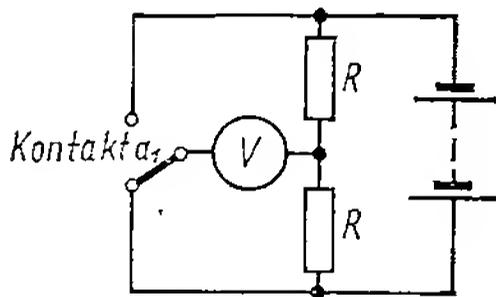


Bild 3 Schaltung des Kontakt-Schließzeitprüfers. Kontakt a 1 ist angeschlossen. Beim Verhältnis 1 : 1 pendelt das Voltmeter um die Nullage. Mit dieser Schaltung ist auch der Unterbrecher im Projektor zu prüfen

Kontakt a 2 schließt den Stromkreis für Relais B intermittierend. Hat sich nach kurzer Impulsfolge der Elektrolytkondensator $200 \mu\text{F}$ (parallel zu Relais B) aufgeladen, dann zieht das Relais an und bleibt bis zum Ende der Impulsfolge gezogen. Es betätigt die Kontakte b 1 und b 2. Der Projektorstart erfolgt durch b 1. Kontakt b 2 unterbricht in dieser Funktion den Stromfluß durch Relais C. Dieses Relais ist im Prinzip nur beim *Meolux* erforderlich. Der Spaltpolmotor dieses Projektors läuft bei geringerer als der Nennspannung nicht bis zur Nenndrehzahl hoch; Kontakt c 1 sichert, daß beim Start die Spannungsregelung durch das Vergleichssystem unwirksam ist. Es empfiehlt sich jedoch, diesen Teil der Schaltung auch bei Verwendung anderer Projektoren beizubehalten, denn auch dabei ist das Resultat ein genau definiertes Hochlaufen des Motors, was Synchronabweichungen verhindert.

Wenn sich der parallelliegende Elektrolytkondensator $1000 \mu\text{F}$ bei unterbrochenem Stromfluß durch Relais C unter die Relaisanzugsspannung entladen hat, öffnet c 1, und der Motor bekommt Steuerspannung. Die Abfallzeit liegt konstant bei 1 s, so daß keine Synchronabweichungen auftreten.

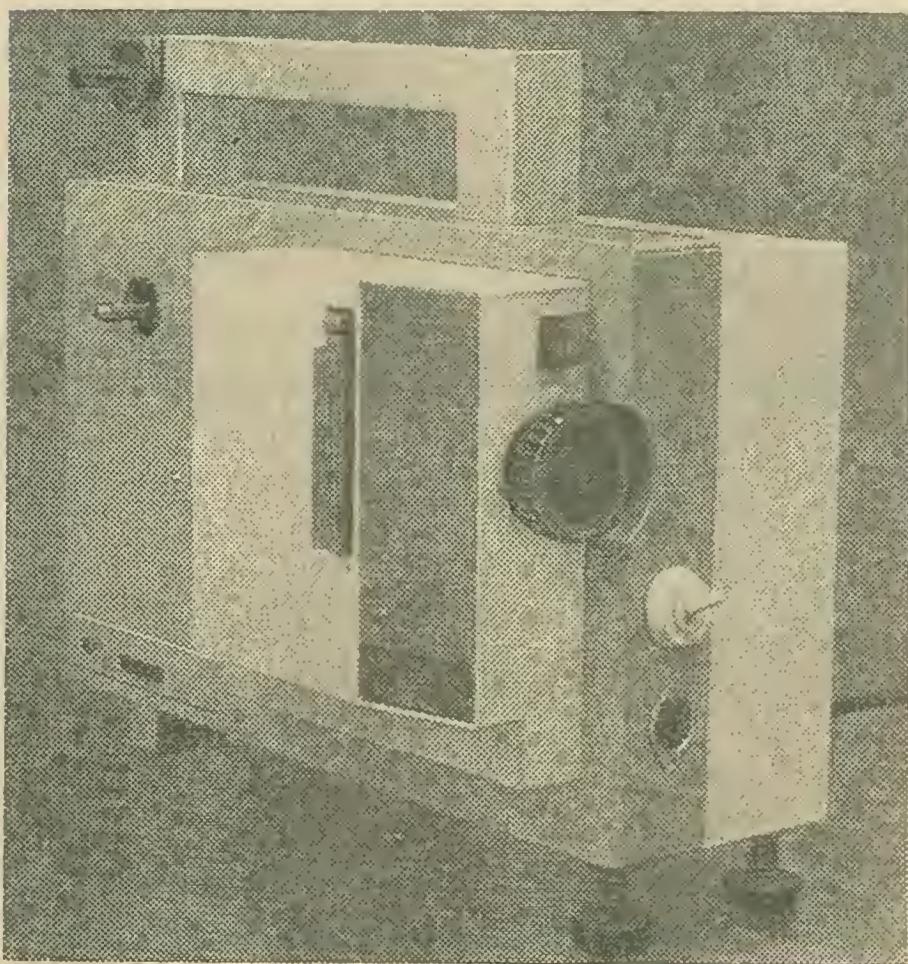
Mit diesem Synchronisiergerät und einer von sich aus konstant mit 16 bis 17 Bilder/s laufenden Kamera sind zur Filmaufnahme synchrone Tonaufnahmen möglich. Dazu erhält die Kamera einen Unterbrecher, der alle 2 Bilder einmal schließt. Die Kontaktschließzeit muß der Impulslänge des Multivibrators angeglichen werden. Das von der Kamera kommende Kabel wird mit den in Bild 1 gekennzeichneten Buchsen der Synchronisierereinrichtung verbunden. Es muß darauf hingewiesen werden, daß die Kamera unbedingt über eine längere Laufzeit mit konstanter Bildfrequenz laufen muß. Eine Frequenz zwischen 16 Bilder/s und 17 Bilder/s ist unbedingt erforderlich und nötigenfalls entsprechend nachzuregeln.

Wie schon gesagt, handelt es sich um ein Universalgerät, das sich auch zur Steuerung von automatischen Diaprojektoren bei Dia-Tonband-Vorträgen einsetzen läßt. Analog zum Filmvertonen trägt die Impulsspur die Schaltimpulse. Das Aufbringen der Impulse geschieht an den dafür vorgesehenen Stellen durch Drücken des Tasters T für die Länge von 1 bis 2 s. Dabei muß Taste K, also die Taste, die in der Betriebsart „Synchronaufnahme beim Filmen“ betätigt wird, geschaltet sein. Für die Dauer des Drückens von Taste T gelangt eine Impulsfolge auf das Band, die bei Wiedergabe, Taste W gedrückt, den Kontakt b 1 betätigt. An b 1 liegt der Diaprojektor, der nun geschaltet wird.

Hinweise zum Aufbau

Als Gehäusewerkstoff wähle man Holz, weil es den Luftschall der Relais gut dämpft. Der Verstärker ist nach den Regeln abzuschirmen, die für hochempfindliche NF-Verstärker gelten. Da die Relais induktive Last schalten, kann es durch die Funkenbildung an den Kontakten zu Rückwirkungen auf den Verstärkereingang kommen. Das führt zu Selbsterregung und damit zu Synchronabweichungen. Deshalb sind die Relais in ein Blechkästchen einzubauen, das man an Masse legt und möglichst entfernt vom Verstärker anordnet.

Verstärker und Multivibrator werden auf geätzten Leiterplatten aufgebaut. Die Verbindung zum Impulskopf erfolgt über geschirmtes Kabel, die zum Projektor über 5adriges Kabel mit spannungsfesten Steckern.



*Bild 4
Ansicht des Schmalfilm-
projektors Meolux
mit angebauter Dioden-
buchse*

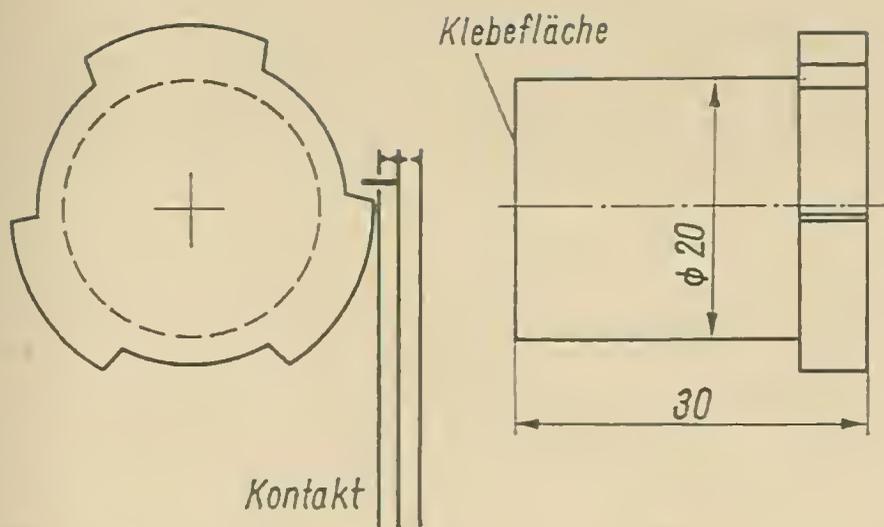


Bild 5
Unterbrechnocken
im Projektor

Es ist ein Vorteil dieser Synchronisiergeräte, daß alle 3 Geräte räumlich voneinander getrennt aufgebaut werden können (Bild 6). Der Tonkopf ist am Magnetbandgerät abnehmbar befestigt (Bild 2). Das Anbringen des Kopfes bildet die einzige Änderung am Bandgerät. Der Eingriff in den Projektor ist zwar umfangreicher, jedoch nicht kompliziert. Seine Schaltung wird gemäß Bild 1 geändert. Der Umschalter Ton – Stumm und die 5polige Buchse kommen an die Stirnwand (Bild 4). Für die der Synchronkontrolle dienende Glimmlampe wird kurz hinter dem Hauptschalter ein genau passendes Loch gebohrt, in dem man sie mit etwas Lack

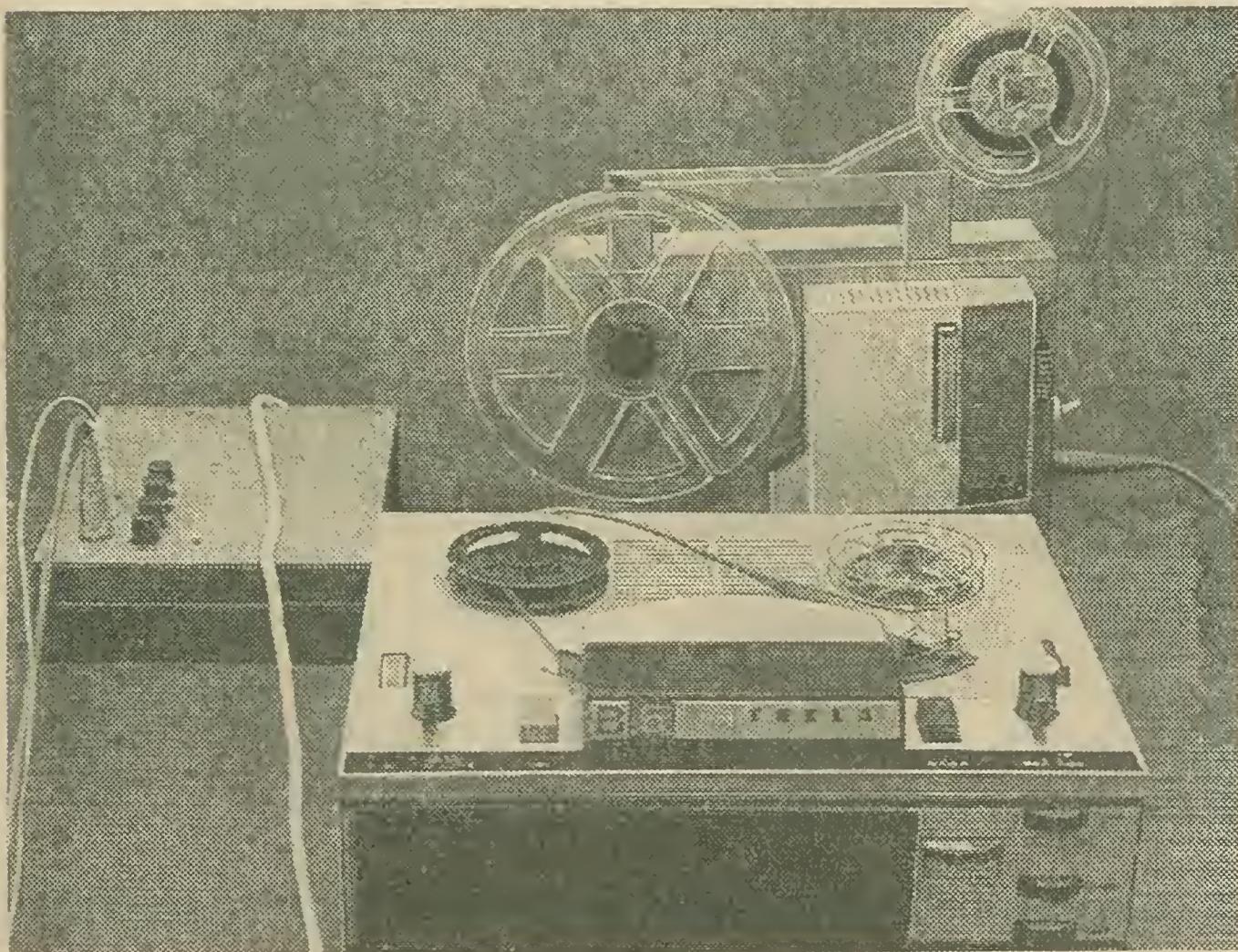


Bild 6 Ansicht der Gesamtanlage

festlegt. Der Unterbrecher besteht beim *Meolux* aus einem Pertinax-Drehteil mit 3 gefeilten Nocken (Bild 5). Er wird mit *EP 11* auf die Stirnfläche des Perlonzahnrad der Aufwickelachse geklebt. Er muß gut zentrisch laufen. Als Umschalter benutzt man den Kontaktsatz eines größeren Relais, der am hinteren der beiden Arme (die das Muttergewinde zur Befestigung der Seitenwand tragen) angebracht wird. Dieser Arm trägt auch den Vorwiderstand R_V , der auf 600 bis 800 Ω einzustellen ist.

Einstellhinweise

Am fertig verdrahteten Synchronisiergerät sind einige Einstellungen notwendig. Zuerst stellt man, Taste I gedrückt, mit dem Spannungsteiler 25 k Ω und mit dem Einstellregler R 3 die Impulsfrequenz des Multivibrators auf $8\frac{1}{3}$ Hz ein. Man bespielt damit ein Stück Band, spielt es dann, Taste W gedrückt, mit angeschlossenem Projektor ab. Bei Impulsbeginn startet der Projektor, dessen Hauptschalter auf „Aus“ steht. Läuft er sofort an und gleichmäßig weiter, dann stimmt die eingestellte Frequenz. Läuft er dagegen hörbar unregelmäßig, also abwechselnd periodisch schneller und langsamer, dann muß die Frequenz verändert werden.

Danach wird mit dem Spannungsteiler 250 k Ω die Ladespannung des Kondensators 22 nF gerade so eingeregelt, daß Relais A sicher zieht. Als Richtwert gelten 30 V am Spannungsteiler. Als letzte Einstellung am Synchroner wird das Offenzeit/Schließzeit-Verhältnis am Relais A auf 1 : 1 getrimmt. Dazu dient die Schaltung nach Bild 3. Einstellorgan ist der 25-k Ω -Einstellregler in der Basiszuleitung von T 5. Reicht dessen Einstellbereich nicht aus, dann muß man den Elektrolytkondensator, der nach Masse geht, entsprechend ändern.

Da der Projektor *Meolux* wie fast kein anderer unabhängig von Erwärmung und Laufzeit mit konstanter Bildfrequenz läuft, braucht der Regelbereich nicht groß ausgelegt zu werden. Im Gegensatz zu anderen Projektoren wie *Pentax P 80*, bei dem die maximale Frequenz 22 B/s, die minimale 12 B/s betragen muß, damit die Automatik den Projektor (der nach kurzer Laufzeit förmlich zu „rasen“ beginnt) noch sicher synchronisiert, betragen die entsprechenden Werte bei *Meolux* 18 B/s und 15 B/s. Damit braucht am Projektor, der von sich aus 18 B/s ohne Vorwiderstand läuft, mechanisch nichts geändert zu werden. Der Vorwiderstand R_V wird so eingestellt, daß die Synchronkontrolllampe Gl am Projektor abwechselnd gleich kurz aufleuchtet und dunkel ist.

Arbeitshinweise

Komplette Vertonungsanleitungen sind der Fachliteratur zu entnehmen. Abschließend nur ein paar kurze, auf die Eigenart dieses Synchronisiergeräts abgestimmte Hinweise. Man fertigt zweckmäßig jeweils größere

Längen Impulsband und trennt dann jeweils die benötigte Länge ab. Vor dem Start zu Vertonung und Wiedergabe liegt das Vorspannband vor dem Impulskopf und die Startmarke auf dem Film an einer einmal festgelegten, stets gleichen Stelle im Projektor. Der Projektorhauptschalter ist ausgeschaltet, der eingebaute Umschalter steht auf „Ton“. Nach dem Einschalten des Bandgeräts startet der Projektor bei Impulsbeginn. Sein synchroner Lauf wird mit Kontrollampe beobachtet.

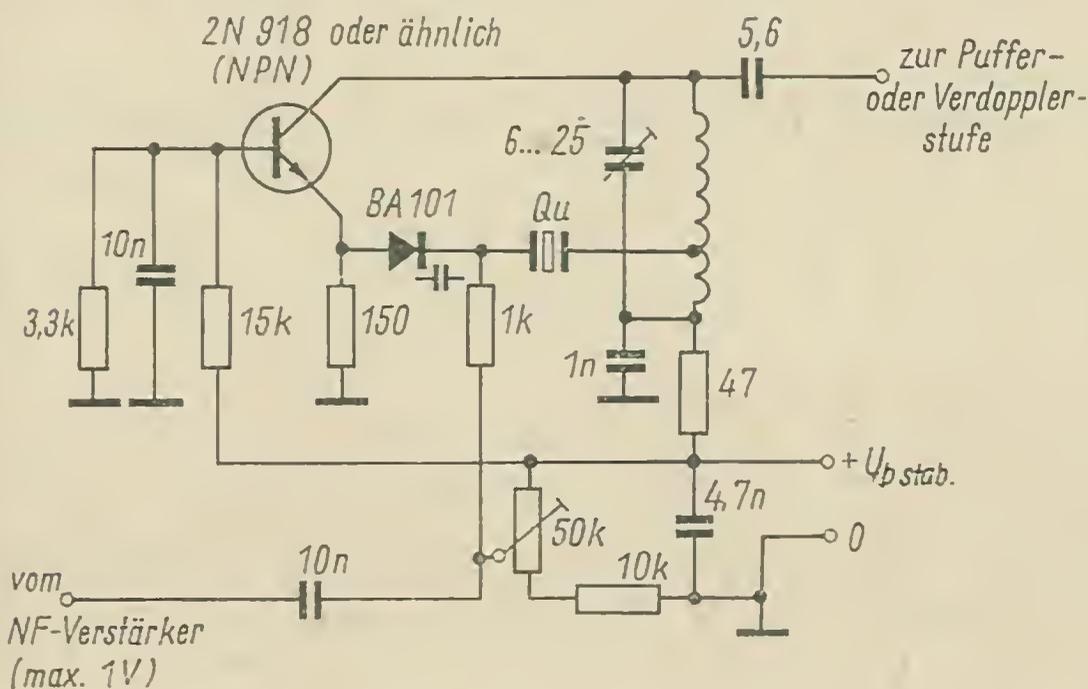
Literatur

- [1] Roth.: „Ein elektronisches Synchronisiergerät“, Fotokinomagazin, Heft 11 (69) S. 346—347.
- [2] Jakubaschk: „Das große Elektronikbastelbuch“, Deutscher Militärverlag 1967, 3. Aufl., S. 170.

Quarz-Obertonoszillator mit Schmalband-Frequenzmodulation

Es wird ein 72-MHz-Obertonquarz verwendet, der in Serienresonanz schwingt. Durch die Reihenschaltung einer steuerbaren Kapazität (Kapazitätsdiode BA 101, BA 124 o. ä.) wird die Quarzfrequenz „gezogen“ bzw. frequenzmoduliert. Für die Schwingfrequenz von 72 MHz besteht L 1 aus 6 Wdg., 1-mm-CuAg-Draht, bei einer Spulenlänge von 8 mm. Die freitragende Spule wird über einen 6-mm-Dorn gewickelt. Der Ankopplungsabgriff für den Quarz ist 2 Wdg. vom „kalten“ Spulenende entfernt.

Mit einer NF-Modulationsspannung von maximal 1 V läßt sich — regelbar durch P 1 — der Frequenzhub zwischen etwa 1 kHz und 2,5 kHz einstellen. Nach Frequenzverdopplung auf 144 MHz wird der für den Amateurfunk empfohlene Modulationsindex M zwischen 1 und 2 verwirklicht. Damit die Bandbreite eines frequenzmodulierten Senders nicht über einen bestimmten Maximalwert ansteigt, ist es wünschenswert, die höchste Modulationsfrequenz und den größten Frequenzhub zu begrenzen. Im NF-Modulationsverstärker sollte man deshalb zumindest ein Sprachfrequenz-Filter (z. B. R/C-Tiefpaß) vorsehen, das mit einer Grenzfrequenz von etwa 3 kHz alle höheren Tonfrequenzen unterdrückt. (Nach OE 6TH, UKW-Berichte, 1969, Heft 2.)



Erfahrungen bei der Instandsetzung des UKW-Funkgeräts R-105 D

Oberleutnant Ing. Jürgen Beuthan

Wie in allen anderen Bereichen des gesellschaftlichen Lebens, so ist auch die Instandsetzung elektronischer Einrichtungen mit dem Gesetz der Ökonomie der Zeit verknüpft. Sowohl die Kompliziertheit der Technik als auch ihre Vielgestaltigkeit und Menge zwingen den Instandsetzer zu bestimmten Konsequenzen.

Für ihn gilt es, folgende Forderungen zu erfüllen:

- Besitz eines umfangreichen Grundwissens auf mathematisch-physikalischem Gebiet;
- Aneignung der Fähigkeit, sein Grundwissen nach kurzer Einweisung in die Arbeitsweise spezieller Technik anwenden zu können;
- ständige Suche nach neuen technischen Methoden und Organisationsformen zur Effektivierung der Instandsetzung.

Das Ziel ist die ständige materiell-technische Absicherung des Erhaltens der Kanalkapazitäten bei allen Formen der elektrischen Informationsübertragung. In diese Systematik ordnet sich auch dieser Beitrag ein. Es werden spezielle Hinweise zur Instandsetzung selbst als auch zu ihrer Organisation gegeben. Die dargelegten Erfahrungen umreißen also nicht die Gesamtproblematik, sondern sprechen den oben charakterisierten Personenkreis an. Nach einer Diskussion über die sinnvolle Wahl der Zusammenstellung der Meßgeräte wird auf Besonderheiten des HF- bzw. ZF-Abgleichs eingegangen.

Im letzten Teil des Beitrags werden neue Methoden der Instandsetzung der *R-105 D* diskutiert und eine Variante zur Organisation der Instandsetzung von größeren Stückzahlen vorgeschlagen.

Sinnvolle Meßgerätewahl

Da das Funkgerät *R-105 D* sowohl den Empfang als auch das Senden von frequenzmodulierten UKW-Signalen im F_3 -Betrieb sicherstellt, muß auch der Meßplatz in seiner Ausrüstung diesen Anforderungen entsprechen. Es

muß weiterhin berücksichtigt werden, daß neben den Fehler eingrenzenden Normwertmessungen Meßeinheiten vorhanden sind, die statische und dynamische Messungen im HF- und ZF-Teil der Station ermöglichen. Es würde den gewählten Rahmen sprengen, sollte auf alle konkreten Frequenz-, Phasen- und Amplitudenwerte vollständig eingegangen werden. Diese Werte sind aus der zum Gerät zugehörigen Originaldokumentation zu ersehen. Da aber die Möglichkeit der Meßgerätewahl oftmals eingeschränkt ist, werden einige Vorschläge zur meßtechnischen Sicherstellung der Instandsetzung gemacht. Zur Realisierung der Inputs und der Messung der Outputs können für die Messung der Betriebsempfindlichkeit folgende Meßgeräte empfohlen werden:

- AM-FM-VM-Meßgenerator *2039*;
- *URV-2*.

Der HF-Ausgang des Meßgenerators *2039* und der Antenneneingang sind dabei geringfügig fehlangepaßt. Dabei ist aber zu beachten, daß nach optimaler Nachstimmung des HF-Eingangskreises mit den Bedienelementen des Funkgeräts der auftretende Meßmethodenfehler vernachlässigt werden kann. Mit dem *URV 2* wird die am NF-Ausgang (der durch die Impedanz der Kopfhörer der Sprechgarnitur abgeschlossen ist) auftretende NF-Spannung gemessen. Beziehen wir das *URV-3-2* in den Meßpark mit ein, so ist die Durchführung von dynamischen Methoden der Fehlersuche und Fehlereingrenzung im HF-Teil der Station meßtechnisch sichergestellt.

Zur Realisierung der Inputs und Messung der Outputs bei der Ermittlung der Modulationsempfindlichkeit und der Sendeleistung lassen sich folgende Meßgeräte einsetzen:

- NF-Generator *GF 11*;
- Frequenzmesser *3010*;
- *URV-3-2* oder Thermokreuz.

Will man eine Leistungsmessung mit einer Spannungsmessung über einen definierten Widerstand realisieren, so ist dabei zu beachten, daß der Ausgangswiderstand der Station bei optimaler Anpassung der Antenne $50\ \Omega$ beträgt. Die Belastbarkeit des Abschlußwiderstands läßt sich aus der Normwertangabe in der Originaldokumentation leicht bestimmen. Eine besondere Bauform ist in diesem Frequenzbereich noch nicht erforderlich.

Zur Messung des Frequenzhubs kann der Frequenzhubmesser Typ *3012* eingesetzt werden. Bezieht man zusätzlich einen beliebigen Oszillografen und einen Vielfachmesser in die bisherige Meßgerätezusammenstellung mit ein, so ist eine meßtechnische Instandsetzung des Geräts bis auf den Bereich der ZF gewährleistet. Unter Ausnutzung der Eichung der Meß-

geräte und auf Grund ihrer Kurzzeitkonstanz lassen sich auch die Treffsicherheiten bei Senden und Empfang mit zulässigen Fehlern ermitteln. Zur Messung im Bereich der ZF ($f_m = 1312,5 \pm 1$ kHz) können folgende Geräte eingesetzt werden:

- HF-Meßgenerator Typ 2159;
- Frequenzmesser Typ 2216;
- Gütefaktormesser Typ 1023a.

Auf die Funktion des in diesem Fall scheinbar nicht sinnvoll eingesetzten Gütefaktormessers 1023a wird im folgenden Abschnitt eingegangen.

Die Erfahrungen haben gezeigt, daß der Einsatz dieser Meßgeräte (oder des speziell konstruierten Meßplatzes *IK-1*) allen Anforderungen der Instandsetzung dieser Technik genügt. Dabei sind keine Besonderheiten in der Meßmethodik gegenüber anderen Techniken zu beachten.

Wichtig ist die strikte Einhaltung der bekannten Grundforderungen hinsichtlich Erdung und Übersichtlichkeit des Meßplatzes. Für die HF-Messungen sind ausschließlich Koaxialleitungen zu benutzen.

Die Klemmverbindungen bei der Messung müssen sauber und ohne Überkreuzungen hergestellt werden. Korrodierte Meßhilfsmittel sind zu vermeiden.

Hinweise für den Abgleich des ZF-Verstärkers

Es hat sich gezeigt, daß besonders der Abgleich des ZF-Verstärkers des Funkgeräts *R-105 D* Schwierigkeiten bereitet. Es handelt sich in diesem Fall um einen 3stufigen Bandfilterverstärker mit überkritisch gekoppelten 2kreisigen Filtern. Jede Stufe erreicht eine 20- bis 25fache Verstärkung. Die Gesamtverstärkung liegt also je nach Abgleich des Herstellers und der Lage der Bauelementetoleranzen zwischen 8000 und 15000.

Betrachtet man weiterhin den räumlich gedrängten Aufbau, so ist verständlich, daß es zu Schwierigkeiten bei der dynamischen Fehlersuche und beim Abgleich kommt. Deshalb soll auf die Problematik näher eingegangen werden. Beachtet man, daß bei überkritisch gekoppelten 2kreisigen Filtern ein Teil der Energie vom Sekundärkreis in den Primärkreis zurückgekoppelt wird, so ergibt sich etwa die in Bild 1 gezeigte Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers.

Das in Bild 1 gestrichelt eingezeichnete Toleranzfeld gibt den Bereich der zulässigen Amplitudendifferenz zwischen den Höckern und der beiden Höcker insgesamt an. Es sollen nun 4 Möglichkeiten des ZF-Abgleichs angeführt bzw. anleitend beschrieben werden. In [1] werden 2 Möglichkeiten erläutert. Es wird (wie es auch die Praxis bestätigt) darauf hingewiesen, daß ein Abnehmen der Bodenbleche zum sofortigen Einschwingen des ZF-Verstärkers führen kann. Der Hersteller gibt einen Abgleich

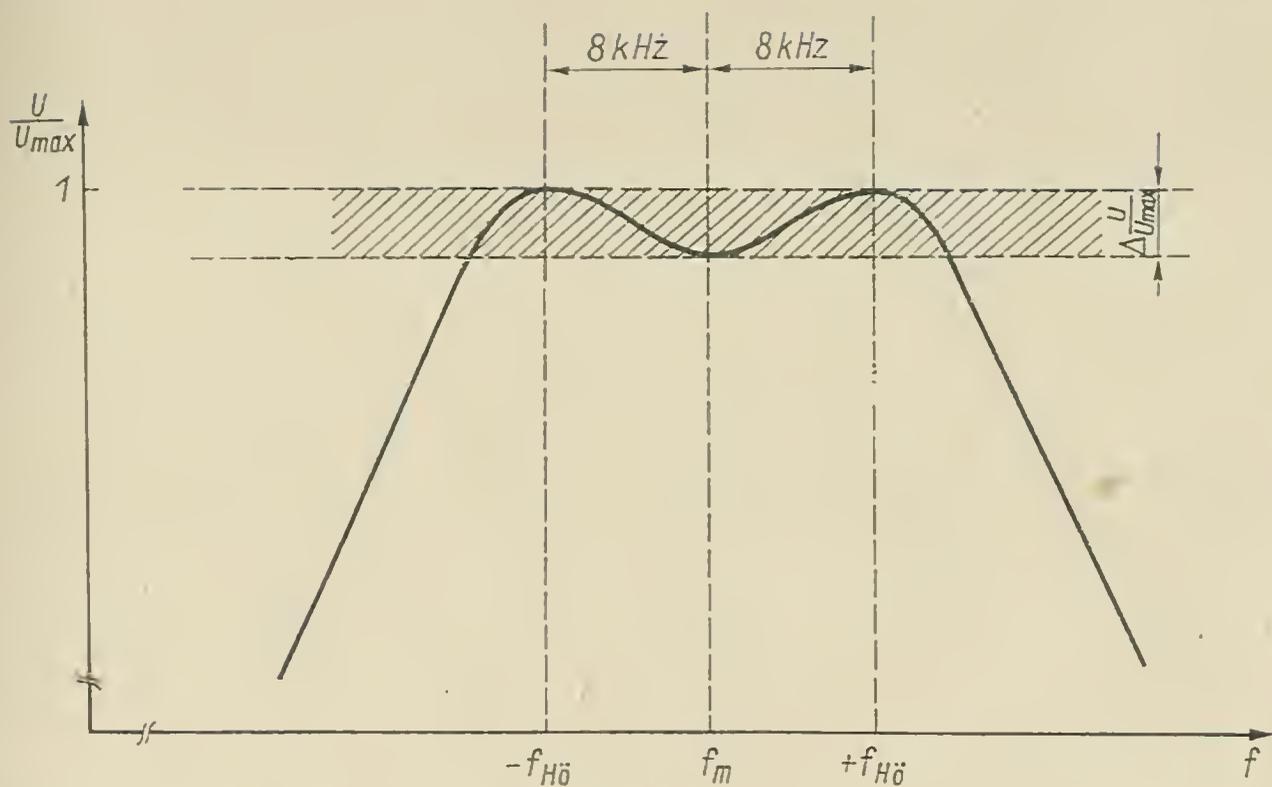


Bild 1 Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers

der Kreise auf die untere Höckerfrequenz ($1304,5 \pm 1$ kHz) der ZF-Durchlaßkurve an. Alle vorher verstimmten Kreise werden dabei gleichmäßig auf Outputmaximum gezogen. Dieser Abgleich bei den gegebenen Forderungen der Frequenzgenauigkeit stellt hohe Anforderungen an den Instandsetzer. Wesentlich günstiger ist das zweite in [1] angegebene Verfahren. Es handelt sich dabei um die Anwendung des Wobbelverfahrens. Bild 2 zeigt die Meßgeräteanordnung als Übersichtsschaltplan.

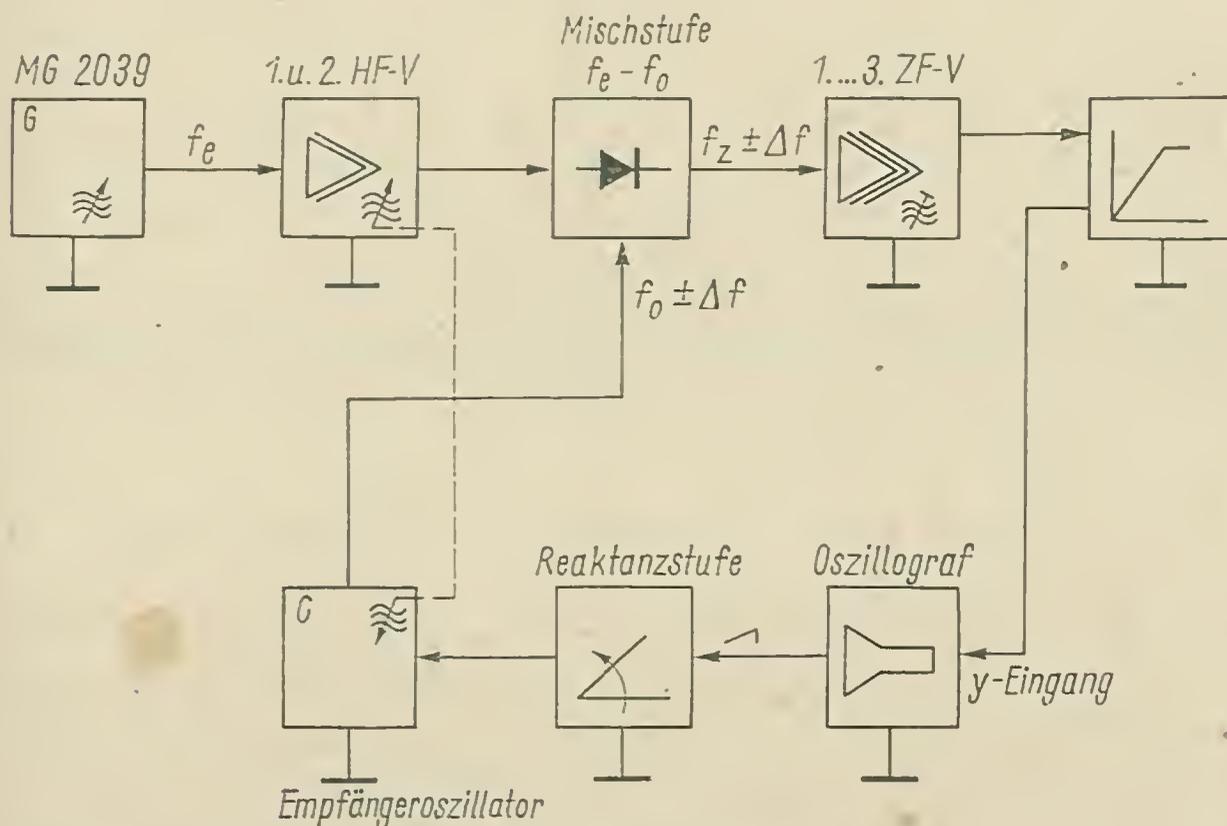


Bild 2 Übersichtsschaltplan der Meßgeräteanordnung

Dabei wird der Kippgenerator eines Oszillografen zur Durchsteuerung der Reaktanzstufe des Funkgeräts *R-105 D* benutzt; unter Berücksichtigung der Systemeinschwingzeit T_E nach *Küpfmüller*

$$T_E = \frac{1}{2 \Delta f} \quad (1)$$

ermittelt man eine günstige Wobelfrequenz von etwa 10 Hz. Dafür kann zum Beispiel ein Oszillograf vom Typ *EO 1/71* verwendet werden. Durch zusätzliche Aufprägung einer Frequenzmarke bei Bandmitte ist dieses Verfahren in der Instandsetzung sehr effektiv.

Als drittes Verfahren soll auf die Möglichkeit des Einsatzes eines TF-Wobbelplatzes mit Sichtgerät hingewiesen werden. Dieser besteht aus dem Wobbelgenerator *GF-704/W* und dem Sichtempfänger *Bu 401*. Bild 3 zeigt den Übersichtsschaltplan des Meßaufbaus.

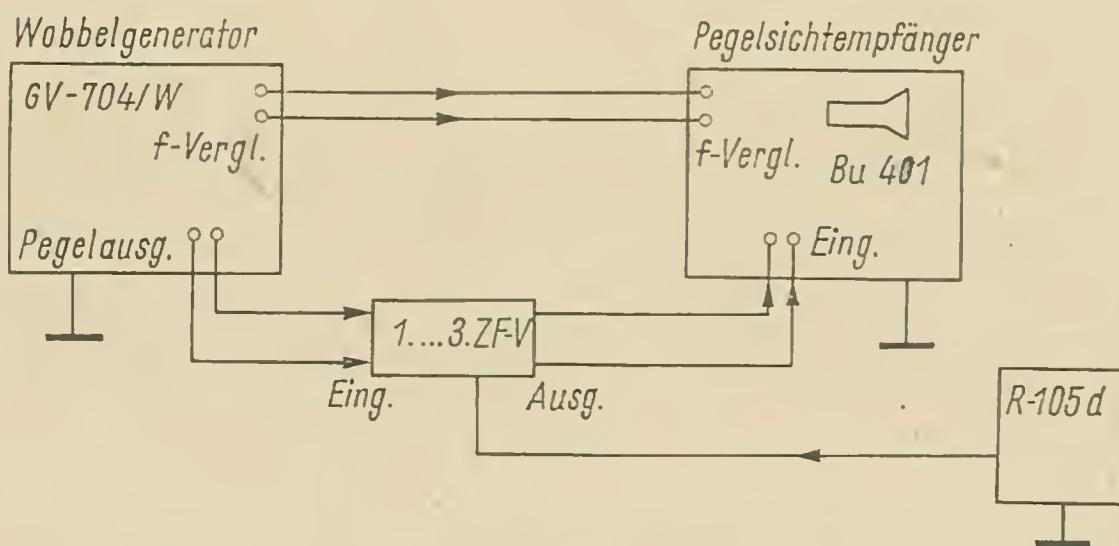


Bild 3 Meßaufbau des Wobbelplatzes

Durch die starke Dehnungsmöglichkeit der Frequenzachse ist ein äußerst genauer Abgleich des ZF-Traktes möglich.

Nachteilig wirkt sich der niedrige Ausgangswiderstand des *GF-704/W* aus. Deshalb muß nach Abgleich die Gesamtverstärkung noch einmal überprüft werden. Bild 4 und Bild 5 zeigen am Bildempfänger fotografisch aufgenommene ZF-Durchlaßkurven.

Als letztes Verfahren wird der Abgleich der ZF-Filter unter Einsatz des Gütefaktormessers *1023a* kurz beschrieben. Die Bandmittenfrequenzen der einzelnen ZF-Kreise werden mit dem *1023a* und *121b* eingestellt (ZF-Block im Betrieb). Die HF-Spannung des *1023a* wird auf den abzustimmenden ZF-Kreis gegeben und die Resonanzfrequenz des Kreises festgestellt. Der *121b* dient dabei zur Überprüfung und zum genauen Ablesen der f_0 des zu untersuchenden Kreises. Bei der Messung an den Gitterkreisen wird der hochfrequenzführende Teil des Koaxialkabels an das

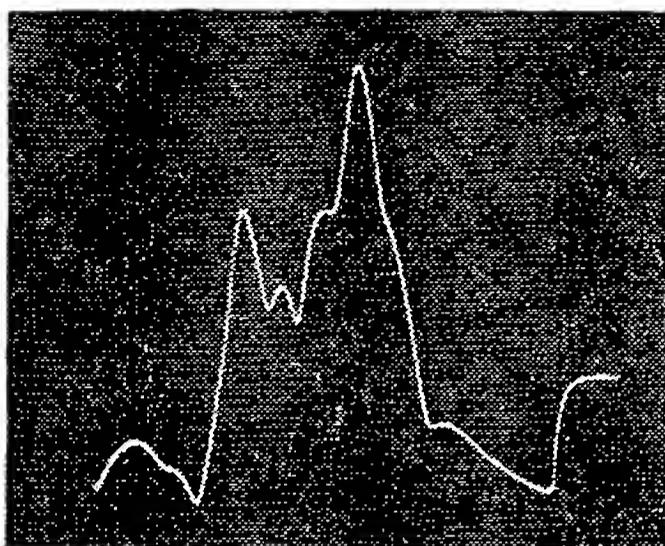


Bild 4
Gewobbelte ZF-Durchlaßkurve

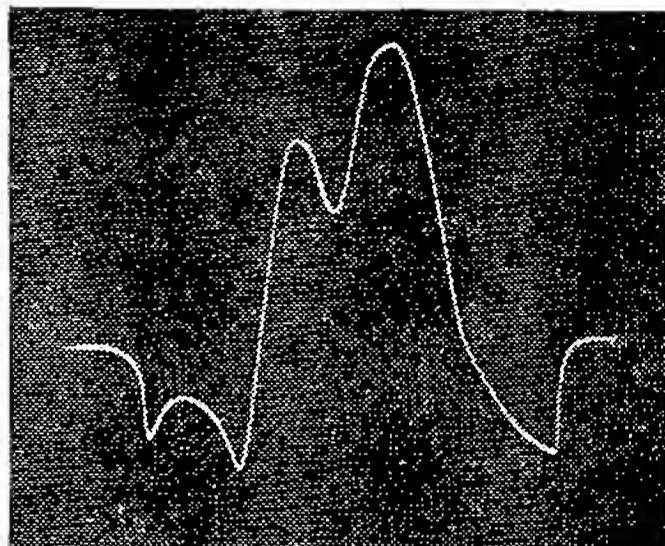


Bild 5
Gewobbelte Durchlaßkurve
eines verstimmtten ZF-Verstärkers

Steuergitter geklemmt. Den Mantel befestigt man an die Katode der Röhre. Bei den Anodenkreisen sind die Klemmpunkte die Anode und das „kalte Ende“ des Schwingkreises. Der Meßdrehkondensator des Gütefaktormessers (C_1) ist auf 100 pF zu stellen. Die Kreise sind in dieser Meßanordnung und den dabei auftretenden Verstimmungen auf folgende Frequenzen abzustimmen:

1. Kreis: 760 kHz
2. Kreis: 500 kHz
3. Kreis: 750 kHz
4. Kreis: 490 kHz
5. Kreis: 760 kHz
6. Kreis: 490 kHz.

Beim Abgleich des Begrenzers und des Diskriminators gibt es keine Besonderheiten zu beachten.

Besonderheiten beim Abgleich der Blindelemente des HF-Blockes

Da bei der Station der gleiche Oszillator für die Erzeugung der Sendefrequenz als auch für die Frequenzumsetzung in die ZF bei der Betriebsart „Empfang“ funktionsmäßig genutzt wird, ergibt sich auch für den Abgleich eine Besonderheit in der Reihenfolge. Wie aus dem Funktionsschaltplan des Funkgeräts leicht ersichtlich ist, wird bei der Betriebsart „Empfang“ zum Lastkreis des Oszillators eine C -Kombination hinzugeschaltet, die die Frequenz des Oszillators um den Betrag der ZF nach unten setzt. Um von vornherein keine unnötigen Nachgleicherarbeiten ausführen zu müssen, ergibt sich zunächst nach Feststellen einer Verletzung der Treffsicherheitsforderung, die Station in der Betriebsart „Senden“ nachzugleichen. Erst danach können Abgleicherarbeiten mit dem

gleichem Ziel an dem auf der gleichen Achse lagernden Drehkondensator in der Betriebsart „Empfang“ durchgeführt werden. Besteht kein Gleichlauf zwischen der Sende- und der Empfangsfrequenz, so ist der Fehler in einer möglichen Verstimmung zwischen dem Filter mit den Bauelementen $L\ 201$, $C\ 92$ und $C\ 90$ und dem Filter mit den Bauelementen $L\ 206$, $C\ 88$, $C\ 89$ und $C\ 251$ zu suchen. Der Gleichlauf zwischen den beiden Filtern wird mit dem zuerstgenannten Filter hergestellt. Dazu muß zunächst festgestellt werden, ob der Schwingkreis ($L\ 201$, $C\ 92$, $C\ 90$) zu hoch oder zu niedrig schwingt. Bei zu hoher Resonanzfrequenz wird ein Abgleich auf die niedrigere Normfrequenz durch sehr vorsichtiges Spreizen der Rotorplatten des $C\ 92$ bzw. durch Hineindreihen des Trimmers $C\ 90$ erreicht. Bei zu niedriger Frequenz sind die dualen Handlungen auszuführen. Die entsprechende Meßschaltung zeigt Bild 6.

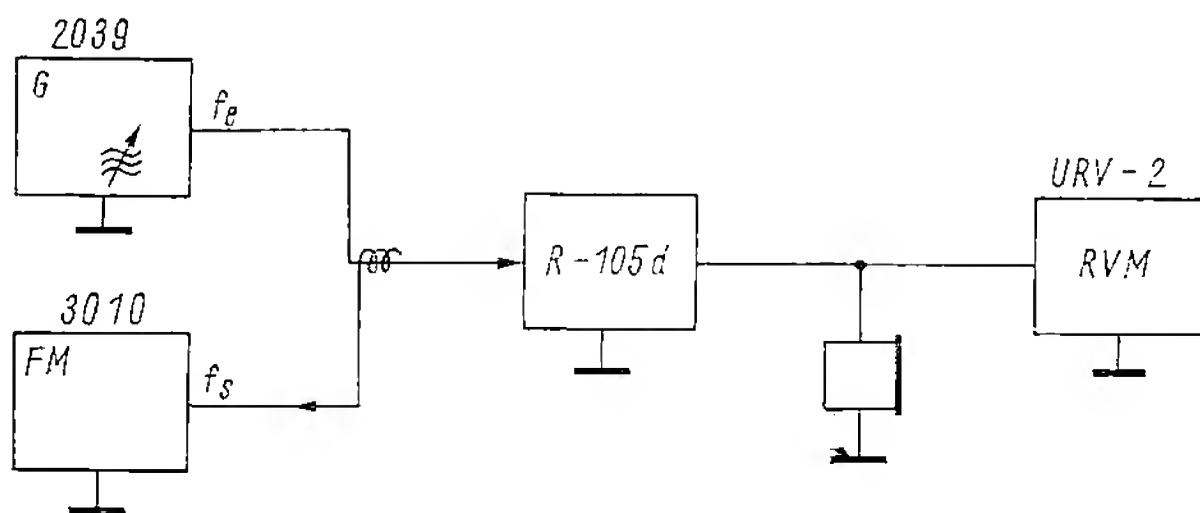


Bild 6 Meßaufbau beim HF-Abgleich

Sollte der Fall eintreten, daß alle Normwerte bis auf die Treffsicherheit erreicht werden, so ist die Neuaufnahme der Skala zu empfehlen.

Neue Instandsetzungsmethoden

Bisherige Instandsetzungsmethoden lassen vielfach keine Effektivierung zu. Oft hängt die Instandsetzung noch von den Erfahrungen des Instandsetzers und von seinem „Gefühl“ für bestimmte Abgleichvorgänge ab.

Bisherige Methoden der Fehlersuche lassen eine Auswirkung der Anwendung moderner mathematisch-physikalischer Erkenntnisse vermissen und erinnern an die Werkstattzeit der 20iger Jahre. Deshalb werden 2 Vorschläge unterbreitet, die den technisch aufgeschlossenen Spezialisten zum eigenen Handeln anregen sollen. Beide Methoden wurden schon praktisch bei der Instandsetzung des Funkgeräts $R-105\ D$ angewendet. Besonders bei größeren Stückzahlen in der Instandsetzung lassen sich die Faktoren Kosten und Zeit wesentlich verringern. Die angeführten Methoden sind durch [2] und [3] ausführlich beschrieben. In [2] wird dabei

davon ausgegangen, daß sich alle herkömmlichen Methoden der Fehlersuche auf ein einfaches Schema zurückführen lassen. Bei der Fehlersuche werden nacheinander Messungen oder Überprüfungen unter Berücksichtigung der Fehlerwahrscheinlichkeiten ausgeführt. Die optimale Reihenfolge der Messungen oder Überprüfungen ist von folgenden Faktoren abhängig:

- von der Wahrscheinlichkeit des möglichen Fehlers;
- vom Ergebnis der vorangegangenen Messung;
- vom Arbeitsaufwand eines jeden Schritts.

Weist eine betrachtete Schaltung einen Defekt auf, so ist mit Sicherheit wenigstens einer der möglichen Fehler F_v eingetreten. Dabei ist die Gesamtheit aller Fehlerwahrscheinlichkeiten (die sich anteilmäßig auf die Bauelemente verteilen) gleich 1.

$$\sum_{v=1}^n p(F_v) = 1 \quad (2)$$

Die Wahrscheinlichkeiten für den Ausfall verschiedener Kategorien von Bauelementen sind aus [6] zu ersehen. Die dort angegebenen Werte entsprechen auch den Erfahrungswerten beim Funkgerät *R-105 D*. Bezeichnet man λ als Ausfallrate, so ergeben sich zum Beispiel die in der Tabelle gezeigten Werte. Auch in [5] findet man dazu einige Ausführungen. Mit diesen Werten lassen sich folgende Betrachtungen anstellen:

Bauelementart	Durchschnittliche Ausfallrate $\lambda/10^{-6}/h$
Röhre	5
Leistungsröhre	15
Relais	1
Schalter	5
Steckverbindungen	0,5
Rohrtrimmer	0,08
Drehkondensatoren	0,3
Kondensatoren (allgemein)	0,1
Schichtwiderstände	0,3
Metallschichtwiderstände	0,1
Lötstellen	0,02

Die größte Anzahl der Messungen wird zur Feststellung eines Fehlers benötigt, wenn man jedes möglicherweise defekte Bauelement einzeln überprüft. Wird aber jedem Bauelement eine entsprechende Ausfall-

wahrscheinlichkeit zugeordnet, so erhält man für jede Messung einer Funktionsgruppe eine in Abhängigkeit von der Summation der Wahrscheinlichkeiten inhaltsreiche oder weniger inhaltsreiche Aussage über einen möglicherweise in dieser Funktionsgruppe eingetretenen Fehler. Als Maß der Unbestimmtheit dieses Vorgangs gilt die Entropie

$$H(\varphi) = - \sum_{i=1}^n p(F_i) \lg p(F_i). \quad (3)$$

Unterteilt man nun noch den Arbeitsablauf in Elementararbeitsgänge und bildet aus Informationsgehalt und Zeitaufwand je Messung einen Quotienten, so erhält man eine optimale Reihenfolge der Messungen bei Verkürzung des Zeitintervalls bis zum Auffinden des Fehlers. Das genaue Vorgehen ist in [2] beschrieben. Eine Schwierigkeit bildet das algorithmische Vorgehen beim Abgleich. Es soll auf eine zweite Methode kurz hingewiesen werden.

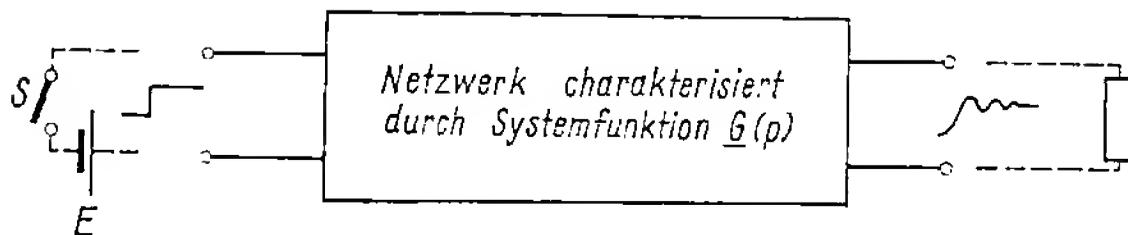


Bild 7

Jedes System läßt sich in seinen Amplituden-, Frequenz- und Phasenbeziehungen durch die Übergangsfunktion beschreiben.

Benutzt man als F_e eine Sprungfunktion der Amplitude U_0 und bezeichnet die Übertragungsfunktion mit $G(p)$ (p benennt den Laplaceoperator), so ergibt sich

$$f_a = U_2(p) = G(p) \cdot \frac{U_0}{p}. \quad (4)$$

Unter Verwendung des Rechteckwellengenerators *RWG-4* und des Oszilloskops *OG 1-13 A* ist dieser Vorgang meßtechnisch erfaßbar. Bild 8 zeigt die Sprungantwort eines ZF-Bandfilters des Funkgeräts *R-105 D*.

Jede Verstimmung macht sich als wesentliche Veränderung dieses Einschwingvorgangs bemerkbar. Dabei ist es möglich, dieses Verfahren sowohl an Hand eines Normgeräts fotografisch zu erfassen als auch durch das Aufstellen der Systemfunktion und unter Anwendung der Laplace-Transformation rechnerisch zu bestimmen. Der interessierte Leser kann sich dazu in [3] umfangreicher informieren.

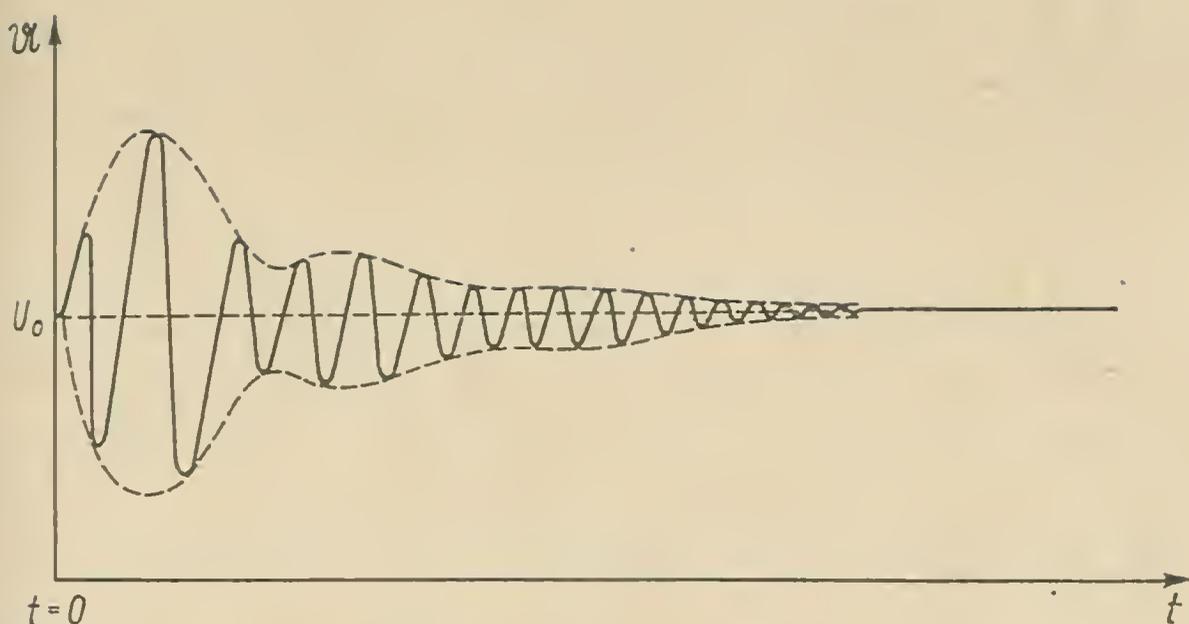


Bild 8 Sprungantwort eines ZF-Bandfilters der R-105 D

Eine Variante für die Organisation der Instandsetzung

Bei der Instandsetzung des Funkgeräts R-105 D wurden auch Erfahrungen hinsichtlich der Organisation gesammelt. Eine technisch gute und zeitlich effektive Variante ist die Methode der Blockinstandsetzung. Dabei mußten zunächst Untersuchungen über die Austauschbarkeit von ZF-, HF- und Zerhackerblöcken angestellt werden. Das Problem besteht darin, daß sich beim Einsetzen eines stationsfremden Blockes gleicher Funktion keine Unterschreitung der Normwerte ergeben darf. Ein Mittel zur Untersuchung bot die Varianzanalyse.

Zur näheren Einweisung in diese Problematik wird [4] empfohlen. Die Grundproblematik (auch bei Untersuchungen an anderen Techniken)

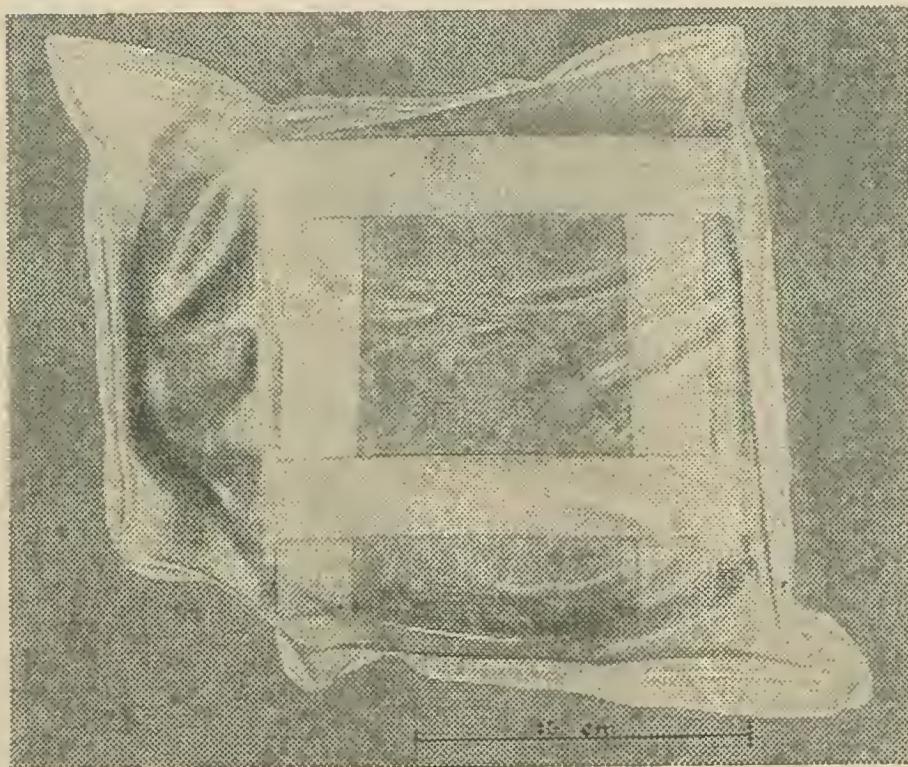


Bild 9
Lagerfähig
verpackter ZF-Block

besteht in der rechnerischen Verwertung von Meßergebnissen, die in ihrer Varianz unter dem zulässigen Normwertminimum liegen müssen. Nur unter diesen Voraussetzungen ist ein Austausch technisch vertretbar. Auf den rechnerischen Vorgang soll nicht eingegangen werden. Das Ergebnis zeigte, daß alle Blöcke des Funkgeräts *R-105 D* frei konvertierbar sind. Auf dieser Basis ist es möglich, sich einen Blöckevorrat zu schaffen. Zweckmäßig ist eine Verpackung in eine Polyäthylenhülle. Dazu sollte Selikagel und Naphthalin, das in einen feinmaschigen Beutel verpackt wird, gegeben werden. Ein 1jähriger Wettertest brachte gute Ergebnisse. Bild 9 zeigt einen eingeschweißten und später geöffneten Block.

Organisiert man jetzt eine Instandsetzung bis zur Eingrenzung des Fehlers auf den Block, ist eine relativ schnelle Nutzbarmachung der Station möglich.

Alle angeführten Besonderheiten und Probleme sind Erfahrungswerte, die bisher bei der Instandsetzung des Funkgeräts *R-105 D* gesammelt wurden. Es konnten an dieser Stelle nicht alle Probleme behandelt werden.

Literatur

- [1] *Weber, H. W.*: Ein einfaches Verfahren zur Kontrolle des Abgleichzustandes der Filter im Zwischenfrequenzbaustein des Funkgeräts *R-105 D*, *Militärtechnik* 6 (1966), Heft 3, S. 103—104.
- [2] *Göller, J., und Karl, K.*: Die Optimierung der Fehlersuche an elektronischen Einrichtungen mit Hilfe der Informationstheorie, *Nachrichtentechnik* 15 (1965), Heft 12, S. 455—461.
- [3] *Dobesch, H., und Sulanke, H.*: *Zeitfunktionen Theorie und Anwendungen*, Berlin: VEB Verlag Technik 1970.
- [4] *Ahrens, H.*: *Varianzanalyse*, WTB, Akademie-Verlag 1967.
- [5] *Reinboth, H.*: Einführung in die Problematik der Zuverlässigkeit elektronischer Geräte. *Der Fernmelde-Praktiker* 6 (1966), Heft 4, S. 75—82.
- [6] *Hiller, G.*: Abschätzung der Zuverlässigkeit elektronischer Geräte. *Der Fernmelde-Praktiker* 6 (1966), Heft 4, S. 82—83.

Wir klären Begriffe



EINKREISER

MMM-Kaleidoskop: Exponate der NVA

Die Bewegung *Messe der Meister von morgen* hat sich seit 1958 zur umfassendsten Bewegung der jungen Generation der DDR auf wissenschaftlich-technischem Gebiet entwickelt. Auf den fast 9000 Messen in Betrieben, Schulen und Einrichtungen legten im Jahre 1970 über 600 000 Jugendliche Zeugnis davon ab, daß sie mit Initiative und Schöpferkraft an der Lösung der vor unserer sozialistischen Gesellschaft stehenden Aufgaben aktiv mitarbeiten.

Auch in der Nationalen Volksarmee ist die Bewegung *Messe der Meister von morgen* zu einem Teil der politischen Gesamtbewegung der Armeeingehörigen geworden. Im Rahmen dieser Bewegung bilden sich junge sozialistische Soldatenpersönlichkeiten heraus, die sich mit ihrem Ringen um Best- und Höchstleistungen in der Gefechtsausbildung und mit ihrer gesellschaftlichen Tätigkeit täglich für den Sozialismus und ihr sozialistisches Vaterland entscheiden und die ihre ganze Kraft bewußt für die militärische Stärkung der DDR einsetzen. Mit ihren Vorschlägen und Ideen tragen sie zur besseren Beherrschung und effektiveren Nutzung der Kampftechnik sowie zur Meisterung der wissenschaftlich-technischen Revolution im Militärwesen bei.

Das spiegelte sich auch in den 80 Exponaten des Ausstellungsteils der NVA zur XIII. Zentralen Messe in Leipzig wider. Als Huggy, unser abergläubiger Elektronenrabe, nach langwierigen Redaktionsgesprächen endlich davon überzeugt war, daß auch der Besuch der XIII. (dreizehnten!) MMM ihm keineswegs schaden wird, reihte er sich in die 120 000 Besucher der MMM ein und pickte wiederum einige der NVA-Exponate für die Leser des *Elektronischen Jahrbuchs* heraus.

1. Adapter für Transivar 1 und 2

Neuererkollektiv Zivilbeschäftigter *Kallweit*

Die für den Anschluß von Prüflingen an den Dioden- und Transistormeßgeräten *Transivar 1* und *2* vorgesehenen gefiederten Stecker sind für

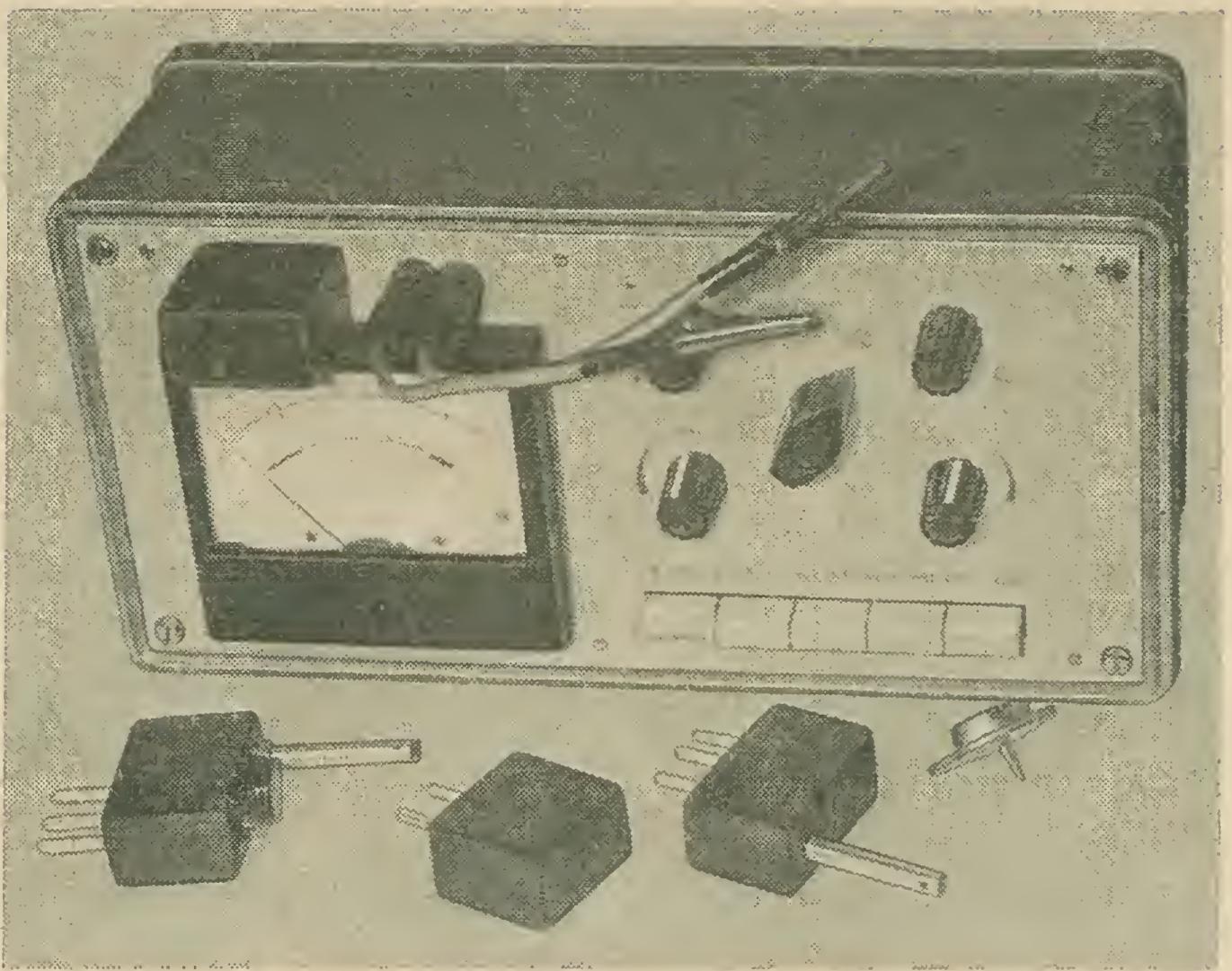


Bild 1 Transivar 1 mit Adaptersatz

den Anschluß spezieller Dioden- und Transistortypen ungeeignet. Das Anschließen solcher Prüflinge ist, da in der Regel Lötarbeiten zur „Verlängerung“ der Anschlußdrähte erforderlich werden, äußerst zeitaufwendig.

Das Neuererkollektiv entwickelte einen Satz Zwischenstücke (s. Bild 1), die den schnellen und sicheren Anschluß der meistverwendeten Bauelemente ermöglichen.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 25 Rostock 10, PSF 3902 BN

2. KW-Komplexprüfgerät

Neuererkollektiv Stabsfeldwebel *Blüml*

Das netzunabhängige Komplexprüfgerät (s. Bild 2) ermöglicht die Messung der wichtigsten Normwerte (Empfindlichkeit, Leistung, Modulationsgrad) an KW-Stationen. Die universelle Anwendung des Geräts für die in der NVA eingesetzte KW-Technik (*R 104, R 130, R 118, R 311, R 154* usw.) wird durch entsprechendes Zubehör (Adapter u. ä.) gewährleistet.

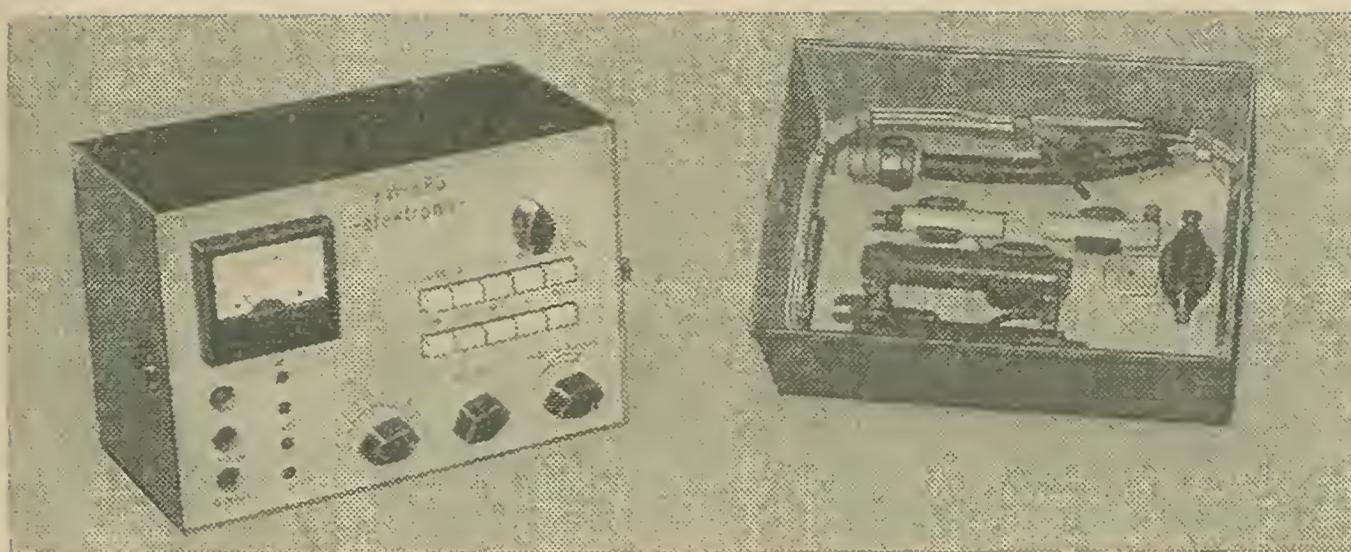


Bild 2 KW-Komplexprüfgerät

Das Komplexprüfgerät erleichtert und beschleunigt die periodisch durchzuführenden Normwertkontrollen und die Instandsetzung von KW-Technik.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 2112 Eggesin, PSF 6354c

3. Automatisches Anzeigegerät für die Höhe der reflektierenden Schicht bei der Arbeit von KW-Funkstellen

Neuererkollektiv Unteroffizier *Melinkat*

Die Höhe der ionisierten Luftschichten (z. B. der Ionosphäre) übt, da die elektromagnetischen Wellen von diesen Schichten reflektiert werden,

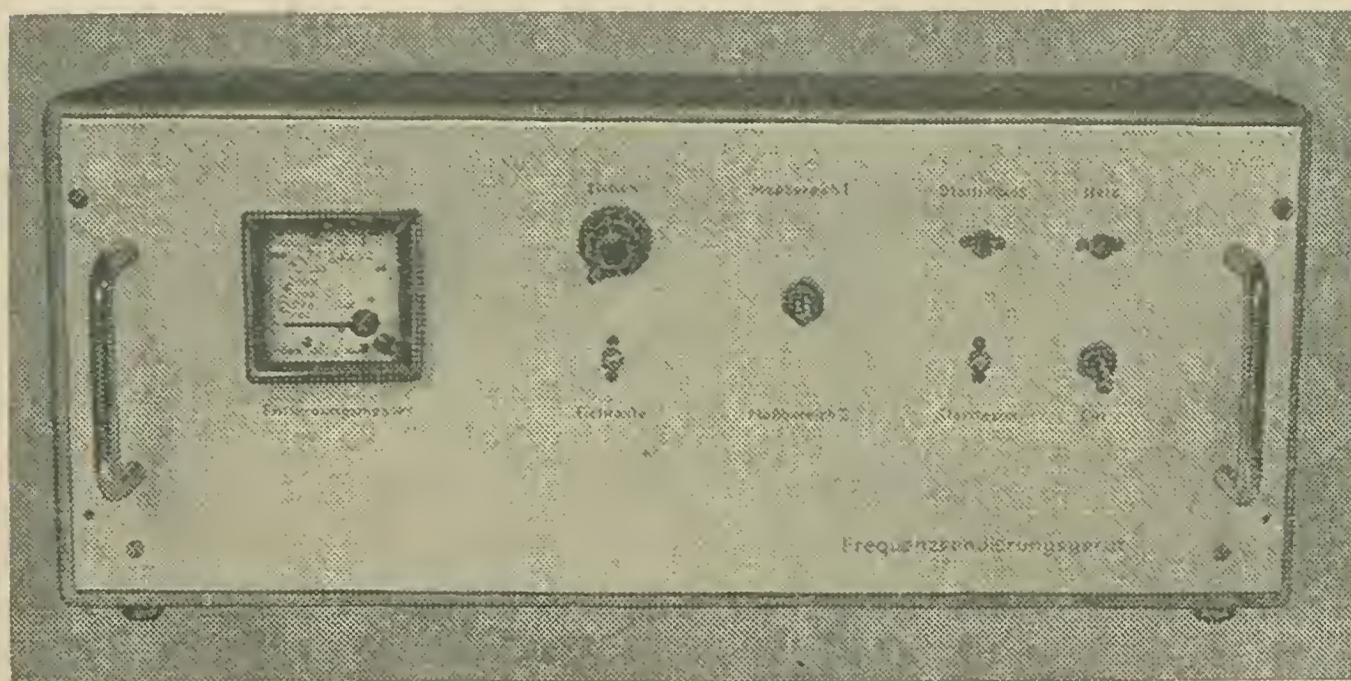


Bild 3 Gerät zur Anzeige der Höhe der reflektierenden Schicht

einen erheblichen Einfluß auf die Reichweite von KW-Verbindungen aus. Das Neuererkollektiv versuchte, diese die Planung und Standhaftigkeit von KW-Verbindungen beeinträchtigende Tatsache meßtechnisch in den Griff zu bekommen. Das von den Angehörigen des Neuererkollektivs entwickelte Gerät (s. Bild 3) wird zur Zeit erprobt, und noch streiten sich die Spezialisten über den Wert der Meßergebnisse. Wenn sich die Meßmethode als nur annähernd sicher erweist, wird diese Neuerung durch die Möglichkeit, die erreichbare Reichweite und die günstigste Antennenart zu bestimmen, große Bedeutung erlangen.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg,
PSF 2005

4. Prüffeld für Drehstromlichtmaschinen

Neuererkollektiv Major Ing. *Buss*

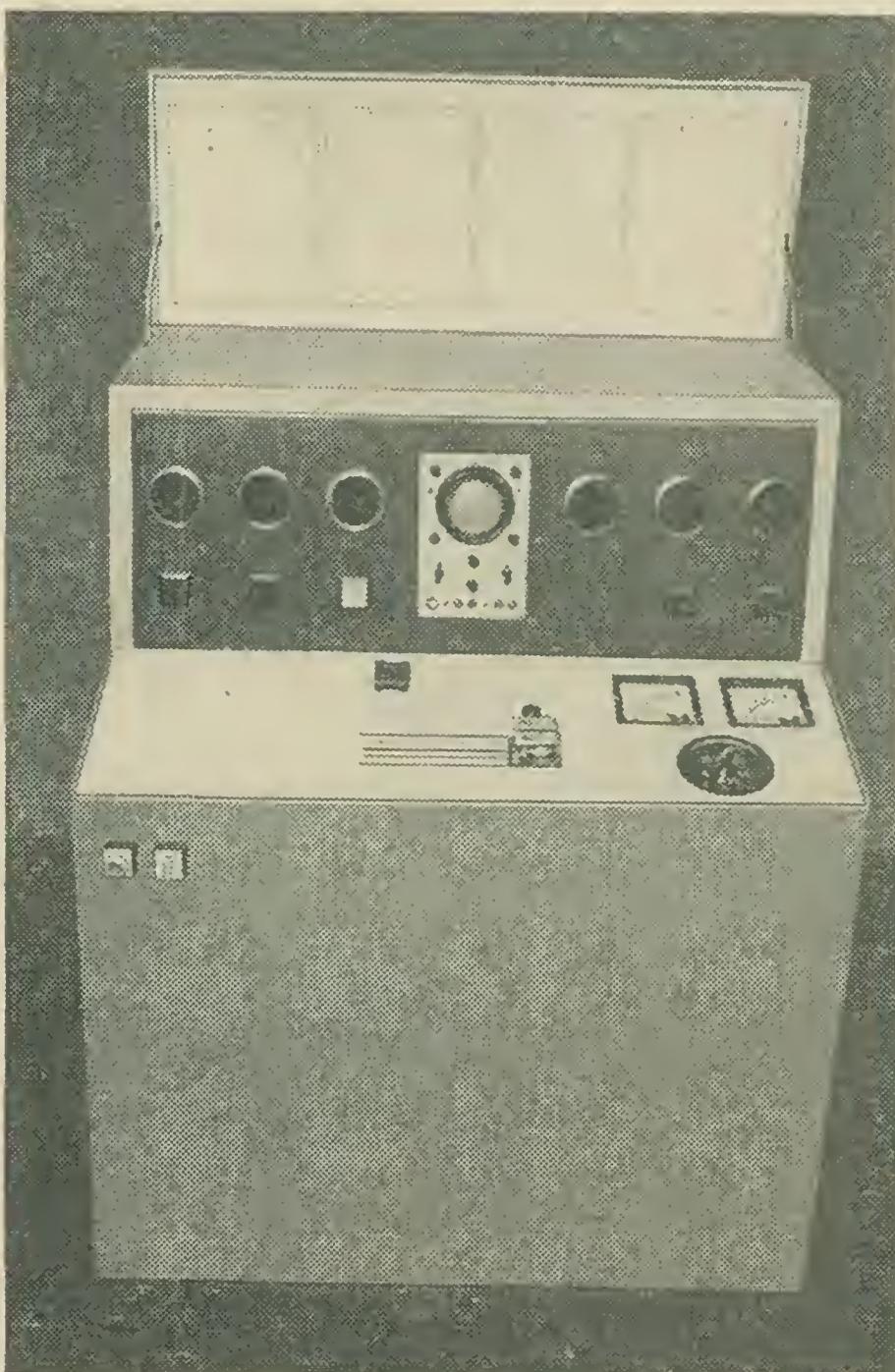


Bild 4
Prüffeld
für Drestromlicht-
maschinen

Das Prüffeld (s. Bild 4) ermöglicht die Simulierung aller an Drehstromlichtmaschinen vorkommenden Fehler und die gleichzeitige Anzeige der Fehlerquelle auf dem Schaltplan der Drehstromlichtmaschine.

Diese hervorragende Neuererleistung kann sowohl zur Ausbildung von Militärkraftfahrern als auch zur Prüfung und Instandsetzung der Lichtmaschinen eingesetzt werden. Die Leistung des Neuererkollektivs wurde mit der Verleihung der *Medaille für hervorragende Leistungen in der Bewegung der Messe der Meister von morgen* gewürdigt.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 20 Neubrandenburg, PSF 6369 N

5. Funktionsmodell zur Überprüfung von Relaisschaltungen

Neuererkollektiv Hauptmann Dipl.-Ing. *Hrabak*

Das in Bild 5 dargestellte Gerät kann zur Vertiefung der Kenntnisse auf dem Gebiet der Schaltalgebra im Rahmen von Laborversuchen und bei der ersten Eigenprojektierung von Schaltnetzwerken bzw. Relaisschaltungen eingesetzt werden.

Die Anschlüsse aller Bauelemente des Labormodells sind entsprechend den auf der Frontplatte eingravierten Schaltbildern auf die jeweiligen Telefonbuchsen geführt.

Das Modell gewährleistet ein relativ übersichtliches und schnelles Zusammenschalten beliebiger Relaisschaltungen (bis 8 Relais mit je 6 Umschaltkontakten). Die gesteckte Schaltanordnung wird durch das eingebaute Stromversorgungsteil betrieben. Als weitere Bauelemente können in die Schaltung aufgenommen werden:

- 2 Kippschalter mit je 2 Ruhe- und 2 Arbeitskontakten und 4 Drucktaster (zur Symbolisierung von eintreffenden Impulsen),

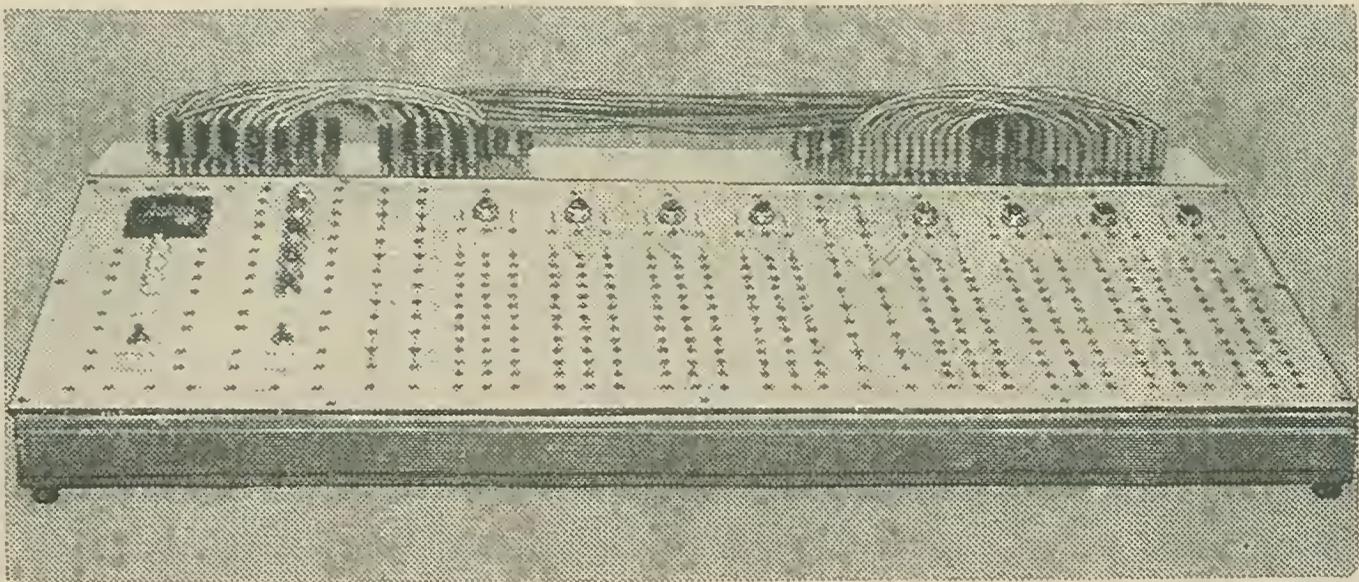


Bild 5 Labormodell für Relaisschaltungen

- 16 Dioden,
- 8 Lampen (Symbolisierung der Verbraucher).

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 20 Neubrandenburg, PSF 6369 N

6. Simulator für den elektronischen Abrechnungsautomaten Soemtron 385

Neuererkollektiv Oberleutnant Dipl.-Math. *Munschke*

Das durch das Neuererkollektiv erarbeitete Simulationsprogramm ermöglicht es, Programme für den elektronischen Abrechnungsautomaten *Soemtron 385* (ohne vorherige Anfertigung der Programmkassetten) auf dem sowjetischen Rechner *Minsk-22* zu testen. Nach erfolgreichem Test schreibt der Rechner die Lötvorschrift für die Programmkassette aus.

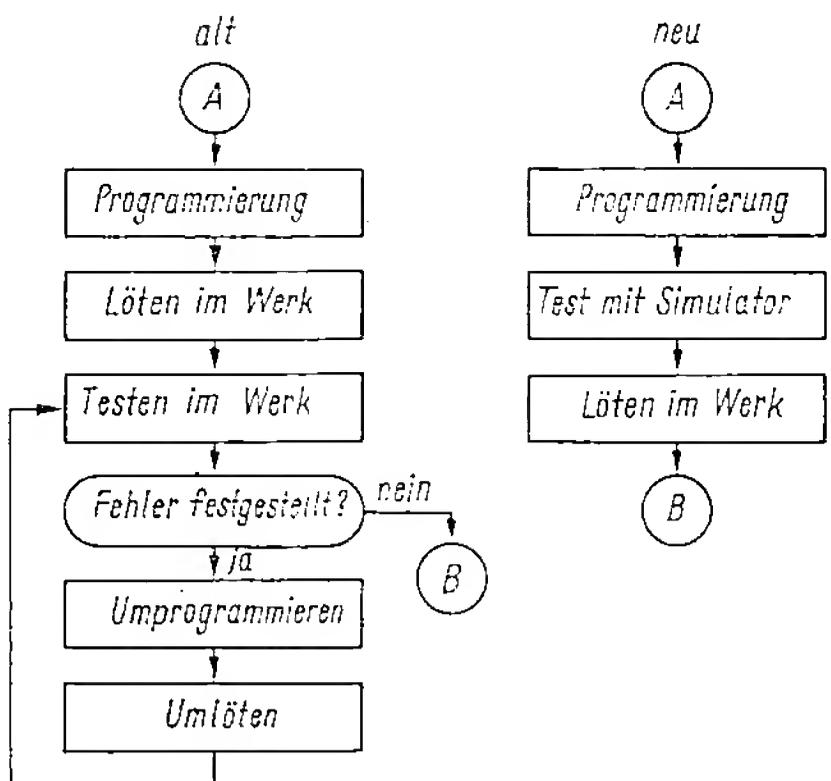


Bild 6
Altes und neues
Verfahren
der Programmtestung

Dieses Verfahren ist bedeutend schneller und ökonomischer als das bisher übliche Testen und Umlöten der Programmkassetten (s. Bild 6).

Für dieses ausgezeichnete Exponat wurde das Neuererkollektiv Oberleutnant *Munschke* mit der Verleihung einer Urkunde der XIII. MMM gewürdigt.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg, PSF 2007

7. Gerät zur Herstellung von Übungsfunksprüchen

Neuererkollektiv Dr. *Pöhlmann*

Übungstexte für die Funk- und Fernschreibausbildung wurden bisher zur Erzielung einer zufallsmäßigen Gleichverteilung der Zeichen auf der elektronischen Datenverarbeitungsanlage *Minsk-22* hergestellt. Dieses Verfahren ist jedoch unökonomisch: Während die Verarbeitungskapazität der Zentraleinheit ungenügend ausgenutzt wird, werden einzelne periphere Geräte durch den ausgabeintensiven Charakter des Programms übermäßig beansprucht.

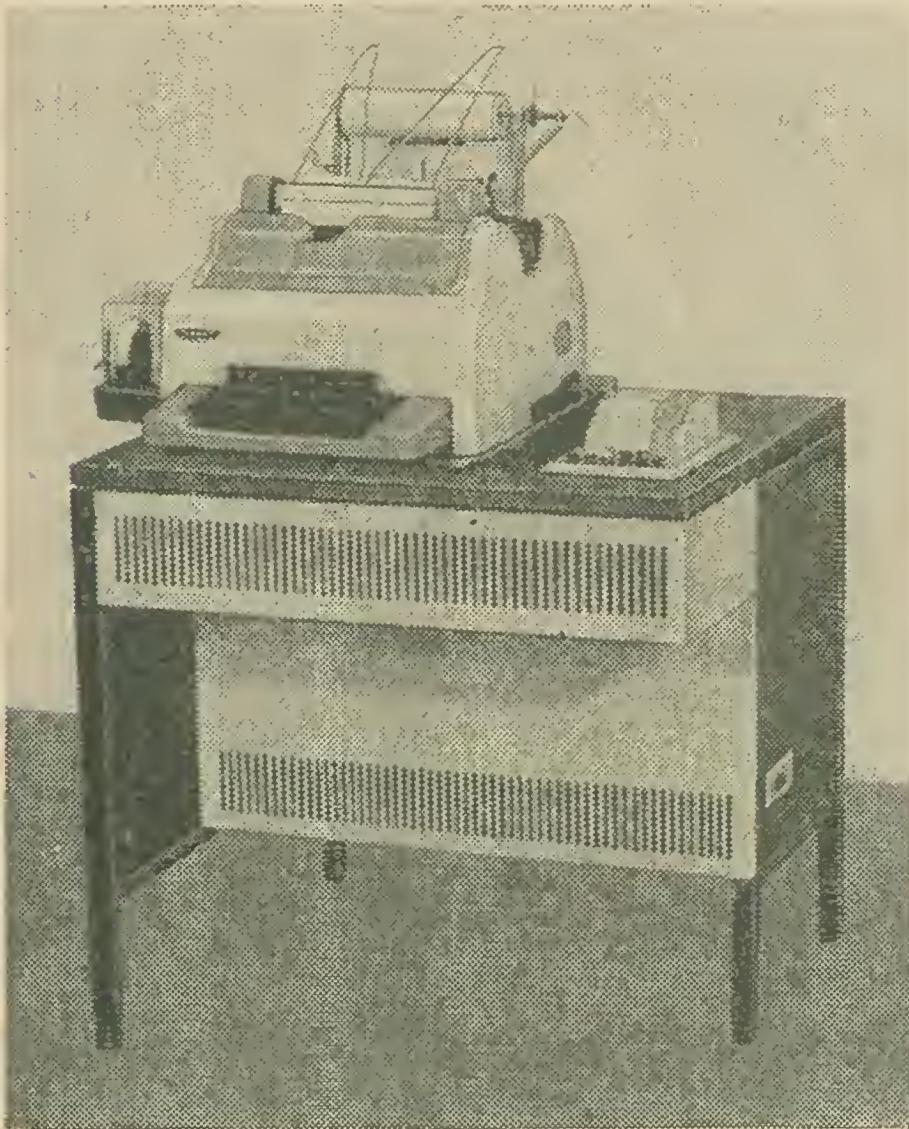


Bild 7
Gerät zur Herstellung
von Übungsfunksprüchen

Die durch das Neuererkollektiv entwickelte Geräteeinheit (s. Bild 7: Steuergerät und Fernschreibmaschine T 63) stellt Übungstexte (wahlweise Buchstaben-, Ziffern- oder gemischte Gruppen) automatisch und in gleicher Qualität unabhängig von der EDVA her. Das Steuergerät kann auch für den Dauertest elektrischer Schreibwerke genutzt werden.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg,
PSF 2007

8. Fernsprechtruhe

Neuererkollektiv Leutnant *De Cassan*

Die durch das Neuererkollektiv entwickelte Geräteeinheit (s. Bild 8) wird in Sekretariaten und Arbeitszimmern von Kommandeuren (unmittelbar neben dem Arbeitsplatz) eingesetzt. Die Fernsprechtruhe weist Anschlußmöglichkeiten für mehrere Amts-, ZB-, Fern- und Wechsel-sprechleitungen auf. Für alle Fernsprechanschlüsse wird eine zentrale Abfrageeinrichtung verwendet. Alle auf der Fernsprechtruhe geführten Gespräche können durch ein eingebautes Magnetongerät mitgeschnitten werden.

Das Neuererkollektiv erhielt für dieses ausgezeichnete Exponat die *Medaille für hervorragende Leistungen in der Bewegung der Messe der Meister von morgen*.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 25 Rostock 10,
PSF 3902 BN

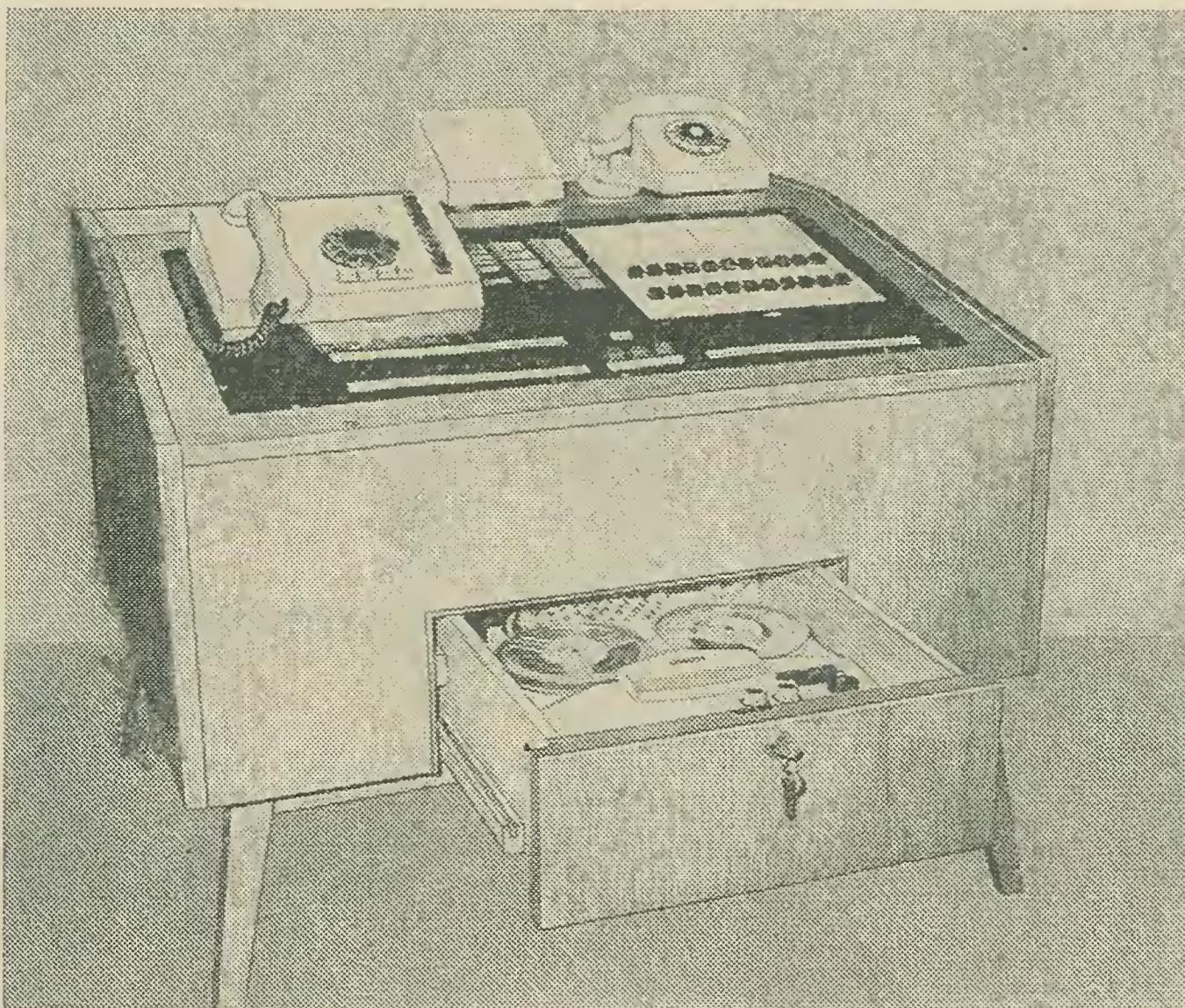


Bild 8 Fernsprechtruhe

9. Tastung des SS 1000 durch Magnetongerät

Neuerer Meister *Brzybohaty*

Das durch den Neuerer entwickelte Zusatzgerät (s. Bild 9) ermöglicht die Tastung des Senders *SS 1000* durch Magnetongerät. Mit dieser Neuerung ergibt sich eine Verbesserung der Ausbildung und eine Erleichterung der Arbeit der Funker.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 25 Rostock 10,
PSF 3902 BN

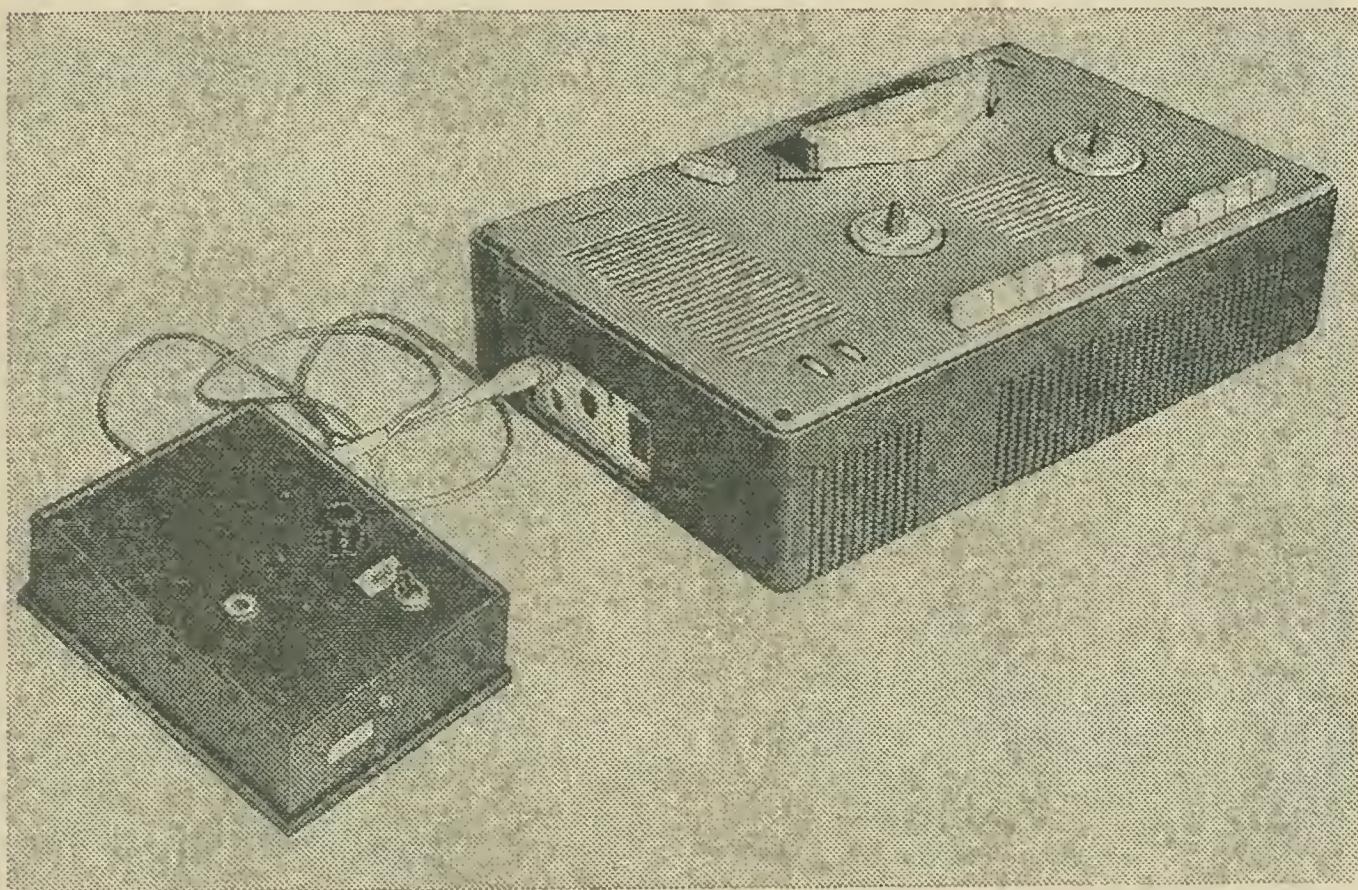


Bild 9 Zusatzgerät zur Tastung des SS 1000 durch Magnetongerät

Übrigens

- wurde der Ausstellungsteil der NVA nach Abschluß der MMM mit dem Titel *Hervorragendes Ausstellerkollektiv* ausgezeichnet;
- nutzten viele Schüler und Studenten die günstige Gelegenheit, sich am Konsultationspunkt der NVA über die Perspektive als Berufssoldat gründlich informieren zu lassen;
- kam Huggy, unser Elektronenrabe, auch von der dreizehnten MMM unbeschadet, aber klüger, in die Redaktion zurück.

Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (VI)

Das erste deutsche Stadtfernsprechamt wurde am 12. 1. 1881 in Berlin mit 94 Teilnehmern in Betrieb genommen (nicht 1891, wie irrtümlich im Elektronischen Jahrbuch 1971 angegeben wurde). Im Oktober des gleichen Jahres waren es bereits 567 Anschlüsse in Berlin, dazu weitere Fernsprechämter in den größeren Städten. Wie gewaltig die Entwicklung der Fernsprechtechnik vorangeschritten ist, kann man daran er-messen, daß 1964 die Zahl der Fernsprechteilnehmer auf der Erde etwa 171 Millionen betrug.

Heinrich von Stephan (1831 bis 1897), der als Generalpostdirektor das deutsche Postwesen reorganisierte, führte u. a. den Fernsprecher in Deutschland ein. Als *Graham Bell* 1879 in Europa Stadtfernsprechnetze errichtete, erkannte *Stephan* die Gefahren, die aus dem privatkapitalistischen Profitbestreben für die Allgemeinheit entstehen. Er setzte durch, daß das Fernsprechwesen ein Vorrecht des Staates wurde. England, Frankreich, Italien und Österreich mußten hohe Summen aufwenden, um von fremden Telefongesellschaften die Fernsprechhoheit zurückzugewinnen.

Um das erste Fernsprechamt in Berlin zu errichten, hatte 1878 *Stephan* dem Magistrat und dem Polizeipräsidenten von Berlin die Bitte unterbreitet, an den Häusern das Anbringen von Sprechleitungen zu gestatten. Aber sofort gab es Einwände. Die Hausbesitzer sahen Gefahren für die Dächer ihrer Häuser, Mütter waren besorgt um ihre in Dachkammern schlafenden Töchter (diese müßten ja die unanständigen Gespräche von Liebesleuten mit anhören!), Kaufleute hielten den Fernsprecher für rausgeworfenes Geld, da ja billige Dienstmänner und Boten zur Verfügung standen. Erregt waren die Gemüter über das eindeutschende Wort „Fernsprecher“ an Stelle von „Telephon“, verwendet werden sollten die Begriffe „Klangstab“, „Tonformer“, „Drahttöner“ oder „Beller“. So kam es, daß *Stephan* 1880 nur 94 Interessenten als Fernsprechteilnehmer für das erste Fernsprechamt gewinnen konnte.

Das *Bellsche* Telefon wurde ohne Batterien betrieben, so daß Lautstärke und Reichweite gering waren. Nach Einführung des Kohlemikrofons



*Bild 1
Ortskabel aus der Zeit
um 1900 mit
300 Leitungspaaren*

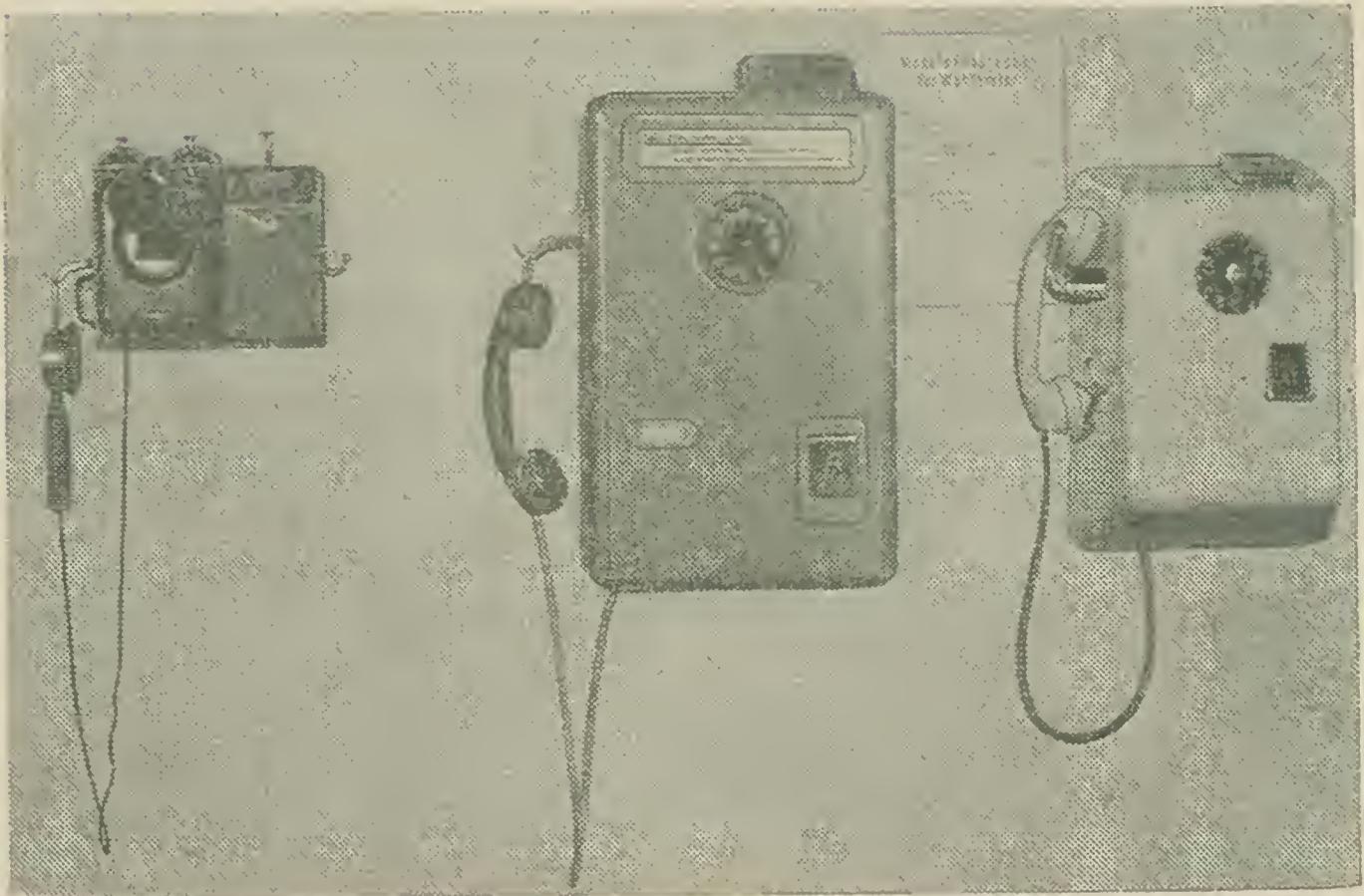


Bild 2 Münzfernsprecher von 1908 für handbediente Fernämter (links) und moderne Ausführungen von Münzfernsprechern

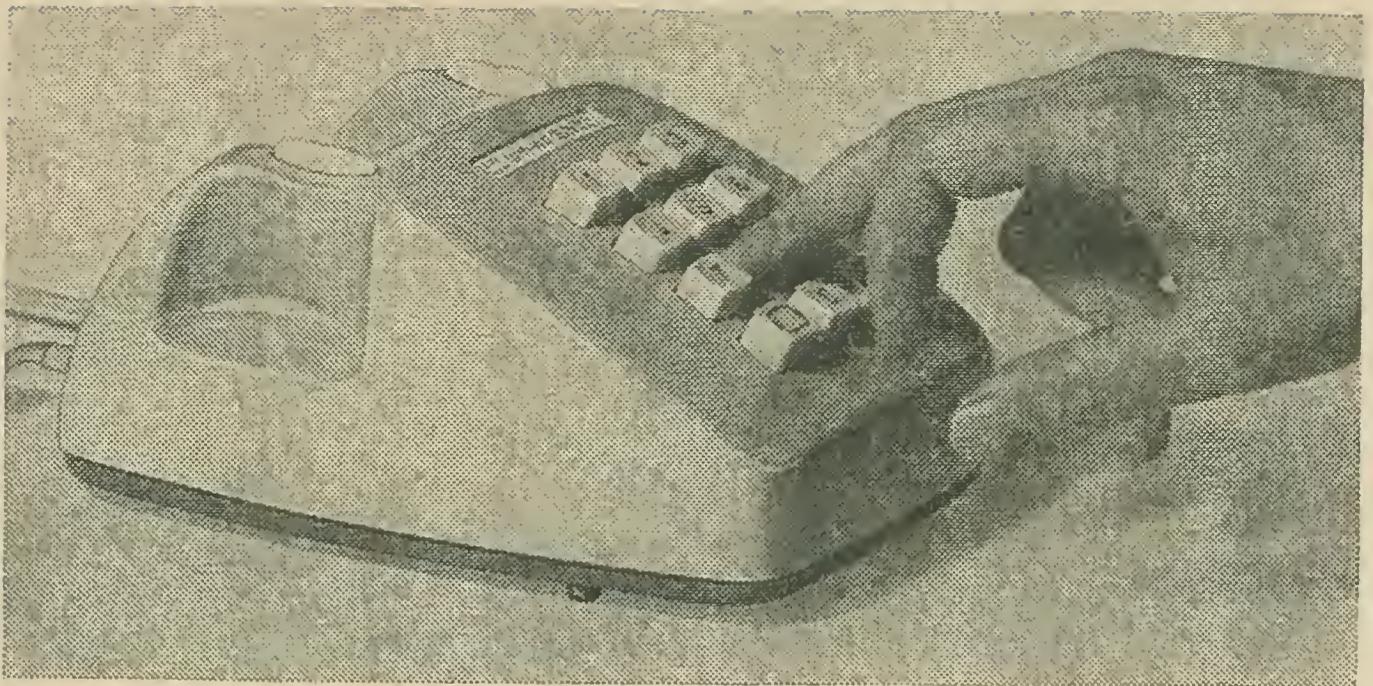


Bild 3 Moderner Fernsprechapparat mit Tastwahl

(Hughes, Edison) war an jeder Sprechstelle eine Batterie erforderlich. Wesentliche Verbesserungen der Sprechkreise brachten 1892 die Schaltung mit Zentralbatterie (ZB-Betrieb) und 1916 die Gabelschaltung, mit der Raumgeräusche im eigenen Sprechkreis unterdrückt wurden. Nachdem die ersten Fernsprechämter errichtet waren, nahm die Teilnehmerzahl am Fernsprechverkehr sehr schnell zu (1888 in Berlin 9200 Anschlüsse). Folgerichtig konzentrierte sich die weitere Entwicklung auf die Verbesserung der Verbindungstechnik. Wollte ein Teilnehmer eine Verbindung haben, so mußte er sich mit einem Schalter oder einer Kurbel an seinem Fernsprechapparat beim Fernsprechamt bemerkbar machen. Das „Fräulein vom Amt“ schaltete sich in seinen Sprechstromkreis ein, um den gewünschten Anschluß zu erfahren. Danach nahm sie Verbindung auf mit der gewünschten Sprechstelle, und wenn diese sprechbereit war, wurden von ihr beide Sprechstellen miteinander verbunden.

Dem handvermittelten Fernsprechverkehr folgte der automatische Selbstwählverkehr, dessen wichtigste Voraussetzungen die Erfindungen des Schrittschaltdrehwählers (M. D. Conolly, Th. E. Conolly und Th. J. McTighe, 1879) und des Schrittschalt-Hebdrehwählers (A. B. Strowger, 1889) in Amerika waren. Dabei wird die gewünschte Rufnummer über den Vorwähler (Drehwähler) und die Gruppen- sowie Leitungswähler (Hebdrehwähler) durchgeschaltet. Die Stromimpulse zum Weiterschalten der Wähler werden von der Nummernscheibe des Fernsprechapparates gegeben. Das Schlußglied dieser Entwicklungsreihe bilden die verbesserten Motorwähler (S. & H., 1930).

Drehwähler bzw. Hebdrehwähler haben einige Nachteile (Verschleißteile, Wartung, Justierung usw.), die Ursache neuer Entwicklungsrichtungen wurden. So setzt sich immer mehr das Prinzip des Koordi-

natenschalters durch, der im Kreuzschienenbetrieb arbeitet und dadurch weniger Mechanik aufweist. 1915 von dem Amerikaner *J. N. Reynholdt* erfunden, wurde er 1923 in Schweden erstmals eingesetzt (*Betulander, Palmgren*). Natürlich versucht man heute eine elektronische Vermittlungstechnik zu realisieren, um jegliche Mechanik in den Fernsprechämtern zu vermeiden. Bis zum Erreichen dieses Zieles begnügt man sich mit einer sogenannten *quasi-elektronischen* Vermittlungstechnik, die zwar schon elektronisch gesteuert wird, bei der aber die Durchschaltung der Leitungen noch über Kontakte erfolgt. Als Kontakte werden Reedrelais verwendet, das sind magnetisch betätigte Metallzungen, die zusammen mit einem Schutzgas in ein Glasröhrchen eingeschmolzen sind.

Ein an Erfindungen reiches Gebiet ist das der Nachrichten-Übertragungstechnik. Das sind einmal die verschiedenen Leitungen und Kabel. Durch Einfügen von Drosselspulen wurde die damit überbrückbare Entfernung vergrößert (*M. I. Pupin*, 1900). Weitere Verbesserungen brachte vor allem die Verstärkertechnik (Röhrenverstärker, später Transistor-

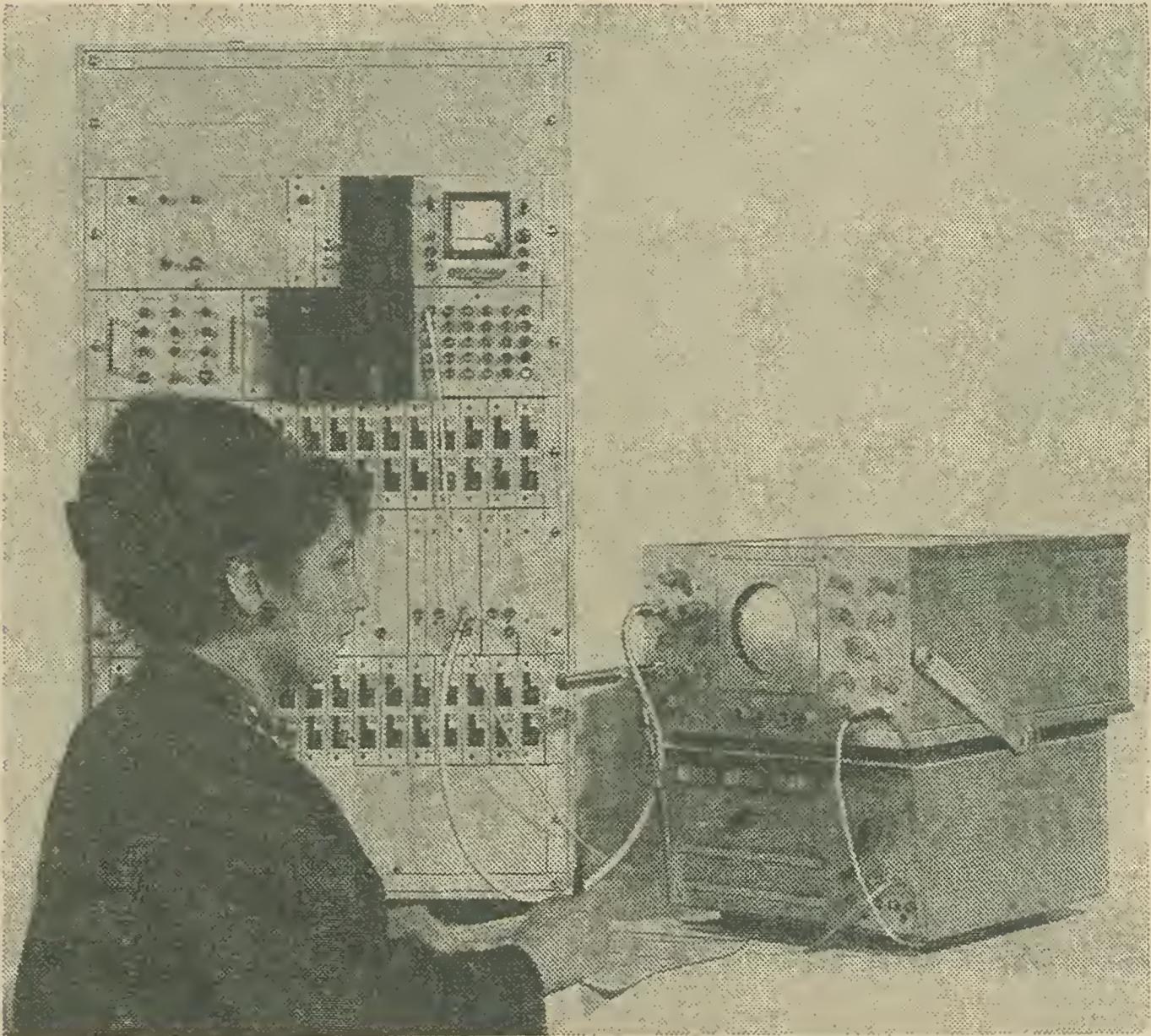
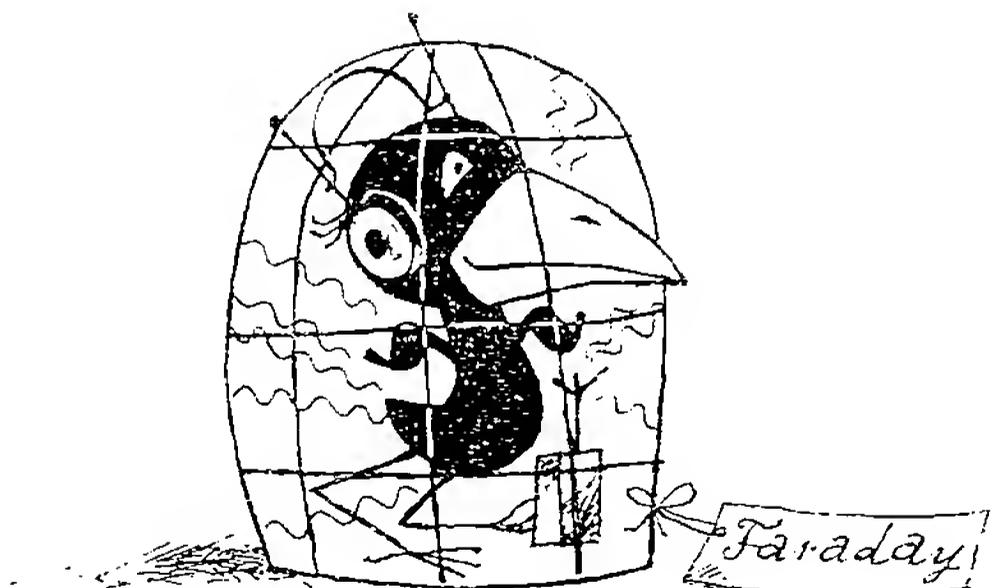


Bild 4 Mit dem Pulscodierungs-Modulationssystem für 30/32 Kanäle zeigte 1970 die RFT-Nachrichtenelektronik ihr erstes integrationsfähiges PCM-Übertragungssystem

verstärker). Etwa seit 1920 kennt man das Trägerfrequenzfernsprechen, eine Entwicklung, um eine bestehende Leitung mehrfach auszunutzen. Heute werden gleichzeitig mehrere tausend Gespräche mit TF-Systemen übertragen, wenn die Strecke bandbreitenmäßig dafür ausgelegt ist. Mit der fortschreitenden Entwicklung der Funktechnik entstand auch die Möglichkeit, Ferngespräche drahtlos zu übertragen. Neben den sich immer mehr durchsetzenden Richtfunkstrecken (bis in den GHz-Bereich) bedient man sich heute auch der Scatter-Verbindung und vor allem der Verbindungsstrecken über Nachrichtensatelliten. In der Zukunft wird sicher auch der Laserstrahl zur Nachrichtenübertragung eingesetzt werden, da mit ihm eine sehr große Bandbreite übertragen werden kann.

Die Entwicklung der Fernsprechtechnik ist keineswegs abgeschlossen. Die zunehmende Verkehrsdichte vor allem im Nahbereich der Fernsprechämter erfordert neue Überlegungen, da im Nahbereich das TF-System unwirtschaftlich wird. In der Entwicklung befindet sich das PCM-System (Pulsmodulation, *A. H. Reeves, 1958*), mit dem die Kapazität der vorhandenen Kabel um den Faktor 3 bis 4 erhöht werden kann. Langsam setzt sich auch beim Fernsprechapparat die Tastwahl durch, die wesentlich bequemer ist als die bisher übliche Nummernscheibe. Einen Fortschritt darstellen wird vor allem das schnurlose Telefonieren, das entwicklungsmäßig herangereift ist.

Vermeidet
BCT und TVI



Huggys elektronische Briefkastenferndiagnose

Herr *Alfred S.*, Wernigerode: Ich bin gestern hingefallen. In der linken Brusttasche steckte das Elektronische Jahrbuch 1971, so daß ich mir fast eine Rippe gebrochen hätte. Was soll ich jetzt tun?

Antwort: Noch mal hinfallen. Aber mit dem Elektronischen Jahrbuch 1972 in der linken Brusttasche, und Sie werden Ihr flexibles Wunder erleben. Der alte Halbleinen-Hartpappeneinband hat anscheinend vielen nicht gefallen, und sie haben ihr Mißfallen brieflich ausgedrückt, was uns besonders aufgefallen ist, so daß wir den Einfall hatten, uns einen PVC-Einband einfallen zu lassen und herzustellen. Hoffentlich ist damit Ihre Gesundheit auch wiederhergestellt.

Herr *Herbert T.*, Schönebeck: Mein Sohn hat schon seit langem einen so suchenden Blick. Wie kann ihm geholfen werden?

Antwort: Nichts leichter als das. Wir glauben, Ihren Sohn zu kennen, rennt er doch schon jahrelang nach einem System der komplexen Amateurelektronik herum. Damit hat's jetzt ein Ende, denn der VEB Meßelektronik Berlin erreichte mit dem System komplexe Amateurelektronik einen Stand, der den Aufbau völlig „systeminterner“ Geräte gestattet, die alle Vorzüge eines Baukastensystems aufweisen. Die Polystyrolteile für das (lösbare) Zusammenfügen von Kleingehäusen wurden überall freudig begrüßt. Huggy hofft, daß Ihrem Sohn damit geholfen ist und dem Hersteller für die nächsten Jahre die Puste nicht ausgeht.

Frau *Thea K.*, Berlin: Vor einigen Tagen kam mein Mann gutgelaunt und mit einem strahlenden Leuchten in seinen Augen nach Hause. Nach dem Grund seiner überschwenglichen Freude befragt, sagte er nur SeH 13 mal 26. Hat das ernste Hintergründe?

Antwort: Aber gewiß. Ist es doch dem VEB Röhrenwerk Rudolstadt gelungen, ein preis- und flächengünstiges Fotoelement, ein für den Amateur sehr sinnvolles lichtempfindliches Bauelement, auf den Markt zu bringen. Mit diesem Selen-Fotoelement läßt sich sehr viel Interessantes aufbauen. Und darüber freut sich Ihr Mann. Wir auch.

Herr *Klaus T.*, Halle: In der vergangenen Nacht ist etwas Ungeheuerliches passiert. Mein Bruder schien einen schrecklichen Traum gehabt zu haben. Und das Besondere daran war, daß er oft nach einem Mann namens Piko gerufen hat. Was für ein Traum kann das gewesen sein?

Antwort: Das war der Traum nach einem elementaren Elektronik-Baukastensystem für den Anfänger mit einem Anleitungsbuch und vielen Schaltungsanregungen samt Verdrahtungsplänen. Jeder Baustein müßte mit einem einzigen Bauelement bestückt werden. Er müßte Mehrfach-Federkontakte besitzen, die für Stecker aus Schaltdraht geeignet sind, mit denen man die durch Plastikklammern zu verbindenden Bausteine verdrahten kann. Jedes Sortiment sollte u. a. 4 Siliziumtransistoren zum rationellen Optimieren neuer Schaltungen haben, bevor man sie endgültig auf Leiterplatten aufbaut. Ein feiner Traum, nicht wahr? Aber es ist kein Traum mehr. Alles hat die Entwicklungsabteilung des VEB Piko, Sonneberg, schon entwickelt. Schenken Sie Ihrem Bruder dieses Baukastensystem, und er wird nicht nur nachts sagen: Pikobello!

Kollege *Paul W.*, Berlin: Wir erhielten gestern einen Brief an unsere „Lektoratin“ T. gerichtet. Daraufhin bekamen wir einen Lachkrampf. Wer hilft uns?

Antwort: Selbstverständlich Huggy, nämlich mit nachfolgender Stilblüte. Beim Lesen werden Sie bestimmt das Heulen kriegen.

... Wie wir aber noch erkennen werden, trifft ihn das Phänomen Zuverlässigkeit empfindlich — besonders dann, wenn er gerade davon befreit sein möchte ...

Das konnte nur ein Redaktionskollektief verzapfen, von dem ich kürzlich ebenfalls las.

Frau *E. S. Peng*, Penkuhn: Mein Mann hat noch etwas freie Zeit. Seitdem überlegt er Tag und Nacht, was er wohl damit anfangen könnte.

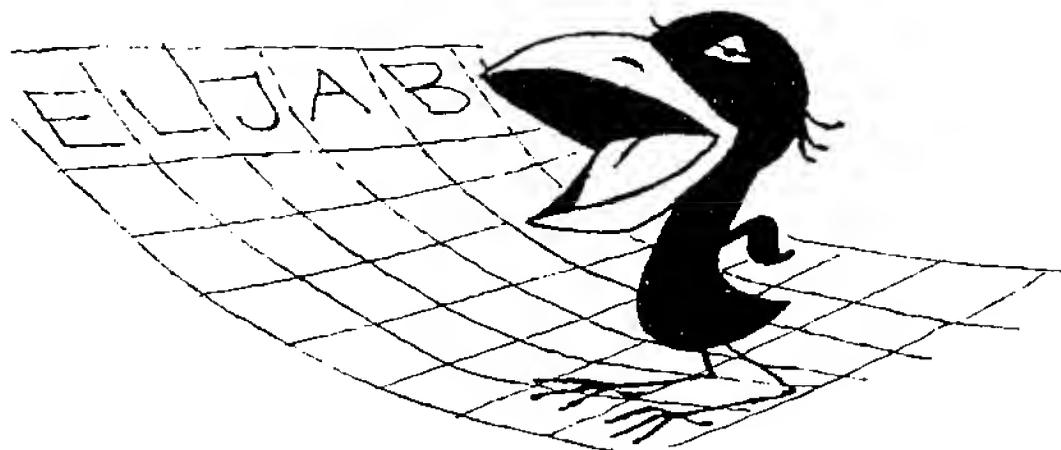
Antwort: Dem Manne kann geholfen werden. Bitte geben Sie ihm die diesem Jahrbuch beiliegende Karte. Darauf möge er die Themen ankreuzen, die er in den nächsten Jahrbüchern vorzufinden wünscht.

Außerdem ist noch genug Platz für weitere Vorschläge und Zusätze. Das erscheint in diesem Jahr an Stelle eines

Preis Ausschreibens

wobei fast überflüssig ist, zu betonen, daß alle Einsendungen an einer Preisverlosung teilnehmen. Meine Kollegen und ich erhoffen sich durch Ihre Hinweise neue Anregungen für unsere weitere Arbeit (Einsendeschluß 30. 6. 72).

An der Preisfrage „Elektronisches Jahrbuch 1971“ haben sich 1715 Leser beteiligt, darunter 63 weibliche und 1652 männliche Einsender. Einige forderten, das Jahrbuch nur als Schaltungssammlung zu gestalten und keine Informationen zu bringen. Aber: Einseitigkeit schadet dem Teint! Andere forderten, ich solle meine Witze unterlassen. Aber: Humorlosigkeit ist auch eine Krankheit! Für manche war die Preisfrage zu leicht, für manche zu schwer. Also glaube ich, weitermachen zu dürfen. Noch eins: Ins neue Jahrbuch wurden von Lesern angeregte Themen zusätzlich aufgenommen. Dankeschön für Hilfe und Ratschläge.



Das Lösungswort des Preisrätsels 1971 lautet: ELJABU

Und die Gewinner:

1. Preis (1 Transistorgerät *Kosmos* und für 30,— Mark Bücher aus dem Deutschen Militärverlag) B. Suchy, 26 Güstrow, Rostocker Str. 46a
2. Preis (Bücher für 75,— Mark aus dem Deutschen Militärverlag) Ursula Ronstedt, 1058 Berlin, Hagenauer Str. 2
3. Preis (Bücher für 50,— Mark aus dem Deutschen Militärverlag) Martina Weser, 7813 Ortrand, Straße der Einheit 22
4. bis 10. Preis (jeweils Bücher für 25,— Mark aus dem Deutschen Militärverlag)

Joris Dorn, 402 Halle, Henriettenstr. 4
Uffz. Harald Noske, 16 Königs Wusterhausen, Postschließfach 2584/OZ
Stefan Barth, 1197 Berlin, Springbornstr. 204
Volker Boos, 4601 Dabrun, Dorfstr. 66
Herbert Eue, 49 Zeitz, Bukarester Str. 10
Ingolf Otto, 901 Karl-Marx-Stadt, Thüringer Weg 3
Harald Schönfeld, 1832 Premnitz, Liebigstr. 9

Damit ist meine Sprechstunde beendet. Und merken Sie sich bitte:

Hast Du Kummer,
hast Du Sorgen,
komm gleich morgen
zu dem Elektronenrabben.
Der wird auch für Dich was haben.

In diesem Sinne verabschiedet sich mit allen guten Sende- und Empfangswünschen

Ihr Huggy

Sprechstundenhelfer: Hans-Werner Tzschichold

Tabellenanhang

Halbleiterbauelemente aus der DDR-Produktion
Tabelle 1 Transistoren

Typ	U_{CBO} V	I_{Cmax} [A] mA	P_{Cmax} [W] mW	β [α]	Bei I_C mA	f_{T} [F β] MHz	P dB	R_{th} [μ d/mW] [μ d/W]	t_j $^{\circ}$ C	Verwendung	An- schluß- schema
<i>Germaniumtransistoren</i>											
GC 100	15	15	30	18	2	1,0	25	1,0	75	NF-Vorstufe	1
GC 101	15	15	30	18	2	1,0	10	1,0	75		1
GC 112	80	150	—	10	2	0,3	—	0,38	80	BMSR	1
GC 116	20	150	—	28	2	0,75	20	0,38	80		1
GC 117	25	150	—	45	2	1,2	10	0,38	80	NF-Vorstufe	1
GC 118	25	150	—	45	2	1,2	5	0,38	80	rauscharn	1
GC 121	25	250	—	28	100	[0,012]	—	0,38	80		1
GC 122	35	250	—	18	100	[0,012]	—	0,38	80	NF-Treiber- und Endstufen	1
GC 123	70	250	—	18	100	[0,012]	—	0,38	80		1
GC 301	32	1000	1000	28	350	[0,015]	—	0,3	75	NF-Endstufen	1
GF 126	25	10	50	40	1	40	—	0,6	75	AM-ZF	2
GF 128	25	10	50	40	1	100	—	0,6	75	Bild-ZF	2
GF 130	25	10	50	40	1	10	—	0,6	75	FM-ZF	2
GF 131	25	10	50	40	1	100	—	0,6	75	UKW-Mischer	2
GF 132	25	10	50	40	1	100	—	0,6	75	UKW-Vorstufe	2
GF 139	25	10	50	40	1	10	—	0,6	75	FM-ZF	2
GF 145	20	10	60	10	1,5	250	9	0,75	90	UHF 860 MHz	3
GF 146	20	10	60	10	1,5	250	7,5	0,75	90	UHF 260 MHz	3
GF 147	20	10	60	10	2	650	6	0,75	90	UHF 900 MHz	3
GF 181	25	10	50	40	1	100	—	0,6	75	UKW-Mischer	2
GF 100	15	15	—	20	2	3	15	0,5	75	AM-ZF	1
GF 105	15	15	—	20	2	7	20	0,5	75	AM-Mischer	1
GD 160	20	[3]	[5,3]	15	1500	0,25	—	[7,5]	75		4
GD 170	33	[3]	[5,3]	15	1500	0,25	—	[7,5]	75	NF-Endstufe	4

GD 175	50	[3]	[5,3]	15	1500	0,25		[7,5]	75	NF-Endstufen, Schalter, BMSR	4
GD 180	66	[3]	[5,3]	15	1500	0,25		[7,5]	75		
GD 240	40	[3]	[10]	20	2000	0,35		[4]	85		
GD 241	50	[3]	[10]	20	2000	0,35		[4]	85		
GD 242	50	[3]	[10]	20	2000	0,35		[4]	85		
GD 243	65	[3]	[10]	20	2000	0,35		[4]	85		
GD 244	75	[3]	[10]	20	2000	0,35		[4]	85		
GS 109	20	50	—	28	50	—	25	0,5	75		
GS 111	20	200	—	28	200	—	—	0,5	85		
GS 112	20	200	—	28	200	—	—	0,5	85		
GS 121	30	100	—	28	100	—	25	0,38	80		
GS 122	30	100	—	29	100	—	25	0,38	80		

Schalter

Siliziumtransistoren

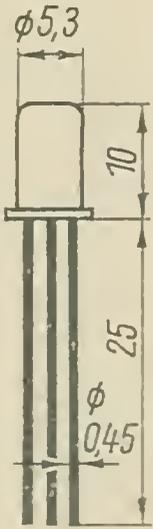
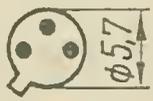
SC 206	20	100	200	28	2	300	—	0,5	125	NF-Vorstufe	5
SC 207	20	100	200	28	2	300	< 8	0,5	125		
SF 021	20	500	600	18	10	60	—	0,25	175	NF und HF- Verstärker, Schalter	6
SF 022	33	500	600	18	10	60	—	0,25	175		
SF 023	66	500	600	18	10	60	—	0,25	175		
SF 024	100	500	600	18	10	60	—	0,25	175		
SF 025	120	500	600	18	10	60	—	0,25	175	NF- und HF- Verstärker, Schalter	6
SF 121	20	100	600	18	50	60	5,5	0,25	175		
SF 122	33	100	600	18	50	60	5,5	0,25	175		
SF 123	66	100	600	18	50	60	5,5	0,25	175	Breitband- verstärker, Schalter	6
SF 126	33	500	600	18	50	60	4,5	0,25	175		
SF 127	66	500	600	18	50	60	4,5	0,25	175	NF- und HF- Verstärker, Schalter	6
SF 128	100	500	600	18	50	60	4,5	0,25	175		
SF 129	120	500	600	18	50	60	—	0,25	175	HF- und NF- Verstärker	7
SF 131	20	50	300	18	10	200	6,0	0,5	175		
SF 132	40	50	300	18	10	200	6,0	0,5	175	HF-Verstärker	7
SF 136	20	200	300	18	10	300	8,2	0,5	175		
SF 137	40	200	300	18	10	300	7,5	0,5	175	Video-Endstufe	7
SF 150	140	50	600	29	10	80	—	—	175		6

TYP	U_{CB0} V	I_{Cmax} [A] mA	P_{Cmax} [W] mW	β [α]	Bei I_C mA	f_T [MHz] MHz	F dB	k_{1h} grad/mW [grad/W]	t_j °C	Verwendung	An- schluß- schema
SF 215	20	100	200	28	2	350	8,0	0,5	125	HIF-Verstärker	5
SF 216	40	100	200	28	2	350	8,0	0,5	100		
SF 240	40	25	—	—	—	440	—	—	—	Bild-ZIF	5
SF 245	40	25	—	—	—	780	—	—	—		
SS 106	25	200	300	18	10	200	—	0,5	175	Schalter	7
SS 108	40	200	300	18	10	300	—	0,5	175		
SS 109	20	200	300	18	100	200	—	0,5	175	Schalter	7
SS 120	60	500	700	10	500	—	—	—	200		
SS 125	30	500	600	18	400	30	—	0,25	175	Schalter	6
SS 126	60	500	600	18	400	30	—	0,25	175		
SS 200	70	30	150	32	10	—	—	0,5	100	Ziffern- anzei- röhren	5
SS 201	100	30	150	32	10	—	—	0,5	100		
SS 202	120	30	150	32	10	—	—	0,5	100	Schalter	5
SS 216	20	100	200	18	30	350	—	0,5	125		
SS 218	20	100	200	18	30	350	—	0,5	125	Schalter	5
SS 219	20	100	200	18	30	350	—	0,5	125		

DDR - Transistoren

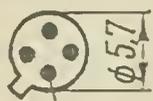
Kollektoranschluß an Gehäuse

E B K

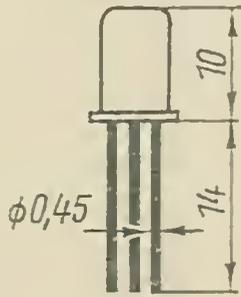


1

B E K

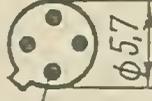


Schirm

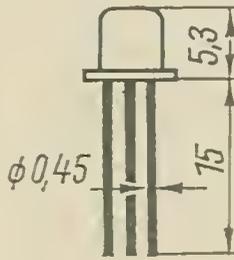


2

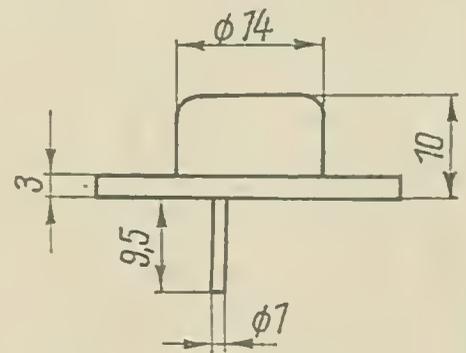
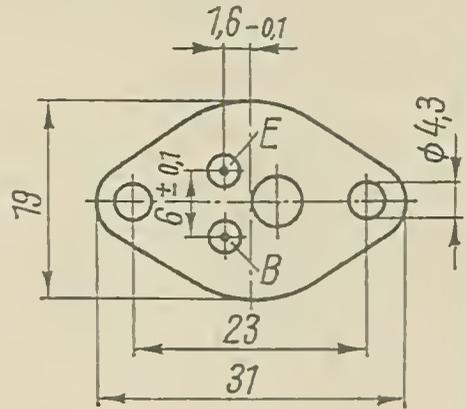
E B K



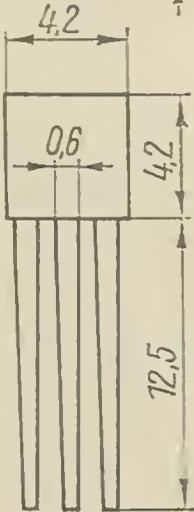
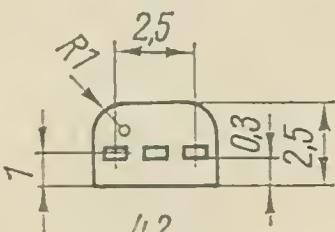
Schirm



3



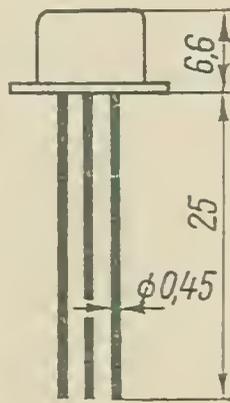
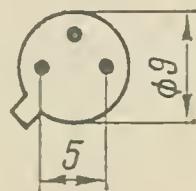
4



E B K
B E K (Für HF-Typen)

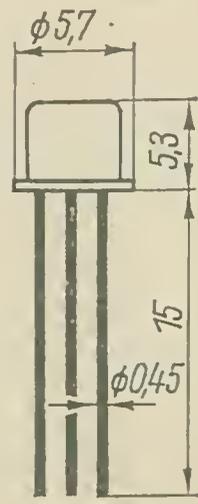
5

E B K



6

E B K



7

**Tabelle 2 Halbleiterdioden
Ge-Universaldioden**

Typ	U_R V	I_F mA	U_F V	Bei I_F mA	I_R μA	Bei U_R V	I_R μA	Bei U_R V	θ_J $^{\circ}C$	Verwendung	An- schluß- schema
GA 100	20	20	< 1	5	100	10	500	20	80	univers.	1
GA 101	40	15	< 1	3	40	10	400	40	80	Einsatz	1
GA 102	60	12	< 1	3	40	10	350	60	80		1
GA 103	80	10	< 1	3	15	10	250	80	80	hohe	1
GA 104	110	10	< 1	3	15	10	200	110	80	Sperrspannung	1
GA 105	20	20	< 1	3	100	10	500	20	80	Fs-Demodulator	1
GAZ 17	25	20	< 1	5	30	10	—	—	85	EDV	1
<i>Diodenpaare</i>											
2 GA 109	40	15	1	> 5	40	10	300	40	80	hochohmig	1
2 GA 113	25	6	1	> 6	40	10	—	—	100	niederohmig	1
<i>Diodenquartette</i>											
4 GA 114	25		1	> 6	40	10	150	20	75	Modulator	2
O 4A 657	40	15	1	> 7,5	40	10	300	40	80		2

Ge-Schaltiodien

Typ	U_R V	I_F mA	U_F V	Bei I_F mA	I_R μA	Bei I_R V	C_{tot} pF	P_{tot} mW	θ_j °C	Verwendung	An- schluß- schema
GA 106	25	20	< 1	6	40	10	—	—	100	EDV	1
GA 107	60	20	< 1	5	8	10	—	—	100		1
GAY 60	20	75	< 1	75	1000	20	1,5	80	85	kleiner	1
GAY 61	20	100	< 0,7	75	1000	20	1,5	80	85	Durchlaßwiderstand	1
GAY 62	20	100	< 0,5	10	50	10	1,5	80	85	EDV	1
GAY 63	40	100	< 0,8	7,5	50	10	1,5	80	85		1
GAY 64	80	75	< 1	75	250	80	1,5	80	85	hohe Sperrspannung	1
GAZ 16	25	20	< 1	5	30	10	—	100	85	EDV	1

Ge-Fotodioden

Typ	U_R V	I_H mA	S_{PH} μA	S_{PH} mittel μA	Bei U_R V	I_D min μA	λ μm	P_{tot} mW	θ_j °C	Verwendung	An- schluß- schema
GP 119	20	3	30	70	20	7	1,55	30	75		3
GP 120	20	3	100	125	20	7	1,55	30	75		3
GP 121	50	3	30	70	50	7	1,55	30	75	BMSR-Technik	3
GP 122	50	3	100	125	50	7	1,55	30	75		3

Si-Schaltioden

Typ	U_R V	I_F mA	I_R nA	Bei U_R V	I_O mA	C_{tot} pF	ϑ_j °C	P_{tot} mW	R_{th} °C/mW	Verwendung	An- schluß- schema
SAY 10	50	175	50	50	115	3	150	300	0,35		11
SAY 11	25	115	70	25	75	4	150	300	0,35		11
SAY 12	50	300	100	50	200	4	175	430	0,3	schneller	11
SAY 14	25	115	70	25	75	4	150	300	0,35	Schalter	11
SAY 15	15	75	500	20	50	4	150	300	0,35		11
SAY 16	30	300	100	30	200	4	175	430	0,3		11
SAY 40	15	20	60	15	—	8	—	150	0,5		12
SAY 42	15	30	60	15	—	8	—	150	0,5		12
<i>Doppeliioden</i>											
SAY 60	15	20	60	15	—	8	—	150	0,5	Schalter	13
SAY 62	15	30	60	15	—	8	—	150	0,5		13

Si-Varaktordioden

Typ	U_{BR} V	Bei I_R μA	C_J pF	Bei U_R V	r_S Ω	f_g GHz	P_{in} W	C_C pF	L_S nH	Verwendung	An- schluß- schema
SAZ 54	90	100	4,8	6	2	20	6,0	0,8	1,0	Varaktoren	9
SAZ 61	60	100	0,5...1	6	-	100	1,5	0,5	1,5		10

Si-Kapazitätsdioden

Typ	I_R μA	Bei U_R V	C_J pF	Bei U_R V	C_J pF	Bei U_R V	(P'_{tot}) r'_S Ω (mW)	C_C pF	L_C nH	Verwendung	An- schluß- schema
SA 329	5	28	12	3	2,8...3,2	25	0,5	-	-	Abstimmendiode VHF/UHF	7
SA 130	5	28	9...16	3	2,2...3,2	25	1,0	-	-		7
SA 131	5	28	45...65	2	-	-	0,5	-	-		7
SAZ 12	10	18	1...5	6	-	-	(300)	0,4	3,5	parametrischer Verstärker	8
SAZ 13	10	18	1...5	6	-	-	(300)	0,4	3,5		8

Si-Z-Dioden

Typ	U_Z in V bei $I_Z = 5 \text{ mA}$	r_Z in Ω bei $I_Z = 5 \text{ mA}$	U_R in V bei $I_R = 1 \mu\text{A}$	P_{tot} mW	An- schluß- schema
<i>Reihe E 12 (10%)</i>					
SZX 18/1	0,65...0,85	8	—	250	7
SZX 18/5,6	5,0 ... 6,3	65	1	250	7
SZX 18/6,8	6,0 ... 7,5	10	2	250	7
SZX 18/8,2	7,3 ... 9,2	8	3,5	250	7
SZX 18/10	8,8 ...11,0	17	5	250	7
SZX 18/12	10,7 ...13,4	30	7	250	7
SZX 18/15	13,0 ...16,5	40	10	250	7
SZX 18/18	16,0 ...20,0	55	10	250	7
SZX 18/22	19,6 ...24,4	90	12	250	7
<i>Reihe E 24 (5%)</i>					
SZX 19/5,1	4,8... 5,4	75	1	250	7
SZX 19/5,6	5,2... 6,0	60	1	250	7
SZX 19/6,2	5,8... 6,6	35	1	250	7
SZX 19/6,8	6,4... 7,2	8	2	250	7
SZX 19/7,5	7,0... 7,9	7	2	250	7
SZX 19/8,2	7,7... 8,7	7	3,5	250	7
SZX 19/9,1	8,5... 9,6	10	3,6	250	7
SZX 19/10	9,4...10,6	15	5	250	7
SZX 19/11	10,4...11,6	20	5	250	7
SZX 19/12	11,4...12,8	20	7	250	7
SZX 19/13	12,5...14,0	30	7	250	7
SZX 19/15	13,8...15,5	35	10	250	7
SZX 19/16	15,3...17,0	40	10	250	7
SZX 19/18	16,8...19,0	50	10	250	7
SZX 19/20	18,8...21,0	80	10	250	7
SZX 19/22	20,8...23,0	80	12	250	7
SZX 19/24	22,8...25,6	80	12	250	7

Si-Leistungs-Z-Dioden

Typ	U_Z in V	r_Z Ω	Bei I_Z mA	$I_{Z\text{max}}$ mA	An- schluß- schema
SZ 501	0,65... 0,85	1,5	100	175	19
SZ 504	4,80... 5,5	5	100	175	19
SZ 505	5,30... 6,0	2	100	160	19
SZ 555	5,80... 6,6	2	100	145	19
SZ 506	6,40... 7,3	2	100	130	19
SZ 507	7,10... 7,9	2	100	115	19
SZ 508	7,70... 8,8	2	100	110	19
SZ 509	8,50... 9,6	4	50	100	19
SZ 510	9,40...10,6	4	50	90	19

Typ	U_Z in V	r_Z Ω	bei I_Z mA	I_{Zmax} mA	An- schluß- schema
SZ 511	10,40...11,6	7	50	80	19
SZ 512	11,40...12,7	7	50	75	19
SZ 513	12,50...14,0	11	50	65	19
SZ 515	13,80...15,8	11	50	60	19
SZ 516	15,310...7,0	15	25	55	19
SZ 518	16,80...19,0	15	25	50	19
SZ 520	18,80...21,0	15	25	45	19
SZ 522	20,80...23,0	15	25	40	19

Si-Referenzelemente

Typ	U_Z V	r_Z Ω	r_{Zmax} Ω	ΔU_Z mV	P_{tot} mW	An- schluß- schema
SZY 20	$8,4 \pm 0,4$	15	25	66	100	20
SZY 21	$8,4 \pm 0,4$	15	25	33	100	20
SZY 22	$8,4 \pm 0,4$	15	25	13,2	100	20
SZY 23	$8,4 \pm 0,4$	15	25	6,6	100	20

Si-Leistungsgleichrichter

Typ	U_{RN} V	I_{FN} A	U_F V	I_R mA	I_{FP} A	ϑ_J $^{\circ}C$	An- schluß- schema
VSF 200/0,5	50	200	0,6	10	800	150	17
VSF 200/1	100	200	0,6	10	800	150	17
VSF 200/2	200	200	0,6	10	800	150	17
VSF 200/3	300	200	0,6	10	800	150	17
VSF 200/4	400	200	0,6	10	800	150	17
VSF 200/5	500	200	0,6	10	800	150	17
VSF 200/6	600	200	0,6	10	800	150	17
VSF 203/0,5	50	250	0,5	7	1200	150	18
VSF 203/1	100	250	0,5	7	1200	150	18
VSF 203/2	200	250	0,5	7	1200	150	18
VSF 203/3	300	250	0,5	7	1200	150	18
VSF 203/4	400	250	0,5	7	1200	150	18
VSF 203/5	500	250	0,5	7	1200	150	18
VSF 203/6	600	250	0,5	7	1200	150	18

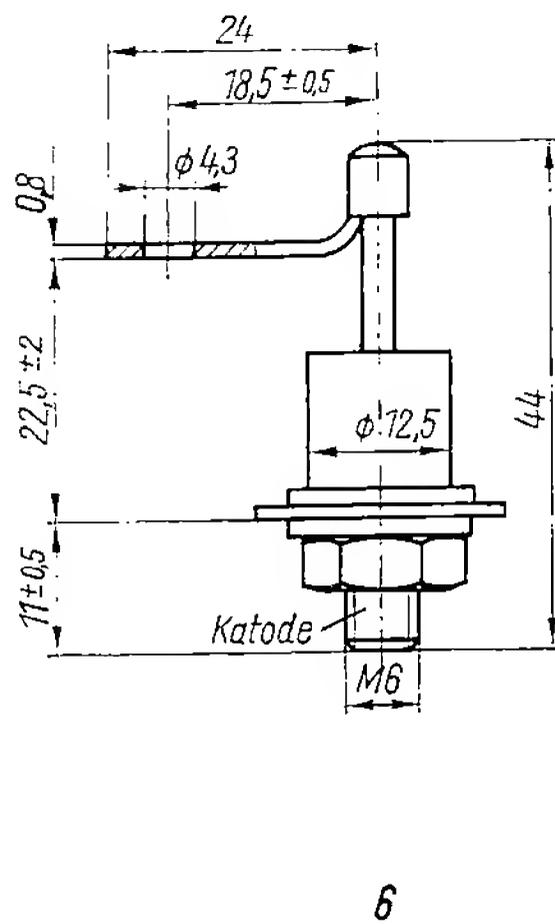
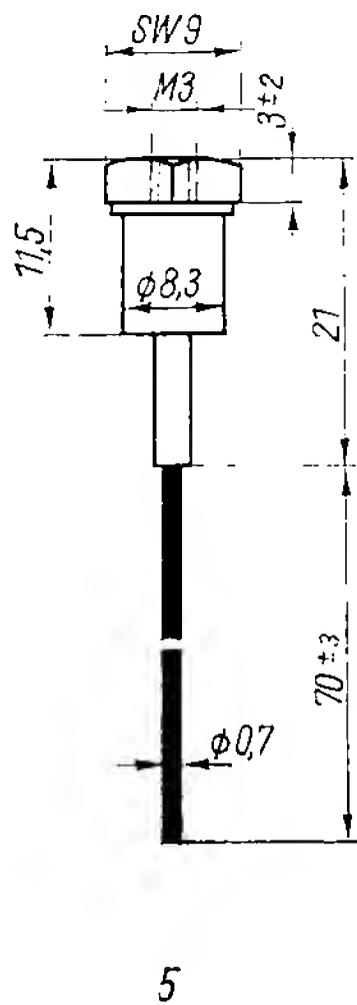
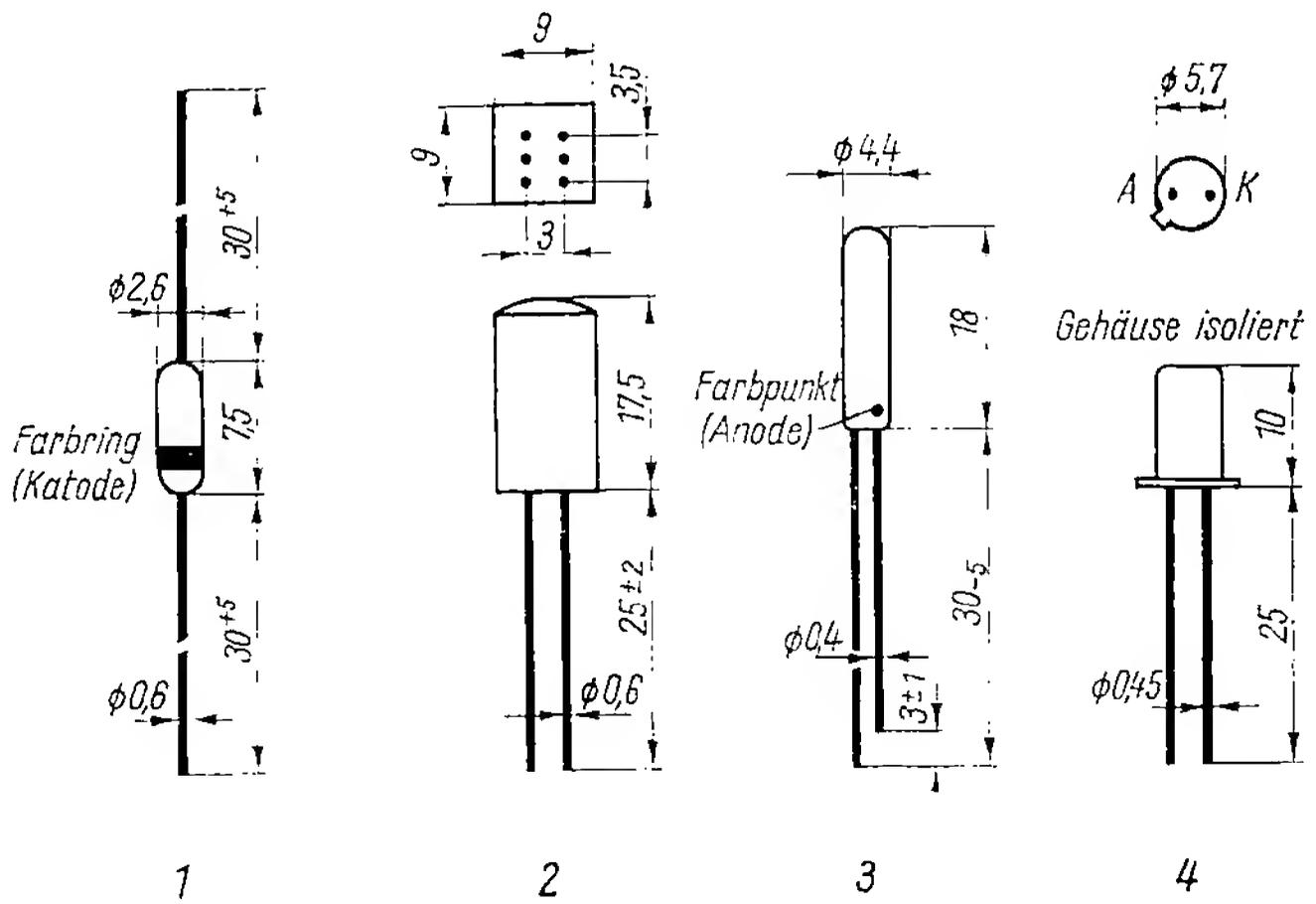
Si-Gleichrichterdioden

Typ	U_{RN} V	I_{FN} A	U_F V	I_R μ A	I_{FM} A	ϑ_j °C	An- schluß- schema
SY 200; SY 220	75	0,7	1,2	150	2	150	14
SY 201; SY 221	100	0,7	1,2	150	2	150	14
SY 202; SY 222	200	0,7	1,2	150	2	150	14
SY 203; SY 223	300	0,7	1,2	150	2	150	14
SY 204; SY 224	400	0,7	1,2	150	2	150	14
SY 205; SY 225	500	0,7	1,2	150	2	150	14
SY 206; SY 226	600	0,7	1,2	150	2	150	14
SY 207; SY 227	700	0,7	1,2	150	2	150	14
SY 208; SY 228	800	0,7	1,2	150	2	150	14
SY 210; SY 230	1000	0,7	1,2	150	2	150	14
SY 160	50	8,5	0,62	3000	30	150	15
SY 162	200	8,5	0,62	3000	30	150	15
SY 164	400	8,5	0,62	3000	30	150	15
SY 166	600	8,5	0,62	3000	30	150	15
SY 170	100	25,0	1,0	6000	39	150	16
SY 171	100	25,0	1,0	6000	39	150	16
SY 172	200	25,0	1,0	8000	39	150	16
SY 173	200	25,0	1,0	8000	39	150	16

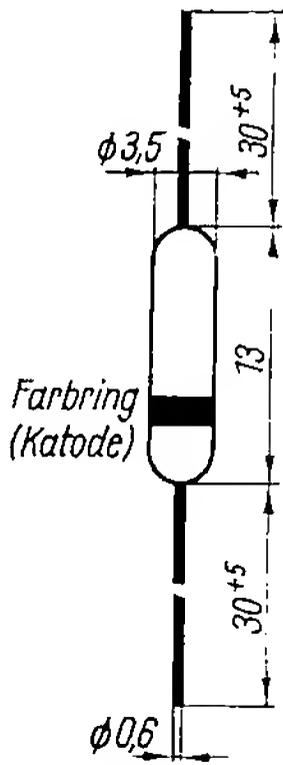
Ge-Gleichrichterdioden

Typ	U_{RN} V	I_{FN} A	U_F V	I_R μ A	I_{FP} A	ϑ_j °C	An- schluß- schema
GY 099	12	0,1	0,5	100	0,35	75	4
GY 100	24	0,1	0,5	100	0,35	75	4
GY 101	40	0,1	0,5	100	0,35	75	4
GY 102	75	0,1	0,5	100	0,35	75	4
GY 103	100	0,1	0,5	100	0,35	75	4
GY 104	150	0,1	0,5	50	0,35	75	4
GY 105	200	0,1	0,5	50	0,35	75	4
GY 109	12	1,0	1,0	200	3	75	5
GY 110	24	1,0	1,0	200	3	75	5
GY 111	40	1,0	1,0	200	3	75	5
GY 112	75	1,0	1,0	200	3	75	5
GY 113	100	1,0	1,0	200	3	75	5
GY 114	150	1,0	1,0	200	3	75	5
GY 115	200	1,0	1,0	200	3	75	5
GY 120	20	10,0	0,6	2000	32	75	6
GY 121	40	10,0	0,6	2000	32	75	6
GY 122	65	10,0	0,6	2000	32	75	6
GY 123	100	10,0	0,6	2000	32	75	6
GY 124	150	10,0	0,6	2000	32	75	6
GY 125	200	10,0	0,6	2000	32	75	6

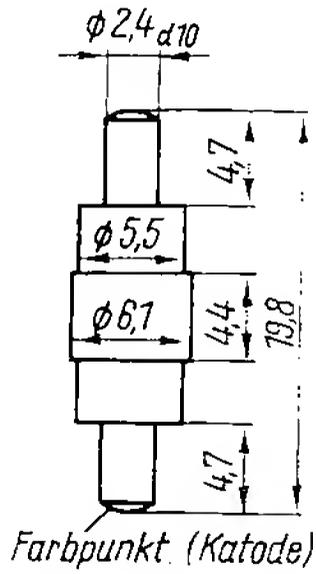
Halbleiterdioden der DDR-Produktion
Germaniumdioden



Siliziumdioden

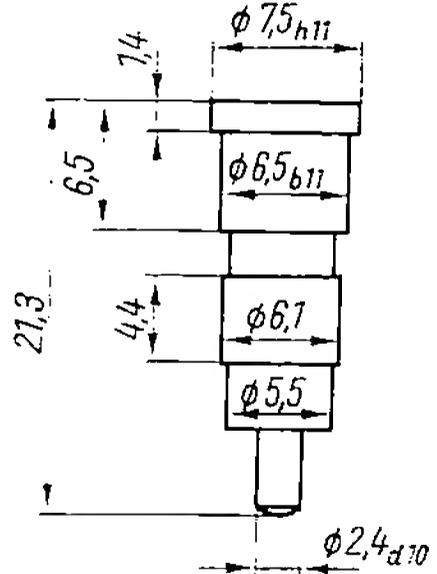


7

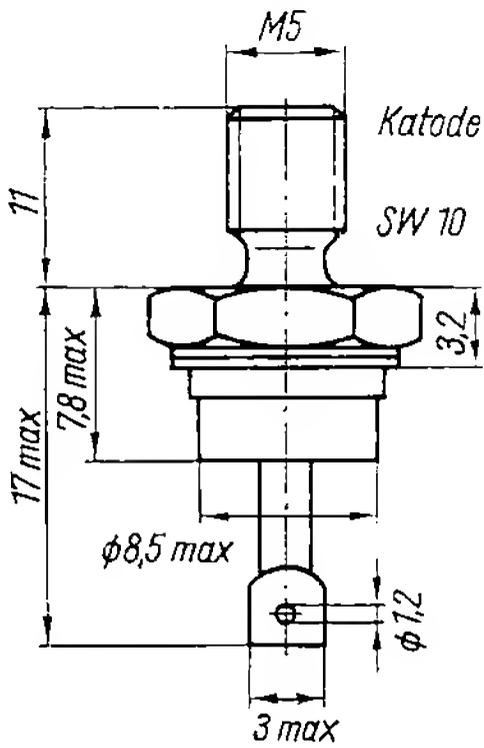


ohne Adapterkappe

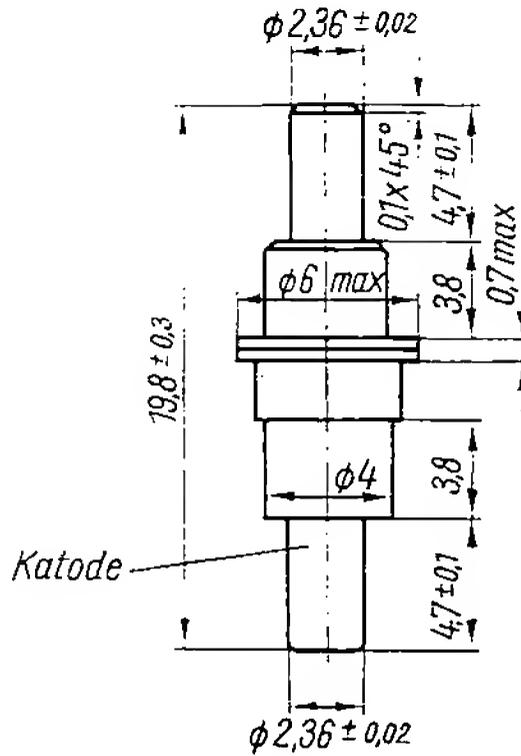
8



mit Adapterkappe

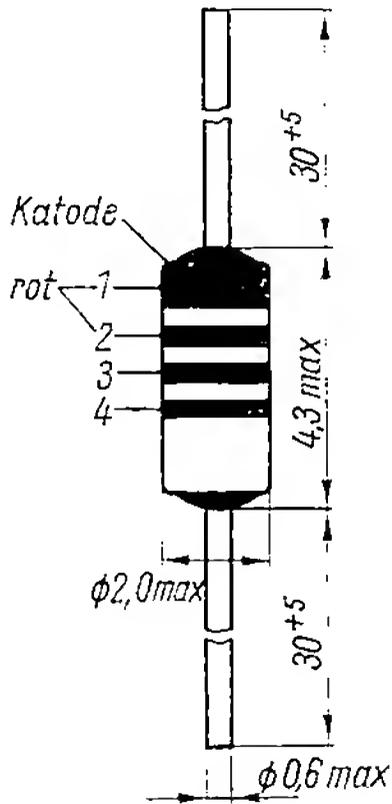


9



10

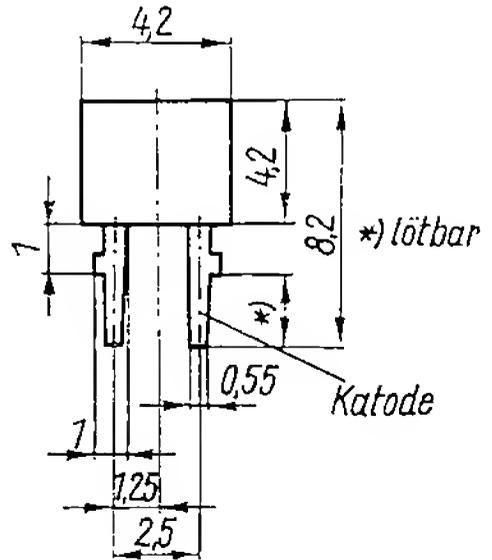
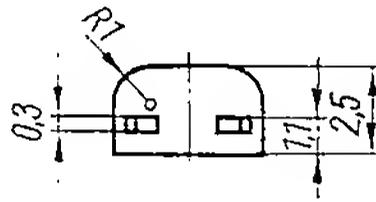
Siliziumdioden



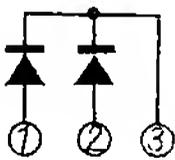
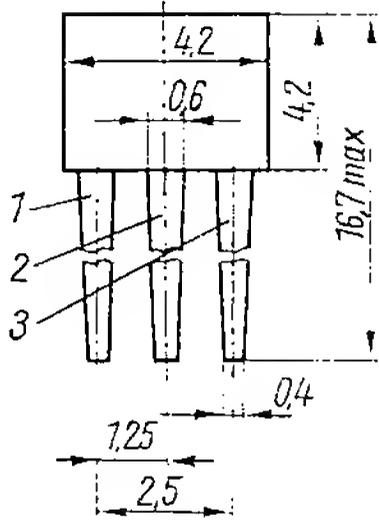
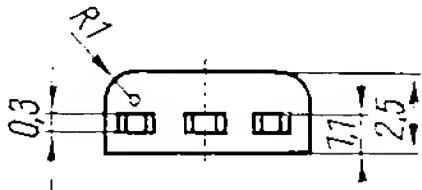
11

Farbkennzeichnung

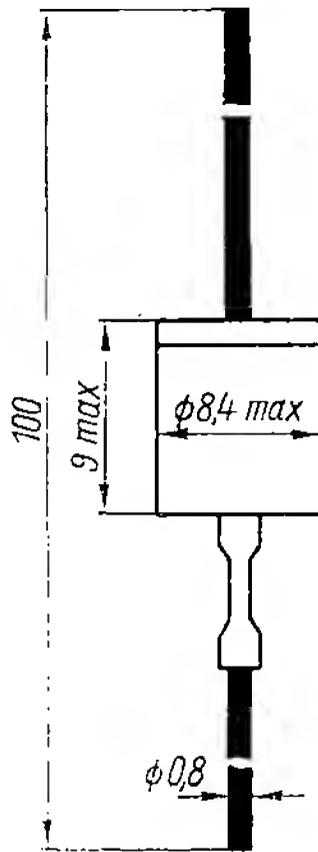
Typ	3. Ring	4. Ring
SAY 10	rot	rot
SAY 11	rot	gelb
SAY 12	rot	orange
SAY 13	rot	grün
SAY 14	rot	blau
SAY 15	rot	weiß
SAY 16	gelb	rot



12

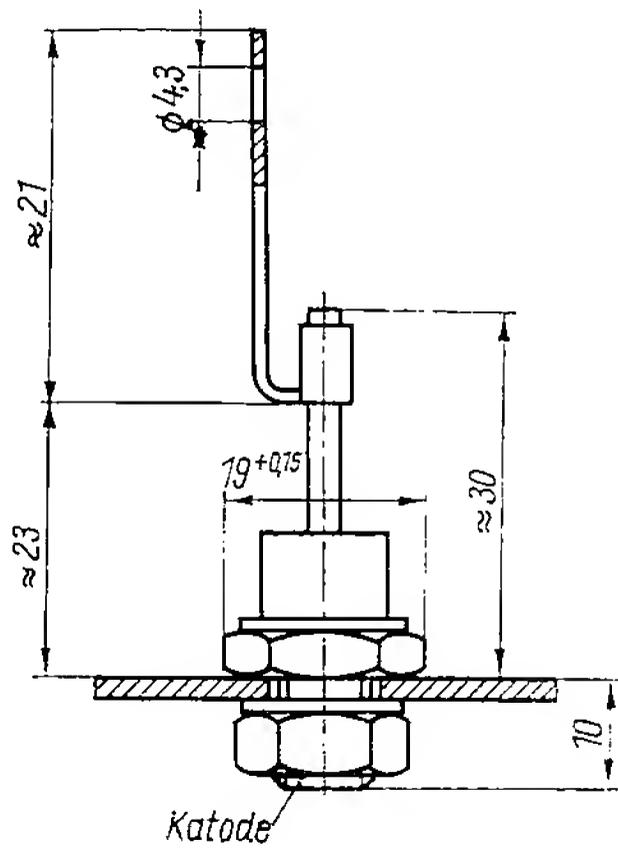


13

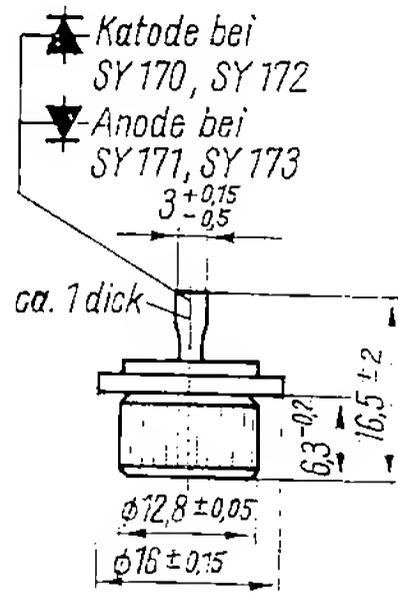


14

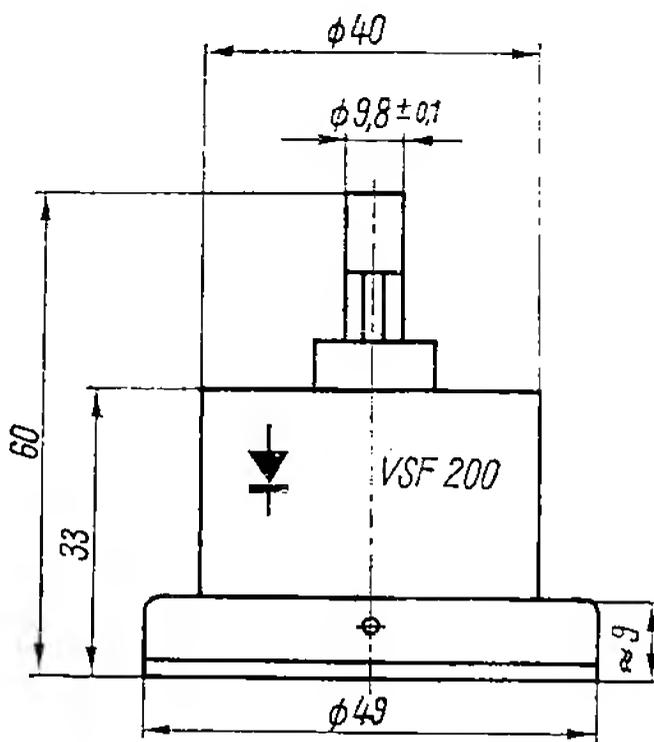
Siliziumdioden



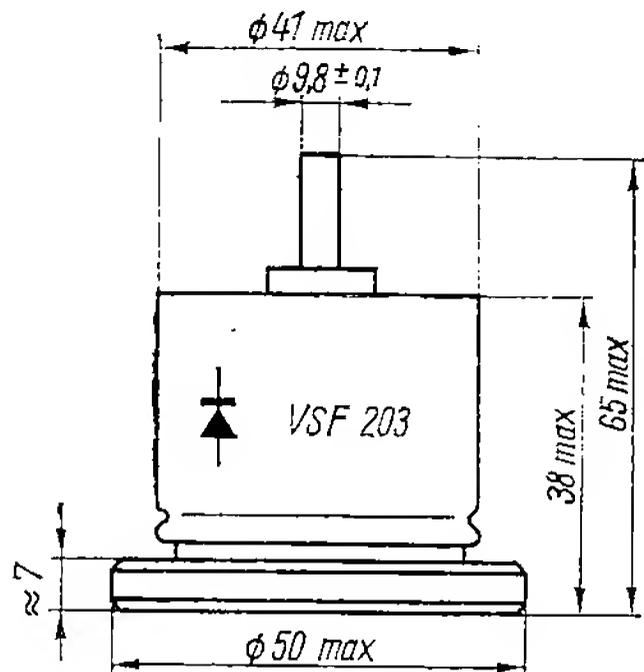
15



16

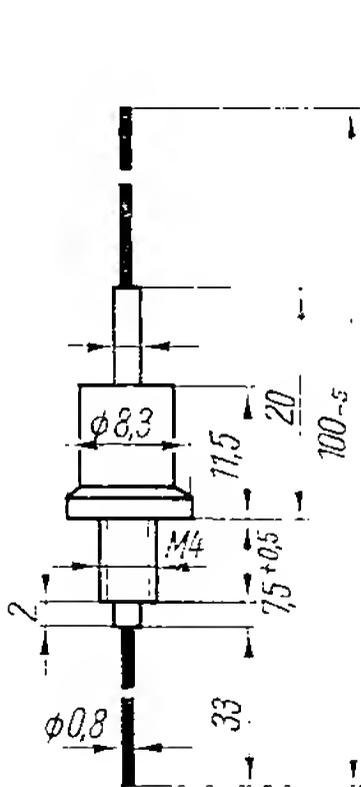


17

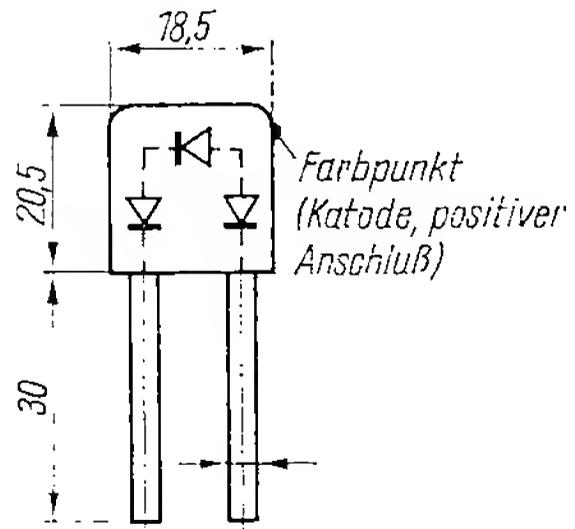
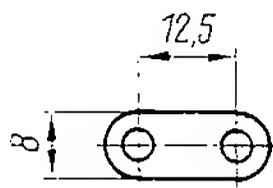


18

Siliziumdioden



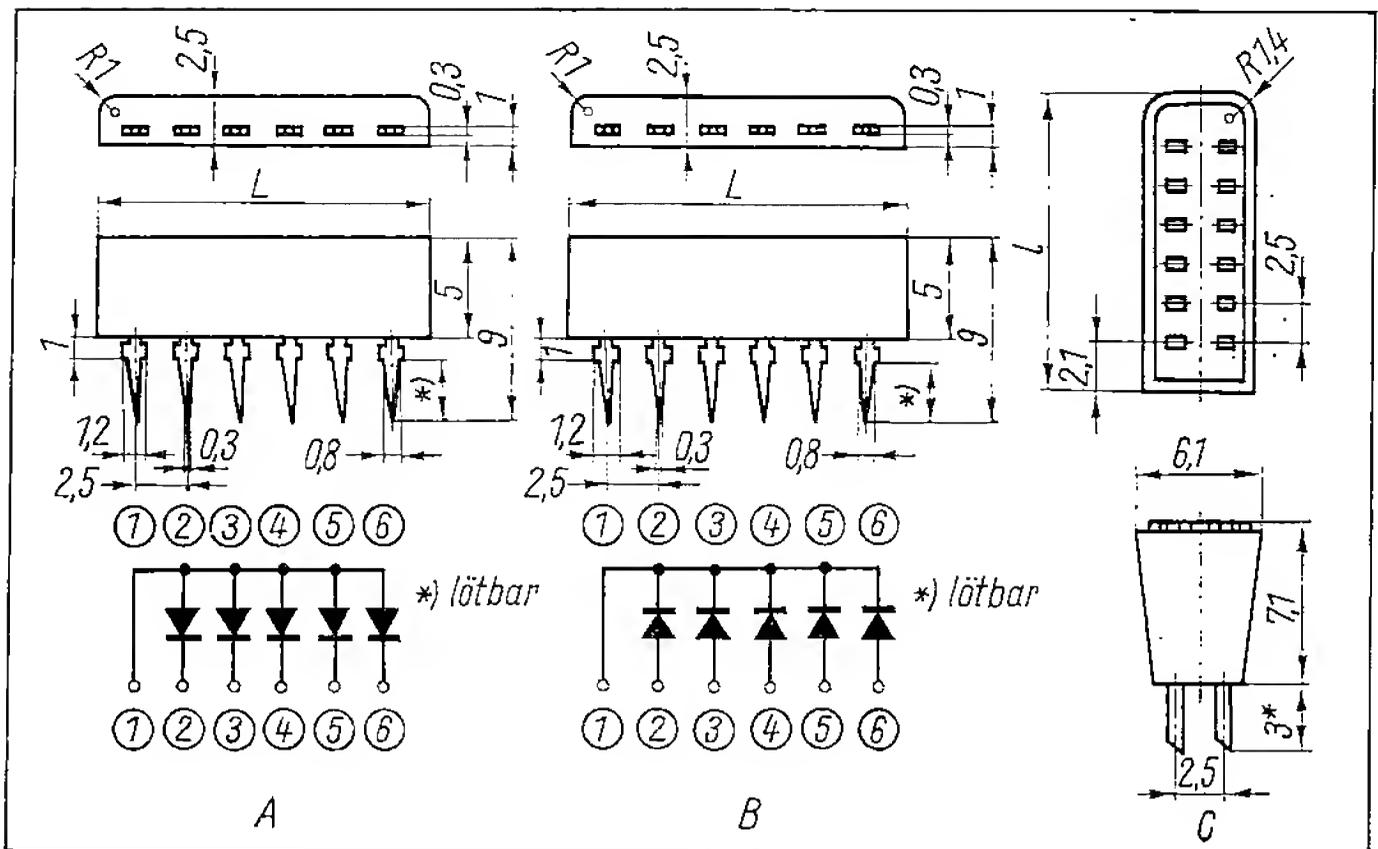
19



20

Si-Mehrfachdioden von RFT

SAM 42...SAM 45	2...5 Diodenfunktionen SAY 40 mit gemeinsamer Katode Bild B 2fach-Diode SAM 42 l = 9,0 mm 3fach-Diode SAM 43 l = 11,5 mm 4fach-Diode SAM 44 l = 14,0 mm 5fach-Diode SAM 45 l = 16,5 mm
SAM 62...SAM 65	2...5 Diodenfunktionen SAY 40 mit gemeinsamer Anode Bild A 2fach-Diode SAM 62 l = 9,0 mm 3fach-Diode SAM 63 l = 11,5 mm 4fach-Diode SAM 64 l = 14,0 mm 5fach-Diode SAM 65 l = 16,5 mm
SAX 42...SAX 46	Zusammenfassung von 2 bis 6 Einzeldioden SAY 40
SAX 62...SAX 66	Zusammenfassung von 2 bis 6 Einzeldioden SAY 42 beide Bild C 2fach-Diode SAX 42/62 l = 7,0 mm 3fach-Diode SAX 43/63 l = 9,6 mm 4fach-Diode SAX 44/64 l = 12,1 mm 5fach-Diode SAX 45/65 l = 14,7 mm 6fach-Diode SAX 46/66 l = 17,2 mm

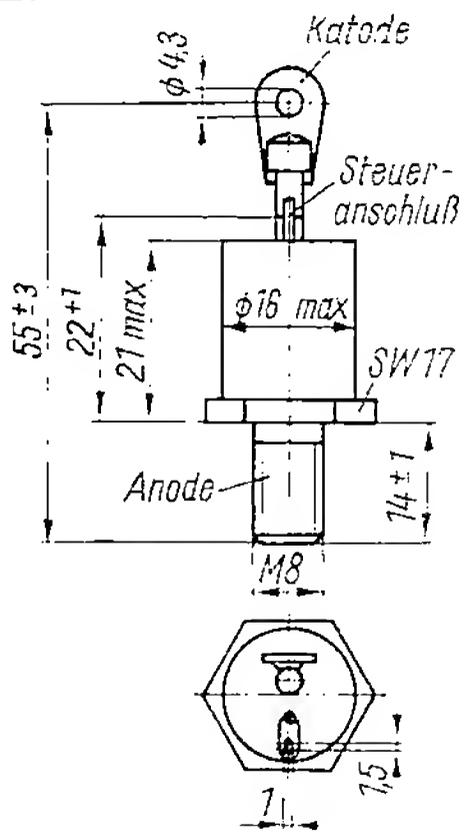


Si-Thyristoren aus der ČSSR, DDR und UdSSR

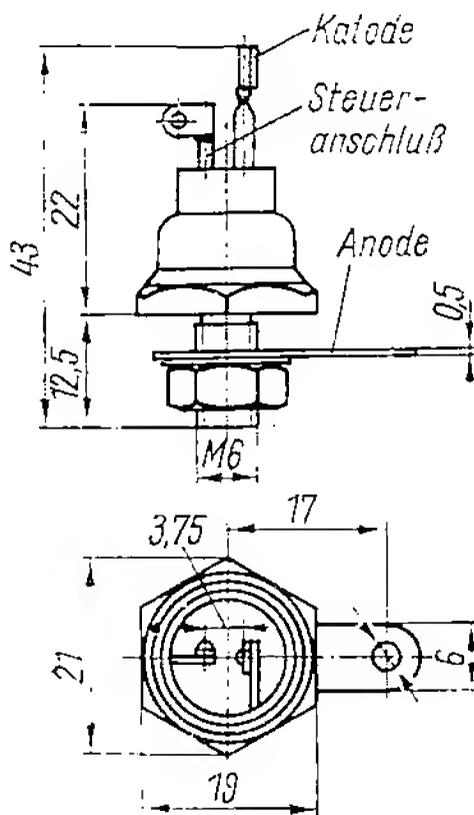
Typ	U_{RR} V	I_T A	U_{GT} V	I_{GT} mA	I_H mA	U_T V	t_{gt} μ s	t_g μ s	θ_j $^{\circ}$ C	Bemerkung	An- schluß- schema
<i>ČSSR-Produktion</i>											
KT 501	50	1	3	10	17	1,7	1	40	125		3
KT 502	100	1	3	10	17	1,7	1	40	125		3
KT 503	200	1	3	10	17	1,7	1	40	125		3
KT 504	300	1	3	10	17	1,7	1	40	125		3
KT 505	400	1	3	10	17	1,7	1	40	125		3
KT 710	50	3	3	15	20	2,0	2	40	125	} Anschlüsse wie bei KU 202	3
KT 711	100	3	3	15	20	2,0	2	40	125		
KT 712	200	3	3	15	20	2,0	2	40	125		
KT 713	300	3	3	15	20	2,0	2	40	125		
KT 714	400	3	3	15	20	2,0	2	40	125		
KT 701	50	15	3	40	50	1,7	—	—	125		
KT 702	100	15	3	40	50	1,7	—	—	125		
KT 703	200	15	3	40	50	1,7	—	—	125		
KT 704	300	15	3	40	50	1,7	—	—	125		
KT 705	400	15	3	40	50	1,7	—	—	125		
<i>DDR-Produktion</i>											
ST 111/1	100	13	3	100	80	2	3...6	60...120	110		1
ST 111/2	200	13	3	100	80	2	3...6	60...120	110		1
ST 111/4	400	13	3	100	80	2	3...6	60...120	110		1
ST 111/6	600	13	3	100	80	2	3...6	60...120	110		1
ST 111/8	800	13	3	100	80	2	3...6	60...120	110		1
ST 121/1	100	23	3	100	80	2	3...6	60...120	125		1
ST 121/2	200	23	3	100	80	2	3...6	60...120	125		1

Typ	$U_{R.R}$ V	I_T A	U_{GT} V	I_{GT} mA	I_H mA	U_T V	t_{gt} μ s	t_g μ s	ϑ_J $^{\circ}$ C	Bemerkung	An- schluß- schema
ST 121/4	400	23	3	100	80	2	3...6	60...120	125		1
ST 121/6	600	23	3	100	80	2	3...6	60...120	125		1
ST 121/8	800	23	3	100	80	2	3...6	60...120	125		1
<i>UdSSR-Produktion</i>											
KU 202 A	25	10	10	300	100	2	50	150	70	Anode = Gewinde	2
KU 202 B	25	10	10	300	100	2	50	150	70	Katode	2
KU 202 W	50	10	10	300	100	2	50	150	70	= langer Anschluß	2
KU 202 G	50	10	10	300	100	2	50	150	70	Steuerlektrode	2
KU 202 D	100	10	10	300	100	2	50	150	70	= kurzer Anschluß	2
KU 202 E	100	10	10	300	100	2	50	150	70		2
KU 202 J	200	10	10	300	100	2	50	150	70		2
KU 202 I	200	10	10	300	100	2	50	150	70		2
KU 202 K	300	10	10	300	100	2	50	150	70		2
KU 202 L	300	10	10	300	100	2	50	150	70		2
KU 202 M	400	10	10	300	100	2	50	150	70		2
KU 202 N	400	10	10	300	100	2	50	150	70		2

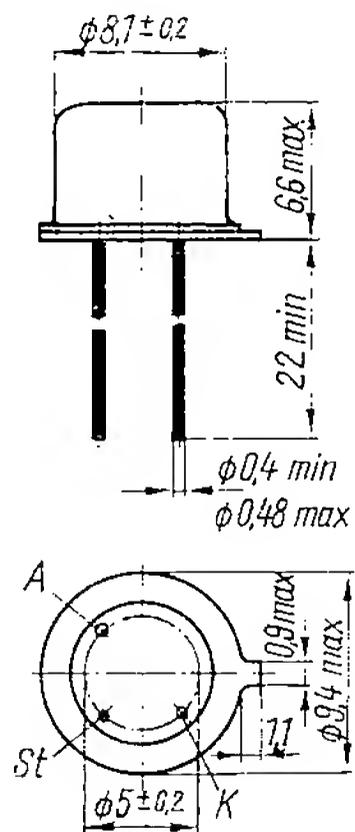
Thyristoren



1



2



3

**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 Kombinat Meß- und Regelungstechnik Dessau

WERK WETRON WEIDA

DDR 6508 Weida, Geraer Str. 36

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

300 m

290 m

284 m

252 m

247 m

200 m

100 m



München

Hamburg

Wien

Dresden

*Funk- und Fernsehtürme
der Erde*

