

**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1967**





Widerstand,
allgemein



Potentiometer



Trimm-
Widerstand



Varistor



Trimmer



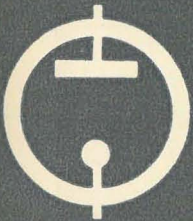
Durchführungs-
kondensator



Luftspule



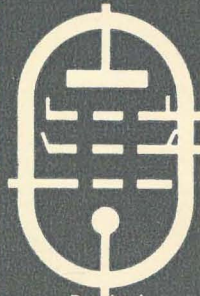
Spule mit
HF-Eisenkern



Diode



Triode



Pentode



pnp-
Transistor



Antenne



UKW-Antenne



Masse



Erdung



Foto-
Widerstand



Kondensator,
allgemein



Elektrolyt-
kondensator



Dreh-
kondensator



HF-Übertrager



Spule mit
Eisenkern



Transformator



Ferrit-
antenne



n p n-
Transistor



Tunneldiode



Fotodiode



Zenerdiode



Sicherung



Gleichrichter



Batterie



elektrische
Verbindung

Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1967

Herausgeber: Ing. Karl-Heinz Schubert

Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1967



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 31. 3. 1966

1. — 20. Tausend

Deutscher Militärverlag · Berlin 1966 Lizenz-Nr. 5

Lektor: Sonja Topolov

Einbandgestaltung: Wolfgang Ritter

Zeichnungen: Heinz Bormann (Vignetten)

Heinz Grothmann (technische Zeichnungen)

Fotos: Tass Moskau, MBD, Werkfotos sowie Archivfotos der Verfasser

Kartendruckgenehmigung des MdI Nr.: 429/66

Vorauskorrektor: Evelyn Lemke Korrektor: Hans Braitingen

Hersteller: Wolfgang Guthmann · Typografie: Dieter Lebek

Gesamtherstellung: (III/18/154) B. G. Teubner, Leipzig

7,80

Inhaltsverzeichnis

Kalendarium

50 Jahre Oktoberrevolution	11
Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik	15
15 Jahre Gesellschaft für Sport und Technik	23
<i>Dipl.-Ing. Eike Barthels</i>	
Mikroelektronik — die Elektronik der Zukunft	27
<i>Ing. Ernst Bottke</i>	
Fortschritte in der Transistortechnik	39
<i>Ing. Klaus K. Streng</i>	
Qualität, die man hört und sieht	43
<i>Ing. W. Müller</i>	
Die Dekadenzählröhre — ein interessantes elektronisches Bauelement	53
<i>Ing. Klaus K. Streng</i>	
NF-Verstärker mit Transistoren	59
<i>Hagen Jakubaschk</i>	
Interessante Transistorschaltungen	65
<i>Ing. Ernst Bottke</i>	
NF-Leistungstransistoren in der Verstärkerpraxis	81
Mehrzweckleiterplatten als Bausteine für den Amateur	91
<i>Ing. Klaus K. Streng</i>	
Einführung in die Problematik des Farbfernsehens	97

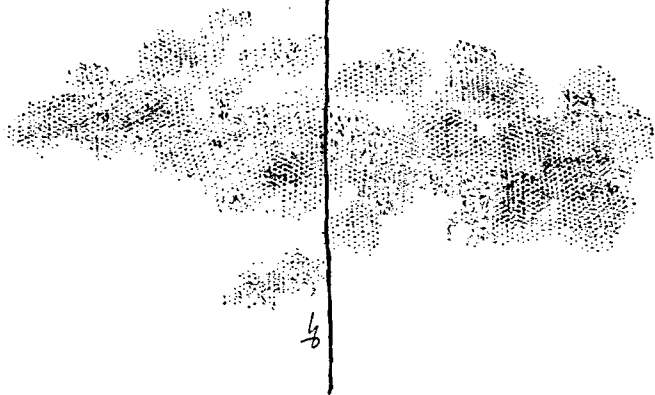
<i>Hans Fortier</i>	
Transistorfernsehkamera selbstgebaut.....	107
<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Kompendium des Transistorsuperhetempfängers.....	123
<i>Heinz Friedrich</i>	
Rudermaschine für die Transistorfernsteueranlage	141
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert</i>	
Die kleinsten Radios der Welt	149
<i>W. Schkurenkow</i>	
Lernmaschine für das kleine Einmaleins	157
<i>J. Sjusin und E. Petrow</i>	
Der tönende „Notizblock“	163
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert</i>	
Einfacher SSB-Exciter nach der Phasenmethode	171
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert</i>	
KW-Konverter mit Transistorbestückung	175
<i>B. Awdejew</i>	
Fuchsjagdsender für 80 m, 10 m und 2 m.....	181
<i>Luboš Čech</i>	
Praxis des Funkfern Schreibens (RTTY)	187
<i>Ing. J. Iwankow</i>	
Mehrstimmiges elektronisches Musikinstrument	199
<i>Zdenek Škoda</i>	
MOTOFON – ein Sprechgerät für die Motorradbesatzung	207
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert</i>	
Transistortaschenempfänger – MADE IN JAPAN	213
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert</i>	
Schaltungen mit Bastlertransistoren	217
<i>Ing. Heinz Stiehm</i>	
Diplome und Conteste der Funkamateure	230

<i>Werner Tschichhold</i>	
Vom Raben, der auszog, das Basteln zu lernen	241
<i>Karl Rothammel</i>	
Antennenmeßpraxis für den Funkamateurl.....	244
<i>Otto Morgenroth</i>	
Die Technik der Radioastronomie	253
<i>Hauptmann Heyde</i>	
Porträt eines Truppführers	262
<i>Ing. Oberst W. Basanow – Ing. Oberst W. Wanejew</i>	
Informationstheorie und Truppenführung	267
<i>Korvettenkapitän (N) Werner Krüger</i>	
Technische Mittel der U-Boot-Ortung	278
<i>Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer</i>	
Wie werden Interkontinentalraketen funkmeßtechnisch erfaßt	286
Tabellenanhang	291
Sachwörterverzeichnis für die Jahrbücher 1965, 1966, 1967.....	313



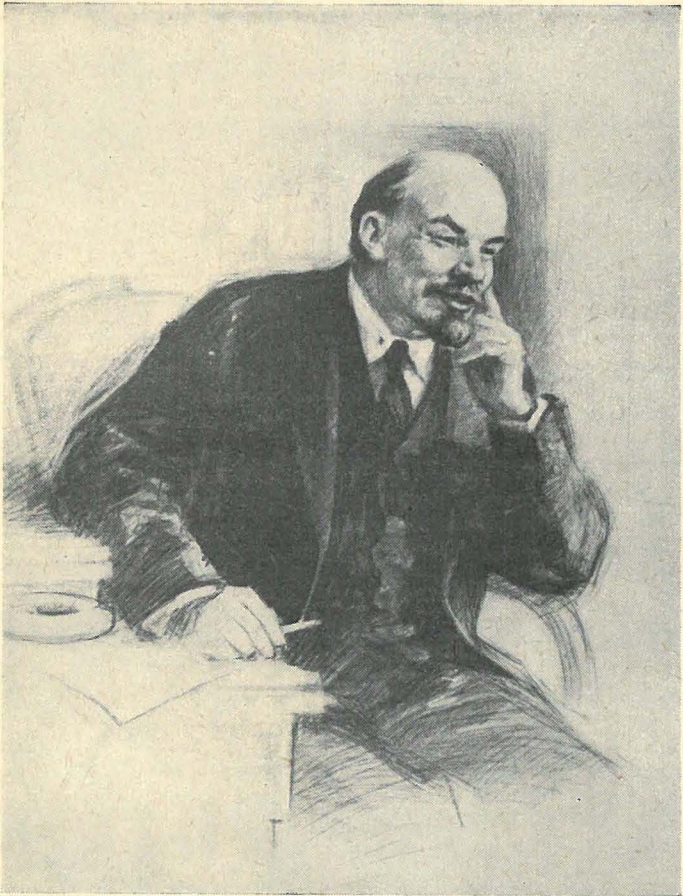
by 73
of all unseren fans
und electronic-fans
und
-fans
im Jahr 1967!

Ihr Huggy



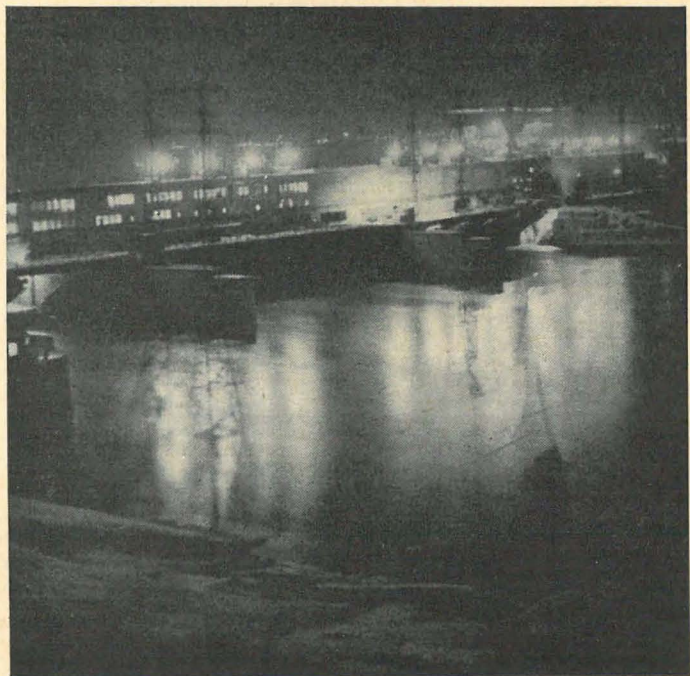
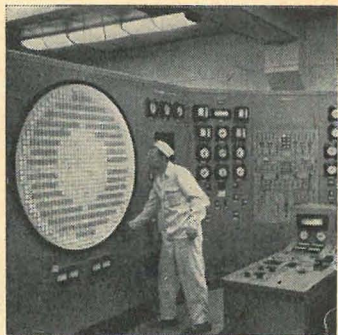
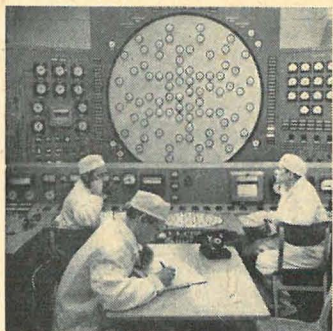
1967

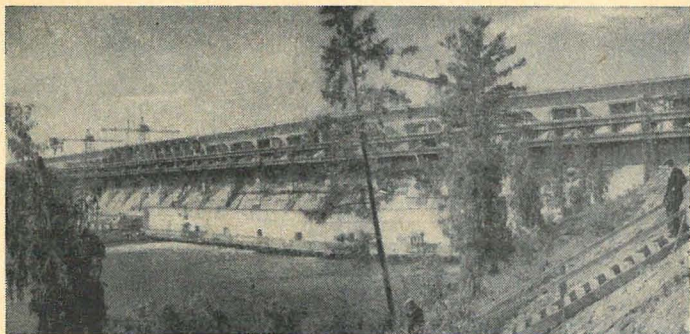
	Januar	Februar	März
So	1 8 15 22 29	5 12 19 26	5 12 19 26
Mo	2 9 16 23 30	6 13 20 27	6 13 20 27
Di	3 10 17 24 31	7 14 21 28	7 14 21 28
Mi	4 11 18 25	1 8 15 22	1 8 15 22 29
Do	5 12 19 26	2 9 16 23	2 9 16 23 30
Fr	6 13 20 27	3 10 17 24	3 10 17 24 31
Sa	7 14 21 28	4 11 18 25	4 11 18 25
	April	Mai	Juni
So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



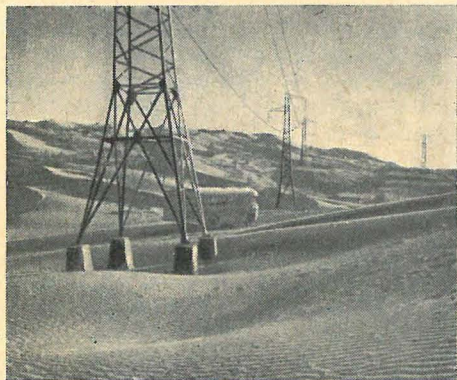
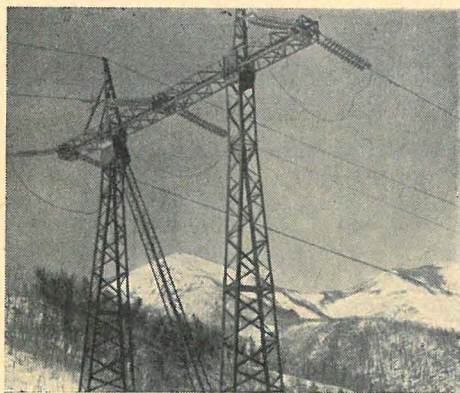
**Kommunismus ist Sowjetmacht
plus Elektrifizierung des ganzen Landes**

W. I. Lenin, Bd. 30, S. 360





*Und so sieht es 50 Jahre
nach dem Sieg
der Oktoberrevolution
in der Sowjetunion aus.
Die Elektrifizierung hat
das gesamte Riesenland
ergriffen,
sie reicht über Wüsten
und Gebirge,
von Sibirien bis
zum Japanischen Meer ;
und sie gipfelt
in der Arbeit
am Kernreaktor*



Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik

Oft wurde schon als Witz erzählt, man habe beim Öffnen eines Hünengrabes ein Stück Bronzedraht gefunden, woraus zu schließen sei, daß es damals bereits die *drahtgebundene* Telegrafie gegeben hätte. Da in anderen Hünengräbern kein Bronzedraht zu finden gewesen wäre, könnte daraus ohne weiteres geschlossen werden, daß . . .

Tatsache allerdings ist folgendes: Vor der drahtgebundenen existierte die drahtlose Nachrichtentechnik. — Jedoch ohne daß elektromagnetische Wellen zur Anwendung kamen, was ja erst durch die Arbeiten von *James C. Maxwell* (1831 bis 1879), *Heinrich Hertz* (1857 bis 1894), *Alexander St. Popow* (1859 bis 1905), *Guglielmo Marconi* (1874 bis 1937) und vieler anderer möglich wurde.

Die Entwicklung der menschlichen Gesellschaft war u. a. nur möglich durch den Austausch von Informationen. Wie Engels schrieb, „trug die Ausbildung der Arbeit notwendig dazu bei, die Gesellschaftsglieder näher aneinanderzuschließen, indem sie Fälle gegenseitiger Unterstützung, gemeinsamen Zusammenwirkens vermehrte und das Bewußtsein von der Nützlichkeit dieses Zusammenwirkens für jeden einzelnen klärte. Kurz, die werdenden Menschen kamen dahin, daß sie einander etwas zu sagen hatten.“

Zunächst genügte den Menschen der unmittelbare Austausch von Informationen auf der Grundlage sprachlicher Zeichen, später aber reichte das nicht mehr aus. Schon in der Frühzeit der Menschheit übermittelte man deshalb auf optischem und akustischem Wege Nachrichten über größere Entfernungen. Zu den ältesten dieser Verfahren zählten die Feuerzeichen, die man nachts verwendete, sowie von Rauchzeichen für die Übermittlung der Nachrichten bei Tage. Meeresströmungen, Flüsse und Bäche wurden zur Nachrichtenübermittlung benutzt, indem man Dingbilder hineinwarf und weiterräumen ließ. Etwa gleich alt ist die akustische Nachrichtenübermittlung durch Ruferketten, Trommeln, Pauken usw. Die erste primitive Feuer- und Rauchzeichentelegrafie (angewendet z. B. im Trojanischen Krieg) hatte noch wesentliche Mängel.

Zwar erfanden etwa 450 Jahre v. u. Z. die Griechen *Demokleitos* und *Kleozenes* eine Art optische Telegrafie, doch erst die Römer entwickelten sie durch Kombination von Feuer- und Rauchzeichen so weit, daß die 24 Buchstaben des Alphabets übertragen werden konnten.

Die Perser benutzten zu jener Zeit Ruferketten, durch die es möglich war, an einem Tag eine Weglänge von 30 Tagereisen zu überbrücken.

Und auch heute können wir trotz all unserer hochmodernen Technik nicht auf diese primitiv anmutenden Nachrichtenübermittlungsverfahren verzichten: Beispiele dafür sind die Leuchttürme an den Meeresküsten (optische Nachrichtenübermittlung) und die Nebelhörner der Schiffe (akustische Nachrichtenübermittlung). Natürlich haben solche Informationsquellen nur ein sehr geringes Informationsvolumen, doch zum Signalisieren einer Gefahr genügen sie.

Bis zum Jahre 1780, als *Luigi Galvani* (1737 bis 1798) seine berühmten Froschschenkelversuche unternahm, war man ständig bemüht, die optische und die akustische Nachrichtenübermittlung weiterzuentwickeln.

Als dann *Alessandro Volta* (1745 bis 1827) im Jahre 1799 die *Voltasche Säule* vorstellte, die als chemoelektrischer Stromerzeuger dauernd Strom abgeben konnte, ging man mehr und mehr dazu über, die Elektrizität für die Nachrichtenübermittlung zu benutzen. Aber noch vor den Versuchen von *Galvani* hatte es einen Vorschlag des Schotten *E. Marshal* (1753) gegeben, der die damals schon lange bekannte Reibungselektrizität zur Nachrichtenübermittlung einzusetzen gedachte. Man wollte zwischen 2 Stationen 24 Drähte verlegen und bei der Empfangsstation vor jedem Drahtende ein Holundermarkkugelchen mit dem entsprechenden Buchstaben anordnen. In der Sendestation sollte dann der dem gewünschten Buchstaben entsprechende Draht elektrisch aufgeladen werden und auf diese Weise an der Empfangsstation das entsprechende Holundermarkkugelchen anziehen. Die Einführung dieses Verfahrens scheiterte daran, daß man damals nicht imstande war, die verlegten Drähte genügend zu isolieren.

Adel und Geistlichkeit hatten während des Mittelalters kein Interesse an einer besseren und vor allem schnelleren Nachrichtenübermittlung gehabt. Doch mit dem Aufkommen des Bürgertums, mit der damit verbundenen Entwicklung von Wirtschaft und Handel wurde das anders. In Frankreich fand während der französischen Revolution beim Nationalkonvent ein Geistlicher lebhaftes Interesse, der in seinen Mußestunden ein neuartiges Telegrafiesystem auf optischer Basis entwickelt hatte. So begann 1792 *Claude Chappe* (1763 bis 1805) mit dem Aufbau einer von ihm erfundenen optischen Telegrafienlinie, die später – in abgewandelten Formen – von zahlreichen europäischen Ländern ebenfalls eingeführt wurde. Die verwendeten Flügeltelegrafen (Semaphoren) bestanden jeweils aus einem Mast, an dessen Spitze ein drehbarer Regulatorrahmen befestigt war, der

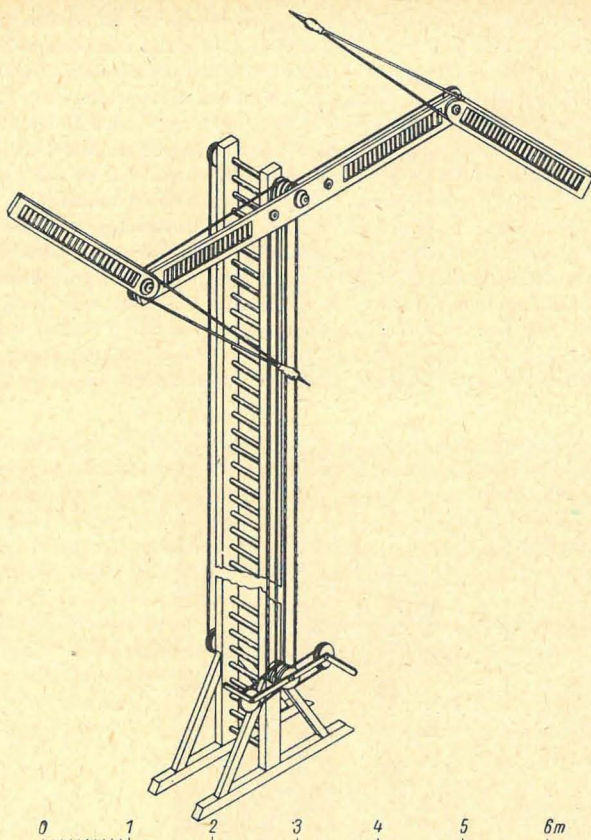


Bild 1 Prinzip des Chappeschen bzw. französischen Staatstelegrafen

an jedem Ende einen drehbaren Flügel aufwies (Bild 1). Für den Regulatorrahmen hatte man 4 Hauptstellungen, für jeden Flügel 7 Hauptstellungen festgelegt. Damit konnten $4 \times 7 \times 7 = 196$ Zeichen dargestellt werden. Insgesamt 70 der einprägsamsten Positionen wurden als Buchstaben, Ziffern und Satzzeichen benutzt. Für die Linie Paris-Lille (1794) hatte man auf der Länge von 225 km 22 Stationen eingerichtet (Bild 2). Jede Station war in Empfangs- und in Senderichtung mit eingebauten Fernrohren versehen. Mit über Rädern verlaufenden Messingdrahtseilen

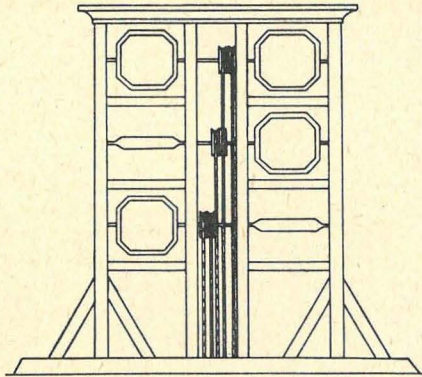
bewegte man die 3 Gelenke. Gleichzeitig wurde zur Kontrolle, daß das Zeichen richtig übermittelt worden war, im Zimmer des Telegrafisten ein mit dem großen gekoppelter kleiner Flügeltelegraf eingestellt. Ein Zeichen konnte von Paris nach Calais in 3 Minuten übermittelt werden; nach Straßburg benötigte man knapp 6 Minuten, nach Toulon 20 Minuten. In Frankreich wurde eine Vielzahl solcher Linien eingerichtet, die alle in Paris endeten. Allerdings hatten sie den Nachteil, daß sie nur bei Tage und bei einigermaßen klarem Wetter benutzt werden konnten.

1795 führte man in Schweden ebenfalls die Chappeschen optischen Telegraf ein; 1796 auch in England, allerdings in der von *Lord Murray* abgewandelten Form (Bild 3). Der englische optische Telegraf bestand aus einem Rahmen mit 6 Klappen, die senkrecht stehen oder waagrecht liegen konnten. Das durch seine Kriege verarmte Preußen brachte 42 Jahre, bis es diese optischen Telegrafienlinien einführen konnte. Erst 1834 baute *F. A. O. Etzel* eine Linie von Berlin nach Koblenz, die 61 Zwi-



Bild 2
Station einer optischen
Telegrafienlinie
nach Chappe

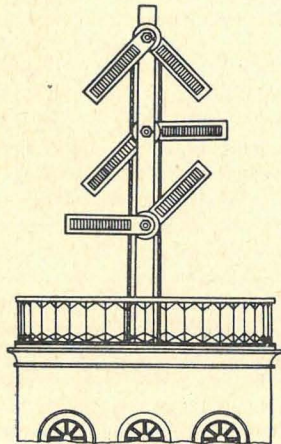
Bild 3
Prinzip
des englischen Staatstelegrafen
nach Lord Murray



schenstationen hatte. Diese Linie wurde bis 1853 betrieben. Der preußische Staatstelegraf stellte ebenfalls eine Abwandlung der Chappeschen Semaphoren dar: Drei Doppelflügel waren übereinander an einem Mast befestigt (Bild 4 und Bild 5). Mit diesen 6 Flügeln konnten 256 Zeichen eingestellt werden. Obwohl seine Erfindung in ganz Europa genutzt wurde, lebte Chappe völlig verarmt. Verzweifelt über sein Schicksal, setzte er 1805 seinem Leben ein Ende.

Der russische Mechaniker *I. P. Kulibin* wendete ebenfalls das Semaphor-system an. Er faßte jedoch den Telegrafenschlüssel, d.h. die vereinbarten Semaphorstellungen, zu einer Tabelle zusammen, wodurch die Übermitt-

Bild 4
Prinzip des
preußischen Staatstelegrafen



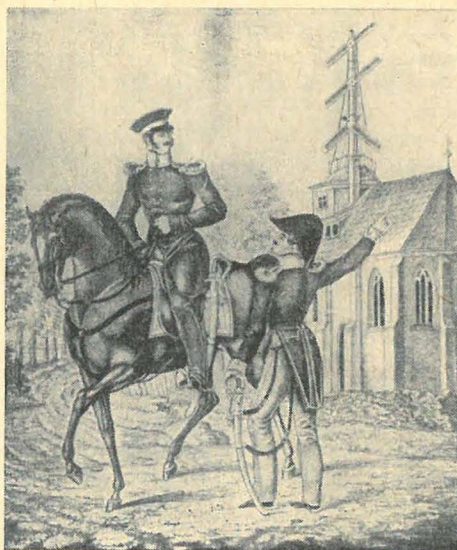


Bild 5
 Königlich-preußische
 Telegrafenspektoren
 vor der Telegrafestation
 Nr. 2 (Dahlem)

lungsgeschwindigkeit gesteigert werden konnte. — Die längste optische Telegrafelinie der Welt bestand 1839 zwischen Petersburg und Warschau.

Mit zunehmenden Erkenntnissen auf dem Gebiet der Elektrizität wuchsen die Bemühungen, sie für die Übermittlung von Nachrichten anzuwenden. Als einer der ersten arbeitete auf diesem Gebiet *Samuel Thomas von Sömmerring* (1755 bis 1830). Er untersuchte die Frage, bis zu welchen Entfernungen sich die chemische Wirkung des elektrischen Stromes übertragen läßt. 1809 gelang es ihm, eine Entfernung von 313 m zu überbrücken (eine wesentliche Verbesserung gegenüber den 50 m, die der spanische Ingenieur *F. Salva* erreicht hatte). Bild 7 zeigt die Ausführung des Sömmerringschen elektrolytischen Telegrafen (als Nachbildung im Berliner Postmuseum zu sehen). Geber und Empfänger sind mit 27 Drähten verbunden (24 Buchstabenleitungen, je eine für Punkt, Wiederholung und Rückleiter). Beim Empfänger enden die Drähte in einem schmalen, senkrecht stehenden Wassergefäß. Wird am Geber der Kontakt eines Buchstaben geschlossen, so steigt beim Empfänger am entsprechenden Drahtende zersetztes Wasser in Gasform auf.

Sömmerring setzte seine Versuche fort und konnte 1812 bereits eine Entfernung von 3138 m überbrücken. Doch in Deutschland fand sich keine Möglichkeit für die Anwendung der Sömmerringschen Erfindung, obwohl



Bild 6
Samuel Thomas von Sömmerring
(1755 bis 1830)

sie preiswerter in der Anlagentechnik war als die bisherigen Flügeltelegraphen. Auch Frankreich lehnte das neue Verfahren ab, da dort das große Netz der optischen Chappe-Telegraphen bestand.

Mit dem elektromagnetischen Telegraphen von *Gauß* und *Weber*, dem Morsealphabet und der Morsetaste von *Morse* begann die eigentliche Epoche der elektrischen Nachrichtenübertragung. Darüber mehr in unserem nächsten Jahrbuch.

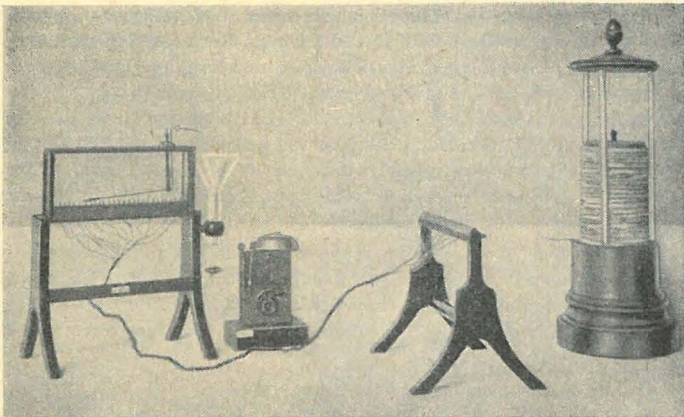


Bild 7 *Der elektrolytische Telegraf von Sömmerring.*
Links der Empfänger, rechts der Sender und die Stromquelle



15 Jahre Gesellschaft für Sport und Technik

*Interview mit den Vorsitzenden der Gesellschaft
für Sport und Technik — Kurt Lohberger*

Redaktion: Seit 15 Jahren besteht die Gesellschaft für Sport und Technik. Es war eine Zeit stürmischen Fortschritts auf allen Gebieten des Sportes und der Technik in unserer Republik.

Die Gesellschaft für Sport und Technik nimmt heute einen geachteten Platz in unserem gesellschaftlichen Leben ein.

Uns, Genosse Lohberger, interessiert für die Leser des „Elektronischen Jahrbuches“ natürlich speziell die Seite des Nachrichtensports, und wir hätten gern Näheres von Ihnen über die Anfänge und über die Perspektive dieser Sportart erfahren.

Gen. Lohberger: Ein altes Sprichwort sagt: „Aller Anfang ist schwer.“ So war das auch 1952 bei uns. Nur wenige Ausbildungsgeräte — und die oft noch recht primitiv — standen unseren damaligen Lehrgruppen zur Verfügung. In den meisten Fällen wurde improvisiert. Auch an geeigneten Ausbildern mangelte es. Demgegenüber stand die Tatsache, daß sofort nach Gründung der Organisation Tausende am Nachrichtensport interessierte Mädchen und Jungen zur GST kamen und selbstverständlich sofort mitarbeiten wollten.

Trotz aller Schwierigkeiten war sich der Zentralvorstand klar darüber, daß die weitere Entwicklung des Nachrichtensports in der Gesellschaft für Sport und Technik notwendig und auch möglich ist. Deshalb wurde auch sofort damit begonnen, den Lehrgruppen konkrete Ausbildungs- und Lehrpläne zur Verfügung zu stellen.

Redaktion: Welches waren damals die konkreten Ausbildungsziele? Beschränkte sich die Ausbildung auf Lehrgänge für Morsen, Funken und ähnliches, oder gab es bereits Gruppen, die sich zum Gerätebau zusammenfanden, und war es möglich, eine erste Leistungsschau des Nachrichtensports aufzubauen?

Gen. Lohberger: Das sind viele Fragen auf einmal.

Es kam dem Zentralvorstand vor allem darauf an, die Voraussetzungen zu schaffen, daß im Nachrichtensport sofort nach einheitlichen Prinzipien gelehrt und gelernt wurde.

Lehrgruppen gab es auf dem Gebiet der Funk-, Fernsprech- und Fernschreibtechnik. Selbstverständlich gab es innerhalb dieser Gruppen, oder neben diesen, Kameraden, die eigene Geräte bauten, um dadurch auch die noch nicht befriedigende Basis für Ausbildungsgeräte erweitern zu helfen. Ganz besonders war das notwendig für die Funkausbildung. Denn jeder Amateurfunker, das ist auch heute noch so, muß ein Gerät selbst gebaut haben, ehe ihm die Amateurfunkerlaubnis erteilt wird. Heute arbeiten Tausende von Nachrichtensportlern in den Sektionen, Grundorganisationen, Kreis- und Bezirksradioklubs. Allein schon daraus ist zu erkennen, wie sich der Nachrichtensport in der DDR dank der Fürsorge der Partei der Arbeiterklasse, der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands, und der Regierung der DDR entwickelt hat.

Immer größer wird auch die Teilnehmerzahl an den jährlich durchgeführten Deutschen Meisterschaften im Sprechfunk-, Funk-, Fernschreib-Mehrwettkampf und in der Fuchsjagd. Letztere hat sich immer mehr zu einer interessanten Disziplin entwickelt, die auch international betrieben wird und die hohe technische und physische Anforderungen an die Teilnehmer stellt.

1953 trat der Nachrichtensport anlässlich der 1. Republik-Meisterschaften in Gera auch erstmalig in einer Teil-Ausstellung mit seinen gebauten Geräten und kommerziellen Ausbildungsgeräten an die Öffentlichkeit. Jetzt organisieren unsere Bezirksvorstände bzw. der Zentralvorstand alle zwei Jahre Leistungsschauen der Funkamateure und Amateurkonstrukteure. Besondere Erfolge haben dabei die Bezirke Berlin, Dresden, Erfurt und Halle.

Die Elektronikschau 1965 in Erfurt konnte einen Rekordbesuch von mehr als 300 000 Besuchern aufweisen.

Bei den Messen der Meister von Morgen nehmen die Exponate des Nachrichtensports der GST einen beachtlichen Platz ein.

Nicht zuletzt zeigen sich die Erfolge im Nachrichtensport auch in der Zahl der erworbenen Leistungsabzeichen und erteilten Amateurfunklizenzen. So steigerte sich die Zahl der erteilten Funkerlaubnisse in den Jahren von 1960 bis 1965 um 1 244 %.

Redaktion: Uns ist bekannt, daß es eine spürbare Erleichterung für die 18monatige Ausbildung bei unserer Nationalen Volksarmee ist, wenn die zukünftigen Soldaten der Nachrichtentruppe bereits eine technische Ausbildung bei der GST erhalten haben, bevor sie zur Armee kommen. Diese Erkenntnis greift auch bei den Jugendlichen mehr und mehr um sich. Ja, die Entwicklung geht jetzt schon dahin, daß selbst bei 10- bis 12jährigen Schülern der Drang zur Beschäftigung auf funktechnischem oder elektronischem Gebiet vorhanden ist, ob als Vorbereitung auf den Beruf oder als Hobby. Wir hörten sogar von einem Fall, in dem ein 11jähriger Magdeburger Schüler die Funkamateurrprüfung abgelegt hat.

Gen. Lohberger: Das ist richtig. Unsere Nationale Volksarmee ist eine modern ausgerüstete Armee. Der Dienst in dieser Armee stellt hohe Anforderungen auch an das technische Niveau der zukünftigen Soldaten, und wir empfehlen jedem jungen Menschen, der den Wunsch hat, bei der Nachrichtentruppe zu dienen, sich vorher in der Gesellschaft für Sport und Technik die dafür notwendigen Kenntnisse anzueignen. Wir sind erfreut darüber, daß besonders unter den Schülern das Interesse für die Elektronik ständig wächst. Das entspricht dem Zug unserer Zeit. Unser junger Freund Bernd Martin Blume aus Magdeburg, den Sie sicher meinen, ist nicht der einzige junge Kamerad. Bei den Deutschen Meisterschaften der GST 1965 errang der 13jährige Schüler Joachim Dehn aus Suhl in der Fuchsjagd den Titel eines Vizemeisters.

Es gibt wohl heute kaum ein Gebiet, das nicht von der Elektronik durchdrungen wird. Dem muß auch die Gesellschaft für Sport und Technik Rechnung tragen. Deshalb fördern wir ganz besonders die sich bildenden Zirkel und Arbeitsgemeinschaften für elektronische Massarbeit usw. Nicht zuletzt deshalb, weil wir wissen, daß daraus unsere zukünftigen Amateurfunker kommen.

Von unserer Organisation ging u. a. auch die Anregung zum Bau kybernetischer Modelle — und ich erinnere hier an die kybernetische Schildkröte —, von Lern- und Rechenmaschinen aus, und wir können mit Stolz sagen, daß das einen großen Widerhall gefunden hat. Jetzt orientieren wir auf die Entwicklung zum Bau solcher elektronischen Geräte, die nicht nur für unsere Ausbildung, sondern auch für die Volkswirtschaft von Bedeutung sind.

Die Schaffung eines speziellen Versandhauses und die Bereitstellung von verbilligten Bauelementen, Bauplänen usw. wird dazu beitragen, daß wir in dieser Hinsicht noch größere Erfolge haben werden. Was die vormilitärische Ausbildung im Nachrichtensport betrifft, so können wir selbstverständlich sagen, daß wir auch hier mit der Entwicklung Schritt halten. So wird z. B. die Fernsprechausbildung im althergebrachten Sinne nicht mehr bei uns durchgeführt, sondern der Funk-Sprech-Verkehr.

Auch im Fernschreiben ist die Arbeit interessanter geworden, weil auch hier immer mehr das Funk-Fernschreiben dominiert.

Der Amateurfunk ist der wichtigste Ausbildungszweig im Nachrichtensport. Unsere Funkamateure repräsentieren mit ihrer Arbeit die Deutsche Demokratische Republik in aller Welt. Sie sind unsere fähigsten Kameraden im Nachrichtensport und — das ist eine sehr wichtige Frage — auch unsere besten Kader. Von ihrer Arbeit hängt es wesentlich ab, in welchem Maße die Organisation die ihr gestellten Aufgaben auf dem Gebiet des Nachrichtensports erfüllt.

Ich darf vielleicht noch auf eine weitere Frage hinweisen. In den letzten Jahren hat sich eine enge Verbindung zwischen den Mitarbeitern des damaligen Verlages Sport und Technik und jetzt des Militärverlages

ergeben, so daß die Abteilung Nachrichtensport beim Zentralvorstand weitgehend Einfluß auf die Planung und Produktion der populär-technischen Literatur der Elektronik nehmen konnte, die eine wesentliche Voraussetzung und Stütze für unsere Arbeit bildet. Ich hoffe, daß das in Zukunft weiter geschieht.

Redaktion: Wir freuen uns besonders, daß wir auf Grund dieser Zusammenarbeit die reichen Erfahrungen der Funktionäre des Nachrichtensports nutzen konnten und sie auch als Autoren gewannen.

Wir danken Ihnen, Genosse Lohberger, und können uns nur wünschen, daß der Nachrichtensport sich weiter so positiv entwickelt wie bisher und die Gesellschaft für Sport und Technik dadurch hilft, die technische Revolution in unserer Republik zu verwirklichen und sie zu schützen.

Die Grundlage für das Leben auf der Erde besteht größtenteils darin, daß die Gewächse Sonnenenergie in chemische Energie umwandeln. Man bezeichnet diesen Prozeß als Fotosynthese. Der Wirkungsgrad der Umwandlung ist dabei aber sehr klein. Bei Zwiebeln macht er insgesamt 0,45 Prozent aus, bei Weizen 1,26 Prozent, bei Mais 2,18 Prozent und bei Zuckerrüben 2,2 Prozent.

Interessant ist es, diese Zahlen mit dem Wirkungsgrad elektronischer Geräte zu vergleichen. Selenfotoelemente z.B. erreichen einen Wirkungsgrad von etwa 1 Prozent, d.h. etwa soviel wie die obengenannten Kulturen. Siliziumfotoelemente (Sonnenbatterien) weisen mit 12 bis 13 Prozent den höchsten Wirkungsgrad auf. Theoretisch kann man ihn auf bis 22 Prozent steigern, was bisher praktisch noch nicht gelang. Bei Lasern beträgt der Wirkungsgrad etwa 100 Prozent.

Preisfrage:

In welcher Richtung fließt der elektrische Strom?

(aus „Unterhaltsame Elektronik“)

In alten Zeiten, als die Physiker nur ein verhältnismäßig kleines Gebiet elektrischer Erscheinungen untersuchen konnten, prägte man die Begriffe positive und negative Elektrizität.

Das Pluszeichen wurde der „Glaselektrizität“, d. h. der elektrischen Ladung zugeordnet, die auf Glas entsteht, wenn man es an Seide reibt.

Als negative Elektrizität definierte man die sogenannte Siegellackelektrizität, d. h. die elektrische Ladung, die durch Reibung von Siegellack mit Wolle entsteht.

Später wurde festgelegt, daß der elektrische Strom von Plus nach Minus fließt. Diese Festlegung war sehr bequem, und sie hat sich bis in unsere Tage erhalten. Alle Grundgesetze und Regeln der Elektrizitätslehre gehen darauf zurück.

Ende des vergangenen Jahrhunderts, als man die Elektronen entdeckte, wurde klar, daß derartige Festlegungen und Termini in keiner Weise mit dem tatsächlichen physikalischen Wesen der elektrischen Erscheinungen übereinstimmen. Die Entdeckung der Elektronen zeigte, daß der elektrische Strom eine „körnige“ Struktur hat. Der elektrische Strom ist ein Fluß kleinster negativer Ladungen — der Elektronen. Die Elektronen bewegen sich vom Minuspol zum Pluspol, d. h. also gerade entgegengesetzt der Festlegung, die man in vergangenen Zeiten getroffen hatte.

Das brachte eine gewisse Dualität sowie Fehlerquellen mit sich. In vielen Fällen war es nun notwendig, sich vorher über die Flußrichtung des Stromes zu einigen. Man entschied sich dann entweder für die ehemals festgelegte Stromrichtung oder für die Flußrichtung der Elektronen. Besonders schwerwiegend wirkte sich diese Dualität in der Funktechnik aus.

Bei der Erläuterung von Schaltungen und Geräten kommt es häufig darauf an, die Elektronenbewegung zu beachten. Als Beispiel sei die Leitfähigkeit einer Elektronenröhre genannt. Verwendet man die festgelegte Stromrichtung, so ist die Röhre in Richtung Anode-Katode leitfähig. Bezieht man sich aber auf den Elektronenfluß, so verhält es sich genau umgekehrt. Die Röhre leitet jetzt in Richtung Katode-Anode.

Kann man nun nicht einheitliche Festlegungen in dieser Richtung treffen? —

Das ist nicht so einfach, wie es scheint. Natürlich könnte man in allen neuen Veröffentlichungen die aus früheren Zeiten stammende Festlegung über die technische Stromrichtung streichen. Was sollte aber statt dessen eingeführt werden? Die Bewegungsrichtung der Elektronen? Das wäre einfach und richtig für den Fall, daß der elektrische Strom einzig und allein aus Elektronen oder ganz allgemein aus negativen Ladungen bestünde. Es ist aber bekannt, daß es Stromträger mit zwei verschiedenen Vorzeichen gibt und daß sie unter dem Einfluß eines einheitlichen Feldes gegeneinander fließen. Im äußeren Stromkreis eines galvanischen Elements bewegen sich die Elektronen in einer Richtung, im Inneren des Elements entgegengesetzt. In einem p-Halbleiter fließen die Löcher in einer Richtung und die Elektronen im Leiter den Löchern entgegen. In der Stromquelle, an die der p-Halbleiter angeschlossen ist, bewegen sich die positiven Ionen entgegengesetzt zum Elektronenstrom. Daraus folgt, daß in zwei Abschnitten eines geschlossenen Stromkreises die Stromträger in einer Richtung, in den beiden anderen Abschnitten aber entgegengesetzt fließen.

Welche Erscheinung auch bei der Bestimmung der Stromrichtung zugrunde gelegt wird (z. B. das vom Strom erzeugte Magnetfeld), eines bleibt immer gleich: Kommt man auf die Stromträger zu sprechen, dann gibt es eine bestimmte Dualität.

Jedoch steht auf alle Fälle fest: Die in Lehrbüchern genannte Korkenzieher- oder Linke-Hand-Regel ist nur im Zusammenhang mit den Stromträgern richtig.

Mikroelektronik - die Elektronik der Zukunft

Dipl.-Ing. Eike Barthels

Das Wort *Mikroelektronik* ist beinahe ein Modewort geworden und hat über die Fachpresse hinaus Eingang in die Tagespresse gefunden. Immer gilt es als Inbegriff von Kleinheit und technischem Fortschritt. Doch auch dem Eingeweihten fällt es oft schwer, eine hieb- und stichfeste Definition dieses Wortes zu geben, zu vielschichtig sind die damit zusammenhängenden Probleme, zu verschieden die Erscheinungsformen der als Mikroelektronik bezeichneten Bauelemente. In Fachkreisen ist man sich einig, daß *Mikroelektronik* besser *integrierte Elektronik* heißen sollte. Denn man versteht darunter, daß möglichst viele aktive (Transistoren) und passive (Widerstände, Kondensatoren, Induktivitäten u.a.) Bauelemente zu einem einzigen Funktionselement zusammengefaßt - *integriert* - werden, das bessere Eigenschaften hat als die bloße *Zusammenschaltung* üblicher, noch so guter und kleiner Bauelemente.

Doch bleiben wir bei diesem eingebürgerten Begriff und fragen lieber, warum Mikroelektronik?

Um diese Frage zu beantworten, ist es nötig, die Forderungen der einzelnen Interessenten an die Mikroelektronik zu betrachten.

Für die Raumfahrt steht die Masse bzw. das Volumen an erster Stelle, sie hat aus diesem Grund die Miniaturisierung besonders gefördert, kostet doch die „Fahrkarte“ für ein Gramm Nutzlast auf einer Satellitenbahn etwa vierzig Dollar, für eine interplanetare Bahn sogar das 10fache. An zweiter Stelle der Forderungen steht in der Raumfahrt die Zuverlässigkeit, denn zu einem defekten Satelliten kann man keinen Monteur schicken. Ein weiterer wichtiger Punkt ist der geringe Leistungsbedarf von Mikroelektronik-Schaltkreisen.

Ähnliche Probleme gibt es in der kommerziellen Elektronik, vor allem bei den modernen Elektronenrechnern. Hier steht wegen der großen Bauelementezahl die Forderung nach absoluter Zuverlässigkeit im Vordergrund. In einem Rechner sind heute bis zu 20 000 Transistoren enthalten. Fällt durchschnittlich von 10 Millionen Transistoren einer je Stunde aus (man spricht von einer Ausfallrate von $10^{-7}/h$, so bedeutet das: Der Rechner ist durchschnittlich alle 500 Stunden gestört. Noch

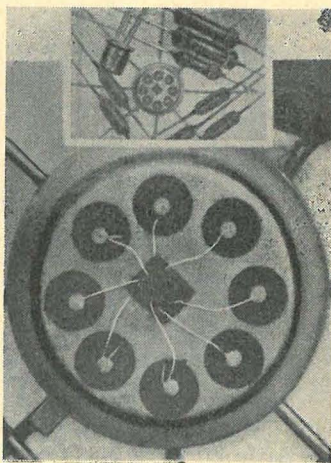


Bild 1
In ein TO-5-Gehäuse eingebauter
Halbleiterschaltkreis
(Rechteck in Bildmitte)
in 6facher Vergrößerung, unteres Bild
natürliche Größe, außen um den di-
nären Schaltkreis herumgelegte Einzel-
bauelemente (Transistoren, Dioden,
Widerstände) einer konventionellen
Schaltung gleicher Art
(„Funktechnik“, H. 14/1965)

anfälliger sind die anderen Bauelemente und die Verbindungsstellen, wie Löt- und Steckverbindungen. In solchem Fall bietet die Mikroelektronik bedeutende Vorteile gegenüber den bisher bekannten Techniken, da ganze Schaltungen, einschließlich der erforderlichen Verbindungen, als einziges Funktionselement unter definierten und besonders sauberen Bedingungen hergestellt werden. Man rechnet damit, daß ein Mikrobau-
 element mit einer Vielzahl von Elementen die gleiche hohe Zuverlässigkeit hat wie ein einzelner Transistor. Der Preis bildet bei einem Rechner wegen der großen Anzahl der erforderlichen Mikroelektronik-Bauelemente einen wesentlichen Faktor. Weniger wichtig, jedoch keinesfalls unwesentlich, ist Einsparung an Volumen und Leistung. Der Leistungsbedarf spielt speziell bei mobilen Rechenanlagen, z. B. in Flugzeugen, eine große Rolle. So konnte die Betriebsleistung eines amerikanischen Entfernungsmess- und Rechengeräts von 5 W in Subminiaturröhrenauführung über 1 W in Transistorausführung auf 60 mW beim Aufbau aus Mikroschaltkreisen verringert werden.

In der Konsumgüterelektronik (darunter versteht man vor allem Rundfunk- und Fernsehgeräte) spielt der Preis eine dominierende Rolle, die Volumen- und Leistungseinsparung ist von untergeordneter Bedeutung. Die Forderungen an die Zuverlässigkeit sind wegen der gegenüber anderen Anwendungsfällen wesentlich geringeren Bauelementezahl nicht so kritisch. Der immer noch relativ hohe Preis der Mikroelementeschaltkreise hat die Hersteller von Rundfunk- und Fernsehgeräten bisher von ihrem Einsatz abgehalten. Es ist aber nur eine Frage der Zeit, bis hier eine Wende

eintritt. Man nimmt an, daß ab 1970 die Preise für die Mikroelektronik so weit gesunken sind, daß ihr Einsatz in Konsumgütern rentabel wird.

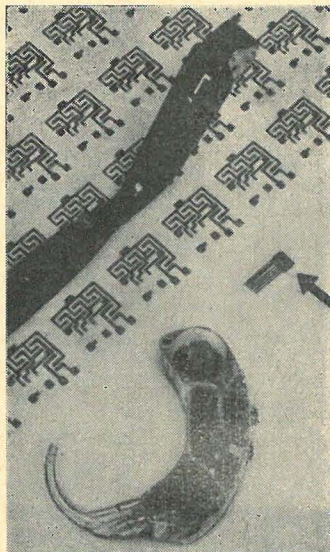
Herstellungstechnologien

Es haben sich drei Herstellungstechnologien herausgebildet, die den Anspruch auf den Namen *Mikroelektronik* erheben können. Man unterscheidet die *Mikromodultechnik*, die *Dünnschichttechnik* und die *Festkörper- oder Halbleiterblocktechnik*. Zwischen den beiden letzten Techniken gibt es Kombinationen, die als Halbleiterhybridtechnik und als Dünnschichthybridtechnik bezeichnet werden.

Mikromodultechnik

Bei der Mikromodultechnik bringt man Leiterzüge mit Hilfe von Siebdruckverfahren (Dickfilmen) auf Keramikplättchen (Moduln) auf und lötet konventionelle, aber spezialisierte sowie miniaturisierte Bauelemente ein. Diese Moduln werden übereinandergestapelt, durch Steigdrähte verbunden und mit Kunstharz vergossen. Das Verfahren ist schon länger

Bild 2
Halbleiterschaltkreis (s. Pfeil)
etwa in Originalgröße zur Verwendung
im Bügel einer Hörbrille
(oben im Bild)
oder in einem Hinterrohrhörgerät
(durchsichtiges Modell rechts unten);
im Hintergrund eine der für die Herstellung
des Schaltkreises benötigten
Aufdampfmasken in etwa 80facher
Vergrößerung
(„Funktechnik“, H. 14/1965)



bekannt; es bildete den Anfang der Miniaturisierung, eine Integration der Bauelemente im eigentlichen Sinne wird jedoch hierbei noch nicht erreicht. Die mögliche Packungsdichte beträgt etwa 3000 Bauelemente/dm³.

Dünnschichttechnik

Auf ein dünnes Plättchen aus Isoliermaterial (Glas), das Substrat, bringt man nacheinander und in entsprechender Reihenfolge dünne Schichten aus leitendem und nichtleitendem Material auf. Aus den leitenden Materialien werden die Leitungszüge und die Kondensatorbeläge, aus dem gleichen Material, aber wesentlich dünner, die Widerstände gebildet, aus den nichtleitenden Materialien die Dielektrika der Kondensatoren. Die Herstellung von aktiven Bauelementen aus halbleitenden Schichten ist zwar möglich, jedoch sind bisher noch keine befriedigenden Ergebnisse erzielt worden.

Die Herstellung von Dünnschichtschaltkreisen gelang erst, als man gelernt hatte, die technologisch äußerst schwierigen Probleme der Maskenaufdampftechnik zu beherrschen. Die Bruchteile von Millimetern breiten Leitungszüge und Bauelemente werden durch Abdecken der Substratplättchen mit einer Maske und durch anschließendes Aufdampfen von metallischen und isolierenden Schichten in einer Hochvakuumapparatur hergestellt.

Die mit Hilfe der Dünnschichttechnik erreichbare Bauelementedichte liegt bei 30 000/dm³.

Halbleiterblocktechnik

Die Halbleiterblocktechnik lehnt sich stark an die von der Transistorherstellung bekannte Planartechnik an. Hier werden aus Siliziumhalbleiterblöcken kleinster Abmessungen, die mit Siliziumdioxid abgedeckt sind, mit Hilfe von Masken Öffnungen geätzt und in diese Öffnungen unter Hochvakuum Dotierungsmaterialien aus der Gasphase eindiffundiert. Phosphor verleiht dem Silizium n-leitenden und Bor p-leitenden Charakter. Noch während der Diffusion schließt sich das geätzte Fenster wieder mit Siliziumoxid und schützt auf diese Weise den entstandenen pn-Übergang. Durch wechselndes Eindiffundieren von p- oder n-Leitung erzeugenden Materialien kann man sowohl passive als auch aktive Bauelemente, einschließlich der Verbindung zwischen den Bauelementen, durch Abdeckung mit entsprechenden Masken herstellen. Sämtliche im Halbleiterblock enthaltenen Bauelemente sind nach der Fertigstellung der *integrierten Schaltung* durch eine Schicht aus Siliziumoxid geschützt und damit genauso zuverlässig wie ein nach der gleichen Technologie hergestellter Planartransistor. Die Bauelementedichte beträgt 30 000 bis 100 000/dm³.

Hybridtechniken

Die Eigenschaften der Dünnschichttechnik und der Halbleiterblocktechnik lassen sich miteinander kombinieren. Man kann auf diese Weise die guten Eigenschaften der aktiven Elemente der Halbleiterblocktechnik in sinnvoller Weise mit den guten Eigenschaften der passiven Bauelemente der Dünnschichttechnik verbinden.

Dünnschicht Hybridtechnik

Die passiven Bauelemente werden, wie bei der Dünnschichttechnik beschrieben, auf einem Trägerplättchen aufgedampft. Anschließend an die Herstellung der aus passiven Bauelementen bestehenden Schaltung lötet man die separat in Planartechnik hergestellten aktiven Bauelemente als kleine Scheibchen (Chips) in die Dünnschichtschaltung ein.

Halbleiterblock Hybridtechnik

Bei der Halbleiter Hybridtechnik werden die Transistoren und Dioden wie bei der Halbleiterblocktechnik durch Diffusion in einem Halbleiterblock hergestellt. Anschließend wird die Oberfläche des Blockes bis auf die Anschlüsse der eindiffundierten Bauelemente passiviert, d.h. mit einer isolierenden SiO_2 -Schicht versehen. Auf diese Isolierschicht dampft man nun die passiven Bauelemente (Kondensatoren und Widerstände) in Dünnschichttechnik auf.

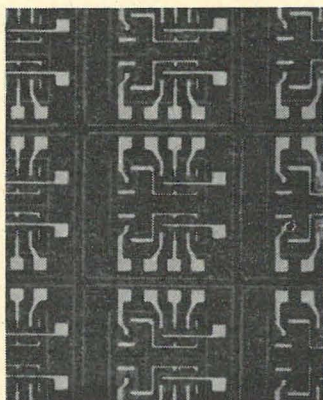


Bild 3

Beispiel für einen experimentellen
Festkörperschaltkreis.

Doppelanordnung von jeweils 2 Transistoren, die Kollektor und Emitter gemeinsam haben, sowie von jeweils 2 Widerständen mit Mittelanzapfung
(„Funktechnik“, H. 17/1964)

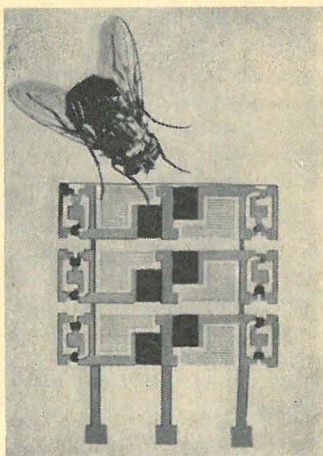


Bild 4
Dünnschichtschaltkreise von SEL
mit eingelöteten Transistorchips
im Größenvergleich mit einer Fliege
(„Funktechnik“, H. 13/1965)

Realisierung sowie Eigenschaften von Bauelementen

Die neue Technik der Mikroelektronik bringt neben den schon erläuterten Verbesserungen auch eine ganze Reihe von Problemen mit sich, da die in Dünnschicht- oder Halbleiterblocktechnik hergestellten Bauelemente sowohl in ihren Eigenschaften als auch in ihren Wertebereichen zum Teil erheblich von den bisher bekannten Widerständen, Kondensatoren, Induktivitäten und Transistoren abweichen. Diese Tatsache zwingt die Entwickler von integrierten Schaltkreisen, Wege zu gehen, die vom Althergebrachten häufig weit entfernt sind.

Widerstände

Widerstände werden in der Dünnschichttechnik durch Aufdampfen von dünnen Metallfilmen, z.B. Tantal, NiCr oder Zinnoxid, hergestellt. Die Schichtdicke liegt zwischen 10 und 200 nm, es lassen sich Flächenwiderstände von 100 Ω bis 3 k Ω je cm² erreichen. Die Filmbreiten sind mit Hilfe der Maskentechnik sehr gut beherrschbar, so daß die Herstellungsgenauigkeit für einen Dünnschichtwiderstand unter 1 Prozent liegt. Der Wertebereich liegt zwischen 10 Ω und 10 M Ω . Da die Widerstände aus dünnen Metallfilmen bestehen, haben sie eine sehr gute Konstanz und einen geringen Temperaturbeiwert.

Wesentlich schlechter sind die Eigenschaften von Halbleiterblockwider-

ständen. Um zusätzliche Arbeitsgänge zu vermeiden, bildet man die Widerstände bei der Diffusion der Basis- und Emitterschichten der Transistoren; ihre Eigenschaften werden daher von der Transistorstruktur bestimmt. Der herstellbare Widerstandsbereich liegt zwischen 50Ω und $50 \text{ k}\Omega$, die Herstellungstoleranz ist größer als ± 20 Prozent, der Temperaturbeiwert liegt mit etwa 0,1 Prozent/grd sehr hoch.

Kondensatoren

Ähnlich wie bei den Widerständen liegen die Verhältnisse bei den Kondensatoren. Kondensatoren werden in Dünnschichttechnik als Flächenkondensatoren durch schichtweises Aufdampfen von leitenden und isolierenden Schichten erzeugt. Als Dielektrika dient Tantal- oder Siliziumoxid. Die Elektroden werden durch Aluminium-, Gold- oder Tantal-schichten gebildet. Der Wertebereich von Dünnschichtkondensatoren liegt zwischen 10 pF und 25 nF , die Herstellungstoleranz beträgt $\pm 0,5$ Prozent, der Verlustwinkel $\tan \delta$ variiert zwischen 10^{-3} und 10^{-1} . Die Halbleiterblockkondensatoren stellt man ähnlich wie die Widerstände während der gleichen Arbeitsgänge her, bei denen auch die Transistoren entstehen. Die Kondensatoren werden durch nebeneinander- oder übereinanderliegende pn-Übergänge gebildet und sind entsprechend verlustbehaftet. Die maximal erreichbare Kapazität beträgt etwa 500 pF , die Toleranz ± 20 Prozent, der Verlustwinkel liegt zwischen 10^{-2} und 10^{-1} . Aus diesen Gründen ist man in der Halbleiterblocktechnik gezwungen, möglichst auf Kondensatoren zu verzichten. Logische Schaltungen arbeiten in Gleichstromkopplung, ein eventuell erforderlicher Emitter-Überbrückungskondensator kann durch einen als Emitterfolger arbeitenden Transistor gebildet werden; ein Koppelkondensator wird mitunter durch einen Feldeffekttransistor ersetzt.

Induktivitäten

Induktivitäten lassen sich in der Halbleiterblocktechnik überhaupt nicht, in der Dünnschichttechnik nur in sehr beschränktem Umfang realisieren. In der Dünnschichttechnik stellt man kleine Induktivitäten durch Aufdampfen spiralförmiger Leiterzüge auf unmagnetischer oder Ferritunterlage her. Siebrosseln lassen sich durch Feldeffekttransistoren nachbilden, die einen hohen Wechselstromwiderstand und eine kleine Gleichstromverlustleistung haben. Selektive Verstärker im NF- und HF-Gebiet bildet man ohne Induktivitäten mit Rückkopplungsschaltungen über RC-Netzwerke nach. Die Schaltungen ähneln den als *Notch*-Filter oder als T-Netzwerke bekannten Siebmitteln für HF und NF.

Die Abstimmung solcher RC-Netzwerke in der Halbleiterblocktechnik geschieht durch Änderung der Diffusionskapazität über eine regelbare Vorspannung.

Transistoren und Dioden

Sprechen die genannten Tatsachen zugunsten der Dünnschichttechnik, so liegen die Verhältnisse bei den aktiven Bauelementen in der Halbleiterblocktechnik günstiger. Denn es ist bis jetzt noch nicht gelungen, in der Dünnschichttechnik in jeder Hinsicht befriedigende Transistoren herzustellen. Die Transistoren in der Halbleiterblocktechnik dagegen verfügen über die von der Planartechnik her bekannten guten Eigenschaften, wie hohe Grenzfrequenz, hohe Verstärkung, geringe Kapazitäten und hohe Durchbruchspannung. Aus diesen Gründen wird die Dünnschichttechnik in den meisten Fällen in ihrer Abart als Dünnschichthybridtechnik mit eingelöteten Planartransistoren angewendet.

Schaltungstechnik

Beim Einsatz der Mikroelektronik-Bauelemente muß man die unterschiedlichen Forderungen der Digital- und der Analogtechnik beachten. Die Halbleiterblocktechnik wird vor allem in den großen Digitalrechnern eingesetzt. Hier kommt es weniger auf konstante Verstärkung oder konstante HF-Durchlaßkurven an als vielmehr auf gutes Schaltverhalten und große Bauelementedichte. Als besonders geeignet hat sich eine Schaltungstechnik erwiesen, die als *DCTL* (*gleichstromgekoppelte Transistorlogik*) bezeichnet wird. Bei ihr überwiegen die Transistoren; Widerstände und Dioden werden nur in geringem Umfang verwendet; Kondensatoren fehlen ganz.

In der Analogtechnik wird man in der näheren Zukunft im wesentlichen

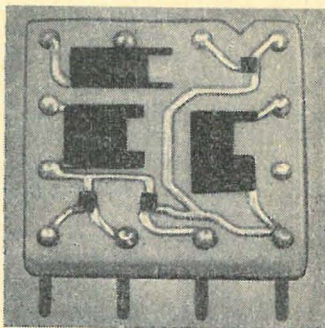


Bild 5
Schaltung nach dem SLT-System
mit 3 Widerständen und 3 Halbleitern
(„Nachrichtentechnik“, H. 8/1965)

Dünnschicht- und Dünnschichtbauelemente einsetzen, da es bei ihr auf gute und konstante Eigenschaften der passiven Bauelemente ankommt. In beiden Bereichen ist man bemüht, durch eine sinnvolle Normung und die Herstellung universell verwendbarer Schaltkreise einen möglichst ökonomischen Einsatz der Mikroelektronik zu erreichen.

Entwicklungen in der DDR

In der DDR wurde im VEB Keramische Werke Hermsdorf im Jahre 1960 ein Programm *Komplexmikroelektronik* in Angriff genommen. Im Rahmen dieses Programms werden schrittweise verbesserte Bausteine geschaffen, die die Einführung der Mikroelektronik in der DDR gestatten. Das Programm *Komplexmikroelektronik* umfaßt folgende Stufen:

KME 1

Keramische Plättchen mit den Abmessungen $10\text{ mm} \times 15\text{ mm}$ werden durch Siebdruck mit Leiterbahnen, Widerstandsschichten und Folienkondensatoren versehen, danach setzt man Flachtransistoren und Miniaturdioden ein. Miniaturschalenkerne bilden die Induktivitäten. Die Plättchen werden übereinandergestapelt und durch Steigdrähte miteinander verbunden. Diese Technik entspricht etwa der Mikromodultechnik. Sie wurde inzwischen durch die Stufe *KME 2* abgelöst.

KME 2

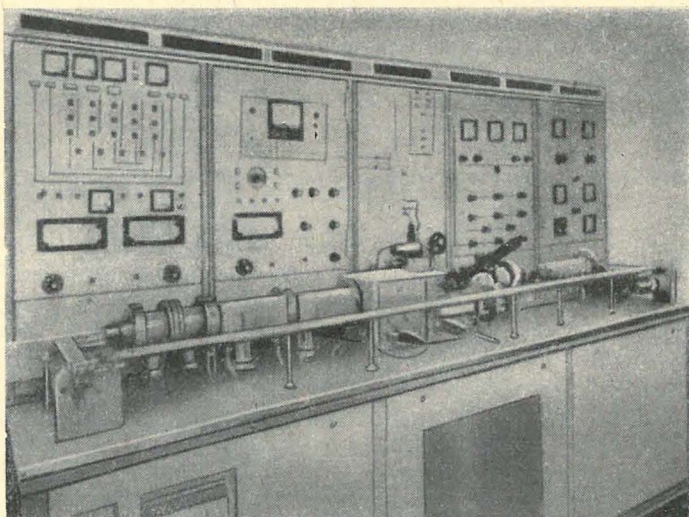
1965 lief das Programm *KME 2* an. Gegenüber *KME 1* wurde durch eine verbesserte Herstellungstechnologie eine größere Bauelementedichte bei gleichen Abmessungen erreicht. Die Widerstände werden in Dünnschichttechnik mit Hochvakuumbedampfungsanlagen hergestellt und danach mit Elektronenstrahlgeräten abgeglichen.

KME 3

In der Stufe *KME 3* werden integrierte Schaltungen nach der Dünnschicht- und Dünnschichtbauelemente hergestellt. Die Abmessungen der Plättchen betragen entweder $10\text{ mm} \times 15\text{ mm}$ oder $20\text{ mm} \times 30\text{ mm}$. Zusätzlich zu *KME 2* sind Hochvakuumbedampfungsanlagen zur Herstellung von Dünnschichtkondensatoren vorgesehen. Die Bestückungsaggregate für das Einsetzen der aktiven Bauelemente werden verbessert. Gegenüber *KME 2* steigt die Produktion ohne Änderung der Anlagen auf das 6fache.

KME 4

In der Stufe *KME 4* sollen die bisher separat eingesetzten Diffusionsbauelemente durch aktive Dünnschichtbauelemente ersetzt werden. Man ist dabei, das System besonders für höchste Frequenzen weiterzuentwickeln.



*Bild 6 Dünnschichtbedampfungsanlage im VEB Keramische Werke Hermsdorf –
Entwicklung Institut Manfred von Ardenne
(„Nachrichtentechnik“, H. 8/1965)*

KME 5

Die Stufe *KME 5* stellt eine Entwicklungsvariante dar, die aus *KME 3* hervorgehen wird. Statt der bisher eingesetzten aktiven Bauelemente sollen ganze Festkörperschaltkreise in die Dünnschichtschaltung eingelötet werden. Die Kombination beider Verfahren ist vor allem für kleine Serien vorteilhaft.

Das vorliegende Programm der *Komplexmikroelektronik* ermöglicht eine kontinuierliche Weiterentwicklung unter uneingeschränkter Wiederverwendung der technologischen Hilfsmittel von Stufe zu Stufe sowie gleichzeitig ein flexibles Fertigungssystem für verschiedene Varianten von Mikroelektronik-Schaltkreisen.

Literatur

Lennartz, H., Vom Epitaxial-Planar-Transistor zum Festkörperschaltkreis, „Funktechnik“, H. 13/1965, S. 464; Der Trend zur Mikroelektronik, „Funktechnik“, H. 14/1964, S. 507; Gesichtspunkte für die Anwendung diskreter Halbleiter-Bauelemente und -Baugruppen, „Funktechnik“, H. 17/1964, S. 612; Integrierte Elektronik im Bereich der elektronischen Konsumgüter, „Funktechnik“, H. 12/1965, S. 465.

Arnous, H., Anwendung der Mikroelektronik bei der Geräteentwicklung, „Funktechnik“, H. 14/1965, S. 542.

Falter, M., Mikroelektronik, ein neuer Weg in der Schaltungstechnik, „Nachrichtentechnik“, Jg. 15, H. 8/1965, S. 282.

Krahl, K., u. a., Mikroelektronik auf der Basis der Dünnschichttechnik (Mitteilung aus dem VEB Keramische Werke Hermsdorf/Thür.), „Nachrichtentechnik“, Jg. 15, H. 8/1965, S. 287.

... kann ein Glas Tee einen PKW hochheben und anderes

(aus „Unterhaltsame Elektronik“)

Ein Rundfunkempfänger entnimmt dem Stromnetz etwa 70 W. Vergleicht man diese Leistung mit gebräuchlichen Elektrogeräten — Heizplatten, Kaffeemaschinen, Bügeleisen, Kühlschränken —, so ist sie sehr gering. Lediglich kleine Elektronenröhren und Miniaturlötkolben verbrauchen weniger Energie.

Reicht nun die Kraft eines Menschen aus, einen Rundfunkempfänger mit Strom zu versorgen?

Man hat festgestellt, daß der Mensch bei verhältnismäßig lang andauernder Arbeit eine Leistung von etwa 1/10 PS aufbringt. 1 PS entspricht in elektrische Einheiten umgerechnet 736 W. Daraus folgt, daß ein Mensch unter normalen Bedingungen eine Leistung von etwa 75 W, d. h. die Energie aufbringen kann, die ein Rundfunkgerät verbraucht.



In populärwissenschaftlicher Literatur findet man häufig Vergleiche, die erläutern, welche Energiemenge beispielsweise in Form von Wärmeenergie bei einem erkaltenden Glas Tee verlorengeht. Dieser Vergleich wirkt äußerst attraktiv, wenn die Arbeit genannt wird, die die verlorengelassene Energiemenge hätte leisten können.

Tatsächlich verliert ein Glas Tee ($200 \text{ cm}^3 = 0,2 \text{ l}$) beim Abkühlen von 100°C auf 20°C (d. h. bei einem Temperaturgefälle von 80°C) $0,2 \cdot 80 = 16 \text{ kcal}$.

1 kcal entspricht 427 mkp, so daß 16 kcal eine Arbeit von $16 \cdot 427 = 6832 \text{ mkp}$ ergeben. Das Ergebnis ist verblüffend. Der bekannte Personenkraftwagen „Moskwitsch“ wiegt etwa 1000 kp. Nimmt man nun an, daß er mit 4 erwachsenen Personen besetzt ist, also insgesamt etwa 1300 kp wiegt, so kann dieser vollbesetzte PKW mit der verlorengelassenen Energie aus unserem Tee Glas $6832 : 1300 = 5,2 \text{ m}$ hochgehoben werden.

Untersuchen wir nun, wie lange man mit dieser Energie einen Rundfunkempfänger speisen kann.

1 mkp entspricht $2,72 \cdot 10^{-3} \text{ Wh} = 2,72 \cdot 60 = 163,2 \cdot 10^{-3} \text{ W/min}$. Die 6832 mkp ergeben also

$$163,2 \cdot 10^{-3} \cdot 6832 = 1115 \text{ W/min.}$$

Verbraucht unser Rundfunkgerät 70 W, so reicht die Energie aus, um es $1115 : 70 \approx 16 \text{ min}$ zu betreiben.

Der „Riese“, der unseren Moskwitsch mit Insassen etwa in die Höhe eines einstöckigen Hauses heben kann, versagt bei der Stromversorgung des Rundfunkempfängers bereits nach 16 min.

Die Leistungsaufnahme von Rundfunkgeräten ist mit der Leistung gebräuchlicher Glühlampen zu vergleichen. Meist verwendet man Glühlampen von 15 bis 100 W. Im gleichen Bereich liegt auch die Leistungsaufnahme von Rundfunkgeräten aus dem Stromnetz.

Es ist bekannt, daß Glühlampen nur mit einem sehr niedrigen Wirkungsgrad arbeiten. Lediglich 6 Prozent der aufgenommenen Elektroenergie wandeln sie in Licht um. Die restlichen 94 Prozent werden als Wärme abgestrahlt.

Wie sieht in diesem Fall ein Vergleich zu einem Rundfunkgerät aus?

Rundfunkgeräte können hinsichtlich ihres Wirkungsgrads nicht mit dem von Glühlampen konkurrieren. Ein Rundfunkgerät mit einer Leistungsaufnahme von 50 W hat eine Ausgangsleistung von etwa 2 W, d. h., der Wirkungsgrad beträgt ungefähr 4 Prozent. Er liegt also um 1,5mal niedriger als der einer Glühlampe. Genaugenommen ist das aber noch nicht der genaue Wirkungsgrad des Empfängers.

Unser Empfänger mit 2 W Ausgangsleistung gibt seine elektrische Energie an den Lautsprecher ab. Der Wirkungsgrad des Lautsprechers liegt aber nur bei etwa 1 Prozent. Die Schalleistung des Empfängers erreicht also nur einen Wert von 0,02 W, so daß der Wirkungsgrad des Empfängers demnach ganze 0,04 Prozent beträgt.

$4/10\,000$ der aufgenommenen Energie aus dem Stromnetz verwandelt der Empfänger in nützliche Schallenergie, während der Rest dazu beiträgt, das Zimmer „zu heizen“.

Äußerst ökonomische Geräte sind Transistorempfänger. Ihr Wirkungsgrad, gemessen an der elektrischen Energie, erreicht Werte bis zu 50 Prozent. Aber zu unser aller Leidwesen wird dieser große technische Gewinn vom Lautsprecher „geschluckt“. Mit seinem 1prozentigen Wirkungsgrad sinkt der Gesamtwirkungsgrad des Transistorempfängers, gemessen an der abgegebenen Schallenergie, auf etwa 0,5 Prozent. Das stellt für einen Empfänger zwar einen recht beachtlichen Wirkungsgrad dar. Gemessen an anderen Elektrogeräten aber ist er viel zu klein.

Fortschritte in der Transistortechnik

Ing. Ernst Bottke

Im *Elektronischen Jahrbuch 1966* wurde auf die Vorteile und Besonderheiten des Silizium-Planartransistors hingewiesen. Einen weiteren Fortschritt der Transistortechnik stellt die Epitaxialtechnologie dar.

Am Beispiel eines Epitaxial-Planartransistors soll erläutert werden, worum es sich handelt (Bild 1). Die für die Funktion eines Transistors wesentlichen Zonen, das Kollektor-, Basis- und Emittergebiet, wurden bei den bisher gebräuchlichen Herstellungsverfahren in einem Kristallplättchen erzeugt, das man aus einem gezogenen Barren herausgeschnitten hatte. Da z. B. für die maximal zulässige Kollektorspannung der spezifische Widerstand des Kristallmaterials unmittelbar am Kollektorübergang maßgebend ist, mußte man, wenn eine bestimmte Kollektorspannung gewünscht wurde, hochgradig gereinigtes und damit hochohmiges Kristallmaterial verwenden. Damit bei den verschiedenen Arbeitsgängen das Kristallplättchen nicht zu Bruch geht, darf es nicht zu dünn sein. Bei einem „einfachen“ Planartransistor waren daher zwischen dem Kollektorübergang und dem äußeren Kollektoranschluß verhältnismäßig lange Strombahnen und bei höheren Strömen hohe Spannungsabfälle vorhanden (Bild 2), die sich (wie bereits im *Elektronischen Jahrbuch 1966*, S. 27,

Bild 1

Schematischer Aufbau eines Silizium-Epitaxialtransistors. Die Strombahnen von der Anschlußfahne sind durch Pfeile angedeutet. Das p-leitende Basisgebiet ist schraffiert

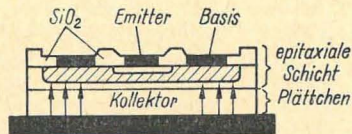
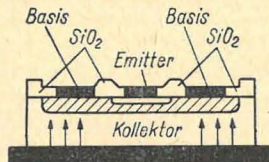


Bild 2

Aufbau eines Silizium-Planartransistors. Die an die Oberfläche tretenden Nahtstellen zwischen den Übergängen sind mit Siliziumdioxid (SiO_2) bedeckt. Die Strombahnen von der Anschlußfahne zum Kollektorübergang wurden durch Pfeile angedeutet. Sie sind lang und verlaufen durch Kristallbezirke, die verhältnismäßig hochohmig sind



erläutert) als hohe Restspannungen unangenehm bemerkbar machten. Hochfrequenzmäßig wirkten sich die Kollektorbahnwiderstände ebenfalls ungünstig aus.

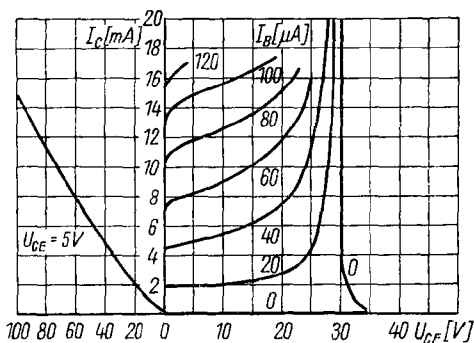
Zur Beseitigung dieses Nachteils schufen die Halbleiterphysiker das Epitaxialverfahren. Man geht dabei von einem sehr stark verunreinigten Kristallplättchen aus, dessen spezifischer Widerstand mehr als 100mal kleiner ist als sonst üblich. In einem Spezialofen, in dem sich eine gasförmige Siliziumverbindung befindet, wächst dann unter geeigneten Bedingungen eine einkristalline Schicht reinsten Siliziums auf. Das ist die epitaxiale Schicht. Ganz entfernt ähnelt dieser Vorgang dem Entstehen von Eisblumen auf den Fensterscheiben bei hartem Frost. In beiden Fällen geht ein im gasförmigen Zustand befindlicher Stoff unter Umgehung der flüssigen Phase in den festen Aggregatzustand über. Der Vergleich hinkt natürlich in mehrfacher Beziehung; er soll lediglich als Erläuterung für den allgemein nicht sehr bekannten Vorgang dienen.

In der epitaxialen Schicht werden dann die für einen Transistor notwendigen pn-Übergänge nach den gleichen Verfahren erzeugt wie bei einem Planartransistor. Durch den gezielten Einbau von Dotierungssubstanz in die Schicht (die gerade nur so stark zu sein braucht, wie es die räumliche Ausdehnung der Übergänge erfordert) ergeben sich weite Variationsmöglichkeiten hinsichtlich der elektrischen Eigenschaften der Transistoren.

Benötigt man z. B. einen Transistortyp mit hoher, zulässiger Kollektorspannung, dann wird die aufwachsende Schicht schwach dotiert und damit hochohmig. Bei einem Vergleich zwischen Bild 1 und 2 erkennen wir, daß dann trotzdem die Strombahnen zwischen Kollektor und Kollektoranschluß zum größten Teil durch Kristallgebiete guter Leitfähigkeit gehen. Der Spannungsabfall und die Restspannung bleiben entsprechend klein. Einer der Hauptnachteile des „einfachen“ Planartransistors ist damit beseitigt. Zur Erläuterung ist in Bild 3 das Kennlinienfeld eines Epitaxial-Planartransistors mit 0,6 W Verlustleistung (maximal zulässiger Kollektorscheitelstrom 0,7 A) dargestellt. Wir erkennen, was erreicht wurde: Die Restspannung ist so klein, daß man sie im Maßstab des Kennlinienfeldes nicht mehr erkennen kann.

Infolge der kleinen Restspannung sind Epitaxialtransistoren besonders gut als Leistungstransistoren und als Schalttransistoren geeignet. Ihre Grenzfrequenz liegt verhältnismäßig hoch (bei dem Transistor, dessen Kennlinienfeld in Bild 3 wiedergegeben ist, z. B. bei 150 MHz). Auffällig und vom Schaltungsentwickler besonders zu beachten ist der rückläufige Kennlinienverlauf im Gebiet hoher Kollektorspannungen und hoher Kollektorströme (Bild 3). Die Erscheinung ist physikalisch bedingt und läßt sich nicht vermeiden. Die Spannung, bei der der Kollektorstrom steil ansteigt, heißt Haltespannung. Beim Messen darf man in dieses Gebiet nur hineingehen, wenn durch Ohmsche Widerstände im äußeren

Bild 3
 Kennlinienfeld
 eines Epitaxial-
 Planartransistors.
 Die maximal zulässige
 Kollektorspannung
 liegt bei 35 V.
 Die Haltespannung
 wird mit 30 V angegeben



Kollektorstromkreis eine hinreichende Strombegrenzung erfolgt. Bei der praktischen Schaltungserprobung kann man unangenehme Überraschungen in Form von Totalausfällen erleben, wenn beim Vorhandensein eines stark induktiven Lastwiderstandes übersehen wird, daß die Arbeitseellipse für die größtmögliche Aussteuerung mit sinusförmigem Kollektorstrom nicht in das Gebiet der Haltespannung hineinreichen darf.

Hinsichtlich Zuverlässigkeit und Lebensdauer hat der Epitaxial-Planartransistor die gleichen vorteilhaften Eigenschaften wie der Planartransistor (*Elektronisches Jahrbuch 1966*, S. 31). Übrigens lassen sich auch Germanium-Mesatransistoren nach dem Epitaxialverfahren herstellen und in ihren hochfrequenztechnischen Eigenschaften erheblich verbessern.

Alles in allem will es zum Zeitpunkt, zu dem diese Zeilen niedergeschrieben werden (Anfang 1966), scheinen, daß die stürmische Entwicklung des klassischen Transistors mit Ladungsträgerinjektion in der Epitaxial-Planar Ausführung einen gewissen Abschluß erreicht hat. Für bestimmte Sonderanwendungen in der Elektronik wird wahrscheinlich noch der Feldeffekttransistor, dessen Vorteil vor allem in seinem sehr hohen Eingangswiderstand liegt, größere Bedeutung erlangen. Ob dieser Transistor (dessen Eigenschaften weitgehend denen einer Elektronenröhre ähneln) mit dem heute üblichen Transistor in „Konkurrenz“ treten wird, ist zur Zeit noch nicht zu übersehen.

Der Schwerpunkt der Halbleiterentwicklung hat sich auf das Gebiet der Dünnschichttechnik, der integrierten Schaltungen und der Molekularelektronik verlagert.

Wird ein Laserstrahl mit optischen Mitteln fokussiert, dann läßt sich eine Energiedichte im Strahl erreichen, die milliardenfach die Energiekonzentration der gleichen Frequenz auf der Sonnenoberfläche übersteigt.

N. P. Buslenko und J. A. Schreider

**Die Monte-Carlo-Methode
und ihre Verwirklichung mit elektronischen
Digitalrechnern**

Übersetzung aus dem Russischen und Redaktion: Dr. G. Eisenreich
191 Seiten mit 18 Abbildungen. L 6 N. 1964. In Halbleinen
18,90 MDN

Dr. I. O. Kerner und Dipl.-Math. G. Zielke

**Einführung
in die algorithmische Sprache
ALGOL**

(mit einem Geleitwort von Prof. Dr. H. Zemanek und einem
Anhang von R. Strobel)
283 Seiten mit zahlreichen Abbildungen und 1 Einstecktafel
L 6 N. 1966. In Leinen 38,50 MDN
2. Auflage erscheint voraussichtlich I. Quartal 1967

G. N. Poloshi

**Numerische Lösung von Randwert-
problemen der mathematischen Physik
und Funktionen diskreten Arguments**

Übersetzung aus dem Russischen: Dr. D. Göhde, Dr. Göpfert,
Dr. Hilbig, Dipl.-Math. Thäringen, Dipl.-Math. Beyer, Dipl.-Math.
Mühlig
Redaktion: Prof. Dr. J. Focke
270 Seiten mit 18 Abbildungen. L 6 N. In Halbleinen etwa
51,— MDN



B. G. TEUBNER VERLAGSGESELLSCHAFT LEIPZIG

Unter diesem zugkräftigen Werbeslogan stellt die VVB Rundfunk und Fernsehen seit einigen Jahren auf der Leipziger Messe ihre Produktion dem interessierten Publikum des In- und Auslandes vor. Nicht alle Freunde dieses Industriezweiges hatten bzw. haben Gelegenheit zum Besuch der Leipziger Messe – und auch wer dort war, kann schwerlich behaupten, „alles“ gesehen zu haben. Daher an dieser Stelle ein kleiner Überblick.

Auf allen Teilgebieten läuft ein umfangreiches Fertigungsprogramm. Wußten Sie, daß etwa 20 000 Mitarbeiter in diesem Industriezweig beschäftigt sind? Darunter allein 235 Diplom- und 745 Fachschulingenieure. 2100 Jugendliche, davon 1250 Mädchen, arbeiten auf diesem Gebiet in 30 Betrieben und Institutionen. Unter diesen ist das Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik in Dresden besonders wichtig. Hier werden Aufgaben der Grundlagenforschung gelöst, für die in den einzelnen Betrieben weder Zeit und Geld noch Mitarbeiter vorhanden sind. Diese Stelle gibt eine technisch-wissenschaftliche Zeitschrift von hohem Niveau heraus, in der über technische und ökonomische Fragen dieses Industriezweiges berichtet wird.

Einige weitere Zahlen sollen die Bedeutung dieses volkswirtschaftlichen Sektors deutlich machen: Die jährliche Zuwachsrate beträgt etwa 10 bis 15 Prozent; die Erzeugnisse werden in 60 Länder der Erde exportiert. 1965 sah der Produktionsplan der VVB Rundfunk und Fernsehen folgendes vor:

391 000 Rundfunkheimgeräte
362 000 Koffer-, Taschen- und Mehrweckrundfunkempfänger
642 000 Fernsehgeräte
62 000 Fonogeräte
23 000 Autosuper

Einer der Schwerpunkte ist die Fernsehempfängerproduktion. Anfang 1965 waren 48 Prozent der Haushalte in unserer Republik „fernsehversorgt“. Die Zahl der TV-Empfänger nimmt ständig zu. Und doch soll,



Bild 1 Blick auf die Endkontrolle in der Fertigung moderner Fernsehgeräte

um nur ein Beispiel zu nennen, der VEB Fernsehgerätekwerk Staßfurt in der Perspektive als einziger Betrieb Fernsehempfänger produzieren. Dieses Ziel wird 1970 erreicht sein: Zu diesem Zeitpunkt sollen dort 600 000 Geräte dieser Art in einem Jahr produziert werden.

Im Dezember 1964 verließ der millionste Fernsehempfänger den VEB Fernsehgerätekwerk Staßfurt (Bild 1). Die komplette zweite Million dürfte zwischen Redaktionsschluß und Ausdruck dieses Jahrbuches fällig sein. Die Taktzeit für ein Fernsehgerät betrug zu diesem Zeitpunkt etwa 60 Sekunden. Das heißt, jede Minute wird ein Fernsehempfänger produziert. Es läßt sich leicht errechnen, daß man diese Taktzeit noch wesentlich verkürzen muß, damit das für 1970 gesteckte Ziel erreicht wird.

Doch zurück zur Gegenwart – oder vielmehr zur Vergangenheit, denn wenn Sie diese Zeilen lesen, ist bereits einige Zeit vergangen: Alle technischen und statistischen Angaben zu diesem Beitrag stammen aus dem Jahre 1965.

Dürer de luxe 24 (Bild 2) erinnert nur dem Namen nach an den guten alten „Dürer“ aus dem Jahre 1965. Dieser Nachfolger hat eine 47-cm-Bildröhre mit Rechteckschirm, 2 Spanngitterpentoden *EF 183* im Zwischenfrequenzverstärker und eine rauscharme *PCC 88* in der Eingangsstufe. Er ist für UHF vorbereitet, d.h. für den Einbau eines UHF-Kanal-

Bild 2
Fernsehtischgerät
„Düver de luxe 24“
vom VEB Rajena-Werke

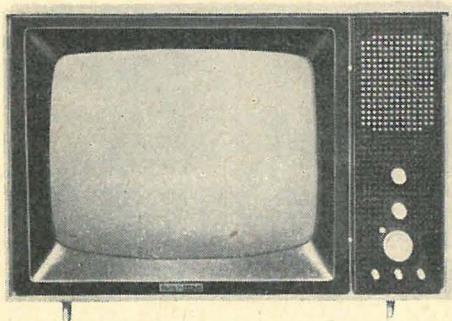


Bild 3
„Sybille 108“
vom VEB Fernsehgeräte-
werk Staßfurt

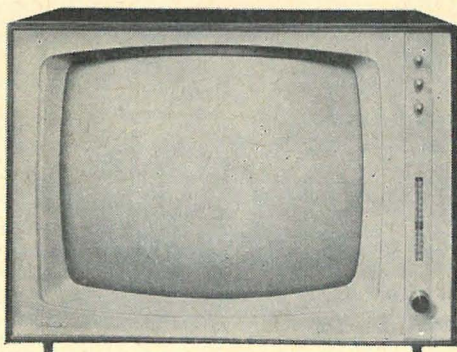
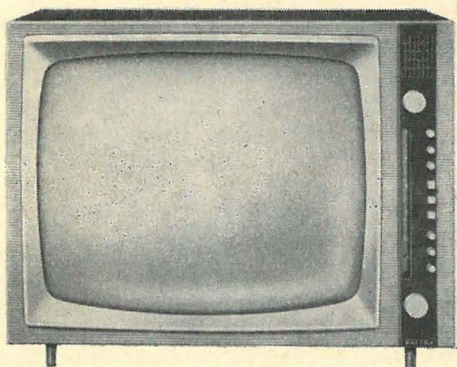


Bild 4
„Stadion 8“
vom VEB Rajena-Werke



wählers. Sobald in unserer Republik offizielle Fernsehsendungen in diesem Frequenzbereich beginnen, kann das Gerät nachgerüstet werden. *Sybille 108* (Bild 3) heißt ein Fernsehempfänger vom VEB Fernsehgeräte-werk Staßfurt, bei dem sich die Teiltransistorisierung abzeichnet. Er stellt eine Weiterentwicklung des *Sybille IV* dar, jedoch mit 59-cm-Rechteckbildröhre.

Ein typischer Vertreter der *Stadion*-Fernsehempfänger ist der *Stadion 8* (Bild 4). Zahlreiche Automatikfunktionen und eine stabilisierte Betriebs-gleichspannung (Schienenspannung U_B) sind die markantesten techni-schen Merkmale dieses Gerätes, das sich auf dem Weltmarkt sehen lassen kann.

Zum Thema UKW-Kofferempfänger interessiert hier, daß unsere Industrie derartige Geräte entwickelt und fertigt. Der Nachfolger des *Vagant* ist der *Stern 112* (Bild 5) mit 7 AM- bzw. 10 FM-Kreisen. Er stammt wie

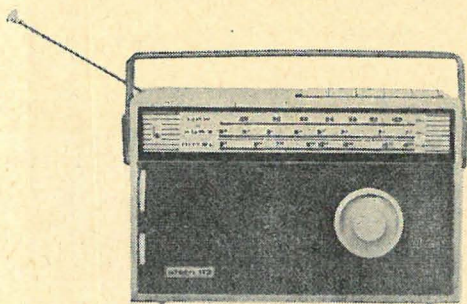


Bild 5
„Stern 112“
vom VEB Stern-Radio
Berlin



Bild 6
„Intimo“
vom VEB Stern-Radio
Sonneberg

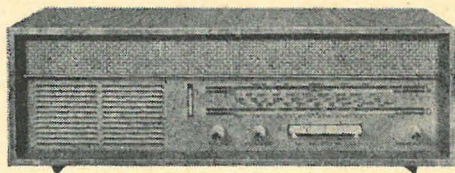


Bild 7
„Orienta“
vom VEB Stern-Radio
Sonneberg

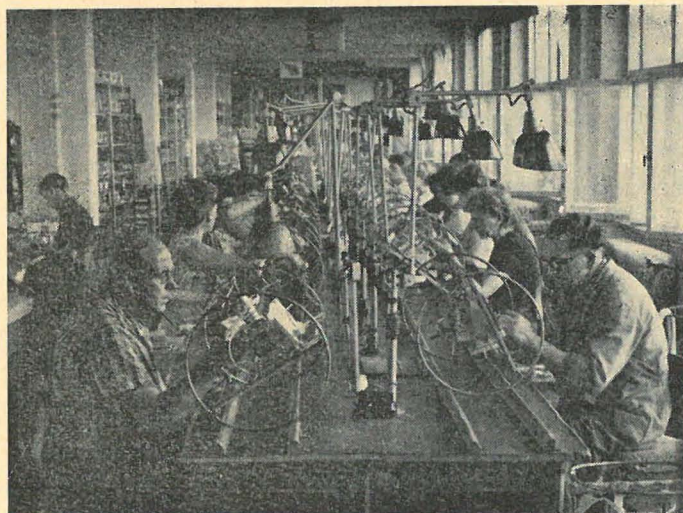


Bild 8 Montageband für Rundfunkempfänger im VEB Stern-Radio Sonneberg

die meisten Reisesuper aus dem VEB Stern-Radio Berlin. Das Gerät berücksichtigt die internationalen Entwicklungstendenzen: Momentan-skalenbeleuchtung und Anschlußmöglichkeit für einen kleinen Netzteil. VEB Stern-Radio Sonneberg wurde im Zuge der Spezialisierung zum „Vater“ der Kleinsuper, ein Gebiet, auf dem er hervorragende Erfahrungen hat. Wir erinnern uns gern an jene ersten „Kinder“ *Rostock* und *Varna* im Rahmen der Standardserie. Die Entwicklung ging weiter, und heute kennen wir als zwei der modernsten Schöpfungen dieses Betriebes *Intimo* (Bild 6) und *Oriente* (Bild 7), wobei wir uns nicht von dem seit vielen Jahren immer wieder verwendeten Namen täuschen lassen dürfen. Wirklich, ein neuer Name könnte nichts schaden!

Bild 8 bietet einen Blick auf ein Montageband für Rundfunkgeräte im VEB Stern-Radio Sonneberg.

Der schnurlose Heimempfänger ist eine Gerätegattung, die zwar seit Jahren auf dem Weltmarkt bekannt ist, sich jedoch nur zögernd durchsetzt. Es handelt sich um ein für das Heim bestimmtes Rundfunkgerät (möglichst mit Edelholzgehäuse) mit Batteriestromversorgung. Derartige Geräte sind besonders praktisch in Gegenden, wo kein Energieversorgungsnetz den „Saft“ bis zur Steckdose im Wohnzimmer liefert: Die Hauptkunden für schnurlose Heimempfänger finden wir daher im Vorderen Orient und in Südamerika. Seit Jahren werden derartige „Schnurlose“

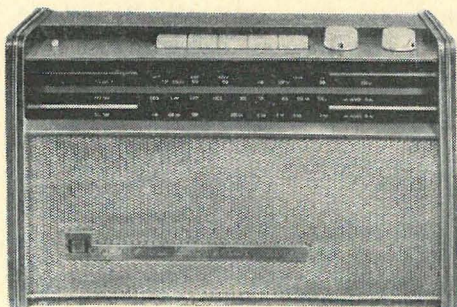


Bild 9
„Opal de luxe“
vom VEB Goldpfeil
Rundfunkgerätewerk

in unserer Republik vom VEB Goldpfeil Rundfunkgerätewerk Hartmannsdorf hergestellt. Bild 9 zeigt seinen *Opal de luxe*, den es mit 2 Kurzwellenbereichen und abschaltbarer Skalenbeleuchtung gibt.

Der VEB Goldpfeil ist auch Spezialist für Großsuper. Von hier stammen die bekannten *Rossini*, *Rossini-Stereo* und die Reihe des Typs 6400 (*Antonio*, *Capri*, *Sickingen*). Letztere lassen sich für Rundfunkstereofonie nach dem Pilottonverfahren nachrüsten. Ihre Schaltung wurde in der Fachliteratur eingehend beschrieben.

Einen Dekoder für Rundfunkstereofonie entwickelte das Zentrallaboratorium für Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik in Dresden. Es handelt sich um einen Dekoder, der zur Herstellung des Hilfsträgers mit Frequenzverdopplung des Pilottones arbeitet. Die ursprüngliche Stereo-Information wird nach dem Hüllkurven-Spitzengleichrichtungsverfahren gewonnen. Ein Anschluß für ein magisches Auge ist vorhanden: Dieses zeigt an, ob die empfangene Sendung *mono* oder *stereo* ist.

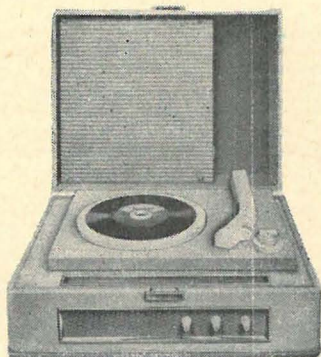
Bei diesem kurzen Streifzug sollen die Geräte der Fonotechnik nicht übergangen werden. Auch sie gehören zur Konsumgüterelektronik, mit der sich die Betriebe der VVB Rundfunk und Fernsehen beschäftigen.

Plattenspieler gibt es in den verschiedensten Ausführungen – sei es als Koffergerät (Bild 10 – der *Duo* von der Firma Kurt Ehrlich in Pirna) oder als Gerät der bewährten P-14- oder P-15-Reihe des VEB Funkwerk Zittau (Bild 11), die es natürlich auch als Einbau-Chassis oder als Zarge gibt.

Was Magnettongeräte betrifft, so gab die DDR die Entwicklung und Fertigung derartiger Geräte an andere Staaten ab, die mit ihr im Rahmen des RGW (Rates für Gegenseitige Wirtschaftshilfe) zusammengeschlossen sind: Jedes Land soll das produzieren, wofür es die günstigsten Voraussetzungen hat – auch beim Absatz. So werden die Tonbandgeräte nun



*Bild 10
„Duo“
von K. Ehrlich, Elektroakustische Geräte*



*Bild 11
Plattenspieler P 15 — hier als Koffer-
gerät mit Wiedergabeteil —
vom VEB Funkwerk Zittau
Fotos: VVB Rundfunk und Fernsehen*

in einem anderen Land hergestellt. Wir importieren sie, so wie andere Länder des RGW unsere Rundfunkgeräte importieren. Dieser kurze Überblick zeigte eine Auswahl, die ständig modernisiert und ergänzt wird.

Literatur

- Hossner, G.*, Die Kleinsuperserie des VEB Stern-Radio Sonneberg, „radio und fernsehen“, Jg. 12, H. 21/1963, S. 649/650 und H. 22, S. 687-690.
- Streng, K. K.*, Transistorheimempfänger „Opal“ 6103, „radio und fernsehen“, Jg. 11, H. 9/1962, S. 281/282.

Pietschmann, W., Ziphona P 13/P 14, „radio und fernsehen“, Jg. 13, H. 12/1964, S. 363.

Mönnicke, H., und Seiler, W., Transistorisierte Zeilen- und Bildautomatiken „radio und fernsehen“, Jg. 13, H. 16/1964, S. 486-488.

Pratsch, D., „Sybille IV“ 53 TG 106, „radio und fernsehen“, Jg. 14, H. 4/1965, S. 105-110.

Streng, K. K., Stereo-Großsuper 6401 „Antonio“, „radio und fernsehen“, Jg. 14, H. 13/1965, S. 404-408.

1 g Elektronen

(aus „Unterhaltsame Elektronik“ von L.W.Kubarkin und E.E.Lewitin)

Zahlen, die im Zusammenhang mit Elektronen genannt werden, sind häufig so phantastisch klein, daß wir unwillkürlich stutzen. Sie weichen von den uns gewohnten Maßstäben so weit ab, daß man sie gar nicht richtig aufnimmt.

Was sagt uns z.B. der Wert für die Masse eines Elektrons $9 \cdot 10^{-28}$? Wir erfassen diesen nichtmeßbaren Zahlenwert überhaupt nicht. Um das Verständnis für ihn zu wecken, wollen wir versuchen zu errechnen, wieviel Elektronen für die Masse von 1 g notwendig sind. Im Prinzip ist das sehr einfach. Wir rechnen

$$\frac{1}{9 \cdot 10^{-28}} \approx 10^{27} \text{ Elektronen.}$$

Vergleichen wir diese große Zahl mit anderen, ebenfalls außerordentlich großen Zahlen. Wir wissen, daß bei einer Stromstärke von 1 A durch einen Leiterquerschnitt in einer Sekunde $6,3 \cdot 10^{18}$ Elektronen fließen. Um wieviel ist nun die erste Zahl (10^{27}) größer als die Zahl $6,3 \cdot 10^{18}$? Für welchen Zeitraum reicht 1 g Elektronen aus, um einen Stromkreis ununterbrochen mit einer Stromstärke von 0,5 A zu speisen? In dem genannten Stromkreis wird ein Batterieempfänger mit Strom versorgt. Wir stellen uns vor, es sei uns gelungen, 1 g Elektronen in einer Flasche



unterzubringen. Mit einer Pumpe werden die Elektronen aus der Flasche zum Empfänger gepumpt. Wie lange kann nun unsere Flasche den Empfänger mit Strom versorgen?

Berechnen wir zunächst, wieviel Sekunden lang 1 g Elektronen einen Strom von der Stärke 1 A unterhalten kann. Hierzu brauchen wir nur die Zahl der Elektronen, die auf 1 g entfallen, durch die Strommenge, die je Sekunde ($6,3 \cdot 10^{18}$) bei 1 A durch einen Leiterquerschnitt fließt, zu dividieren:

$$\frac{10^{27}}{6,3 \cdot 10^{18}} \approx 1,6 \cdot 10^8 \approx 44\,000 \text{ Stunden} \approx 1800 \text{ Tage.}$$

Der Empfänger nimmt einen Strom von 0,5 A auf. Mit 1 g Elektronen kann man ihn also $\approx 1800 \cdot 2 \approx 3600$ Tage ≈ 10 Jahre ununterbrochen mit Strom versorgen. 1 g Elektronen ist also in der Lage, unseren Empfänger 10 Jahre bei ununterbrochenem Betrieb mit Strom zu versorgen! Sicher haben Sie dieses verblüffende Resultat nicht erwartet.

Wer von Ihnen benutzt nun aber seinen Rundfunkempfänger ununterbrochen? Gewöhnlich schalten Sie ihn doch am Tage nur für etwa 4 Stunden ein. Bei dieser täglichen Betriebsdauer reicht unsere „Flaschenstromquelle“ bereits 60 Jahre. Mit vollem Recht könnten wir daher sagen, daß diese einmalige Stromquelle für unser ganzes Leben genügt. Wenn wir keinen Röhrenempfänger, sondern einen Transistorempfänger verwenden, reicht unsere „Flaschenstromquelle“ dann sicherlich für einige Generationen.

Um das bisher Gesagte noch besser zu verdeutlichen, wollen wir noch einmal berechnen, wie lange 1 g Elektronen einen O-Bus antreiben kann. Ein O-Bus nimmt etwa einen Strom von 130 A auf. Mit 1 g Elektronen kann er also

$$\frac{1800}{130} \approx 14 \text{ Tage}$$

ununterbrochen fahren.

Diese Zahl setzt uns wieder in Erstaunen, besonders dann, wenn man sich die Strecke vor Augen hält, die der Bus in 14 Tagen bei ununterbrochener Fahrt zurücklegen kann. Setzt man eine Geschwindigkeit von 40 km/h an, so ergibt sich bei einer ununterbrochenen Fahrzeit von 14 Tagen eine zurückgelegte Strecke von etwa 13 500 km. Der Bus könnte also einmal von der Westgrenze der Sowjetunion bis nach Wladiwostok fahren. 28mal wechseln Tag und Nacht, und der Bus gelangt letzten Endes bis an das Ufer des Stillen Ozeans. Während dieser ganzen langen Zeit fließt durch den Motor nur 1 g Elektronen.

Sicherlich bewegt nun viele die Frage: In welcher Stoffmenge ist 1 g Elektronen enthalten? Man kann errechnen, daß beispielsweise in einem Eisenstück von 4 kp 1 g Elektronen enthalten ist. Nun sollte aber niemand annehmen, daß die Frage nach 1 g Elektronen nur eine Scherzfrage ist. Der größte Teil der Elementarteilchen hat eine Masse, und eine Gegenüberstellung auf diesem Gebiet ist vollauf berechtigt.

Hier noch eine ähnliche Frage: Welche Masse hat 1 kWh? Die Kilowattstunde, werden Sie sagen, ist eine Einheit, und man kann bei einer Einheit nicht die Frage nach ihrer Masse stellen. Und doch kann man auf diese Frage genau antworten. Nach einer Gleichung aus der Relativitätstheorie ist die Energie

$$E = m \cdot c^2$$

(m Masse des Stoffes, c Lichtgeschwindigkeit).

Wenn man die entsprechenden Werte einsetzt, so ergibt sich, daß die Masse 1 kWh $4 \cdot 10^{-7}$ g beträgt. Ein 400millionstel g eines Stoffes ist demnach 1 kWh äquivalent. Atomreaktoren und andere Atomanlagen, in denen Masse in Energie übergeht, unterstreichen sehr anschaulich die physikalische Realität solcher Verhältnisse.

Temperatur- und Feuchtemessungen kostensparend

Klimaprüfungen mit hohem wirtschaftlichem Nutzeffekt

Feutron liefert Ihnen bewährt und dem neuesten Stand der Technik entsprechend:

Feuchtemeßanlagen für Feststoffe wie

- Gewebbahnen
- Papierbahnen
- Furniere
- Faserplatten
- Hackschnitzel
- Brikettierbraunkohle
- Luftfeuchte-Meßanlagen
- Feuchtemeßanlagen für Einzelfeuchtemessungen
- Klimaprüfschränke
- Wärmedurchgangsprüfer

Unser qualifiziertes, wissenschaftliches Personal berät Sie bei der Einführung der Feuchtemeßtechnik. Fordern Sie bitte unser Angebot



FEUTRON Karl Weiss KG

Spezialbetrieb für Klimaprüf-
schränke

Spezialbetrieb für Feuchte-
meßtechnik

66 GREIZ

Telefon 2658 Telex 0588526

Die Dekadenzählröhre – ein interessantes elektronisches Bauelement

Ing. W. Müller

Im *Elektronischen Jahrbuch 1966* (S. 269/270) wurde bereits über Dekadenzählröhren berichtet. Der folgende Beitrag soll diese Ausführungen ergänzen und auf Bedeutung sowie Einsatzmöglichkeiten dieser speziellen Röhrengruppe eingehen.

Die Zähltechnik, die in elektronischen Programmsteuerungen und in der Meßtechnik ein weites Anwendungsgebiet gefunden hat, stützt sich in zunehmendem Maße auf spezielle Kaltkathodenröhren und Halbleiterbauelemente. Die Hochvakuumröhre dagegen hat mit Ausnahme von Sonderfällen in dieser Hinsicht an Bedeutung verloren.

Zur Lösung von Zählproblemen war man in der Vergangenheit stets gezwungen, Zählringe aufzubauen, und zwar mit 8 bis 10 aktiven Bauelementen je Dekade, also mit Hochvakuum- oder Relaisröhren bzw. Transistoren. Dieses kostspielige und raumbeanspruchende Verfahren mußte im Laufe der Miniaturisierung auf diesem Gebiet abgelöst werden. Es lag somit nahe, ein Bauelement zu schaffen, in dem eine Dekade komplett untergebracht ist.

Zur Lösung dieser Aufgabe wurden unterschiedliche Wege beschritten und entsprechend verschiedenartige Ergebnisse erzielt. Zu nennen wären u. a. die *Elektronenstrahlzählröhre E 1 T* [3], das *Trochotron* [3] und das *Dekatron*. Größte Bedeutung erlangten jedoch die Dekadenzählröhren (im englischen Sprachgebrauch *Dekatron*).

Derartige Dekadenzählröhren sind die im VEB Werk für Fernseh elektronik Berlin entwickelten Typen

Z 562 S	Z 564 S	Z 572 S
Z 563 C	Z 565 C	Z 573 C

Ihre Universalität resultiert daraus, daß sie die Eigenschaften einer Zähl-, Anzeige- und Schalt röhre in sich vereinigen. Die gasgefüllten Röhren haben kalte Reinmetallkathoden. Der jeweilige Schaltzustand wird durch Glimmlichtbedeckung angezeigt; eine um die Röhre gelegte

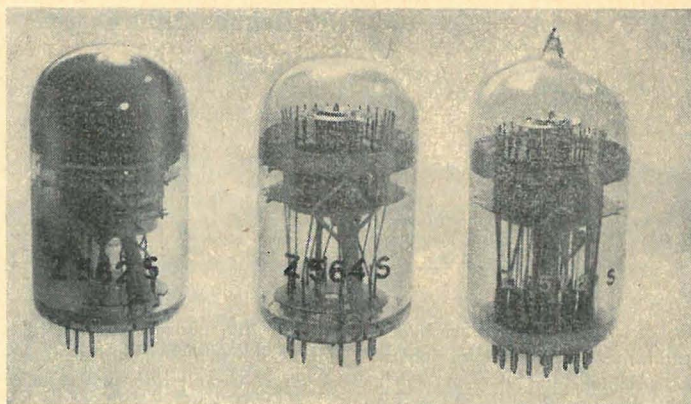


Bild 1 Dekadenzählröhren Z 562 S, Z 564 S, Z 572 S

Zahlenschablone ermöglicht bequemes Ablesen. Die Ausrüstung der Röhren mit 2 gleichwertigen Hilfskatodengruppen gestattet es grundsätzlich, die Röhren sowohl für vorwärts- als auch für rückwärtszählenden Betrieb einzusetzen.

Bei Röhren, die in der Typenbezeichnung nach der 3stelligen Zahl ein „S“ führen, sind die 10 Hauptkatoden einzeln an Stiften herausgeführt. Werden diese über entsprechende Widerstände mit Masse verbunden, so fällt an ihnen eine positive Spannung ab, mit der bestimmte Schaltfunktionen eingeleitet werden können. Weiterhin sind diese Typen geeignet, durch ein vor Zählbeginn festgelegtes Zählziel (Vorwahl) eine gewollte Schaltfunktion auszulösen. Für durchlaufende Zählprobleme, also ohne Vorwahlabsichten o. ä., stehen die Typen mit dem Kennbuchstaben „C“ (wie Z 565 C) zur Verfügung. Bei ihnen sind 9 der Hauptkatoden an einem Stift gemeinsam herausgeführt. — Alle Röhren lassen sich durch einen Impuls auf „0“ zurückstellen.

Die häufigsten industriellen Zählprobleme liegen im Bereich von 1 kHz. Aus diesem Grunde wurden zunächst die Typen Z 562 S und Z 563 C mit einer maximalen Zählfrequenz von 5 kHz entwickelt. Für höhere Frequenzansprüche stehen die Typen Z 564 S und Z 565 C zur Verfügung; ihre maximale Zählfrequenz beträgt 25 kHz. Die Entwicklung geht jedoch dahin, die Zählgeschwindigkeit auch bei unseren Typen auf 50 kHz und mehr zu erhöhen (auf dem Weltmarkt werden z. B. gasgefüllte Zählröhren mit Zählfrequenzen bis 2 MHz angeboten). Abgesehen davon, daß Zählprobleme mit so hohen Frequenzen relativ selten zu lösen sind, gelten für derartige Röhren gewisse Einschränkungen: Entweder ist mit

ihnen das Zählen nur in einer Richtung möglich, oder die Röhre benötigt zu ihrer Ansteuerung innerhalb diskreter Frequenzbereiche unterschiedlich ausgelegte Treiberstufen, d. h., es ist kein Betrieb von aperiodischer bis maximaler Zählfrequenz wehr möglich.

Für Fälle, bei denen das Ablesen einer mehrstelligen Zahl durch Zusammensuchen der Glimpfpunkte auf den einzelnen Schablonen zu umständlich oder nachteilig ist, empfiehlt sich die Kombination einer Dekadenzählröhre mit einer Ziffernanzeigeröhre. Diese Möglichkeit war mit den bisher aufgeführten Typen zwar grundsätzlich gegeben, jedoch sehr aufwendig, denn die Anzeigeröhre mußte dabei über Koppelglieder durch die Dekadenzählröhre angesteuert werden. Mit der Entwicklung der Typen *Z 572 S* und *Z 573 C* ergab sich durch zusätzlich eingefügte Hilfsanoden eine erhebliche Vereinfachung. Die maximale Zählfrequenz beider Röhren beträgt 5 kHz. Die relativ einfache und wenig aufwendige Zusammenschaltung von Dekadenzählröhren der Typen *Z 572 S* und *Z 573 C* mit Anzeigeröhren, z. B. *Z 560 M*, ist in Bild 2 wiedergegeben.

Betreffs der physikalischen Funktion der Dekadenzählröhre sei auf die entsprechende Veröffentlichung [1] hingewiesen. Dekadenzählröhren müssen mit negativen Doppelimpulsen angesteuert werden. Das kann durch Röhren, Transistoren oder Kaltkathoden-Relaisröhren geschehen. Die Kopplung zweier Zählröhren erfolgt wiederum durch aktive Bauelemente. Die prinzipiellen Möglichkeiten sind in Bild 3 und 5 dargestellt.

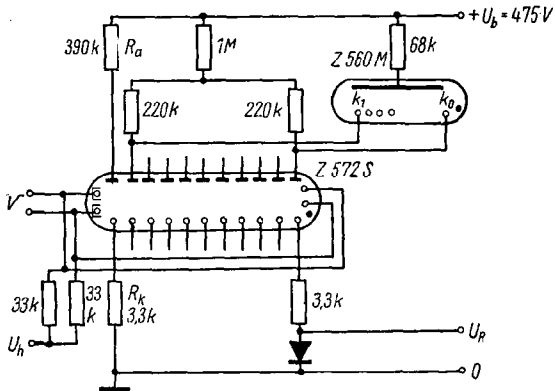


Bild 2 Prinzipielle Anschaltung einer Anzeigeröhre an eine Dekadenzählröhre *Z 572 S* (Der Widerstand R_a wird $330\text{ k}\Omega$, der Widerstand $68\text{ k}\Omega$ wird $90\text{ k}\Omega$. Widerstand R_a und Widerstand $1\text{ M}\Omega$ liegen mit dem oberen Ende an der Anode der *Z 560 M* und nicht an $+U_b$)

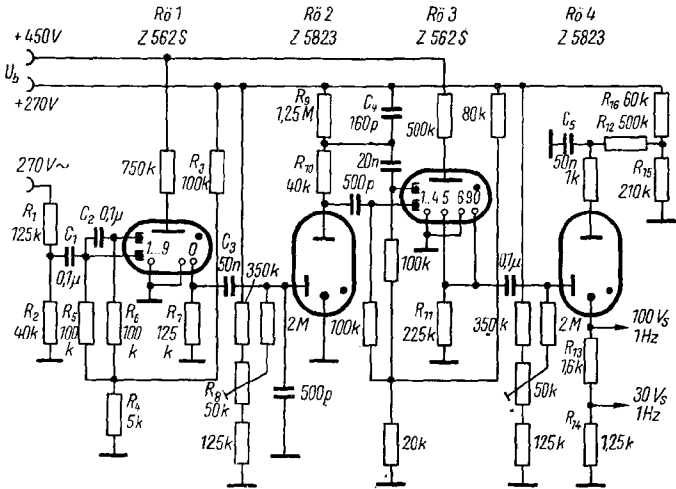


Bild 3 Netzfrequenzuntersetzer mit einer Kaltkathoden-Relaisröhre als Koppelstufe

Für niedere Grenzfrequenzen können als Koppelstufen mit Erfolg Kaltkathoden-Relaisröhren (Bild 3) eingesetzt werden. Über einen Koppelkondensator wird der Fortschaltimpuls dem Starter der Relaisröhre zugeführt. Mit dem Zünden dieser Röhre sinkt das Anodenpotential von der Betriebsspannung auf die Brennspannung der Röhre ab. Der hierbei

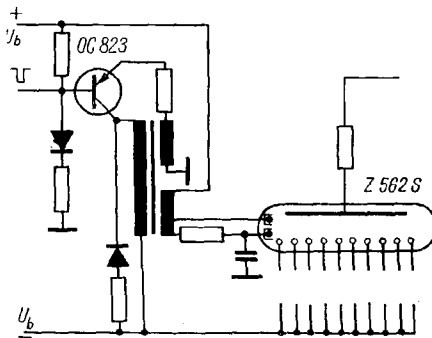


Bild 4 Ansteuerungsprinzip einer Dekadenzählröhre durch Transistor und Sperrschwinger

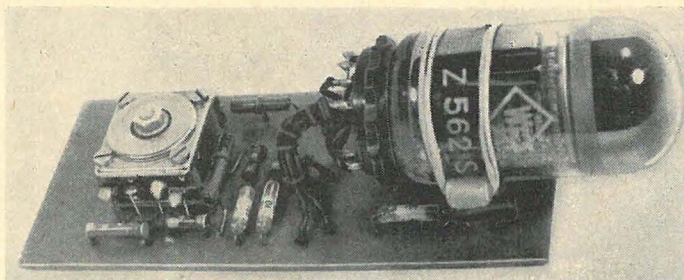


Bild 5 Zähldekade in gedruckter Schaltung

entstehende negative Impuls wird über entsprechende Koppelkondensatoren der einen Hilfskatode direkt, der anderen durch die sich ergebende RC-Kombination zeitlich verzögert zugeführt. Die Koppelstufe verlischt von selbst, da sie als selbstlöschende Kippstufe ausgelegt ist. Entscheidende Bedeutung für diesen Vorgang hat die Kapazität C4.

Stehen Transistoren für hohe Betriebsspannungen zur Verfügung (z. B. ähnlich Typ 2 N 398), so ergeben sich Möglichkeiten analog den Röhrenschaltungen. Mit herkömmlichen Transistoren sind die Dekadenzählröhren durch Sperrschwingerschaltungen oder durch Übertrager ansteuerbar (Bild 4). Ein negativer Impuls öffnet den Transistor und bewirkt am Kollektor einen positiven Impuls, nach dessen Abklingen der Transistor wieder sperrt. Auf der Sekundärseite entsteht dann ein negativer Impuls großer Amplitude, der für die Fortschaltung der Zählröhre ausreicht; auch dabei wieder dient das RC-Glied zur Ableitung des verzögerten zweiten Impulses. Bild 5 zeigt die in der Praxis ausgeführte Dekade in gedruckter Schaltung.

Die Anwendungsmöglichkeiten für Dekadenzählröhren sind weit gespannt; es seien nur einige davon aufgeführt: sowohl *Differenz-* als auch *Vor- und Rückwärtszählung*, *Frequenzteilung* (Bild 3; in der gezeigten Anordnung läßt sich bei 50-Hz-Einspeisung eine Untersetzung 50:1 erreichen, man kann folglich 1-Hz- bzw. 1-s-Impulse entnehmen), *Impulsauswahl für Impulsfolgefrequenzen* usw. Diese Forderungen ergeben sich bei *elektronischen Rechenmaschinen*, *Zählgeräten der Kerntechnik*, *der Medizin*, bei *Sortier- und Abfüllmaschinen*, *Produktionszählern*, *Programmsteuerungen von Fertigungsabläufen* sowie bei *Schweißvorgängen*.

Der Vorteil der vorgestellten Röhren liegt in ihrem kleinen Volumen, in ihrer sofortigen Betriebsbereitschaft durch kalte Katoden sowie in ihrer hohen Lebensdauer und Zuverlässigkeit.

Literatur

Häußler, E., Kaltkathoden-Zählröhren und Anzeigeröhren hoher Zuverlässigkeit für industrielle und kernphysikalische Geräte, „Nachrichtentechnik“, Jg. 12, H. 11/1962, S. 432.

Müller, W., und J. Kullmann, Anwendung von Kaltkathodenröhren in einem Zeitmeßgerät mit digitaler Zeitanzeige, „radio und fernsehen“, Jg. 12, H. 2/1963, S. 59.

Apel, K., Elektronische Zähl-schaltungen, Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart o. J.



Wissenschaftler schätzen die Speicherkapazität des menschlichen Gedächtnisses unterschiedlich ein. Meist wird angegeben, daß der aktivste Teil des Gedächtnisses, auch als operativer Teil bezeichnet, etwa eine Million (10^6) Zellen enthält. Die darin gespeicherten Kenntnisse stehen uns immer zur Verfügung. Ohne Anstrengung erinnert man sich an sie zu jeder beliebigen Zeit.

Der passive Teil des Gedächtnisses hat eine weitaus größere Speicherkapazität. Dafür stehen im Gehirn bis zu 10^{20} (100 Quintillionen) Zellen zur Verfügung. An die hier gespeicherten Kenntnisse können wir uns nicht immer sofort erinnern. In Einzelfällen dauert der Erinnerungsprozeß sehr lange.

NF-Verstärker mit Transistoren

Ing. Klaus K. Streng

Nachdem die „kleinen Bastler“ schon vor Jahren, im Zeitalter der *OC 810* und *OC 811*, den Anfang gemacht haben mit dem Selbstbau von NF-Verstärkern mit Transistoren, folgen nun auch die „seriöseren“ Amateure. Und Verwendung finden Transistoren nicht nur als Lautsprecherverstärker für den Plattenspieler oder als Zusatzendstufe für den Taschenempfänger, sondern auch für das selbstgebaute elektronische Musikinstrument. Derartige Heimorgeln entwickeln sich mehr und mehr zu ausgesprochenen Lieblingsobjekten des Elektronikamateurs. Natürlich sind derartige Geräte mit erträglichem Aufwand nur transistorisiert denkbar, und auch dann nur als Transistor„bergwerke“.

Doch genug der Vorrede.

Der Historie halber sei noch jener einfache Gegentakt-B-Verstärker mit Ausgangstrafo erwähnt, wie er etwa im *Opal* zu finden war (Bild 1). Dieser Verstärker wurde übrigens auf die seit 1965 gängigen Typen

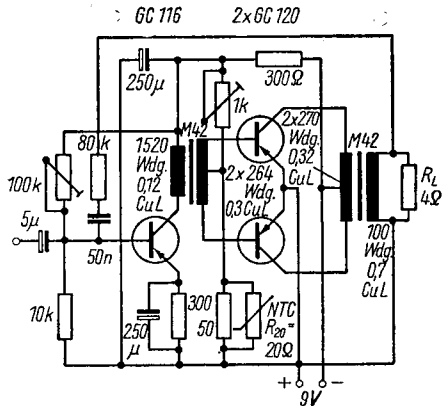


Bild 1
Einfacher NF-Verstärker
kleiner Leistung
(etwa 400mW)
mit Gegentakt-B-Endstufe

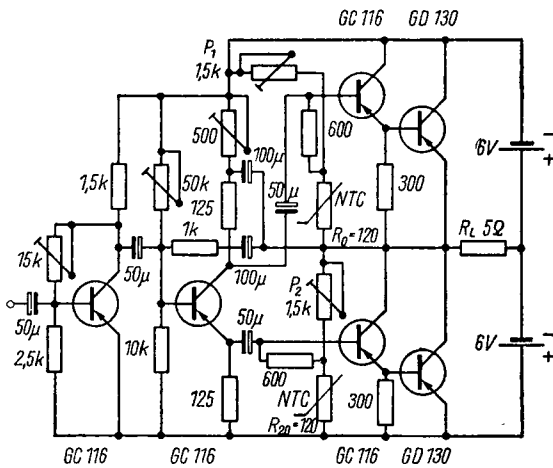


Bild 2 2,5-W-Verstärker mit eisenloser Endstufe
 nach einer Schaltung des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

umgestellt. Trotzdem befriedigt ein derartiger NF-Verstärker die ver-
 wöhnten Ansprüche des modernen Elektronikamateurs nicht mehr. Dazu
 kommt die Sorge um die Beschaffung eines geeigneten Ausgangstrafos,
 der auch noch klein sein soll. Mit etwas Glück gelingt es, den bewährten
 K-31-Trafo zu kaufen. Er verträgt jedoch nur relativ geringe Endstufen-
 leistungen. Aber ach, die Zeit, in der man mit 50 mW zufrieden war, ist
 vorbei! Heute werden „Watts“ verlangt.

Hier bietet sich die eisenlose Endstufe an. Wir finden sie z. B. in dem be-
 kannten Taschenempfänger *Mikki* vom VEB Stern-Radio Berlin, aller-
 dings nur für sehr geringe Leistung. Vom Applikationslabor des VEB
 Halbleiterwerk in Frankfurt/Oder stammt eine Verstärkerschaltung für
 2... 2,5 W Ausgangsleistung, die in Bild 2 zu sehen ist. Sie empfiehlt sich
 für den Nachbau, allerdings mit einigen Einschränkungen: Die angegebene
 Endleistung kann mit beliebigen Exemplaren des Endstufentransistors
 OC 831 bzw. GD 130 meist nicht erzielt werden (es sei denn mit kaum
 erträglichen Verzerrungen). Der Grund liegt in den großen möglichen
 Kennlinienstreuungen der Transistoren. Da Treiber- und Endstufe
 galvanisch miteinander gekoppelt sind, können sich bereits Unsymmetrien
 der Treiberstufe auf die Arbeitspunkte der Endstufentransistoren
 auswirken.

Da läßt sich leicht Abhilfe schaffen. Setzt man für die Endstufentransi-
 storen solche größerer Verlustleistung ein, wie den OC 835 oder den GD 150,

so wird die Endleistung von 2...2,5 W mit Sicherheit erreicht. Diese Lösung bietet einen weiteren Vorteil: Die Endstufentransistoren werden kaum warm. Den Lautsprecher mit einem Schwingenspulenwiderstand von 5Ω (Wechselstromwiderstand) kann man direkt statt des in Bild 2 eingezeichneten Außenwiderstandes R_L anschließen. Pedanten mögen durch Messung feststellen, daß vermutlich ein geringer Gleichstrom durch die Schwingenspule fließt, obwohl die beiden Endstufentransistoren selbstverständlich mit P1 und P2 auf gleiche Ruhestrome (etwa 300 mA) eingestellt wurden. Der Grund dafür liegt wieder in der Kennliniensymmetrie der Transistoren. Aber ein kleiner „Vorstrom“ von etwa 50 mA schadet praktisch nichts und schwächt auch den Lautsprechermagneten kaum.

Doch simple Endverstärker – auch mit eisenloser Endstufe – sind nicht alles, was „elektronische“ Musikliebhaber an Verstärkern benötigen. Mancher hat den Wunsch, sich eine elektronische Nachhallvorrichtung zu bauen; unzählige Briefe an Fachredaktionen beweisen das.

Von den vielen Möglichkeiten zur Erzeugung des Nachhalls auf künstlichem Wege ist wohl die der Wendel- oder Schraubenfeder die einfachste und bekannteste. Diese Möglichkeit wurde von zahlreichen Instituten und Empfängerlaboratorien untersucht. Dabei zeigte sich allerdings, daß derartige Geräte nur dann qualitativ einwandfreie Resultate liefern, wenn sie exakt dimensioniert sind. Besonders die Auswahl der Schraubenfeder ist sehr kritisch.

Bild 3 zeigt den Aufbau einer derartigen Nachhalleinrichtung. Unter der Mitte der Feder sitzt eine niederohmige Schneiddose, wie sie für Schallplattenaufnahmen verwendet wird. In ihrer Beschaffung dürfte die Hauptschwierigkeit liegen. An Stelle eines Schneidstichels (ähnlich einer Schallplattenabspielnadel, jedoch anders geformt und stärker) wird ein möglichst starker Stahldraht eingeklemmt. Er ist auf der anderen Seite mit der Feder verlötet und überträgt auf diese Weise die mechanischen Schwingungen des Ankers der Schneiddose auf die Feder. Er regt diese zu mechanischen Schwingungen an.

An einem Ende der Feder werden die Schwingungen wieder abgenommen und in elektrische Spannungsunterschiede zurückverwandelt. Der Wandler hierfür ist sehr einfach. Das Herzstück bildet ein hochohmiger magnetischer Kopfhörer, bei dem die Membran abgeschraubt wurde.

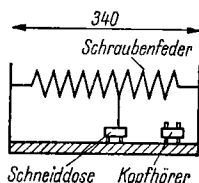


Bild 3
Eine Nachhalleinrichtung mit Schraubenfeder

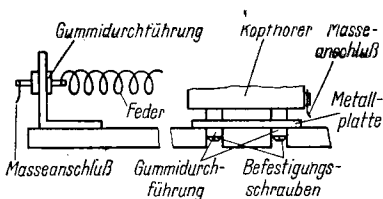


Bild 4
Die Wandler und die Feder
müssen federnd befestigt werden

Er ist so angeordnet, daß die Feder möglichst dicht vor den Polschuhen des Magneten schwingt, ohne sie zu berühren. Dadurch wird das magnetische Feld verändert und eine entsprechende Wechselspannung in den Wicklungen des Kopfhörers induziert. Da aber die Feder nachschwingt, entsteht der Eindruck eines abklingenden Nachhalls, ähnlich wie in einem großen „halligen“ Raum.

Die Wandler müssen möglichst federnd gelagert sein, denn sie sollen ja nicht auf Körperschall ansprechen bzw. keinen verursachen. Es empfiehlt sich, sie – genau wie die Feder – auf weichen Gummipfropfen zu montieren (Bild 4). Die Feder ist selbstverständlich zu erden.

Es wurde schon erwähnt, daß die Feder sehr sorgfältig ausgewählt werden muß. Empfohlen wird eine Schraubenfeder aus Stahldraht von etwa 340 mm Länge und 15 mm Durchmesser. Man hängt sie so auf, daß sie um etwa ein Drittel gestreckt, d.h. leicht gespannt ist. Sie darf – auch beim Schwingen – nirgends die Halterung (zweckmäßig aus Sperrholz) oder gar die Polschuhe des Kopfhörers berühren.

Da die Spannung des Kopfhörers äußerst gering ist, muß die erste Verstärkerstufe, die ihm folgt, sehr rauscharm sein. Empfohlen werden kann hierfür nur ein äußerst rauscharmer Transistor wie etwa der GC 117 bzw. GC 118. Die Schaltung einer rauscharmen Vorverstärkerstufe zeigt Bild 5. Dieser Stufe folgt ein „normaler“ NF-Verstärker entweder mit einer Endstufe – der Nachhall wird dann getrennt abgestrahlt – oder ohne Endstufe mit Einkopplung des Hallanteiles in den gemeinsamen Widergabeverstärker (Bild 6).

Namhafte Rundfunkgerätefirmen bauen Nachhallrichtungen nach dem oben beschriebenen Prinzip in Serie. Das soll jedoch nicht zu der Schlußfolgerung führen, der Selbstbau sei einfach und gelinge auf Anhieb. Eine

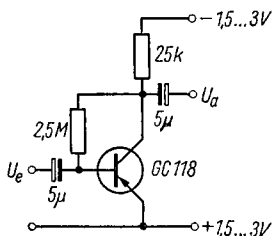
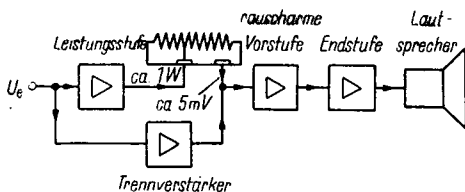


Bild 5
Rauscharmer Vorverstärker
mit dem Transistor GC 118

Bild 6
Blockschaltbild
der NF-Anlage
mit Nachhallenrichtung



gut funktionierende Nachhallenrichtung gehört zu den schwierigsten Selbstbauprojekten. Umfangreiche Justierarbeit ist erforderlich, ehe das Ergebnis befriedigt.

Eine kleine Variante wird viele Leser interessieren: Das Prinzip dieser Nachhallenrichtung läßt sich auch für Elektrogitarren benutzen, allerdings nur bei Stahlsaiten. Wenn diese vor den Polschuhen eines Kopfhörers schwingen, wird ebenfalls eine NF-Spannung in dessen Wicklungen induziert. Sind jedoch Kunststoff- oder Darmsaiten vorhanden, die auf Magnetfelder nicht ansprechen, dann muß zu einer anderen, oft bewährten Lösung gegriffen werden:

Ein piezoelektrisches Tonabnehmersystem wird so im Gitarrenboden angebracht bzw. aufgesetzt, daß eine mechanische Kopplung zwischen Steg und Kristallsystem erfolgt. Damit werden die Schwingungen der Saiten auf das Kristallsystem übertragen und erzeugen in diesem elektrische Wechselfeldungen, die sich leicht beliebig verstärken lassen.

In beiden Fällen – mit elektromagnetischen und piezoelektrischen „Tonabnehmern“ – ist das schwierigste die geeignete mechanische Kopplung zwischen Saiten und System. Sie muß je nach Gitarre und System verschieden erfolgen. Darum können Maßskizze und genaue Bauanleitung nicht gegeben werden. Beide Arten von Tonabnehmern sind möglich.

Sie haben Vor- und Nachteile: Der magnetische Tonabnehmer spricht leicht auf fremde Wechselfelder an, z. B. auf Netztransformatoren und magnetische Spannungsgleichhalter. Er gibt nur eine sehr geringe Spannung ab; deshalb sollte ein Transistorvorverstärker mit möglichst kurzen Leitungen in der Nähe angebracht werden. Die Kopplung zu den Saiten bereitet keine Schwierigkeiten und läßt sich durch Einstellen des Abstandes leicht verändern.

Der piezoelektrische Abnehmer ist gegen magnetische Fremdfelder unempfindlich. Er gibt eine relativ große Spannung ab. Sein Vorverstärker muß einen hochohmigen Eingang haben, auch soll die abgeschirmte Verbindungsleitung zum Vorverstärker möglichst kurz sein, da sonst Höhenverluste auftreten.

Elektrogitarren sollten auf jeden Fall transportabel sein. Es empfiehlt sich ein röhrenbestückter netzgespeicherter Leistungsverstärker oder ein netzgespeicherter transistorisierter Leistungsverstärker. Begründung: Eine

Steckdose ist immer vorhanden; dagegen würden sich die Batterien beim transistorisierten Verstärker infolge der großen Leistung, die sie hergeben müssen (Größenordnung 10 W), zu schnell verbrauchen. Und ein Autoakku ist zu unhandlich und schwer. Es bleibt also nur der Netzbetrieb übrig, und dieser wiederum läßt den röhrenbestückten Endverstärker preisgünstiger erscheinen; Vorverstärker können transistorisiert sein. Obwohl Schukosteckdosen unbedingt zu empfehlen und meist auch vorhanden sind, wird es bei Kristalltonabnehmern unter Umständen notwendig sein, von einer Zentralheizung eine Erdleitung an den Verstärker anzuschließen (Vermeidung von Brummen).

Wichtig ist schnelle Montagemöglichkeit bei hoher Betriebssicherheit. Aus diesem Grunde sollten die Leitungen zum Netz und zu den Lautsprechern sowie die zu dem Tonabnehmer in einwandfreiem Zustand gehalten werden und mit unverwechselbaren Steckern versehen sein. Dieser Hinweis ist angebracht, weil immer wieder viel Ärger durch provisorische Leitungen, Verbindungen mit Wackelkontakt und durch verwechselte Stecker entsteht. Mitglieder von Kapellen (erfahrene Musiker, jedoch oft völlig uneingeweiht in die „Mysterien“ der Elektronik) reagieren mitunter auf ein Versagen der Technik ebenso hilflos wie unliebenswürdig.

Soll der Verstärker für die Elektrogitarre gleichzeitig als Lautsprecherverstärker für Ansagen benutzt werden, so empfiehlt sich ein Kristallmikrofon mit einer Impedanzwandlerstufe. Bild 7 zeigt die Schaltung einer solchen Impedanzwandlerstufe. Sie ist so klein, daß der Verstärker mit Babyzelle zur Stromversorgung meist im Mikrofongehäuse untergebracht werden kann. Durch seinen niederohmigen Ausgang ist die Verbindungsleitung zum Endverstärker völlig unkritisch, obwohl sie abgeschirmt sein muß.

Mikrofon und Gitarrentonabnehmer haben sowohl getrennte Verstärkereingänge als auch getrennte Lautstärkereglер. Bei dieser anscheinend selbstverständlichen Forderung wird mancher lächeln. Nun, wir sahen eine Anlage, in der Mikrofon und Tonabnehmer einfach parallel auf dem einzigen Verstärkereingang lagen. „Es gibt immer Ärger mit der Technik“, versicherte der Leiter der Combo treuherzig, der, zu seiner Entlastung sei's gesagt, Nicht-Techniker war. „Was das schlimmste ist: Entweder kommt die Gitarre zu laut oder die Ansage zu leise!“

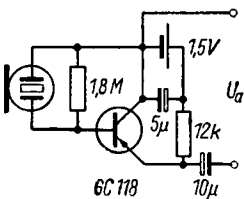


Bild 7
Impedanzwandlerstufe für Kristallmikrofone

Der ständige Fortschritt in der Halbleitertechnik und in der allgemeinen Bauelementetechnik bringt am Rande der zahlreichen aufsehenerregenden Neuentwicklungen, Bauelemente und Verfahren auch immer wieder interessante Schaltungsneuheiten, die oftmals in der Vielzahl der Publikationen zu Unrecht „untergehen“. Einige davon, die auch für den Amateur als Information oder für den Nachbau von Interesse sind, sollen hier vorgestellt werden.

Transverterschaltung

Daß man Gegentakttransverter nicht nur nach den inzwischen auch dem Amateur geläufigen Standardschaltungen aufbauen kann, beweist ein sowjetischer Vorschlag (nach G. Gowor in *Radio*, H. 10, 1965). Bild 1 zeigt die Schaltung dieses Gegentakt-Rechteckgenerators, bei dem zunächst das Fehlen einer gesonderten Rückkopplungswicklung und der Basisspannungsteiler-Widerstände auffällt. Die Rückkopplung erfolgt in diesem Fall von der Kollektorwicklung über Zenerdioden. Vorteile dieser Schaltung sind weitgehend konstante und lastunabhängige Ausgangsspannung sowie sehr gute Rechteckform der am Ausgang abgegebenen Schwingung. Dadurch werden die Umschaltverluste in den Transistoren T1 und T2 merklich verringert. Zugleich läßt sich dadurch das bei üblichen Gegen-

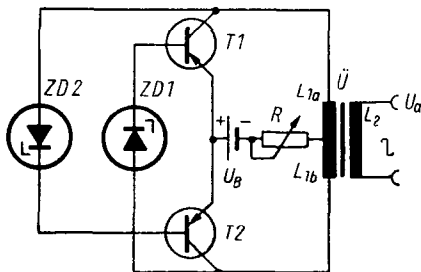


Bild 1
Rechteckgenerator
mit Zenerdiodenrückkopplung

takttransvertern oft auftretende, die Transistoren unter Umständen gefährdende Überspringen im Umschaltmoment vermeiden, das sonst mit besonderen Schaltmitteln unterdrückt werden müßte. Man kann die Transistoren mit dieser Schaltung bis zu ihren Grenzwerten ($I_{C\max}$ und $U_{CE\max}$) betreiben. Die Ausgangsspannung ist bei konstantem (oder fehlendem) Widerstand R in beträchtlichen Grenzen lastunabhängig. Mit dem Widerstand R können Frequenz und Ausgangsspannung geregelt werden. In der Originalveröffentlichung wird diese Schaltung als Rechteck-Impulsgenerator empfohlen. Für T_1 und T_2 sind in diesem Fall 150-mW-Transistoren (*GC 121* o.ä.) zu verwenden: U_B kann 12 bis 14 V betragen, wenn für den Übertrager \ddot{U} beispielsweise der Ausgangsübertrager *K21* oder *K31* benutzt wird. R beträgt dann etwa 500Ω . Die Spannung der Zenerdiode *ZD1* und *ZD2* soll gleich sein und etwa 2 bis 3 V unter der Betriebsspannung U_B liegen, im genannten Beispiel also bei 9 bis 12 V.

Diese Schaltung erprobte der Verfasser als Leistungstransverter. Als Übertrager \ddot{U} wurde ein vorhandener Röhren-Heiztransformator mit 2 in Serie geschalteten 6-V-Wicklungen benutzt (*L1a*, *L1b*); die ursprüngliche Primärwicklung (Netzwicklung) diente als *L2*. Für T_1 , T_2 fanden Transistoren *GD 160* Verwendung, für *ZD1*, *ZD2* wurden Leistungs-zenerdioden mit $U_Z = 10$ V (auf Übereinstimmung ausgesucht) benutzt; U_B betrug 12 V. Es zeigte sich, daß nicht übereinstimmende Zenerspannungen sowie auch größere Datendifferenzen beider Transistoren zu verformter Rechteckkurve und merklich erhöhten Umschaltverlusten in den Transistoren führten. R wurde zwischen 2 und 10Ω variiert und damit die Transverterausgangsspannung (an *L2*) auf 120 V eingestellt. Die Stromaufnahme betrug dabei etwa 1 A, eine Erwärmung der ohne Kühlblech montierten Transistoren trat nicht auf. Die Ausgangsspannung blieb bei Leistungsentnahmen zwischen 0 und 4,8 W auf wenige Volt konstant. Nachteilig bei der Anwendung als Leistungstransverter ist der schlechte Gesamtwirkungsgrad, da die am Ausgang nicht benötigte Leistung sowie ein beträchtlicher zusätzlicher Leistungsanteil als Verlustleistung an den Zenerdioden auftreten, die deshalb mit Kühlflächen versehen werden mußten. Vorteilhaft dagegen gerade für den Amateur ist, daß man vorhandene Transformatoren benutzen kann. Es ist lediglich bei der Ersteinstellung von R zu beachten, daß die Maximalverlustleistung der Zenerdioden oder der Transistoren nicht überschritten wird. Bei geeignet dimensioniertem Übertrager kann R ganz entfallen.

Zählrohrschaltung für Strahlungsindikator

Für die Erzeugung hoher Spannungen bei geringer Stromentnahme hat sich die Eintakt-Sperrwandlerschaltung eingebürgert. Ihr besonderes Merkmal besteht darin, daß die Ausgangsspannung nicht konstant bleibt,

sondern, da die abgegebene Leistung konstant ist, von der Ausgangslast abhängt. Bild 2 zeigt eine vom Verfasser entwickelte Schaltung für einen Strahlungsindikator mit Geiger-Müller-Zählrohr. Derartige Indikatoren werden zur Kontrolle auf radioaktive Strahlung benutzt und spielen außer in Forschung und Wissenschaft vor allem in der Militärtechnik eine wesentliche Rolle.

Zählrohre benötigen eine Betriebsspannung von 400 bis 800 V (abhängig vom Zählrohrtyp) bei praktisch minimalem Leistungsbedarf (Größenordnung μW). Für tragbare Handgeräte kann diese Spannung mit Hilfe eines Sperrwandlers erzeugt werden. Der Sperrwandler der Schaltung in Bild 2 ist für eine Batteriespannung von 4,5 V ausgelegt (Flachbatterie; kleinere Batterieformen haben wegen der durch Zählrohr ZR und Hörkapsel H weitgehend vorgegebenen Gehäusegröße wenig Sinn). L1 ist die Primärwicklung und L2 die Rückkopplungswicklung. Die Hochspannungswicklung L3 wurde zwecks bequemerer Herstellung (geringere Windungszahl) mit L1 in Serie geschaltet, so daß sich die an L1 auftretende Spannungsspitze zur Hochspannung addiert. Dadurch werden immerhin etwa 20 V für die Zählrohrspannung zusätzlich gewonnen. Die Hochspannung wird mittels Siliziumdiode D1 gleichgerichtet und steht am Ladekondensator C1 zur Verfügung. Bekanntlich dürfen Sperrwandler nicht ohne Last betrieben werden (Gefährdung des Transistors!); andernfalls ist eine Ausgangsspannungsbegrenzung erforderlich. Diese wird hier erreicht durch eine Zenerdiode ZD, die der Rückkopplungswicklung L2 parallel liegt und die die im Abschaltmoment des Transistors auftretende

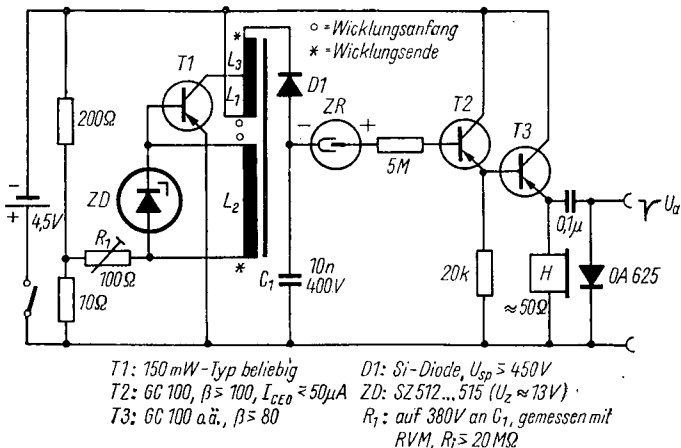


Bild 2 Geiger-Müller-Strahlungsindikator mit Sperrwandler

Spannungsspitze begrenzt. Dadurch ist sowohl eine Stabilisierung der Ausgangsspannung (Zählrohrspannung) als auch ihre weitgehende Unabhängigkeit von nachlassender Batteriespannung gewährleistet. Die Zenerspannung von ZD hängt ab von den Übertragerdaten. Im Mustergerät fand ein Ferritschalenkern (VEB Keramische Werke Hermsdorf, Manifer 153, A -Wert 425) Verwendung, auf dem L1 mit 50 Wdg., 0,12-mm-CuL, L2 mit 20 Wdg., 0,12-mm-CuL, L3 mit 1500 Wdg., 0,08-mm-CuL, aufgebracht wurden. Für ZD benutzte der Verfasser eine Zenerdiode *SZ 512*, für T1 einen beliebigen 150-mW-NF-Transistor (im Versuchsmuster ein Bastlertransistor). Mit R1 stellt man die Zählrohrspannung auf den vorgeschriebenen Sollwert ein. Die gezeigte Stabilisationsschaltung mit Zenerdiode ist gegenüber einer konventionellen Betriebsspannungsstabilisation (Zenerdiode mit Vorwiderstand in der Speiseleitung) ökonomischer; außerdem erübrigt sich dadurch ein besonderer Schutz gegen ausgangsseitigen Leerlauf oder geringe Schwankungen der Ausgangslast. Die Schaltung kann in dieser Form auch bei ähnlichen Sperrwandleranwendungen benutzt werden. Die Schwingfrequenz lag beim Versuchsmuster bei etwa 20 kHz und somit oberhalb des Hörbereichs, so daß bei der praktischen Anwendung keine störenden Pfeifgeräusche auftraten.

Als Zählrohr wurde beim Mustergerät ein sowjetisches Fabrikat *CTC 1* benutzt, das mit 380 V Betriebsspannung auskommt. Das Zählrohr gibt Ausgangsimpulse mit bereits ausreichend hoher Spannung ab, muß aber hochohmig abgeschlossen werden. Deshalb arbeiten die nachfolgenden 2 NF-Stufen in Kollektorschaltung, und zwar (da es sich um negative Impulse handelt) ohne Basisvorspannung. In der Hörkapsel H werden dann die von den registrierten Strahlungsteilchen ausgelösten Impulse als deutliche Knackgeräusche hörbar. Zählrohr und Hörkapsel sind im Mustergerät fest eingebaut, wobei eine normale Posthörkapsel (aus einem Telefonhandapparat) die Lösung mit dem geringsten Aufwand darstellt. Parallel dazu kann der Impuls bei U_n abgenommen und einem Impulszählgerät zugeführt werden, so daß auch die numerische Erfassung der Zählrate möglich ist. Durch die Diode am Ausgang werden Fehlzählungen vermieden, die durch Impulsrückflanke oder durch von H verursachtes Überschwingen entstehen können. Das Mustergerät gestattete in dieser Form bereits den Nachweis der geringen radioaktiven Strahlung eines Armbanduhr-Leuchtzifferblatts in etwa 10 cm Entfernung vom Zählrohr.

Zündschaltung für Vakublitzlampen

Eine originelle Anwendung des Sperrwandlerprinzips (ausgehend von einem Siemens-Vorschlag) bezieht sich auf die Kondensatorzündeinrichtung für fotografische Vakublitzlampen. Diese Lampen werden bekannt-

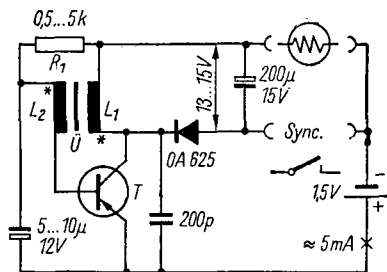


Bild 3
 Miniatursperrwandler
 für Vakublitzlampenzündung

T: beliebiger NF-Typ 25...100mW
 *: Wicklungsanfang
 R₁: je nach Transistor

lich gezündet, indem ein ausreichend kräftiger (durch Kondensatorentladung gewonnener) Stromimpuls das Zünddrähtchen der Lampe zum Verglühen und damit die Magnesiumfüllung zur Entzündung bringt. Um mit praktisch anwendbaren Kondensatorkapazitäten auszukommen (Größenordnung 200 µF), wird dafür meist eine Ladespannung um 20 V und für diesen Zweck die vielen Fotoamateuren unbequeme, kostspielige und unökonomische 22,5-V-„Hörbatterie“ benutzt. Mit der Schaltung nach Bild 3 läßt sich diese Ladespannung in einfacher Weise mittels Transverter aus einer 1,5-V-Batterie erzeugen. Hierfür reicht bereits die Rückschlagspannung an der Transverterprimärwicklung aus, so daß eine besondere Sekundärwicklung entfällt. Die am Kollektor stehende Rückschlagspannung wird mit der Diode OA 625 gleichgerichtet und lädt den Zündkondensator 200 µF auf 13 bis 15 V auf. Die Zündung der Vakublitzlampe V erfolgt durch Verbinden der mit dem Kamerakontakt verbundenen Synchronbuchsen „Sync“. Eingeschaltet wird der Transverter durch Einsetzen der Vakublitzlampe in ihre Fassung, so daß ein besonderer Einschalter entfällt. Der Übertrager Ü ist wenig kritisch. Zur weiteren Vereinfachung trägt es bei, daß L1 und L2 gleiche Windungszahl haben, so daß beide Wicklungen zugleich aufgebracht werden können. Bei Verwendung der Miniaturschalenkerne 11 mm × 6 mm (VEB Keramische Werke Hermsdorf, Manifer 163, A_T-Wert 500) ergeben sich für L1 und L2 je etwa 50 Wdg., 0,12-mm-CuL. Wird für die Stromquelle ein Knopfzellenakku 1,2 V/50 mAh (VEB Grubenlampenwerk Zwickau) benutzt, so kann man die gesamte Schaltung (mit Ausnahme des bereits in der 22,5-V-Kondensatorzündeinrichtung vorhandenen 200-µF-Elkos) im Volumen ebenso kleinhalten wie die handelsübliche 22,5-V-Hörbatterie und an ihrer Stelle einsetzen. Da die Knopfzelle aufladbar ist und nur während der Zeit vom Einsetzen der Vakublitzlampe bis zu deren Zündung mit etwa 5 mA belastet wird, ergibt sich insgesamt ein sehr ökonomischer

Betrieb. Etwa 3 s nach Einsetzen der Vakublitzlampe ist die Einrichtung zündbereit. Benutzt man für T einen „Bastlertyp“ und wickelt man Ü selbst, so kostet diese Einrichtung insgesamt weniger als 2 Stück 22,5-V-Batterien. Die Anschaffung amortisiert sich also sehr bald.

Elektronischer Kleinthermostat

Sind sehr kleine Volumen (z. B. kleiner Schwingquarz, Bezugstemperatur für Thermoelement) auf konstanter Temperatur zu halten, so eignen sich die bekannten Thermostatschaltungen mit Temperaturkontrollautomatik und durch Relais geschaltetem Heizwiderstand nur wenig, weil die Wärmeträgheit des Heizers dann meist größer ist als die des zu beheizenden Objekts oder Volumens. Eine stetige (gleitende) Regelung dürfte in solchen Fällen vorteilhafter sein. Eine originelle Lösung, die auf einen Siemens-Vorschlag zurückgeht, zeigt Bild 4. Bei dieser Schaltung wird die Verlustwärme eines Transistors T2 unmittelbar als Heizwärme ausgenutzt und kontinuierlich geregelt. Ein Netztransformator stellt über getrennte 12-V-Wicklungen die Betriebsspannungen für die Transistor-schaltung und für die Temperaturmeßbrücke bereit. Für D2...D9 können auch Selengleichrichter benutzt werden. Heißleiter HL, R1 und die beiden 3-k Ω -Widerstände bilden eine Brückenschaltung. HL wird mit T2 und dem auf konstanter Temperatur zu haltenden Objekt in guten thermischen Kontakt gebracht (auf Alu-Blech nebeneinander montieren und gegen die Außenluft thermisch isolieren), so daß diese Bauelemente stets gleiche Temperatur haben. Steigt diese, so sinkt der Widerstand von HL, womit T1 weiter durchgesteuert und T2 zunehmend zugeregelt wird. Dadurch sinkt die von T2 erzeugte Verlustwärme ab. Das Ganze spielt sich auf einen thermischen Gleichgewichtszustand bei der mit R1 einzustellenden Solltemperatur ein. Die von T2 aufgebrauchte Wärmeleistung

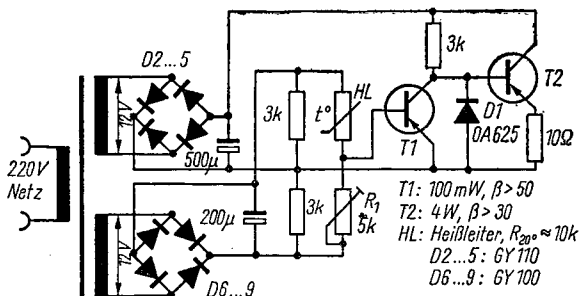


Bild 4 Elektronischer Kleinthermostat mit kontinuierlicher Regelung

(wenig über 1 W) reicht für derartige Kleinthermostate völlig aus. Damit im Anheizmoment nicht der maximal zulässige Kollektorstrom von T2 überschritten wird, muß man dessen Kollektorstrom mit D1 (diese in Durchlaßrichtung betriebene Diode begrenzt die Basisspannung an T2 auf etwa 1 V) auf maximal etwa 100 bis 120 mA beschränken, wozu der Spannungsabfall am Emitterwiderstand von T2 beiträgt. Bei einer Solltemperatur von 50°C und zweckmäßigem Aufbau des Thermostats hält diese Einrichtung die Temperatur auf weniger als $\pm 0,3^\circ\text{C}$ konstant. Für T1 und T2 lassen sich preiswerte Bastlertransistoren mit den in Bild 4 angegebenen Daten verwenden. HL ist ein kleiner Kompensationsheißleiter (VEB Keramische Werke Hermsdorf) mit einem Nennwiderstand (bei 20°C) von etwa 10 k Ω .

Sägezahnimpulsgenerator nach dem Schmitt-Trigger-Prinzip

Für bestimmte oszillografische Untersuchungen, insbesondere in der NF-Technik und zur elektronischen Klangerzeugung, werden sägezahnförmige Schwingungen benötigt. Nach einer von Müller/Ilmer in *radio und fernsehen*, H. 18/1965, gegebenen Anregung lassen sich Sägezahn-schwingungen relativ einfach mit Hilfe der dem Amateur sonst als Schwellwertschalter bekannten Schmitt-Trigger-Schaltung erzeugen. Man nutzt dabei die Tatsache aus, daß sich der Eingangswiderstand der Triggerschaltung je nach ihrem Schaltzustand ändert. Bild 5 zeigt die Schaltung des Sägezahn-generators. Bei gesperrtem T1 ist der Eingangswiderstand der Schaltung relativ hoch, und Kondensator C wird über den Basisspannteiler 300 k Ω /100 k Ω allmählich aufgeladen, bis T1 öffnet und T2 schließt. Der Basisstrombedarf von T1 führt nunmehr zur Entladung von C, bis der Schwellwert des Triggers wieder unterschritten wird. Dann sperrt T1 wieder und bedingt dadurch erneutes Aufladen von C.

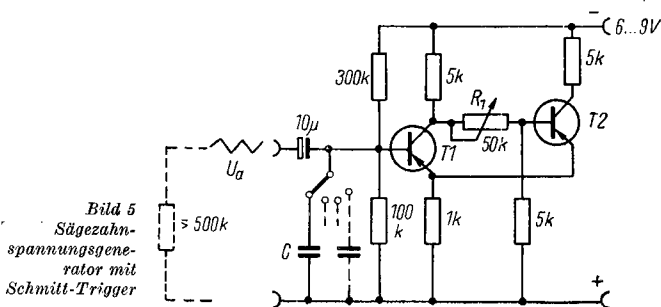


Bild 5
Sägezahn-
spannungsgene-
rator mit
Schmitt-Trigger

Die Spannung an C pendelt also ständig zwischen den beiden Schwellwerten des Triggers (für Öffnung bzw. Sperrung von T1). Bei zweckmäßiger Dimensionierung des Triggers kann an C deshalb eine Sägezahnspannung mit ausreichend linearem Verlauf abgenommen werden. Die Frequenz der Schwingung ist durch die Größe von C und durch den Eingangswiderstand des Triggers in seinen beiden Schaltzuständen gegeben. Bei umschaltbarem C (wie in Bild 5 angedeutet) läßt sich mit C-Werten zwischen 1 nF und 0,5 μ F eine Frequenz von 20 kHz bis 30 Hz, also der gesamte NF-Bereich, überstreichen. Mit R1 kann eine Feinregelung der Frequenz erfolgen, außerdem ist damit das Impuls-Tastverhältnis (und somit die Steilheit der Vorder- und Rückflanke des Sägezahns) etwa im Bereich 2 : 1... 1 : 1... 1 : 2 regelbar. Die Sägezahnspannung kann bei U_a abgenommen werden; dieser Ausgang muß jedoch hochohmig (mindestens 500 k Ω) abgeschlossen sein. Gegebenenfalls wird man diesem Ausgang eine Impedanzwandlerstufe (Transistor in Kollektorschaltung) in bekannter Schaltungstechnik nachsetzen müssen, um einen niedrigeren Ausgangswiderstand zu erreichen.

Transistorfernsprechmikrofon

Dem großen Vorteil des bekannten Fernsprech-Kohlemikrofons, seinem sehr geringen Preis, stehen die bekannten Nachteile gegenüber, wie hohe Störgeräusche (Prasseln), Schüttelempfindlichkeit und die Notwendigkeit annähernd senkrechter Betriebslage. Für viele Zwecke, bei denen gute und sichere Sprachverständlichkeit sowie hohe Zuverlässigkeit in beliebiger Betriebslage wesentlichlicher als die Aufwandsfrage sind, bewährt sich ein dynamisches oder magnetisches Mikrofon besser. Moderne Feldfernsprecher sind deshalb bereits mit dynamischen Mikrofonen und – wegen ihrer geringeren Spannungsabgabe – mit Transistorverstärkern ausgerüstet. Schwieriger wird das Problem, wenn ein vorhandener Fernsprecher mit Kohlemikrofon umgestellt oder ein für andere Nachrichtenzwecke benutztes Kohlemikrofon nachträglich durch ein magnetisches Mikrofon ersetzt werden soll. Bild 6 zeigt ein Transistormikrofon, das bei Verwendung moderner Kleinbauteile komplett in der Gehäusekapsel eines normalen Fernsprech-Kohlemikrofons unterzubringen ist und demzufolge als komplette Kapsel ebenso wie das Kohlemikrofon in den Handapparat eingesetzt werden kann. Es muß zu diesem Zweck „von außen gesehen“ etwa gleiche elektrische Anschlußwerte haben wie ein Kohlemikrofon. Schaltungstechnisch bedeutet das: hier kann keine getrennte Zuführung der Speisespannung und Abnahme der NF-Spannung erfolgen, da das Transistormikrofon nur 2 Anschlußpole aufweisen darf. Da außerdem der vorgegebene Raum sehr knapp ist, muß man mit möglichst wenig Bauelementen auskommen.

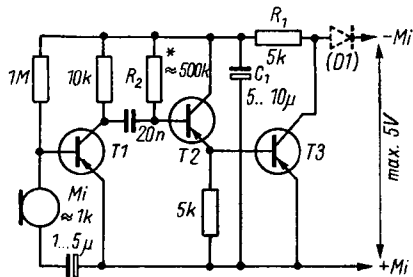


Bild 6

Transistorfernsprechmikrofon

T1, T2: GC 100, $\beta \approx 40 \dots 50$, $I_{CEO} \leq 50 \mu A$
 T3: GC 127, $\beta \approx 100$
 R2 auf 20 mA Gesamt-Stromaufnahme
 bei $U_{Mi} = 5V$ (D1 OA 720)

Als Mikrofon Mi wird eine magnetische Kleinkapsel (wie in den Hörhilfegeräten H 30) Typ MM 7256 vom VEB Funkwerk Köllda benutzt, die in der Mitte der Gehäusekapsel eines zerlegten Fernsprech-Kohlemikrofons Platz findet. Rund um sie werden die übrigen Bauelemente, mit Isolierzwischenlagen eng gepackt, untergebracht. Die erste Stufe mit T1 arbeitet in bekannter Emitterschaltung; sie ist auf geringen Strombedarf dimensioniert (T1 und T2 sollen reststromarme Exemplare sein, wobei aus Platzgründen der GC 100 – OC 870, LA 30 – im kleinen TO-18-Gehäuse gewählt wird). Eine Temperaturstabilisierung erübrigt sich. T2 arbeitet als Impedanzwandler und „Treiber“ für den „Modulatortransistor“ T3, der in diesem Fall vergleichsweise die Funktion des „veränderlichen Widerstands“ der Kohlegrießfüllung im Originalmikrofon hat und den Mikrofonstrom moduliert. Die Anschlüsse „-Mi“ und „+Mi“ entsprechen den Originalanschlüssen des Kohlemikrofons. Die Mikrofonspannung wird gleichzeitig zur Speisung der Vorstufen benutzt. Um Rückwirkungen der Mikrofonstrommodulation auf T1 und T2 zu vermeiden, erfolgt Siebung mit R1 und C1. T3 muß ein 100-mW-Typ (aus Platzgründen Bauform TO 18) sein, dessen Kollektorstrom bei einer – nicht zu überschreitenden – Speisespannung von 5 V mit R2 auf 20 mA festgelegt wird. Das Mikrofon ist dann mit Spannungen zwischen 3 bis 5 V und bei Umgebungstemperaturen bis etwa 45°C benutzbar. Das Mikrofon hat (an Stelle eines Kohlemikrofons eingesetzt) die gleiche bis merklich höhere Empfindlichkeit, bessere Klangqualität und zeigt keinerlei Störgeräusche. Gegenüber dem Kohlemikrofon hat es den Nachteil, bei falsch gepolter Betriebsspannung nicht zu arbeiten; außerdem kann dabei unter Umständen T3 über seinen 5-k Ω -Basiswiderstand überlastet werden, falls nicht in der äußeren Anlagenschaltung eine Strombegrenzung gegeben ist. Aber auch das läßt sich (wenn man mit falsch gepolter Speise-

spannung rechnen muß, etwa bei älteren Feldtelefonen) durch Einfügen der Diode D1 vermeiden.

Es sei besonders darauf hingewiesen, daß das Einsetzen dieses Transistormikrofons an Stelle der üblichen Fernsprech-Kohlemikrofone in Anlagen der Deutschen Post, insbesondere also in die Handapparate des öffentlichen Fernsprechnetzes, einen unerlaubten Eingriff in die Fernmeldeanlage im Sinne des Fernmeldegesetzes darstellt und daher nicht ohne ausdrückliche Genehmigung der zuständigen technischen Dienststellen der Deutschen Post gestattet ist. Für den Amateur bleibt die Anwendung dieses Mikrofons deshalb auf private oder organisationseigene (z. B. GST-eigene) nichtöffentliche Fernsprechanlagen beschränkt.

In zunehmendem Maße benutzt auch der Amateur npn-Transistoren (vorwiegend noch aus ČSSR-Importen). Vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder liegen seit einiger Zeit Muster vor, die dem Amateur bald ebenfalls in größerem Umfang zugänglich sein werden. Die drei folgenden Schaltbeispiele sollen deshalb einige der vielfältigen Möglichkeiten andeuten, die sich aus der Kombination von npn-Transistoren mit den dem Amateur geläufigen pnp-Transistoren ergeben.

Eisenloser NF-Verstärker mit Komplementärtransistoren

Eisenlose Verstärker mit npn/pnp-Transistor-Kombinationen wurden in der Fachliteratur in den vergangenen Jahren relativ oft beschrieben. Das gezeigte Beispiel (nach einer Siemens-Veröffentlichung) ermöglicht einen extrem kleinen Aufbau. In üblichen Schaltungen eisenloser Verstärker sind stets eine Anzahl größerer Kapazitäten enthalten, die einen besonders kleinen Aufbau verhindern. Demgegenüber kann der in Bild 7 gezeigte Verstärker bei Verwendung moderner Kleinbauteile so kompakt aufgebaut werden, daß sein Gesamtvolumen das einer Streichholzschachtel kaum übersteigt. Der Verstärker, zur Schallplattenwiedergabe bestimmt, enthält die dafür notwendige Frequenzgangentzerrung. Eine weitere Besonderheit ist sein hochohmiger Eingang (Eingangswiderstand etwa $1\text{ M}\Omega$!), der den unmittelbaren Anschluß eines Kristalltonabnehmers gestattet. Der für eine Betriebsspannung von 9 V ausgelegte Verstärker gibt maximal 0,5 W ab, was bei Verwendung eines guten Lautsprechers für hochwertige Schallplattenwiedergabe im Heim völlig ausreicht. Die Transistoren T1, T3 und T4 sind pnp-NF-Typen (T1, T3 für 100 mW, T4 für 400 mW, entsprechende Transistoren werden vom VEB Halbleiterwerk unter der Typenbezeichnung *GC 300* und *GC 301* herausgebracht) mit mittleren Stromverstärkungswerten (um $\beta = 50$), T2 und T5 sind npn-Typen (T5 mindestens 400 mW, z. B. HWF-Typen *SF 111... SF 114*

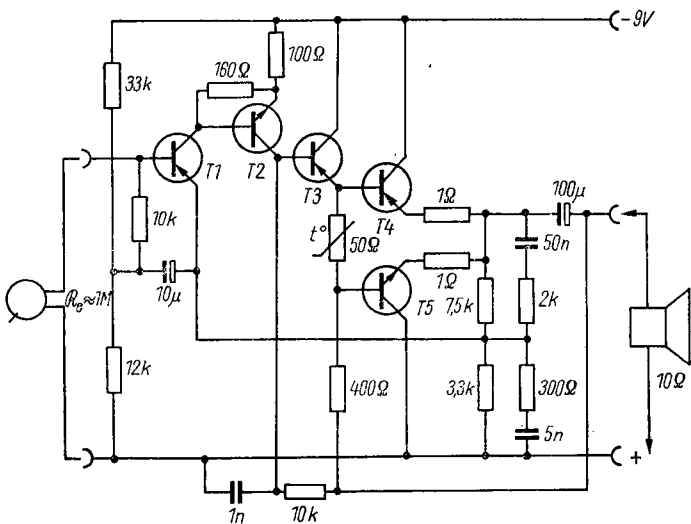


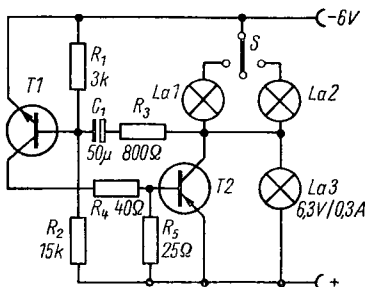
Bild 7 Eisenloser NF-Verstärker mit Komplementärtransistoren für Schallplattenwiedergabe mit Kristalltonabnehmer

oder datenähnliche Importtransistoren). Die Originalveröffentlichung gibt für T1 den AC 151, für T3, T4 den AC 152 und für T2 den AC 127 an. Wie Versuche mit Austauschtypen verschiedener Art zeigten, läßt sich der Klirrfaktor bei 0,5 W Ausgangsleistung mit ausgesuchten Transistoren (Paarung für T4, T5) unter 2 Prozent halten, bleibt jedoch auch bei nicht besonders auf Übereinstimmung ausgesuchten Exemplaren unter 10 Prozent. Das ist außer durch die vom Ausgang auf T1 und T2 zurückgeführten Gegenkopplungswege auch durch die Emitterwiderstände von T4 und T5 bedingt. Die vom Ausgang über RC-Netzwerke zurückgeführten Gegenkopplungen bewirken außerdem die Frequenzgangzerrung für die Schallplattenwiedergabe mit Kristalltonabnehmer. Vom Emitter T1 ist über den 10- μ F-Elko eine Mitkopplung zum Eingang vorhanden, die den Eingangswiderstand auf den erforderlichen Wert erhöht. Alle Stufen sind galvanisch gekoppelt, wobei über den mit der Gegenkopplung „hochgelegten“ Emitter von T1 nicht nur die erforderlichen Potentialverhältnisse geschaffen werden, sondern auch für alle Stufen eine wirksame Temperaturstabilisierung erreicht wird. Auf den Kompensationsheißbleiter sollte man trotzdem nicht verzichten. Ersatzweise kann dafür ein 100- Ω -Heißbleiter mit parallelgeschaltetem 100- Ω -Festwiderstand benutzt werden.

Eine Arbeitspunkteinstellung erübrigt sich, wenn man für alle Transistoren Exemplare mit mittleren β -Werten (um 50) verwendet. Die galvanische Kopplung aller Stufen erfordert lediglich noch einen platzraubenden 100- μ F-Elko im Ausgang, wodurch der gedrängte Aufbau erst ermöglicht wird. Die Schaltung ist für eine Lautsprecherimpedanz von 10 Ω ausgelegt.

Blinklichtgeber mit Komplementärmultivibrator

Insbesondere für die Anwendung im Kraftfahrzeug haben die bisher bekannten Blinkerschaltungen mit Transistoren einige Nachteile. Zunächst ist ihre Ausgangsspannung nicht genau rechteckförmig, was zu erhöhten Transistorverlustleistungen führt, die bei den starken zu schaltenden Lampenströmen nicht mehr zu vernachlässigen sind. Meist wird aus schaltungstechnischen Gründen der vereinfachte Multivibrator mit nur einem Elko benutzt, wobei wegen des nur 1polig schaltenden Fahrtrichtungsschalters oft der Ruhestrom des Lastwiderstands der ersten Stufe stört, der ständig unter Spannung bleibt. Diese Nachteile können bei Verwendung eines Komplementärmultivibrators vermieden werden. Die in Bild 8 gezeigte Schaltung geht auf eine Veröffentlichung von *Schreiber* (in *Funktechnik* H. 19/1965) zurück. Dieser Multivibrator liefert eine nahezu rechteckförmige Ausgangsspannung, so daß sich die Umschaltverluste in T2 verringern und für die Transistoren keine Kühlmaßnahmen notwendig sind. Für T2 wird ein pnp-4-W-Transistor (*GD 160* o. ä., $\beta = 35$ bis 50) benutzt, für T1 ein npn-Transistor mit mindestens 150 mW Verlustleistung und einem $\beta = 40$ bis 90. Im Ruhezustand (Schalter S in Mittelstellung „Aus“) ist Transistor T2 stromlos, der Ruhestromverbrauch von T1 beträgt nur wenige Milliampere. La 1 und La 2 sind die beiderseitigen Fahrtrichtungsanzeiger und werden in üblicher Weise mit Schalter S



T1: npn-Typ, $P_V \geq 150 \text{ mW}$, $I_{C_{max}} \leq 150 \text{ mA}$, $\beta = 40 \dots 90$
 T2: pnp-Typ, $P_V \approx 4 \text{ W}$, $I_{C_{max}} \approx 2 \text{ A}$, $\beta \approx 35 \dots 50$ (z. B. GD 160)
 La1, La2: 6V, 4W

Bild 8
 Komplementärmultivibrator
 für Kfz.-Blinklichtgeber

Ipolig angeschaltet. Kennzeichnend für den Komplementärmultivibrator ist, daß beide Transistoren nicht wie üblich abwechselnd, sondern stets zugleich leiten bzw. gesperrt sind. Im Sperrzustand leuchtet die Kontrolllampe La3 auf, und zwar über La1 oder La2, wodurch diese Lampe etwas vorgeheizt und ihr Widerstand auf mehr als das Doppelte des Kaltwerts erhöht wird. Dadurch verringert sich der Einschaltstromstoß für T2 wesentlich.

Mit den Werten aus Bild 8 ergeben sich etwa 80 Blinkimpulse je Minute. Höherer Wert für C1 verringert die Blinkfrequenz und umgekehrt. Das Tastverhältnis (Hell- zu Dunkelzeit) läßt sich in gewissen Grenzen durch Ändern von R3 variieren. Die Schaltung kann auch für 12 V dimensioniert werden. Dann sind R2, R3 und R4 etwa zu verdoppeln und entsprechende Lampen zu verwenden, wobei man für La1 und La2 die doppelte Lampenleistung ansetzen kann. Der Wert von C1 wird dann halbiert. Da La1 bzw. La2 den Arbeitswiderstand für T2 bildet, kann der Multivibrator, und somit auch die Kontrolllampe La3, bei ihrem Ausfall nicht arbeiten. La3 erfüllt daher auch die vorgeschriebene Kontrollfunktion auf Ausfall der Blinklampen.

Taktgeber mit Komplementärmultivibrator

Taktzeitgeber mit Transistoren werden vom Amateur bereits für die verschiedenartigsten Zwecke eingesetzt. Besonders dann, wenn kurze Signale oder Schaltvorgänge mit längeren Zwischenpausen verlangt werden, ist der Ruhestromverbrauch des Taktgebers in der Pausenzeit oft sehr störend, weil er die Batterie unnötig erschöpft. Die Vorteile eines Komplementärmultivibrators mit Silizium-npn-Transistor zeigen sich besonders deutlich am folgenden Beispiel. Der hier in seiner Anwendung als Pflanzenbeet-Feuchtekontrollleur gezeigte Taktgeber ist nicht nur wegen seiner originellen Verwendung, sondern auch deshalb interessant, weil er zusätzlich zwei Möglichkeiten zur Beeinflussung derartiger Schaltungsfunktionen andeutet. Das Prinzip geht auf eine Veröffentlichung in der *Funktechnik*, H. 18/1965, zurück. Die Aufgabe besteht darin, den Erdboden eines Beetes, Blumentopfs o.ä. auf Feuchte zu kontrollieren und bei Unterschreiten des notwendigen Feuchtegehalts Warnzeichen zu geben. In solchen Fällen ist sparsamer Ruhestromverbrauch im Normalzustand besonders wesentlich. Bild 9 zeigt die Schaltung.

Der Widerstand R_e tritt zwischen 2 in den Erdboden gesteckten Elektroden (rostfreier Stahl oder Graphitstifte) auf. Solange R_e kleiner als etwa 100 k Ω ist, sind beide Transistoren gesperrt, Relais Rel ist abgefallen, und der Ruhestromverbrauch des gesamten Geräts beträgt weniger als 10 μ A. Eine 4,5-V-Taschenlampenbatterie reicht demzufolge für wenigstens 6 Monate Betriebszeit aus. Bei austrocknendem Erdboden steigt R_e über 100 k Ω , und über R1 sowie über einen Fotowiderstand FW (der zunächst

nicht vorhanden sei, er kann gegebenenfalls entfallen) wird der Silizium-npn-Transistor T1 (für den sich jeder Kleinleistungstyp mit $\beta \approx 30$ bis 90 eignet) geöffnet. Der Multivibrator beginnt zu arbeiten, wobei jeweils beide Transistoren zugleich geöffnet oder gesperrt sind. Die Sperrzeit hängt außer von C1 hauptsächlich von R1 ab. Da Siliziumtransistoren extrem geringe Restströme haben, kann R1 mehrere Megohm betragen. Mit den angegebenen Werten wird eine Sperrzeit von etwa 10 bis 15 s erreicht. Die Impulsdauer (Öffnungszeit beider Transistoren) hängt weitgehend von R3 ab und beträgt hier weniger als 1 s. Relais Rel zieht daher alle 10 bis 15 s einmal kurz an. Sein nicht gezeichneter Kontakt kann in diesen Abständen ein beliebiges optisches oder akustisches Signal auslösen (in der Originalveröffentlichung wird an Stelle Rel ein elektromagnetischer Klopfzeichengeber benutzt). Tatsächlich verbraucht also die Schaltung nur bei Überschreiten des Auslösewertes für R_e und auch dann nur während der kurzen Impulsmomente nennenswerten Strom (knapp 10 mA). Das Filterglied R5/C2 in der Elektrodenzuleitung hat lediglich die Aufgabe, unerwünschte Auslösungen durch in die Zuleitung induzierte Störimpulse fremder Herkunft zu vermeiden.

Wie Bild 9 zeigt, kann in Serie mit R1 zusätzlich ein Fotowiderstand FW (Typ CdS 8 vom VEB Carl Zeiss Jena o. ä.) eingeschaltet werden. Er verhindert einen nutzlosen Betrieb der Warnvorrichtung während der Nachtzeit. Da er nur sehr geringen Strom (Größenordnung $1 \mu\text{A}$) zu steuern hat, genügt bereits sehr schwache Beleuchtung, um das Gerät betriebsbereit zu machen.

Diese Schaltung läßt sich weitgehend variieren. Wird z. B. auf R_e und R5 verzichtet und werden an Stelle FW Elektroden angeschlossen, so genügt zwischen diesen bereits ein Übergangswiderstand von mehreren Megohm zur Auslösung der Impulse.

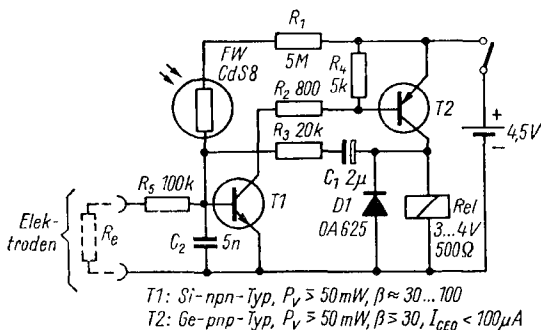


Bild 9 Komplementärmultivibrator als Taktzeitgeber mit großem Tastverhältnis und extrem geringem Ruhestrombedarf

Berühmte Stechmücken

(aus „Unterhaltsame Elektronik“)

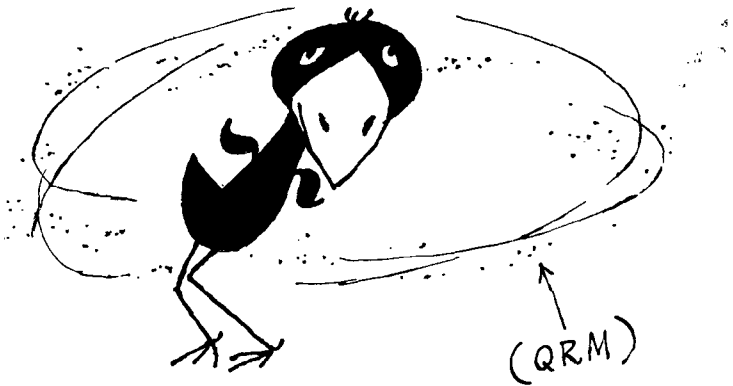
Relativ wenig Lebewesen unseres Planeten können sich rühmen, in der Funkliteratur genannt zu werden. Zu ihnen gehört die Fledermaus, die das lebende Beispiel einer Funkmeßanlage darstellt, zu ihnen gehören auch die Mücken.

Wieso gerade die Mücken!? Sie machen sich uns durch ein bestimmtes Geräusch bemerkbar, dessen Tonhöhe und Schallstärke an der Grenze der vom Menschen noch wahrnehmbaren Frequenzen und an dem entsprechenden Lautstärkepegel liegen. Das ist auch der Grund, warum verschiedene Tabellen der Akustik mit dem Mückengeräusch beginnen oder enden. Welche Zahlen kennzeichnen das Mückengeräusch? — Der Schall, den wir als Mückengeräusch bezeichnen, rührt von den Flügelbewegungen dieses Insektes her. Die Frequenz schwankt im Bereich zwischen 12 und 16 kHz. Das sind bereits die Grenzfrequenzen für das menschliche Ohr. Nicht alle Menschen können sie noch wahrnehmen. So hört der Mensch in den Kinderjahren weitaus höhere Frequenzen als im Alter.

Die Schalleistung der Mücke beträgt etwa $5 \cdot 10^{-4} \text{ erg/cm} \cdot \text{s}^2$. Entspricht $1 \text{ erg/cm} \cdot \text{s}^2 = 10^{-7} \text{ W/cm} \cdot \text{s}^2$, so beträgt die von der Mücke erzeugte Schalleistung

$$5 \cdot 10^{-4} \cdot 10^{-7} = 5 \cdot 10^{-11} \text{ W/cm} \cdot \text{s}^2.$$

Diese Leistung ist 20-Milliarden-mal kleiner als die Leistung einer Glühlampe für die Taschenlampe.



Unser Ohr nimmt bei weitem nicht die gesamte Schallenergie auf, die von der Mücke ausgeht. Experimente haben gezeigt, daß Menschen mit gutem Gehör Mücken noch in 2 m Entfernung hören. Die erzeugte Schallenergie der Mücke verteilt sich in diesem Fall auf eine Sphäre mit einem Durchmesser von 2 m und einer Fläche von $5 \cdot 10^5 \text{ cm}^2$. Die Schalleistung, die auf einen Quadratzentimeter der Sphärenoberfläche entfällt (1 cm^2 beträgt die Eingangsfäche des menschlichen Ohres) liegt bei insgesamt $25 \cdot 10^{-16} \text{ W}$.

Das menschliche Ohr ist sehr empfindlich, am empfindlichsten für Frequenzen um 2300 Hz. Die Hörschwelle für diese Frequenzen liegt bei $10^{-10} \text{ } \mu\text{W/cm}^2$. Das entspricht einem Schalldruck von $2 \cdot 10^{-4} \text{ } \mu\text{bar}$. Die Verschiebung der Luftteilchen bei der Lautstärke an der Hörschwelle beträgt 10^{-8} mm , d. h. weniger als der Querschnitt eines Atoms.

Die schwingenden Luftteilchen geben ihre Energie an das Trommelfell des Ohres ab. Das Trommelfell schwingt daraufhin mit fast der gleichen Amplitude. Die ultramikroskopischen Amplituden reichen aus, den Hörnerve anzuregen und das Empfinden des Schalles auszulösen.

Ungeachtet der kleinen Amplituden, mit denen die Luftteilchen schwingen, ist auch die Schwingbewegung der bewegten Luftmasse relativ klein. Wenn man in 1 m Abstand noch das Geräusch einer Mücke wahrnimmt, so schwingt in diesem Fall eine Luftmasse von etwa 44 kg.



Mücken ergreifen die Flucht, wenn der Ultraschallschrei insektenjagender Fledermäuse ertönt. Prof. Frings, Universität Honolulu/Hawaii, nützt dieses Phänomen mit Hilfe eines Transistorgerätes zur Mückenbekämpfung aus.

Allgemeines

Leistungstransistoren werden in Endstufen verwendet. Sie haben die Aufgabe, Batterieleistung in Sprechleistung umzuformen. Dabei ist es unvermeidlich, daß eine bestimmte Verlustleistung entsteht, die in Form von Wärme abgeführt werden muß.

Leistungstransistoren werden deshalb stets mit einem Kühlblech versehen. Die Größe des Kühlbleches bestimmt die maximal zulässige Verlustleistung! Die oft noch in Katalogen angegebene Verlustleistung bei einer konstanten Gehäusetemperatur von 45°C ist als Nennverlustleistung unter idealen Kühlbedingungen anzusehen. Sie kann in der Praxis um so weniger erreicht werden, je kleiner der innere Wärmewiderstand R_{tbi} des Transistors ist [1]. In der Tabelle am Ende des Artikels sind die Wärmewiderstände R_{tha} verschiedener Kühlblechgrößen zusammengestellt [2]. Die Angaben gelten für blanke, senkrechtstehende Bleche aus Aluminium. Bei waagerechter Anordnung ist wegen der dann geringeren Luftströmung (Konvektion) und Wärmeabfuhr eine um 30 bis 40 Prozent größere Blechfläche vorzusehen. Die laut Tabelle mit der Fläche ansteigende Blechstärke bewirkt, daß das Temperaturgefälle zwischen der Mitte, in der der Transistor montiert werden sollte, und dem Rand nicht zu groß wird.

Die maximal zulässige Verlustleistung $P_{v \max}$ für eine bestimmte Kühlblechgröße beträgt:

$$P_{v \max} = \frac{\vartheta_{j \max} - \vartheta_a}{R_{tbi} + R_{tha}} ;$$

darin bedeutet

$\vartheta_{j \max}$ = maximale Sperrschichttemperatur (bei Germaniumtransistoren 75 bis 90°C, bei Siliziumtransistoren bei 150 bis 200°C), sie ist im Datenblatt angegeben;

ϑ_a = maximal vorkommende Geräteinnentemperatur; sie wird meistens mit 45°C angesetzt;

R_{thi} = innerer Wärmewiderstand des Transistors; er wird im Datenblatt angegeben;

R_{tha} = Wärmewiderstand des Kühlbleches.

Bei einer einfachen A-Endstufe, die mit einer Kollektorspannung U_0 und einem Ruhestrom I_0 betrieben wird, ist die Verlustleistung P_0 :

$$P_0 = U_0 \cdot I_0$$

(also genauso wie bei Elektronenröhren [3]). P_0 muß stets gleich oder kleiner sein als P_{vmax} . Der optimale Lastwiderstand R_{Lopt} , aus dem sich unter Berücksichtigung des Schwingspulenwiderstandes das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers ergibt, wird [3] [5]:

$$R_{Lopt} \approx \frac{U_0}{I_0}.$$

Die mit einer A-Endstufe erreichbare Sprechleistung P_{\sim} ist [5]:

$$P_{\sim} \approx 0,45 \div 0,5 U_0 \cdot I_0.$$

Bei der Aussteuerung des Transistors um den durch U_0 und I_0 bestimmten Arbeitspunkt können infolge des Übertragers augenblicksweise die doppelte Batteriespannung und der doppelte Kollektorruhestrom auftreten. Die maximal zulässige Kollektorspannung U_{CEmax} des Transistors muß daher sein:

$$U_{CEmax} \geq 2 U_0.$$

Für den maximal zulässigen Kollektorscheitelstrom \hat{I}_{cmax} des Transistors gilt:

$$\hat{I}_{cmax} \geq 2 I_0.$$

Diese für den Praktiker wichtigen Angaben über A-Endstufen wurden gebracht, weil sich diese in letzter Zeit bei netzbetriebenen Empfängern einbürgert haben. Endstufen mit Transistoren, die aus Batterien gespeist werden, arbeiten jedoch meistens im B-Betrieb [3] [4]. Dabei wird stets die Gegentaktschaltung angewendet. Im Ruhezustand fließt nur ein geringer Ruhestrom. Wenn wir uns eine Aussteuerung mit Sinustönen vorstellen, dann wird der eine Transistor durch die positive, der andere Transistor durch die negative Halbwelle angesteuert. Die Stromaufnahme aus der Batterie paßt sich der abgegebenen Sprechleistung an. Das gilt auch für die Verlustleistung. Diese durchläuft bei 63prozentiger Aussteuerung, sofern man der Übersicht halber nur die Sinusaussteuerung betrachtet, ein Maximum [3] [5]. Als höchste Verlustleistung eines Transistors in B-Endstufen müssen wir ansetzen [3] [5]:

$$P_0 = \frac{U_0^2}{\pi^2 \cdot R_L}.$$

P_0 muß ebenso wie bei A-Endstufen stets kleiner sein als die sich aus den Kühlblechabmessungen usw. ergebende Leistung $P_{vH,max}$. R_L ist hier der im Kollektorkreis des Einzeltransistors wirksame Lastwiderstand. Auch bei einer B-Endstufe gilt:

$$U_{cB,max} \geq 2 U_0.$$

Ferner muß der in den Kollektorkreis eines Transistors hineintransformierte Lastwiderstand R_L so gewählt werden, daß der maximal zulässige Kollektorscheitelstrom $\hat{I}_{c,max}$ bei Vollaussteuerung nicht überschritten wird:

$$R_L = \frac{U_0}{\hat{I}_{c,max}}.$$

Die Sprechleistung einer Gegentakt-B-Endstufe ist

$$P_{\sim} \approx 0,45 \div 0,5 U_0 \cdot \hat{I}_{c,max}$$

oder

$$P_{\sim} \approx 0,45 \div 0,5 \frac{U_0^2}{R_L}.$$

Soviel an prinzipiellen Angaben über Transistoren in Endstufen. Die Berechnung der Übertrager gehört nicht zum Thema. Es sei auf die gängige Literatur verwiesen [4] [6]. Wenden wir uns nun praktischen Beispielen zu!

A-Endstufe

Eine A-Endstufe wird man vor allem dann anwenden, wenn der Verstärker aus einem Netzgerät betrieben wird. In Bild 1 ist ein Schaltungsbeispiel gezeigt. Die Endstufe gibt eine Sprechleistung von etwa 4 W ab.

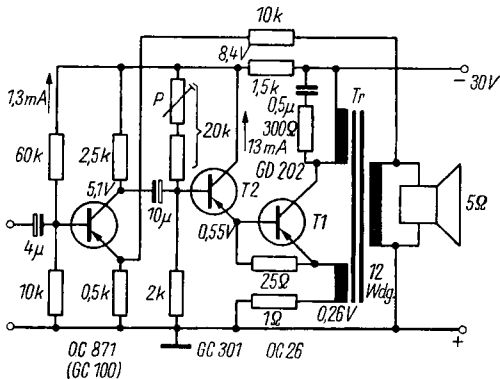


Bild 1
Transistorverstärker
mit A-Endstufe

Die Verlustleistung muß also 8 W betragen. Bei Verwendung eines Valvo-Transistors OC 26 ($R_{\text{thj}} = 1,8 \text{ grd/W}$, $\vartheta_{\text{max}} = 85^\circ\text{C}$) und einer höchsten Umgebungstemperatur von 35°C ist ein äußerer Wärmewiderstand von 4 grd/W erforderlich. Laut Tabelle benötigt man dann ein Kühlblech von $140 \text{ mm} \times 140 \text{ mm} \times 3 \text{ mm}$. Benutzen wir einen Transistor vom Typ GD 220 ($R_{\text{thj}} = 2 \text{ grd/W}$, $\vartheta_{\text{max}} = 75^\circ\text{C}$), dann darf der äußere Wärmewiderstand nur 3 grd/W groß werden. Wir müssen entsprechend Tabelle S. 88 das Kühlblech auf die Maße $16 \text{ cm} \times 16 \text{ cm}$ vergrößern.

Die Spannung am Siebkondensator des Netzteiles wurde zu 30 V gewählt. Der Kollektorruhestrom beträgt 260 mA. Wir kommen dann im Netzteil mit Kondensatoren von $100 \mu\text{F}$ aus. Der optimale Lastwiderstand muß 110Ω groß werden. Bei einer Nennimpedanz der Lautsprecherspule von 5Ω ergibt sich für den Ausgangsübertrager ein Übersetzungsverhältnis von $\ddot{u} = 4,5$. Es wurde ein EI/60-Kern mit 0,5-mm-Luftspalt benutzt. Als Primärwicklung wurden 480 Wdg., 0,4-mm-CuL-Draht, aufgebracht. Die Sekundärseite erhielt 106 Wdg., 0,8-mm-CuL-Draht. Die zusätzliche Gegenkopplungswicklung besteht aus 12 Wdg., CuL-Draht von 0,4 mm Stärke.

Zur Schaltung ist folgendes zu sagen: Der Endstufentransistor ist mit dem Treibertransistor direkt gekoppelt; der letztere arbeitet in Kollektorschaltung. Er wird auf demselben Kühlblech montiert wie der Endstufentransistor. Den Kollektorstrom der Endstufe T1 stellt man mit dem Basisspannungsteiler des Treibertransistors T2 (Trimpotentiometer P) auf den Sollwert ein. Die Ansteuerung des Endstufentransistors aus dem Emitterkreis des Treibertransistors heraus (Spannungssteuerung) ergibt eine gewisse Heraufsetzung der oberen Grenzfrequenz. Zwei Gegenkopplungswege, der eine über eine besondere Gegenkopplungswicklung (12 Wdg.) auf den Emitterkreis des Treibers, der andere von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers auf die Vorstufe wirkend, sorgen für hinreichende Verzerrungsfreiheit und einen ausgeglichenen Frequenzgang.

Der Verstärker gibt bei einem Klirrfaktor von 10 Prozent eine Ausgangsleistung von 3,8 W ab. Zur Vollaussteuerung ist am Eingang eine Tonfrequenzspannung von $U_{\text{eff}} = 0,5 \text{ V}$ erforderlich. Der Eingangswiderstand liegt bei $5 \text{ k}\Omega$. Der Klirrfaktor bleibt bis zum Erreichen der Aussteuerungsgrenze sehr klein und steigt dann schnell auf 10 Prozent an, eine Erscheinung, die man stets bei stark gegengekoppelten Verstärkern beobachtet. Die obere Grenzfrequenz – für Transistorverstärker charakteristisch! – ist von der Aussteuerung abhängig. Es ergaben sich bei einer Ausgangsspannung von 4 V – 10 kHz, von 2 V – 16,5 kHz und von 1 V – 18,6 kHz.

Hinzuweisen wäre noch auf das RC-Glied, das parallel zur Primärseite des Ausgangsübertragers liegt und bei keinem Transistorverstärker mit Ausgangstransformator fehlen sollte. Es verhindert schädliche Auswir-

kungen der mit der Frequenz ansteigenden Lautsprecherimpedanz und verringert beim versehentlichen Einschalten des Verstärkers ohne angeschlossenen Lautsprecher die Gefahr, daß der Endstufentransistor beschädigt wird.

Eisenlose A-Endstufe ohne Gegendaktansteuerung

Besonders einfache und zweckmäßige A-Endstufen ohne Ausgangstransformator lassen sich in Brückenschaltung aufbauen [5] [7] [8]. Bild 2 zeigt ein leicht realisierbares Schaltbeispiel. Das Wesentliche an dieser Schaltung ist, daß der Ausgangswechselstrom von T3 über den Widerstand R_K fließt und den Transistor T4 gegenphasig mitsteuert. Ähnliche Schaltungsvarianten sind bei Elektronenröhren angewendet worden [9]. Durch den Lastwiderstand fließt die Summe aus dem Kollektorstrom von T3 und dem Emitterstrom von T4, also angenähert der doppelte Strom. Die Batteriespannung U_0 verteilt sich je zur Hälfte auf T3 und T4. Der optimale Lastwiderstand zum Erreichen der höchsten Ausgangsleistung wird daher in diesem Fall:

$$R_{Lopt} = \frac{0,5 U_0}{2 I_0} = \frac{1}{4} \cdot \frac{U_0}{I_0}.$$

Bei einer Batteriespannung von 15 V wird ein Kollektorstrom von 0,54 A eingestellt. In jedem der beiden Endstufentransistoren entsteht dann eine Verlustleistung von etwa 4 W. Wenn wir von den Daten des Transistors GD 200 ausgehen ($R_{thl} = 2 \text{ grd/W}$, $\vartheta_{j n ax} = 75^\circ\text{C}$), kommen wir bei einer

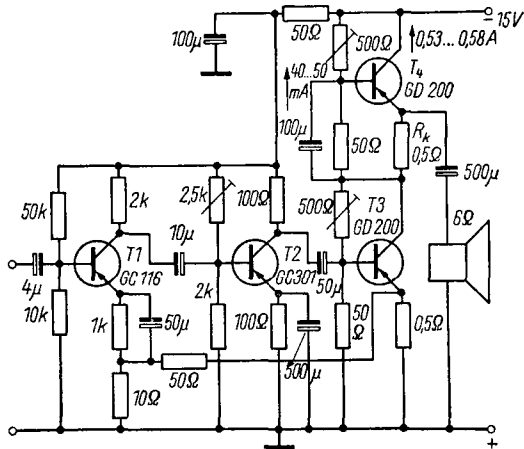


Bild 2
Transistor-
verstärker
mit eisenloser
A-Endstufe

Umgebungstemperatur von 45°C zu einem äußeren Wärmewiderstand von $5,5 \text{ grd/W}$. Jedes der beiden Kühlbleche muß daher nach Tabelle S. 88 eine Größe von $12 \text{ cm} \times 12 \text{ cm}$ haben.

Mit dem Verstärker nach Bild 2 konnte bei einem Klirrfaktor von 8 Prozent eine Ausgangsleistung von 4 W erzielt werden [8]. Die untere Grenzfrequenz liegt bei 40 Hz, die obere bei 10,5 kHz. Zur Vollaussteuerung sind am Eingang des Verstärkers 40 bis 50 mV erforderlich. Der Eingangswiderstand beträgt $5 \text{ k}\Omega$.

Ein besonderer Vorteil der Schaltung nach Bild 2 besteht darin, daß die beiden Transistoren der Endstufe durchaus nicht paarig zu sein brauchen. Unterschiede in den Stromverstärkungsfaktoren lassen sich durch geringfügige Veränderung von R_K ausgleichen. Daß kein Ausgangstransformator erforderlich ist, wird der Amateur besonders begrüßen.

Gegentakt-B-Endstufe

Eine leistungsfähige Endstufe für Batteriebetrieb stellt Bild 3 dar [10]. Das Übersetzungsverhältnis des Ausgangsübertragers ist so gewählt, daß im Kollektorkreis eines jeden Transistors ein Lastwiderstand von 23Ω wirksam wird. Bei der kritischen 63prozentigen Aussteuerung mit Sinustönen tritt dann maximal eine Verlustleistung von 350 mW auf. Bei den thermischen Daten des Transistors *GC 301* ($\theta_{j\text{max}} = 75^{\circ}\text{C}$, $R_{\text{thi}} = 60 \text{ grd/W}$) und einer Umgebungstemperatur von 45°C darf der äußere Wärmewiderstand 26 grd/W betragen. Wir müssen also ein Kühlblech $5,5 \text{ cm} \times 5,5 \text{ cm}$ wählen.

Der Treibertrafo hat folgende Wickeldaten:

Kern M30, D1-Blech;

primär — 2000 Wdg., 0,1-mm-CuL-Draht;

sekundär — 2×224 Wdg., 0,2-mm-CuL-Draht, bifilar gewickelt.

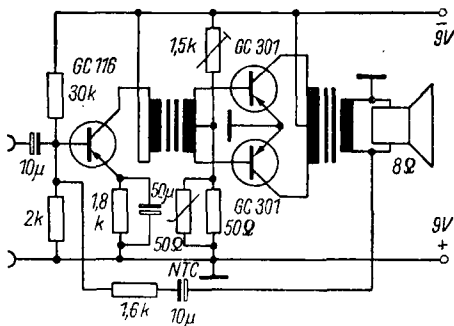


Bild 3
Gegentakt-B-Verstärker
mit Transistoren

Für den Ausgangstransformator verwenden wir einen M42/15-Kern, ebenfalls aus D1-Blechen geschichtet:

primär — 2×100 Wdg., 0,5-mm-CuL-Draht, biflar gewickelt;

sekundär — 57 Wdg., 1,0-mm-CuL-Draht (für 8- Ω -Schwingspulen) oder 40 Wdg., 1,0-mm-CuL-Draht (für 4- Ω -Schwingspulen).

Bei einer Batteriespannung von 9 V, die am besten durch die Reihenschaltung von 2 Taschenlampenbatterien gewonnen wird, gibt die Endstufe eine Ausgangsleistung von 1,3 bis 1,4 W ab. Die untere Grenzfrequenz lag bei 110 Hz [10]. Infolge einer Streuresonanz, die durch das Zusammenwirken der Streuinduktivität des Treibertransformators mit der Eingangskapazität der Endstufentransistoren entsteht, wurde eine obere Grenzfrequenz von 40 kHz gemessen. Der Ruhestrom der Endstufentransistoren wurde auf 5 bis 6 mA eingestellt. Die beiden Transistoren GC 301 müssen den üblichen Pärchenbedingungen entsprechen.

B-Endstufe mit Komplementärtransistoren

Gegentaktverstärker ohne Übertrager kann man aufbauen, wenn sowohl npn- als auch pnp-Transistoren zur Verfügung stehen, deren Stromverstärkungsfaktoren im Aussteuerbereich um höchstens ± 20 bis 25 Prozent abweichen [11]. In Bild 4 ist eine für Taschenempfänger geeignete Schaltung dargestellt. Es wird ein Lautsprecher mit einer Impedanz von 100 Ω benötigt.

Die Wirkung der Schaltung ist höchst einfach. Die Treiberstufe arbeitet als normale Verstärkerstufe. Die positiven Halbwellen ihrer Kollektorspannung werden von dem nachfolgenden npn-Transistor verstärkt, während die negativen Halbwellen den pnp-Transistor der Endstufe ansteuern. Wie man aus Bild 4 leicht erkennt, arbeitet die komplementäre

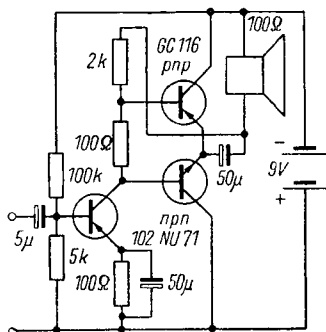


Bild 4
Transistorverstärker
mit komplementärer Endstufe

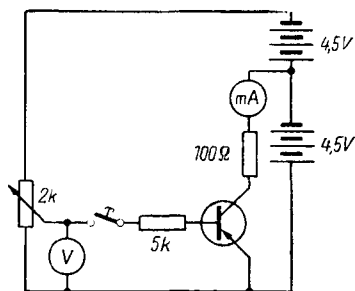


Bild 5
 Einfache Schaltung zum Aussortieren von Transistorpaaren.
 Es wird ein Kollektorstrom von 35 mA eingestellt.
 Die am Voltmeter V eingestellte Spannung soll bei den zu einem Paar gehörigen Transistoren höchstens im Verhältnis 1 : 1,4 bis 1 : 1,5 abweichen.
 Beim Messen von npn-Transistoren sind Batterien und Meßwerk umzupolen!

Endstufe in Kollektorschaltung. Sie ist daher stark gegengekoppelt. Deshalb sind die Anforderungen an die Übereinstimmung der Transistor-kennlinien nicht sonderlich hoch.

ČSSR-Transistoren vom Typ 102 NU 71 (npn) lassen sich in der angegebenen Schaltung gut mit Transistoren des Typs GC 115 kombinieren. Es genügt, in einer Schaltung nach Bild 5 den Basisstrom zu ermitteln, der einen Kollektorstrom von 35 mA erzeugt. Abweichungen von ± 20 bis 25 Prozent sind bedeutungslos.

Die Schaltung nach Bild 4 gibt bei Vollaussteuerung eine Ausgangsleistung von 90 mW ab. Bei 63prozentiger Aussteuerung mit einem Sinuston tritt in jedem Transistor nur eine Verlustleistung von 25 bis 30 mW auf. Kühlbleche sind in diesem Fall nicht erforderlich. Der Ruhe-

Tabelle der Kühlblechgrößen

Alu-Kühlblech		Wärmewiderstand R_{tha}
Maße in cm	Stärke in mm	in grd/W
4 × 4	2	50
5 × 5	2	32
6 × 6	2	22
7 × 7	2	16
8 × 8	2	12
9 × 9	2	10
10 × 10	2,5	8
11 × 11	2,5	6,5
12 × 12	2,5	5,5
14 × 14	3	4,1
16 × 16	3	3,1
18 × 18	3	2,5
20 × 20	3	2,0
25 × 25	6	1,4
30 × 30	12	0,9

strom der Endstufe, der sich bei der angegebenen Dimensionierung einstellt, liegt bei 1 mA. Die Treiberstufe nimmt etwa 2 mA auf. Zur Vollaussteuerung ist am Eingang eine Spannung von rund 50 mV erforderlich. Da insbesondere für den Anfänger alle Theorie „grau“ ist, wurde in diesem Beitrag besonderer Wert auf praktisch realisierbare Anwendungsbeispiele gelegt. Die vorangestellten allgemeinen Ausführungen sollen dem Verständnis dienen. Nichts ist – auch in der Amateurelektronik – so verwerflich wie Basteln und Probieren ohne Sinn und Verstand! Der Verfasser hofft, daß recht viele Leser durch praktische Anwendung zu einem eingehenden Studium der Materie an Hand des ausführlichen Literaturverzeichnisses angeregt werden.

Literatur

- [1] *Bottke*, Was können Leistungstransistoren „leisten“?, „radio und fernsehen“, Jg. 12, H. 17/1963, S. 533.
- [2] *Friedberg*, Dimensionierung der Kühlflächen von Leistungstransistoren, „Radioschau“, H. 6/1961, S. 228-230.
- [3] *Rothe, Kleen*, Elektronenröhren als End- und Sendeverstärker, Akademische Verlagsgesellschaft, Leipzig.
- [4] *Otto, Müller*, Flächentransistoren, Fachbuchverlag 1960, Leipzig, und Verlag Technik, Berlin.
- [5] *Shea*, Transistortechnik, Verlag Technik, Berlin.
- [6] *Pitsch*, Hilfsbuch für die Funktechnik, Geest und Portig, Leipzig.
- [7] *Bottke*, Eisenlose A-Endstufe mit Transistoren ohne Gegentaktansteuerung, „radio und fernsehen“, Jg. 14, H. 16/1965.
- [8] *Rubbert*, NF-Verstärker mit eisenloser Endstufe, „radio und fernsehen“, Jg. 14, H. 21/1962.
- [9] *Rathmann*, Probleme der eisenlosen Endstufe, „radio und fernsehen“, Jg. 11, H. 24/1962, und Jg. 12, H. 1 und 2/1963.
- [10] *Höringer*, Der Transistor GC 301 in NF-Leistungsendstufen, „radio und fernsehen“, Jg. 13, H. 20/1964.
- [11] *Bottke*, Komplementäre Transistoren für Endstufen, „radio und fernsehen“, Jg. 14, H. 14/1965.

Bis jetzt besteht noch keine Einigkeit darüber, welche Anzahl Informationen der Mensch in der Sekunde verarbeiten kann. Kybernetiker und Psychologen sind der Ansicht, daß 40 bis 50 bit (bit = Einheit für Informationen) der Höchstwert seien. Sie erklären, daß dies eine Grenzgeschwindigkeit ist und der Mensch dabei schnell ermüdet.

Gleichzeitig aber steht fest, daß der Mensch, um die Sprache mit all ihren Besonderheiten (dazu gehört die Charakteristik jedes Tones, jede Tonhöhe, die Sprechgeschwindigkeit u.a.) zu verstehen, nicht weniger als 1000 Informationseinheiten in der Sekunde verarbeiten muß . . .

Einführung in die Elektronentheorie der Metalle

von Prof. Dr. W. Brauer, Berlin

1966. Etwa 250 Seiten mit etwa 78 Abbildungen. L 6 N.
Kunstleder etwa 41,50 MDN

Die Anwendung der paramagnetischen Elektronenresonanz in der Chemie

(Technisch-physikalische Monographien, Band 19)

Von L. A. Bljumenfeld, V. V. Wojewodski und A. G. Semjonow
Übersetzung aus dem Russischen

1966. 308 Seiten mit 120 Abbildungen und 20 Tabellen. L 7.
Ganzleinen etwa 55,— MDN

Elementare Synthese elektrischer und magnetischer Energiewandler

(Wissenschaftliche Monographien der Elektrotechnik, Band 1)

Von Prof. Dr. G. Linnemann, Ilmenau

1966. Etwa 240 Seiten mit 171 Abbildungen und 2 Tabellen. L 6 N.
Kunstleder etwa 49,— MDN



Akademische Verlagsgesellschaft
Geest & Portig K.-G., Leipzig

Mehrzweckleiterplatten als Bausteine für den Amateur

Die gedruckte Schaltung ist fester Bestandteil der heutigen Technik, und auch der Amateur bedient sich ihrer gern. Schwierig erscheinen ihm aber oft Entwurf und Herstellung. Viele Schaltungen der HF- und NF-Technik ähneln einander jedoch stark. Manchmal sind sogar nur die Werte einiger Bauelemente zu ändern, ohne daß diese Änderung ihre Maße betrifft.

Das bedeutet: Diese Schaltungen können auf ähnlichen oder gar gleichen Leitungsmustern aufgebaut werden.

Moderne Geräte teilt man aus verschiedenen Gründen in (meist elektrisch in sich abgeschlossene) Baugruppen auf. Das erleichtert nicht nur die Reparatur, es bringt bereits Vorteile bei Entwicklung und Fertigung.

Besonders augenfällig wird das, wenn diese Baugruppen von außen gesehen gleich gestaltet sind und möglichst sogar durch einen einzigen Griff ausgewechselt werden können (steckbare Einheiten).

Und darin besteht das für den Amateur Interessante: Ob löt-, schraub- oder steckbar – elektrisch in sich abgeschlossene Baugruppen vielfacher Verwendbarkeit sind beim Experimentieren immer wieder äußerst praktisch. Mit ihnen verfügt man über ein Sortiment von Grundschaltungen bekannter Daten in erprobten Aufbauten. Durch ihren Einsatz in Versuchsschaltungen als Teil des neuen Geräts gewinnt man Zeit und schont Bauelemente, die sonst öfter ausgelötet werden müßten.

Die Industrie ging diesem Gedanken bereits vor einigen Jahren nach, und auch heute noch findet man das inzwischen stark verbilligte Sortiment „Amateur-Elektronik“ (sieben Baugruppen) des VEB Meßelektronik Berlin im Fachhandel (siehe auch am Ende des Beitrags). Die ausgelesenen Bausätze enthalten auf relativ „zeitlose“ Grundschaltung zugeschnittene, daher bezüglich des Volumens optimale, gelochte Leiterplatten und Steckverbindungen. Der Käufer lötet diese Baugruppen einmalig zusammen und kann sie beliebig oft einsetzen.

Selbstgefertigte Leitungsmuster

Oft besteht der Wunsch, über das genannte Sortiment hinaus die eine oder andere interessante Schaltung als Baugruppe aufzubauen, wenn das auch im Volumen nicht immer unbedingt optimal gelingen wird. In diesem Falle sieht sich der Amateur den eingangs erwähnten Schwierigkeiten gegenüber. Diese lassen sich aber relativ leicht überwinden — man muß nur wissen, wie.

Die folgenden Ausführungen enthalten zwar ganz konkrete Beispiele zum Nachbau, doch bezwecken sie darüber hinaus wesentlich mehr. Es soll praktisch gezeigt werden, daß man im Prinzip jedes beliebige Muster für jede beliebige Schaltung recht einfach und mit bescheidenen Mitteln realisieren kann. Eines jedoch vermag dieser kurze Beitrag nicht zu vermitteln: die Fähigkeit des Umdenkens der gegebenen Schaltung in ein den vorliegenden Bauelementen angepaßtes flächenhaftes Leitungsmuster. Durch die Beschäftigung mit den hier gebotenen Schaltungen wird dem Leser aber sicher einiges davon klar. Nach Beschaffung des Halbzeugs (kupferkaschierter Schichtpreßstoff, 1,5 mm dick, als Abfallstücke relativ preiswert) benötigt man im einfachsten Falle nur noch mechanische Hilfsmittel. Bei der schon etwas „komfortableren“ zweiten Möglichkeit kommen dazu noch ätzfester Decklack und Ätzmittel, während die hier nicht behandelten Verfahren der „Fotoätzung“ und des Siebdrucks etwas höheren Aufwand erfordern. Dabei ist das sehr genau arbeitende fotomechanische Verfahren für den fortgeschrittenen Amateur durchaus zu empfehlen, während Klubs und Arbeitsgemeinschaften bei kleinen Serien sogar vom Siebdruck Gebrauch machen können.

Mit recht einfachen Mitteln lassen sich solche „privaten Kleinserien“ aber sogar mit der geschilderten zweiten Möglichkeit (in beschränkter Hinsicht — auf das Bohren bezogen — auch mit der ersten) anfertigen.

Einfachste Möglichkeit — Ritztechnik

Nach dem Entwurf des Musters, bei dem man, von der Schaltung und von den Maßen der Bauelemente ausgehend, auf Millimeterpapier die günstigste Anordnung festlegt, werden die notwendigen Löcher durch das Millimeterpapier auf die Folie des Halbzeugs durch Ankörnen (oder Pausen mit anschließendem Körnen) übertragen.

Diese Löcher bohrt man dann bei kleinen Platten mit 1 mm Durchmesser. Sie sollen (darauf ist beim Entwurf zu achten) möglichst immer in den Kreuzungspunkten der 1-mm-Linien bzw. genau zwischen diesen liegen („Sekundärraster“). Auch die späteren Verbindungen bzw. die bei diesem Verfahren notwendigen Trennlinien paust man auf die Folie durch. Die zusammengehörenden Bohrungen werden nun durch Trennlinien zu

kleinen „Inseln“ zusammengefaßt. Stets soll dabei die Folie möglichst noch 1 mm breit die Lochränder umschließen.

Für das Ritzen der doppelten Trennlinien, zwischen denen die Folie sauber abgeschält wird (spitzes Messer als Schälhilfe), kann man drei verschiedene Hilfsmittel verwenden:

- spitzes, scharfes Messer (oder Rasierklinge) und Lineal;
- gut angeschliffene, stabile Ziehfeder, auf etwa 0,5 mm bis 1 mm Öffnung eingestellt;
- 2 in etwa 1 mm Abstand parallel zusammengeklebte Rasierklingen, die möglichst wenig aus der Klemmvorrichtung herausragen sollen.

Diese Art von Muster erfordert klare, gerade und möglichst durchgehende Linienführung. Je kleinere Inseln notwendig werden, um so umständlicher wird das Ritzen. Das weiter unten beschriebene Muster nimmt bei diesem Verfahren ein Aussehen nach Bild 1 an.

Decklackverfahren mit Ätzung

Auch dieses Verfahren stellt nichts prinzipiell Neues dar. Eine Erweiterung erfährt es jedoch durch die Anwendung einer Spezialschablone für kleine Serien.

Auch hier beginnt man mit Entwurf und Bohren. Danach zieht man mit einer Redis- oder Röhrenfeder (Strichbreite 0,7 bis 1 mm) um die Löcher kleine Kreise und zwischen diesen späteren Lötäugen die erforderlichen Verbindungen. Als Lack hat sich sowohl angefärbter Nitrolack als auch der billige *Potsdamer Kopierlack* (GHK Papier und grafischer Bedarf) bewährt. Beide trocknen rasch. Beätzt wird mit Eisen-III-Chlorid „technisch“ (in manchen Drogerien zu haben, sonst DHZ Chemie). Man benötigt nur kleine Mengen, z. B. 100 g, die man in 150 bis 250 ml H₂O langsam und vorsichtig auflöst. (Vorsicht! Dabei entsteht Wärme; Pulver und Lösung greifen die Kleidung an und färben die Haut. Zum Ansetzen keine Metall- und nur bedingt Glasgefäße verwenden; am besten ist Steingut.)

Ein in eine Fotoklammer aus PVC eingespannter Wattebausch und öfteres Spülen in Wasser reichen für das Ätzen aus. Schon nach etwa 10 Minuten ist bei frischer Lösung das Muster fertig. Es wird gespült, sauber geschauert und mit einer Lösung von Kolophonimpulver in Spiritus (etwa 1 : 2, durch ein Tuch oder Löschpapier filtern!) dünn bestrichen. Die Platte bleibt dadurch nach Lagerung noch lötlbar. Diese Behandlung kann übrigens auch beim ersten Verfahren vorgenommen werden.

Als Besonderheit wird nun eine Schablone empfohlen, die es gestattet, kleine Serien herzustellen. Die auf diese Weise rationell gestaltete Platten-

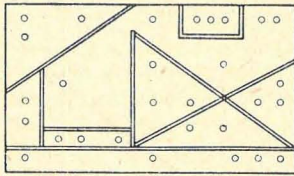


Bild 1

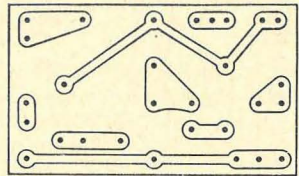


Bild 2

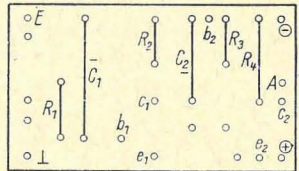
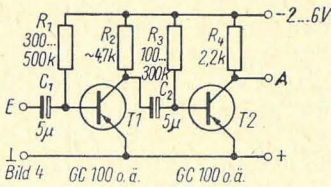


Bild 5

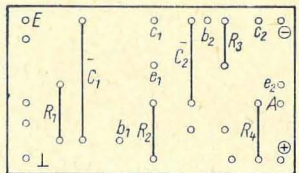
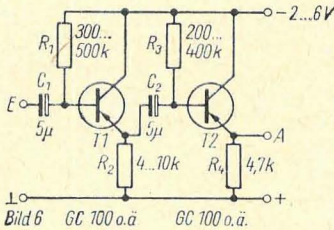


Bild 7

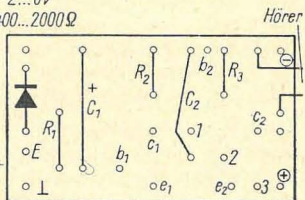
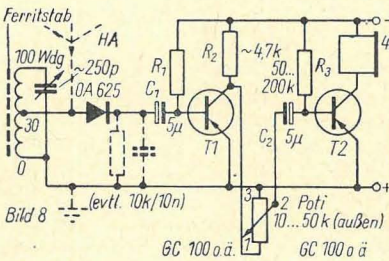


Bild 9

fertigung macht die Anwendung eines Mehrzweckleitungsmusters für verschiedene Schaltungen sinnvoll.

Bild 2 zeigt das Schablonenmuster für die untenbeschriebenen Schaltungen im Maßstab 1 : 1, also unmittelbar für die Anfertigung der Schablone mit Bohrer, Laubsäge und Schlüsselfeile geeignet. Als Material empfiehlt sich durchsichtiger Kunststoff, z. B. Piacryl (altes Lineal o. ä.). Das einheitliche Plattenformat für alle Schaltungen (als zweckmäßig erwiesen sich 25 mm × 40 mm) erleichtert die Handhabung. Die Schablone erhält daher aus 4 Kunststoffstreifen von unten einen Rahmen angeklebt, der innen etwas mehr als 25 mm × 40 mm Kantenlänge aufweist. Unter die Schablone kommen außerdem noch einige Abstandsplättchen, damit der Lack nicht verlaufen kann („Linealeffekt“ bei Tuschezeichnungen!). Die Gestaltung der Schablone zeigt Bild 3.

Die auf 25 mm × 40 mm Kantenlänge zugeschnittenen Halbzeugplatten werden nun einzeln in den Rahmen eingelegt (Folie Richtung Schablone) und am besten unten noch mit einem Stück Klebestreifen gesichert. Dann zeichnet man einfach mit der Röhrenfeder in allen Aussparungen Linien und Kreise aus Lack auf die Folie.

Das Bohren kann vor oder nach dem Zeichnen, sogar nach dem Ätzen erfolgen. Hierfür schafft man sich einen Aufnahmerahmen aus etwa 3 mm dickem Material, auf den eine bereits gebohrte Platte als Bohrschablone und darunter die zu bohrende Platte gelegt werden, beide mit der Folie nach oben. Bei den Leiterzügen ist auf richtige Zuordnung zur Bohrschablone zu achten.

Die Anfertigung solcher Platten ist auf diese Weise äußerst rationell.

Zum Schluß seien noch einige mit diesem Muster realisierbare Schaltungen sowie die dazugehörigen Bestückungshilfen gebracht; sie gehen zurück auf eine Anregung in Heft 31 der Reihe *Der praktische Funkamateurl* (dort lag ein ähnliches Muster bei).

Bild 1 Leitungsmuster in Ritztechnik für die weiter unten beschriebenen Schaltungen

Bild 2 Schablonenmuster für Mehrzweckleiterplatte

Bild 3 Aufbau der Zeichenschablone für das Mehrzweckmuster

Bild 4 2stufiger Emittterverstärker, Stromlauf

Bild 5 2stufiger Emittterverstärker, Bestückungshilfe von der Leiterseite aus

Bild 6 2stufiger Kollektorverstärker (hoher Eingangswiderstand; z. B. für Einbau in Tastkopf geeignet), Stromlauf

Bild 7 2stufiger Kollektorverstärker, Bestückungshilfe von der Leiterseite aus

Bild 8 Taschenempfänger für Ohrhörer (Ferritstab oder Hilfsantenne von außen anschließen) zum Ortssenderempfang; Stromlauf

Bild 9 Bestückungshilfe zum Taschenempfänger, Leiterseitenansicht (selbstverständlich finden die Bauelemente in allen Fällen auf der der Folie abgewandten Seite Platz)

Anwendungen des Mehrfachmusters

Die Bilder 4 bis 9 zeigen die Schaltungen und die Bestückungsskizzen, und zwar entgegen den Industrieepflogenheiten, von der Leiterseite aus. Das ist in der Darstellung am einfachsten und dürfte beitragen, Mißverständnisse zu vermeiden.

Die Bildunterschriften mögen zur Erläuterung genügen. Die zahlreichen Anwendungsmöglichkeiten dieser Baugruppen dürften jedem Amateur klar sein, ob er die Baugruppen nun steckbar gestaltet oder einfach einlötet. Sicher gibt es noch weit mehr Bestückungsvarianten. Schickt uns Vorschläge – die besten werden prämiert und im *Elektronischen Jahrbuch 1968* veröffentlicht!



Die folgende Aufstellung enthält zur Information das beispielsweise in den RFT-Industrievertrieb-Läden und vom Versandhaus *funkamateure* (8023 Dresden, Bürgerstraße 47) beziehbare Sortiment. Bis auf die *GES 4-1* mit einer Grundfläche von 25 mm × 40 mm kommen diese Baugruppen mit Leiterplatten von nur 20 mm × 25 mm Größe aus, die mit einer Kante gesteckt werden. Kleiner geht es mit herkömmlichen Bauelementen kaum noch.

- | | |
|---|-----------|
| 1. Kleinsignal-Universalverstärker <i>KUV 1</i> | MDN 10,45 |
| 2. 2stufiger NF-Verstärker <i>2NV 1</i> | MDN 17,20 |
| 3. Kombiniertes Regel- und Siebglied <i>KRS 1</i> | MDN 12,85 |
| 4. Gegentaktendstufe mit Treiber <i>GES 4-1</i> | MDN 35,50 |
| 5. Rufgenerator <i>RG 1-1</i> | MDN 18,35 |
| 6. 2stufiger Gleichstromverstärker <i>2GV 1-1</i> | MDN 12,95 |
| 7. HF-Eingangsbaustein (Audion) <i>EBS 2-1</i> | MDN 16,90 |

Bis auf 7. wurden diese Baugruppen ausführlich in Heft 41 der Reihe *Der praktische Funkamateure* beschrieben, ebenso ihre Anwendung. Daher soll hier auf sie nicht weiter eingegangen werden.

Die Erde erhält von der Sonne in drei Minuten soviel Energie, wie alle Länder der Erde im Jahr verbrauchen.

Einführung in die Problematik des Farbfernsehens

Ing. Klaus K. Streng

Die Farbfernsehkonzferenz in Wien, April 1965, brachte nicht die erhoffte Einigung über ein einheitliches europäisches Farbfernsehensystem. Dennoch ist es interessant, sich mit Grundlagen und Technik dieser Neuerung zu beschäftigen. Der folgende Beitrag soll eine Anregung dazu geben.

Wie nehmen wir Farben wahr?

Wir leben in einer vielfarbigem Welt, wissen z.B., daß die Pflanzen und das Laub der Bäume grün sind. Auf diese Information könnten wir mühelos verzichten. Aber – um bei dem aufgegriffenen Beispiel zu bleiben – aus dem Farbton des Grüns der Pflanze läßt sich erkennen, ob diese genug Wasser erhält, ob sie verwelkt oder verdorrt. Wir sind gewöhnt an die Informationen, die uns die Farben im täglichen Leben übermitteln, so daß wir sie als selbstverständlich hinnehmen. Beim Fernsehen, das ja bis heute immer noch lediglich Schwarz-Weiß-Informationen überträgt, vermissen wir zuweilen die Farben.

Wie nehmen wir Farben überhaupt wahr? Das menschliche Auge enthält eine „Optik“, die aus einer einstellbaren Blende (der Pupille), einer Linse mit kontinuierlich variabler Brennweite (einer „Gummilinsen“) und der lichtempfindlichen Netzhaut besteht. Hier enden die Sehnerven in lichtempfindlichen Zäpfchen. Jede Netzhaut hat etwa 18 000 000 solcher Zäpfchen, die gleichzeitig „hell“ oder „dunkel“ an das Sehzentrum im Gehirn signalisieren. Da das vom Auge aufgenommene „Bild“, stark verkleinert natürlich, auf die Netzhaut projiziert wird, erhält das Sehzentrum eine eingehende Information des in zahlreiche „Bildpunkte“ zerlegten Bildes. Im Gegensatz zum Fernsehen erfolgt die Übertragung der Hell-Dunkel-Informationen für die einzelnen Bildpunkte nicht nacheinander, sondern gleichzeitig.

Nicht alle Zäpfchen reagieren auf *hell* oder *dunkel*. Ein Teil von ihnen reagiert auf Licht einer ganz bestimmten Wellenlänge, auf eine bestimmte Farbe also. Nun ist es nicht so, daß jede mögliche Farbe besonders für sie

„zuständige“ Zäpfchen hat. Man kommt mit drei Arten dieser empfindlichen Zäpfchen aus. Mit ihnen werden alle praktisch vorkommenden Farben (oder genauer: alle für uns sichtbaren Farben) wiedergegeben. Auf dieser Dreifarbenlehre beruhen die Farbfotografie, der Farbdruck und letzten Endes auch das Farbfernsehen.

Die moderne Dreifarbenlehre

Durch Mischung der drei Grundfarben – Rot, Grün und Blau – lassen sich sämtliche Farbtöne wiedergeben. Man kann dies durch eine Darstellung (Bild 1) veranschaulichen. Jede Farbe innerhalb des Farbdreieckes läßt sich durch die Addition von zwei oder drei Grundfarben in richtigen Proportionen darstellen. Auf diese Weise erhält man leicht eine Information über den jeweiligen *Farbton*.

Nun kann aber eine an sich gleiche Farbe hell oder dunkel wirken. Als Beispiel sei eine Wiese genannt, die stark oder schwach von der Sonne beschienen wird. Das Grün der Wiese bleibt in allen Fällen das gleiche, ist demzufolge unabhängig von der *Helligkeit*. Bis hierher waren die Dinge einfach. Es gibt aber noch eine dritte Information, die wir für die korrekte Farbwahrnehmung brauchen: den *Sättigungsgrad*. Man versteht darunter, wieviel Weiß in einer Farbe enthalten ist. Der Unterschied zu dem Begriff des Farbtones ist nicht ohne weiteres verständlich. Deshalb wieder ein Beispiel: Wir verändern den Weißanteil – den Sättigungsgrad – einer Farbe kontinuierlich, ohne an ihrem Farbton etwas zu ändern. Bezogen auf Bild 1 wäre dies eine Bewegung entlang der Linie A–B. Als Beispiel für den Farbton haben wir Rot gewählt (ebenso hätte man jede andere

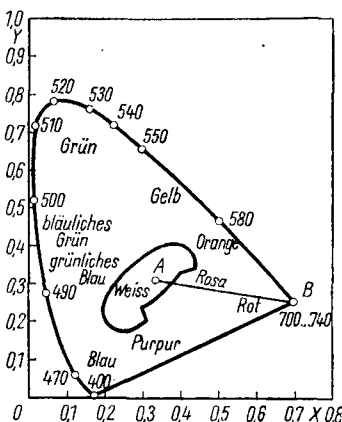


Bild 1
Das Farbdreieck
entsprechend der Dreifarbenlehre
(die Zahlen bezeichnen die Wellenlängen der betreffenden Farben)

Farbe nehmen können). Bei Sättigung des Farbtones erhalten wir ein sattes, dunkles Rot, durch Hinzufügen von Weiß wird das Rot heller, blasser, geht in Rosa über, und schließlich wird das Rot so blaß, daß es uns als Weiß erscheint. In der Tat gehen alle Farben mit genügendem Weißanteil (d.h. geringer Sättigung) in Weiß über. Dieser Übergang von der gesättigten Farbe zum Weiß verläuft *ohne* Änderung des Farbtones. Falls Sie Beispiele aus dem täglichen Leben suchen, denken Sie an das Auswaschen eines Wasserfarbfleckes aus einem weißen Stück Tuch.

Wie lassen sich diese drei für die korrekte Wahrnehmung der Farben notwendigen Informationen *Farbton*, *Sättigungsgrad* und *Helligkeit* in dem Diagramm Bild 1 darstellen?

Vom Farbton war bereits die Rede. Er ergibt sich aus den Koordinaten der jeweiligen Farbe innerhalb des Farbdreieckes. Ebenso ist die Sättigung eine Frage der jeweiligen Koordinaten, denn auch die Farbe Weiß läßt sich ja durch entsprechende Koordinaten definieren. Die Helligkeit ist in dem Bild nicht darstellbar. Man könnte an eine räumliche Darstellung denken, in der die Höhe (also die Senkrechte auf Bild 1) die Helligkeit angibt.

Die Übertragung der drei Informationen

Nun folgt die Frage: Wie entstehen aus der wahrgenommenen Farbe jeweils die drei Informationen, und wie werden diese möglichst wirtschaftlich übertragen?

Durch entsprechende Lichtfilter vor drei fotoempfindlichen Organen (z. B. Fotozellen) läßt sich jede Farbe in die drei Grundfarben zerlegen. Wie wir sahen, muß sich der durch die Koordinaten beschriebene Punkt innerhalb des Farbdreieckes befinden. Die Farbe wird durch die drei Komponenten um so exakter beschrieben, je genauer die drei Grundfarben mit den Eckpunkten des Farbdreieckes übereinstimmen. Wenn wir diese Erkenntnisse ins Elektrotechnische übersetzen, heißt das, die drei Spannungen der Fotozellen (Bild 2) geben Auskunft über Farbton und Sättigungsgrad der betrachteten Farbe.

Wie ist es aber mit der Helligkeit?

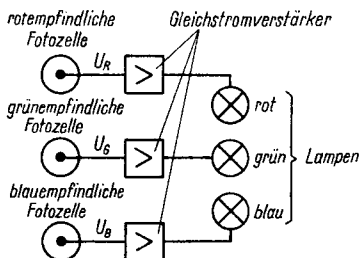


Bild 2
Einfaches Prinzip
der Farbübertragung

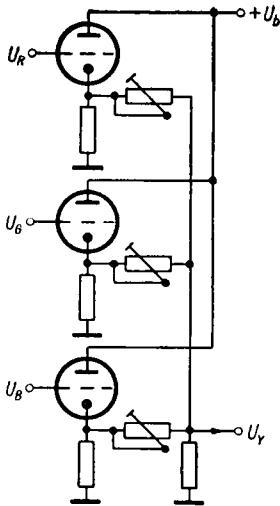


Bild 3
Matrixschaltung zur Gewinnung
des Leuchtdichtesignals
aus den drei Farbsignalen (Prinzip)

Durch Addition bestimmter Bruchteile der drei Komponenten für Farbton und Sättigung (d.i. der Fotozellenspannungen nach Bild 2) können wir ein sogenanntes Leuchtdichtesignal erhalten, das Auskunft gibt über die Helligkeit der betreffenden Farbe. Bezeichnet man die Spannungen der rotempfindlichen, grünempfindlichen und blauempfindlichen Fotozellen mit U_R , U_G und U_B , so ergibt sich die Spannung des Leuchtdichtesignals zu

$$U_Y = 0,3 U_R + 0,59 U_G + 0,11 U_B. \quad (1)$$

Die Spannung U_Y aus den drei Farbspannungen zu gewinnen, bereitet keine Schwierigkeiten. Es genügt bereits ein einfaches Widerstandsnetz mit Ohmschen Spannungsteilern. In Bild 3 ist ein derartiges Widerstandsnetzwerk zu sehen. Die Elektronenröhren in den drei ursprünglichen Spannungswegen sollen lediglich Rückwirkungen bzw. unerwünschte Mischungen der drei Farbspannungen verhindern.

Eine primitive Farbfernsehübertragungsanlage

Auf Grund der bisher geschilderten Erkenntnisse könnte man eine primitive Farbfernseh-Übertragungsanlage aufbauen. Ihre Schaltung ist in Bild 4 zu sehen. Drei Farbfilter vor drei Fernsehaufnahmeröhren erzeugen zusammen die „Farbspannungen“ U_R , U_G und U_B . Die drei Kameras

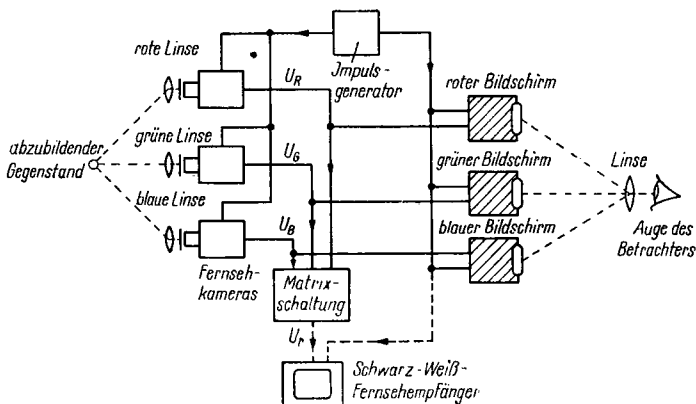


Bild 4 Einfache Farbfernsehanlage

sind so justiert, daß sie genau das gleiche Bild abtasten, d. h., jeder Bildpunkt wird wirklich in seine rote, blaue und grüne Komponente zerlegt. Mit ihnen können wir drei Bildröhren ansteuern (eine „rote“, eine „grüne“ und eine „blaue“) und erhalten durch optische Vereinigung der drei Teilbilder ein farbiges Bild, das dem Original entspricht. Aus den drei Farbspansungen gewinnt man außerdem in bekannter Weise die Spannung U_y des Leuchtdichtesignals. Führen wir dieses Leuchtdichtesignal einem mit den Aufnahmekameras synchronisierten Fernsehempfänger zu, dann ergibt das ein korrektes Schwarz-Weiß-Bild, so, als hätte nur eine einzige Fernsehkamera (ohne Farbfilter) das Bild aufgenommen. Diese Eigenschaft des Übertragungssystems nennt man *Kompatibilität*, d. h., ein Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger kann die vom Farbfernsehsender ausgestrahlten Bilder normal (= schwarz-weiß) wiedergeben.

Warum das Leuchtdichtesignal nicht unabhängig vom Farbton ist

Bisher wurde angenommen, daß sich aus der Addition der drei Farbspansungen gemäß Gleichung (1) ein vom Farbton und Sättigungsgrad der einzelnen Farben unabhängiges Leuchtdichtesignal ergibt. Nun ist der Zusammenhang zwischen Steuerspannung und Bildhelligkeit bei den Bildwiedergaberöhren nicht konstant, vielmehr ist die Röhrenkennlinienhelligkeit als Funktion der Wehneltzylinderspannung gekrümmt. Sie läßt sich durch einen Parabolbogen mit dem Exponenten 2,2 mit genü-

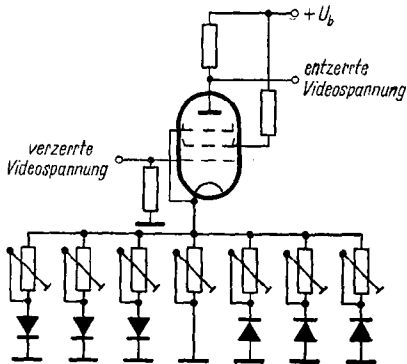


Bild 5
Gamma-Entzerrung
durch Verstärker mit
einstellbarer Nichtlinearität

gender Annäherung beschreiben. Damit die Helligkeitsstufen im richtigen Verhältnis wiedergegeben werden, muß man im Verstärkerzug vor der Bildwiedergaberöhre eine Entzerrung vornehmen. Diese sogenannte Gamma-Korrektur besteht im Prinzip aus einem nichtlinearen Verstärker, dessen einstellbare Charakteristik spiegelbildlich zu der Bildröhrenkennlinie verläuft (Bild 5). Aus beiden resultiert dann eine gerade Übertragungsfunktion.

Aus wirtschaftlichen Gründen nimmt man die Gamma-Korrektur bereits auf der Senderseite vor. Beim Schwarz-Weiß-Fernsehen ist diese Gamma-Korrektur kein Problem und wird seit vielen Jahren mit Erfolg bei allen Fernsehsendern durchgeführt. Anders liegen die Dinge bei der Entzerrung in den drei Farbkanälen. Dabei weicht das ideale Leuchtdichtesignal, das aus der Summe der drei Farbspennungen besteht, trotz Gamma-Entzerrung in fast allen vorkommenden Fällen von dem durch Gleichung (1) beschriebenen Ideal ab. Lediglich bei reinen Schwarz-Weiß-Bildern ist das Leuchtdichtesignal korrekt.

In allen anderen Fällen hängt es etwas ab von Farbton und Sättigungsgrad. Diese Abhängigkeit ist nicht sehr groß, genügt aber, um in einigen Fällen das Bild zu stören. Da sie nicht prinzipiell bedingt ist, hoffen die Farbfernsehingenieure, sie im Zuge der Entwicklung beseitigen zu können.

Drei Spannungen übertragen vier Informationen

Die primitive Farbfernseh-Übertragungsanlage gemäß Bild 4 läßt sich vervollkommen. Bisher mußten drei bzw. vier Spannungen – U_R , U_G , U_B und eventuell U_Y – vom Aufnahme- zum Wiedergabeort übertragen werden. Dies ist jedoch nicht notwendig, denn zur Übertragung von vier

voneinander unabhängigen Informationen genügen bereits drei Spannungen. Farbton und Sättigungsgrad werden von zwei Spannungen beschrieben. In den einzelnen bekannten Farbfernsehsystemen (*NTSC*, *SECAM* und *PAL*) gewinnt man diese beiden Spannungen auf unterschiedliche Weise. Das Prinzip ist jedoch das gleiche: Mit zwei Farbsignalen und dem Leuchtdichtesignal – das ja aus Gründen der Kompatibilität immer übertragen werden muß – erhält man die drei einzelnen Farbsignale. In der Tat übertragen die drei bekannten Farbfernsehsysteme jeweils nur drei Spannungen, obwohl sie alle auf der Dreifarbenlehre aufbauen. Lediglich durch die Art, wie die beiden *zusätzlichen* Spannungen übertragen werden (das Leuchtdichtesignal wird ja bereits beim Schwarz-Weiß-Fernsehen übertragen), unterscheiden sich die einzelnen Systeme voneinander.

Die Bandbreite der Übertragungskanäle

Aus den Grundlagen der Fernsehtechnik weiß man, daß die Bandbreite, mit der die Videoinformation übertragen wird, entscheidend ist für die Zahl der im Bild voneinander unterscheidbaren Einzelheiten (Auflösung). Bei der auch bei uns angewendeten CCIR-Fernsehnorm beträgt die theoretisch notwendige Videobandbreite unter Berücksichtigung des Kell-Faktors etwa 5 MHz. In der Praxis genügen bereits etwa 4,7 MHz zur Übertragung eines guten Fernsehbildes, wie uns die tägliche Erfahrung beim Umgang mit Fernsehempfängern lehrt.

Doch bei der Farbfernsehübertragung gibt es eine Überraschung: Die Übertragung der Farben kann mit viel geringerer Bandbreite erfolgen als die der Hell-Dunkel-Sprünge. Unter der Voraussetzung, daß die Schwarz-Weiß-Unterschiede mit der üblichen Bandbreite von annähernd 5 MHz übertragen werden, genügen 0,5 . . . 1,5 MHz für die beiden Farbsignale. Dies wurde praktisch bei dem NTSC-Verfahren in den USA während einer mehr als 10jährigen Praxis bestätigt.

Die Übertragung der beiden Farbsignale

Nach allem, was wir bis jetzt über das Wesen des Farbfernsehens feststellten, müssen wir vom Studio zum Empfänger folgende Informationen übertragen:

- das Schwarz-Weiß-Signal (das Leuchtdichtesignal) mit einer Bandbreite von etwa 5 MHz;
- zwei Farbsignale mit einer Bandbreite von 0,5 . . . 1,5 MHz, die zusammen mit dem Leuchtdichtesignal die einzelnen Komponenten (Rot, Grün, Blau) der Farben ergeben;
- die Synchronisierzeichen.

Bei näherer Betrachtung stellen wir fest, daß das Schwarz-Weiß-Signal und die Synchronisierzeichen bereits beim Schwarz-Weiß-Fernsehen übertragen werden. Für das Farbfernsehen steht folglich die Aufgabe, zusätzlich zwei Farbartsignale zu übertragen. Während die bisher bekannten Farbfernsehensysteme auf der gleichen Grundlage basieren, wurden unterschiedliche Lösungen für die Übertragung der beiden Farbartsignale entwickelt. Eines ist ihnen jedoch auch dabei gemeinsam: ein sogenannter Farbunterträger, dem die beiden Farbartsignale aufmoduliert werden.

Wie groß muß dieser Farbunterträger sein? Da beim Farbfernsehen schon aus Gründen der Kompatibilität keine größere Bandbreite benutzt werden soll als beim Schwarz-Weiß-Fernsehen, kommt nur ein Farbunterträger im Videofrequenzbereich ($0 \dots 5$ MHz) in Frage. Aus Gründen, die hier nicht näher erläutert werden können, verwendet man einen Farbunterträger von etwa 4,43 MHz. Während das älteste Verfahren – NTSC – beide Farbartsignale gleichzeitig mit unterschiedlicher Phase dem Farbunterträger aufmoduliert, wechseln SECAM und PAL je Zeile das Farbartsignal. Der hierdurch auftretende Fehler ist interessanterweise im Bild nicht oder kaum erkennbar. Allerdings unterscheiden sie sich durch die Art der Modulation des Farbunterträgers: Während SECAM Frequenzmodulation anwendet, macht PAL ähnlich wie NTSC von einer Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Farbunterträger Gebrauch. In Bild 6 sind die unterschiedlichen Modulationsspektren von Schwarz-Weiß- und Farbfernsehen zu sehen.

Für den an der Technik interessierten Fernsehfrendt entsteht nun die Frage: Ist der modulierte Farbunterträger, der sich ja mitten im Videospektrum befindet, nicht als störendes Moiré im Bild zu sehen? Und in der Tat macht sich bei bestimmten Farbmustern im Bild ein ganz schwaches Moiré bemerkbar. Im großen und ganzen ist es jedoch dank bestimmter ausgeklügelter Maßnahmen nicht zu sehen.

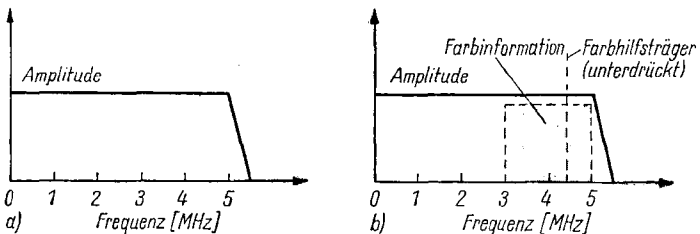
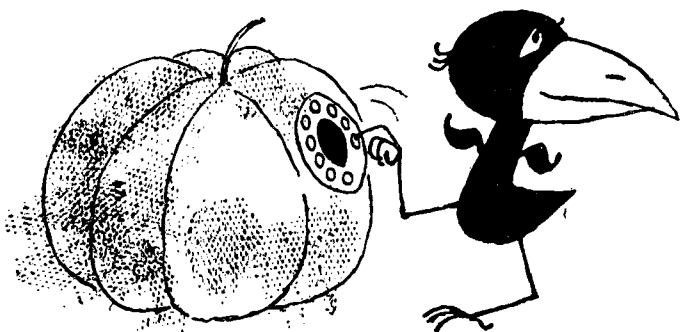


Bild 6 Frequenzspektrum des Schwarz-Weiß- (a) und des Farbfernsehens (b) (nicht maßstabgerecht)

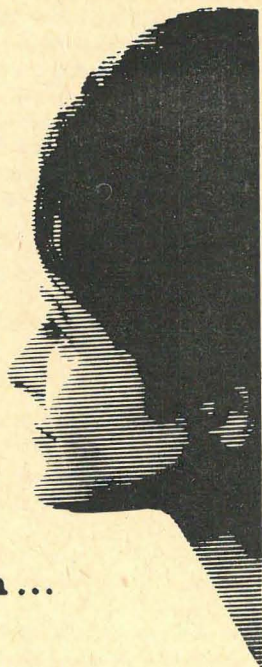
Die Beschreibung dieser Maßnahmen führt hier zu weit, sie muß für heute offenbleiben; ebenso die Frage, wie und warum die Farbartsignale auf den Farbunterträger aufmoduliert werden. Gegenstand dieser Ausführungen war nur zu klären, wie das umfangreiche Farbspektrum mit Hilfe der Dreifarbenlehre auf äußerst einfache Art übertragen werden kann. Die Kenntnis dieses Vorganges führt sicher ein gutes Stück weiter auf dem Weg zum Verständnis der komplizierten Problematik des Farbfernsehens. Mehr davon im „Elektronischen Jahrbuch 1968“

In den Ruinen eines Palastes in Peru wurde ein Telefon gefunden, dessen Alter man auf etwa 1000 Jahre schätzt. Dieses Telefon besteht aus zwei kürbisähnlichen Gefäßen, die durch eine straffgezogene Leine miteinander verbunden sind. (Kinder bauen sich häufig derartige Telefone aus Konservenbüchsen.)





electronic



Wo Augen prüfen ...

entscheidet das Gefühl –

Wo elektronische Meß- und Prüfgeräte eingesetzt werden, kommt es auf die Exaktheit des Ergebnisses an.

Eine Vielzahl hochwertiger Meßgeräte aus unserer Produktion wird Ihnen bei der Lösung Ihrer meßtechnischen Probleme helfen.

Elektronische Meßgeräte für Grundgrößen · Halbleitermeßgeräte · Generatoren · Geräte für Frequenzuntersuchungen · Spannungsmeßgeräte · Digitale Meßgeräte

Des weiteren:

Empfängerröhren · Oszillografenröhren · Musikboxen

VEB FUNKWERK ERFURT

501 Erfurt, Rudolfstraße 47/14

Telefon: 58280 · Telegramm: Funkwerk Erfurt



Transistorfernsehkamera selbst gebaut

Hans Fortier DM 2 COO

Fernsehanlagen nach dem Industrieprinzip, also ohne Zeilensprung, können heute schon von Amateuren gebaut werden. Der Beweis: Es gibt augenblicklich in der DDR bereits 10 Amateurfernsehanlagen.

Meistens wird der Amateur die Fernsehkamera im Kurzschlußbetrieb mit einem Fernsehempfänger betreiben. Dabei gibt es zwei Möglichkeiten der Ausführung:

- die Übertragung des fertigen Bildsignals durch einen HF-Träger; ein HF-Träger wird mit dem Bildsignal moduliert und dann im Band I auf Kanal 3 oder 4 empfangen;
- das direkt auf den Fernsehempfänger gegebene Videosignal; dabei muß aber noch ein zusätzlicher Verstärker in den Empfänger eingebaut werden, der das Kamerasignal von 1 V auf etwa 2,5 V verstärkt. Dieses Signal wird danach auf das Gitter des Videoverstärkers gegeben. Es ist darauf zu achten, daß das Signal positiv polarisiert am Gitter anliegt. Die Videodemodulatordiode vom Fernsehempfänger muß abgeschaltet sein.

Eine Übertragung des Kamerasignals durch einen HF-Träger ist daher wesentlich unkomplizierter.

Damit jedoch die Möglichkeit gegeben ist, einen eigenen TV-Sender mit dem Kamerasignal zu modulieren, wurden bei der beschriebenen Kamera beide Varianten in die Betrachtung einbezogen. Das erzeugte Bildsignal hat natürlich nicht die gleiche Qualität, wie wir sie vom kommerziellen Fernsehen her kennen. Das Bild wird weniger kompliziert erzeugt, die gesamte Schaltungstechnik ist vereinfacht, doch sie genügt den Amateuranforderungen. Die beschriebene TV-Kamera wurde mit ausgesuchten Basteltransistoren bestückt.

Die Kamera arbeitet ohne Zeilensprungverfahren, also mit 312 Zeilen. Dies ist die übliche Industrienorm, sie läßt sich mit jedem normalen Fernsehempfänger wiedergeben. Die Zeilenfrequenz beträgt wie üblich 15625 Hz, die Bildfrequenz 50 Hz. Da die Horizontal- und die Vertikalfrequenz im Taktgeber nicht miteinander verkoppelt sind, ergibt sich beim

Abtastvorgang die Tatsache, daß die beiden Teilraster übereinandergeschrieben werden; somit entsteht ein Bild mit 312 Zeilen.

Das Videosignal hat eine Bandbreite von etwa 4 MHz und richtet sich nach der Auflösung des jeweils verwendeten Endikons (Bildaufnahme-röhre). Das abgegebene BAS-Signal (Bildsignal mit Austast- und Syn-chronimpuls) hat etwa $U_{ss} = 1\text{ V}$ an $75\ \Omega$.

Prinzipschaltbild

Das Blockschaltbild in Bild 1 zeigt den Gesamtaufbau der Fernseh-kamera. Die Kamera wird aus einem Wechselstromnetz oder aus einer Batterie betrieben. Der Netzteil gibt die verschiedenen Spannungen für das Endikon sowie die stabilisierten Spannungen für die Transistorstufen ab. Der H-Generator läuft frei, der V-Generator wird mit der Netzfrequenz synchronisiert. Für Batteriebetrieb befindet sich in der Kamera ein zusätzlicher 50-Hz-Sinusgenerator. Das vom Endikon erzeugte Signal wird in einem Videoverstärker weiterverstärkt und mit Impulsen versehen. Das Signal moduliert einen kleinen Oszillator, der im Fernsbereich arbeitet. Für den BAS-Ausgang bringt ein Leistungsverstärker das Signal auf 1 V an $75\ \Omega$.

Der Netzteil

Um die Kamera zu betreiben, benötigt man eine Gleichspannung von 15 V. Diese Spannung kann direkt aus einer Batterie oder aus einem Netzteil entnommen und einem elektronischen Spannungsregler zugeführt werden. Dieser hat die Aufgabe, die Spannung bei Netzspannungsänderungen und

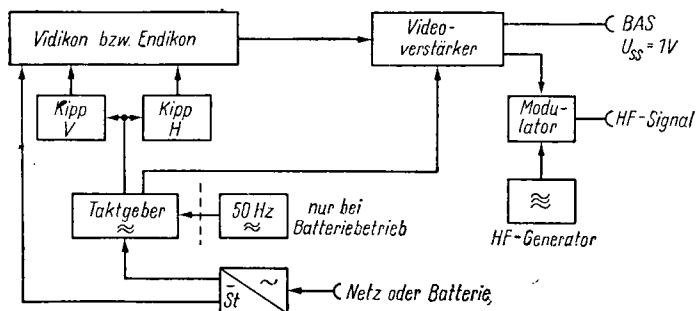


Bild 1 Blockschaltbild der beschriebenen Fernsehkamera mit den Verstärkern und Impulsstufen (V- vertikal; H- horizontal; M- Mischstufe; BAS- Bildsignal mit Austast- und Synchronimpulsen)

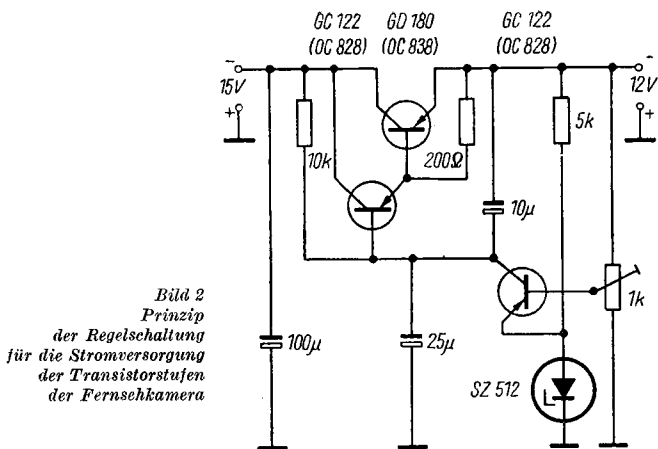


Bild 2
Prinzip
der Regelschaltung
für die Stromversorgung
der Transistorstufen
der Fernsehkamera

bei sekundärer Belastung konstant zu halten. Das ist wichtig, damit unerwünschte Schwingerscheinungen des Videoverstärkers vermieden werden. Bei Breitbandverstärkern muß bekanntlich der dynamische Innenwiderstand der Netzteile sehr klein sein. Das erreicht man mit einem

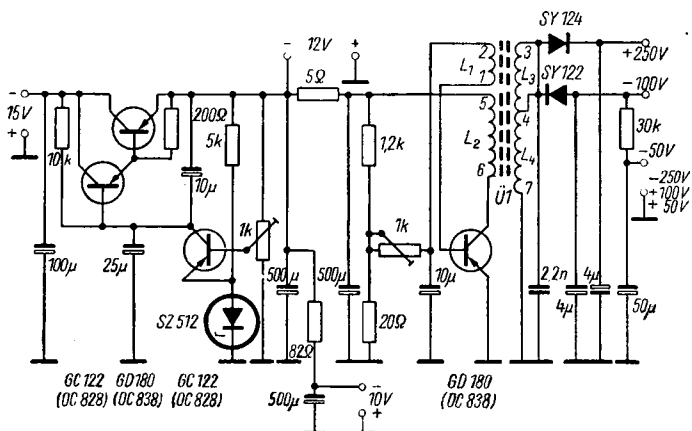


Bild 3 Stromversorgungsteil der Fernsehkamera mit Regelleit für 12 V und Transverterteil für die Stromversorgung des Endikons. (Der Löt­punkt vor der Diode SY 122 entfällt)

derartigen elektronisch stabilisierten Netzgerät. Auch Temperaturschwankungen üben keinen Einfluß auf die Ausgangsspannung aus. In der Regelschaltung (Bild 2) entsteht ein Spannungsabfall von 3 V, so daß als Betriebsspannung für die Kamera noch 12 V übrigbleiben. Mit dieser geregelten Spannung werden alle Transistoren betrieben. Die Betriebsspannung für das Endikon liefert ein Eintaktraster, den man mit +12 V speist. Ein Transistor vom Typ OC 838 arbeitet als Schalter. Die auf diese Weise gewonnene Wechselfrequenz wird hochtransformiert und anschließend gleichgerichtet. Die Heizspannung für das Endikon entnimmt man bei Batteriebetrieb direkt aus der Batterie, bei Netzbetrieb aus einer Transformatorwicklung. Die Gesamtschaltung des Netzteils mit Transverter gibt Bild 3 wieder.

Der Taktgeber

Der Taktgeber ist als selbständige Einheit aufgebaut; er enthält 10 Transistoren und 2 Dioden. Mit ihm werden alle für den Betrieb der Fernsehkamera erforderlichen Impulse erzeugt.

Der Zeilengenerator ist ein induktiv-rückgekoppelter Oszillator, der auf der Zeilenfrequenz schwingt. Er enthält den Basteltransistor T1 (LA 30), der in Emitterschaltung arbeitet. Mit dem 100-k Ω -Potentiometer an der Basis des Transistors wird der richtige Arbeitspunkt eingestellt. Um unerwünschte Einstreuung in andere Stufen zu vermeiden, ist es ratsam, den Oszillator abzuschirmen.

Der nachfolgende Transistor T2 arbeitet als Impulsformierstufe. Gleichzeitig wird die Oszillatorfrequenz auf einen Multivibrator gegeben. Dieser wiederum hat die Aufgabe, den Austastimpuls zum Synchronimpuls so zu verschieben, daß er früher einsetzt als der Synchronimpuls, damit ein störendes Einwirken des Videosignals auf den Zeilensynchronimpuls vermieden wird. Das 50-k Ω -Potentiometer an der Basis des Impulsformers dient zur richtigen Synchronisierung des Multivibrators. Das 50-k Ω -Potentiometer in der Multivibratorstufe dient zur Breitereinstellung des Austastimpulses. Von der Formierstufe werden die Zeilenimpulse über eine Diode, die nur den positiven Impulsanteil durchläßt, auf die Basis der Synchronmischstufe gegeben.

Die Netzfrequenz nimmt man von der 6,3-V-Wicklung des Netztransformators ab und übersteuert mit ihr eine Transistorstufe T6 derart, daß am Kollektorwiderstand Rechteckimpulse entstehen. Diese werden einer Formierstufe T7 zugeführt. Am Emitterwiderstand der Formierstufe greift man den V-Impuls ab, der dann ebenfalls über eine Diode zur Synchronmischstufe gelangt. Vom Transistor T6 führt man über einen Koppelkondensator 0,1 μ F den Impuls Transistor T8 zu, der als Begrenzer arbeitet. Mit dem 50-k Ω -Potentiometer in der Basis des Transistors wird die Austastimpulsbreite eingestellt. Die beiden Transistoren T9 und T10

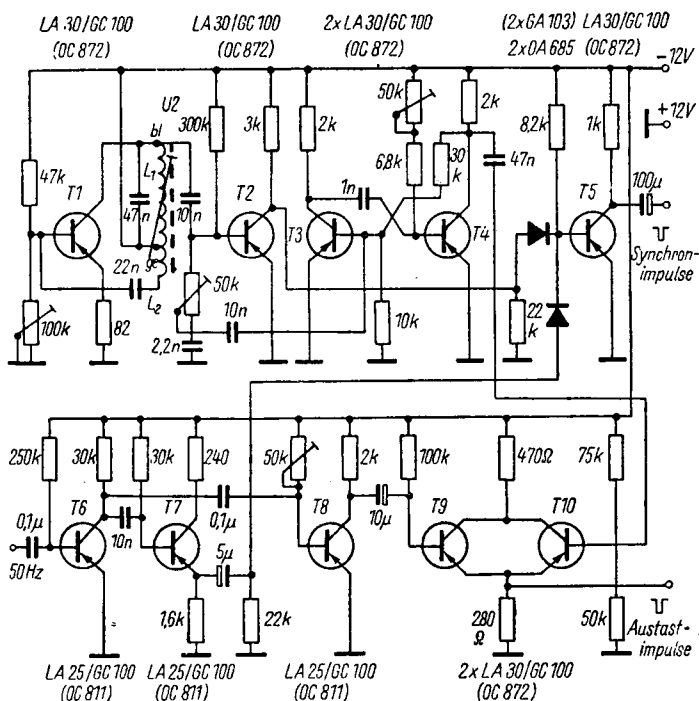


Bild 4 Schaltung des Taktgebers der Fernsehkamera, der die Synchron- und Austastimpulse bereitstellt. (Der Basisvorwiderstand für T 10 ist 100 k Ω)

arbeiten als Gegentaktmischer für das Austastgemisch. Der H- und der V-Austastimpuls werden jeweils auf eine Basis eingekoppelt. Am gemeinsamen Emittterwiderstand von 280 Ω kann man dann das Austastgemisch abnehmen.

Bei Batteriebetrieb arbeitet man mit dem eigenen 50-Hz-Generator, dessen Schwingungen mit einem Umschalter auf die Basis des Transistors T 6 gegeben werden.

Der Kippteil

Über einen Kondensator von 1 nF wird der Synchronimpuls dem H-Generator zugeführt. Als Transistor arbeitet in dieser Stufe ein LA 30 (T 6). Die Reihenschaltung der Diode mit dem Potentiometer 1 k Ω parallel zum Schwingkreis dient zur Schwingungsbedämpfung. Über 5 nF werden

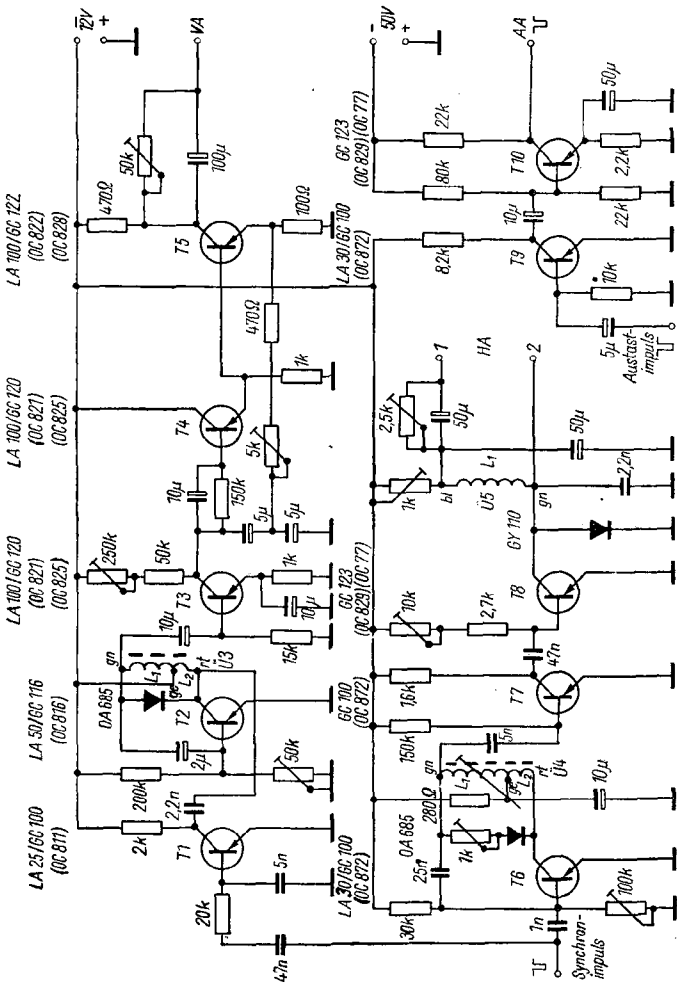


Bild 5
Schaltung
des Kippplattens
des Fernsehkameras
mit dem Austast-
verstärker T9/T10
HA — Ausgang
horizontal;
VA — Ausgang
vertikal;
AA — Ausgang
für Austastimpulse

die Schwingungen dem als Formierstufe dienenden Transistor T7 zugeführt. Von hier gelangen die Impulse auf die Basis des Endstufentransistors T8, der als elektronischer Schalter wirkt. Zusammen mit der Diode, die für die Energiegewinnung benötigt wird, ist er für die Zeilenablenkung „zuständig“. Mit dem 10-k Ω -Potentiometer in der Basis des Transistors T8 wird der richtige Arbeitspunkt für die Endstufe eingestellt, das Potentiometer 1 k Ω dient zur Amplitudeneinstellung, und mit dem Potentiometer 2,5 k Ω korrigiert man die Linearität.

Der V-Generator wird über Transistor T1 synchronisiert, an dem differenzierte Impulse abfallen. Die Diode am Kollektor des Transistors T2 dient ebenfalls der Schwingungsbedämpfung. Die Generatorspannung wird über einen Kondensator 10 μ F dem Transistor T3 zugeführt, der als Sägezahnreizeuer arbeitet. Die Sägezahnspannung steuert Transistor T4, den Treiber für die Endstufe. Mit dem Potentiometer 250 k Ω im Kollektor von Transistor T3 wird die V-Amplitude geregelt. Der Gegenkopplungsweig über Transistor T4 und T5 dient zur Linearisierung der Sägezahnspannung. Mit den Potentiometern 5 k Ω und 50 k Ω läßt sich die Linearität einstellen.

Der Austastverstärker

Um den Strahlrücklauf beim Abtastvorgang im Endikon zu verdunkeln, muß dieses ebenfalls ausgetastet werden. Der dazu erforderliche Austastverstärker befindet sich in der Baueinheit Kippteil. Mit Transistor T9 wird das Austastgemisch verstärkt und über 10 μ F dem Schalttransistor T10 zugeführt. Als Schalttransistor eignet sich ein OC 829. Damit auch bei maximaler Plattenspannung des Endikons eine einwandfreie Austastung gewährleistet ist, wird er mit -50 V betrieben, die der Transverter ebenfalls erzeugt. Der Abgriff erfolgt über 30 k Ω von der 100-V-Teilspannung.

Der Videoverstärker

Von allen Schaltungsvarianten für die Eingangsstufe des Videoverstärkers erweist sich die Emitterschaltung als günstigste. Da die richtige Wahl des Gleichstromarbeitspunktes in dieser Stufe für den Störabstand von großer Bedeutung ist, wurde die Schaltung so ausgelegt, daß Kollektorstrom und Kollektorspannung in weiten Grenzen mit dem Emitterwiderstand einstellbar sind. In der beschriebenen Schaltung beträgt der Emitterwiderstand 18 k Ω . Die starke Gleichstromgegenkopplung bewirkt eine gute Arbeitspunktstabilisierung. Die Induktivitäten im Kollektorkreis des Transistors T1 und T2 dienen zur Anhebung der höheren Frequenzen des Videobandes. Die Gegenkopplung vom Kollektor des Transistors T3 zur Basis des Transistors T1 bewirkt eine Verkleinerung des dynamischen

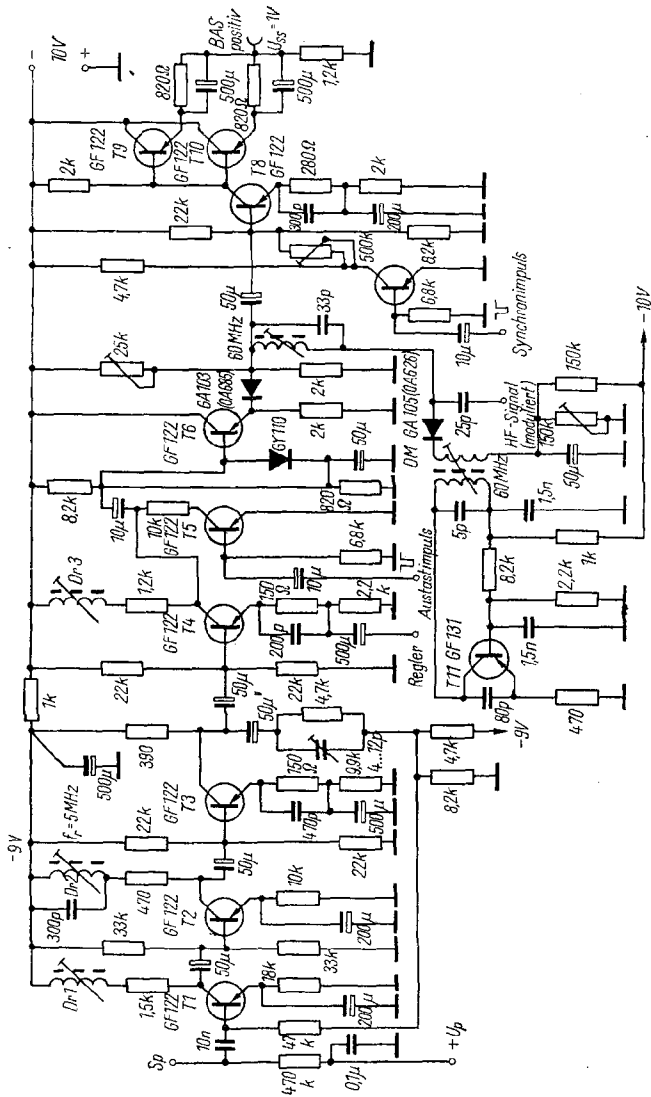


Bild 6 Schaltung des Videoverstärkers, des HF-Oszillators (T11) und der Mischstufe (DM - Diodenmischer; Sp - Signalplatte; Up - Plattenspannung). Die Drosseln Dr1 bis Dr3 bestehen aus 85 Wdg., 0,2-mm-Cu-L, auf einem 3-Kammer-Miniaturspulenkörper mit HF-Eisenraubkern

Eingangswiderstandes, der damit weitestgehend unabhängig wird von den Streuwerten der verwendeten Transistoren. Die RC-Glieder in den Emitterkreisen von Transistor T3 und T4 dienen ebenfalls der Frequenzgangkorrektur, so daß über den gesamten Verstärker gesehen, einschließlich Endikon, eine relativ konstante Signalamplitude für das Frequenzspektrum bis 5 MHz gegeben ist.

Über Transistor T5 wird das Austastsignal eingemischt. Die Diode an der Basis des Transistors T6 bewirkt eine Schwarzwerthaltung des Videosignals, d.h., die Gleichstromkomponente des Videosignals wird wiederhergestellt. Dies geschieht, indem die Spitzen der Impulse durch die Diode auf ein festes Potential gelegt werden und somit das Videosignal nicht um den Arbeitspunkt des Transistors schwanken kann. Die Diode am Emitter des Transistors T6 und Potentiometer 25 k Ω ermöglichen eine Einstellung der Schwarzabhebung.

Von dort gelangt das Signal über einen Kondensator 50 μ F auf die Basis des Transistors T8; dieser arbeitet als Treiber für die Endstufe. Über Transistor T7 wird das Synchronmisch auf die Basis von T8 gegeben. Das Potentiometer 500 k Ω dient zur Einstellung des Synchronimpulspegels. Es ist günstig, wenn T7 eine Stromverstärkung $\beta > 30$ hat. Am Kollektor von T8 steht das komplette BAS-Signal und steuert die Transistoren T9 und T10, die in Parallel- und Kollektorschaltung arbeiten. Am gemeinsamen Emitterwiderstand von 1,2 k Ω wird dann das Signal abgegriffen. Der Abschluß erfolgt am Ende der Übertragungsleitung mit 75 Ω ; dieser liegt dem 1,2-k Ω -Widerstand parallel, so daß dann erst die Endstufe voll arbeitet.

Der Modulator und der HF-Generator

Der HF-Oszillator besteht aus dem Transistor T11 und einem Schwingkreis, der für Kanal 3 oder 4 ausgelegt ist. Der Oszillator arbeitet in Colpitts-Schaltung. Das HF-Signal wird über ein Bandfilter auf eine Diode gegeben, die als Modulator arbeitet. Mit dem Potentiometer 150 k Ω am Sekundärkreis des Bandfilters wird der richtige Arbeitspunkt für die Diode eingestellt. Über ein HF-Sperrfilter liegt an der Diodenanode das Videosignal, so daß eine Modulation des HF-Signals erfolgt. An dieser Stelle wird auch das modulierte HF-Signal über einen Kondensator 25 pF ausgekoppelt und über Koaxialkabel dem Fernsehempfänger zugeführt. Bei Fernsehempfängern mit 240- Ω -Eingang wird ein Impedanzwandler zwischengeschaltet. Es ist zu empfehlen, den Fernsehempfänger nicht weiter als 100 m von der Kamera aufzustellen, weil sonst das Signal zu schwach ist und verrauscht erscheint. Als Transistor für den Oszillator sind alle Typen geeignet, die bei 60 MHz noch gut schwingen. Auch als Modulatordiode lassen sich alle HF-Typen verwenden.

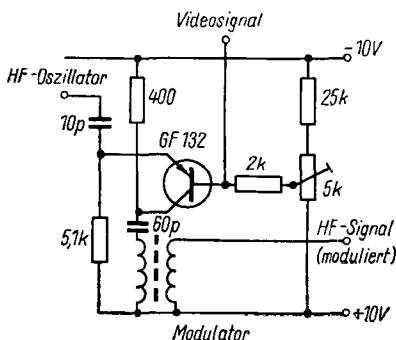


Bild 7
Schaltung des Modulators,
der an Stelle der Mischdiode
einen Transistor benutzt

Mechanischer Aufbau der Kamera

Die Kamera wurde so einfach wie möglich, aber mechanisch solide aufgebaut. Die Grundplatte der Kamera ist vorn und hinten abgewinkelt, so daß Frontseite, Rückseite und Bodenplatte eine stabile Einheit bilden. Eine von oben aufzuschiebende, abgewinkelte Haube schließt die Kamera ab. Mit Zwischenringen wird beim Objekt erreicht, daß die Schärfenebene für unendlich auf der Signalplatte des Endikons liegt. Die Leiterplatten sind um die Ablenkeinheit aufgebaut. Auf der Rückseite befinden sich die Regler für Strahlstrom, Schärfe und Plattenspannung, ebenso die Ausgänge für HF- und Videosignal sowie der Netzanschluß mit Netzschalter und Sicherung, außerdem der Umschalter für Batterie und Netzbetrieb. Man montiert die Kamera auf ein stabiles Kamerastativ. Sie hat zu diesem Zweck auf der Unterseite eine Mutter mit „Fotogewinde“, das mit der Kamera fest verbunden ist und sich auf das Stativ aufschrauben läßt. Weiter braucht zum mechanischen Aufbau nichts gesagt zu werden; Varianten sind durchaus möglich.

Aufbau der Ablenkeinheit

Wenn man die relativ hohen Kosten für einen Ablenksatz, der vom VEB Studioteknik gebaut wird, sparen möchte, kann man sich diesen auch selbst bauen. Der Spulenkörper wird aus Vinidur gefertigt. Er besteht aus 2 Einzelkörpern (für die Ablenspulen und für die Schärfespule). Der Innendurchmesser des Ablenspulkörpers muß dem Durchmesser des Endikons entsprechen. Diesen Spulenkörper schiebt man beim Zusammenbau in die Schärfespule ein. Die Ablenspule läßt sich von außen verstellen. Das ist erforderlich, um die Lage des Rasters beim Testen der Kamera zu korrigieren. Als erstes wird das Zeilenspulenpaar auf den

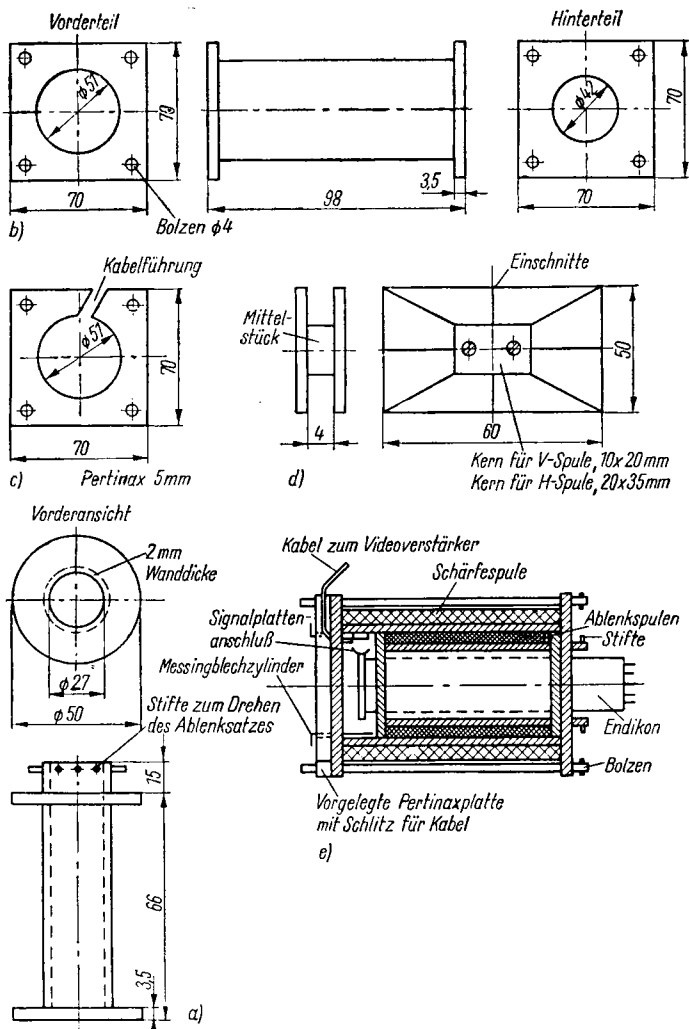


Bild 8 Maßskizzen und Aufbausskizze für den Ablenkteil der Fernsehkamera;

- a — Ablenspulenkörper;
- b — Schärfespulenkörper;
- c — Pertinaxplatte zwischen Ablenkteil und Frontplatte;
- d — Haspelabmessungen zum Wickeln der Ablenspulen;
- e — Aufbausskizze für den kompletten Ablenkteil

Spulenkörper aufgelegt und befestigt. Vor dem Auflegen sind die Spulen so zu verformen, daß sie sich dem Spulenkörper anpassen; beim Auflegen muß man jedoch beachten, daß der Wickelsinn erhalten bleibt und der Abstand zwischen den Spulen auf beiden Seiten gleich ist. Auch müssen sie parallel liegen, da sich sonst Trapezverzerrungen ergeben. Notfalls legt man 2 Holzstückchen zwischen die Spulen und wickelt dann eine Lage Abbindeband um die H-Spulen. Nun werden die V-Spulen um 90 Grad versetzt, ebenfalls parallel zueinander und im gleichen Wickelsinn, aufgelegt und befestigt. Doch darf nichts über den Spulenkörper ragen, da der Körper in die Schärfespule geschoben wird.

Als Hilfsmittel für das „Rechteckwickeln“ der Spulen fertigen wir uns eine Art Haspel, die ein rechteckiges Mittelstück hat und deren Seitenflächen in der Diagonalen sowie jeweils in der Mitte der Seitenwände Einschnitte (zum Einlegen von Abbindegarn) aufweisen. Nach jeder 18. Wdg. wird an allen 8 Einschnitten mit einer einfachen Verschlingung abgebunden. Zweckmäßig ist es, an den Ecken die Windungen nach außen zu ziehen, so daß die Rechteckform gewahrt bleibt. Zum Abbinden verwenden wir Zwirn von möglichst hoher Reißfestigkeit. Die H-Spulen haben je Spule etwa 108 Wdg. bei etwa 2 Ω Gleichstromwiderstand. Die V-Spulen haben je Spule etwa 750 Wdg. und etwa 85 Ω Gleichstromwiderstand. Für die H-Spulen nimmt man 0,4-mm-CuL-Draht, für die V-Spulen dagegen 0,18-mm-CuL-Draht. Die Fokussierspule (Schärfespule) ist eine Zylinderspule und wird in einfacher Lagenwicklung hergestellt. Sie hat etwa 29000 Wdg. mit 0,1-mm-CuL-Draht und einen Gleichstromwiderstand von ungefähr 12000 Ω . Sie ist unkritisch; der Spulenkörper wird einfach vollgewickelt. Bei weniger Windungen ist natürlich mit mehr Strom zu rechnen, damit wieder das gleiche magnetische Feld entsteht. Die Maße und Aufbausketzen für den Ablenksatz sind in Bild 8 wiedergegeben.

Der 50-Hz-Generator

Als Generator wird ein astabiler Multivibrator eingesetzt. Er besteht aus 5 Transistoren und dem frequenzbestimmenden Netzwerk. Ein Multivibrator mit nur 2 Transistoren hat sich nicht bewährt: Die Flankensteilheit der Impulse war ungenügend. Daher wurden noch 2 Transistoren zusätzlich eingesetzt. Sie arbeiten als Trennstufe in Kollektorschaltung zwischen den beiden Schalttransistoren. Die strommäßige, gegenseitige Belastung der Schalttransistoren ist damit weitgehend aufgehoben; gute Flankensteilheit wurde erreicht! Über einen weiteren Transistor wird die erzeugte Frequenz ausgekoppelt. Er arbeitet als Pufferstufe in Kollektorschaltung und verhindert unerwünschte Rückwirkungen, die sich in Frequenzverwerfungen bemerkbar machen können. Am Emitter des Transistors kann dann das Signal über einen Kondensator von 100 μF

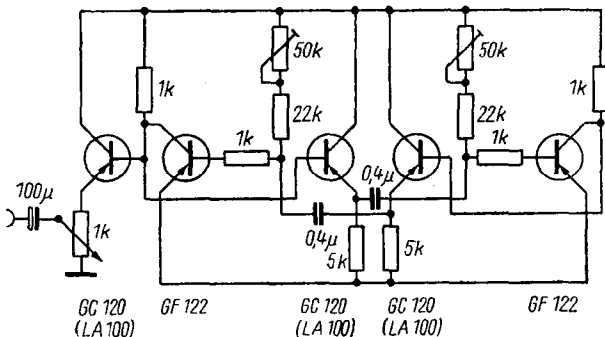


Bild 9 Schaltung des 50-Hz-Generators, der den Taktgeber bei Batteriebetrieb steuert

abgenommen und dem Taktgeber zugeführt werden. Bild 9 zeigt die Schaltung.

Allgemeine Hinweise

Zum Eintesten der Kamera benötigt man einen Oszillografen und einen Fernsehempfänger. Nachdem festgestellt worden ist, daß die einzelnen Baugruppen richtig funktionieren, schaltet man Kamera und Fernsehempfänger zusammen. Der Oszillograf wird an den BAS-Ausgang der Kamera gelegt und mit 75Ω abgeschlossen. Löst man nun das Oszillogramm mit 50 Hz auf, so müssen V-Austast- und Synchronimpuls sowie Rauschspektrum zu sehen sein. Mit dem Regler für die Schwarzabhebung läßt sich dieses Rauschen von der Grundlinie abheben. Der Fernsehempfänger muß natürlich einwandfrei mit den Impulsen der Kamera synchronisieren. Sollte er über Zeile nicht stehen, dann korrigiert man mit dem H-Generator des Taktgebers die Zeilenfrequenz. Nun wird mit dem Finger der Signalplattenkontakt, also der Eingang des Videoverstärkers, berührt. Dabei muß ein kräftiges Moiré auf dem Fernsehempfänger erscheinen. Jetzt erst setzt man das Endikon ein und dreht vorsichtig etwas Plattenspannung und Strahlstrom auf. Es muß auf dem Bildschirm ein heller, unscharfer Fleck auftauchen. Nach Einsetzen der Optik kann bereits ein unscharfes Bild zu sehen sein. Sollte es nicht gelingen, mit Verstellen der Optik und dem Regler „Schärfe“ das Bild klar abzubilden, dann muß der Strom durch die Schärfespule mit einem Vorwiderstand verändert werden. Bei richtigem Schärfestrom „dreht“ sich das Bild beim Betätigen des Schärfereglers in den Schärfepunkt „hinein“. Signalplattenspannung und Strahlstrom werden so eingestellt, daß bei maximalem Bildsignal noch keine Unschärfe und keine Überstrahlung eintreten.

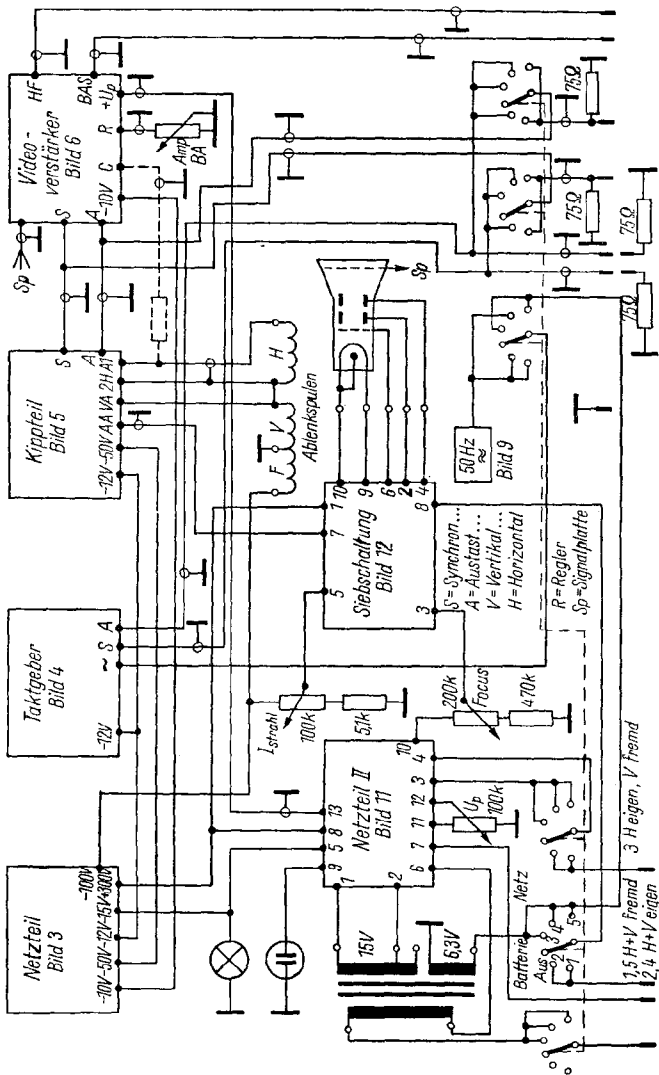


Bild 10 Schaltplan für die Verbindung der einzelnen Baustufen

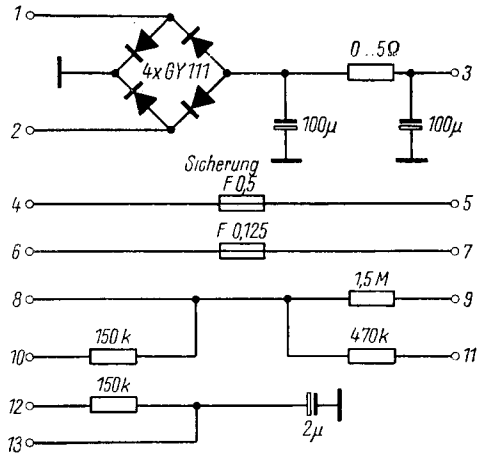


Bild 11
Schaltungsplatine
Netzteil II
für die Fernsehkamera

Zum Ablenksatz ist noch zu sagen, daß die vordere Kammer (die sich durch den kürzeren Ablenkspulenkörper ergibt und in der sich der Signalplattenkontakt für das Endikon befindet) mit Messingblech auszulegen ist. Dieser Messingzylinder muß mit der Frontplatte Kontakt haben und darf keinen geschlossenen Ring bilden. Er dient zur Abschirmung gegen Fremdeinstrahlung. An ihm ist auch der Signalplattenkontakt, natürlich isoliert, befestigt. Das Signal wird über ein Stückchen abgeschirmte Leitung zum Videoverstärker geführt. Zu diesem Zweck legt man noch eine Zwischenplatte in der Stärke der abgeschirmten Leitung (für die Leitungsführung mit einem Schlitz versehen) zwischen Frontplatte und Ablenksatz. Das Ganze wird mit langen Schrauben zusammengehalten, so daß der Ablenksatz praktisch an der Frontplatte hängt.

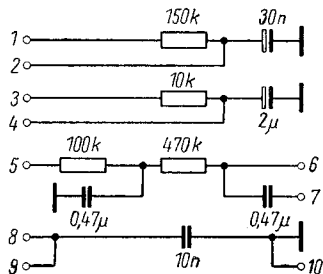


Bild 12
Schaltungsplatine
Siebschaltung für das Endikon
(Statt des Kondensators 30 nF
wird ein Kondensator 0,47 μF
eingebaut)

Die Abmessungen der kompletten Kamera sind 250 mm \times 160 mm \times 100 mm. Sie wurde in der beschriebenen Form, unter Verwendung von gedruckten Schaltungen, vom Kameraden *Peter Dölling, DM2 CZO* gebaut. Wir danken ihm für seine wertvolle Hilfe beim Erarbeiten dieser Baubeschreibung.

Wickeldaten der Übertrager für die Fernsehkamera

Transverter-Übertrager Ü 1

Ferritschalenkern, 22 mm \varnothing , 18 mm hoch

1-2 L1 9 Wdg., 0,3-mm-CuL

5-6 L2 26 Wdg., 0,3-mm-CuL

3-4 L3 350 Wdg., 0,1-mm-CuL

4-7 L4 225 Wdg., 0,1-mm-CuL

Taktgeber-Übertrager Ü 2

3-Kammer-Spulenkörper, 12 mm \varnothing , 13 mm hoch,

Ferritschraubkern, 4 mm \times 10 mm

bl-ge L1 500 Wdg., 0,15-mm-CuL

ge-rt L2 70 Wdg., 0,15-mm-CuL

Kippteil-Übertrager Ü 3

3-Kammer-Spulenkörper, 12 mm \varnothing , 13 mm hoch,

Ferritschraubkern, 4 mm \times 10 mm

gn-ge L1 500 Wdg., 0,15-mm-CuL

ge-rt L2 100 Wdg., 0,15-mm-CuL

Kippteil-Übertrager Ü 4

Ferritschalenkern, 18 mm \varnothing , 14 mm hoch, A_L -Wert etwa 1000

gn-ge L1 550 Wdg., 0,15-mm-CuL

ge-rt L2 90 Wdg., 0,15-mm-CuL

Kippteil-Drossel Ü 5

Ferritschalenkern, 18 mm \varnothing , 14 mm hoch, A_L -Wert = 180

bl-gn L1 500 Wdg., 0,15-mm-CuL

Kupferoxidgleichrichter sind wenig ökonomisch.

Die Leistung des gleichgerichteten Stromes übersteigt nicht 75 Prozent des zugeführten Wechselstroms. Bei Selengleichrichtern steigert sich das auf 80 Prozent. Germaniumgleichrichter sind am ökonomischsten: Sie erreichen einen Wirkungsgrad von 95 Prozent.

Kompodium des Transistorsuperhet- empfängers

Ing. Dieter Müller

Der Selbstbau von Transistorrundfunkempfängern hat in den letzten Jahren sehr zugenommen. Da jedoch die Leistungsfähigkeit der in Bauanleitungen häufig beschriebenen Einkreisempfänger begrenzt ist, besteht vielfach der Wunsch nach Selbstbaugeräten mit besseren Eigenschaften. Dieser Beitrag soll keine Bauanleitung sein, sondern vielmehr einen Überblick geben über die bei transistorisierten AM-Rundfunkempfängern, speziell im HF- und ZF-Teil, vorkommenden Probleme. Näher eingegangen wird auf zum Teil in industriellen Geräten bewährte Teilschaltungen, die sich für den Selbstbau eignen, und auf die beim Selbstbau auftretenden Fragen. NF-Verstärker wurden in diesem Beitrag bewußt nicht behandelt, da diese nicht nur in Superhets zu finden sind.

In den vergangenen Jahren haben sich für die wichtigsten Baugruppen der AM-Superhetempfänger mit Transistoren einige Grundschaltungen herauskristallisiert, die teilweise mit geringen Abweichungen in nahezu allen industriellen Empfängern dieser Kategorie zur Anwendung gelangen. Man kann davon sprechen, daß sich eine ähnliche Standardisierung der prinzipiellen Schaltungen wie beispielsweise bei den 6-Kreis-Rundfunkempfängern mit Röhren vollzogen hat. Es ist daher naheliegend, daß man beim Selbstbau von Transistorempfängern auf die bewährten Grundschaltungen zurückgreift, die die Industrie verwendet. Es besteht auch die Möglichkeit, verschiedene Schaltungsvarianten einzelner Baugruppen sinnvoll miteinander zu kombinieren.

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild eines beliebigen Transistorsupers mit den wichtigsten Baugruppen des Empfängers:

- Eingangs-, Misch- und Oszillorteil;
- ZF-Verstärker mit Demodulatorschaltung;
- NF-Verstärker;
- Stromversorgung.

Dieser Beitrag behandelt hiervon die ersten beiden Punkte.

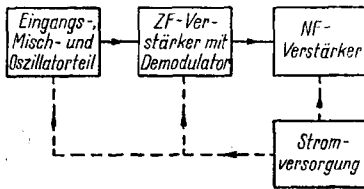


Bild 1
Blockschaltbild Transistorsuper

Eingangs-, Misch- und Oszillatorteil

Bei den meisten kleineren Transistorempfängern besteht diese Empfängerbaugruppe lediglich aus einer selbstschwingenden Mischstufe. Bild 2 zeigt das Prinzipschaltbild einer solchen selbstschwingenden Mischstufe für den MW-Bereich (*Sternchen*). Der Transistor wird als Oszillator in Basisschaltung betrieben, und zwar kommt eine induktive Rückkopplungsschaltung (Meißner-Schaltung) zum Einsatz. Von der im Kollektorkreis liegenden Spule L_2 , die etwa 10 bis 20 Prozent der Windungszahl von L_3 hat, erfolgt die Rückkopplung auf die Schwingkreisspule L_3 . Diese Spule hat eine Anzapfung bei etwa 4 bis 5 Prozent der Gesamtwindungszahl. Von dieser Anzapfung, die den hohen Resonanzwiderstand des Schwingkreises (etwa hundert Kiloohm) an den niedrigen Eingangswiderstand des Transistors in Basisschaltung (etwa 20 bis 50 Ω) anpaßt, wird die Rückkopplungsspannung dem Emitter des Transistors zugeführt. Damit keine zusätzliche Leistung verbraucht wird, soll der Emitterwiderstand wesentlich größer sein als der Eingangswiderstand des Transistors in Basisschaltung. Er darf nicht durch einen Kondensator überbrückt werden.

Der Basisanschluß des Transistors wird durch die wenigen Koppelwindungen des Ferritstabes für die Oszillatorfrequenz hochfrequenzmäßig

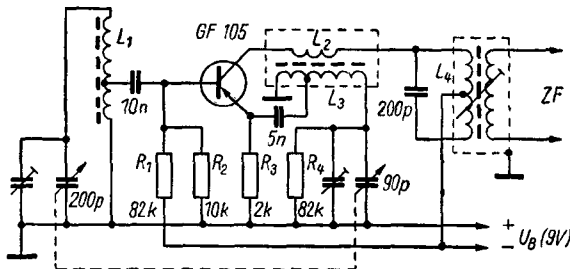


Bild 2 Selbstschwingende Mischstufe des Sternchen

geerdet, womit die Bedingung einer Basisschaltung für die Oszillatorfunktion des Transistors erfüllt ist. Als additive Mischstufe arbeitet der Transistor in Emitterschaltung. Das Eingangssignal gelangt von einer Anzapfung der Schwingkreisspule des Ferritstabes L1 zur Basis des Mischtransistors. Diese Anzapfung liegt bei etwa 8 bis 10 Prozent der Gesamtwindungszahl und paßt den Ferritantennenkreis an den Eingangswiderstand des Transistors (1 bis 3 k Ω) an. Durch die Basis-Emitter-Diode des Transistors erfolgt die Mischung von Sender- (f_s) und Oszillatorfrequenz (f_o). Über das ebenfalls im Kollektorkreis liegende ZF-Filter (L4) kann die Zwischenfrequenz ($f_z = f_o - f_s$) entnommen werden.

Da der Mischstufe noch mehrere Verstärkerstufen folgen, ist diese so zu dimensionieren, daß sie ein möglichst geringes Eigenrauschen verursacht. Als optimaler Kollektorstrom, der bei geringem Eigenrauschen noch eine ausreichende Mischverstärkung gewährleistet, sind etwa 0,2 bis 0,4 mA einzustellen (Änderung des Widerstandes R1). Sollte der Oszillator bei diesem Arbeitspunkt nicht schwingen oder beim Absinken der Betriebsspannung aussetzen, so muß entweder der Kollektorstrom vergrößert (größeres Eigenrauschen!) oder versuchsweise die Koppelwindungszahl (Anzapfung) der Oszillatorspule verändert werden.

Daraus läßt sich erkennen, daß es schwierig ist, den Arbeitspunkt der selbstschwingenden Mischstufe zum Zwecke der Verstärkungsregelung zu verändern. Man findet daher in nahezu allen industriellen Transistorempfängern der Klein- und Mittelklasse im Eingangsteil ungerichtete selbstschwingende Mischstufen. Von den Empfängern aus der DDR-Produktion sind mit dieser teilweise abgewandelten Schaltung u. a. ausgerüstet: die Taschenempfänger *Sternchen*, *T 100/T 101* und *Mikki* sowie die Kofferempfänger *R 110*, *Stern 2*, *Trabant T 6* und *Stern 4*.

Die Schaltung des Oszillorteil der Mischstufe kann einige Abweichungen aufweisen. Auf Grund der Phasengleichheit von Kollektor- und Emitterspannung in der Basisschaltung sind keine besonderen Wicklungen zur Phasendrehung am Oszillatorkreis erforderlich, damit die zur Erregung des Oszillators notwendige Mitkopplung erzielt wird. Man benötigt dann nur eine einzige Spule mit 2 Anzapfungen jeweils für den Emitter- und den Kollektorabgriff (Bild 3a). Andererseits ist es möglich, eine gesonderte Spule anzubringen, über die die Rückkopplungsspannung der Basis zugeführt wird. In diesem Falle läßt sich der Emitterwiderstand kapazitiv überbrücken (Bild 3b). Verwendet man in der Mischstufe einen Drifttransistor (*GF 120*, *121* oder *122*), so können wegen des hohen Ausgangswiderstandes sowohl das erste ZF-Filter als auch der Oszillatorkreis mit der Gesamtwindungszahl in den Kollektorkreis des Transistors eingeschaltet werden. Es erübrigen sich dann die Abgriffe für den Anschluß des Kollektors.

Den Nachteil, daß sich die selbstschwingende Mischstufe nicht regeln läßt, kann man durch vorgeschaltete Verstärkerstufe ausgleichen. Der

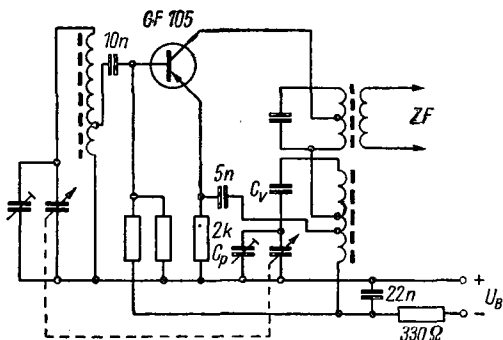


Bild 3 a
Selbstschwingende
Mischstufe,
Oszillator-
transformator
in Sparschaltung

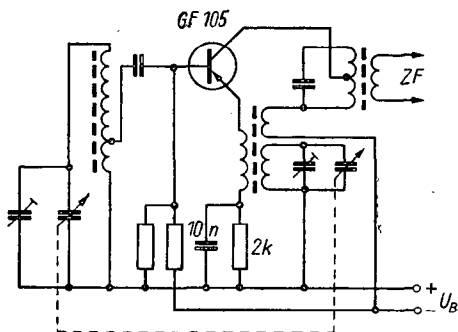


Bild 3 b
Selbstschwingende
Mischstufe,
Oszillator-
transformator
mit getrennten
Wicklungen
für Kollektor-,
Emitter-
und Abstimmkreis

Arbeitspunkt dieser Vorstufe ist in weiten Grenzen veränderbar, ohne daß der Oszillator aussetzt. Der Verstärkungsgrad dieser Stufe kann in einigen Schaltungen bis unter 1 geregelt werden; damit ist eine Übersteuerung der Mischstufe ausgeschlossen. Um keinen 3fach-Drehkondensator verwenden zu müssen und Spulen sowie Schaltkontakte einzusparen, wird die Vorstufe oft als aperiodischer Verstärker in RC-Kopplung mit einem kleinen Kollektorwiderstand (1 bis 5 kΩ) betrieben. Bild 4 zeigt die prinzipielle Schaltung einer selbstschwingenden Mischstufe mit aperiodisch angekoppelter Vorstufe. Sie entspricht dem HF-Teil des Kofferempfängers *Spatz-Baby*. Der Übersichtlichkeit halber wurden die Frequenzumschaltungen weggelassen; auch ist nur jeweils eine Spule (z. B. Mittelwelle) eingezeichnet. Auf Grund des höheren Aufwandes kommt diese Schaltung vorwiegend bei Transistorempfängern der oberen Preisklasse vor. Man findet sie, teilweise in abgewandelter Form, u. a. in den Empfängern *Stern 3*, *Spatz-Baby* bzw. *Opal* sowie in den Autosupern *A 100* und *Berlin*.

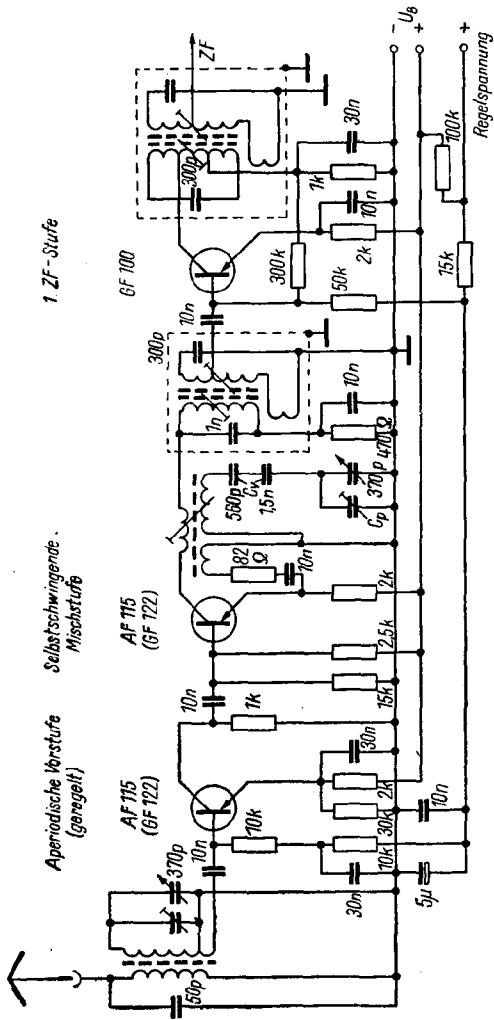


Bild 4 Eingangsschaltung des Spatz-Baby ohne Frequenzumschaltung, erste ZF-Verstärkerstufe angeleitet

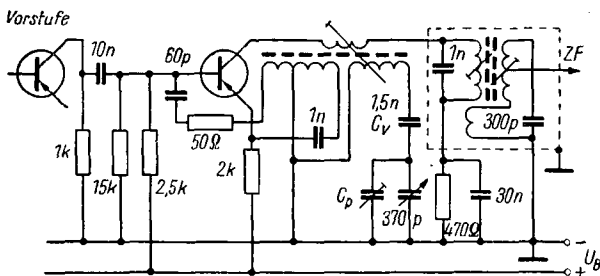


Bild 5 Selbstschwingende Mischstufe mit Oszillatorbrücke für Kurzwellen
(Spatz-Baby auf Kurzwellenbereich)

Die Schaltung eignet sich auch gut für den Kurzwellenempfang. Auf Grund des geringen Abstandes von Sender- und Oszillatorfrequenz muß jedoch, um eine gegenseitige Beeinflussung der Schwingkreise beider Frequenzen zu vermeiden, eine etwas geänderte Schaltung für die selbstschwingende Mischstufe (Brückenschaltung für Oszillator, Bild 5) angewendet werden.

Hinweise für den Selbstbau der selbstschwingenden Mischstufe

Will man beim Aufbau der selbstschwingenden Mischstufe kein Risiko eingehen und vor unangenehmen Überraschungen sicher sein, so sollte man, besonders wenn man Anfänger ist, die frequenzbestimmenden Teile eines Industrieempfängers verwenden. Hierzu gehören: die Antennenspule mit einem Ferritstab passenden Durchmessers (die Länge ist dabei unkritisch), die Oszillatortspule und der Drehkondensator. Sind mehrere Frequenzbereiche vorgesehen, so werden entsprechend mehrere Spulen und ein geeigneter Umschalter (ebenfalls möglichst Originalschalter) benötigt.

Will man die Induktivitäten selbst herstellen, dann muß vom vorhandenen Drehkondensator ausgegangen werden, wobei neben geeigneten Spulenkörpern mit Abgleichkernen zumindest ein Grid-Dip-Meter, besser noch ein Meßsender – und nicht zuletzt eine gute Portion Erfahrung! –, vorhanden sein sollten. Haben beide Pakete die gleiche Endkapazität C_n , so errechnet man die Induktivität des Antennenkreises L_a aus:

$$L_a = \frac{10^{12}}{4 \pi^2 \cdot f_{s1}^2 \cdot C_n}$$

(L in μH , f in kHz, C in pF).

f_{s1} ist darin die tiefste zu empfangende Senderfrequenz. Für den Antennenkreis erhält man eine Frequenzvariation in Abhängigkeit von der Kapazitätsvariation des Drehkondensators zu:

$$\left(\frac{f_{s2}}{f_{s1}}\right)^2 = \frac{C_a}{C_n}$$

Dabei sind C_a die Anfangskapazität des Drehkondensators einschließlich der Schaltkapazitäten und Abgleichtrimmer, f_{s2} die höchste zu empfangende Senderfrequenz.

Die Oszillatorfrequenz f_0 ergibt sich aus den Beziehungen:

$$f_{02} = f_z + f_{s2} \quad \text{bzw.} \quad f_{01} = f_z + f_{s1}$$

Die für den Oszillatorkreis erforderliche Kapazitätsvariation erhält man aus:

$$\frac{C_{01}}{C_{02}} = \left(\frac{f_{02}}{f_{01}}\right)^2 = \left(\frac{f_z + f_{s2}}{f_z + f_{s1}}\right)^2$$

C_{02} ist dabei die Anfangs-, C_{01} die Endkapazität des Oszillator-Drehkondensators. Man erkennt unschwer, daß (bedingt durch die Addition der Zwischenfrequenz zur Senderfrequenz) die erforderliche Kapazitätsvariation des Oszillatordrehkondensators kleiner wird als die des Vorkreis-kondensators; und dies um so mehr, je größer die Zwischenfrequenz im Verhältnis zur Empfangsfrequenz ist. Bei vielen Empfängern (wie *Mikki*, *Sternchen*, *T 109*) werden deshalb Drehkondensatoren mit unterschiedlichen Plattenschnitten verwendet. Bei gleich großen Paketen des Drehkos erreicht man die Einengung der Kapazitätsvariation durch Vorschalten eines Verkürzungskondensators C_v (Bild 3a) vor das Oszillatorpaket des Drehkos oder vor die Oszillatospule sowie durch das Zuschalten eines Kondensators C_p parallel zum Oszillatorpaket. Die genaue Berechnung des Verkürzungs- und Parallelkondensators ist kompliziert und würde allein Stoff für einen umfangreichen Beitrag liefern.

Hier sei nur soviel gesagt, daß für den Mittelwellenbereich $C_v \approx 1,1 \cdot C_n$ sein soll und

$$C_p \approx 0,04 \text{ bis } 0,05 C_n$$

Die Induktivität der Oszillatorschwingkreisspule L_0 errechnet sich dann aus:

$$L_0 = \frac{10^{12}}{4 \pi^2 (f_z + f_{s1})^2 \cdot C_{01}}$$

(L in Mikrohenry, f in Kilohertz, C in Picofarad).

Bei der Herstellung der Spulen empfiehlt es sich, auf den Spulenkörper oder Ferritstab versuchsweise einige Windungen aufzubringen, die errechnete Endkapazität parallelzuschalten und mit dem Griddipper die Resonanzfrequenz festzustellen. Ist die Resonanzfrequenz z.B. doppelt so hoch wie die gewünschte, so braucht man nur die Windungszahlenfalls

zu verdoppeln, und man erhält die gewünschte Resonanzfrequenz und damit auch die entsprechende Induktivität. Für die Abgriffe oder Teilschaltungen sind die Windungszahlen im Verhältnis zur Gesamtwindungszahl der Schwingkreise etwa so zu wählen, wie dies im vorhergehenden Abschnitt angegeben wurde. In der Misch- oder Vorstufe können je nach gewünschtem Frequenzbereich folgende Transistoren verwendet werden:

- für Mittel- und Langwelle — *GF 105, GF 120* oder *121, GF 129, LF 880*;
- für Kurzwelle bis etwa 10 MHz — *GF 121* (bis 8 MHz), *GF 122, GF 130, LF 881*;
- für höhere Frequenzen — *GF 131, GF 132*.

Der ZF-Verstärker

Die von der Mischstufe erzeugte Zwischenfrequenz im Bereich von 450 bis 470 kHz muß um einen Faktor von mindestens 1000 bis 2000 spannungsverstärkt werden, was im allgemeinen mit einem 2stufigen selektiven Transistorverstärker in Emitterschaltung geschieht. Bei einfachen Geräten werden als Selektionsmittel Einzelkreise verwendet (*Sternchen, Mikki, T 100*). Bild 6 zeigt die Schaltung eines solchen Verstärkers (*Sternchen*). Die Schwingkreise liegen im Kollektorkreis der Transistoren und sind durch eine Anzapfung an den Ausgangswiderstand des Transistors angepaßt (etwa 30 Prozent der Gesamtwindungszahl). Der Ausgangswiderstand kR_1 beträgt beim *GF 100* bei $U_{CE} = 6\text{ V}$ und $I_C = 0,5\text{ mA}$ im Mittel etwa 25 k Ω . Der Eingangswiderstand kR_e liegt beim gleichen Arbeitspunkt im Mittel bei 1 k Ω . Er wird durch eine besondere, mit dem Schwingkreis fest verkoppelte Wicklung an diesen angepaßt, desgleichen der Eingangswiderstand der Demodulatorschaltung. Die Windungszahl der Koppelwicklung beträgt bei Anpassung an den Transistoreingangswiderstand 7 bis 10 Prozent, bei Anpassung an die Demodulatorschaltung 12 bis 20 Prozent der Gesamtwindungszahl des Schwingkreises.

Während die ZF-Kreise bei Röhrenverstärkern durch die Kapazität der Röhrenelektroden lediglich etwas verstimmt werden, wobei sich die Kreisgüte nur unwesentlich ändert, ergibt sich durch die Anpassung der Transistoren an die Schwingkreise eine bestimmte Bedämpfung der Kreise und damit eine Verringerung der Kreisgüte sowie eine Vergrößerung der Bandbreite. Man nennt die Güte des Kreises im Leerlauf Q_0 , die entsprechende Bandbreite B_0 . Bei angeschlossenen Transistoren erhält man die Betriebsgüte Q_B und die Betriebsbandbreite B_B .

Zwischen Bandbreite, Güte und Zwischenfrequenz besteht die Beziehung:

$$B_0 = \frac{f_z}{Q_0} \quad \text{bzw.} \quad B_B = \frac{f_z}{Q_B} .$$

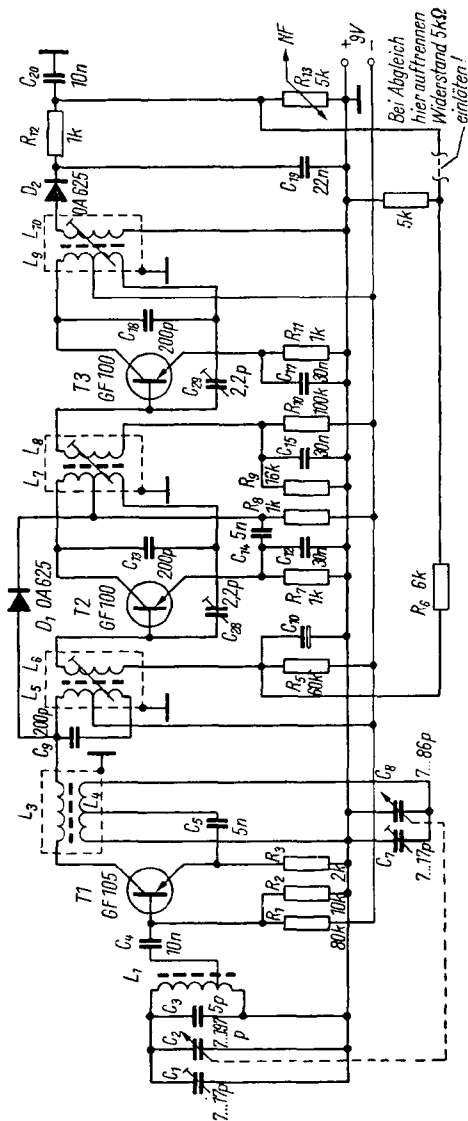


Bild 6 ZF-Verstärker mit Misch- und Oszillatorstufe (Sternchen)

Die Leistungsverstärkung einer Transistorverstärkerstufe errechnet sich aus der Beziehung:

$$V_p = \frac{S^2}{4} kR_i \cdot kR_e \left(1 - \frac{B_o}{B_B}\right)^2.$$

Außer von den Transistordaten kR_i , kR_e und der Steilheit S ist die Verstärkung einer Transistorstufe nur noch vom Verhältnis B_o/B_B abhängig; je kleiner B_o/B_B wird, um so größer ist die Verstärkung. Damit eine möglichst große Verstärkung erreicht wird, muß die Leerlaufbandbreite klein, die Leerlaufgüte des Kreises groß sein. Durch Vergrößerung der Betriebsbandbreite B_B kann ebenfalls ein größeres Verhältnis B_o/B_B erzielt werden. Dabei sind durch die geforderte Selektivität Grenzen gesetzt. Eine hohe Betriebsbandbreite wird erreicht durch hohe Windungszahlen für den Kollektor- bzw. Emitteranschluß sowie durch kleine Eingangs- und Ausgangswiderstände der Transistoren. Ein kleines Verhältnis B_o/B_B weist den Nachteil auf, daß die Transistordaten die Schwingkreise stärker beeinflussen als bei größerem B_o/B_B . Um die Frequenzinstabilitäten, die besonders bei Spannungs- und Temperaturschwankungen sowie beim Regeln in Erscheinung treten können, in erträglichen Grenzen zu halten, soll B_o/B_B nicht kleiner als 0,3 sein.

Die Möglichkeit, durch kleine Eingangs- (kR_e) und Ausgangswiderstände (kR_i) große Betriebsbandbreiten und damit Verstärkungen zu erzielen, ist dadurch begrenzt, daß mit kleiner werdenden Ein- und Ausgangswiderständen die Leistungsverstärkung sinkt (Formel für V_p). Im Interesse einer möglichst hohen Verstärkung verwendet man Transistoren, bei denen diese Widerstände die größten Werte aufweisen.

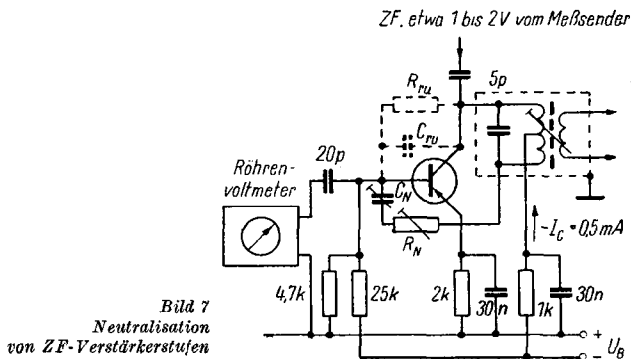
Bei HF-Legierungstransistoren (*GF 100*) kann man mit einem Ausgangswiderstand von höchstens 50 k Ω bei 500 kHz rechnen (Mittelwert etwa 25 k Ω).

Günstiger liegen die Verhältnisse bei Drifttransistoren (*GF 120*), bei denen der Ausgangswiderstand Werte von einigen hundert Kiloohm bis in die Größenordnung von 1 k Ω erreichen kann. Aus diesem Grunde benötigen die Filter eines mit Drifttransistoren bestückten ZF-Verstärkers für 470 kHz keine Anzapfungen für den Kollektoranschluß, sondern können wie bei einem Röhrenverstärker angeschlossen werden. Die erzielbare Leistungsverstärkung ist daher im fraglichen Frequenzbereich (um 500 kHz) bei Drifttransistoren allgemein höher als bei Legierungstransistoren. Die Eingangswiderstände der Drifttransistoren sind zwar ebenfalls größer als bei Legierungstransistoren, doch liegen ihre Werte nur etwa um den Faktor 2 bis 3 höher. Da die Rückwirkungsleitwerte bei den Drifttypen fast eine Größenordnung kleiner sind als bei Legierungstransistoren, kann die nachstehend beschriebene Neutralisation meistens entfallen.

Neutralisation

Alle bisherigen Betrachtungen gelten, streng genommen, nur bei völliger Rückwirkungsfreiheit von Ausgang zum Eingang des Transistors. In Wirklichkeit wird bei einem Transistor ein Teil der Ausgangsspannung auf den Eingang zurückgeführt. Im Ersatzschaltbild (Bild 7) kann man diese Rückwirkung durch die Parallelschaltung eines Kondensators (C_{ru}) und eines Widerstandes (R_{ru}) darstellen. Die Rückwirkung wird um so größer, je kleiner R_{ru} und je größer C_{ru} ist. Das zeigt die Frequenzabhängigkeit der Rückwirkung. Bei hohen Frequenzen überwiegt der Einfluß des Kondensators. Es kommt dann zu einer Phasenverschiebung der Rückwirkungsspannung, die bei Resonanzverstärkern dazu führen kann, daß eine Verformung der Durchlaßkurve (Unsymmetrie) und eventuell Selbsterregung eintreten. Der ZF-Verstärker schwingt dann.

Der Einfluß der Rückwirkung kann kompensiert werden, wenn der Basis des Transistors eine Spannung zugeführt wird, die die gleiche Frequenz und Amplitude wie die rückgeführte Spannung aufweist, gegenüber dieser aber um 180 Grad phasenverschoben ist. Eine gegenüber der Kollektorspannung um 180 Grad phasenverschobene Spannung läßt sich am unteren Ende des Schwingkreises (Bild 7) abnehmen. Durch die Reihenschaltung von Neutralisationskondensator C_N und Neutralisationswiderstand R_N kann man die Größe und Phasenlage der über den Neutralisationszweig zur Basis gelangenden Spannung so einstellen, daß die Rückwirkungsspannung genau aufgehoben, also neutralisiert wird. Die Rückwirkung ist keine konstante Größe, sondern hängt vom jeweils eingestellten Arbeitspunkt und von der Streuung der Transistor肯ndaten ab. Man erreicht daher nur selten eine vollständige Neutralisation. Auch die in den Industrieschaltbildern angegebenen Werte für die Neutralisationszweige gelten exakt nur für Mittelwerte der Rückwirkung in der jeweiligen Schaltung.



Soll eine individuelle Neutralisation vorgenommen werden, so koppelt man bei dem gewünschten Arbeitspunkt des Transistors an den Kollektor einen Meßsender mit der gewünschten ZF über einen Kondensator von einigen Picofarad an. Die Ausgangsspannung des Senders kann dabei etwa 1 bis 2 V betragen. An die Basis des Transistors wird über einige Picofarad ein empfindliches Röhrenvoltmeter angeschlossen (Bild 7). Durch Änderung von R_N und C_N stellt man die Spannung an der Basis auf Minimum, möglichst Null, ein. Steht kein entsprechendes Röhrenvoltmeter zur Verfügung, so kann auch ein auf die gleiche Frequenz eingestellter ZF-Verstärker eines zweiten Superhetempfängers als Indikator verwendet werden.

Regelung

Im Gegensatz zu den Elektronenröhren, wo spezielle Typen (Regelröhren) zu finden sind, deren Steilheit und damit auch Verstärkung durch Gittervorspannungsänderung bis zu einem Verhältnis von 1:1000 geregelt werden kann, gibt es bis auf einige wenige Typen keine ausgeprägten Regeltransistoren. In wesentlich engeren Grenzen zwar, als es bei den Regelröhren möglich ist, kann die Verstärkung einer Transistorstufe ebenfalls durch Änderung des Arbeitspunktes geregelt werden. Mit kleiner werdendem Kollektorstrom sinkt unterhalb von $I_c = 2 \dots 5 \text{ mA}$ die Stromverstärkung des Transistors ab. Dabei steigen Ein- und Ausgangswiderstand an. Zur Regelung wird die Richtspannung der Demodulatordiode gesiebt und dem „kalten“ Ende des Basisspannungsteilers zumeist nur der ersten ZF-Stufe zugeführt (Bild 6). Bei vorhandenem ZF-Signal verschiebt die Richtspannung den Arbeitspunkt des Transistors T2 nach einem kleineren Kollektorstrom hin. Die Verstärkung der Stufe nimmt ab. Gleichzeitig steigen Ein- und Ausgangswiderstand an, Ein- und Ausgangskapazität nehmen ab. Hierdurch wird die Bandbreite kleiner, die Schwingkreise werden nach höheren Frequenzen zu verstimmmt. Dem läßt sich entgegenwirken, indem man das im Kollektorkreis des geregelten Transistors liegende Filter auf eine etwas tiefere als die gewünschte Resonanzfrequenz abstimmt.

Man kann die Regeleigenschaften der Transistor-ZF-Stufe verbessern, und zwar durch eine zusätzliche, gesteuerte Bedämpfung des vor dem geregelten Transistor befindlichen ersten ZF-Kreises. Wird der Kollektorstrom des Transistors T2 (Bild 6) beim Ansteigen der (positiven) Richtspannung verringert, so steigt die Gleichspannung am Kollektor von T2 an, da der Spannungsabfall über dem Siebwiderstand R8 abnimmt. Die Diode D2, die bei normalem Kollektorstrom von T2 gesperrt ist, wird leitend und bedämpft mit ihrem differentiellen Innenwiderstand am Anfang des Durchlaßbereiches ihrer Kennlinie den Schwingkreis L5-C9. Die Güte dieses Kreises vermindert sich, die Verstärkung der vorher-

gehenden (Misch-) Stufe nimmt ab. Durch die dabei größer werdende Bandbreite des Kreises wird die Auswirkung der Verstimmung und der Bandbreitenverringeringung, die durch den geregelten Transistor hervorgerufen wurden, eingeschränkt. Blicke noch zu erwähnen, daß der Kollektorstrom von geregelten Transistoren mit Rücksicht auf eine möglichst geringe Regelleistung auch ohne Signal auf kleinere Werte (etwa 0,2 mA) eingestellt wird als von unregulierten ZF-Transistoren (etwa 0,5 mA). Daraus ergeben sich bei dem geregelten Transistor höhere Ein- und Ausgangswiderstände und dementsprechend auch höhere Windungszahlen für den Kollektor- bzw. Basisanschluß dieser Stufe.

Bei 2kreisigen Bandfiltern ergeben sich im Prinzip ähnliche Verhältnisse wie bei Verwendung von Einzelkreisen. Bei der zumeist angewendeten kritischen Kopplung der beiden Kreise erhält man eine Bandbreite, die um den Faktor $\sqrt{2}$ größer ist als bei Verwendung von Einzelkreisen mit gleichen Eigenschaften. Daher liegen auch die Anzapfungen für Ein- und Ausgangswiderstand der angeschlossenen Transistoren bei um den Faktor $\sqrt{2}$ größeren Windungszahlen. Als hervorstechendste Eigenschaft der Bandfilterverstärker muß noch erwähnt werden, daß die Flankensteilheit (und damit die Selektion) größer ist als bei Verstärkern mit Einzelkreisen. 2kreisige Bandfilter findet man wegen des höheren Aufwandes und des schwierigeren Abgleiches in ZF-Verstärkern von Industrieempfängern der oberen Preisklasse (z. B. beim *Spatz-Baby*). Es gibt aber auch Empfänger, die sowohl mit Bandfiltern als auch mit Einzelkreisen bestückt sind (z. B. *Stern 4, T 100*). Die Einzelkreise liegen dabei meistens in der Stufe vor der Demodulatorschaltung.

ZF-Verstärker in Basisschaltung

Die HF-Transistoren liefern im Frequenzbereich um 500 kHz in der meist verwendeten Emitterschaltung eine höhere Leistungsverstärkung als in Basisschaltung. Die Basisschaltung bietet jedoch einige Vorteile, so daß die erforderliche zusätzliche Verstärkerstufe in einigen Fällen durchaus gerechtfertigt ist. Die Schaltung einer einfachen ZF-Stufe in Basisschaltung zeigt Bild 8. Der Transistor hat in Basisschaltung einen wesentlich höheren Ausgangswiderstand (etwa 500 k Ω) als in Emitterschaltung. Die Rückwirkung ist in Basisschaltung vernachlässigbar klein. Man kann daher bei der Basisschaltung auf eine Anzapfung für den Kollektor und auf die Neutralisation verzichten. Der Eingangswiderstand des Transistors in Basisschaltung beträgt etwa 20 bis 50 Ω . Es erfolgt deshalb eine Stromeinspeisung in den Transistoringang. Der Koppelkondensator C1 (Bild 8) ist gleichzeitig der Schwingkreiskondensator. Der Eingangswiderstand R_{eing} addiert sich zum Reihenverlustwiderstand R_v des Kreises (Bild 9). Der Emitterwiderstand R1 soll wesentlich größer

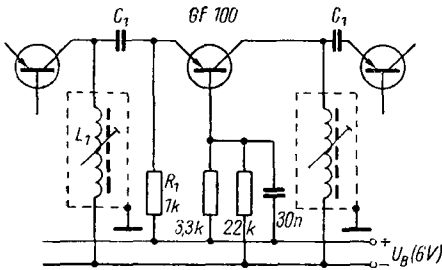


Bild 8
ZF-Verstärkerstufe
in Basisschaltung

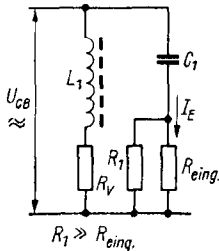


Bild 9
Ersatzschaltung
des Filterkreises
eines ZF-Verstärkers
in Basisschaltung

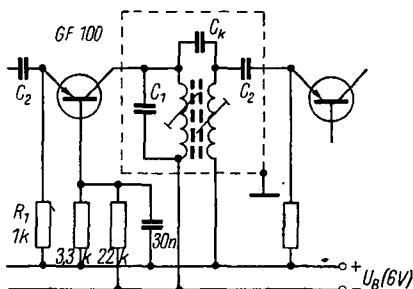
sein als der Eingangswiderstand. Auf Grund der dargelegten Vorteile wird diese Schaltung auch in Industrieempfängern angewendet [6].

Hinweise für den Selbstbau von ZF-Verstärkern

Wie aus den vorhergegangenen Betrachtungen hervorgeht, soll der Transistor in der ZF-Stufe einen möglichst großen Eingangs- (kR_e) und Ausgangswiderstand (kR_i) bei geringer Rückwirkung und großer Steilheit im interessierenden Frequenzbereich um 500 kHz aufweisen. Außer der Grenzfrequenz sind bei den Basteltransistoren (*LF 871*) keine für den Betrieb als ZF-Verstärker wichtigen Parameter garantiert. Es empfiehlt sich daher (sofern man keine Möglichkeit hat, diese Größen nachzumessen), für ZF-Verstärker typenreine Transistoren (*GF 100*; *GF 105*) zu verwenden.

Bei ZF-Verstärkern in Basisschaltung dagegen lassen sich die HF-Legierungs-Bastlertransistoren mit Erfolg einsetzen. Ebenfalls günstiger liegen die Verhältnisse bei den Difttransistoren, denn die Ausgangswiderstände der Bastlertypen dieser Bauform (*LF 880*; *LF 881*) sind mit einiger Sicherheit noch größer als die der typenreinen Legierungstransistoren (*GF 100*),

Bild 10
ZF-Stufe mit 2-Kreis-Filter,
Transistor in Basisschaltung



In unmittelbarem Zusammenhang mit den Transistoren betrachte man die Filterkreise.

Die sicherste Lösung bietet sich auch in diesem Falle, wenn Originalteile von Industriergeräten benutzt werden. Man sollte auch die in der Originalschaltung angegebenen Transistoren verwenden, da diese an die Filter angepaßt sind. Die Schaltung ist so zu dimensionieren, daß sich etwa der gleiche Kollektorstrom wie im Industriergerät einstellt (meistens 0,5 mA für unregelte Stufen, 0,2 mA für geregelte Stufen ohne Signal). Dabei spielt es keine Rolle, mit welchen Mitteln (Basisvorwiderstand, Spannungsteiler, Emittterwiderstand) dieser Strom eingestellt wird. Ebenso besteht ziemliche Freiheit in der Wahl der Betriebsspannung, wenn man darauf achtet, daß sich bei vom „Vorbildgerät“ abweichender Betriebsspannung durch Änderung der Basiskreiswiderstände der gewünschte Kollektorstrom wieder einstellt. Besonders einfach und deshalb für den Anfänger zu empfehlen ist die Verwendung zwar etwas teurer, dafür aber kompletter, vorabgeglicher ZF-Stufen, wie sie z. B. beim T 100 zu finden sind.

Will man auch die Filter selbst herstellen, so sei wegen des einfacheren Aufbaues zu Einzelkreisen geraten. 2-Kreis-Filter sollte man nur dann herstellen, wenn entweder mechanisch fertige Filter zur Verfügung stehen, die nur neu zu wickeln sind, oder wenn man über große handwerkliche Fertigkeiten und meßtechnische Möglichkeiten verfügt (etwa um die kritische Kopplung einzustellen). Ein Eigenbau bringt den Vorteil, daß man durch Anbringen zusätzlicher Anzapfungen eine individuelle Anpassung der Transistoren an die Filter vornehmen kann. Bei Verwendung von Drifttransistoren (GF 120, GF 121 eventuell auch LF 880 und LF 881) ergibt sich eine gewisse optimale Lösung, da die im Kollektorkreis liegende Schwingkreisspule keine Anzapfung aufzuweisen braucht und die Anpassung nur auf der Eingangsseite vorgenommen wird (Bild 11).

Im Interesse einer großen Verstärkung sollte man eine möglichst „hochliegende“ Anzapfung verwenden. Wird dabei die Durchlaßkurve zu breit

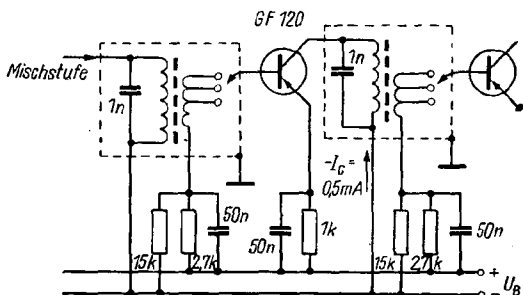


Bild 11 ZF-Stufe mit Drifttransistor in Emitterschaltung, Filter mit mehreren Anzapfungen für den Eingang des Transistors

(B_o/B_B ist dabei sehr klein) oder zeigt sich Schwingneigung, so ist ein „tiefer liegender“ Anschluß zu verwenden. Auf eine Neutralisation kann bei Drifttransistoren unter diesen Bedingungen verzichtet werden. Um Frequenzverwerfungen an den ohne Anzapfung direkt am Kollektor angeschlossenen Schwingkreisen infolge Schwankungen der Transistordaten möglichst klein zu halten, wird bei solchen Filtern eine Schwingkreis-kapazität von 500 bis 1000 pF verwendet.

Bei Filtern für Legierungstransistoren (GF 100) sollten die Anzapfungen für den Kollektorkreis etwa so liegen, wie zu Beginn dieses Abschnittes beschrieben. Mehrere Anzapfungen (man probiert die günstigste) sind natürlich ebenfalls von Vorteil. Für einfache Verstärker in Basisschaltung können fast alle Arten von Filtern verwendet werden, auch Bandfilter für Röhrenempfänger. Diese schaltet man als Einzelkreise (Bild 8) oder auch als 2-Kreis-Filter (Bild 10). Es muß nur darauf geachtet werden, daß bei dem Einzel- bzw. emitterseitigen Kreis die im Filterbecher parallel zur Spule liegende Kreiskapazität einseitig abgelötet und als Koppelkapazität geschaltet wird (C1 in Schaltung Bild 8; C2 in Schaltung Bild 10).

Inbetriebnahme und Abgleich

Ist das Gerät fertig geschaltet, so sollten vor Anlegen der Betriebs-spannung mit Ohmmeter oder Durchgangsprüfer eine Widerstands-, Leitungs- und Isolationskontrolle erfolgen. (Dabei sind die Halbleiter-bauelemente noch nicht eingelötet.) Besonderes Augenmerk gilt den Basisanschlüssen der Transistoren und der Polung der Elkos.

Danach folgt, ebenfalls noch ohne Transistoren, bei angelegter Betriebs-spannung eine grobe Spannungskontrolle mit einem möglichst hochohmi-gen Voltmeter. Auch hierbei gilt die besondere Aufmerksamkeit den

Basisspannungsteilern, an denen keine höhere Spannung als etwa 0,5 V stehen sollte.

Beim anschließenden Einsetzen der Halbleiterbauelemente kann man zunächst an Stelle einiger wertvoller Transistoren, z. B. Drifttransistoren oder Endstufenpäarchen, versuchsweise billige Bastlertypen einlöten. Mit diesen Transistoren wird das Gerät wieder an die Spannung gelegt. Nach Kontrolle der Kollektorströme (Spannungsabfall über Emitter- bzw. Siebwiderständen) wird gegebenenfalls schon ein Grobabgleich vorgenommen. Bei den danach endgültig eingelöteten Transistoren werden die Kollektorströme durch Änderung der Basisspannungsteiler bzw. der Basisvorwiderstände auf den gewünschten Wert eingestellt.

Zum Abgleich eignet sich am besten ein Meßsender, besser noch ein Selektograf. Notfalls genügt ein Grid-Dip-Meter oder die ZF eines zweiten Überlagerungsempfängers, wenn diese mit der des abzugleichenden Gerätes übereinstimmt. Während des Abgleiches soll die Regelung außer Betrieb gesetzt werden, z. B. durch Unterbrechung der Regelleitung zwischen Widerstand R6 und R12 (Bild 6). Um den Spannungsteiler wieder zu komplettieren, wird vom jetzt freien Ende des R6 ein Widerstand von 5 k Ω zum Pluspol der Batteriespannung gelegt. Den Meßsender schließt man über einen Koppelkondensator (etwa 10 nF) an die Basis des Mischtransistors an. Mit dem Abgleich auf Maximum (Lautstärke bei moduliertem Sender oder an Diode angeschlossenem Meßinstrument) beginnt man am letzten, dem Diodenfilter, und geht dann nach vorn zum Kollektorkreis des Mischtransistors. Bei Verwendung eines zweiten Empfängers wird sinngemäß vorgegangen. Man nimmt dazu die ZF bei einem Röhrenempfänger von der Anode der letzten ZF-Stufe über einen spannungsfesten Kondensator ab und teilt sie durch einen kapazitiven Spannungsteiler (5 pF zu 1000 bis 5000 pF, je nach Bedarf) herunter.

Das Durchführen der Neutralisation wurde schon ausführlich beschrieben. Stehen die erforderlichen Hilfsmittel nicht zur Verfügung und schwingt der ZF-Verstärker, so kann man die Neutralisation empirisch, d. h. durch Probieren, vornehmen, wobei naturgemäß keine Optimalwerte erzielt werden können. Man schaltet dazu in den Neutralisationskreis einen Trimmerkondensator von etwa 10 pF Endkapazität und ein Einstellpotentiometer von 1 bis 5 k Ω hintereinander ein. Der Trimmer wird auf kleinste Kapazität, das Potentiometer auf größten Widerstand im Neutralisationszweig eingestellt. Durch schrittweises Verkleinern des Widerstandes und Vergrößern der Kapazität erreicht man einen Punkt, bei dem die Schwingungen aussetzen. Beim Weiterdrehen können sie wieder einsetzen. Etwa in der Mitte zwischen diesen beiden Punkten ist die Neutralisation vollständig.

Als nächstes folgt der Abgleich des Oszillators. Zunächst wird der empfangene Frequenzbereich festgelegt bzw. mit der Skalenteilung in Übereinstimmung gebracht. Bei Mittelwelle geschieht dies durch Abgleich der

Oszillatorspule (bei 600 kHz) und des Oszillatortrimmers (bei 1550 kHz). Anschließend folgt der Abgleich des Antennenkreises auf Maximum. Bei 600 kHz wird die Antennenspule auf dem Ferritstab verschoben (L1), bei 1550 kHz der Trimmerkondensator (C1) verstellt (Bild 6). Bei Oszillator- und Antennenkreisabgleich müssen L- und C-Verstellung jeweils einige Male wiederholt werden. Bei diesem Abgleich wird der Ausgang des Meßsenders durch einige außen um den Empfänger gewickelte Drahtwindungen angekoppelt. Die Koppelwindungen müssen dabei in der gleichen Richtung gewickelt sein wie die Ferritstabspule.

Steht kein Meßsender zur Verfügung, so kann man das Gerät nach schwach einfallenden Sendern abgleichen, die in der Nähe der Abgleichpunkte liegen. Aus einer Sendertabelle sind die für den jeweiligen Empfangsort günstigen Sender auszuwählen. Ist die Empfindlichkeit zu gering, so kann man durch Verändern des Verkürzungskondensators (wenn dieser nur überschläglich ermittelt wurde) eine Empfindlichkeitssteigerung erzielen.

Es bliebe noch zu erwähnen, daß ein Anfänger den Abgleich nicht allein vornehmen, sondern einen erfahrenen Amateur oder Bastler zu Rate ziehen sollte. Dies gilt für den Abgleich mit dem Meßsender, aber mehr noch (wenn nur einfache Hilfsmittel zur Verfügung stehen) für die Einstellung der Neutralisation.

Literatur

- [1] Lennartz, H., und W. Taeger, Transistor-Schaltungstechnik, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde
- [2] Salow, Dr. H., Der Transistor, Springer-Verlag 1963
- [3] Institut für Halbleitertechnik, Teltow, Zwischenfrequenzverstärker mit dem Transistor OC 871.
- [4] Stoeckel, W., ZF-Verstärker des Taschenempfängers „Sternchen“ mit OC 871, „radio und fernsehen“, H. 3/1962.
- [5] Höringer, C., Der Transistor OC 880 im 470-kHz-ZF-Verstärker, „radio und fernsehen“, H. 19/1963.
- [6] Zwischenfrequenzverstärker mit Transistoren in Basisschaltung, „radio und fernsehen“, H. 10/1963.
- [7] Telefunken, Laborbuch Bd. 1 bis Bd. 3.
- [8] Industrieschaltbilder, VEB Stern-Radio Berlin: *Sternchen, Mikki, T 100, R 111, A 100 Berlin*; VEB Stern-Radio Rochlitz: *Stern 2, Stern 3, Stern 4*; VEB Elektroakustik Hartmannsdorf: *Spatz-Baby*; REMA KG: *Trabant T 6*

Die Technik tendiert immer mehr dahin, Elektroenergie in Zukunft über große Entfernungen mit Hilfe sogenannter Hohlleiter zu übertragen. Die Wechselstromfrequenz ist dabei sehr hoch und entspricht etwa der Wellenlänge von 3 cm. Bei einem Hohlleiterdurchmesser von 1 m kann man auf dieser Frequenz eine Leistung von 4 000 000 kW übertragen.

Die Hohlleiter lassen sich leicht auf der Erde verlegen; sie sind dünnwandig und benötigen keinerlei Isolation. Die Umwandlung der Energie auf die hohe Frequenz erfolgt mit leistungsfähigen Generatoren, sogenannten Planetronen,

Rudermaschine für die Transistorfernsteueranlage

Zu einer Fernsteueranlage gehört außer dem Sender und dem Empfänger auch eine Rudermaschine. Sie hat die Aufgabe, die elektrischen Impulse in mechanische Arbeit umzuformen, d. h., sie bewegt das Ruder am Flug- oder Schiffsmodell. Sie muß genau wie ein Empfänger mit 100prozentiger Sicherheit arbeiten.

Es gibt zwar eine Rudermaschine *Servomatic* im Handel, die in Mehrkanalanlagen mit Erfolg eingesetzt wird. Diese Rudermaschine hat allerdings zwei Nachteile: Sie verbraucht in der Kurve, also bei einem Steueranschlag, 400 bis 500 mA Strom; außerdem kostet sie 46,- MDN.

Die hier beschriebene Maschine kommt im Selbstkostenpreis auf 10,- MDN (ein Bastler rechnet ja seine Arbeitszeit nicht dazu, denn auch der Bau ist Sport). Bereits seit 1959 konstruiere ich meine Rudermaschinen selbst. In Bild 1 sind die zuletzt gebauten Rudermaschinen im Vergleich mit einer Streichholzschachtel zu sehen. Die Größe beträgt 70 mm × 50 mm, die Höhe 20 mm. Die Rudermaschine ist elektrisch neutralisiert und wird durch Kontakte gesteuert. Mancher hat etwas gegen Kontakte; aber bei präziser Arbeit funktioniert die Rudermaschine ohne Versagen. Als Antrieb findet ein 4,5-V-Piko-Motor (eckige Form) Verwendung. Die Zahnräder nimmt man aus Modellbahngetrieben und aus Uhrenschrott. Die Kontakte wurden von Großbreitenbach-Relais abgesägt.

Wirkungsweise

Auf der Steuerwelle sitzen 2 Nockenscheiben N1 und N2 aus Isolierstoff. (Diese Nockenscheiben wurden aus alten Telefonwählern ausgebaut.) Die Scheibe N1 schaltet die Kontakte für die Endbegrenzung. Scheibe N2 dient zur Steuerung des automatischen Rücklaufes (Bild 2).

In Nullstellung, also bei „geradeaus“, sind die Kontakte von Nocken N1 geschlossen, die von Nocken N2 geöffnet. Der Motor bekommt keinen Strom. Zieht z. B. Rel 1 an (Relais im Tonkreis des Empfängers), so fließt Strom über Kontakt A zum Motor. Dieser dreht über das Getriebe die Steuerwelle und somit die Nockenscheibe nach links. Die Drehbewegung

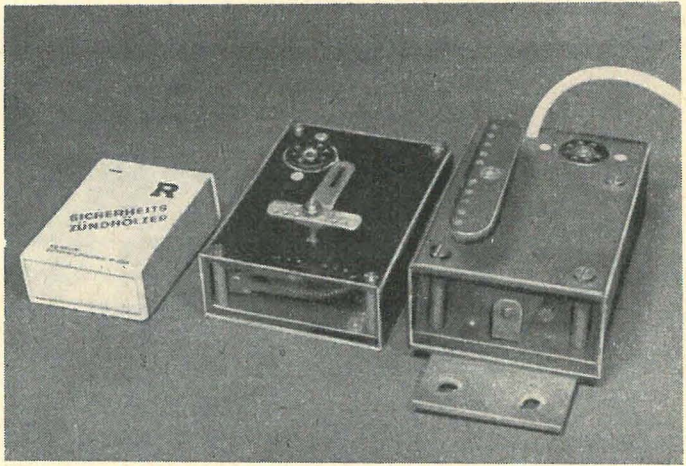
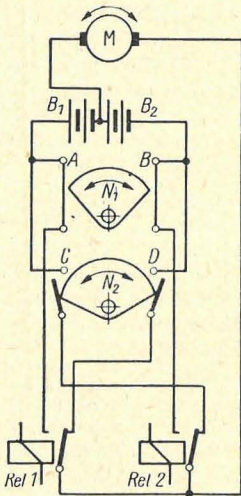


Bild 1 Zwei vom Verfasser konstruierte Rudermaschinen im Vergleich zu einer Streichholzschachtel



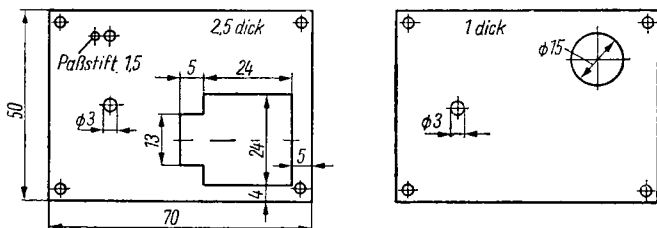
*Bild 2
Schaltung
der beschriebenen 2-Kanal-Rudermaschine
mit elektrischer Neutralisation
durch Kontakte*

dauert so lange, bis durch Nocken N1 der Kontakt A geöffnet wird. Der Stromkreis ist unterbrochen. Der Steuerhebel bleibt stehen, und zwar so lange, bis Rel1 wieder abfällt. Geschieht das, so wird der Stromkreis geschlossen. Da der Nocken N2 ebenfalls nach links gelaufen ist, schließt Kontakt D.

Der Motor dreht zurück, bis sich auch Kontakt D öffnet. Durch den Schwung des Ankers im Motor bleibt dieser nicht sofort stehen, sondern dreht sich ein Stück weiter und schließt dabei Kontakt C. Dadurch wird die Batterie B1 wieder an den Motor gelegt, und der Motor läuft sofort entgegengesetzt; er pendelt so lange hin und her, bis die Kontakte C und D wieder geöffnet sind. Je enger man diese Kontakte justiert, um so genauer wird die Geradeausfahrt. Mit Nocken N1 stellt man den Ausschlag des Steuerhebels ein. Dieser Nocken, d.h. sein Sektor (Kreisausschnitt), muß kleiner gemacht werden. Für N2 habe ich den Nocken aus der Telefonscheibe original verwendet. Nur die Kanten wurden gerundet und der Umfang mit feinem Schmirgelpapier geglättet. Der Steuerausschlag nach rechts wird durch Rel2 bewirkt. Abschaltung und Rücklauf sind dann umgekehrt.

Ratschläge zum Bau

Wir beginnen mit dem Bau der Rudermaschine bei der Grund- und Deckplatte. Beide Platten werden ausgesägt und auf das genaue Maß gebracht. Es spielt keine Rolle, ob die Stärke der Platten genau der hier angegebenen entspricht. Jeder muß das nehmen, was er gerade zur Hand hat. Aber bitte beachten, daß sich dann mitunter kleine Maßänderungen ergeben können. Auf der Deckplatte werden 4 Bohrungen für die Halteschrauben und die Steuerachse angezeichnet (Bild 3).



Teil 1 Beide Platten 15 mm bohren,
in Teil 1 Gewinde M2 einschneiden

Teil 2 dann 2 mm aufbohren

Bild 3 Maßskizzen für die Grundplatte und die Deckplatte (alle Abmessungen in Millimetern)

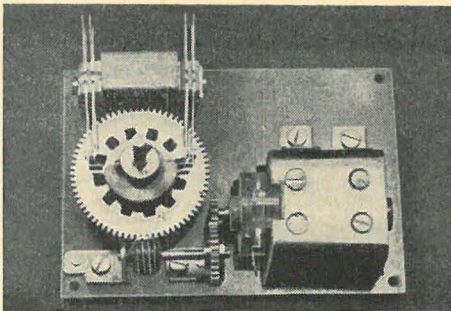


Bild 4
Ansicht
der auf der Grundplatte
befestigten Einzelteile

Beide Platten werden übereinander mit den entsprechenden Bohrern gebohrt. Die Bohrungen müssen genau übereinander passen. Um die Platten nicht zu beschädigen, kann man sie mit einem Tropfen Duosan zusammenleimen. Nach dem Bohren lassen sie sich leicht wieder lösen.

Wir nehmen die Grundplatte und sägen eine Aussparung für den Motor aus, damit dieser etwas versenkt wird. An den Motor kleben wir mit einem Kontaktkleber die Haltewinkel so an, daß der Motor mit der Grundplatte unten bündig abschließt. Nach dem Trocknen der Haltewinkel wird der Motor auf die Grundplatte geschraubt (Bild 4).

Die M2-Schrauben werden gekürzt, damit sie nicht durch die Grundplatte ragen und diese glatt aufliegt. Das Ritzel wird aufgezogen, und nun kann die Zwischenwelle mit dem Zahnrad und der Schnecke mit Hilfe der Lagerwinkel montiert werden. Vorsicht und Präzision sind am Platze, damit Zahnräder und Schnecke richtig kämmen. Paßstifte sind vorzusehen, damit sich die Lager nicht verdrehen können. Der Kontaktsatz wird aus abgesägten Kontaktpaaren von Großbreitenbach-Relais gewonnen. Die Enden werden abgewinkelt und dort, wo sie später an den

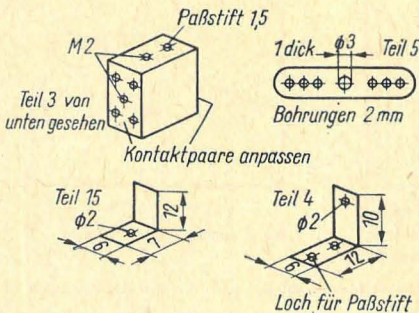


Bild 5
Maßskizze
für den Kontakthalter (3),
den Lagerwinkel (4),
den Steuerhebel (5)
und den Haltewinkel (15)

Nocken schleifen, abgerundet oder 2 mm von vorn zurückgebogen (Bild 5 bis 7).

Die Kontaktsätze sind mit M2-Schrauben am Kontakthalter zu befestigen. Der Kontakthalter wird mit einer M2-Schraube und einem Paßstift so auf der Grundplatte montiert, daß das Zahnrad auf der Steuerwelle 1 mm Luft hat.

Die Abmessungen gehen aus den Zeichnungen hervor. Die Auswahl der Zahnräder ist nicht kritisch. Das günstigste Untersetzungsverhältnis liegt bei etwa 200 : 1. Wird die Untersetzung kleiner als 150 : 1, so besteht die Gefahr, daß die Maschine bei schnellen Booten den Ruderdruck nicht überwindet. Man muß dann die Fläche des Ruderblattes ändern oder andere Tricks anwenden. Untersetzungen über 250 : 1 wirken zu träge. Der Steuerausschlag kommt verzögert und langsam. Ebenso ist es dann mit der Neutralisierung. Bei einem Wettkampfmodell muß der Steuerausschlag ruckartig erfolgen, damit man das Boot noch kurz vor der Tordurchfahrt korrigieren kann.

Bild 6
Skizze zur Einstellung
der Kontaktpaare

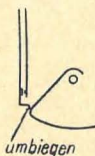


Bild 7
Ansicht der fertigen Kontaktpaare
auf dem Kontakthalter

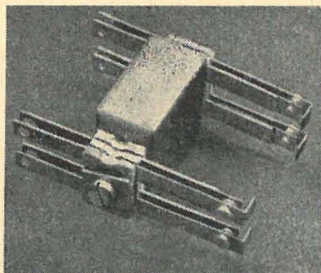
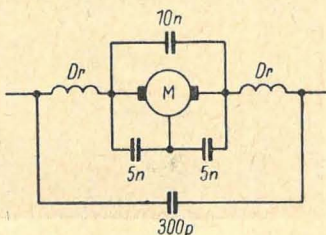


Bild 8
Schaltung zur Entstörung
des Motors der Rudermaschine



Sehr wichtig ist auch die gute Entstörung der Rudermaschine. Es dürfen keine Störungen vom Motor dieser Maschine in den Empfänger gelangen. Mit 2 Modellbahndrosseln und 4 Kondensatoren kann das ausreichend geschehen. Bild 8 zeigt die Schaltung.

Materialliste

Benennung	Werkstoff	Abmessungen	Stückzahl
Kondensator	Fertigteil		4
Drossel	Fertigteil		2
Muttern	Stahl	M3	2
Befestigungsschrauben	Stahl	M2 10 lg	5
Halteschrauben	Stahl	M2 20 lg	4
Abstandrollen	Alu	3,5 mm \varnothing 16,5	4
Röhrensockel	Fertigteil	7polig	1
Holdwinkel	Messing	6 mm \times 20 mm \times 1 mm	2
Motor	Fertigteil	Piko	1
Kontaktsatz	Fertigteil	Breitenbach	2
Nockenscheiben	Fertigteil	Telefonwähler	2
Schnecke	Messingfertigteil	1gängig	1
Antriebsrad	Messingfertigteil	12 Z	1
Zwischenrad	Messingfertigteil	30 Z	1
Steuerzahnrad	Messingfertigteil	70 Z	1
Steuerwelle	Stahl	2,5 mm \varnothing 22 lg	1
Steuerhebel	Stahl	3 mm \varnothing 33 lg	1
Lagerwinkel	Messing	6 mm \times 30 mm \times 1 mm	1
Lagerwinkel	Messing	6 mm \times 24 mm \times 1 mm	2
Kontakthalter	Pertinax	14 mm \times 16 mm \times 8 mm	1
Deckplatte	Pertinax	50 mm \times 70 mm \times 1 mm	1
Grundplatte	Pertinax	50 mm \times 70 mm \times 2,5 mm	1

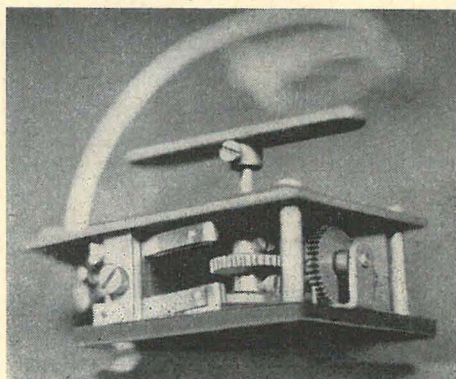
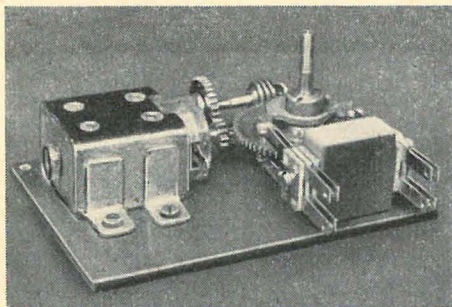


Bild 9
Ansicht der fertigen
Rudermaschine,
noch ohne Abdeckung

*Bild 10
Ansicht der
auf der Grundplatte
befestigten Einzelteile,
von der Kontaktseite
her gesehen*

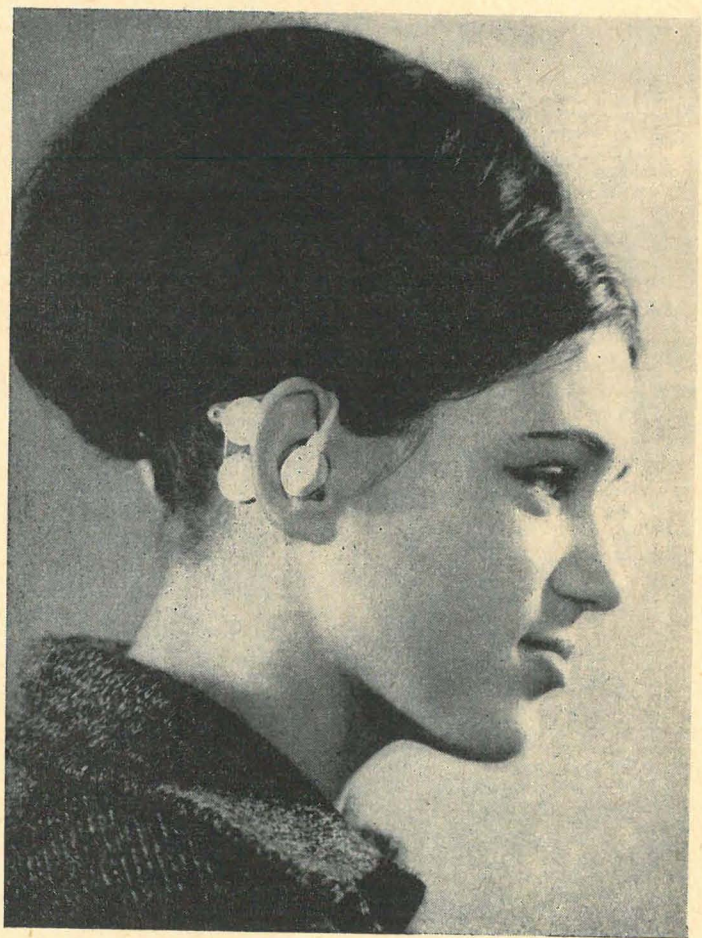


Die Rudermaschine muß natürlich auch ein Gehäuse erhalten. Denn es ist immer ein Schutz gegen Feuchtigkeit erforderlich. Besonders der Einsatz im Schiffmodell gefährdet die Maschine durch Spritzwasser. Zwei Gewindebohrungen in der Grundplatte ermöglichen das Anschrauben einer Pertinaxplatte; diese wiederum dient zur Befestigung im Modell.

Und nun folgt ►



*Neues von den
Nachbarn*



Die kleinsten Radios der Welt

Ing. Karl-Heinz Schubert

Extrem kleine Rundfunkempfänger, sogenannte Mikroempfänger, können natürlich hinsichtlich HF-Empfindlichkeit, abgegebener NF-Leistung und Wiedergabequalität kaum Spitzengeräte sein. Aber solche Mikroempfänger bieten andere wesentliche Vorteile. Erstens kann man sie bequem mit sich führen, da ihre Masse nur wenige Gramm beträgt. Zweitens stört man beim Hören niemand, weder zu Hause noch in der Öffentlichkeit. Man ist immer empfangsbereit für den nächstliegenden Rundfunksender, um Nachrichten, Wetterbericht, Schulfunk oder andere interessante Sendungen zu hören.

Möglich wurde die Produktion solcher Mikroempfänger durch die Miniaturisierung elektronischer Baugruppen auf Grund der Halbleitertechnik. Diese Entwicklung, die heute bis zur Festkörperschaltung reicht, hat dazu noch den besonderen Vorteil, daß eine Automatisierung der Fertigung erleichtert wird.

Die integrierte Schaltung in Form der Dünnschichtkreise und der Festkörperschaltungen wird heute in der industriellen Elektronik in einigen Ländern bereits in der Praxis angewendet (siehe dazu auch Beitrag „Mikroelektronik“). Das Gebiet der Konsumgüterelektronik war der integrierten Schaltung jedoch bisher verschlossen, weil der Preis für diese Mikrobaugruppen noch sehr hoch ist.

Seit Ende 1964 werden in der Sowjetunion drei Mikroempfänger in Serienfertigung hergestellt (Bild 1), deren Schaltung integriert, teilweise sogar in Dünnschichttechnik ausgeführt ist. Dabei werden im Vakuum mit Hilfe von Masken auf eine dünne Platte die Mikrowiderstände, Mikrokondensatoren und Mikroleitungszüge in mehreren Schichten aufgetragen. Schwierigkeiten bereitet die Herstellung extrem kleiner Spulen mit höherer Induktivität. Deshalb findet man den Mikroempfänger heute nur mit Geradeausschaltung. (Eine Superhetschaltung würde mehrere Spulen für die Schwingkreise erfordern. Außerdem wäre für die Abstimmung des HF-Teiles mindestens ein 2fach-Drehkondensator erforderlich.) Die Transistoren werden als getrennte Bauelemente in die fertige Dünnschichtschaltung eingelötet.

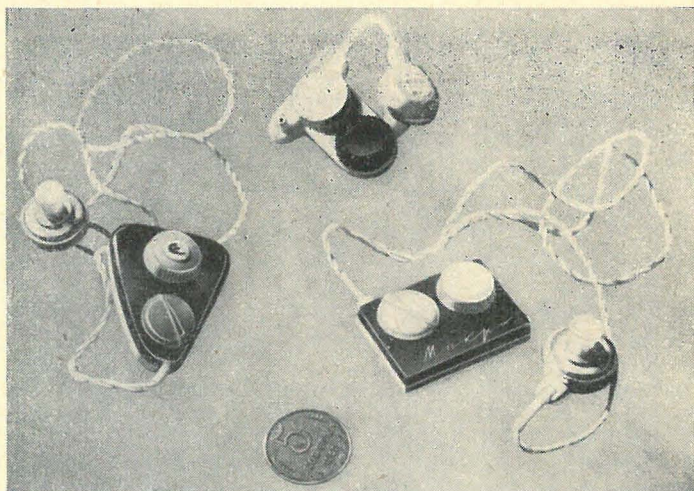


Bild 1 Die Familie der sowjetischen Mikroempfänger, oben Ära-2M, links Majak-1 und rechts Mikro

Die sowjetischen Mikroempfänger Ära-2M und Majak-1 empfangen LW-Sender (150 bis 408 kHz) im Umkreis von etwa 200 km. Die maximale Empfindlichkeit liegt bei 50 mV/m, die NF-Ausgangsleistung beträgt etwa 0,3 mW. Zur Wiedergabe wird ein magnetischer Kleinst-Ohrhörer benutzt. Die Stromversorgung besteht aus einer kleinen Knopfzelle (1,25 V/60 mAh), die im Ein/Aus-Schalter untergebracht ist. Mit dem Standardladegerät SU-3 kann die Knopfzelle nachgeladen werden. Die Betriebszeit der Empfänger mit diesem Kleinstakku liegt bei 10 bis 15 Stunden.

Die Abmessungen des Mikroempfängers Ära-2M betragen 39 mm × 43 mm × 8 mm, die des Majak-1 38 mm × 49 mm × 8 mm bei einer Masse von jeweils etwa 30 g. Der Ära-2M ist so geformt, daß er hinter dem Ohr Platz findet. Wie eine Brosche dagegen sieht der Majak-1 aus, der an der Kleidung getragen werden kann. Beide Mikroempfänger weisen die gleiche Schaltung auf (Bild 2).

Die Eingangsspule ist auf einen kleinen Ferritstab gewickelt. Die Abstimmung des Eingangskreises erfolgt mit einem keramischen Kleinst-drehkondensator. Die aufgenommene HF-Spannung wird dann in einem 3stufigen HF-Verstärker mit RC-Kopplung (T1 bis T3) verstärkt. Danach folgen die Demodulatordiode und 2 NF-Verstärkerstufen (T4, T5). Im Kollektorkreis des letzten Transistors liegt der dynamische

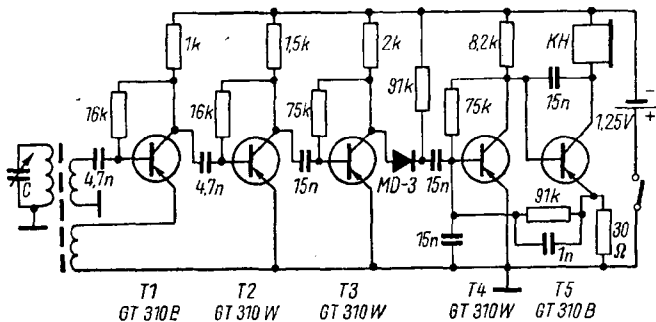


Bild 2 Schaltung für die sowjetischen Mikroempfänger Ara-2M und Maiak-1

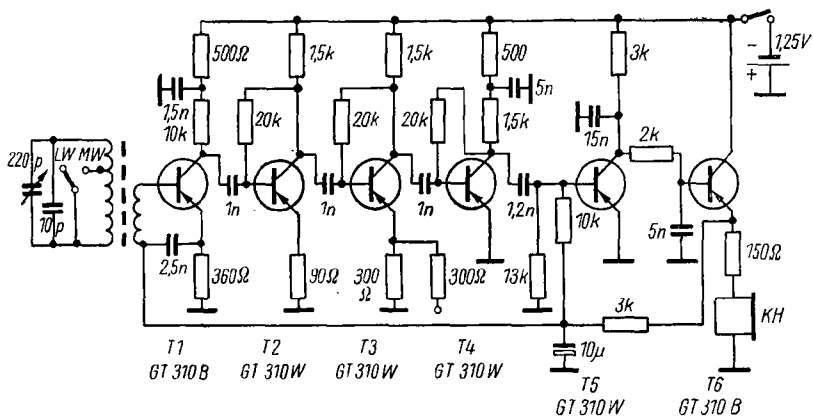


Bild 3 Schaltung des sowjetischen Empfängers Mikro

Kleinst-Ohrhörer. Die verwendeten Transistoren sind Subminiaturtypen der Reihe *GT 310*. Die Metallkappe eines solchen Transistors hat einen maximalen Durchmesser von 3,4 mm und eine Höhe von 2,5 mm.

Bei der neuesten Ausführung des Mikroempfängers *Ära* sind alle Bauelemente außer dem Schwingkreis (6 Transistoren, 9 Kondensatoren, 20 Widerstände) in einem vergossenen Block von 13 mm × 11 mm × 4 mm (= 0,572 cm³!) untergebracht. Die Transistoren sehen aus wie Kunststoffpillen mit einem Durchmesser von 1,5 mm.

Der Empfänger *Mikro* hat 2 Wellenbereiche (LW = 150 bis 408 kHz und MW = 525 bis 1605 kHz). Mit der eingebauten Ferritantenne erreicht man eine Empfindlichkeit von etwa 35 mV/m. Bei gleichartiger Stromversorgung liegt die Stromaufnahme bei 5 mA. Die Ausgangsleistung ist größer als 50 µW. Wie der Empfänger *Majak-1* wurde auch der *Mikro* als Brosche gestaltet; die Abmessungen betragen 43 mm × 30 mm × 8 mm. Die Schaltung (Bild 3) unterscheidet sich etwas von der in Bild 2. Statt einer Diode arbeitet der Transistor T4 als Demodulator. Die Transistoren

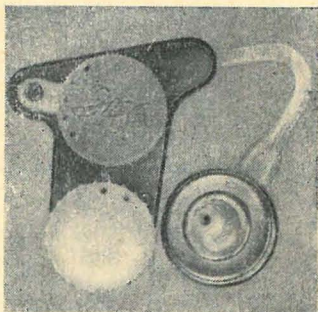


Bild 4
Vorderansicht
des Mikroempfängers *Ära-2M*,
der am Ohr getragen wird.
Oben die Senderabstimmung
(links Antennenbuchse),
darunter der Ein/Aus-Schalter
mit dem eingebauten Akku
(zum Größenvergleich
siehe Titelbild des Beitrags)

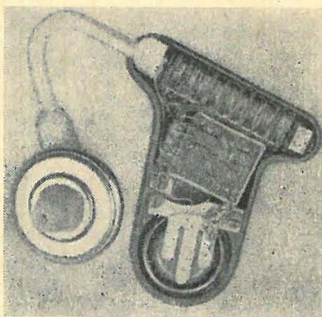


Bild 5
Blick in die modernste Variante
des *Ära*.
Oben die Ferritantenne
mit der Schwingkreisspule für LW,
darunter der Verstärkerblock
mit den Kunststofftransistoren.
Ganz unten die Knopfzelle

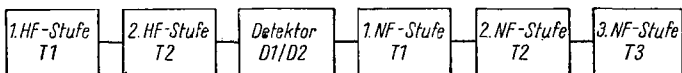


Bild 6 Prinzipschaltung des englischen Empfängers Micro-6

T1 bis T3 bilden den HF-Verstärker, T5 und T6 den NF-Verstärker. Während bei den Empfängern *Ära-2M* und *Majak-1* die Mikrowiderstände und Mikrokondensatoren mit stromleitender Paste an die Mikro-leiterplatte mit den Leitungszügen angeklebt wurden (daher auch die geringere Bauelementezahl der Schaltung nach Bild 2), wird beim Empfänger *Mikro* die Schaltung im Vakuum über Masken in 6 Schichten aus verschiedenen Materialien auf die Trägerplatte aufgedampft. Die einzelnen Schichten enthalten Widerstände, Verbindungsleitungen, Kontakte, Kondensatorbelege und Dielektrika. Die Subminiaturtransistoren stecken darüber in einer folienkaschierten Platte. An den Rändern sind beide Platten elektrisch miteinander verbunden. Bild 4 und Bild 5 zeigen die modernste Ausführung des Mikroempfängers *Ära*, der am Ohr getragen wird.

In England stellt die Firma *SINCLAIR* den Miniaturempfänger *Micro-6* her, der in Firmenanzeigen als *the smallest set on earth* (das kleinste Gerät der Welt) bezeichnet wird. Es hat die Abmessungen 46 mm × 33 mm × 13 mm. Damit ist der englische Empfänger *Micro-6* wesentlich größer als der sowjetische Empfänger *Mikro*. Übrigens wird der englische Empfänger in normaler gedruckter Schaltung – der einfachsten Stufe der integrierten Schaltung – hergestellt.

Das mit 3 *Micro-Alloy*-Transistoren und 2 Germaniumdioden bestückte Gerät arbeitet mit einer Reflexschaltung (Bild 6); die beiden ersten Transistoren dienen als HF- und als NF-Verstärker. Unter Einbeziehung der Demodulatorstufe weist somit die Schaltung 6 Stufen auf. Alle Transistoren sind durch RC-Schaltungen gekoppelt. Das komplette Schaltbild

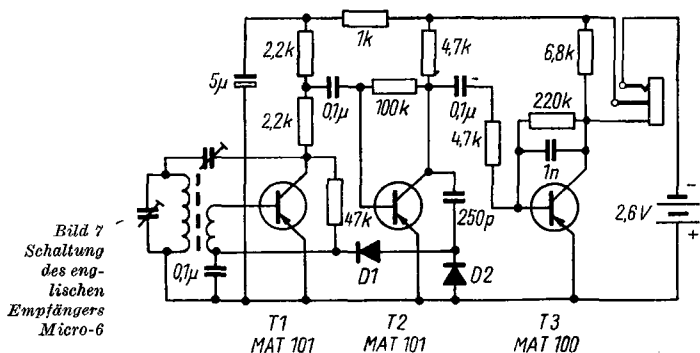




Bild 8
 Ansicht des englischen
 Empfängers *Micro-6*
 im Vergleich zu einer
 Streichholzschatel

des Empfängers *Micro-6* zeigt Bild 7. Die Schaltung ist unkompliziert und daher auch für den Nachbau geeignet. Die Basisvorspannung wird durch Widerstände festgelegt, die zwischen Basis- und Kollektorelektrode liegen. Man schaltet das Gerät mit dem Stecker des Ohrhörers ein, da die Anschlußbuchse einen Schaltkontakt aufweist. Zur Stromversorgung dienen 2 in Reihe geschaltete Knopfzellen. Bild 8 zeigt den *Micro-6* im Vergleich zu einer Streichholzschatel.

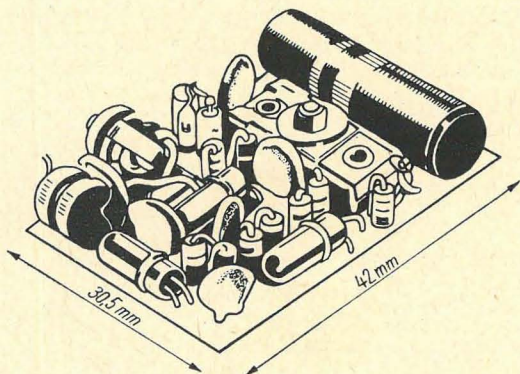


Bild 9 Anordnung der Bauelemente
 auf der Platine des Empfängers *Micro-6*

Der Aufbau der Schaltung erfolgt auf einer kleinen Platine mit sehr guter Raumausnutzung. Aus Bild 9 ist ersichtlich, daß Widerstände und Kondensatoren stehend angeordnet sind, während die Transistoren liegen. Die Platinengröße beträgt etwa 42 mm × 30,5 mm.

Literatur

„Radio“, H. 5/1965, S. 49.

„The Radio Constructor“, H. 9/1964, S. 77.

Hinweise

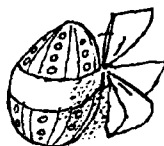
Für den Praktiker — Wer an 2 kV spielt, gibt das Spielen von selbst auf.

Für den Tierliebhaber — Vor dem Einschalten durchsuche man den TX nach Katze, Hund, Wellensittich u.ä. Es könnte sein, daß sich eines der lieben Tierchen darin wärmt.

Für Ostern — Das Ostereiersuchen beginnt der OM am besten in seiner Station.

$$\begin{array}{r} \text{xy} \\ 55 + 73 \\ \hline = 128 \end{array}$$

„Frohe Ostern!“



Aus unserem Produktions- und Lieferprogramm

Zeitbausteine und Zubehörräte

zur verzögerten Einleitung von
Schaltvorgängen industrieller
Produktionsprozesse

Transistor- Relaisbausteine TRB 1

empfindliches Schaltgerät
hoher Verstärkung

Magnetverstärker- drosseln und magnetische Leistungs- verstärker

zur stufenlosen Änderung einer
Gleich- und Wechselspannung

Gleichstromschaltverstärker VG 01

Schalter für Lichtschranken, Grenzwertanzeige mit sprunghafter
„Ein-Aus-Stellung“

Thermischer Wicklungsschutz TW 2-2 und TW B 2 mit Meßfühler MF 2

vorwiegend zur Temperaturüberwachung der Wicklung von Elektromaschinen

Pendelblinker

wird vorwiegend in der Signal- und Sicherungstechnik zur optischen Signalgabe
verwendet

Temperatur-Zweipunkt-Regler TZ R 1

zur Temperaturregelung an Plastverarbeitungsmaschinen

Fordern Sie Informationsunterlagen an!

VEB **wetron** WEIDA/THÜRINGEN

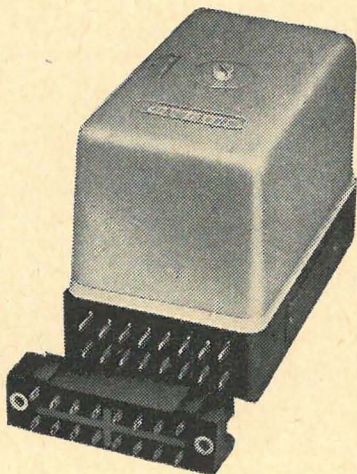
Werk für elektronische Baugruppen der Regelungstechnik

Weida Thür., Geraer Str. 36 · Telefon: 201

Telegramme: Wetron Weida

Fernschreiber: 058208

Der Betrieb ist dem Warenzeichenverband
Regelungstechnik e. V. Berlin angeschlossen



Lernmaschine für das kleine Einmaleins

Die technische Sicherstellung des programmierten Unterrichts ist eine Aufgabe der Kybernetik. Man trifft daher immer häufiger Lernmaschinen in den Ausbildungsstätten an. Sie tragen auf die verschiedenste Weise dazu bei, die Wirksamkeit des Lernprozesses zu erhöhen. Das Interesse, Lernmaschinen zu entwickeln, die mit minimalster Hilfe des Lehrers benutzt werden können, wächst ständig. Einige Erfolge in dieser Richtung gibt es bei der Entwicklung von individuellen Lernmaschinen. In der Sowjetunion haben daher mehrere Betriebe mit der Produktion dieser Lernmaschinen begonnen.

Die an den Bildungsstätten gesammelten Erfahrungen hinsichtlich des Aufbaus von Lernmaschinen und ihrer Ausnutzung für die programmierte Ausbildung bestätigen eindeutig, daß der Einsatz von Lernmaschinen in der Regel die Ausbildungszeit verkürzen hilft und zur Festigung des Lehrstoffs beiträgt. Neue Typen von Lernmaschinen entstehen im Prozeß der weiteren Durchdringung und Einführung des programmierten Unterrichts in der Praxis. Neue Lernmaschinen aber führen dazu, laufend die Möglichkeiten des Lernprozesses zu erweitern und den programmierten Unterricht zu vervollkommen.

Eine wichtige Aufgabe fällt dabei den Funkamateuren sowie den funktechnischen Zirkeln in den Schulen zu. In dem Bestreben, den genannten Neuerern aktiv zu helfen, wird die Redaktion der Zeitschrift *Radio* systematisch Beiträge und Beschreibungen verschiedener Lernmaschinen veröffentlichen.

Die Lernmaschine TU-1

Die *TU-1* ist einfach aufgebaut und leicht zu bedienen. Mit ihr kann der Schüler ohne zusätzliche Hilfe das Einmaleins erlernen. Die Benutzung der Maschine bereitet den Schülern der ersten Klasse keine Schwierigkeiten. Sie kann außerdem von Funkamateuren und Mitgliedern funktechnischer Zirkel ohne weiteres nachgebaut werden.

Es ist bekannt, daß in Rechenmaschinen zur Bildung des Produkts zweier Zahlen logische Bauelemente verschiedener Ausführung verwendet werden: elektronische, magnetische und elektromechanische. In der *TU-1* sind elektromechanische Bauelemente vorgesehen, und zwar für „und“ 10polige Stufenschalter, für „oder“ normal geöffnete Kontaktpaare 2seitig wirkender Kellog-Schalter.

Die gleiche Lernmaschine kann jedoch auch mit elektronischen Bauelementen aufgebaut werden. Welche Bauelemente man verwendet, elektronische, magnetische, elektromagnetische oder auch Kombinationen von ihnen, hängt von mehreren Umständen ab.

In erster Linie von solchen Fragen:

- Welchem Zweck soll die Maschine dienen?
- Wie betriebssicher soll sie arbeiten?
- Wie einfach soll sie aufgebaut und zu bedienen sein?
- Wie ökonomisch soll sie aufgebaut werden?
- Welche Bauelemente und Materialien sind vorhanden?

Nur wenn die genannten Faktoren berücksichtigt wurden und der Bildungsstand der Nachbauer bekannt ist, kann man die gestellten Fragen richtig beantworten.

Beim Nachbau der Lernmaschine *TU-1* erwerben die jungen Funkamateure und die Mitglieder funktechnischer Zirkel notwendige Kenntnisse und praktische Erfahrung für die Entwicklung neuer, komplizierterer Lernmaschinen für den programmierten Unterricht.

Die Methodik zum Erlernen des Einmaleins ist sehr einfach. Zunächst werden die Resultate der Multiplikation der Ziffern von 1 bis 10 mit der Ziffer 1 erlernt. Dann übt man die Multiplikation der Ziffern 1 bis 10 mit der 2, mit der 3, der 4 usw. Die Wissensüberprüfung erfolgt nach der Abfragemethode „nacheinander“ und „durcheinander“. Das Lernen mit der Lernmaschine *TU-1* entspricht dieser Methodik.

Die Lernmaschine ist ständig einsatzbereit. Es sind keine besonderen Vorkehrungen für den Betrieb erforderlich. Mit 2 Schaltern stellt der Lernende die beiden zu multiplizierenden Faktoren ein. Die Schalter haben zu diesem Zweck 10 Stellungen, die mit 1 bis 10 beziffert sind. Das Resultat der Multiplikation – richtiges Produkt – findet der Lernende nach der Suchmethode. Er betätigt die einzelnen Kellog-Schalter nacheinander so lange, bis die Signallampe, die das richtige Resultat anzeigt, aufleuchtet. Das richtige Ergebnis ist an dem zuletzt gedrückten Schalter abzulesen. Der Schüler merkt sich das Resultat. Jetzt wird der erste Eingabeschalter (erster Faktor) um eine Einheit weiter gestellt. Der Schüler muß wiederum das richtige Ergebnis suchen usw. Nach zwei bis drei Übungen behält der Lernende in der Regel die richtigen Ergebnisse.

Das trifft sicher nicht bei jedem Schüler zu, aber er wird sich wenigstens die Bereiche merken, in denen die richtigen Antworten liegen.

Anschließend stellt man mit dem zweiten Eingabeschalter (dem zweiten Faktor) die nächsthöhere Einheit ein. Der zweite Eingabeschalter durchläuft ebenfalls alle Stellungen von 1 bis 10. Bei jeder neuen Stellung ist die richtige Antwort zu suchen. Nach einigen Reihenübungen kann man zu unterschiedlichen Multiplikationsaufgaben übergehen (durcheinandermultiplizieren).

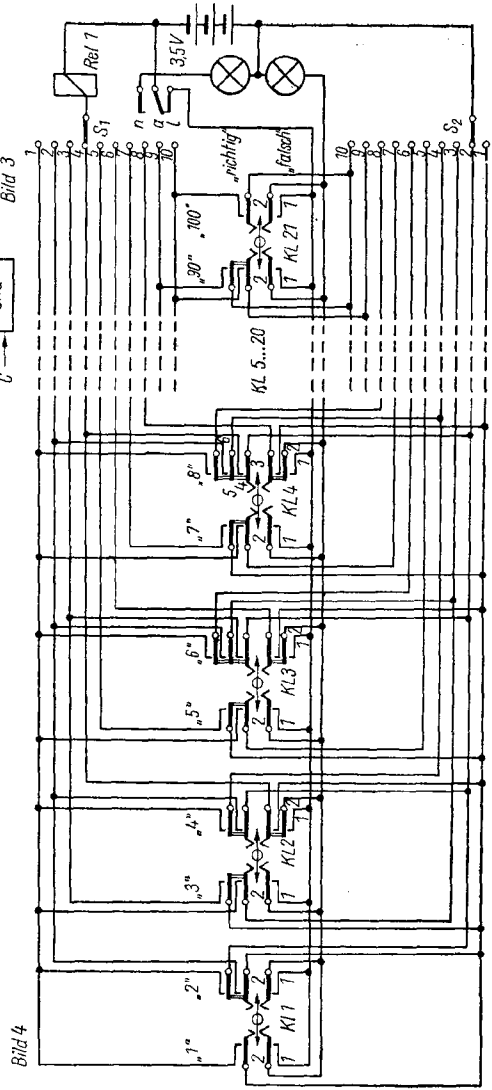
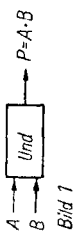
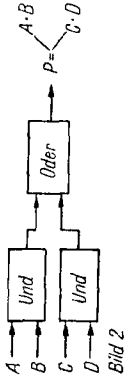
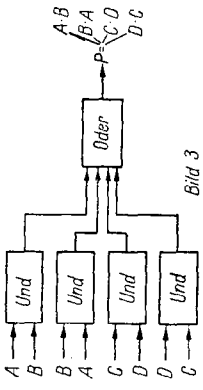
Es ist sehr wichtig festzustellen, daß sich die Benutzung von Lernmaschinen, wie jeder Maschine überhaupt, sehr stark auf die Psyche des Lernenden auswirkt. Interesse und Aufnahmevermögen steigen, was letzten Endes dazu führt, daß sich die sonst erforderliche Zeit für das Erlernen des kleinen Einmaleins verkürzt.

Wenn an die *TU-1* ein elektromechanischer oder elektronischer Impulszähler angeschlossen wird, kann man in den letzten Phasen der Ausbildung die Anzahl der falschen Antworten feststellen, die der Schüler während des Lernprozesses gibt und entsprechend auswerten. Der Zähler muß dann an die Signallampe „falsch“ angeschlossen werden.

Die Schaltung

Der Algorithmus des Einmaleins ist in dem Produkt P enthalten. Das Produkt ergibt sich durch die Multiplikation von 2 anderen Eingangsgrößen, A und B (Bild 1). Das Produkt $P = A \cdot B$ kann man mit dem logischen Element „Und“ bilden, das nach einer elektronischen oder elektromechanischen Schaltung aufgebaut ist. Das Produkt P aber, z. B. 12, kann aus $2 \cdot 6 = 12$ oder $3 \cdot 4 = 12$ gebildet werden. In diesem Fall muß die Produktschaltung P aus 2 „Und“-Elementen und einem „Oder“-Element bestehen (Bild 2). Anders betrachtet, kann das Produkt $P = 12$ auch aus der Multiplikation $6 \cdot 2 = 12$ oder $4 \cdot 3 = 12$ entstehen. Die vollkommene und richtige Produktschaltung muß deshalb aus 4 „Und“-Elementen und einem „Oder“-Element (Bild 3) bestehen. Diese Schaltung liegt dem Arbeitsprogramm der Lernmaschine *TU-1* zugrunde.

Das kleine Einmaleins von $1 \cdot 1 = 1$ bis $10 \cdot 10 = 100$ enthält 42 verschiedene Antworten: 6 davon kann man nach der Schaltung in Bild 1 ermitteln, 23 nach der Schaltung in Bild 2 und 13 nach der Schaltung in Bild 3. Die *TU-1* ist mit elektromechanischen Bauelementen aufgebaut. Die logischen Elemente „Und“ werden durch 2 10polige Stufenschalter dargestellt. Das Bauelement „Oder“ bildet jeweils eine Gruppe normal geöffneter Kontakte an 2seitig wirkenden Kellog-Schaltern (Abfrageschalter von Handvermittlungen). Durch diese Abfrageschalter konnte die Zahl der Bedienknöpfe für die richtigen Antworten von 42 auf 21 herabgesetzt werden. Die Schaltung der *TU-1* zeigt Bild 4.



Der zu multiplizierende Faktor wird mit dem Schalter S1, der zweite Faktor mit dem Schalter S2 eingestellt. Die Kontakte 1 und 2 der Kontaktgruppen aller Abfrageschalter sind über die Signallampe L2 („falsch“) und die normal geschlossenen Kontakte 1 und a des Relais Rel1 an die Stromquelle angeschlossen. Sobald ein beliebiger Abfrageschalter betätigt wird, schließen die Kontakte 1, 2, und es leuchtet die rote Signallampe „falsch“ auf.

Sobald Schalter S1 in Stellung 4 und S2 in Stellung 2 gebracht werden (wie in der Schaltung angegeben), schließen beim Betätigen des Abfrageschalters K14 in Richtung „8“ die Kontakte 3, 4. Das Relais Rel1 ist dann an die Stromquelle angeschlossen und zieht an. Die Kontakte 1 und a trennen den Signallampenkreis von L2 („falsch“) und schließen die Kontakte a und n des Rel1 für den Signallampenkreis L1 („richtig“). Das gleiche ist zu beobachten, wenn sich S1 in Stellung 2 und S2 in Stellung 4 befinden. In diesem Fall wird das Rel1 über die Kontakte 5, 6 des K14, wenn dieser Schalter in Stellung „8“ steht, eingeschaltet. Das Ergebnis „8“ ist auch dann zu erwarten, wenn sich S1 in Stellung 1 und S2 in Stellung 8 oder umgekehrt S1 in Stellung 8 und S2 in Stellung 1 befinden. Die Schaltung der Abfrageschalter K15 bis K120 wurde in Bild 4 weggelassen, da sie sich prinzipiell nicht von den gezeigten Schaltungen unterscheidet. In der Tabelle sind die Kontakte der Schalter S1 und S2 angeführt, die mit den nicht eingezeichneten Kontaktgruppen der Abfrageschalter verbunden werden müssen.

Der Aufbau und die Bauelemente

Die Lernmaschine *TU-1* ist in einem Plastikgehäuse mit den Abmessungen 280 mm × 240 mm × 120 mm untergebracht. Die Frontplatte mit den Abmessungen 230 mm × 120 mm fertigt man aus 2 mm dickem Aluminiumblech. Gehalten wird sie von Winkeln, die 20 mm über den Gehäuserand hinausragen.

Für die Schaltung der Signallampen L1 und L2 wurde in der *TU-1* ein polarisiertes Schwachstromrelais *RP-4* vorgesehen, das sehr betriebsicher mit einer Taschenlampenbatterie arbeitet. Es können natürlich auch andere Relais verwendet werden. Dann muß allerdings die Speisepannung mit einem Akkumulator oder über einen Netztrafo mit einem kleinen Gleichrichter erhöht werden. In diesem Fall kann man die Lernmaschine auch vom Netz betreiben.

Die Schalter S1 und S2 sind in den einschlägigen Geschäften erhältlich (nach der sowjetischen Norm haben sie die Typenbezeichnung *IIPIN*). Die Abfrageschalter sind nach der normal geöffneten Zahl von Kontaktpaaren auszuwählen. Die Maschine verbraucht nur Strom, wenn ein Schalter K1 in der einen oder anderen Richtung betätigt wird. In der Nullstellung fließt kein Strom.

*Belegungsplan
für die Kellog-Schalter Kl 5 ... Kl 20*

Nummern der Tasten Kl	Ziffern- gruppen	Kontakt- nr. für S 1 und S 2
5	9	1×9; 9×1; 3×3
	10	1×10; 10×1; 2×5; 5×2
6	12	2×6; 6×2; 3×4; 4×3
	14	2×7; 7×2
7	15	3×5; 5×3
	16	2×8; 8×2; 4×4
8	18	2×9; 9×2; 3×6; 6×3
	20	2×10; 10×2; 4×5; 5×4
9	21	3×7; 7×3
	24	4×6; 6×4; 3×8; 8×3
10	25	5×5
	27	3×9; 9×3
11	28	4×7; 7×4
	30	3×10; 10×3; 5×6; 6×5
12	32	4×8; 8×4
	35	5×7; 7×5
13	36	4×9; 9×4; 6×6
	40	4×10; 10×4; 5×8; 8×5
14	42	6×7; 7×6
	45	5×9; 9×5
15	48	6×8; 8×6
	49	7×7
16	50	5×10; 10×5
	54	6×9; 9×6
17	56	7×8; 8×7;
	60	6×10; 10×6
18	63	7×9; 9×7
	64	8×8
19	70	7×10; 10×7
	72	8×9; 9×8
20	80	8×10; 10×8
	81	9×9

Aus „Radio“, Heft 5/1965

Der großzügige Funkamateurl

DL 3 . . . : „Ich schicke meine QSL-Karte 100prozentig!“

DM 2 . . . : „Das freut mich sehr. Mit nur 70 Prozent Ihrer QSL wäre ich auch nicht zufrieden gewesen.“

Der tönende „Notizblock“

J. Sjusin und E. Petrow

Das Magnetongerät *Notizblock* ist ein Miniaturgerät für die Aufnahme und Wiedergabe von Sprache, es arbeitet mit getrennter Stromversorgung. Auf Grund seines relativ geringen Gewichts und seiner kleinen Abmessungen läßt sich das Gerät bequem in einer Jackentasche tragen. Sprache kann man mit dem vorn angebrachten Mikrofon aufnehmen, dessen Aufgabe sehr gut eine Hörkapsel erfüllt. Diese Hörkapsel läßt sich auch zum Abhören der Aufnahme verwenden.

Im Magnetongerät *Notizblock* wurde ein 4spuriges Aufnahmesystem verwendet, bei dem die Tonspuren übereinander angeordnet sind. Am Spurende wird automatisch von einer Spur auf die andere umgeschaltet. Will man das Ende einer Spur nicht abwarten, so kann man auch mit einem besonderen kleinen Hebel, der gleichzeitig als Anzeige der zur Zeit benutzten Spur dient, mit der Hand umschalten. Am Ende der vierten Spur schaltet sich das Tonbandgerät automatisch aus. Das Band kann mit einem Streichholz oder einem gespitzten Bleistift schneller umgespult werden. Dafür sind Öffnungen in der Spule vorgesehen.

Mit einem besonderen Regler läßt sich bei der Wiedergabe die Geschwindigkeit einstellen, mit der die gegebene Aufnahme gemacht wurde.

Der Bandantrieb des Magnetbandgeräts *Notizblock* wurde für Spulen mit 40 m Langspielband ausgelegt. Bei dieser Bandlänge ist die Wiedergabezeit für eine Spule 4×15 min bei einer Bandgeschwindigkeit von 3,5 cm/s. Die Ungleichmäßigkeit der Bandgeschwindigkeit beträgt nicht mehr als 3 bis 4 Prozent. Die Bandbreite liegt für Aufnahme und Wiedergabe zwischen 200 Hz und 3500 Hz. Die Ausgangsspannung des Geräts ist bei einer Belastung von 600Ω etwa 1 V bei einem Klirrfaktor von 4 Prozent. Der relative Rauschpegel des Durchgangskanals liegt bei 44 dB. Die Empfindlichkeit des Verstärkers am Mikrofoneingang ist 0,1 mV, der Eingangswiderstand $1 \text{ k}\Omega$. Das Magnetongerät wird von 4 in Reihe geschalteten gasdichten Akkus gespeist, von denen jeder eine Spannung von 1,25 V liefert. Nach einmaligem Laden arbeiten die Akkus etwa 3 bis 4 Stunden bei ununterbrochener Aufnahme. Abmessungen des Magnetbandgeräts: $145 \text{ mm} \times 82 \text{ mm} \times 37 \text{ mm}$; Masse etwa 630 g.

Verstärker

Alle Stufen des Verstärkers sind mit den rauscharmen Transistoren $\Pi 5 \text{Д}(\text{GC } 101)$ ausgelegt. Der NF-Verstärker ist mit 4 Transistoren bestückt (Emitter geerdet). Zwischen der ersten (T1) und zweiten (T2) sowie zwischen der dritten (T3) und vierten (T4) Stufe besteht eine Direktkopplung, d. h., sie arbeiten ohne Kopplungskondensatoren. Die Verstärkerschaltung zeichnet sich durch eine besondere Methode zur Temperaturstabilisierung der Arbeitspunkte aus. Erhöht sich die Temperatur im Gerät, dann steigt der Kollektorstrom von T2, wodurch sich wiederum die Spannung am Widerstand R8 erhöht und auch der Basis- und Kollektorstrom von T1 steigt. Die Spannung am Kollektor von T1 fällt, das verringert den Basisstrom von T2; infolgedessen sinkt auch der Kollektorstrom von T2 auf seinen Ausgangswert ab. Auf diese Art und Weise werden Temperaturänderungen von den Transistoren T1 und T2 automatisch ausgeglichen. Analog arbeiten auch die Transistoren T3 und T4. Eine solche Stabilisierung garantiert die zuverlässige Funktion des Verstärkers bis zu einer Temperaturerhöhung auf $+45^{\circ}\text{C}$.

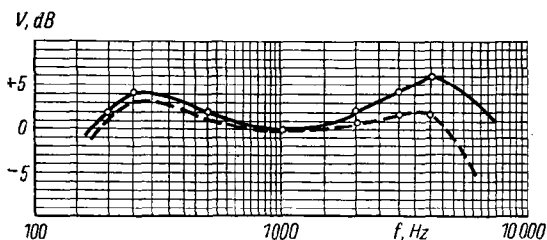


Bild 1 Darstellung des Frequenzgangs bei Aufnahme (—) und bei Wiedergabe (---)

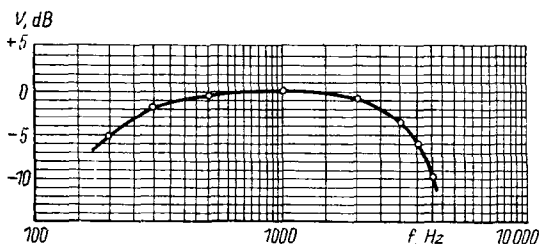


Bild 2 Frequenzgang des Verstärkers insgesamt

Der Umschalter P2 im Emitterkreis von T3 schaltet den Widerstand R12 bei Wiedergabe ab, wodurch sich die Gegenkopplung in dieser Stufe erhöht und der Gesamtverstärkungsfaktor um etwa 6 dB fällt. Die Drossel im Kollektorkreis von T4 vergrößert den Amplitudengang der Ausgangsstufe beträchtlich.

Eine Korrektur des Frequenzgangs im Bereich der niedrigen und höheren Frequenzen wird mit einem frequenzabhängigen Gegenkopplungskreis durchgeführt, der von C3, C4, R5 und R6 gebildet wird. Bei der Aufnahme können die höheren Frequenzen mit dem Kreis R16 und C11 zusätzlich korrigiert werden. Der Frequenzgang bei Aufnahme und Wiedergabe ist in Bild 1 dargestellt, die Durchgangskennlinie in Bild 2. Der Stromverbrauch des Verstärkers beträgt 8 mA.

Der Oszillator zur Erzeugung des Vormagnetisierungsstroms und zum Löschen ist mit einem Transistor $\Pi 5 \Pi$ (GC 100) und mit einer Spartransformatorkopplung ausgelegt. Der Vormagnetisierungsstrom beträgt 3 mA, die Löschfrequenz 60 kHz. Der Oszillator verbraucht etwa 6 mA. Er ist über ein Filter, das zur Siebung aller Motorgeräusche bestimmt ist, mit der Stromquelle verbunden. Es besteht aus dem Transistor T6, den Kondensatoren C14, C15 und dem Widerstand R19.

Gleichrichter

Das Magnetbandgerät kann man über einen Gleichrichter, der mit einem 2adrigen Kabel mit Stecker an das Gerät angeschlossen wird, vom Netz speisen. Als Gleichrichter dienen 4 Dioden vom Typ $\Pi 7-5$ (GY100) (Bild 3) in Brückenschaltung. Für die Siebkette benutzt man Transistoren, die auch die gleichgerichtete Spannung stabilisieren. Die Bezugsspannung wird von der Zenerdiode $\Pi 808$ (ZA 250/8) erzeugt. Mit dem Gleichrichter kann man gleichzeitig 2 Sätze Akkus (8 Stück) laden, ohne das Gerät abzuschalten (Buchsen G1-G2 und G3-G4). Der Transistor $\Pi 201 A$ entspricht dem Typ GD 160, $\Pi 13 A$ dem GC 121.

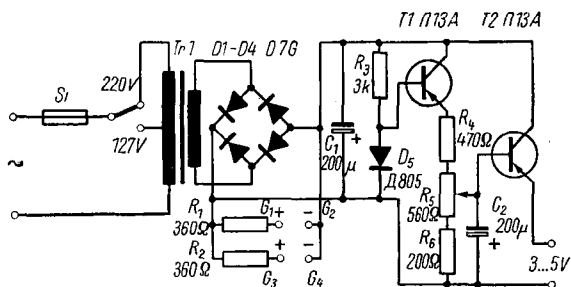


Bild 3 Schaltung der Stromversorgung bei Netzbetrieb

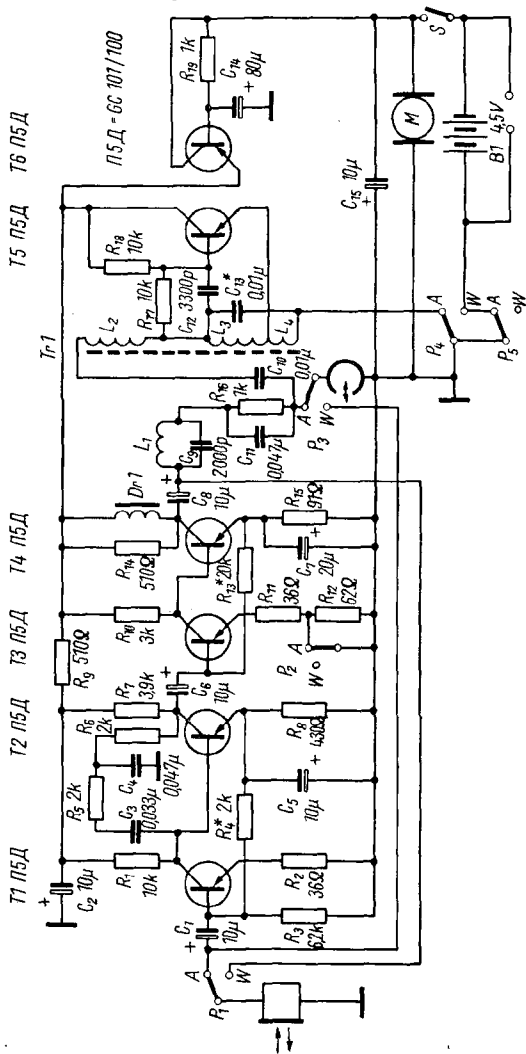


Bild 4 Schaltung des elektronischen Teiles des Transistormagnetometers

Montage

Der gesamte Magnetbandverstärker ist auf 2 kleinen Pertinaxplatten von 50 mm × 50 mm montiert. Auf der einen befinden sich NF-Verstärker und Betriebsartenumschalter, auf der anderen Oszillator und Filter. Die Verdrahtung ist in gedruckter Schaltung ausgeführt. Die Drossel besteht aus 800 Wdg., 0,12-mm-CuLS, die auf einen M20-Kern aufgebracht sind. Die Sperrkreisspule L1 und die Oszillatorspule zur Erzeugung des Vormagnetisierungsstroms befinden sich auf Ferritmantelkernen von 10 mm Durchmesser. Die Sperrkreisspule L1 hat 200 Wdg., 0,08-mm-CuLS, die Oszillatorspule aus gleichem Draht für L2 = 280 Wdg., für L3 = 70 Wdg. und für L4 = 35 Wdg.

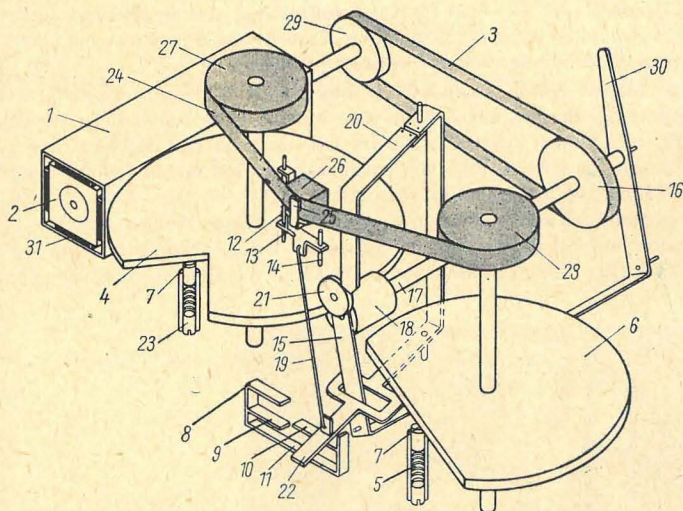


Bild 5 Schema des mechanischen Teiles des Transistormagnettongeräts

- | | |
|----------------------------------|-------------------------------------|
| 1 Abschirmung des Elektromotors; | 18 Schnecke; |
| 2 Elektromotor; | 19 Zugstange; |
| 3 Peese; | 20 Hebel; |
| 4 linkes Zahnrad; | 21 Fixatorrolle; |
| 5 Andruckfeder; | 22 Hebel für das Schrittschaltwerk; |
| 6 rechtes Zahnrad; | 23 Einstellschraube; |
| 7 Andruckfilzscheiben; | 24 Magnetband; |
| 8, 9, 10, 11 Schrittschaltwerk; | 25 Bandandruck; |
| 12 Feder; | 26 Magnetkopf; |
| 13, 14 Führungsstifte; | 27 linker Bandteller; |
| 15 Umschaltarm; | 28 rechter Bandteller; |
| 16 Triebsscheibe; | 29 Antriebsscheibe; |
| 17 Welle; | 30 Umspülhebel; |
| | 31 federnde Einlage. |

Bandantrieb

Der mechanische Teil des Magnetongeräts *Notizblock* ist aus Bild 5 ersichtlich. Der Antrieb des Geräts erfolgt mit einem Elektromotor *DKS-7* ohne Fliehkraftregler. Der Motor (2) hat 2500 U/min bei einer Achsleistung von 0,2 W. Damit Induktionsstörungen auf den Universaltonkopf und den Verstärker verringert werden, befindet sich der Motor (2) in einer Abschirmung (1) aus Material, das Mü-Metall ähnlich ist. Zwischen Motor und Abschirmung ist eine federnde Einlage (31) angebracht. Über Antriebsscheiben (29) und (16) und über eine Gummipeese (3) wird die Rotation des Motors auf eine Schnecke (18) übertragen. Entsprechend der Richtung, in der das Band (24) läuft, greift die Schnecke in das rechte (6) oder linke (4) Kunststoffzahnrad. Auf die Zahnradachsen sind Bandteller (27) und (28) montiert. Filzscheiben (7) drücken von unten gegen die Zahnräder, um das Band zu spannen.

Die lineare Bandgeschwindigkeit ändert sich mit dem Spulendurchmesser des Bandes, das sich auf dem Antriebsteller befindet. Die Welle (17) ist mit der Schnecke (18) am Umschaltarm (15) befestigt. Beim Umschalten der Schnecke von einem Zahnrad auf das andere wird der Tonkopf (26) durch ein Schrittschaltwerk (8), (9), (10), (11) und (22) von oben nach unten bewegt, d. h. von einer Spur auf die andere. Die Bandenden sind fest mit den Spulen verbunden. Beim Umschalten gleitet der Hebel (22), bewirkt durch die Feder (12), von der einen Schiene (8)

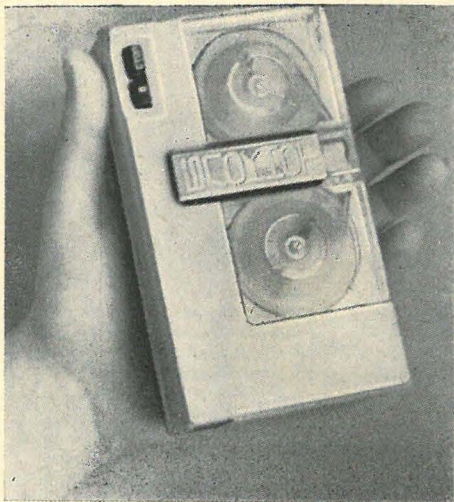


Bild 6
Das fertige Gerät

(erste Spur) auf die andere (zweite Spur). Unmittelbar nach dem Hebel senkt sich auch der Tonkopf entlang der Führungsstifte (13) und (14). Dieser Umschaltvorgang wiederholt sich so lange, bis die letzte, die vierte Spur beendet ist und der automatische Ausschalter, der aus einem Trennkontakt besteht, das Gerät ausschaltet.

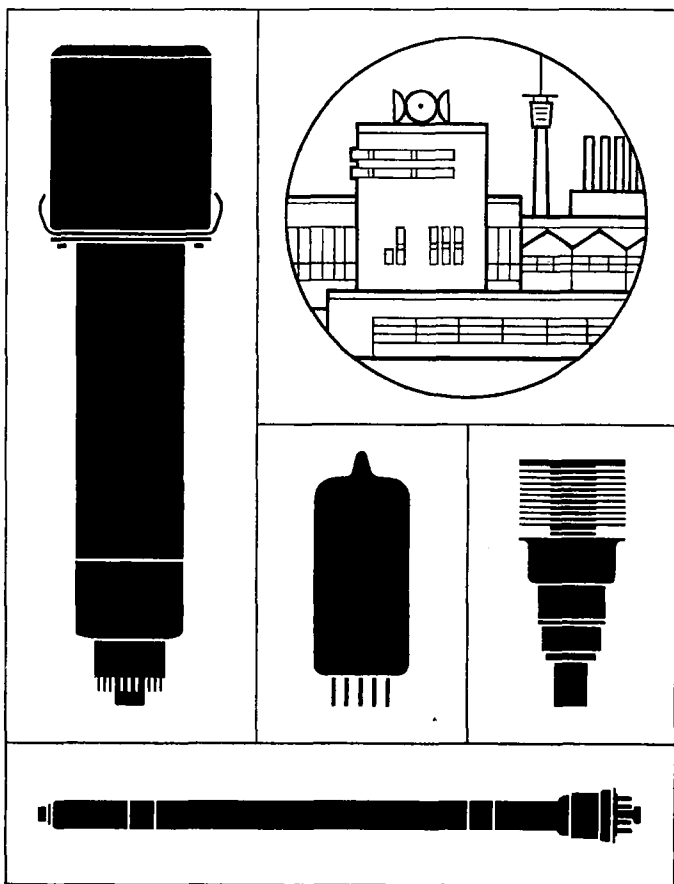
Um bei der Wiedergabe Sätze oder einzelne Wörter wiederholen zu können, muß man den Hebel (30) in die andere äußerste Stellung bringen. Dabei greift die Schnecke (18) in das Zahnrad (6) ein. Beim Umspulen stellt man den Hebel (30) in Mittellage und fixiert ihn in einer besonderen Ausparung. Da jetzt die Schnecke mit keinem der beiden Zahnräder verbunden ist, kann man die Tonbandspulen in beliebiger Richtung drehen.

Übersetzt aus: *Radio*, H. 8/1964, von *Dieter Richartz*

Der komplette Satz Konstruktionszeichnungen für dieses kleine Magnetbandgerät wurde in Heft 8 bis 11/1965 der sowjetischen Zeitschrift *Radio* veröffentlicht.

QSO in der Sylvesternacht





RF
electronic



Empfängerröhren · Langlebensdauerrohren
 Bildaufnehmeröhren · Gasentladungsröhren
 Höchstfrequenzröhren · Senderöhren

VEB WERK FÜR FERNSEHELEKTRONIK
 116 Berlin-Oberschöneweide, Ostendstraße 1—5

Einfacher SSB-Exciter nach der Phasemethode

Ing. Karl-Heinz Schubert

Zur Erzeugung eines Einseitenbandsignals (SSB) ist bei den Funkamateuren in den USA eine Schaltung beliebt, die Dr. C. J. Schauers, W 6 QLV, mehrfach beschrieben hat. W 6 QLV bezeichnet die Ausführung für 80 m als *Adapt-O-Citer I*, die für 20 m als *Adapt-O-Citer II*. Mit der angegebenen PA-Röhre (EL 84) erzielt man eine Ausgangsleistung von etwa 8 W, so daß sich schon QSOs durchführen lassen. Selbstverständlich kann auch die Treiber- bzw. PA-Stufe des vorhandenen KW-Senders nachgeschaltet werden, da genügend Steuerleistung zur Verfügung steht. Das HF-Eingangssignal für den Exciter entnimmt man einem stabilen VFO oder einem Quarzoszillator.

Der NF-Verstärker (Bild 1) ist für den Anschluß eines Kristallmikrofons ausgelegt. Benutzt man ein Kohlemikrofon, so kann die sonst erforderliche Sprachbandeinengung eingespart werden (L_6 und L_7 sowie die Kondensatoren $0,2 \mu\text{F}$). Der NF-Phasenschieber ist sehr einfach aufgebaut; er besteht nur aus 2 RC-Gliedern. Mit dem Schalter S erfolgt der Wechsel des Seitenbandes. Zum Abgleich des NF-Teiles speist man ein NF-Signal (2 kHz) ein und stellt L_6 und L_7 so ein, daß das Signal

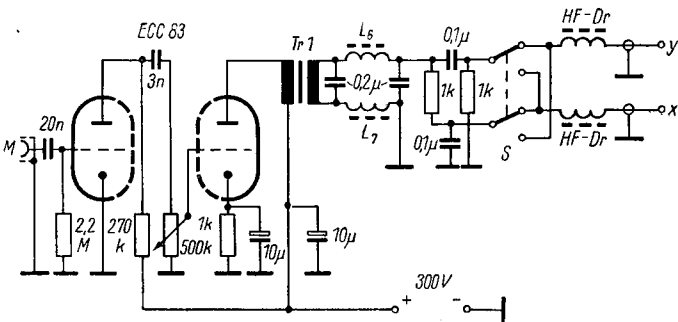


Bild 1 Schaltung für NF-Teil des *Adapt-O-Citers* von W 6 QLV

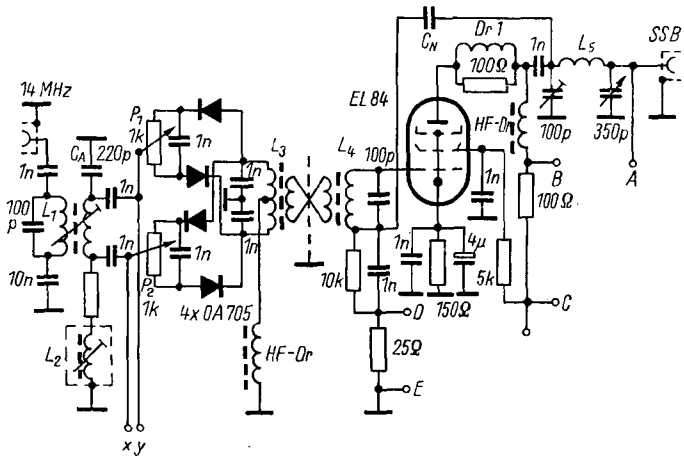


Bild 2 Schaltung für HF-Teil des Adapt-O-Citers von W 6 QLV
(Der Widerstand über L2 hat einen Wert von 100 Ω)

am Ausgang des Filters minimal wird. Nach den Literaturangaben soll die erzielbare Unterdrückung etwa 25 dB betragen.

Ebenso einfach läßt sich der HF-Phasenschieber mit RLC-Schaltung (Bild 2) aufbauen. Kritisch für die ganze Schaltung ist das Abschirmproblem. So muß L2 gut gegen L1 abgeschirmt sein, ebenso die HF-Ausgangsschaltung gegen die HF-Eingangsschaltung, sonst werden unerwünschtes Seitenband und Träger ungenügend unterdrückt. L2 gleicht man auf das HF-Eingangssignal ab. Für den Balancemodulator eignen sich nur Germaniumdioden mit einem hohen Sperrwiderstand. Für den HF-Teil sind hochwertige Kondensatoren erforderlich. Die Potentiometer P1 und P2 dienen zur Einstellung der Balance. Da Kohleschichtpotentiometer zu instabil sind, müssen für diesen Zweck Drahtpotentiometer

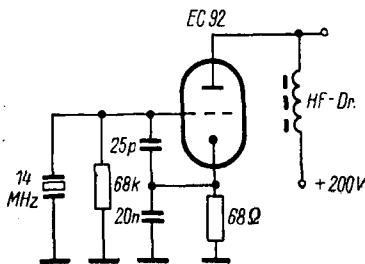


Bild 3
Oszillatorschaltung
für den Betrieb
auf einer Quarzfrequenz

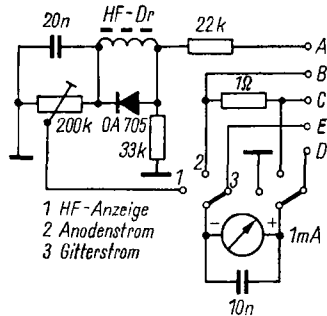


Bild 4
 Schaltung des Meßteiles
 des Adapt-O-Citers von W 6 QLV

verwendet werden. Bild 3 zeigt eine verwendbare Oszillatorschaltung. Hat man nur einen Quarz 7 MHz zur Verfügung, so kann mit einer zweiten Triode die Frequenz verdoppelt werden.

Zum Einstellen des Adapt-O-Citers dient der Meßteil, den Bild 4 zeigt. Es wird zuerst der Gitterstrom der PA-Röhre gemessen (Stellung D-E), wobei Anoden- und Schirmgitterspannung abgeschaltet sind. Mit dem Oszillatorsignal werden L1, L3 und L4 auf maximalen Gitterstrom abgestimmt (2 bis 3 mA). Dann legt man ein Grid-Dip-Meter an die Spule L5, Bereich 14 MHz und Stellung „Adsorptionsfrequenzmesser“. Die Neutralisation der PA-Stufe wird nun durch Verändern von C_N durchgeführt, wobei der Zeigerausschlag am GDM minimal werden muß.

Erst jetzt schaltet man die Anoden- und Schirmgitterspannung ein und mißt den Anodenstrom (Stellung B-C). Ein Tongenerator (1 kHz) wird am NF-Eingang angeschlossen, der Antennenausgang mit einer Glühlampe 10 W belastet. L5 stellt man jetzt auf maximale HF-Ausgangsleistung ein, kontrolliert anschließend den Gitterstrom und gleicht die Spulen L1, L3 und L4 nach. Mit den Potentiometern P1 und P2 wird nun die Trägerunterdrückung eingestellt. Bei zugedrehtem Lautstärkeregler muß dabei die 10-W-Glühlampe verlöschen bzw. das Meßwerk (Stellung A) ein Minimum anzeigen. Zum Schluß wird die Lautstärke eingestellt, wobei Maximalwerte des Zeigerausschlages erreicht werden sollen (Stellung B-C oder A) bzw. große Helligkeit der Glühlampe. Eine NF-Übersteuerung ist zu vermeiden, da sonst Splatter auftreten. Während des Betriebes stellt man mit den Potentiometern P1 und P2 ab und zu die Trägerunterdrückung nach.

Literatur

Schauers, C. J., The Adapt-O-Citer I, CQ, H. 6/1962.

Schauers, C. J., The Adapt-O-Citer II, Interradio-4U1ITU Calling, 1965 ITU Centenary Edition.

Bauteile für den Adapt-O-Citer

- C_A für 20 m = 220 pF, für 80 m = 390 pF
 C_N Neutralisationskapazität aus verdrehtem Schaltaht, etwa 100 mm lang
Tr1 NF-Übertrager 5 k Ω : 500 Ω
Dr1 20 bis 25 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Widerstand 100 Ω /1W
HF-Dr HF-Drossel 2,5 mH

Spulen für 80-m-Band

- L1, L4, L5 je 36 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf HF-Spulenkörper mit Abschirmung; Koppelspulen für L1 und L4 etwa 7 Wdg., 0,3-mm-CuL, am kalten Ende
L2 15 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf HF-Spulenkörper mit Abschirmung
L3 18 Wdg., 0,3-mm-CuL, mit Mittelanzapfung, auf HF-Spulenkörper mit Abschirmung, Koppelspule etwa 7 Wdg., 0,3-mm-CuL

Spulen für 20-m-Band

- L1, L4, L5 je 14Wdg., 0,3-mm-CuL, auf HF-Spulenkörper mit Abschirmung; Koppelspule für L1 und L4 etwa 5 Wdg., 0,3-mm-CuL, am kalten Ende
L2 9 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf HF-Spulenkörper mit Abschirmung
L3 8 Wdg., 0,3-mm-CuL, mit Mittelanzapfung, auf HF-Spulenkörper mit Abschirmung, Koppelspule etwa 5 Wdg., 0,3-mm-CuL

Spulen für NF-Filter

- L6, L7 26 bis 35 mH, auf HF-Spulenkörper

Süßes Amateurleben

XYL — „Schon den dritten Sonntag hast du einen 24-Stunden-Contest.“

OM — „Es ist ja für die Klubstation.“

XYL — „Mußt du da immer den guten Anzug anziehen?“

OM — „Hm, ja, ja.“

XYL — „Und bist du da immer allein?“

OM — „Nees-i-n, allein bin ich da nicht.“

(Anm. d. Red.: Der „Contest“ ist blond und heißt Monika.)

KW-Konverter mit Transistorbestückung

Ing. Karl-Heinz Schubert

Für den Empfang der Amateurbänder im KW-Bereich benutzen die Funkamateure meist einen komplett aufgebauten Superhetempfänger mit ein bis drei verschiedenen Zwischenfrequenzen. Da ein solcher Empfänger aber sehr groß ist, wird er nur stationär betrieben. Um bei Portable-Betrieb zu einem wesentlich leichteren Empfangsgerät zu kommen, bleibt nur die Anwendung von Transistoren. Handelsübliche Transistorempfänger weisen meist keinen oder nur einen KW-Bereich auf, so daß die Amateurbänder damit nicht empfangen werden können. Eine einfache Lösung des Problems stellt ein für die Amateurbänder dimensioniertes Vorsatzgerät dar, allgemein als Konverter bezeichnet.

Ein solcher Konverter ist nichts anderes als ein HF-Baustein, der den abstimmbaren Empfangsbereich auf eine feste Zwischenfrequenz umsetzt. Mit dem nächgeschalteten Transistorempfänger empfängt man dann den auf dieser Zwischenfrequenz liegenden Sender, indem man den Ausgang des Konverters an die Antennenbuchse des Transistorempfängers führt und an diesem die Zwischenfrequenz einstellt. Der als Konverter betriebene HF-Baustein läßt sich natürlich auch durch einen ZF-Teil und einen NF-Teil ergänzen, und man gelangt auf diese Weise zu einem kompletten KW-Amateurempfänger. Wie ein solcher als Konverter verwendbarer HF-Baustein aufgebaut ist, soll an einem von der westdeutschen Firma *K. H. Lausen* produzierten Baustein gezeigt werden.

Der HF-Baustein *HFB 1,6* des genannten Herstellers ist bestückt mit 3 Transistoren *AF 121* und einer Zenerdiode für 4 V (bei Batterie 6 V). Der ZF-Ausgang wurde festgelegt für eine Frequenz von 1,6 MHz (beim *HFB 3,0* ist die ZF = 3 MHz), also am kurzwelligen Ende des MW-Bereiches. Die Empfangsbereiche sind

80-m-Band	3,5... 3,8 MHz
40-m-Band	7,0... 7,2 MHz
20-m-Band	14,0... 14,4 MHz
15-m-Band	21,0... 21,6 MHz
10-m-Band	28,0... 30,0 MHz

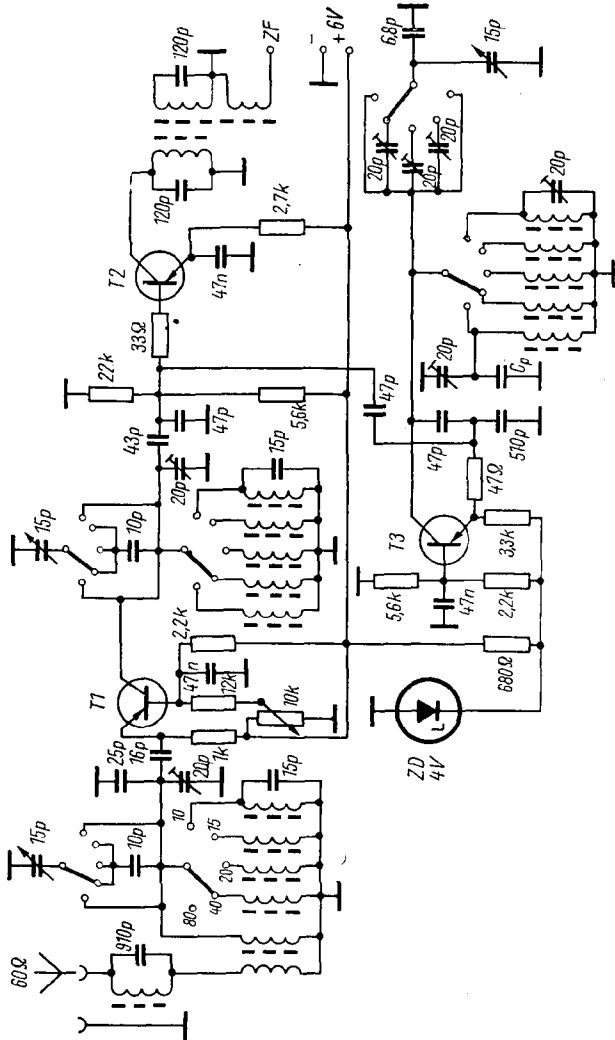


Bild 1 Schaltung des HF-Bausteines HFB 1,6 der Firma K. H. Lausen für alle KW-Amateurbänder (ohne Regelspannungszuführung)

Der Antenneneingang ist für 60Ω dimensioniert. In der Zuleitung zur Antennenspule liegt ein Sperrkreis für die ZF. Die Antennenspule ist mit der Kreisspule für 80 m auf einem Spulenkörper angeordnet; beide bleiben auf allen Bändern eingeschaltet. Damit wird praktisch ein Ankopplungs- transformator gebildet, der auf allen Bändern wirkt. Für 10 m ist Leistungsanpassung vorhanden, für alle anderen Bänder Unteranpassung, so daß die Trennschärfe besser wird. Da alle Spulen nur lose miteinander koppeln, brauchen die nicht benötigten Spulen auch nicht geerdet zu werden.

Damit in dem 2stufigen HF-Teil die Neutralisation vermieden wird, arbeitet der Transistor T1 in Basisschaltung. Durch Änderung der Basisvorspannung kann die HF-Verstärkung geregelt werden. Über eine kleine Kapazität (16 pF) liegt der Eingangskreis an der Emittierelektrode von T1. Der zweite HF-Kreis (Zwischenkreis) vor der Mischstufe ist in gleicher Weise aufgebaut wie der Eingangskreis. Die verstärkte HF-Spannung gelangt ebenso wie die Oszillatorspannung an die Basis des Mischtransistors T2. Im Kollektorkreis liegt ein Bandfilter für die ZF von 1,6 MHz. Die Auskoppelspule für die ZF ist so dimensioniert, daß der Ausgangswiderstand etwa 400Ω beträgt.

Die Betriebsspannung des Oszillators wird durch eine Zenerdiode stabilisiert. Damit man die Skala genau eichen kann, ist in jedem Bereich ein Trimmkondensator vorgesehen. Die Auskopplung der Oszillatorspannung erfolgt am Emitter von T3, so daß eine geringe Rückwirkung der Vorstufe und der Mischstufe auf die Oszillatorfrequenz erzielt wird. Damit keine der Stufen Temperatureinflüssen und Spannungsschwankungen unterworfen ist, sieht die Schaltung Emitterwiderstände und Basisspannungsteiler vor.

Die gesamte Schaltung wurde in gedruckter Verdrahtung ausgeführt. Bei Auftreten von Kreuzmodulation muß die Verstärkung der HF-Stufe verringert werden. Inzwischen produziert die Firma K. H. Lausen noch einen weiteren HF-Baustein, der besonders günstige Werte der Kreuzmodulationsfestigkeit aufweist. Dabei wird zur Mischung eine Diodenmischstufe mit Siliziumspitzendioden benutzt. In der HF-Vorstufe findet man einen rauscharmen Silizium-Planartransistor.

Die in Bild 1 gezeigte Schaltung ist auch für den Nachbau mit den Transistoren der Reihe GF 130 oder GF 140 geeignet. Die Dimensionierung für die Spulen hängt ab von der Kreiskapazität, dem Frequenzbereich und dem HF-Spulenkörper. Ebenfalls nachgebaut werden kann die Schaltung nach Bild 2, die HB 9 WH in einem Selbstbauempfänger verwendet hat.

Der HF-Baustein nach HB 9 WH ist ebenfalls mit 3 Transistoren aufgebaut, wobei alle in Emitterschaltung arbeiten. Um den niedrigen Eingangswiderstand der Transistorstufen zu berücksichtigen, werden die Schwingkreise über kapazitive Spannungsteiler angeschlossen. Die Oszil-

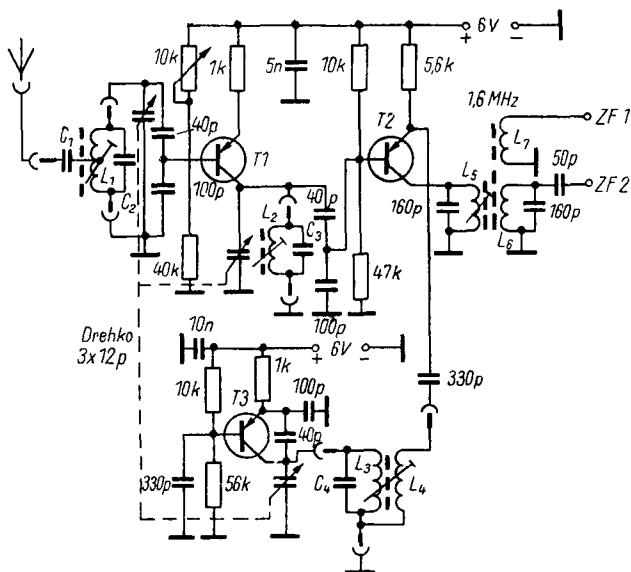


Bild 2 Vereinfachte Schaltung eines HF-Bausteines für einen Transistor-KW-Superhet (nach HB 9 WH). Weggelassen wurden die Regelspannungszuführung und die elektronische Feinabstimmung des Oszillators (mit Kapazitätsdiode)

latorsspannung wird dem Emitter der Mischstufe T2 zugeführt. Im Kollektorkreis von T2 liegt das ZF-Bandfilter für 1,6 MHz. Die ZF-Auskopplung kann niederohmig (L7) oder hochohmig (L6) sein. Im Gegensatz zur Schaltung nach Bild 1 liegt hierbei der Minuspol der Batterie an Masse.

Der ganze HF-Baustein ist auf einem Fernsehuner aufgebaut, da dessen Spulenrevolver gleichzeitig zum Umschalten der Schwingkreisspulen und der Parallelkapazitäten dient. Jeder Kanalstreifen im Spulenrevolver besteht aus 2 Teilstücken. Auf einem baut man nur den HF-Eingangskreis auf, wobei der Spulenkörper stehend angeordnet ist. Der andere Teilstreifen enthält den Oszillatorkreis und den HF-Zwischenkreis. Die Oszillatortspule wird stehend angeordnet, die Zwischenkreisspule liegend. Als Spulenkörper eignen sich kleine HF-3-Kammer-Spulen aus Trolitul mit HF-Abgleichkern. Das Bandfilter mit den gleichen Spulenkörpern erhält eine Abschirmhaube aus dünnem Alu-Blech (etwa 35 mm × 15 mm und 18 mm hoch).

Werte für die HF-Schwingkreise:

Band	L 1 Wdg.	Eingangskreis			Zwischen- kreis		Oszillatorkreis			Draht
		Anzapfung bei Wdg.	C 2 pF	C 3 pF	L 2 Wdg.	C 3 pF	L 3 Wdg.	L 4 Wdg.	C 4 pF	CuL mm ø
80 m	70	7	20	470	70	20	45	5	35	0,2
40 m	20	3	90	470	20	90	19	3	160	0,3
20 m	10	2	160	50	10	160	8	2	200	0,4
15 m	5	2	200	50	5	200	5	1,5	260	0,4
10 m	6	1,5	50	50	6	50	6	1,5	60	0,4

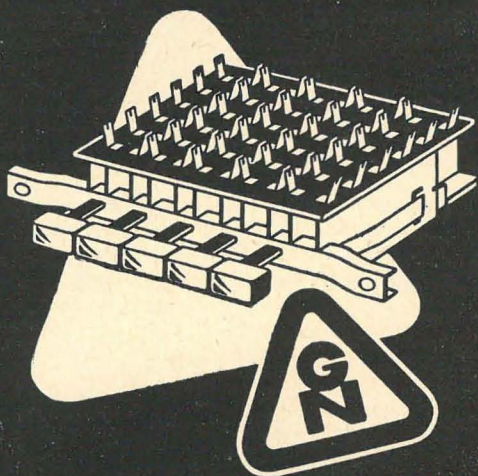
Mit einem Grid-Dip-Meter lassen sich die L- und C-Werte für den interessierenden Frequenzbereich leicht ermitteln. Das Bandfilter für 1,6 MHz hat bei $C = 160 \text{ pF}$ für $L_5 = L_6 = 100 \text{ Wdg.}$, $0,1\text{-CuL}$. Die Auskoppelsple L7 hat etwa 25 Wdg. , $0,1\text{-CuL}$, über L6 gewickelt.

Literatur

- „Funktechnik“, H. 12/1961, S. 428.
- „Funktechnik“, H. 6/1964, S. 188.
- „UKW-Berichte“, H. 3/1963, S. 166.
- „Das DL-QTC“, H. 6/1962, S. 243.



Ein Türschloß, das der menschlichen Stimme „gehört“, wurde vom amerikanischen Dr. James Suer konstruiert. Das System besteht aus einer elektronischen Zelle, die ein bestimmtes Wort oder einen Satz erkennt, selbst wenn die sprechende Person betrunken oder erkältet ist und demzufolge eine raue Stimme hat.



MINIATUR-TASTENSCHALTER

FÜR DIE HF- UND NF-TECHNIK
• SECHSKONTAKTIGE TASTEN •
AUCH MIT LEUCHTTASTEN

GUSTAV NEUMANN KG

SPEZIALFABRIK FÜR SPULEN, TRANSFORMATOREN,
DRAHTWIDERSTÄNDE · CREUZBURG/WERRA THUR.

TELEFON CREUZBURG 121/122
AUSLIEFERUNG ÜBER DEN GROSSHANDEL

Fuchsjagdsender für 80 m, 10 m und 2 m

B. Awdejew – UA 3 ASC

Bei uns in der DDR werden im Nachrichtensport der GST die Fuchsjagden auf dem 80-m- und auf dem 2-m-Band durchgeführt. Die sowjetische Konstruktion des beschriebenen Fuchsjagdsenders schließt außerdem das 10-m-Band ein, da in der UdSSR auch auf diesem Band Fuchsjagden durchgeführt werden. Auch für unsere Verhältnisse sollte man in dieser Konstruktion den 10-m-Bereich beibehalten, da in den Sendepausen des Fuchses dieses Band für den Sprechfunkverkehr der aufsichtführenden Schiedsrichter genutzt werden kann.

Meist wird bei Fuchsjagdsendern für die Frequenzstabilisierung ein Quarz benutzt. Es ist aber durch die Verwendung von hochwertigen Bauelementen und durch eine zweckmäßige Bauweise möglich, ohne Quarze eine genügend hohe Stabilität in den Bereichen 3,5 MHz und 28 MHz zu erreichen.

Es wird die Konstruktion eines Senders beschrieben, der für drei Bereiche ausgelegt ist: 3,5; 28 und 144 MHz. Die Ausgangsleistung des Senders beträgt im ersten und zweiten Bereich 3 W, im dritten 4 W.

Der Sender arbeitet auf 3,5 und 28 MHz als ECO. Diese Schaltung garantiert genügend hohe Frequenzstabilität. In den Bereichen 3,5 MHz und 28 MHz werden an das Gitter der Röhre R62 mit dem Umschalter S4 die Schwingkreise L1-C3-C5-C6-C8 bzw. L2-C4-C5-C7-C8 geschaltet. Da bei der ECO-Schaltung das Schirmgitter die Funktion der Anode erfüllt, wird der Arbeitspunkt des Oszillators durch die Größe des Widerstandes R6 bestimmt. Die Rückkopplung erfolgt durch die Kondensatoren C6-C8 bzw. C7-C8, die jeweils an die Katode der Röhre R62 geschaltet werden.

Die Abstimmung des Steuersenders nimmt man mit dem Drehkondensator C5 vor; die Kondensatoren C6-C8 bzw. C7-C8 bestimmen die Größe des jeweils überstrichenen Bereiches. Bei der Arbeit im 80-m-Band wird der Anodenkreis L3-L4-C11 auf die erste Harmonische der erzeugten Frequenz (1,75... 1,83 MHz) abgestimmt. Im Antennenkreis liegen die Verlängerungsspule L7 und der Verkürzungskondensator C14, die ein Arbeiten mit verkürzten und verlängerten Antennen möglich machen.

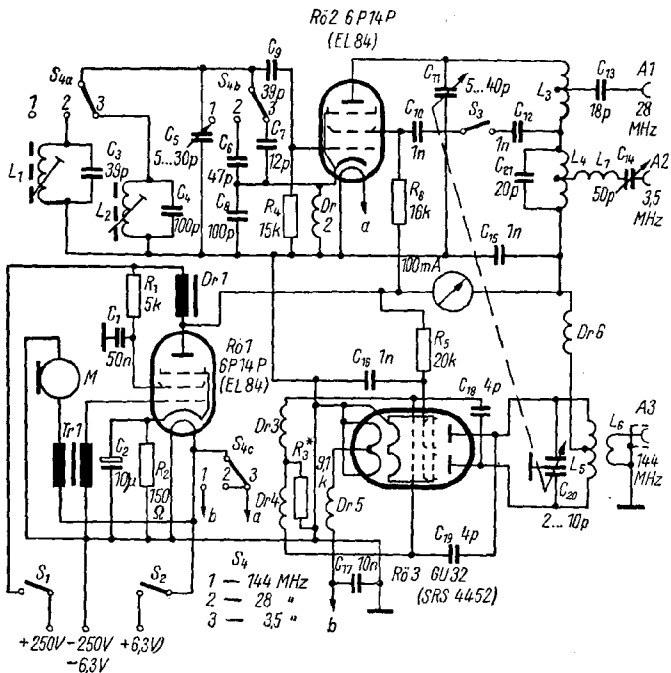


Bild 1 Schaltung des beschriebenen Fuchsjagdssenders für das 80-m-, 10-m- und 2-m-Band

Auch im Bereich 28 MHz arbeitet der Sender als Verdoppler. Der Anodenkreis L3-C11 wird auf die Harmonische der erzeugten Frequenz (14... 14,85 MHz) abgestimmt. Beim Übergang auf diesen Bereich ist auch der Schalter S3 zu schließen. Als Antenne benutzt man einen vertikalen Viertelwellenstrahler. Die Ankopplung der Antenne erfolgt über den Kondensator C13.

Die Frequenzverdopplung in den Bereichen 3,5 MHz und 28 MHz dient zur Erhöhung der Stabilität des Senders. Die Abstimmung der Antenne und des Ausgangskreises wird durch ein Milliampereometer kontrolliert. Außerdem mißt es den Anodenstrom der Röhren Rö2 und Rö3.

Im 2-m-Band arbeitet der Sender als Gegentaktoszillator mit der Röhre Rö3. Der Schwingkreis L5-C20 wird mit dem Drehko C20 auf die entsprechende Frequenz abgestimmt. Die Antenne ist induktiv über L6 angekoppelt.

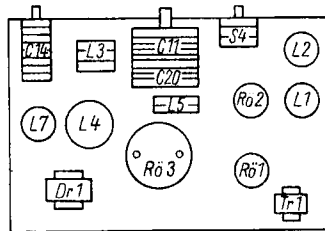


Bild 2
Anordnung der Bauelemente

1,5 mm Alublech, 200 mm x 140 mm

Der Modulator, mit der Röhre R61 bestückt, moduliert das Schirmgitter und die Anode. In den Gitterkreis der Röhre ist über einen Transformator (Übersetzungsverhältnis 1 : 20) ein Kohlemikrofon eingeschaltet.

Konstruktionshinweise

Chassis (140 mm x 200 mm) und Gehäuse (145 mm x 150 mm x 260 mm) sind aus 1,5 mm starkem Alu-Blech hergestellt, die Frontplatte aus 2,5 mm starkem Alu-Blech. Letztere ist mit dem Chassis durch einen Winkel verbunden. Die Konstruktion enthält fast keine verlustbringenden Bauteile.

Der Umschalter S4 hat 3 Ebenen mit je 3 Schaltstellungen. Daten der Spulen und Drosseln enthält die Tabelle auf S. 184. Die Spulen L1 und L2 sind von einem Alu-Becher umgeben. Die Spule L3 ist mit ihrem einen Ende an den Wickelkörper der Spule L4 angeschlossen, mit ihrem anderen Ende am Kondensator C11. L3 und die Spule L5 müssen starr befestigt sein und eine hohe Festigkeit aufweisen. Die Spule L5 wird unmitttelbar an C20 befestigt. Bei der Montage der Teile, die im Bereich 144 MHz arbeiten, ist darauf zu achten, daß die Leiter so gut wie möglich sind und starr festgelegt werden. Es ist empfehlenswert, die Windungen der Spule L5 fest zu verkleben. Der kombinierte PA-Drehko C11/C20 wurde aus einem 2fach-Drehko 2×40 pF hergestellt. Die Kammer, die dem Drehgriff am nächsten liegt, wird nicht geändert. Man verwendet sie für die Abstimmung der Ausgangsstufe in den Bereichen 3,5 MHz und 28 MHz (C11). In der anderen Kammer dieses Drehkos werden 2 Rotorplatten (auf Lücke) übriggelassen, die sich zwischen 2 Platten des Stators drehen.

Abgleich

Der Abgleich des Senders beginnt in den Bereichen 3,5 MHz und 28 MHz. Nach dem Einschalten und dem Heizen der Röhren entstehen Schwingungen. Um die Frequenz dieser Schwingungen leichter feststellen zu können, wird die Kreisspule der Ausgangsstufe abgeklemmt und die

	Windungs- zahl	Draht- durchmesser	Kern bzw. Träger	Bemerkungen
L 1	12	1 mm	Keramik ∅ 20 mm Höhe 45 mm	Steigung der Wicklung 1,5 mm
L 2	80	CuL, 0,2 mm	∅ 45 mm Höhe 45 mm	einlagig
L 3	4,5	2,5 mm, versilbert	ohne Kern Spulen- ∅ 35 mm	Steigung 4 mm
L 4	55	0,5 mm, versilbert	Keramik ∅ 30 mm Höhe 60 mm	Steigung 1,3 mm
L 5	1,8	3 mm, versilbert	ohne Kern Spulen- ∅ 26 mm	Steigung 5 mm
Dr 1	Kern voll- gewickelt	CuL, 0,09 mm	EI 48	
Dr 2	4 × 150	CuLS, 0,12 mm	Keramik, ∅ 6 mm, Entfernung zwischen den Teilwicklungen 4 mm, Länge einer Teilwicklung 5 mm	
Dr 3 bis Dr 6	40	CuL, 0,15 mm	Keramik, ∅ 6 mm	

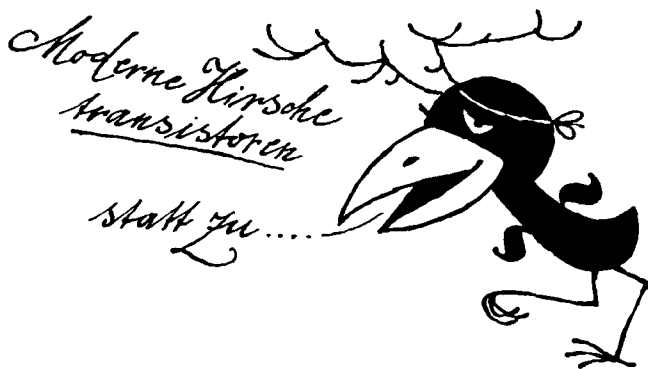
Spannung unmittelbar an die Anode der Röhre R62 gegeben. Danach bestimmt man mit Hilfe eines Frequenzmessers oder eines Rundfunkempfängers die Frequenz des Steuersenders in jedem Bereich. Die Bandgrenzen des Steuersenders bestimmt man mit den Kondensatoren C4-C5-C7-C8 bzw. C3-C5-C6-C8. Danach schaltet man die Induktivitäten L3 und L4 zu. Der Umschalter S4 wird in die Stellung „28 MHz“ gebracht (der Kippschalter S3 muß geschlossen sein); der Rotor des Drehkondensators befindet sich in Mittelstellung. Indem man die Entfernung zwischen den Windungen der Spule L3 verändert, wird der Kreis L3-C11 auf die Oberwelle des Steuersenders abgestimmt. Man kann dazu ein Milliampereometer oder ein Indikatorlämpchen (2,5 V/0,075 A) verwenden. Danach wird die Antenne angeschlossen und experimentell die Stelle der Anzapfung von Spule L3 sowie die Größe des Kondensators C13 bestimmt. Den Ausgangskreis stimmt man auf maximalen Antennenstrom

ab. Als Indikator wird dazu in den Kreis ein Lämpchen (6,3 V/0,3 A) eingeschaltet. Danach bringt man den Umschalter S4 und den Schalter S3 in die Stellung „3,5 MHz“. Durch Probieren der Größe von C21 wird der Kreis L3-L4-C21-C11 auf die Oberwelle des Oszillators abgestimmt. Um die Stelle des Abgriffes der Spule L4 zu finden, stellt man (bei Mittelstellung von C11) die Stelle maximalen Antennenstromes fest. Er wird am besten durch ein Indikatorlämpchen kontrolliert.

Der Abgleich des Senders im 2-m-Band erfolgt durch Variieren der Kondensatoren C18 und C19 bei Mittelstellung von C20 (145 MHz). Der Sender muß dabei von der Antenne getrennt sein.

Die Schaltung des Modulators weist keine Besonderheiten auf und braucht deshalb nicht näher beschrieben zu werden. Der Einsatz des Senders in einer Reihe von Wettkämpfen bestätigte seine Zuverlässigkeit und die genügend hohe Stabilität.

Die Röhre *6II 14 II* entspricht etwa unserer *EL 84*, die Röhre *IIV-32* etwa der *SRS 4452*.



Der Trost

DM 3 . . . : „Was sagen Sie dazu, daß es hier schon 14 Tage ununterbrochen regnet!“

DL 6 . . . : „Das ist ausgezeichnet, da haben Sie sicherlich viele ufj QSOs fahren können. Ich beneide Sie.“

K. Simonyi

Theoretische Elektrotechnik

Hochschulbücher für Physik, Band 20

Übersetzung aus dem Ungarischen, 2., verbesserte Auflage, XIV/661 Seiten, 364 Abb., 7 Tab., Kunstleder 39,50 MDN

Dieses Buch wurde für Leser geschrieben, denen die Grundbegriffe und die Gesetzmäßigkeiten der Elektrotechnik sowie das hierzu unerläßliche elementare mathematische Hilfsmittel geläufig sind. Auch die Maxwell'schen Gleichungen werden als Endergebnisse einer induktiv aufgebauten Behandlung als bekannt vorausgesetzt. In der Einführung werden aber all diese Dinge mit dem Charakter einer Rekapitulation behandelt. Es wird das Ziel verfolgt, unter Zugrundelegung der Maxwell'schen Gleichungen die theoretischen Probleme der Elektrotechnik auf einer möglichst breiten Grundlage zu behandeln, während zugleich auch der notwendige mathematische Apparat angeführt wird. In erster Linie wurde den Ansprüchen der Ingenieure für Schwachstromtechnik, häufig jedoch auch den Anforderungen der Starkstromtechniker Rechnung getragen.

VEB DEUTSCHER VERLAG DER WISSENSCHAFTEN
108 BERLIN

Praxis des Funkfernsehreibens (RTTY)

Auf Grund des hohen technischen Aufwands ist der amateurmäßig durchgeführte *RTTY*-Betrieb noch wenig verbreitet. Bei uns in der ČSSR gibt es zur Zeit nur wenige Amateurstationen, die im *RTTY*-Betrieb arbeiten. Ich selbst konnte einigen ausländischen Stationen bestätigen, daß ihre Signale bei uns gehört werden. So hörte ich *DJAKW*, *3WUA*, *4ZF*, *1GP*, *6AW*, *4FK*, *4UW*. Alle angeführten Stationen arbeiten auf 3595 kHz. Auch Stationen aus LA, G, GM und GD kann man in der Zeit von 17.00 bis 20.00 Uhr MEZ aufnehmen. Später arbeiten *RTTY*-Stationen im allgemeinen nicht, da dann auf dem Band ein sehr starkes *QRM* durch *CW*-Stationen herrscht. Unter guten Bedingungen gelang es mir, auch Stationen auf dem 20-m-Band hereinzubekommen. Um einige von ihnen zu nennen, führe ich an: *W1QPD*, *1QNJ*, *1BGW*, *1CPX*, *2LNL*, *4MJI*, *5APM*, *5BGP*, *8UUS*. Die Stationen arbeiten auf 14095 bis 14100 kHz, und man kann sie unter guten Bedingungen in der Zeit von 20.00 bis 06.00 Uhr MEZ aufnehmen. Auf diesem Band hörte ich auch zwei Länder, die ich bisher nicht erreicht hatte. Es waren dies die sehr aktive Station *TG9AD* in Guatemala und *OA4BN* in Peru. Auf dem 15-m-Band nahm ich einige *W*-Stationen auf. Sie arbeiten auf einer Frequenz von 21100 kHz und waren unter günstigen Bedingungen auf dem Band gut zu empfangen.

Um *RTTY*-Signale aufnehmen zu können, benötigt man eine Einrichtung, die die Signale in Rechteckimpulse umwandelt. Diese werden dann dem Empfangsmagneten in der Fernschreibmaschine zugeführt. Der wählt uns dann nach der zugeführten Impulsform Buchstaben, Ziffern und Zeichen aus. Jedes Zeichen bildet eine Kombination von 5 Impulsen („Fünferkode“). Vor dem Zeichenanfang erfolgt ein Startimpuls (Stromunterbrechung – Pausenschritt), nach dem Zeichenende ein Stopimpuls (Stromschritt). Wie die Impulse aussehen, zeigt Bild 1. Es stellt die Impulsgruppen nach dem Internationalen Telegrafenalphabet Nr. 2 dar. Das ist jedoch schon die letzte Phase der Empfangseinrichtung. Um dahin zu gelangen, müssen mit dem Signal vorher andere Operationen durchgeführt werden.

Buchstaben- reihe	Ziffern- und Zahlenreihe	Start	Impulskombination					Stop
			1	2	3	4	5	
A	-		■	■	■	■	■	■
B	?		■	■	■	■	■	■
C	:		■	■	■	■	■	■
D	Wer da		■	■	■	■	■	■

□ Pausenschritt
(kein Strom)

■ Stromschritt

Bild 1
Fernschreibkodebeispiele
für einige Buchstaben

Der RTTY-Betrieb geschieht mit frequenzmodulierten Signalen (F1). Das Signal ist gekennzeichnet durch eine Erhöhung der Trägerfrequenz (allgemein + 400 Hz), der Zwischenraum zwischen den Zeichen durch eine Erniedrigung der Trägerfrequenz (- 400 Hz). Gegenüber der A1-Tastung hat F1 den Vorteil, daß während der Pause trotzdem ein Signal an die Empfangseinrichtung gelangt, das als Pause verwertet wird und gleichzeitig das Eindringen von Störungen verhindert. In Bild 2 ist ein Blockschema aller Stufen dargestellt, die in der kommerziellen Einrichtung *TESLA ZVP-2* vorhanden sind.

Das empfangene Signal (400 kHz) wird aus dem letzten ZF-Bandfilter ausgekoppelt und an einen Frequenzadapter gelegt, dem man aus einem Oszillator eine Frequenz von 450 kHz zuführt. Die Differenzfrequenz von 50 kHz gelangt über einen Begrenzer in einen Diskriminator. Der Diskriminator hat 2 abgestimmte Kreise, wobei der eine um 2 kHz niedriger, der andere um 2 kHz höher als 50 kHz liegt. Das ist notwendig, um einen positiven und einen negativen Frequenzhub zu erreichen. Vom Diskriminator gelangt das Signal an einen weiteren Begrenzer, der eine Einzeichenfunktion der nächsten Stufe gewährleistet (Blockschema des Frequenzadapters siehe Bild 3). In der folgenden Taststufe (Bild 2) wird das Signal umgewandelt. Im Prinzip handelt es sich um ein Öffnen und Schließen von Röhren durch eine Spannung, die beim Durchgang des Stromes durch die Dioden des Frequenzadapters auf den Eingangswiderstand der Taststufe gelangt.

Das veränderte Signal, das aus der Taststufe als Rechteckspannung herauskommt, führt man an die Eingangsklemmen einer Gleichstrom-

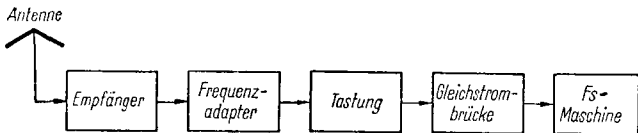


Bild 2 Blockschema für eine RTTY-Empfangseinrichtung

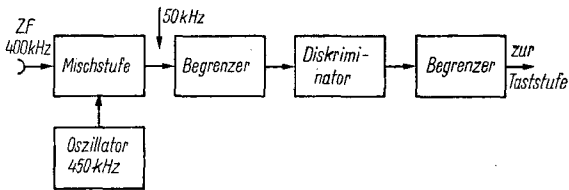


Bild 3 Blockschema für einen Konverter nach dem ZF-Verfahren
(Frequenzadapter)

brücke. Am Ausgang der Gleichstrombrücke liegt ein Gleichstromverstärker, der mit einer Doppeltriode bestückt ist, um die Phasenumkehr zu ermöglichen. Jeder Triodenteil steuert eine Endröhre in der Weise, daß die eine Röhre beim Eintreffen des Zeichens ihre Leistung abgibt, die zweite beim Eintreffen der Pause geöffnet ist. Das Blockschema der Gleichstrombrücke zeigt Bild 4. Am Ausgang der Gleichstrombrücke sind die Relaispulen der Fernschreibmaschine angeschlossen.

Trotz dieser im ersten Augenblick verwirrend erscheinenden Technik ist der Anschluß der Fernschreibmaschine außerordentlich einfach (siehe Bild 5). Das Schreiben auf Fernschreibmaschinen unterscheidet sich etwas von dem auf einer gewöhnlichen Schreibmaschine. Das ist einmal bedingt durch die andere Verteilung der Typen auf der Tastatur, zum anderen muß sorgfältig ein bestimmter Rhythmus eingehalten werden. Ein leichter Anschlag ist erforderlich. Nach den Erfahrungen der amerikanischen RTTY-Amateure dürfte es zweckmäßig sein, die Funktion der Fernschreibmaschine und die Arbeit an ihr dadurch näher kennenzulernen, daß man das Gerät zuerst an eine Gleichstromleitung anschließt: Auf diese Weise entsteht eine elektrische Schreibmaschine. Es ist dazu ein

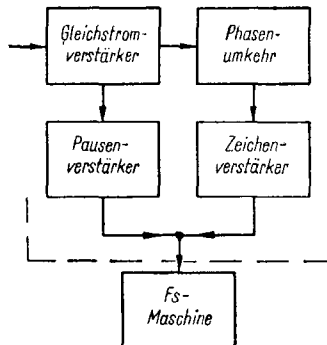


Bild 4
Blockschema der Gleichstrombrücke

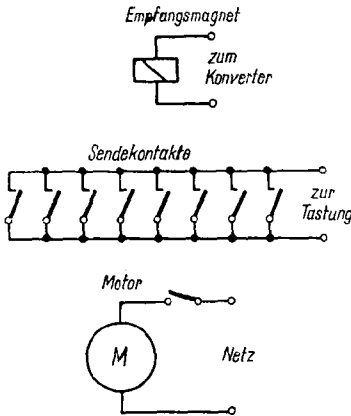


Bild 5
Elektrische Schaltung
der Fernschreibmaschine

Gleichrichter nötig, der 120 V bei 40 mA bereitstellen muß (Bild 6). Der erforderliche Strom wird durch einen regelbaren Drahtwiderstand eingestellt.

Bei den meist verwendeten Maschinen heißt 2maliger Tastendruck *Rückkehr der Walze*, zwei weitere Anschläge bedeuten *Verschiebung um eine Zeile* und noch zwei Anschläge *Buchstaben*. Es wird auf diese Weise im Falle von Schwunderscheinungen ein gesicherter richtiger Anfang der folgenden Zeile erreicht. Die angeführte Reihenfolge des Anschlages ist unbedingt einzuhalten. Bei einem falschen Anschlag stellen wir fest, daß eine Taste zum Rückführen der Walze um einen Buchstaben fehlt. Es wäre erforderlich, noch einmal zum Anfang der Zeile zurückzukehren und die fehlerhafte Stelle auszubessern. Deshalb ist es üblich, nach einem Fehler einige X-Zeichen zu tippen und das ganze Wort neu zu schreiben (aber richtig, hi).

Für die ersten drahtlosen „Schritte“ muß man zwischen den KW-Empfänger und den Empfangsmagneten im Fernschreiber einen Konverter schalten, der die empfangenen Signale in Gleichstromimpulse umwandelt,

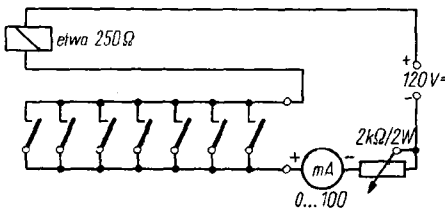


Bild 6
Anschluß
der Fernschreibmaschine
an die Gleichstromquelle

die die Fernschreibmaschine dann verwertet. Die Fernschreibsignale werden mit Frequenzmodulation (F1) ausgestrahlt. Es ist zwar möglich, diese Signale nach der Telegrafiemethode *Signal – kein Signal* zu übertragen. In der Praxis dürfte es jedoch zweckmäßiger sein, die Frequenz zwischen der Pause und dem Zeichen zu verändern, da dadurch bessere Impulse für Pause und Zeichen entstehen. Bei der Gleichrichtung geht man ähnlich vor wie mit dem Diskriminator beim FM-Empfang. Dadurch wird eine bessere Unterdrückung von Störungen erreicht. Die Frequenz ist allgemein um 800 bis 900 Hz zu verschieben. Geringere Verschiebungen zeigen ein besseres Signal/Rausch-Verhältnis. Deshalb führen einige Stationen auch Versuche mit geringerem Frequenzhub durch. Am häufigsten wird jedoch mit einem Hub von 850 Hz gearbeitet. Dabei bedeutet die obere Frequenz das Signal, die um 850 Hz niedrigere Frequenz die Pause. Die kommerziellen Stationen benutzen meist einen Frequenzhub von ± 400 Hz. Im UKW-Bereich wird häufig AM-Betrieb mit Verschiebung der Niederfrequenz angewendet. Bei diesem Prinzip ist die Trägerfrequenz stabil, die Tonfrequenz dagegen ändert sich wie folgt: 2975 Hz als Pause und 2125 Hz als Zeichen (also umgekehrt; die Pause hat eine höhere Frequenz). Diese eigenartigen Ziffern haben einen wesentlichen Zusammenhang: 425 Hz ist die Hälfte von 850 Hz; die 4. Harmonische von 425 Hz beträgt 2125 Hz, die 6. Harmonische 2975 Hz. Das eignet sich sehr gut für die Abstimmung der NF-Kreise.

Der Betrieb auf den KW-Bändern erfolgt auf folgenden Frequenzen:

3620 kHz	}	± 10 kHz
7040 kHz		
14,090 MHz		
21,090 MHz		
52,6 MHz		

Das Auffinden von Stationen, die im RTTY-Betrieb arbeiten, geschieht durch einen speziellen Abstimmindikator. Die Schaltung eines elektronischen Konverters zeigt Bild 7. Er wird aus dem KW-Empfänger durch ein NF-Signal gespeist, das man mit Hilfe eines BFO in der Weise gewinnt, daß Frequenzen von 2125 Hz (Pause) und 2975 Hz (Zeichen) entstehen. Im Bedarfsfalle lassen sich die Zeichen durch Umstimmen des BFO auf die andere Flanke umkehren.

Das NF-Signal kommt an die Dioden D1 und D2, die eine Vorspannung von etwa 0,3 V erhalten. Sie begrenzen die Spannung am Gitter der Begrenzerstufe von 0,6 V bis etwa 30 V. Die weitere Zeichengestaltung wird durch den Begrenzer bestimmt. Dadurch werden im beträchtlichen Maße Verzerrungen beseitigt, die im Laufe der Übertragung entstehen können. Am Ausgang von R_{ö2} tritt eine konstante Spannung von 15 V \pm 1 dB bei einer Schwankung des Signals im Eingang von 0,5 V bis 30 V auf.

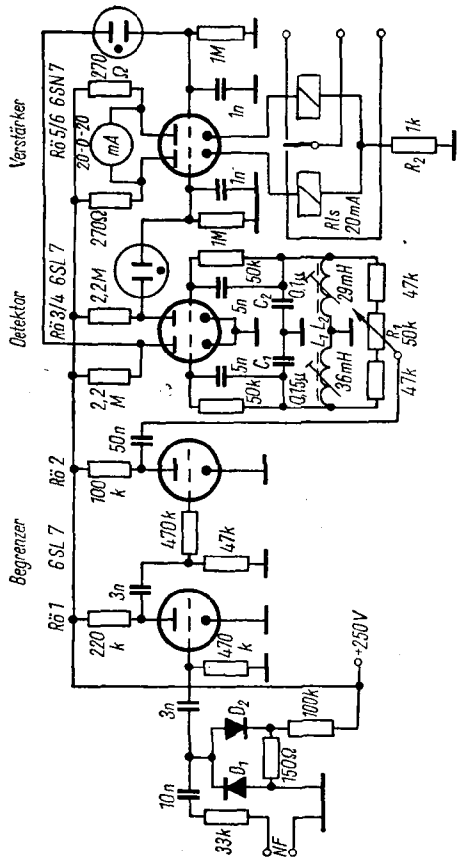


Bild 7 Schaltung eines röhrenbestückten RTTY-Konverters für den FSK-Betrieb

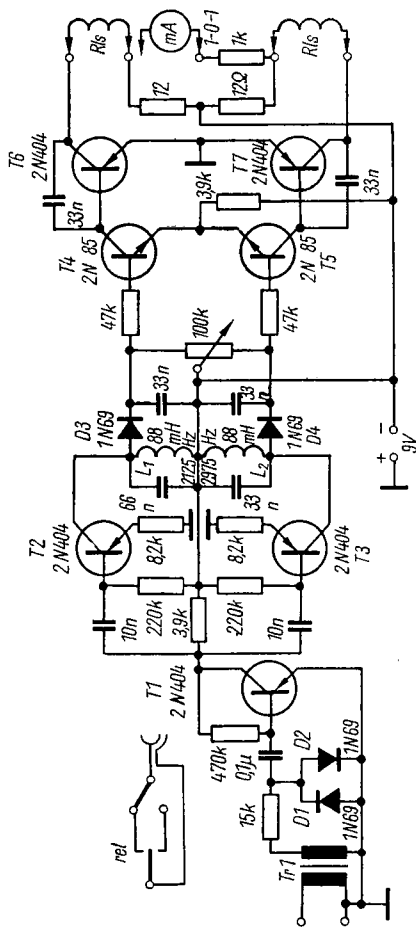


Bild 8 Schaltung eines transistorbestückten RTTY-Konverters für FSK-Betrieb
 (1 N 69 entspricht etwa OA 6661GA 107; 2 N 404 entspricht etwa GC 122;
 2 N 85 entspricht etwa 105 NT 70 von Tesla)

Die NF-Signale werden dann durch die Schwingkreise L1-C1 und L2-C2 getrennt sowie an die Steuergitter des Detektors R63/4 geführt. Damit steigt jeweils bei einer Röhre die Anodenspannung vom Ruhestand mit 15 V auf 50 V, wodurch die angeschlossene Neonröhre zum Glimmen gebracht wird, die eine Gleichspannung an ein Steuergitter von R65 oder R66 durchläßt und dadurch diese Röhren öffnet. Der Stromfluß über den gemeinsamen Katodenwiderstand R2 sperrt mit einer Gittervorspannung von etwa 20 V das zweite Röhrensystem völlig. Durch Pausen- bzw. Stromschritt wird die eine oder die andere Wicklung des polarisierten Relais Rel erregt. Das Potentiometer R1 ist so einzustellen, daß das Rauschen, das beide Kanäle gleichzeitig erreicht, ausbalanciert wird und daß die Signalimpulse aus beiden Seiten symmetrisch ankommen. Das Meßinstrument mit Nullage in Mittelstellung ist zwar nicht unbedingt notwendig, bildet jedoch beim Abstimmen mit dem Potentiometer R1 ein wichtiges Hilfsmittel. Die Schaltung nach Bild 9 weist kein Relais auf und benötigt keine zusätzliche Stromquelle für die Speisung des Empfangsmagneten im Gerät. Den erforderlichen Strom von 40 mA stellt der Konverter bereit, den man mit dem Potentiometer R1 regelt.

Ein transistorisierter Konverter nach W2JAV läßt sich mit kleinen Abmessungen aufbauen (Bild 8). Das Signal gelangt an den Transformator Tr1 (600 Ω primär, 20 k Ω sekundär) und von da an den Diodenbegrenzer. Die Transistoren T2 und T3 arbeiten als Signalteiler. Im Kollektorkreis des einen Transistors liegt ein Schwingkreis für eine Frequenz von 2125 Hz (Zeichen), im Kollektorkreis des anderen Transistors ein solcher für 2975 Hz (Pause). Als Spulen werden Toroidspulen L = 88 mH verwendet. Die Angaben über die Kondensatorwerte sind informativ. Die Belastung des Diodendetektors D3-D4 wird durch ein Potentiometer (100 k Ω)

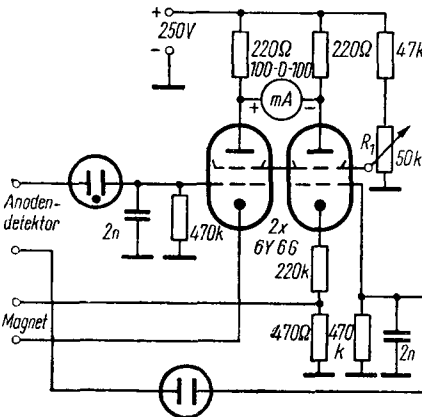


Bild 9
Schaltung
eines Konverterausganges
ohne Relais
(6 Y 6 G entspricht
etwa EL 84)

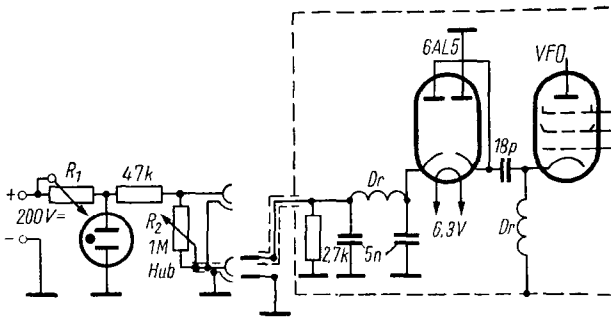


Bild 10 Sendertastschaltung für FSK-Betrieb
(6 AL 5 entspricht etwa EAA 91)

ausbalanciert, wodurch die Signale *Zeichen - Pause* in ihrer Höhe angeglichen werden. Nach weiterer Verstärkung gelangen beide Signale an die Spulen eines polarisierten Relais. Die Empfindlichkeit des Converters beträgt etwa 1 mV für die NF. Ohne Signal ist die Stromaufnahme weniger als 2 mA (bei 8 V). Das Signal ruft im polarisierten Relais einen Impuls von 30 mA hervor. Die Relaiskontakte und der Empfangsmagnet der Fernschreibmaschine werden durch eine Gleichstromquelle gespeist. Am Convertereingang liegt der NF-Ausgang des KW-Empfängers.

Bild 10 zeigt das Beispiel einer sehr einfachen Tastschaltung für den KW-Sender. Es wird ein Clapp-Oszillator benutzt. Voraussetzung ist eine sehr hohe Tastspannung, um gegebenenfalls aufgeflossenes Öl auf den Sendekontakten abzubrennen, was eine Verstümmelung der Zeichen verhindert. Die Doppeldiode arbeitet als Schalter. Im leitenden Zustand ist der Kondensator 18 pF geerdet; damit wird die Frequenz des VFO herabgesetzt. Ein Potentiometer regelt die Hubgröße. Das hat Bedeutung für den Übergang von einem zum anderen Band, da sich durch Vervielfachung der Trägerfrequenz auch der Hub vervielfacht. Eine Transistortastschaltung zum Umsetzen der Niederfrequenz (AFSK-Oszillator) zeigt Bild 11. Damit speist man den Modulator des Senders (AM oder FM). L1 und C1 werden auf 2975 Hz abgestimmt (Pause, Tastkontakte offen). Nach Anschluß von C2 ist der Schwingkreis auf 2125 Hz (Zeichen, Tastkontakt geschlossen) abgestimmt. Als Spule L1 benutzt man eine Toroidspule von 88 mH. Als Schalter dienen die beiden Dioden D1 und D2. Die Leitungsführung zu den Kontakten der Fernschreibmaschine kann deshalb beliebig lang sein. Der Schwingkreis liegt am Kollektor des Oszillatortransistors T1. Er wird über eine Zenerdiode (3,5 V) mit einer stabilisierten Spannung gespeist. Statt der Zenerdiode kann auch ein

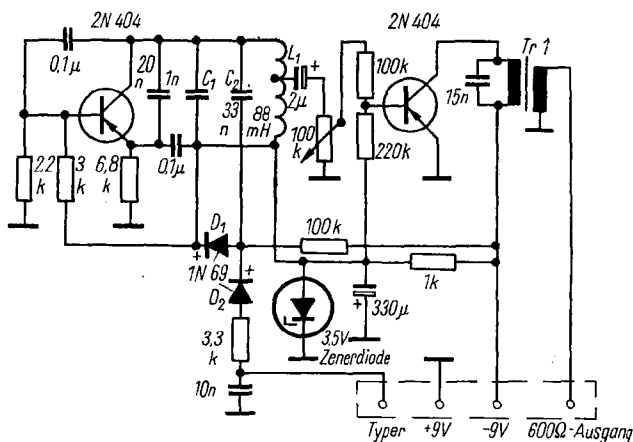


Bild 11 Transistorisierte Tastschaltung für AFSK-Betrieb (L_1 etwa 88 mH)

Widerstand 820 Ω verwendet werden, dann schwankt jedoch der Signalpegel um 1 bis 2 dB. Bei Verwendung der Zenerdiode ist die Schwankung maximal 0,5 dB. An den Oszillator schließt sich eine Trennstufe T2 an, die ihre Leistung an einen Transformator (primär 5200 Ω , sekundär 600 Ω) abgibt, über den der Modulator des Senders gespeist wird.

Zum Schluß noch einige Spezialausdrücke, die in der ausländischen Literatur meist benutzt werden.

RTTY = radioteletype

line feed

carriage return

space bar

carriage shift

T.U. = terminal unit = receiving

converter

keyer

F.S.K. = frequency shift

keying

F.S.K. unit

A.F.S.K. = audio frequency shift

keying

polar relay

Funkfern schreiben

Zeilensprung

Walzenrückkehr

Zwischenraum

Zeilenumschaltung

Konverter zwischen dem Kommunikationsempfänger und der Fernschreibmaschine

Tasteinrichtung

Tastung durch Frequenzverschiebung

FSK-Tasteinrichtung

Tastung durch Verschiebung der Niederfrequenz

polarisiertes Relais

Literatur

- [1] Smola, F., Telefonische Nachrichtentechnik II, Telegrafie-Technik, SNTL 1959.
- [2] The Radioamateur's Handbook 1958, S. 330-334.
- [3] QST, H. 6/1962, S. 26.
- [4] CQ, H. 3/1962, S. 91.
- [5] CQ, H. 2/1962, S. 85.

Übersetzer: Med.-Rat. Dr. med. K. Kroegner — DM2BNL

(aus „Amatérské Radio“, Heft 10/62)

Der sonderbare Netzteil

Aufgabe

An einem Funkempfänger unbekannter Herkunft wird die Schaltung nach Bild 1 für den Netzteil ermittelt. R_V stellt den „Verbraucher“, d. h. die eigentliche Geräteschaltung dar; die Spannung beträgt wie vorgesehen 250 V = bei normaler Stromentnahme. Die Schaltung mit Gleichrichterröhre EZ 80, Ladekondensator C_L , Siebdrossel Dr , Siebkondensator C_S entspricht dem Üblichen. Der Netztransformator (Anschlüsse A bis G) ist gekapselt. F-G sind die Netzanschlußklemmen, A-B liefern $6,3\text{ V}$ für die Gleichrichterheizung, C-D-E sind offensichtlich die Anschlüsse der Anodenspannungswicklung. Eine Durchgangsprüfung mit dem Ohmmeter zeigt, wie zu erwarten, Durchgang bei F-G, A-B und C-D-E, jedoch nicht zwischen diesen Wicklungen. Zwischen C und D mißt man 210 V Wechselspannung, zwischen E und D ebenfalls 210 V . Zwischen den Anoden der EZ 80 (Anschlüsse C-E) werden jedoch nicht die erwarteten 420 V gemessen, sondern — obwohl das gesamte Gerät einwandfrei arbeitet — nur $1,2\text{ V}$. Wie ist das möglich?

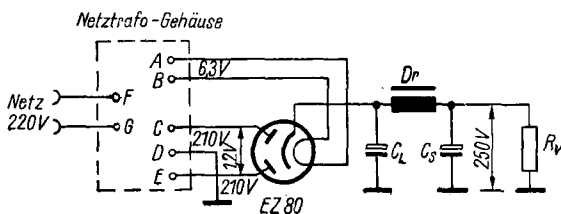


Bild 1

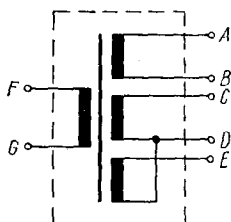


Bild 2

Lösung

Es handelt sich bei dem Netztrafo nicht um die übliche Schaltung der Anodenspannungswicklungen für Zweiweg-Gleichrichtung, sondern die zwischen C-D und E-D angeschlossenen Wicklungen sind bifilar gewickelt und geben ihre Spannung gleichphasig ab (Bild 2). Demzufolge liegt eine Einweg-Gleichrichtung vor; beide Diodenstrecken der EZ 80 arbeiten in der gleichen Halbwelle der Wechselspannung! Die zwischen C—E auftretende geringe Spannung (1,2 V) resultiert lediglich aus unvermeidbaren, geringen Toleranzen beider Wicklungen und hat mit dem Prinzip und der Funktionsweise nichts zu tun.

(Nach Radio-Electronics, September 1963)

ajak

Bitterer Ernst

DM 2 . . . : „Wo haben Sie so ufß Deutsch gelernt?“

UB 5 . . . : „Ich war in Deutschland; ich kenne die — Umgebung von Weimar sehr gut!“

Mehrstimmiges elektronisches Musikinstrument

Ing. J. Iwankow

Die elektronische Musik findet auch unter den Amateuren immer mehr Liebhaber. Ungeachtet der relativ großen Vielfalt der Konstruktionen mehrstimmiger elektronischer Musikinstrumente beruhen sie doch alle auf einem Prinzip. In Amateur- und industriellen Konstruktionen ist das Prinzip der mehrstimmigen Instrumente mit oktavenweiser Frequenzumsetzung verbreitet. Dafür benötigt man Tongeneratoren (meist entsprechend den Tönen einer Oktave), die auf die höchste Frequenz des Instrumentes abgestimmt sind, und Frequenzteiler, deren Anzahl den Tasten des Instrumentes entspricht. Das Interesse an dem genannten Prinzip erklärt sich aus der ziemlich hohen Stabilität des musikalischen Systems des Instrumentes. In allen erwähnten Schaltungen entspricht die Anzahl der klingenden Töne der Zahl der gedrückten Tasten. Diese übersteigt nicht 10 beim zweihändigen Spiel und 5 beim einhändigen Spiel.

Man kann nun ein Instrument bauen, das 10 oder 5 Tongeneratoren benutzt. Für ein solches einstimmiges Gerät mit einem dynamischen Bereich von 3 bis 5 Oktaven lassen sich keine Sinusgeneratoren verwenden. Am besten geeignet für ein derartiges Instrument sind unsymmetrische Multivibratoren. Diese überstreichen einen großen Frequenzbereich des Instrumentes, und die Ausgangsspannung weist eine hohe Anzahl Harmonischer auf. Doch die Instabilität mehrstimmiger Instrumente bei Verwendung eines Multivibrators (dessen Frequenzen stark spannungsabhängig sind) und das Fehlen einer Schaltung, die die Knackgeräusche beim Drücken und Loslassen der Tasten beseitigt, führten dazu, daß die Konstrukteure zu komplizierteren Instrumenten mit Frequenzteilern übergingen.

Das beschriebene kleine mehrstimmige Musikinstrument enthält 7 Tongeneratoren. Die Stabilität des musikalischen Systems wird durch Verwendung eines Stabilisators im Netzteil und eines Resonanzspannungstabilisators primärseitig vom Netztransformator erreicht. Es ist für einhändiges Spiel bestimmt, d. h. fünfstimmig. Beim zweihändigen Spiel kann das Instrument maximal siebenstimmig werden. Es umfaßt einen Bereich von 5 Oktaven, vom Kontra-F bis zum dreigestrichenen f. Wie

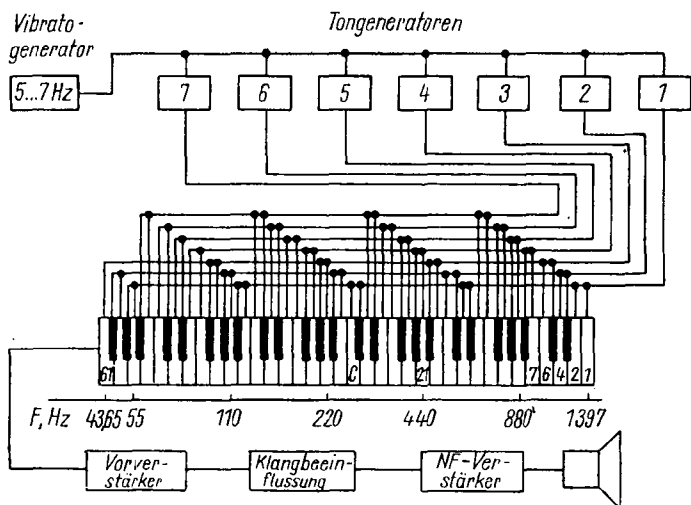


Bild 1 Blockschaltbild des beschriebenen elektronischen Musikinstrumentes

aus dem Blockschaltbild (Bild 1) ersichtlich ist, erhält man mit dem ersten Tongenerator die Töne f''' und e''' , dis'' und d'' , cis' und c' , H und B sowie Kontra-A und Kontra-Gis. Auf analoge Weise arbeiten auch die übrigen 6 Tongeneratoren. Ein derartiger Aufbau erlaubt es, alle 7 Tongeneratoren gleichzeitig zu benutzen, ohne Frequenzteiler zu verwenden. Da bei der gegebenen Schaltung jeder Generator innerhalb einer Oktave 2 Töne erzeugt, die sich nur um einen Halbton unterscheiden, ist es nicht möglich, sie gleichzeitig erklingen zu lassen. Das schränkt jedoch die Möglichkeiten des Instrumentes kaum ein, da das Zusammenklingen dieser Töne (kleine Sekunde) für das Gehör unangenehm ist und in musikalischen Werken nur selten vorkommt (abgesehen von atonaler Musik).

Die prinzipielle Schaltung des Gerätes zeigt Bild 2. Jeder der 7 Tongeneratoren stellt einen unsymmetrischen Multivibrator dar mit der Röhre $6H 2II$ (ECC 83). Der Frequenzbereich dieses Multivibrators ist sehr groß, und seine Ausgangsspannung weist Sägezahnform auf (bei elektronischen Instrumenten sehr erwünscht). Außerdem fehlen in diesem Multivibrator Ausgleichsvorgänge bei der Frequenzänderung. Die Frequenz des Generators wird durch Betätigen von Tastkontakten verändert, die die Widerstände $R_1, R_2 \dots R_{10}$ in den linken Katodenkreis der Röhre $Rö2$ einschalten. Die Größen dieser Widerstände wählt man durch Probieren beim Aufbau des Instrumentes und variiert sie in den Grenzen von

1 kΩ (für die höheren Frequenzen) bis 250 kΩ (für die ganz tiefen). Man kann für diese Widerstände auch Potentiometer verwenden, muß aber beachten, daß (obgleich sich in diesem Falle das Stimmen des Instrumentes vereinfacht) die Stabilität des Aufbaus infolge der Instabilität der Potentiometer etwas herabgesetzt wird.

Die Gesamtheit aller Töne, die man vom ersten Generator erhält, läßt sich mit dem Potentiometer R17 um $\pm 0,8$ Töne variieren. Der Kondensator C6 und der Widerstand R19 entkoppeln den Anodenkreis der Oszillatorröhre, die Widerstände R20, R21 und R22 verhindern eine gegenseitige Beeinflussung der Tongeneratoren.

Unter jeder Taste ist eine Gruppe von Kontakten angeordnet, die aus 4 Kontaktfedern eines Relais bestehen. Das (in Bild 2) obere Paar der Kontaktfedern T1', T2'... T58' bestimmt die Frequenz des Tongenerators, das untere (T1'', T2''... T58'') beseitigt die Knackgeräusche im Lautsprecher. Bei nicht gedrückten Tasten sind die Kontakte T' geöffnet (Arbeitskontakte) und die Kontakte T'' geschlossen (Ruhekontakte).

Die Kontakte sind so justiert, daß beim Drücken der Taste zuerst die Kontakte T' geschlossen und danach die Kontakte T'' geöffnet werden; beim Loslassen der Taste schließen zuerst die Kontakte T'', danach öffnen sich die Kontakte T'. Beim Schließen der Kontakte T' beginnt der Tongenerator zu arbeiten. Dabei entstehende Einschwingvorgänge rufen im Lautsprecher kein Knacken hervor, da der Eingang des NF-Verstärkers meist mit den Widerständen abgeschlossen ist, die mit den Kontakten T'' verbunden sind.

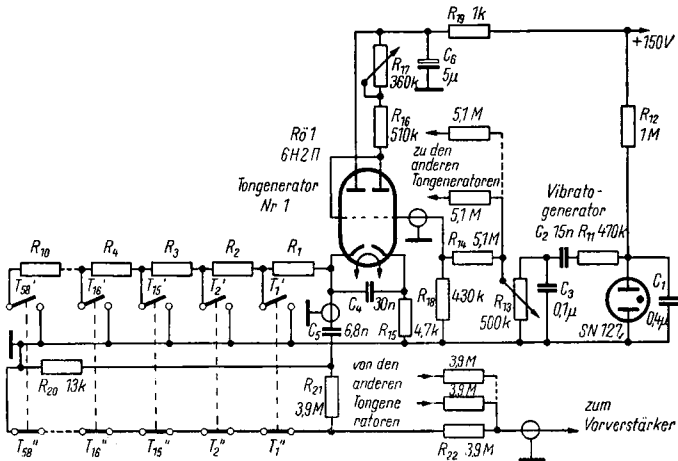


Bild 2 Schaltung für einen der 7 Tongeneratoren und für den Vibratogenerator

Wird eine Taste um ein Drittel ihres Hubs gedrückt, so öffnet sich der Kontakt T", und die Schwingungen des Generators gelangen an den Eingang des NF-Verstärkers. Man hört aber keinen Klick im Lautsprecher, da der Einschwingvorgang im Tongenerator schon beendet ist, und beim Öffnen der Kontakte T" entstehen keine derartigen Einschwingvorgänge. (Obgleich beim Drücken einer Taste schon der Serienkreis der Kontakte T" (und damit der NF-Verstärker) geöffnet ist, treten die Klicks beim Drücken einer zweiten Taste (die erste ist auch noch gedrückt – Legatospiel) nicht auf, da in diesem Falle plötzliche Einschwingvorgänge in demselben Tongenerator nicht stattfinden. Beim Loslassen der Taste treten ebenfalls keine Klicks auf, da der normalerweise geschlossene Serienkreis (also auch der Eingang des Verstärkers) wieder geschlossen wird und danach nur noch die Schwingungen des Tongenerators abreißen.

Die Klaviatur kann je nach den Möglichkeiten des Amateurs beliebig konstruiert werden. Eine einfache Variante zeigt Bild 3. In eine Platte (z. B. aus Pertinax) macht man Einschnitte (Bild 3a). Für eine einwandfreie Funktion der Tasten ist ein Zwischenraum von etwa 1 mm notwendig. Unter die weißen Tasten leimt man einen Streifen aus dem gleichen Material, damit sie fest genug werden. Die schwarzen Tasten fertigt man aus Holz und streicht sie mit schwarzem Lack. Die Kontakte der Klaviatur sind unbedingt sorgfältig abzuschirmen.

Da die Umschaltkreise der Klaviatur die tonfrequenten Schwingungen dämpfen, erfordert das einwandfreie Arbeiten des Tonteiles einen Vorverstärker. Er ist mit der einen Hälfte der Doppeltriode R69a aufgebaut.

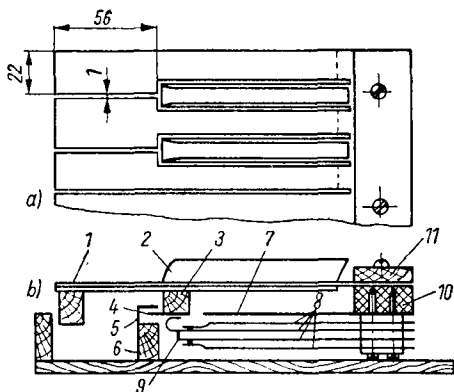


Bild 3
Konstruktionsskizze
der Klaviatur

- 1, 2 weiße und schwarze Tasten;
3 Holzklötzchen;
4 Pertinaxplättchen;
5 Alu-Leiste zur Hubbegrenzung der Tasten;
6 Holzleiste;

- 7 Abschirmung aus Alu;
8 Kontaktfedern;
9 Isolierstücke;
10 Pertinaxleiste;
11 Gegenleiste aus Holz

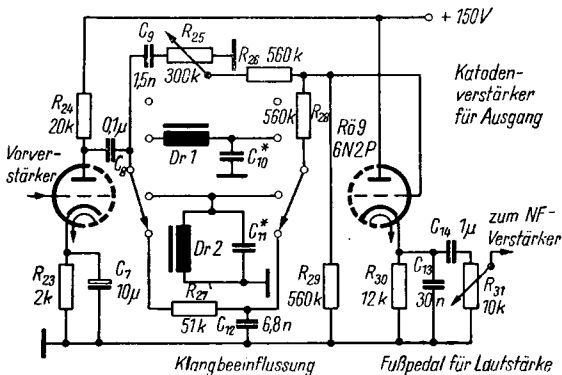


Bild 4 Schaltung für den Vorverstärker, die Klangbeeinflussung und den Katodenverstärker für den NF-Ausgang

Danach gelangen die Tonfrequenzen aller 7 Tongeneratoren auf das Formant-Filter, das mit dem Umschalter S2 betätigt wird. Es hält die höheren Harmonischen, die im Ton mit enthalten sind, mehr oder weniger zurück. Dazu dient das Differenzierglied C9-R25. Mit dem Potentiometer R25 kann man den Anteil der höheren Harmonischen im Ton regeln.

Von den Filtern gelangen die tonfrequenten Schwingungen an den Eingang des Katodenverstärkers, der mit der Röhre R69b arbeitet (Bild 4). Das Instrument liefert eine Ausgangsspannung von 0,5 V. Mit dem Potentiometer R31, das als Fußregler ausgebildet ist, bestimmt man die Lautstärke.

Das Vibrato wird in einem gesonderten Generator mit der Glimmlampe CH-127 erzeugt. Die Verwendung anderer Glimmlampen ist möglich, jedoch sind dann die Größen von C1 und R12 zu ändern. Mit dem Potentiometer R13 bestimmt man die Tiefe des Vibratos.

Die Speisespannung des Instrumentes wird mit einem einfachen Resonanzspannungsstabilisator, bestehend aus dem Transformator Tr1 und dem Kondensator C17 (Bild 5) konstant gehalten. Der Grad der Stabilisation

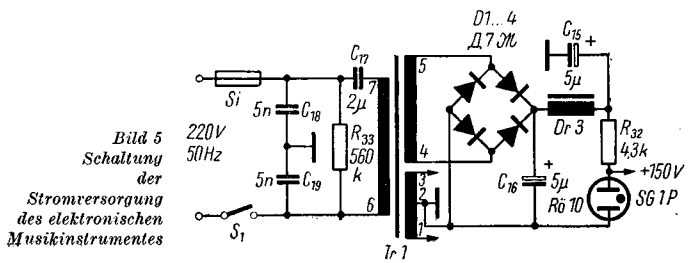


Bild 5 Schaltung der Stromversorgung des elektronischen Musikinstrumentes

Chromatische Tonleiter

(Normalton a = 440 Hz; alle Frequenzen in Hz)

Ton	Sub-kontra-töne	Kontra-oktave	Große Oktave	Kleine Oktave	Ein-gestrichene Oktave
C	16,35	32,70	65,41	130,81	261,62
CIS	17,32	34,65	69,29	138,59	277,18
D	18,35	36,71	73,41	146,83	293,66
DIS	19,44	38,89	77,78	155,56	311,12
E	20,60	41,20	82,40	164,80	329,60
F	21,86	43,71	87,43	174,85	349,71
FIS	23,12	46,25	92,49	184,99	369,97
G	24,50	49,00	97,99	195,99	391,97
GIS	25,95	51,91	103,82	207,64	415,27
A	27,50	55,00	110,00	220,00	440,00
AIS	29,13	58,27	116,54	233,08	466,16
H	30,87	61,74	123,47	246,95	493,90

Ton	Zwei-gestrichene Oktave	Drei-gestrichene Oktave	Vier-gestrichene Oktave	Fünf-gestrichene Oktave	Sechs-gestrichene Oktave
C	523,25	1046,50	2092,99	4185,98	8 371,96
CIS	554,36	1108,71	2217,42	4434,85	8 869,70
D	587,31	1174,62	2349,25	4698,50	9 397,00
DIS	622,25	1244,50	2488,99	4977,98	9 955,96
E	659,21	1318,42	2636,83	5273,66	10 547,32
F	698,41	1396,82	2793,65	5587,30	11 174,60
FIS	739,95	1479,90	2959,79	5919,58	11 839,16
G	783,95	1567,90	3155,79	6271,58	12 543,16
GIS	830,54	1661,09	3322,18	6644,35	13 288,70
A	880,00	1760,00	3520,00	7040,00	14 080,00
AIS	932,32	1864,65	3729,30	7458,59	14 917,18
H	987,80	1975,60	3951,20	7902,40	15 804,80

ist nicht sehr hoch. Ändert man die Netzspannung von 150 V auf 240 V, so differiert die Spannung am Gleichrichter (bestehend aus 4 Dioden $\overline{D7H}$) zwischen 209 und 230 V. Wie die Praxis jedoch zeigte, gewährleistet dieser Stabilisator zusammen mit dem Stabilisator *SG IP* eine genügende Konstanz.

Die Wickeldata des Transformators und der Drosseln sind der folgenden Tabelle zu entnehmen. Die Größen der Kondensatoren C10 und C11 bestimmt man während des Aufbaus des Formant-Filters.

Im Gehäuse des Instrumentes sind außer den beschriebenen Schaltungen ein 2-Kanal-Verstärker mit Stromversorgungsteil und ein System aus 3 Lautsprechern eingebaut. Die unabhängige Verstärkungsregelung der

hohen und tiefen Frequenzen im 2-Kanal-Verstärker in Verbindung mit einem Klangregelnetzwerk erweitert die Klangfarben des Instrumentes bedeutend. Für das Spiel in großen Räumen kann noch eine Tonsäule angeschlossen werden.

Tr1 6-7 1450 Wdg., 0,31-mm-CuL, Kern M74

5-4 1230 Wdg., 0,2-mm-CuL,

1-2-3 je 19 Wdg., 1,1-mm-CuL,

Dr1 Dr2 1500 Wdg., 0,12-mm-CuL, Kern M30 (Permalloy)

Dr3 2600 Wdg., 0,2-mm-CuL, Kern M65

Die Röhre *6 H 2II* entspricht der *ECC 83*.

Die Diode *177K* hat folgende Werte:

$$U_{sp, max} = 400 \text{ V}$$

$$I_{richt} = 300 \text{ mA}$$

$$I_{sp} = 250 \mu\text{A}$$

Nach „Radio“, Heft 5/1964.

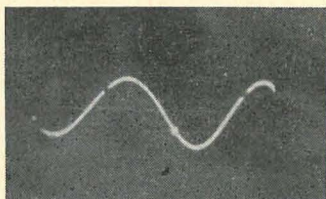
Die ehrliche Ausrede

„Lieber OM, ich kann Ihnen zur Zeit keine QSL schicken, da ich keine geeignete YL habe.“

Zum Nachdenken

Frage — Die Schwingung eines Sinustongenerators mit 50 Hz wird oszillografisch dargestellt. Gleichzeitig werden aus der 50-Hz-Netzfrequenz Hellmarken abgeleitet, indem man die Netzspannungskurve durch eine Zusatzschaltung zum Rechteck begrenzt und anschließend differenziert. Es ergeben sich nadelförmige Impulse, abwechselnd positiver und negativer Polarität, die zeitlich genau mit den Nulldurchgängen der Netzspannungskurve zusammenfallen. Sie werden dem Hellsteueranschluß des Oszillografen zugeführt. Dadurch kommt es im Oszillogramm zu punktförmigen Hell- und Dunkelmarken, deren Lage die relative Phasenlage der Netzspannungs-Nulldurchgänge zu den Nulldurchgängen der Tongeneratorschwingung erkennen läßt. Die Netzspannung beträgt im Augenblick der Messung 50,2 Hz, ist also um 0,2 Hz größer als die Generatorfrequenz. Die Hellmarken wandern daher im Oszillogramm auf der Sinuskurve entlang, und zwar entsprechend der Frequenzdifferenz in je 5 s um eine Periodenlänge.

Wandern die Hellmarken auf der Kurve nach rechts oder nach links durch das Bild? (Der Oszillograf ist mit der Generatorfrequenz synchronisiert, die Sinuskurve steht daher still.)



Antwort — Die Marken wandern nicht, wie man bei oberflächlicher Betrachtung annehmen könnte, nach rechts, sondern nach links aus. Da die Netzfrequenz gemäß der Aufgabenstellung „schneller“ als die Generatorfrequenz ist, trifft die jeweils folgende Hellmarke etwas eher ein als die vorangehende und wird daher von dem mit der Generatorfrequenz synchron laufenden Schreibstrahl etwas links von ihr abgebildet, so daß sie scheinbar nach links wandert.

hajak

MOTOFON – ein Sprechgerät für die Motorradbesatzung

Zdenek Škoda

Das Motorrad oder der Motorroller ist zwar ein ideales Fahrzeug für das junge Ehepaar, wenn es nur mit der Verständigung während der Fahrt nicht so schwierig wäre. Schon eine Geschwindigkeit von 60 km/h genügt, die Worte durch den Fahrwind vom Munde wegwehen zu lassen. Bei den Fliegern schont man schon lange die Sprechorgane durch eine Bordsprechanlage. Außerdem braucht man bei dem heutigen Aussehen der Sturzhelme keine Angst zu haben, daß man komisch aussieht, wenn man eine solche verkleinerte Anlage auf dem Motorrad benutzt. Im Gegenteil, durch die zusätzliche Technik sieht man auf dem *Troll* fast aus wie ein Kosmonaut.

In der polnischen Zeitschrift *Radioamator*, H. 6/1965, wurde ein solches „Motorradtelefon“ beschrieben. Für den Aufbau benutzte man 2 Kristallmikrofonë, 2 Kopfhörerkapseln und 2 3stufige Verstärker, in jedem Sturzhelm einen (Bild 1). Die Verbindung der beiden Sprechstellen erfolgte über ein 3adriges Kabel. Diese Lösung ist jedoch nicht ideal. Erstens braucht man 6 Transistoren, dazu 2 Stromversorgungen mit zuverlässigen Kontakten für die Batterien. Zweitens kommt die Gefahr dazu, daß man sich sein Gehirn mit Transistoren bestückt, weil der Autor die Verstärker in den Sturzhelm oberhalb der Schädeldecke eingebaut hat. Der eigentliche Zweck des Sturzhelmes, den Kopf bei einem Unfall zu schützen, muß aber erhalten bleiben. Außerdem störten mich die Regler und Schalter, da ein solches Gerät möglichst ohne Bedienelemente funktionieren soll.

Die von mir verwirklichte Lösung scheint mir günstiger, da sie weniger aufwendig ist, aber den gleichen Zweck erfüllt. Man braucht nur einen 1stufigen Verstärker, der ohne Regler und Schalter arbeitet. Deshalb kann das Gerät auch nicht zufällig außer Betrieb gesetzt werden. Die Stromversorgung erfolgt durch eine Flachbatterie 4,5 V (die schon zu einer Taschenlampe benutzt worden sein kann, da nur ein geringer Strom entnommen wird). Für die Verbindung der beiden Sprechstellen braucht man 1 oder 2 Stück 4adriges Kabel. Da mit nur einem Transistor keine hohen Verstärkungen erzielt werden können, ist als Mikrofon ein Kohle-

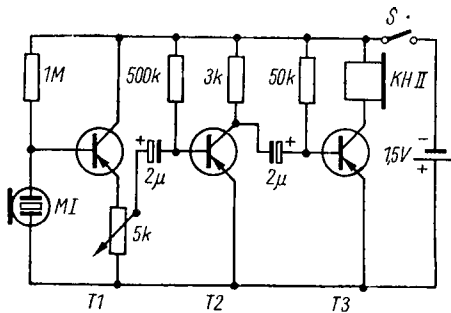
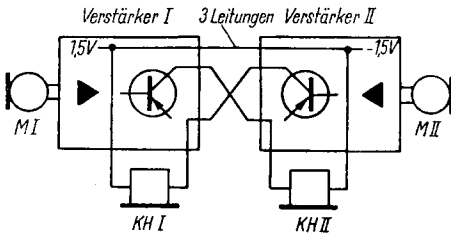


Bild 1
Sprechanlage
für Motorradfahrer,
beschrieben in einer pol-
nischen Fachzeitschrift

a Schaltung
eines Verstärkers
(T 1,2 GC 101;
T3 GC 116);

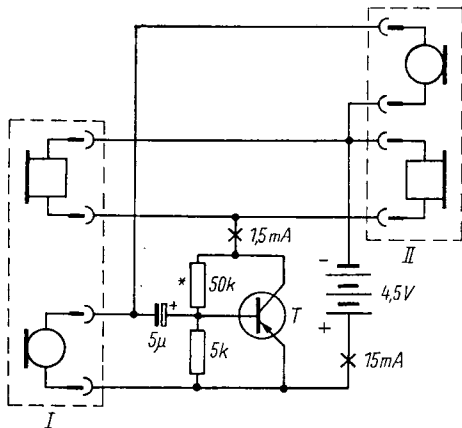


b Schema der gesamten
Sprechanlage

mikrofon erforderlich. Kohlemikrofone geben eine größere Ausgangs-
spannung ab als andere Mikrontypen. Wegen der Kleinheit empfiehlt
sich die Ausführung als Kehlkopfmikrofon.

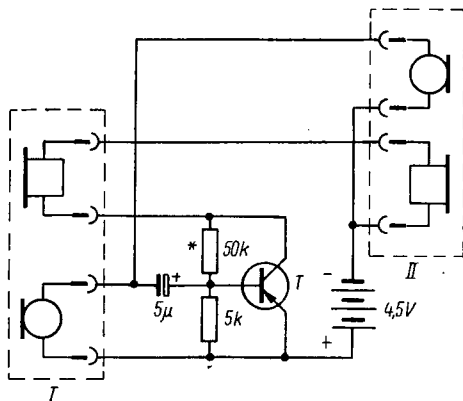
Verfolgen wir die Schaltung in Bild 2. Durch das Einstecken der beiden
Sprechgarnituren über entsprechende Stecker schaltet man die Batterie
an die Kohlemikrofone und den Verstärker. Der Gesamtwiderstand der
in Reihe geschalteten Kohlemikrofone bewegt sich zwischen 200 Ω und
1 k Ω , je nach Lage und Verdichtung des Kohlepulvers. Die durchschnitt-
liche Stromaufnahme beträgt dadurch etwa 15 mA. Das nicht besprochene
Mikrofon arbeitet für das besprochene als Arbeitswiderstand, so daß man
am Zusammenschluß beider die NF-Wechselspannung entnehmen kann.
Weil in diesem Punkt grob mit der halben Batteriespannung zu rechnen
ist (etwa 2 V) und die Spannung der Basis in bezug auf den Emittor etwa
0,1 V beträgt, muß der Kopplungskondensator entsprechend der Schal-
tung gepolt werden. Die NF-Wechselspannung gelangt über diesen Kopp-
lungskondensator an die Basis und steuert damit den Strom im Kollektor-
kreis des Transistors. Gleichstrommäßig wäre es möglich, den Arbeits-
punkt des Transistors durch einen Vorwiderstand an der Basis einzu-
stellen. Aber wenn wir 2 Widerstände als Spannungsteiler benutzen,
dann erzielen wir teilweise eine bestimmte Temperaturstabilisierung des
Arbeitspunktes.

Bild 2
Schaltung
des Sprechgerätes
„Motofon“
für hochohmige Kopf-
hörer (T etwa GC 116)



Je nach der Beschaffenheit (Kollektorreststrom, Stromverstärkung) des Transistors (jeder NF-Typ ist geeignet) richtet sich die Größe des oberen Spannungsteilerwiderstandes. Man stellt diesen Widerstand (50 kΩ) so ein, daß im Emitter bzw. Kollektor ein Strom von 1,5 mA fließt. Dieser Kollektorstrom fließt durch die Kopfhörer. Bei Kopfhörern (2000 Ω) verkleinert man die Impedanz im Kollektorkreis durch eine Parallelschaltung beider Kopfhörerkapseln (Bild 2). Benutzt man kleine niederohmige Ohrhörer, wie sie z. B. beim *Mikki* verwendet werden, so ist durch eine Reihenschaltung die Impedanz im Kollektorkreis zu erhöhen (Bild 3).

Bild 3
Schaltung
des Sprechgerätes
„Motofon“
für niederohmige
Kleinst-Ohrhörer
(T etwa GC 116)



Durch das Entfernen eines Mikrofones wird die Stromzuführung zu den Mikrofonen unterbrochen, der Verstärker aber bleibt eingeschaltet. Erst wenn man nach Bild 2 beide Kopfhörer entfernt oder nach Bild 3 einen Kopfhörer, dann wird der Verstärker auch von der Stromversorgung getrennt. Das ist zu beachten, wenn man die Sprechanlage außer Betrieb setzen will.

Der Verstärker könnte direkt in das Motorrad eingebaut werden, aber dann müßte man Löcher bohren. Es ist deshalb besser, die gesamte Elektronik in ein Sperrholzkästchen einzubauen. Die Abmessungen ergeben sich hauptsächlich aus der Größe der Batterie und der Steckverbindungen. Der Verstärker selbst braucht nur wenig Raum unter der Isolierstoffplatte, die die Blechkontakte für die Batterie trägt (Bild 4 und Bild 6). Die Distanzstücke (mit M3-Gewinde etwa 7 mm hoch) zur Befestigung der Platte klebt man mit Epoxydharz in das Kästchen.

Der Iststufige Verstärker genügt reichlich für eine gute Verständigung, auch noch bei einer Geschwindigkeit von 90 km/h. Eine Lautstärke-regelung ist nicht erforderlich. Das Rauschen des Transistors stört nicht, da Fahrwind und Motorgeräusch es überdecken.

Damit der Helm nicht beschädigt wird, zieht man die Kabel zwischen Leder und Futterstoff ein und benutzt zur Montage die Ventilationsöffnungen am Ohrstück. Den Kopfhörer näht man mit einem Stück Manchesterstoff ein. Zur Befestigung der Kehlkopfmikrofonkapsel genügt ein Loch im Lederband für die Schraube. Es ist aber ratsam, zuerst

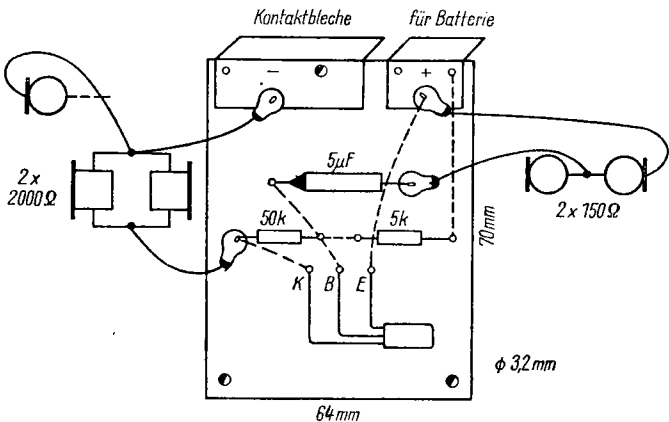


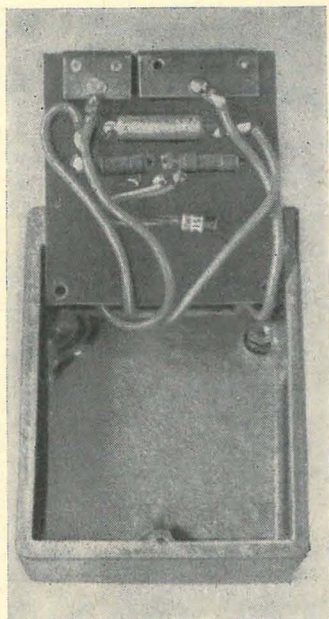
Bild 4 Aufbauschema für das Motorradssprechergerät „Motofon“.

Die gestrichelten Linien bedeuten Verbindungen unterhalb der Platte

*Bild 5
Ansicht des fertigen
Sprechgerätes „Motofon“*



*Bild 6
Blick in die Verdrahtung
des Sprechgerätes*





*Bild 7
Befestigung
von Kopfhörer
und Mikrofonkapsel
am Lederband
des Sturzhelmes*

sorgfältig die richtige Stelle für die Kapsel auszusuchen, man befestigt sie deshalb erst einmal provisorisch mit Klebeband.

Bild 4 zeigt den Aufbau der Schaltung auf einem Pertinaxbrettchen. Der Anschluß der Sprechgarnituren kann nach Bild 2 (hochohmige Kopfhörer) oder Bild 3 (niederohmige Kopfhörer) mit 2 4poligen Steckern erfolgen. Schaltet man entsprechend Bild 4 die beiden Mikrofone und die beiden Kopfhörer zusammen, so kommt man mit einem 4poligen Stecker aus. Den Aufbau des Verstärkers verdeutlichen Bild 5 und 6. Wie die Kopfhörer und die Kehlkopfmikrofonkapseln befestigt werden, zeigt Bild 7.

Für den Aufbau der Sprechanlage *MOTO FON* werden folgende Bauteile verwendet:

- | | |
|--------------------------------------|--|
| 1 NF-Transistor <i>GC 116</i> o. ä. | 2 Kehlkopf-Kohlemikrofonkapseln
etwa 100 Ω |
| 1 Widerstand 5 k Ω /0,1 W | 1 oder 2 Steckergarnituren, 4polig |
| 1 Widerstand 50 k Ω /0,1 W | 1 oder 2 Verbindungskabel, 4polig |
| 1 Elektrolytkondensator 5 μ F/6V | 1 Pertinaxbrettchen nach Bild 4 |
| 1 Flachbatterie 4,5 V | 1 Gehäuse nach Bild 5 |
| 2 Kopfhörerkapseln 2000 Ω | |

Transistortaschen- empfänger – MADE IN JAPAN

Ing. Karl-Heinz Schubert

Vor allem junge Leser stellen immer wieder die Frage, wie denn eigentlich die Schaltung der kleinen japanischen Transistorempfänger aussehe, die meist mit 2 Transistoren bestückt sind. Wir haben deshalb einige Schaltungen aus der Literatur herausgesucht, die wir unseren Lesern vorstellen wollen.

Fast alle derartigen japanischen Kleinstempfänger, von denen es eine Vielzahl Varianten gibt, arbeiten als Geradeausempfänger mit Reflexschaltung. Bei dieser Schaltungsart wird der Eingangstransistor doppelt ausgenutzt. Er dient zuerst als HF-Verstärker und nach der Demodulation der HF-Spannung als NF-Verstärker. Da der Frequenzabstand sehr groß ist, sind keine Verkopplungen zu befürchten. Durch Schaltungsmaßnahmen wird erreicht, daß die HF-Spannung nicht an die zweite NF-Stufe gelangt. Die als Beispiel angeführten Schaltungen wurden so dimensioniert, daß sie sich für den Nachbau eignen. Es ist lediglich zu beachten, daß eventuell der Arbeitspunkt des Transistors andere Werte des Basisspannungsteilers verlangt. Dazu genügt es, wenn man den hochohmigen

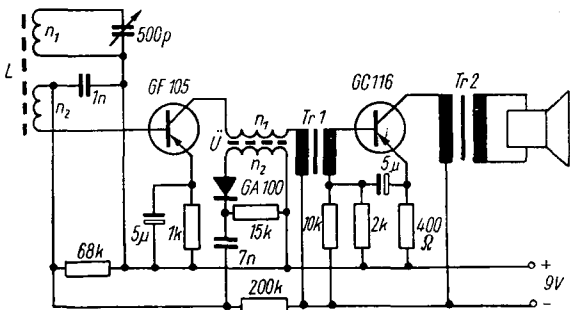


Bild 1 Schaltung eines Reflexempfängers ohne Rückkopplung und ohne Lautstärkeregelung

Widerstand entsprechend verändert, der zwischen Basiselektrode des Transistors und Minuspol der Batterie liegt. Als Transistoren eignen sich für den Eingangstransistor alle HF-Typen, für den Endstufentransistor alle NF-Typen ab etwa 100 mW.

Bei der Schaltung nach Bild 1 ist der Schwingkreis mit einer niederohmigen Koppelspule an die Basis des HF-Transistors *GF 105* angeschlossen. Über einen HF-Übertrager im Kollektorkreis gelangt die HF-Spannung an die Demodulatorschaltung mit der Germaniumdiode *GA 100*. Die NF-Spannung wird über den Kondensator 7 nF zurück an die Basiselektrode des HF-Transistors geführt. Für die dann verstärkte NF-Spannung ist der HF-Übertrager wirkungslos, so daß die NF-Spannung über den NF-Übertrager *Tr1* die Basis des Endstufentransistors *GC 116* (bzw. *GC 121*) steuert. Dieser Transistor arbeitet als A-Verstärker.

Im Kollektorkreis liegt der Ausgangsübertrager *Tr2* mit dem Lautsprecher.

Ferritantennen- — $n_1 = 50$ Wdg., $n_2 = 3$ Wdg., HF-Litze, spule
 20 × 0,05 mm, Ferritstab, 10 mm \varnothing × 75 mm

HF-Übertrager — $n_1 = 400$ Wdg., $n_2 = 400$ Wdg., 0,1-mm-CuL, HF-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern

Tr1 — Übertrager K 20 (Mittelanzapfung bleibt frei) oder Kern M30, primär 2600 Wdg., sekundär 800 Wdg., 0,1-mm-CuL

Tr2 — Übertrager K 21 (Mittelanzapfung bleibt frei) oder Kern M30, primär 500 Wdg., 0,1-mm-CuL, sekundär 90 Wdg., 0,3-mm-CuL (für 8- Ω -Lautsprecher)

Ähnlich im Aufbau ist die Schaltung nach Bild 2. Lediglich die Demodulatorschaltung sieht etwas anders aus. Die HF-Drossel 1 verhindert,

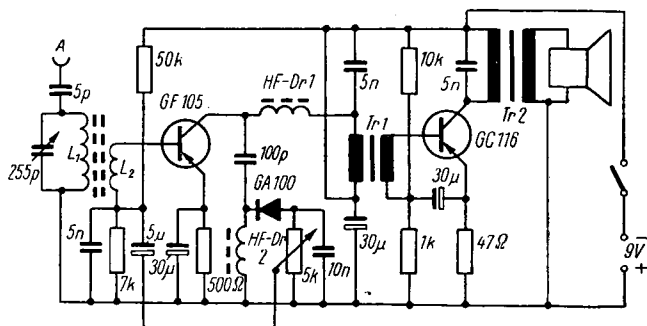


Bild 2 Schaltung eines Reflexempfängers ohne Rückkopplung und mit Lautstärkeregelung

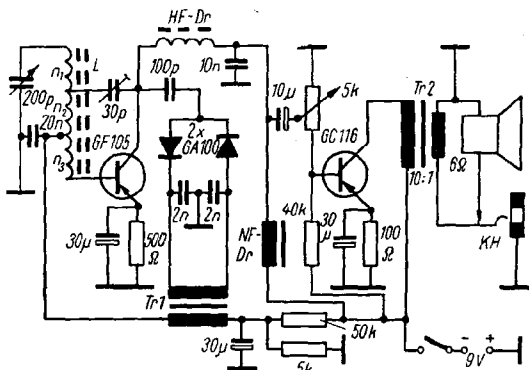


Bild 3 Schaltung eines Reflexempfängers mit fest. eingestellter Rückkopplung und mit Lautstärkeregelung

daß die HF-Spannung in die NF-Endstufe gelangt. An der HF-Drossel 2 fällt die gleichzurichtende NF-Spannung ab. Der veränderliche Belastungswiderstand an der Diode dient als Lautstärkeregl.

Ferritantennenspule – L1 = 82 Wdg., L2 = 6 Wdg., HF-Litze,
20 × 0,05 mm, Ferritstab, 50 mm × 18 mm × 5 mm

HF-Dr1 = 2,5 mH

HF-Dr2 = 5 mH

Tr1 und Tr2 siehe Text zu Bild 1

Die Schaltung nach Bild 3 weist einen Gegentaktmodulator auf, wobei die Rückführung der NF-Spannung an den Eingangstristor über einen NF-Übertrager (Tr1) erfolgt. Die Schwingkreisspule ist angezapft für eine HF-Rückkopplung (Trimmer 30 pF nach der Kollektorelektrode), um die Empfangseigenschaften zu verbessern. Die Endstufe ist mittels einer LC-Schaltung angekoppelt (NF-Drossel plus Elko 10 μF).

Ferritantennenspule – n1 = 53 Wdg., n2 = 2 Wdg., n3 = 5 Wdg.,
HF-Litze, 10 × 0,1 mm, Ferritstab, 100 mm
× 20 mm × 4 mm

HF-Dr – 200 Wdg., 0,1-mm-CuL, auf HF-Spulenkörper mit
HF-Abgleichkern, 8 mm Ø

NF-Dr – Primärwicklung des Übertragers K20 oder Kern
M20 mit 2600 Wdg., 0,06-mm-CuL

Tr1 und Tr2 siehe Text zu Bild 1

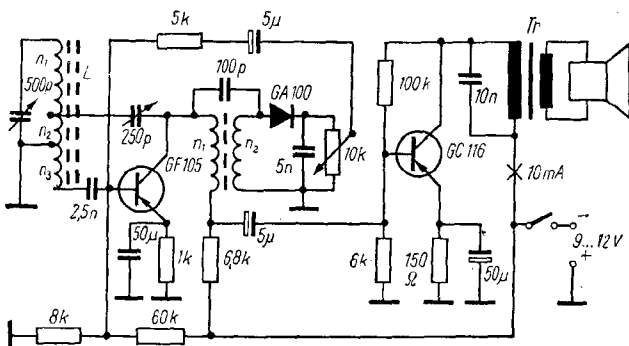


Bild 4 Schaltung eines Reflexempfängers mit Rückkopplungs- und Lautstärkeregelung

Zum Abschluß noch eine Schaltung mit regelbarer Rückkopplung (Bild 4). Die Demodulationsschaltung ist über einen HF-Übertrager angeschlossen. Vom Lautstärkereglung gelangt die NF-Spannung dann zurück zur Basis des Eingangstransistors. Über eine RC-Kopplung wird die Endstufe angekoppelt.

Ferritantennenspule - $n_1 = 50$ Wdg., $n_2 = 15$ Wdg., $n_3 = 10$ Wdg.,
HF-Litze, $20 \times 0,05$ mm, Ferritstab,
 8 mm $\varnothing \times 70$ mm

HF-Übertrager - $n_1 = 500$ Wdg., $n_2 = 500$ Wdg., $0,06$ -mm-CuL,
auf HF-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern,
 8 mm \varnothing

Tr - K21 (Mittellanzapfung bleibt frei) oder Kern
M30, primär 500 Wdg., $0,1$ -mm-CuL; sekundär
 90 Wdg., $0,3$ -mm-CuL (für 8 - Ω -Lautsprecher)

Literatur

- „Amatérské Radio“, H. 9/1963, S. 254.
- „Radiotechnika“, H. 7/1962, S. 230.
- „Radiotechnika“, H. 5/1964, S. 192.
- „Radioamater“, H. 11/1962, S. 320.
- „Radioamator Füzetei“, H. 82.

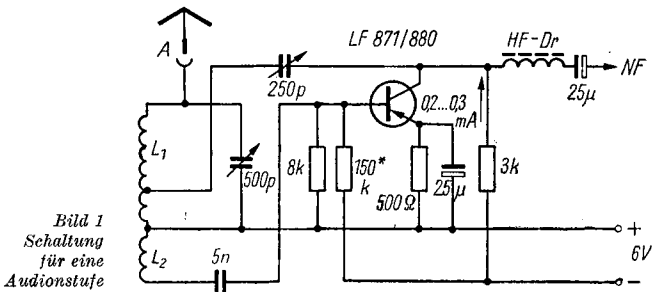
Schaltungen mit Bastlertransistoren

Ing. Karl-Heinz Schubert

Transistoren mit von den Garantiedaten abweichenden Werten werden vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder als sogenannte L-Typen speziell für Lehr- und Amateurzwecke verbilligt abgegeben. Solche Transistoren sind also gröber toleriert und daher für einen Einbau in Serien- oder kommerzielle Geräte nicht geeignet. Sie stellen aber für den Radiobastler vollwertige Bauelemente dar. Von den technischen Stellen und vom Klub Junger Techniker des HFO wurden in den letzten Jahren eine ganze Anzahl Schaltungen mit L-Transistoren erprobt und in Prospekten beschrieben. Da sich viele Leser für diese Schaltungen interessieren, wurde hier eine Auswahl zusammengestellt.

Audionschaltung

Für kleine Taschenempfänger mit 2 oder 3 Transistoren, die meist als Geradeausempfänger aufgebaut sind, eignet sich die Audionschaltung besonders gut. Die regelbare Rückkopplung (Drehko 250 pF zwischen Spulenanzapfung und Kollektorelektrode) erlaubt eine Verbesserung der Trennschärfe und der Empfindlichkeit durch die Entdämpfung des Schwingkreises. Um den erforderlichen Kollektorstrom von 0,2 bis 0,3 mA



einstellen zu können, muß je nach Transistorexemplar der Widerstand 150 k Ω (durch Sternchen angedeutet) verändert werden. Als Transistor eignet sich jeder HF-Typ.

Für einen Ferritstab (10 mm Durchmesser, 120 mm bis 200 mm lang), auf den die Schwingkreisspule gewickelt wird, ergeben sich für den MW-Bereich etwa folgende Windungszahlen:

L1 = 65 Wdg., HF-Litze, 20 \times 0,05 mm, Anzapfung an der 15. Windung, vom Pluspol aus gerechnet

L2 = 10 Wdg., HF-Litze, 20 \times 0,05 mm oder 0,5-mm-CuL

HF-Dr = HF-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern (z.B. 3-Kammer-Trolitulspulenkörper) mit Draht 0,1-mm-CuL vollwickeln

Reflexschaltung mit HF-Rückkopplung

Transistorschaltungen arbeiten sehr niederohmig. Dadurch kann man ohne Schwierigkeiten einen Transistor in Reflexschaltung ausnutzen, wenn der Abstand der beiden zu verstärkenden Frequenzen sehr groß ist. Das Reflexschaltungsprinzip bedeutet also, daß der Transistor erst eine HF-Spannung und anschließend noch eine NF-Spannung verstärkt. In der gezeigten Schaltung gelangt die HF-Spannung vom Schwingkreis über L2 zur Basis des Transistors und wird von diesem verstärkt.

An der Kollektorelektrode findet die verstärkte HF-Spannung drei Wege. In Richtung NF-Verstärker ist der Weg durch die bei diesen Frequenzen hochohmige HF-Drossel versperrt. Der niederohmigste Weg führt über den Kondensator 1 nF zu den Dioden, die die HF-Spannung demodulieren. Ein geringer Teil der HF-Spannung gelangt über den

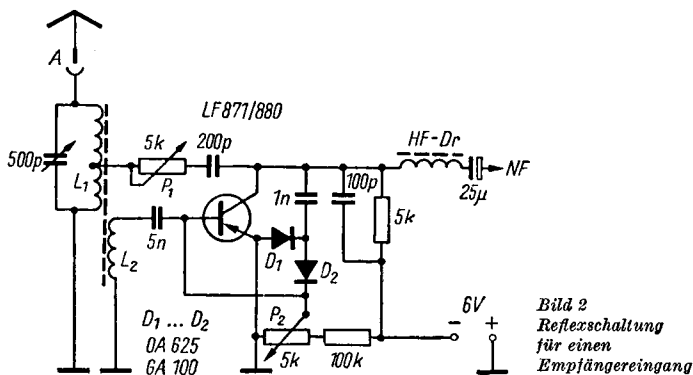


Bild 2
Reflexschaltung
für einen
Empfängereingang

Kondensator 200 pF und den Regelwiderstand $P1 = 5 \text{ k}\Omega$ (Rückkopplungsregler) zurück zum Schwingkreis und entdämpft diesen.

Die nach der Demodulation zur Verfügung stehende NF-Spannung kommt wieder an die Basis des Transistors und wird von diesem ebenfalls verstärkt. Für die HF sind an der Kollektorelektrode alle Kondensatoren hochohmige Sperren, die HF-Drossel ist dagegen niederohmig. Über diese gelangt also die NF-Spannung zum anschließenden NF-Verstärker.

Mit dem Potentiometer $P2 = 5 \text{ k}\Omega$ wird die Basisvorspannung eingestellt und damit auch der Kollektorstrom. Das Potentiometer kann also als Lautstärkereger dienen. Für den MW-Bereich benötigt man bei einem Ferritstab (10 mm Durchmesser und 120 mm bis 200 mm lang) etwa folgende Windungszahlen:

$L1 = 2 \times 25$ bis 30 Wdg., HF-Litze, $20 \times 0,05$ mm, mit Mittelanzapfung für die HF-Rückkopplung

$L2 = 3$ bis 5 Wdg., HF-Litze, $20 \times 0,05$ mm oder $0,5$ -mm-CuL

HF-Dr = siehe bei Bild 1

D1, D2 = Germanium-HF-Dioden, z. B. *GA 100* oder *OA 625*

NF-Verstärker für Kopfhörerbetrieb

Dieser 2stufige NF-Verstärker kann vielseitig eingesetzt werden, so bei Fuchsjagdempfängern, bei Mithörgeräten, bei kleinen Empfängern usw. Die Arbeitspunkte der Transistoren sind durch Basisspannungsteiler und Emittterwiderstände gegen Temperaturschwankungen stabilisiert. Die Werte der hochohmigen Spannungsteilerwiderstände (40 und $20 \text{ k}\Omega$) richten sich nach den verwendeten Transistoren. Der Eingangstransistor wird auf etwa $0,5$ bis 1 mA Kollektorstrom, der Endtransistor auf etwa 5 bis 10 mA eingestellt. Um das Rauschen gering zu halten, muß der Eingangstransistor rauscharm sein, deshalb auch der HF-Transistor. Eventuell sind mehrere Transistorexemplare auszuprobieren.

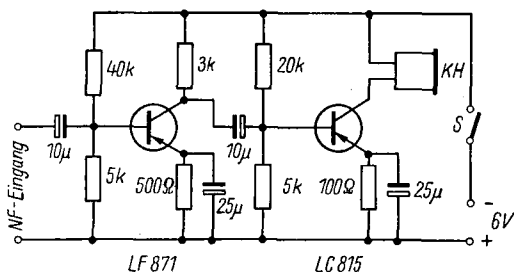


Bild 3
NF-Verstärker
für
Kopfhörerbetrieb

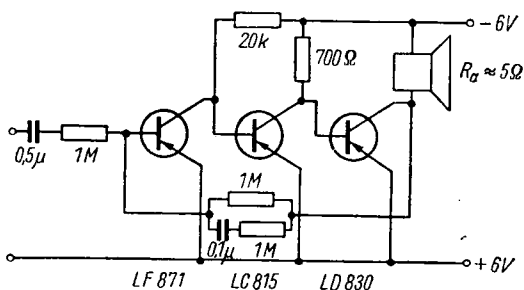


Bild 4
Schaltung eines
direkt gekoppelten
NF-Verstärkers

Direkt gekoppelter NF-Verstärker

Diese Schaltung zeigt einen NF-Verstärker mit geringem Aufwand an Bauelementen. Durch das Fehlen der Kopplungskondensatoren liegt die untere Grenzfrequenz sehr niedrig. Die Eingangsschaltung ist hochohmig, so daß z. B. ein Plattenspieler mit Kristalltonarm angeschlossen werden kann. Der Arbeitspunkt des Eingangstransistors wird eingestellt durch den 1-M Ω -Widerstand, und zwar zwischen dessen Basis und dem Kollektor des Endtransistors. Mit den beiden anderen Bauelementen erfolgt parallel dazu eine frequenzabhängige Gegenkopplung. Der Ruhestrom des Endtransistors wird mit dem Widerstand 700 Ω etwa auf ein Zehntel des Kollektorspitzenstromes eingestellt. Da keine Temperaturstabilisierung des Arbeitspunktes möglich ist, vermeidet man auf diese Weise bei steigender Temperatur eine Überlastung des Transistors.

Gegentakt-B-Verstärker 300 mW

Gegenüber einem Eintakt-A-Verstärker arbeitet der Gegentakt-B-Verstärker wesentlich stromsparender, was sich vor allem bei Batteriebetrieb günstig auswirkt. Der Arbeitspunkt der Transistoren liegt im unteren Knick der Kennlinie, so daß ohne Ansteuerung nur ein sehr geringer Ruhestrom fließt (etwa 3 mA). Mit zunehmender Aussteuerung steigt der Kollektorstrom an, die Stromentnahme aus der Batterie ist also lautstärkeabhängig. Damit die Temperaturabhängigkeit des Ruhestromes vermindert wird, enthält der Basisspannungsteiler meist einen temperaturabhängigen Widerstand (NTC- bzw. HSL-Widerstände).

Die gezeigte Schaltung besteht aus dem Treibertransistor und den beiden Endstufentransistoren. Über den Treiberübertrager Tr1 werden die beiden Endstufentransistoren von der Treiberstufe gesteuert. Der Eingangswiderstand der Schaltung ist etwa 5 k Ω . Die Ausgangsleistung ist etwa 300 mW bei einem Klirrfaktor von < 8 Prozent. Die dafür benötigte Eingangswechsel-

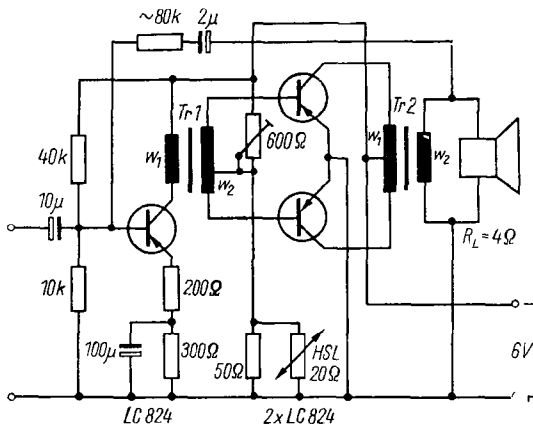


Bild 5 Schaltung der Treiber- und der Endstufe eines NF-Verstärkers für 300 mW Ausgangsleistung

spannung beträgt etwa 100 mV. Mit dem Trimmwiderstand $600\ \Omega$ wird der Kollektorruhestrom eingestellt. Zur Wärmeableitung erhalten die Endstufentransistoren je eine Kühlfläche von $9\ \text{cm}^2$ Alu-Blech, 2 mm stark. Die frequenzabhängige Gegenkopplung (etwa $80\ \text{k}\Omega$, $2\ \text{nF}$) vom Ausgangsübertrager Tr2 zur Basis des Eingangstransistors linearisiert den Frequenzgang.

Übertragerdaten

Treiberübertrager Tr1

Ausgangsübertrager Tr2

Kern M42 – Dynamoblech IV/0,35
ohne Luftspalt

Kern M42 – Dynamoblech IV/0,35
ohne Luftspalt

W1 = 2660 Wdg., 0,12-mm-CuL

W1 = 2×270 Wdg., 0,32-mm-CuL,

W2 = 2×332 Wdg., 0,3-mm-CuL,

bifilar gewickelt

bifilar gewickelt

W2 = 100 Wdg., 0,7-mm-CuL

Gegentakt-B-Verstärker 2 W

Diese Schaltung unterscheidet sich von der vorhergehenden durch eine zusätzliche NF-Vorverstärkerstufe, für die ein rauscharmes Transistor-exemplar benötigt wird. Die Eingangsspannung wird regelbar zugeführt. Alle Transistorstufen sind durch Basisspannungsteiler gegenüber Temperaturänderungen stabilisiert. Der Treibertransistor und die Endstufen-

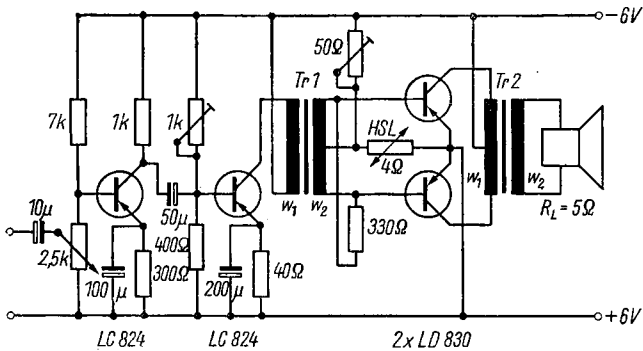


Bild 6 Schaltung eines NF-Verstärkers für 2 W Ausgangsleistung

transistoren erhalten zur Wärmeableitung Kühlbleche. Für die Endstufentransistoren genügen solche von 50 cm² aus 2 mm starkem Alu-Blech. Die abgegebene Leistung ist etwa 2 W bei einem Klirrfaktor von 8 Prozent.

Übertragerdaten

Treiberübertrager Tr1

Kern M 42, Dynamoblech IV/0,35
ohne Luftspalt

W1 = 500 Wdg., 0,35-mm-CuL

W2 = 2 × 130 Wdg., 0,35-mm-CuL, bifilar gewickelt

bifilar gewickelt

Ausgangsübertrager Tr2

Kern EI 48, Dynamoblech IV/0,35
ohne Luftspalt

W1 = 2 × 80 Wdg., 0,6-mm-CuL,

bifilar gewickelt

W2 = 75 Wdg., 0,7-mm-CuL

Eisenlose Endstufe 2 W

Bei einem NF-Verstärker sind vor allem die Übertrager teuer. Außerdem begrenzen diese zusätzlich den Frequenzgang des Verstärkers. Um eine hohe Klangqualität zu erreichen, entwickelte man den eisenlosen Verstärker. Die gezeigte Schaltung besteht aus einer Vorstufe, der Treiberstufe und der kombinierten Endstufe. Den Leistungstransistoren sind Transistoren in Kollektorbasisschaltung vorgesetzt, um die Eingangswiderstände zu erhöhen. Der Treibertransistor arbeitet als Phasenumkehrstufe zur Bereitstellung der phasenverschobenen Steuerspannungen für die Gegentaktendstufen. Eine Gegenkopplung vom Lautsprecher zur Basis des Treibertransistors verbessert den Frequenzgang.

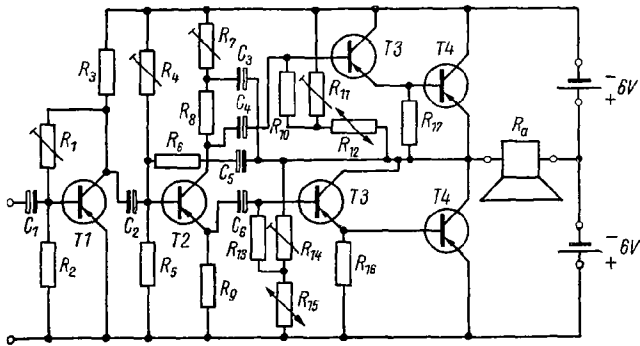


Bild 7 NF-Verstärker für 2 W Ausgangsleistung mit Phasenumkehrschaltung und eisenloser Endstufe

Zu beachten ist, daß man 2 Stromquellen benötigt. Bei einer Kollektorspannung von 6 V und einem maximalen Kollektorstrom von etwa 1,1 A beträgt R_a ungefähr 5,4 Ω . Der Arbeitspunkt wird auf einen Ruhestrom von etwa 130 bis 140 mA eingestellt.

Bauteilliste

R1 15 k Ω	R 8 = R9 100 Ω
R2 2,5 k Ω	R10 = R13 600 Ω
R3 1,5 k Ω	R11 = R14 1,5 k Ω
R4 50 k Ω	R12 = R15 HSL-Widerstand 125 Ω
R5 10 k Ω	R16 = R17 300 Ω
R6 1 k Ω	
R7 500 Ω	
C1 = C2 = C4 = C6 50 μ F	C3 = C5 100 μ F
T1 LC 816; T2 LC 824; T3 2LC 824; T4 2LD 830	

Impedanzwandler

Bekanntlich hat der Transistorverstärker in der Emittergrundschaltung einen niedrigen Eingangswiderstand. Mikrofone und Tonabnehmer auf Kristallbasis bilden dagegen einen hochohmigen Quellwiderstand. Um eine gute Anpassung zu erzielen, muß durch Schaltungsmaßnahmen der Eingangswiderstand des Verstärkers hochohmig ausgelegt werden. Die

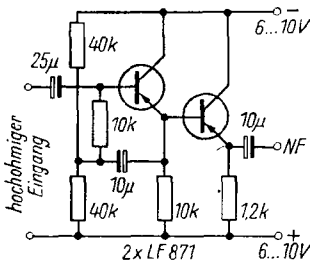


Bild 8
Schaltung für einen Impedanzwandler

gezeigte Schaltung besteht aus 2 Kollektorbasisstufen, für die man rauscharme Transistoren benötigt. Außerdem hängt der Eingangswiderstand von den Stromverstärkungsfaktoren der Transistoren ab, der deshalb groß sein soll. Für die angegebene Schaltung wird ein Eingangswiderstand von etwa 200 k Ω angegeben.

Netzteil für Transistorversuche

Wer viel mit Transistorschaltungen experimentiert, dem wird bald der Batteriebetrieb zu teuer. Da man eine veränderte Gleichspannung für den Versuchsbetrieb benötigt, die zudem noch stabil sein soll, genügt ein einfacher Netzteil nicht den Anforderungen. Besser ist die hier gezeigte Schaltung eines stabilisierten Netzgerätes, das eine regelbare Spannung abgibt. Der verwendete Netztransformator gibt sekundär etwa 12 bis 15 V ab, bei maximal 1,5 A. Primär und sekundär ist der Netztransformator abgesichert (Si 1 = 0,2 A; Si 2 = 2 A). Die Wechselspannung wird in Graetz-Schaltung mit 4 Flächengleichrichterdioden GY 110 (auf Kühlblechen, 50 cm² aus Alu-Blech 2 mm) gleichgerichtet.

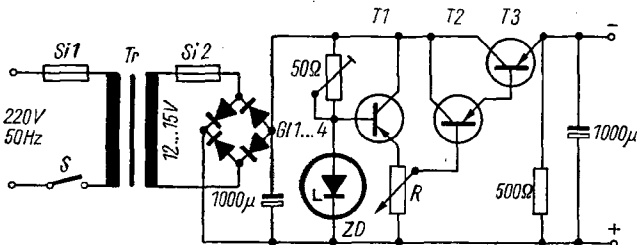


Bild 9 Schaltung eines stabilisierten Netzteiltes für Transistorschaltungen

Zur Steuerung der Ausgangsspannung stellt die Zenerdiode eine stabilisierte Spannung zur Verfügung. Damit die Zenerdiode durch den Regler R ($\approx 250 \Omega$ — 1-W-Drahtpotentiometer) nicht belastet wird, ist der Transistor T1 (LC 824) vorgeschaltet. Die Steuerung des eigentlichen Regeltransistors übernimmt T2, für den sich ebenfalls ein LC 824 eignet.

Als Regeltransistor dient für eine maximale Stromstärke von 0,5 A ein LD 830; bei 1,5 A wird ein LD 835 verwendet. T3 und die Zenerdiode benötigen ebenfalls ein Kühlblech. Die Zenerdiode ist ein Leistungstyp bei einer Zenerspannung von 10 bis 12 V. Eine Erhöhung des Ausgangsstromes wird durch Parallelschalten mehrerer Regeltransistoren ermöglicht. Diese müssen gleiche Emittterströme führen, was durch kleine Widerstände in den Basisleitungen erzielt werden kann.

Eintakt-Gleichspannungswandler

Zum Umwandeln einer kleinen Batteriespannung in eine höhere Gleichspannung benutzt man den transistorbestückten Gleichspannungswandler (Transverter). Der Transistor arbeitet im Schalterbetrieb und erzeugt eine nichtsinusförmige Wechselfspannung, die über einen Transformator hochtransformiert wird. Nach der Gleichrichtung hat man dann die höhere Gleichspannung zur Verfügung. Da der Transverter bei höherer Frequenz arbeitet (bis 20 kHz und mehr), ist der Aufwand an Siebmitteln gering. Für den Transformator benutzt man einen Ferritschalenkern des VEB Keramische Werke Hermsdorf.

Die Windungszahlen für die in der Schaltung angegebenen Spannungswerte sind:

W1 = 20 Wdg., 0,35-mm-CuL

W2 = 45 Wdg., 0,35-mm-CuL

W3 = 800 Wdg., 0,12-mm-CuL

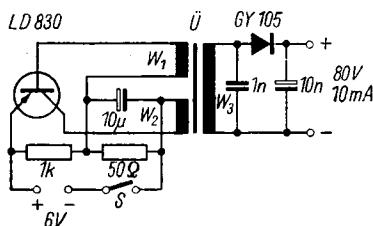


Bild 10
Schaltung für einen
Eintakt-Gleichspannungswandler

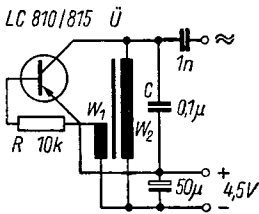


Bild 11
Schaltung für einen
einfachen Sinusgenerator

Sinusgenerator 1000 Hz

Für einfache Prüfzwecke oder als Morsegenerator genügt diese Schaltung. Der Übertrager \ddot{U} besteht aus einem Kern M20 mit 0,5-mm-Luftspalt. Die Windungszahlen sind $W_1 = 200$ Wdg. und $W_2 = 1600$ Wdg., beide 0,1-mm-CuL.

Multivibrator 800 bis 1500 Hz

Mit Multivibratorschaltungen lassen sich für Prüfzwecke sehr einfach rechteckförmige NF-Signale erzeugen. Beide Transistorstufen sind symmetrisch aufgebaut und miteinander verkoppelt. Durch die Regelung der Basisvorspannung erfolgt eine Frequenzänderung. Für größere Frequenzänderungen muß man die Werte der Kondensatoren 25 nF oder der Widerstände 40 k Ω gleichmäßig variieren.

Doppelte Blinkschaltung

Bei dieser einfachen Blinkschaltung leuchten die Glühlämpchen wechselseitig auf. Sind die R- und die C-Werte gleich, so erhält man auch gleiche Leuchtzeiten. Wünscht man eine kurze und eine längere Leuchtdauer, so muß ein R- und ein C-Wert anders dimensioniert werden. Die Schaltung eignet sich als Warn- oder Signalanlage.

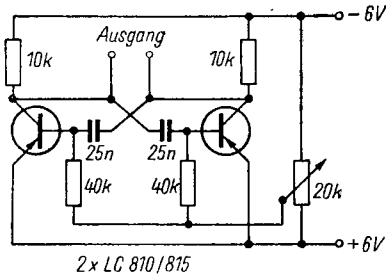
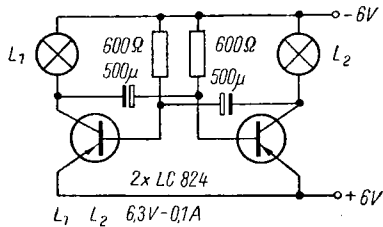


Bild 12
Schaltung für einen Multivibrator

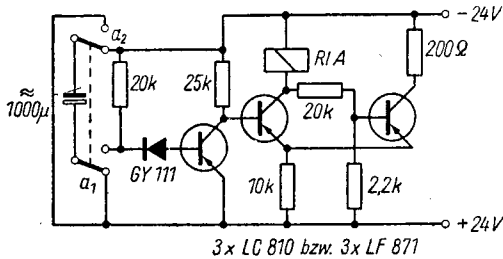
Bild 13
Schaltung
für eine
Wechselblinkanlage



Elektronischer Zeitschalter

Dieser transistorbestückte Zeitschalter arbeitet periodisch, d.h., das Relais R1A wird fortwährend an- und abgeschaltet. Eine solche Möglichkeit braucht man z.B. für Dauerversuche an Schaltungen und Geräten. Die Schalthäufigkeit wird vom Wert des Elektrolytkondensators bestimmt. Der erste Transistor steuert eine Schmitt-Trigger-Schaltung, die das Relais schaltet. Ist der Elko über den Widerstand 20 kΩ entladen, so wird über die Relaiskontakte der Elko wieder an die Batteriespannung gelegt und aufgeladen.

Bild 14
Schaltung
für einen periodischen
Zeitschalter



Schaltung für Thermorelais

Besonders zur Temperaturüberwachung, als Thermosicherung und als Temperaturmelder ist diese Schaltung gut geeignet. Sie besteht aus einem Schmitt-Trigger, der von einem temperaturabhängigen Spannungsteiler gesteuert wird. Als Temperaturfühler dient der Heißeiterwiderstand HLK, der engen Kontakt zu dem zu untersuchenden Objekt haben muß. Als Arbeitswiderstand des zweiten Transistors kann ein Glühlämpchen (zur Anzeige) oder ein Relais (zum Ab- oder Umschalten) eingesetzt

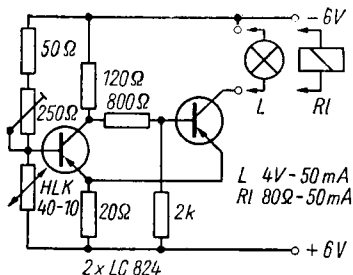


Bild 15
Schaltung für ein Thermorelais

werden. Unterhalb der eingestellten Temperatur ist der zweite Transistor stromlos. Wird diese Temperatur überschritten, so schaltet der Schmitt-Trigger um, das Relais zieht an.

Literatur

Veröffentlichungen des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder

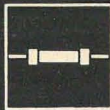
So so

Ein OM berichtet über seine Familie: „Mein Sohn interessierte sich nur für Orts-QSOs; nun ist er auf 2 m QRV (verheiratet).“

Elektronische Bauelemente auf direktem Weg zum Verbraucher

Jedesmal, wenn Sie eine neue vorteilhafte Schaltung bauen, ein interessantes Problem lösen wollen, dann stehen auf Ihrer Bedarfsliste auch wieder neue Bauelemente. Um Ihnen und allen Arbeitsgemeinschaften und Klubs den Bezug der benötigten Bauelemente zu erleichtern und die Liefermöglichkeiten zu verbessern, wurden zwischen dem zentralen Versandhaus „funkamateureur“ und dem Industriezweig „Elektronische Bauelemente“ Direktbeziehungen hergestellt. Die Sortimentsliste des Handelsunternehmens umfaßt folgende Erzeugnisgruppen:

- | | |
|------------------------------|--------------------------------|
| 1. Elektronische Bauelemente | Fassungen und Klemmen |
| Widerstände | Quarze und Spezialfilter |
| Kondensatoren | Meßinstrumente und Motoren |
| Induktivitäten | 3. Fotoelektrische Bauelemente |
| Halbleiter | 4. Montagematerial |
| Röhren, Lampen, Sicherungen | Halbzeuge, Chassis, Gehäuse |
| Schalenkerne | 5. Elemente und Akkumulatoren |
| 2. Mechanische Bauelemente | 6. Baugruppen |
| Schallwandler | 7. Geräte |
| Relais | 8. Fachliteratur |
| Schalter, Stecker, Buchsen | |



Bitte informieren Sie sich über die Bezugsmöglichkeiten und Lieferbedingungen und schreiben Sie an Ihren

RFT-Funkamateureur
FACHFILIALE DES VEB INDUSTRIEVERTRIEB
RUNDKUND UND FERNSEHEN

8023 DRESDEN, Bürgerstr. 47, Telefon: 54781

Versand in alle Bezirke der DDR

Im gleichen Maße, wie der Anteil der Elektronik überall in Wirtschaft und Militärwesen wächst, steigt auch die Zahl derer, die sich in ihrer Freizeit mit den Problemen der Elektronik beschäftigen. Ungezählt sind die Rundfunkbastler und die Tonbandamateure, die ihre Geräte selbst bauen oder verbessern, die Fernsehbastler und in jüngster Zeit auch die „Kybernetiker“. Ständig im Wachsen begriffen ist natürlich auch die große „Familie“ der Funkamateure. Die Rufzeichenlisten weisen heute rund 400 000 behördlich genehmigte KW- und UKW-Amateur-sendestationen in der Welt aus.

Die Sendeleistungen reichen von nur wenigen Watt bis zu mehreren Kilowatt. Nach dem Stande vom 20. Mai 1965 waren in der DDR 2063 Amateursendestationen vom Ministerium für Post- und Fern-meldewesen zugelassen sowie 3000 organisierte KW- und UKW-Hörer beim *Radioklub der DDR* erfaßt.

Es liegt auf der Hand, daß trotz des gemeinsamen großen Zieles aller Funkamateure die Interessen der 400000 unterschiedlich sind. So haben sich im Laufe der Jahre Gruppen gebildet, die durch gleiche Interessen miteinander verbunden sind. Die Mitglieder einer dieser großen Gruppen haben den Ehrgeiz, im sportlichen Wettstreit miteinander um Rekorde zu ringen. Sie wollen nicht wahllos Funkverbindungen tätigen, sondern möglichst jeden Winkel der Erde erreichen und mit den Funkamateuren möglichst vieler Länder in freundschaftlichen Kontakt kommen. Es versteht sich von selbst, daß dazu nicht nur viel Geduld und Zielstrebigkeit gehören, sondern daß es auch notwendig ist, die Sende- und Empfangs-geräte sowie die dazugehörigen Antennen auf einem dem Weltniveau entsprechenden Stand zu halten und ausgezeichnete funkbetriebliche Kenntnisse zu haben. Die Tätigkeit dieser Amateure ist keinesfalls eine Spielerei, sondern ausgesprochener Leistungssport. Nicht die QSL-Karten der „seltenen Vögel“ sind das erstrebte Endziel der DX-Jäger, sondern die von den verschiedenen Amateurfunkorganisationen gestifteten Di-plome, die dem Inhaber bestätigen, daß er mit Amateurstationen be-stimmter Länder erfolgreiche Funkverbindungen getätigt bzw. diese

gehört hat und dies durch Vorlage der entsprechenden QSL-Karten nachweisen konnte.

In letzter Zeit hat die Zahl der Amateurfunkdiplome mit den unterschiedlichsten Bedingungen in erschreckendem Maße zugenommen, und es dürfte dem einzelnen Amateur kaum möglich sein, alle ihm zugänglichen Diplome zu erwerben. Doch stellen diese Diplome keine neue Erfindung dar. Die ältesten von ihnen kennen wir bereits viele Jahrzehnte, sie sind fast so alt wie der Amateurfunk selbst. Hierzu gehören die Diplome *WAC (Worked all Continents)* und *DXCC (DX Century Club)*. Das *WAC* bestätigt seinem Inhaber, daß er mit mindestens je einer Amateurstation in Europa, Asien, Afrika, Nordamerika, Südamerika und Ozeanien eine erfolgreiche Funkverbindung hatte, während das *DXCC* den Besitz von QSL-Karten für Funkverbindungen mit mindestens 100 verschiedenen Ländern der Erde ausweist.

Heute gibt es mehr als 700 verschiedene Amateurfunkdiplome, die zudem in mehreren Klassen und zum Teil für Verbindungen auf verschiedenen Bändern oder in verschiedenen Betriebsarten (Telegrafie, Telefonie, Einseitenbandtelefonie) ausgegeben werden.

Um den Funkamateuren der DDR den Erwerb von Diplomen zu erleichtern, ihnen die Bedingungen zu vermitteln, ihre Anträge zu prüfen und weiterzuleiten, wurde beim *Radioklub der DDR* ein Diplombüro gebildet. Seine Arbeitsweise ist durch die für alle Funkamateure der DDR verbindliche Diplomordnung des Radioklubs der DDR geregelt.

Im *Elektronischen Jahrbuch 1966* veröffentlichten wir die Bedingungen für eine Reihe von Diplomen, die vom *Radioklub der DDR*, vom *Zentralen Radioklub der UdSSR* und vom *Zentralen Radioklub der ČSSR* gestiftet wurden. Der an den Bedingungen dieser Diplome interessierte Leser möge dort nachlesen. Nachstehend bringen wir die Bedingungen für den Erwerb einiger neuer Diplome aus der DDR sowie einiger Diplome aus der Volksrepublik Bulgarien, der Volksrepublik Polen und der Ungarischen Volksrepublik.

Der DM-DX-Klub und das DM-DX-Klub-Award

Um eine stärkere Aktivierung des DX-Sportes in der DDR zu erzielen, junge Kameraden an den Leistungssport heranzuführen und das Ansehen der Funkamateure der DDR im Ausland durch eine qualitative und quantitative Verbesserung der Contestergebnisse zu erhöhen, gründete der *Radioklub der DDR* den *DM-DX-Klub (DX-Klub der DDR)*. Der *DM-DX-Klub* ist eine Interessengemeinschaft von Funkamateuren der DDR und wird vom Referat Amateurfunk des *Radioklubs der DDR* geleitet. Die Aufgabe seiner Mitglieder ist es, jungen Kameraden mit Rat und Tat zur Seite zu stehen, die Funkamateure der DDR und ihren Radioklub



würdig im Äther zu vertreten, an internationalen DX-Contesten teilzunehmen, das faire sportliche Verhalten auf den Amateurbändern zu wahren und zu fördern sowie durch Gründung eines DM-Contest-Teams gute Ergebnisse in internationalen Contesten zu erzielen. Mitglied des *DM-DX-Klubs* kann auf Antrag jeder Funkamateur der DDR werden, der im Besitz einer gültigen Amateurfunkgenehmigung ist und nachstehende Bedingungen erfüllt hat.

Erforderlich ist der Nachweis von mindestens 100 gearbeiteten Ländern nach der DXCC-Liste, wobei alle 6 Erdteile vertreten sein müssen. Jedes DXCC-Land zählt 1 Punkt. Außerdem muß der Bewerber im Besitz von mindestens 15 verschiedenen Grunddiplomen sein; er kann für jedes Diplom 1 Punkt anrechnen. Über die 15 obligatorischen Grunddiplome hinaus werden unter Anrechnung je eines weiteren Punktes verschiedene Klassen der Diplome sowie die gleichen Diplome auf verschiedenen Bändern oder für verschiedene Betriebsarten anerkannt. Wegen der Schwierigkeit ihres Erwerbs gelten für die Diplome *WADM I und II*, *R-150-S*, *R-100-0*, *ZMT*, *WAZ*, *WAS*, *WASM II*, *WAE I und II*, *AAA*, *CDM*, *DDRM*, *WAZL*, *WAP*, *DUF III und IV*, *WAC 3,5 MHz* und *S6S für 28, 7 und 3,5 MHz* je 2 Punkte. Diplome mit genau den gleichen Bedingungen werden nur einmal angerechnet. Weitere Punkte gutgeschrieben erhält der Bewerber durch entsprechende Platzierung bei internationalen Contesten innerhalb der letzten zwei Jahre vor Antragstellung.

Bei den Contesten *WADM*, *WAEDX*, *WWDX* und *CQ-MIR* werden nachstehende Punkte berechnet:

1. Platz innerhalb der beteiligten DM-Stationen 10 Punkte,
 2. Platz 9 Punkte,
 3. Platz 8 Punkte usw.
- bis 10. Platz 1 Punkt.

Für alle anderen internationalen Conteste, die im Contestkalender des *Radioklubs der DDR* enthalten sind, werden die Plätze 1 bis 5 der beteiligten DM-Stationen bewertet, und zwar:

1. Platz 8 Punkte,
2. Platz 6 Punkte,
3. Platz 4 Punkte,
4. Platz 2 Punkte,
5. Platz 1 Punkt.

Bei allen Contesten wird in der Plazierung unterschieden nach Einmann- und Mehrmannbetrieb sowie Einband- und Mehrbandbetrieb.

Für die Mitgliedschaft im *DM-DX-Klub* müssen insgesamt 150 Punkte nach vorstehender Aufstellung nachgewiesen werden, die sich aus mindestens zwei der Wertungsarten zusammensetzen (DXCC-, Diplom- und Contestwertung). Beiträge für die Mitgliedschaft im *DM-DX-Klub* werden nicht erhoben. Die Mitglieder des *DM-DX-Klubs* führen auf ihren QSL-Karten den Hinweis *Member of DM-DX-Club*. — Das *DM-DX-Klub-Award DMDXA* kann von allen Funkamateuren der Welt einschließlich SWLs erworben werden, die den Nachweis führen, daß sie ab 1. Mai 1965 eine bestimmte Anzahl von Mitgliedern des *DM-DX-Klubs* gearbeitet bzw. gehört haben. Funkamateure der DDR können das Diplom erwerben, wenn sie mindestens 10 Mitglieder des *DM-DX-Klubs* gearbeitet und dabei mindestens 3 Bänder benutzt haben. Für Funkamateure außerhalb der DDR gelten erleichterte Bedingungen. Die QSL-Karten der *DM-DX-Klub*-Mitglieder müssen beim Antragsteller, die des Antragstellers bei den Mitgliedern des *DM-DX-Klubs* vorliegen. Die Gebühr für das Diplom beträgt für Antragsteller aus der DDR 3,— MDN.

Der *DM-DX-Klub* hat zur Zeit folgende Mitglieder (Stand 17.4.66):

DM 2 ABB, ABG, AEC, AGH, AHM, AIO, AMG, AND, AQL, ATD, ATH, ATL, AUD, AVO, AWG, AYK, BJD, BTO, BUL, CCM, CFM, CHM;

DM 3 JML, PBM, SBM, SMD, XSB, ZCG.

Der CHC-Chapter 23 der DDR und das Diplom DMCA

Der *Certificate Hunter's Club* – *CHC* – (Internationaler Diplomjägerklub) macht es sich zur Aufgabe, alle Arten von Amateurfunkleistungen zu fördern, um damit eine öffentliche Anerkennung der Funkamateure zu erreichen, die einen großen Beitrag zur Entwicklung der Nachrichtentechnik und zur weltweiten Verständigung der Menschen geleistet haben.

Gleichzeitig ist der *CHC* bemüht, Funkamateure zu größeren Leistungen anzuspornen und neue Freunde für den Amateurfunk zu gewinnen. *CHC*-Mitglieder und *CHC*-Anwärter der DDR vereinigen sich im *DM-CHC-Chapter 23* (nationale Gruppe der Funkamateure der DDR im *Certificate Hunter's Club*). Die Mitglieder des *CHC-Chapter 23* tragen durch ihre aktive und erfolgreiche Amateurtätigkeit zur Hebung des internationalen Ansehens des Amateurfunks der DDR bei. Sie zeichnen sich durch sportlich faires Verhalten im Äther und durch prompten QSL-Karten-Versand aus. Es ist ihnen eine besondere Verpflichtung, anderen Funkamateuren ihre Erfahrungen zu vermitteln und ihnen kameradschaftlich zu helfen.

Durch freundschaftliche Zusammenarbeit des *DM-CHC-Chapter 23* mit anderen nationalen *CHC- Chapters* haben seine Mitglieder besondere Vergünstigungen hinsichtlich des Austauschs gebührenpflichtiger Diplome. Von den *DM-CHC-Chapter*-Mitgliedern wird lediglich eine einmalige Gebühr von 5,- MDN erhoben.

Die *CHC*-Mitgliedschaft setzt den Besitz von mindestens 25 Amateurfunkdiplomen bzw. den Nachweis von 25 Diplompunkten nach besonderen Regeln voraus, jedoch kann Mitglied im *DM-CHC-Chapter 23* jeder Funkamateur der DDR (einschl. SWLs) werden, der mindestens 12 Diplome bzw. Diplompunkte nachweisen kann. Damit ist er gleichzeitig *CHC*-Anwärter. Auch hierbei zählen Diplome mit den gleichen Bedingungen nur einmal, jedoch rechnen jede Klasse eines Diploms sowie jede Betriebsart, in der das Diplom erworben wurde, gesondert. Eine höhere Klasse schließt alle niederen Klassen des gleichen Diploms ein, auch wenn diese nicht erworben wurden. Es sind jedoch nicht mehr als 3 Punkte für das gleiche Diplomprogramm anzurechnen. *CHC*-Mitglieder führen auf ihren QSL-Karten ihre *CHC*-Mitgliedsnummer. Die *CHC*-Anwärter dürfen den Vermerk *Member of CHC-Chapter 23* benutzen.

Der *DM-CHC-Chapter 23* gibt ein eigenes Diplom *DMCA* heraus, das von jedem Funkamateur der Welt (einschließlich SWLs) erworben werden kann. Hierfür zählen, unabhängig vom benutzten Band oder von der verwendeten Betriebsart, alle bestätigten Funkverbindungen mit Mitgliedern des *DM-CHC-Chapter 23* ohne zeitliche Beschränkung.

Es gibt 3 Klassen des Diploms:

Klasse I – 10 Mitglieder in 5 Bezirken der DDR

Klasse II – 20 Mitglieder in 8 Bezirken der DDR

Klasse III – 30 Mitglieder in 10 Bezirken der DDR

Für Empfangsamateure gelten die Bedingungen sinngemäß. Die Gebühr für jede Klasse des Diploms beträgt für Antragsteller aus der DDR 2,50 MDN.

Mitglieder des *DM-CHC-Chapter 23* sind zur Zeit (Stand Juni 1966):

DM 2 ABB, ABG, ABL, ACB, ADC, AEE, AGH, AHB, AHK, AHM, AIE, AIO, AMG, ANA, ANN, APG, AQI, AQL, ARE, ATD, ATG, ATH, ATL, AUD, AUG, AUO, AVG, AWG, AXM, AXO, AYK, AYL, AZB, BBE, BCN, BDD, BEL, BEO, BFM, BJA, BTO, BUL, CCM, CDO, CFM, CHM, CLM, CUL, CUO, DEO;

DM 3 BL, GG, IG, JBM, JML, JZN, LMD, ML, NML, OEE, PBM, RBM, RM, SBM, SMD, TPA, UE, UVO, VBM, VED, VOK, WHN, XIG, XPA, XSB, YFH, YPA, ZBM, ZCG, ZDA, ZMO, ZWH;

DM 4 BD, EL, HG, OM, PKL, SKL, TKL, WKL, XGL, ZBD, ZCM, ZEL, ZHO;

DM 5 BN, MM/mm;

ZA 2 ACB;

DM 2025/G, DM-EA-2542/L.

Das Diplom RDS

(Gearbeitet mit allen volksdemokratischen Ländern)

Die Bedingungen für dieses vom Zentralkomitee der DOSO (Volksrepublik Bulgarien) herausgegebenen Diploms sind ähnlich denen des *ZMT* vom *Zentralen Radioklub der ČSSR*. Es zählen bestätigte Funkverbindungen mit Amateurstationen aus sozialistischen Ländern ab 1. 9. 1952, wobei mindestens 100 Punkte von 120 möglichen gesammelt werden müssen. Geforderte Mindestrapporte: *RST 337* bzw. *RSM 343*.

Obligatorisch sind je 5 Verbindungen mit LZ 1 und LZ 2. Hierfür werden 25 Punkte gewertet. Weitere Punkte sind zu erreichen durch Verbindungen mit 4 Distrikten SP (4 Punkte), 2 Distrikten OK (2 Punkte), 2 Distrikten HA (2 Punkte), ZA (6 Punkte), HL (Koreanische Volksdemokratische Republik, 8 Punkte), 4 Distrikte YO (4 Punkte), 2 Bezirke DM (2 Punkte), UA 1, UA 2, UA 3, UA 4, UA 6 (je 2 Punkte), UA 9 (6 Punkte), UA Ø (8 Punkte), UB 5, UC 2 (je 2 Punkte), UD 6, UF 6, UG 6 (je 3 Punkte), UH 8, UI 8, UJ 8, UL 7, UM 8 (je 4 Punkte), UN 1, UO 5, UP 2, UQ 2, UR 2 (je 2 Punkte). Das Diplom ist für Funkamateure der DDR kostenlos.

Das Millennium SP Award MSPA (1000 Jahre Polen)

Als Beispiel für Diplome, die nur einmalig und in einem bestimmten Zeitraum erworben werden können, sei das Diplom angeführt, das zur Feier des 1000. Jahrestages Polens vom PZK der Volksrepublik Polen gestiftet wurde. Es kann von allen Amateuren erworben werden, die in der Zeit vom 1. 1. 1960 bis zum 31. 12. 1966 Funkverbindung mit mindestens 25 SP-Stationen nachweisen und dabei alle 9 Distrikte SP 1 bis SP 9 erreichen. Es zählen Verbindungen auf den Bändern 3,5 MHz bis 28 MHz. Für Nichteuropäer gelten erleichterte Bedingungen. Die Anträge müssen bis spätestens 31. 1. 1967 beim Herausgeber vorliegen. Für Funkamateure aus der DDR ist das Diplom gebührenfrei. Es wird auch an Hörer ausgegeben.

Das Diplom AC 15 Z (Alle Länder der Zone 15)

Die Funkamateure haben den Erdball in 40 Zonen eingeteilt. Vom PZK der Volksrepublik Polen wird ein Diplom herausgegeben, das alle Funkamateure der Welt erwerben können, die mindestens 23 der nachstehenden Länder bzw. Gebiete der Zone 15 gearbeitet haben und dies durch QSL-Karten nachweisen:

FC, HA, HV, I 1, IS, IT, M 1, OE (2 Distrikte), OH (3 verschiedene Distrikte), OK, SP (4 verschiedene Distrikte), UA 2, UP 2, UQ 2, UR 2, YU (3 verschiedene Distrikte), ZA, 9 H 1 (früher ZB 1).

Es gelten sämtliche Funkverbindungen ab 1. 1. 1955; zugelassen sind alle Bänder und Betriebsarten, cw, fone oder gemischt. Zu den gleichen Bedingungen kann das *AC 15 Z* auch von Hörern erworben werden. Funkamateure der DDR erhalten es kostenlos.

Die Diplome W 21 M und H 21 M

(21. Meridian von Warschau gearbeitet bzw. gehört)

Auch diese Diplome werden vom PZK herausgegeben für nachgewiesene QSL-Karten von Funkamateuren aus mindestens 16 der nachstehenden Länder bzw. Gebiete:

LA/p (Spitzbergen), LA/LB/LJ, OH, OH Ø, SM/SL, UP 2, UQ 2, UA 2, SP 5, OK, HA, YO, YU, ZA, SV, 5 A, TT 8, 9 Q 5, CR 6, ZS (1, 2, 4, 5, 6), ZS 3, ZS 9, TL 8.

Alle übrigen Bedingungen (Zeitraum, Bänder, Gebühren usw.) entsprechen denen des Diploms *AC 15 Z*.

Der SP-DX-Club

Der *SP-DX-Club* der Volksrepublik Polen verleiht zugleich mit dem gleichnamigen Diplom die Ehrenmitgliedschaft an alle Funkamateure der Welt, die ab 1. Oktober 1959 Funkverbindungen mit mindestens 15 (Außereuropäer nur 10) Mitgliedern des Clubs nachweisen können und deren QSL-Karten sich im Besitz der Mitglieder befinden.

Auch dieses Diplom ist für die Funkamateure der DDR gebührenfrei. Als Mitglieder des *SP-DX-Clubs* sind bekannt (Stand 1. 2. 65):

SP 1 AFM;

SP 2 AJO, AP, BA, BE, HL, LV;

SP 3 AK, DG, HD, PK, PL;

SP 5 ACN, ADZ, AEF, AIB, AIM, ALG, GX, HS, XM, YY;

SP 6 AAT, ALL, BZ, FZ;

SP 7 AZ, HX;

SP 8 AAH, AG, AJK, AOV, CK, CP, EV, HR, HT, HU, JA, MJ, SR, SZ;

SP 9 ACK, ADU, A JL, CS, DN, DT, EU, FR, KJ, NH, PT, QS, RF, SF TA, UH.

Das Diplom WHD

(Ungarische gearbeitete Distrikte)

Dieses Diplom wird vom *Zentralen Radioklub der Ungarischen Volksrepublik* ausgegeben für Verbindungen mit je 2 verschiedenen Stationen aus 8 HA-Distrikten (HA 1, HA 2, usw. bis HA Ø). Es gelten alle Verbindungen ab 1. 1. 1958. Den Anträgen müssen die QSL-Karten für die ungarischen Stationen beigelegt werden. Für Antragsteller aus der DDR ist das Diplom gebührenfrei. Für außereuropäische Bewerber gelten vereinfachte Bedingungen.

Die Diplome Budapest I, Budapest II und Budapest III

Diese Diplome werden vom *Radioklub Budapest* an alle lizenzierten Funkamateure der Welt verliehen, wenn sie die entsprechenden Bedingungen erfüllt haben. Funkamateure der DDR erhalten die Diplome gebührenfrei.

Europäische Stationen müssen für das *Budapest I* im Verkehr mit Budapester Stationen 15 Punkte sammeln. Dabei gelten sämtliche Verbindungen ab 1. 1. 1959, alle Bänder und Betriebsarten.

Für Verbindungen mit den Klubstationen *HA 5 KDQ, HG 5 KDQ, HA 5 KDI* oder *HG 5 KDI* können 3 Punkte berechnet werden, jedoch

zählt nur eine Station. Verbindungen mit allen Mitgliedern des *Radioklubs Budapest* ergeben je 2 Punkte, mit allen anderen Budapester (HA 5-) Stationen je 1 Punkt. Für Verbindungen ausschließlich auf den UKW-Bändern sind nur 8 Punkte erforderlich. Die ungarischen UKW-Stationen verwenden statt des sonst üblichen Kenners HA den Kenner HG. Für außereuropäische Bewerber gelten erleichterte Bedingungen auf den KW-Bändern.

Das Diplom *Budapest I* kann auch von Hörern erworben werden. Mitglieder des *Radioklubs Budapest* sind (Stand 1. 10. 65):

HA 5 AA, AE, AN, AW, BM, BS, CA, CQ, DA, DB, DI, DQ, EG, FE, FK, FW, KAA, KAG, KBC, KDF, KFZ, KBF;

HA 7 PS;

HG 5 CA, CK, CQ, CR, EG, EQ, ER, ES, EU, EV, KBC, KCC, KEB, KEZ, KFZ;

HG 7 PU.

Zu den gleichen Bedingungen kann jährlich von allen Sendestationen (nicht von SWLs) ein besonderes Diplom *Budapest II* erworben werden, und zwar in der Zeit vom 10. Mai, 00.00 Uhr GMT, bis 20. Mai, 24.00 Uhr GMT. Die Anträge hierfür, denen die QSL-Karten für die HA-Stationen beigelegt werden müssen, sind bis zum 1. 8. jedes Jahres an den Herausgeber abzusenden.

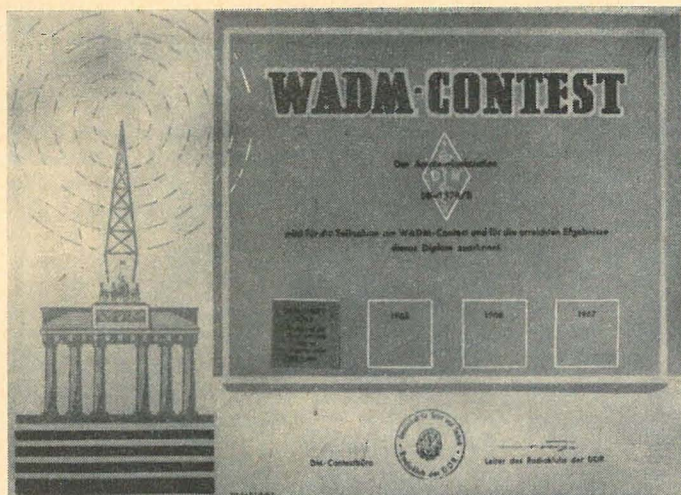
Im gleichen Zeitraum (10. bis 20. Mai) kann auch jährlich ein Diplom *Budapest III* erworben werden. Die Budapester Stationen senden in ihrem QSO-Text eine 5stellige Kontrollnummer, die aus RST und der 2stelligen Distriktnummer der Großstadt Budapest besteht. Europäische KW-Stationen müssen 10 verschiedene Budapester Distrikte arbeiten, um das Diplom *Budapest III* zu erwerben, UKW-Stationen benötigen nur 5 Distrikte. Für außereuropäische Bewerber gelten auf den KW-Bändern auch dabei erleichterte Bedingungen.

Die *Budapest-Award-Tage* tragen den Charakter eines Contests. Die Partner der HA-Stationen sollen ebenfalls eine 5stellige Kontrollziffer senden, bestehend aus RST und der Nummer der Zone (für DM: 14). Auch die Anträge für das Diplom *Budapest III* müssen bis zum 1. 8. eines jeden Jahres abgeschickt sein, unter Beifügung der QSL-Karten für die HA-Stationen.

Wer das *Budapest III* 5 Jahre nacheinander erwirbt, erhält eine besondere Trophäe. Für Empfangsamateure wird das *Budapest III* nicht ausgeben.

Jährlich wiederkehrende Conteste

Höhepunkte in der Arbeit der Funkamateure sind die von den einzelnen Amateurorganisationen veranstalteten Conteste, die zum Teil nationalen Charakter tragen, größtenteils aber weltoffen veranstaltet werden. Sie



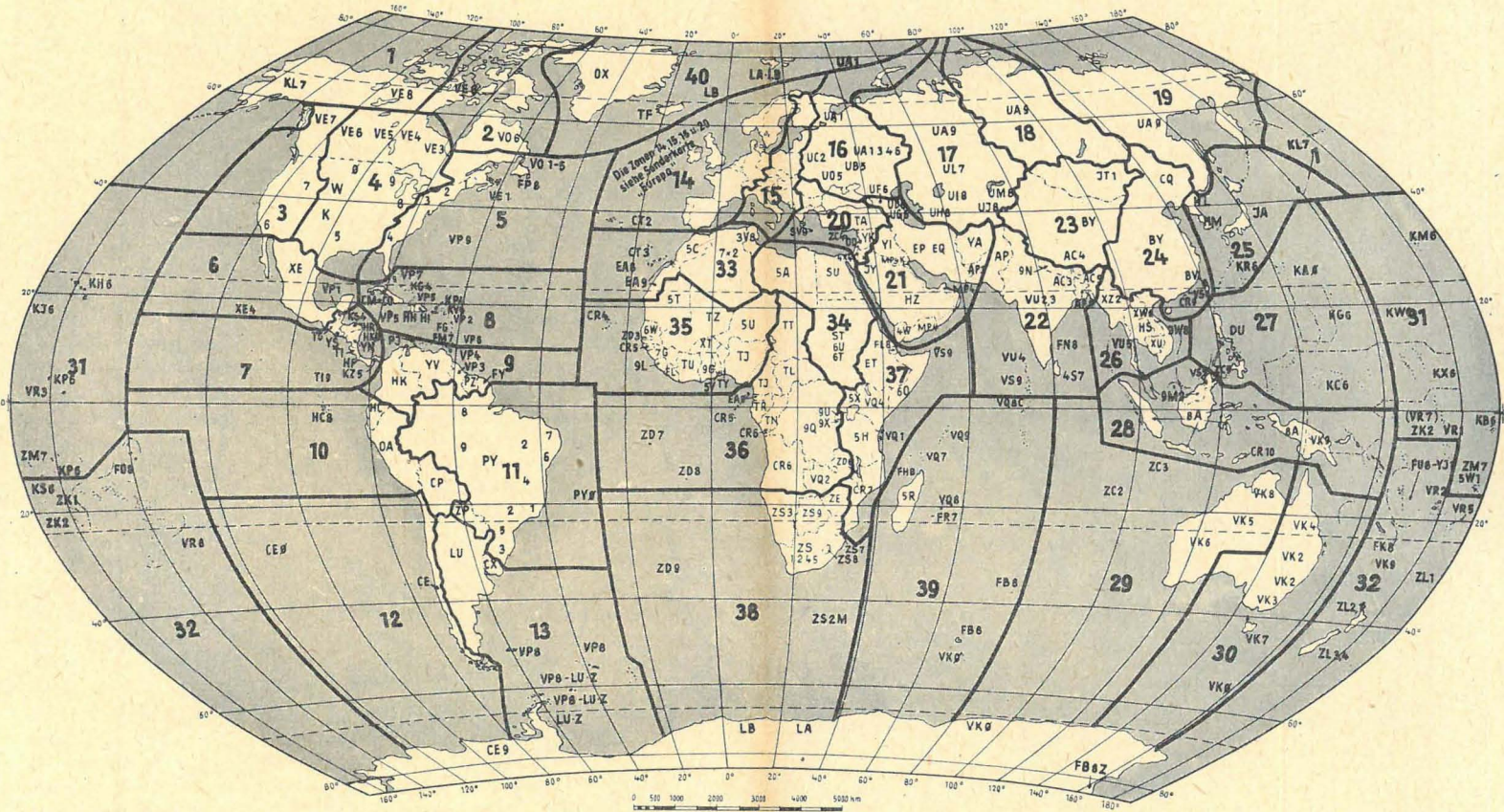
stellen eine Leistungskontrolle der Amateurfunker dar und sind, jeder Contest für sich, gewissermaßen eine im Fernwettkampf durchgeführte *Weltmeisterschaft der Funkamateure*. Dabei kommt es darauf an, während der Contestzeit möglichst viele Verbindungen mit anderen Contestteilnehmern zu tätigen. Für jede Verbindung gibt es eine bestimmte Punktzahl, die häufig mit der Anzahl der je Band gearbeiteten Länder, Distrikte usw. multipliziert wird. Daraus resultiert dann die Gesamtpunktzahl des einzelnen Contestteilnehmers. Durch Vergleich der von den Teilnehmern an den Veranstalter einzusendenden *Contest-Logs* wird die Richtigkeit der Abrechnungen kontrolliert und die Plazierung der Teilnehmer ermittelt. Jeder Contestteilnehmer ist verpflichtet, seine Abrechnung pünktlich einzusenden, da sonst seinen QSO-Partnern wegen Fehlens der Vergleichsmöglichkeit die Punkte verlorengehen.

Contest-QSOs unterscheiden sich von den üblichen QSOs dadurch, daß sie als „Blitz-QSOs“ abgewickelt werden, also außer dem Rufzeichenaustausch nur eine kurze Begrüßung, einen Kontrollziffernaustausch und eine kurze Dankesformulierung enthalten. Außerdem werden sie meist mit enormem Sendetempo abgewickelt. Die Kontrollziffern bestehen im allgemeinen aus dem 3stelligen RST und einer 3stelligen laufenden Nummer, beginnend mit 001. An Stelle der laufenden Nummern werden in manchen Contests aber auch andere Zahlen ausgetauscht, z. B. die Zone des Teilnehmers, sein Lebensalter, die Zeit seiner Aktivität in Jahren o. ä. Deshalb ist es notwendig, daß sich jeder Funkamateur vor Teilnahme

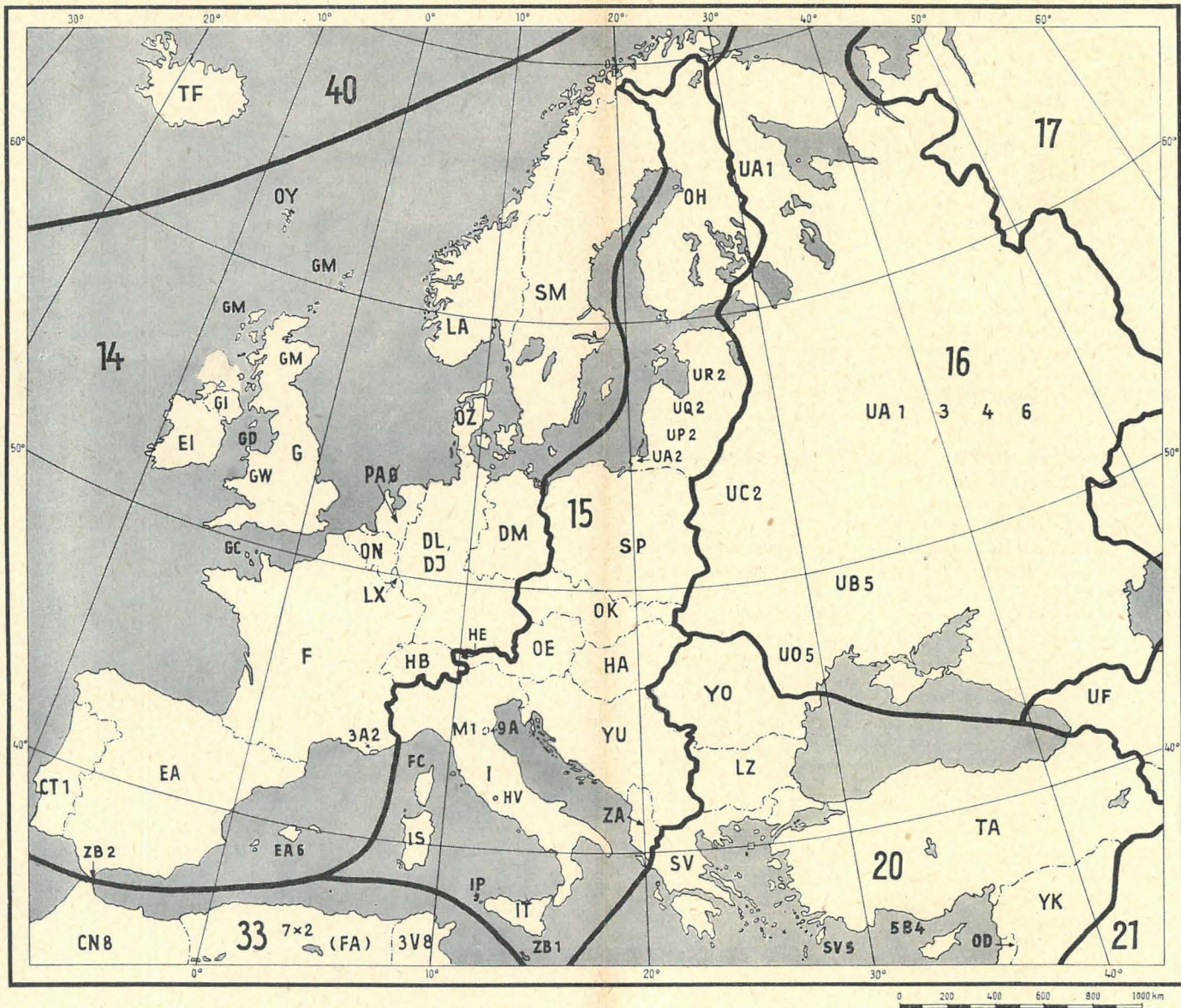
an einem Contest mit den Bedingungen vertraut macht. Das gilt gleichermaßen für die genaue Contestzeit, die manchmal Änderungen unterworfen ist.

Nachstehender Plan gibt eine grobe Übersicht über einige nahezu feststehende, regelmäßig wiederkehrende Contesttermine:

1. Sonntag im Februar	DM-Aktivitäts-Contest zum Jahrestag der Verkündung der 1. Amateurfunkverordnung in der DDR
1. Sonntag im April	HA-Contest
1.–3. Wochenende im April	Internationaler SP-DX-Contest
4. Wochenende im April	Niederländischer PACC-Contest
1. oder 2. Wochenende im Mai	Sowjetischer internationaler MIR-Contest
10.–20. Mai	Budapest-Award-Tage
1.–15. Juli	SOP-Wettbewerb zur Ostseewoche
1. Sonntag im September	LZ-Contest
3. Wochenende im September	Skandinavischer Aktivitäts-Contest (ew-Teil)
4. Wochenende im September	Skandinavischer Aktivitäts-Contest (fone-Teil)
1. Wochenende im Oktober	WADM-Contest zum Jahrestag der DDR
1. Wochenende im November	DM-UKW-Contest
2. Sonntag im November	Internationaler OK-DX-Contest
Letzter Sonntag im Dezember oder 1. Sonntag im Januar	DM-Jahresabschlußwettkampf



Weltkarte der Landeskenner



Landeskennernkarte (Europateil); statt ZB 1 heißt es jetzt 9 H 1, bei DL/DJ kommt hinzu DK



Es war einmal, schon viele Tage her, daß Huggy, unser Rabe, wie vom Schlag getroffen, trübsinnig von Ast zu Ast flatterte. Lustlos saß er nachmittags vor seinem Rabena-Fernsehapparat, fünfmal hatte er bereits die „Töchter des großen Raben“ gesehen, aber nicht ein einziges Mal das, wovon ihm sein Brieffreund Kolja aus Moskau geschrieben hatte: „Das Jugendprogramm des Fernsehens bringt regelmäßig Bastelanleitungen für den Bau elektronischer Geräte.“

Und Huggy hätte doch für sein Rabenleben gern das Basteln gelernt . . . Als er nun merkte, daß ihm der Deutsche Fernsehfunk dabei nicht half, nahm er alle Energie zusammen und flog in die weite Republik.

Nicht lange, da sah er unter sich eine große Stadt mit vielen neuen hohen Häusern, einem roten Rathaus und einem im Bau befindlichen großen Fernsehturm. Aha, dachte Huggy, hier wird mir bestimmt jemand helfen, das Basteln zu lernen.

Er kam an ein großes Haus, in dem waren viele Kapazitäten versammelt. Und aus einem offenen Fenster dröhnte eine gewaltige Stimme: „Unsere wichtigste Aufgabe als Gesellschaft für Sport und Technik ist die unmittelbare Anleitung . . .“ „Bravo, bravo!“ funkte Huggy dazwischen, „ich brauche eine unmittelbare und möchte fragen, wo ich das Basteln erlernen kann!“ „Da such dir irgendwo irgendeinen Radioklub, es gibt eine Menge davon!“ erscholl die Stimme des Anleiters, und dann schloß sich das Fenster.

Da war Huggy nicht viel schlauer als vorher und setzte sich müde wie eine alte Batterie auf einen Leitungsmast. Doch an Schlaf war nicht zu denken, denn unter ihm stritten sich zwei Jungen: „Du hast klug reden, Baupläne kaufen! Geh doch mal und versuch dein Glück. In den Buchhandlungen sagen sie, daß sie sich nicht mit solchem Ramsch befassen können. An den Zeitungskiosken waren sie ausverkauft, und nachbestellen, das erlaubt der PZV nicht. In den Bastelläden hatten sie auch keine zu verkaufen, weil diese Läden nicht direkt beim LKG in Leipzig bestellen können. Und dann war ich . . .“

Da seufzte Huggy tief, bedauerte die beiden Jungen sowie sich selbst und machte sich auf den Weg zum Radioklub der DDR. Doch auch dort konnte man ihm weder Baupläne noch eine Liste der in der DDR existierenden Radioklubs geben. Von im weiten Lande bestehenden Arbeitsgemeinschaften „Elektronische Massenarbeit“ hatte man dort allerdings schon gehört und auch von Bastelbüchern . . .

Da nahm Huggy allen Mut zusammen und fragte in einer Buchhandlung nach einem elektronischen Experimentierbuch. Es wurden ihm widerstandslos zwei Bücher vorgelegt: eines für 23.- MDN von Hans Richter, das vom Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik aus Westberlin zu uns gekommen ist, und ein anderes für 10.80 MDN von Hagen Jakubaschk, das in einer Lizenzausgabe *nach* Westdeutschland gehen soll . . .

Verstört durch diesen Widersinn und die unterschiedlichen Kosten dachte Hyggy an den Abschn. III, § 9, der Funk-Entstörungsordnung: „Die Kosten bei Ersatzvornahme können im Verwaltungszwangsverfahren beigetrieben werden.“

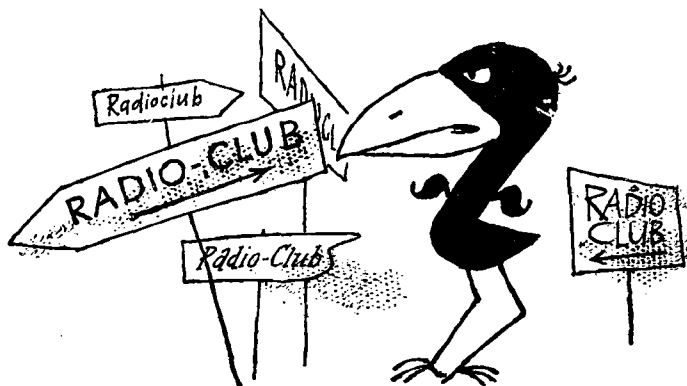
„Huh, huh!“ krächzte unser Rabe wie ein schlechtjustierter Lautsprecher und begab sich in den Treptower Park. Dort sollte die Pionierinsel sein. Doch bevor er sie erreichte, kam – wie in vielen Märchen – plötzlich ein Wanderer des Wegs, gebückt unter der Last eines schweren Rucksacks.

„Ich bin der Rabe Huggy und auf dem besten Wege, das Basteln zu lernen. Und wer bist du, und was drückt dich so schwer?“ – „Ach, weißt du, das ist ein Sack gefüllt mit vielen, vielen Widersprüchen, und es ist eine Strafe. Ich bin nämlich der Leiter des RFT-Geschäfts in der Berliner Warschauer Straße und habe zwar eingesehen, daß Radiobasteln im Rahmen der polytechnischen Bildung sehr wichtig ist, ich gehörte auch der Kommission des ehemaligen Volkswirtschaftsrats an, die beschloß, dem Amateur-Versandhaus „funkamateu“ in Dresden den gesamten Bastler-Bauelemente-Versand zu übertragen. Aber nun tut keiner mehr etwas zu seiner Unterstützung, deshalb funktioniert es mit den Schaltungen an der Basis bzw. mit den Basisschaltungen noch nicht überall, und ich werde wohl noch eine Weile meinen Packen schleppen. Aber auch du wirst auf all diese Dinger und so stoßen und sogar dem Teufel noch persönlich begegnen, das sage ich dir!“

Der restlos erschütterte Huggy fiel auf die nächste Bank – direkt neben eine Elektronikbroschüre. Doch als er sie elektrisiert mit dem Schnabel packte, grollte es daraus: „Hier hast du den Teufel schon in höchsteigener Person. Bei mir werden Impedanzwandler zu Impotenzwandlern, da wird jemand vom Piloten synchronisiert, da werden Direktoren aus Antennenlitze hergestellt und passend zugeschnitten, da kommt es durch geringe Herzschumpfung zu inneren Spannungen, da wird ein Bandfilter bekämpft und eine Verschussendung gestartet. Und schließlich klingt ein Schalter aus, um ein kurzweiliges Amateurband einzuschalten.“

„Hi-hi!“ quietschte Huggy funkamateurgerecht auf wie eine Rückkopplung, „wenn's weiter nichts ist – mit *dem* Teufel werde ich im Krallenumdrehen fertig!“, und er wollte mit der Broschüre im Schnabel auf und davon. Doch seine Freude war verfrüht: vor ihm erhob sich plötzlich ein Riesenberg aus lauter Widerständen. Und als er ihn staunend anstarrte, ertönte eine liebeliche Stimme: „Huggy, du willst das Basteln lernen. Du *wirst* es erlernen. Aber erst mußst du dich durch diesen Berg fressen.“ Und unser Rabe, ganz besessen davon, das Basteln nun endlich zu lernen, begann, einen Widerstand nach dem andern aufzufressen. Es hat zwar den Anschein, als fresse er noch heute, doch soll man die Zähigkeit von Raben nicht unterschätzen . . .

Nacherzählt von Hans-Werner Tzschichhold



Der Wirkungsgrad einer Antenne läßt sich nur annähernd vorausbestimmen, denn er wird von einigen Faktoren beeinflußt, die man rechnerisch nicht oder nur sehr unvollkommen erfassen kann. Es ist deshalb ratsam, die Energiebilanz der Antenne meßtechnisch zu untersuchen und nach diesen Messungen gegebenenfalls Korrekturen zur Verbesserung des Wirkungsgrades vorzunehmen.

Im kommerziellen Sektor werden Antennenmessungen sehr exakt und mit entsprechend großem Aufwand an hochwertigen Meßgeräten durchgeführt. Auch der Funkamateurl sollte nicht darauf verzichten, seine Antenne mit den ihm zur Verfügung stehenden einfachen Meßmitteln zu überprüfen, denn diese verhältnismäßig geringe Arbeit lohnt immer.

Als Meßgeräteausstattung genügen ein *Resonanzmesser* (Grid-Dip-Meter) und ein *Stehwellenanzeiger* (Reflektometer) bzw. eine *HF-Widerstandsmeßbrücke* (Antennascope). Die beiden letztgenannten Geräte können ohne großen Kostenaufwand selbst hergestellt werden, ein Grip-Dip-Meter dürfte ohnehin bei den meisten Funkamateuren vorhanden sein. Mit diesen einfachen Geräten lassen sich die wichtigsten Antennenmessungen durchführen, und zwar:

- Feststellen der Antennenresonanz (Grip-Dip-Meter);
- Messen des Speisepunktwideerstandes (Antennascope);
- Messen der Anpassung (Reflektometer).

Grundsätzlich kann jede Antenne sowohl über eine *abgestimmte* als auch über eine *angepaßte* Speiseleitung erregt werden. Bei der abgestimmten Speiseleitung führen Antennenleiter und Energieleitung stehende Wellen. Deshalb muß auch die Speiseleitung in ihrer Länge auf Resonanz mit der Sendefrequenz abgestimmt sein (Länge $\lambda/4$ oder ganzzahlige Vielfache von $\lambda/4$). Dabei braucht der Antennenleiter in sich nicht unbedingt mit der Sendefrequenz resonant zu sein, wichtig ist lediglich, daß die Gesamtlänge (Antennenleiter plus Speiseleitung) der Resonanzbedingung genügt. Der Wellenwiderstand der abgestimmten Speiseleitung hat nur untergeordnete Bedeutung.

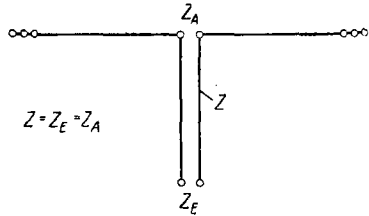


Bild 1
Die angepaßte Speiseleitung

Werden Antennen mit abgestimmter Speiseleitung in Verbindung mit einem brauchbaren Antennenkoppler (Collins-Filter usw.) verwendet, so kann man auf spezielle Messungen verzichten. Wird das Abstimmverfahren beherrscht, dann stellen sich Antennenresonanz und optimale Anpassung zwangsläufig ein. Da abgestimmte Speiseleitungen stehende Wellen führen, geben sie manchmal Anlaß zu Störungen in benachbarten Rundfunk- und Fernsehempfängern (BCI und TVI). UKW-Antennen werden ausnahmslos über *angepaßte* Speiseleitungen erregt, und auch im KW-Bereich bevorzugen die Amateure mehr und mehr die Speisung über „flache“ (= angepaßte) Leitungen.

Das Wesentliche einer angepaßten Leitung ist ihr Wellenwiderstand, ein von Frequenz und Leitungslänge unabhängiger Kennwert. Es werden unsymmetrische Kabel (Koaxialkabel) mit Wellenwiderständen zwischen 50 und 75 Ω sowie symmetrische 2-Draht-Leitungen (Wellenwiderstände zwischen 60 und 600 Ω , meist 240 bis 300 Ω) verwendet. Für eine angepaßte Speiseleitung besteht die Forderung, daß Eingangswiderstand Z_E und Ausgangswiderstand Z_A genau gleich dem Wellenwiderstand Z sind (Bild 1). Unter dieser Voraussetzung darf die Speiseleitung beliebig lang sein. Der Eingangswiderstand Z_E läßt sich durch entsprechende Ankopplung an die Senderendstufe leicht an den Wellenwiderstand Z der Speiseleitung anpassen, sofern Z_A bereits gleich Z ist. Den Speisepunkt-widerstand Z_A der Antenne hingegen kann man vorerst nur abschätzen; er muß nach Fertigstellung der Antenne meßtechnisch ermittelt werden. Grundsätzlich gilt, daß Z_A nur dann reell ist, wenn sich der Antennenleiter in Resonanz mit der Sendefrequenz befindet. Andernfalls sind induktive oder kapazitive Blindanteile vorhanden.

Die Feststellung der Resonanzfrequenz

Die meßtechnische Überprüfung einer Antenne mit angepaßter Speiseleitung erfordert zuerst die Feststellung der Resonanzfrequenz des Antennenleiters. In der Amateurpraxis benutzt man dafür einen Resonanzmesser, der unter der Bezeichnung Grid-Dip-Meter (kurz *Griddipper*)

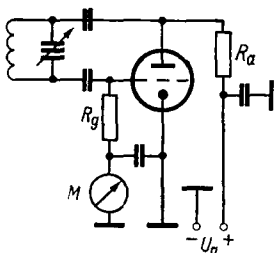


Bild 2
Die Grundsaltung eines Grid-Dip-Meters

bekannt ist. Er besteht aus einer einfachen Oszillatorschaltung mit veränderbarer Schwingfrequenz (Bild 2). In der Zuleitung zum Steuergitter der Oszillatortröhre liegt ein Meßwerk, das den im schwingenden Zustand immer vorhandenen Gitterstrom anzeigt. Wird die Spule des Griddippers einem anderen Schwingkreis genähert und befinden sich beide in Resonanz, so entzieht der nichtschwingende, zu untersuchende Resonanzkreis dem schwingenden Kreis (Griddipper) Energie. Dieser Energieentzug ist am Gitterstrommeßwerk des Griddippers als mehr oder weniger starker Abfall des Gitterstromes (als sogenannter Resonanzdip) zu erkennen. Auch die Antenne kann als Schwingkreis aufgefaßt werden. Im Gegensatz zu einem Schwingkreis mit konzentrierten Bauelementen (Resonanzkreis aus Spule und Kondensator) wird bei der Resonanzmessung einer Antenne mit dem Griddipper auch bei den Harmonischen der Grundwelle ein Gitterstromdip angezeigt. Antennen mit großer Frequenzbandbreite können mit dem Griddipper nicht gemessen werden, da sich bei diesen ein eindeutiger Resonanzdip nicht mehr feststellen läßt. Aus praktischen Gründen kann man jedoch im allgemeinen auf die Resonanzmessung von Breitbandantennen verzichten.

Zur Resonanzmessung ist die Speiseleitung vom Antennenleiter zu entfernen. Die Anschlußstellen am Antennenspeisepunkt werden durch eine kurze Drahtschleife überbrückt. Die Spule des Griddippers wird dann an den Strombauch des Antennenleiters angekoppelt. Der Strombauch befindet sich immer eine viertel Wellenlänge von einem offenen Antennenende entfernt, bei einem Halbwellendipol demnach in der Strahlermitte (Bild 3a). Muß ausnahmsweise die Resonanz in der Nähe eines Spannungsbauches gemessen werden, so wird der Griddipper über eine kleine Koppelkapazität C_K direkt mit dem Antennenleiter verbunden (Bild 3b). Will man den durch den Körper des Messenden verursachten verstimmenden Einfluß mindern, so kann man den Griddipper über eine sogenannte Link-Leitung an den Antennenleiter ankoppeln (Bild 3c). Eine Link-Leitung besteht aus einem Stück UKW-Bandleitung oder aus einer verdrehten Doppelleitung, die an beiden Enden mit einer kleinen Koppelwicklung (etwa 3Wdg.) versehen wird.

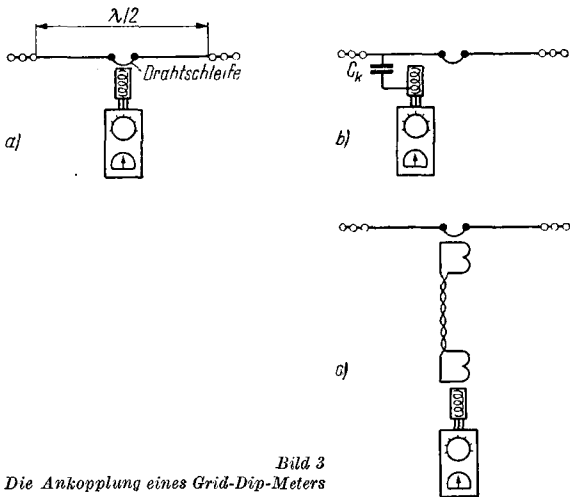


Bild 3
Die Ankopplung eines Grid-Dip-Meters

In der Praxis koppelt man vorerst sehr fest und ermittelt die ungefähre Frequenz. Sodann macht man die Kopplung so lose, daß gerade noch ein ganz schwacher Resonanzdip entsteht. Die nunmehr festgestellte Frequenz kann im Rahmen der Ablesegenauigkeit als annähernd richtig angesehen werden. Exaktere Meßergebnisse erhält man durch gleichzeitiges Abhören der Griddipperschwingung in einem gut geeichten Empfänger, an dem im Augenblick des Resonanzdips die Frequenz abgelesen wird.

Da die Kenngrößen einer Antenne durch Umgebungseinflüsse verändert werden, dürfte es zweckmäßig sein, die Resonanzfrequenz am endgültigen Antennenstandort zu ermitteln. Weicht die gemessene Frequenz von der gewünschten Frequenz nach oben ab, so muß der Antennenleiter verlängert werden; ist die gemessene Frequenz niedriger, so muß man den Antennenleiter verkürzen.

Die Messung des Speisepunktwiderstandes Z_A

Der Widerstand im Speisepunkt einer Antenne Z_A — man nennt ihn auch Fußpunktwiderstand — wird in Antennenbeschreibungen immer angegeben. Es handelt sich dabei jedoch um einen Wert, der nur für eine Musterantenne an einem bestimmten Aufbauplatz zutrifft. Abhängig von der Aufbauhöhe und der Antennenumgebung kann jedoch der tatsächliche Fußpunktwiderstand einer Antenne erheblich von den angegebenen Werten abweichen.

Da es bei den meisten Antennenformen nachträglich noch möglich ist, den Speisepunktwiderstand zu ändern, sollte man im Interesse einer maximalen Leistungsübertragung den Fußpunktwiderstand messen. Für den Amateurgebrauch eignet sich hierzu besonders das *Antennascope* nach *W2AEF*. Es handelt sich um eine HF-Widerstandsmeßbrücke nach dem Wheatstone-Prinzip (Bild 4).

Die Brücke wird mit Hochfrequenz gespeist; die in ihr verwendeten Widerstände müssen reell sein, d.h., sie stellen für die Speisefrequenz reine Wirkwiderstände dar. R_1 und R_2 sind untereinander völlig gleich (Genauigkeit 1 Prozent oder besser). Der Widerstandswert selbst ist nicht kritisch, er kann zwischen 50 und 250Ω liegen. Die gleiche Forderung gilt für C_1 und C_2 ; beide Kondensatoren müssen völlig gleiche Kapazität aufweisen, während der Kapazitätswert selbst nur untergeordnete Bedeutung hat. R_3 ist ein induktions- und kapazitätsarmes Schichtpotentiometer, von dem gegebenenfalls noch die Abschirmkappe entfernt werden muß. Von diesem Bauteil hängt es entscheidend ab, ob das Antennascope auch noch im UKW-Bereich brauchbare Meßergebnisse liefert. Geeignet erscheinen Schichtdrehwiderstände des VEB Elrado mit der Bestellnummer 0 120070. Für universelle Anwendungen wählt man den Drehwiderstand mit 500Ω lin. Sollen jedoch nur Antennensysteme mit niedrigen Fußpunktwiderständen um 60Ω gemessen werden, so ergibt ein

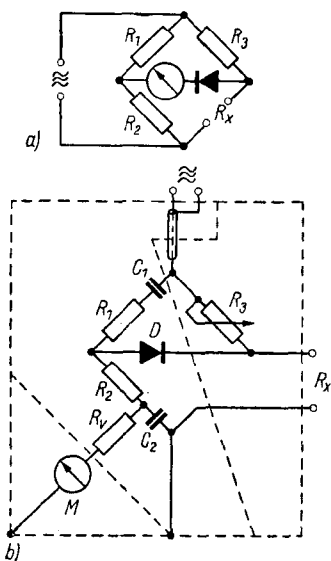


Bild 4
Das Antennascope
a) Prinzipschaltung der HF-Meßbrücke;
b) Schaltung des Antennascope
nach W2AEF;
 $R_1 = R_2 = 200 \Omega$;
 $C_1 = C_2 = 500 \text{ pF}$;
 R_3 Drehwiderstand 500Ω ;
 R_v Vorwiderstand
für Meßinstrument;
 M Drehspulmeßwerk; etwa $0,2 \text{ mA}$
Vollausschlag;
 D Germaniumdiode

100- Ω -Drehwiderstand bessere Ablesegenauigkeit. R_v ist der Vorwiderstand für das Meßwerk M. Seine Größe hängt ab vom Innenwiderstand des Meßwerkes und von der gewünschten Anzeigeempfindlichkeit. Drehspulmeßwerke mit 0,05 bis 0,2 mA Vollausschlag sind brauchbar. Sie müssen jeweils über einen möglichst hochohmigen Vorwiderstand R_v angeschlossen werden, damit Störungen des Brückengleichgewichtes vermieden werden. D ist eine handelsübliche VHF-Germaniumdiode.

Möglichst kurze Leitungen in den Brückenzweigen ergeben den gewünschten induktions- und kapazitätsarmen Aufbau. Auf mechanische Symmetrie ist zu achten. Das Gerät wird in einem Abschirmgehäuse untergebracht, das man in 3 gesonderte Abschirmboxen unterteilt (siehe Bild 4b – Abschirmungen gestrichelt eingezeichnet). Die Brücke liegt einseitig an Masse, ist also nicht erdsymmetrisch. Sie eignet sich deshalb besonders für den Anschluß unsymmetrischer Prüflinge (z.B. Koaxialkabel). Es können jedoch auch symmetrische Antennen und Leitungen mit ausreichender Genauigkeit gemessen werden. Die Abschirmung wird nicht geerdet.

Als HF-Generator zur Speisung der Brücke eignet sich ein Grid-Dip-Meter ebenso wie jeder andere HF-Oszillator veränderbarer Frequenz. Die zugeführte HF-Leistung sollte 1 W nicht übersteigen; etwa 0,2 W sind bereits ausreichend. Brückengleichgewicht ist vorhanden, wenn der am Drehwiderstand eingestellte Widerstandswert genau dem des bei R_x angeschlossenen Prüflings entspricht. In diesem Falle geht das Anzeigemeßwerk auf den Wert Null zurück.

Um den Eingangswiderstand einer Antenne festzustellen, wird die Speiseleitung von der Antenne entfernt; an ihrer Stelle werden die R_x -Buchsen des Antennascope direkt mit den Speisepunkten des Strahlers verbunden (Bild 5). Wurde die Antennenresonanz vorher mit einem Griddipper

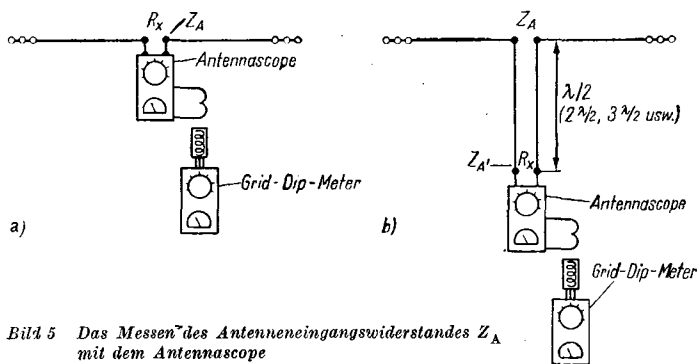


Bild 5 Das Messen des Antenneneingangswiderstandes Z_A mit dem Antennascope

ermittelt, so speist man das Antennascope mit dieser Frequenz. Am Drehwiderstand R3 wird Brückennull (= Nullanzeige Meßwerk) gesucht. Der an R3 eingestellte Widerstandswert entspricht dann genau dem Eingangswiderstand der Antenne. Kennt man die Antennenresonanz nur annähernd, weil sie vorher nicht gemessen wurde, so muß die Speisefrequenz für die Brücke so lange verändert werden, bis sich ein eindeutiges Brückengleichgewicht herstellen läßt.

Der Fußpunktwiderstand einer Antenne ist nur im Resonanzfall ein reiner Wirkwiderstand. Da mit dem Antennascope lediglich reelle Widerstände gemessen werden können, wird man auch nur dann ein Brückennull finden können, wenn die Speisefrequenz der Antennenresonanzfrequenz entspricht. Es ist deshalb möglich, mit der Meßanordnung Grid-Dip-Meter - Antennascope die Resonanzfrequenz und den Eingangswiderstand von Antennen in einem Arbeitsgang festzustellen. Entspricht der ermittelte Eingangswiderstand Z_A der Antenne nicht dem Wellenwiderstand Z der vorgesehenen Speiseleitung, so muß er unter Kontrolle mit dem Antennascope durch Veränderung der Anpassungsmittel (z.B. Verschieben der T-Glieder, Abstandsveränderungen an parasitären Elementen, Transformationsglieder usw.) auf den gewünschten Wert gebracht werden.

Oft ist es unmöglich oder zumindest unbequem, die Messung direkt am Antennenspeisepunkt vorzunehmen. In solchen Fällen wird die Erkenntnis ausgenutzt, daß eine Leitung, deren elektrische Länge genau $\lambda/2$ oder ganzzahlige Vielfache davon beträgt, jeden Widerstand an ihren Eingangsklemmen im Verhältnis 1 : 1 auf die Ausgangsklemmen transformiert. Der Wellenwiderstand der Leitung ist dabei ohne Bedeutung. Es kann also zwischen Strahler und Meßgerät eine $\lambda/2$ -Leitung ($2\lambda/2$, $3\lambda/2$, $4\lambda/2$ usw.) beliebigen Wellenwiderstandes geschaltet werden. Am Fußpunkt dieser Leitung erhält man dabei genau das gleiche Meßergebnis wie am Antennenspeisepunkt (Bild 5 b).

Die exakte geometrische Länge der Halbwellenleitung läßt sich ebenfalls mit dem Antennascope nach folgender Methode bestimmen: Ein nicht zu kurzes Stück der zu messenden Leitung wird frei aufgehängt und an einem Ende kurzgeschlossen; das offene Ende verbindet man mit den R_x -Buchsen des Antennascope. Der Drehwiderstand R3 steht auf Null. Dann verändert man die Speisefrequenz der Brücke (Griddipper) von niedrigen nach hohen Frequenzen vorsichtig so lange, bis sich Brückennull einstellt. Für diese Meßfrequenz ist nun die Leitung elektrisch genau $\lambda/2$ lang. Aus dem Verhältnis zwischen der geometrischen Länge der Leitung und ihrer elektrischen Länge (Halbwelle, bezogen auf die Meßfrequenz) wird dann der Verkürzungsfaktor der Leitung bestimmt, mit dem die geometrische Leitungslänge für jede beliebige andere Frequenz ermittelt werden kann.

Die Messung der Anpassung

Hat man mit dem Antennascope den Eingangswiderstand Z_A einer Antenne ermittelt, so erübrigt sich eigentlich die Messung der Anpassung, denn kennt man den Wellenwiderstand Z der Speiseleitung, so kann $Z_A = Z$ gemacht werden, der Anpassungsfaktor m ist dann gleich 1 (= Stehwellenverhältnis 1 : 1).

Leider versagt das Antennascope oft im UKW-Bereich, da die immer vorhandenen induktiven und kapazitiven Blindwiderstände der Bauteile und der Verdrahtung im Bereich sehr hoher Frequenzen die Einstellung des Brückengleichgewichtes verhindern. Ein Reflektometer liefert meist auch noch im UKW-Bereich brauchbare Meßergebnisse des Anpassungsfaktors. Seine Wirkungsweise beruht auf der Tatsache, daß nur im Falle

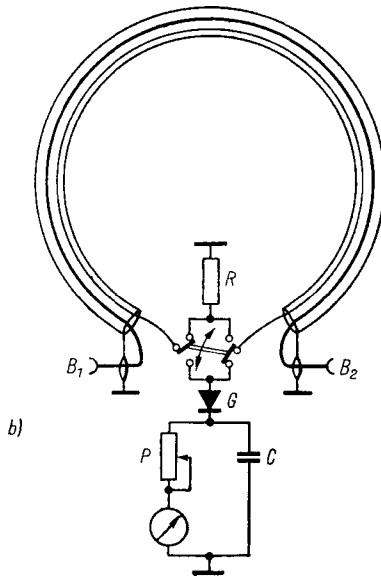
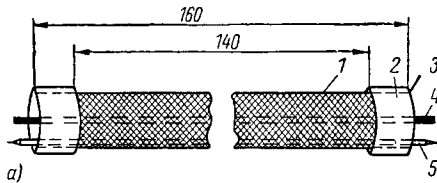


Bild 6
Das Mickeymatch

- a Kabelstück
 1 Außenleiter,
 Cu-Draht-Geflecht
 2 Rest des PVC-Maniels
 3 Anschluß Außenleiter
 4 Innenleiter
 5 isolierter Draht unter
 dem Außenleiter
 b Gesamtschaltung
 des Gerätes

exakter Anpassung die gesamte Hochfrequenzleistung von der Antenne „verarbeitet“ wird. Tritt Fehlanpassung auf, so fließt ein mehr oder weniger großer Anteil der erzeugten Hochfrequenz zum Sender zurück. Mißt man die direkte („durchlaufende“) und die reflektierte („rücklaufende“) Welle, so erhält man aus den beiden Meßwerten das Stehwellenverhältnis, aus dem der Grad der Anpassung ersichtlich ist.

Ein sogenanntes *Mickeymatch* als stark vereinfachtes Reflektometer ermöglicht die Messung der direkten und der reflektierten Wellen. Es ist einfach herzustellen und für den Amateurgebrauch hinreichend genau (Bild 6). Auf eine Beschreibung des Gerätes kann verzichtet werden, da in der Fachliteratur ausführliche Bauanleitungen veröffentlicht wurden (z. B. *funkamateurl*, H. 10, 1964, S. 328). Bezeichnet man die Spannung der direkten Welle mit U_d und die der rücklaufenden Welle mit U_r , so erhält man die Welligkeit s aus der Beziehung

$$s = \frac{U_d + U_r}{U_d - U_r}$$

bzw. ihren Kehrwert, den Anpassungsfaktor m , aus

$$m = \frac{U_d - U_r}{U_d + U_r}.$$

Reflektometer haben immer koaxialen Aufbau; der Abschnitt der Meßleitung muß den gleichen Wellenwiderstand aufweisen wie die Speiseleitung. Ein Reflektometer bleibt auch während des Sendebetriebs in der Energieleitung und kann somit zur laufenden Betriebsüberwachung dienen.

Die Radioastronomie erfordert einen sehr großen technischen Aufwand. Zur Aufnahme und Messung der Radiofrequenzstrahlung aus dem kosmischen Raum dienen spezielle Antennen oder Antennensysteme sowie höchstempfindliche Funkempfänger mit zusätzlichen Registriereinrichtungen. — Die ersten radioastronomischen Beobachtungen, vor 35 Jahren von *Jansky* durchgeführt, erfolgten mit einer einfachen, im Azimut beweglichen Richtantenne. Das Prinzip der Parabolreflektorantenne wurde erstmalig von *Reber* angewendet, der die Janskysche Entdeckung aufgriff. Kurz nach dem zweiten Weltkrieg stellte man die aus Heeresbeständen stammenden Radarantennen, u.a. den „Würzburg-Riesen“ (Spiegeldurchmesser 7,5 m), in den Dienst der aufstrebenden Radioastronomie.

Nach den Erfordernissen des jeweiligen radioastronomischen Forschungsprogramms wurden in der Folge sowohl spezielle Parabolantennen als auch besondere andersgeartete Antennenformen oder -anordnungen konstruiert und in Betrieb genommen.

Da man nicht gleichzeitig die aus allen Richtungen kommende bzw. von mehreren Quellen ausgehende Strahlung, sondern nur die von einem kleinen Bereich der Sphäre emittierte empfangen will, sind Antennengebilde mit großer Richtschärfe erforderlich. Beim Radioteleskop ist diese z.B. durch einen parabolischen Reflektor gegeben; an seine mechanische Vollkommenheit werden — im Gegensatz zum optischen Teleskopspiegel — keine besonders hohen Anforderungen gestellt. Der Reflektor hat die Aufgabe, die auftreffende radiofrequente Strahlung in einem Brennpunkt zu vereinigen, in dem ein Dipol oder Hornstrahler als sogenannter Primärstrahler angeordnet ist.

Im allgemeinen beträgt die Länge des Dipols $\lambda/2$ der zu empfangenden Radiofrequenzstrahlung. Der entscheidende Vorzug der Parabolantenne besteht darin, daß sie, bei entsprechender Abstimmung, für jede Wellenlänge innerhalb des für radiofrequente Untersuchungen in Betracht kommenden Bereiches verwendbar ist. Lediglich die Dipole müssen von Fall zu Fall ausgewechselt werden.

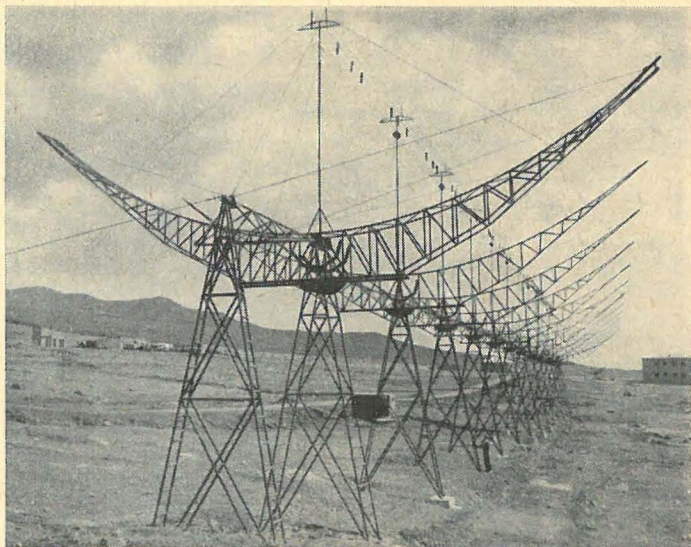


Foto A Radiointerferometer des Astrophysikalischen Observatoriums Bjurakan, Armen. S. S. R. (1700 m über NN). Diese Anlage ist eine der größten ihrer Art; die „Spiegelfläche“ des Systems beträgt 4400 m^2

Bei Reflektordurchmessern bis zu etwa 2 m besteht das Paraboloid meistens aus einem massiven Metallschirm; bei größeren „Spiegeln“ ist zur Gewichtsverminderung oder um den Auswirkungen des Winddruckes zu begegnen, ein Metallnetz parabolförmig über ein starres Metallgerüst gespannt. Der Wellenlänge gegenüber muß die Maschenweite des Netzes klein sein.

Für die Montierung des Systems gibt es grundsätzlich zwei Möglichkeiten: Bei der *azimutalen* Montierung steht die Hauptachse des Teleskops senkrecht zur Horizontalen, bei der *parallaktischen* ist die Hauptachse parallel zur Drehachse der Erde ausgerichtet. Dabei hat man den beachtlichen Vorteil, daß die Nachführung des Teleskops nur die Änderung *einer* Koordinate, nämlich im Stundenwinkel erfordert. Extrem große Parabolantennen sind mitunter als Transitinstrumente aufgebaut; sie lassen sich nur in der Nord-Süd-Richtung bewegen. Um die Sphäre abzutasten, wird in diesem Fall die Erdrotation ausgenutzt. Durch Nachführen des Primärstrahlers kann die zu beobachtende Radioquelle kurzzeitig (einige Minuten) verfolgt werden.

Die wesentlichsten Eigenschaften eines Radioteleskops sind *Winkelauflösungsvermögen* und *Antennengewinn*. Beide Größen hängen direkt

vom Durchmesser des Parabolreflektors ab. Die Strahlungsempfangsleistung bzw. der Antennengewinn ist das Maß dafür, um welchen Betrag sich die aufnehmbare Empfangsleistung ändert, wenn an Stelle des Normalstrahlers (Kugel- oder Isotropstrahler = Antenne mit ideal kugelförmiger Richtcharakteristik) eine Richtantenne verwendet wird. Als Winkelauflösungsvermögen α wird der kleinste Winkelabstand bezeichnet, in dem zwei punktförmige Radioquellen gerade noch als getrennte Objekte erkennbar sind. Das vom Reflektordurchmesser und der Wellenlänge der empfangenen Radiofrequenzstrahlung abhängige Auflösungsvermögen kommt annähernd der Antennenhalbwertbreite gleich, d. h. dem Abstand zweier gegenüberliegender Punkte des Antennendiagramms, in denen die Antennenempfindlichkeit auf die Hälfte des maximalen Wertes abgesunken ist. Werden Reflektordurchmesser D und Wellenlänge λ in m gemessen, so gilt:

$$\alpha = 1,22 \cdot \frac{\lambda}{D} \quad \text{oder} \quad 70^\circ \cdot \frac{\lambda}{D};$$

$$\text{Halbwertbreite} = 59^\circ \cdot \frac{\lambda}{D}$$

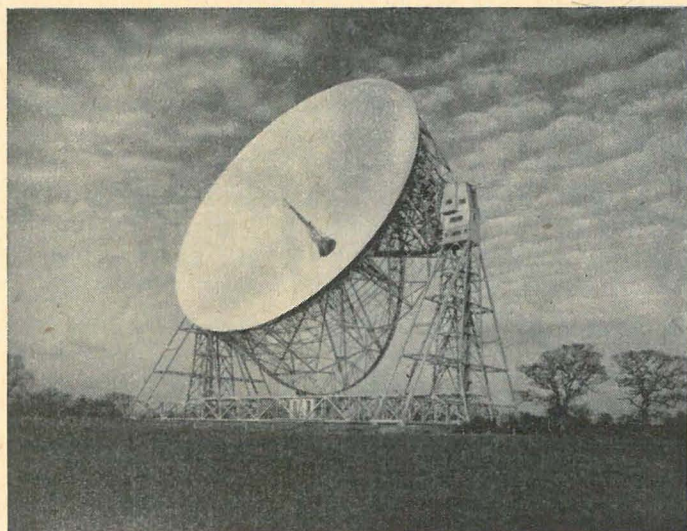


Foto B 250-ft-(75-m-)Radioteleskop der Universität Manchester in Jodrell Bank, Cheshire, England. Es ist ein nach allen Richtungen — in Azimut und Höhe — einstellbares Radioteleskop. Sein Gewicht beträgt 750 t.

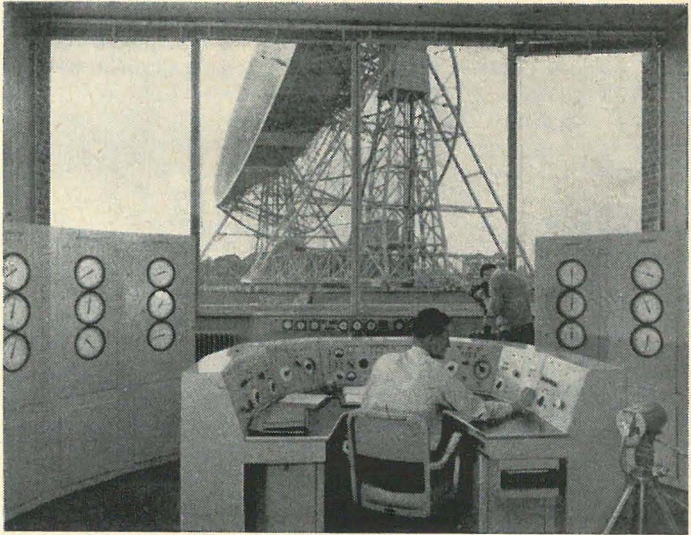


Foto C Im Steuer- und Kontrollraum des Jodrell-Bank-Radioteleskops. Hier wird, in Verbindung mit einem elektronischen Rechner, das Instrument auf die zu beobachtende Radioquelle eingestellt und ihr automatisch nachgeführt

Das Auflösungsvermögen verbessert sich also mit abnehmender Wellenlänge. Es ist dennoch sehr bescheiden. Die Ursache dafür liegt in der gegenüber den Lichtwellen 10^4 - bis 10^8 mal größeren Wellenlänge. Während beispielsweise bei einem optischen Spiegelteleskop mit einer Öffnung von 1 m bei $\lambda = 5 \cdot 10^{-5}$ cm (grünes Licht) $T_{\text{vis}} = 6 \cdot 10^{-7} = 0,1$ Bogensekunde ist, liefert ein gleich großer Radioteleskopreflektor bei $\lambda = 10$ cm schon $R_{\text{rad}} = 1,2 \cdot 10^{-1} = 6,7^\circ$ (!). Auch mit den größten Radioteleskopen mit ihren riesigen Reflektoren gelingt es nicht, etwa ein Bild der Sonne – scheinbarer Durchmesser $0,5^\circ$ – zu erzeugen, wie das mit optischen Instrumenten möglich ist. Deshalb läßt sich mit einem kleinen Einzelparabolspiegel auch nicht die Radioemission einzelner Punkte der Sonnenoberfläche bestimmen. Man erhält nur die Gesamtemission der Radiowellen ausstrahlenden Gebiete auf der Sonne mit ihrer engeren oder weiteren Umgebung.

Damit ein einigermaßen befriedigendes Auflösungsvermögen erzielt werden kann, sind Parabolreflektoren mit großem Durchmesser und geringem Flächenfehler (Abweichung der Reflektoroberfläche von der

Parabelform) erforderlich. Indessen besteht für die Größe des Reflektors mit vorgegebener Flächengenauigkeit eine obere Grenze; sie ist bedingt durch das spezifische Gewicht und die Festigkeit des Baumaterials (Aluminium, Stahl). Eine untere Grenze besteht für die Flächengenauigkeit bei gegebenem Reflektordurchmesser.

Eine Möglichkeit, das Auflösungsvermögen radioastronomischer Antennen zu verbessern, besteht darin, daß man Gruppen von Yagi- oder kleinen Parabolantennen zusammenschaltet. Werden – im einfachsten Fall – 2 Radioteleskope oder sonstige Richtantennen in Ost-West-Richtung um eine im Verhältnis zur Wellenlänge große Strecke versetzt, so erhält man das *2-Element-Radiointerferometer*. Genau in der Mitte zwischen den beiden Antennen wird der gemeinsame Empfänger angeordnet und mit den Antennen durch eine HF-Leitung verbunden. Dieses System ergibt im Prinzip das gleiche Auflösungsvermögen wie ein einziger Parabolreflektor mit einem Durchmesser, der gleich der Basislänge des Interferometers ist. Aber auch bei diesem Verfahren reicht das Auflösungsvermögen nicht aus, punktförmige Radioquellen aufzulösen. Diese Methode dient daher zur Ausmessung flächenförmiger Objekte und zur Bestimmung von Örtern kosmischer Radioquellen.

Das Prinzip des 2-Element-Radiointerferometers zeigt Bild 1. Befindet sich die zu beobachtende Radioquelle genau im Meridian, dann fallen die Strahlen 1 und 2 mit gleicher Phase ein, so daß das Anzeigeinstrument des Empfängers eine Intensitätssteigerung registriert. Bei dem sich aus der Erdrotation ergebenden schrägen Einfall treffen die Strahlen 1' und 2' unter dem Winkel ϑ mit dem Wegunterschied $x = d \cdot \sin \vartheta$ ein. Ist $x = \lambda/2$, dann kommen beide Wellenzüge gegenphasig an und löschen sich am Empfangsort aus. Da sich der Vorgang wiederholt, nimmt während des Durchganges der Radioquelle durch den Meridian die vom Registriergerät des Empfängers angezeigte Intensität periodisch zu und ab (Bild 2). Aus dem Zeitpunkt, zu dem das Intensitätsmaximum eintritt, sowie aus der zeitlichen Folge der Maxima lassen sich die Koordinaten

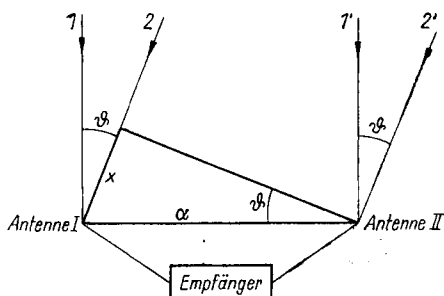


Bild 1
Prinzip des 2-Elemente-
Interferometers

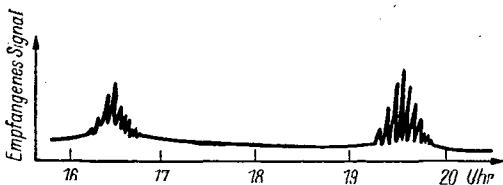


Bild 2 Interferenzdiagramm eines 2-Element-Interferometers;
Meridiandurchgang zweier Radioquellen
(nach Ryle und Vonberg)

der Quelle (Rektaszension, Deklination) ableiten. Die Interferenzmaxima sind um so schärfer und der Augenblick des Meridiandurchganges der Quelle läßt sich um so präziser erfassen, je kleiner das Verhältnis Wellenlänge/Antennenabstand (λ/d) ist. Bei flächenhaften Objekten, bei denen die Strahlen ja nicht mehr parallel einfallen, erfolgt logischerweise eine Verflachung der Interferenzfigur; die Intensität sinkt nicht mehr auf Null ab. Im Extremfall kann die Interferenz völlig verschwinden. Derartige Beobachtungen ermöglichen die Bestimmung der Winkeldurchmesser von Radioquellen. Man arbeitet mit Antennenabständen bis zu etwa 30 km. Die Verbindung zwischen Antennen und Empfangsgerät wird häufig durch eine Richtfunkstrecke hergestellt.

Um auch in der zweiten Koordinate, der Deklination, große Richtschärfe zu erzielen, werden 2 zueinander senkrecht stehende Interferenzsysteme zu einem Kreuz (Mills-Kreuz) kombiniert. Die Anwendung des Interferometerprinzips, das in zahlreichen Abwandlungen existiert, beschränkt sich auf Wellenlängen größer als 10 cm, da der Strahlungsfluß der Radioquellen und damit die am Empfängereingang zur Verfügung stehende „Signal“-Leistung mit kleiner werdender Wellenlänge rasch abnimmt.

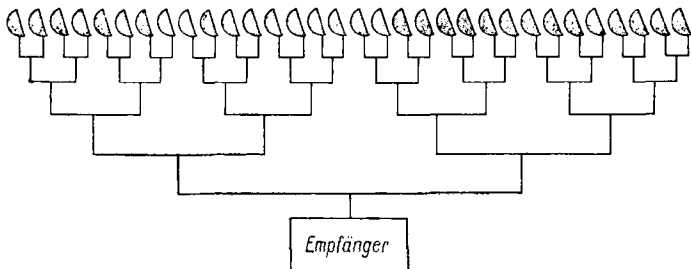


Bild 3 Schema eines 32-Element-Interferometers
(nach Christiansen und Warburton)

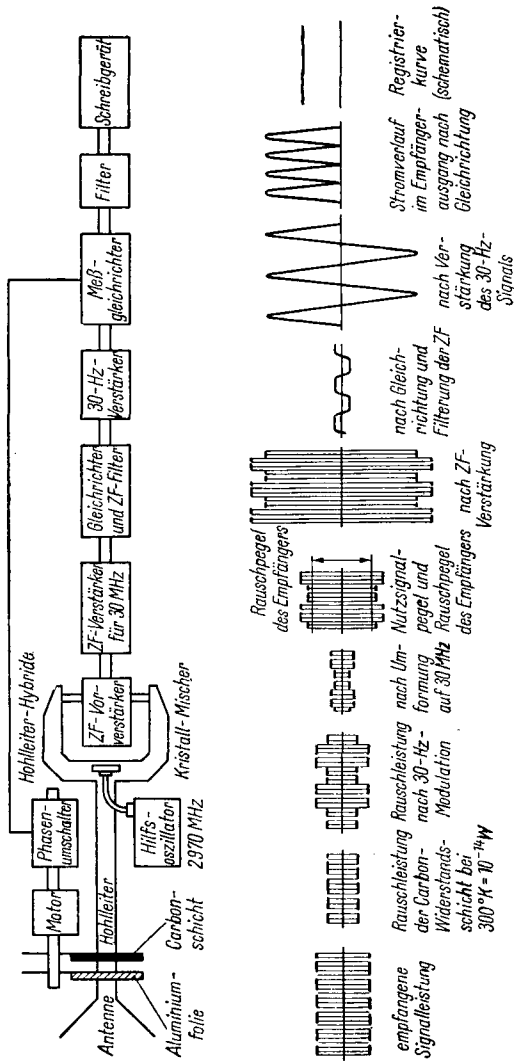


Bild 4 Prinzip eines Mikrowellenradiometers und Schema der Signalfolge (nach Dieke und Klinger)

Zur Beobachtung diskreter Radioquellen auf der Sonne bei $\lambda = 21$ cm ist ein Vielfach-Interferometer entwickelt worden. Seine Wirkungsweise entspricht der eines optischen Beugungsgitters. Mit einem in neuerer Zeit in Betrieb genommenen 2dimensionalen Vielfach-Interferometer können Radioheliogramme, Radiobilder der Sonne, erzeugt werden. Diese Anlage besteht aus 32 in Richtung Ost-West mit je 12 m Abstand aufgereihten Radioteleskopen von je 6 m Durchmesser und einer entsprechenden Reihe von 32 in Nord-Süd-Richtung angeordneten Teleskopen (Bild 3). Für die Beobachtung der häufig zirkular-polarisierten solaren Radiowellen werden Antennensysteme für zirkulare Polarisation verwendet. Je nach dem Wellenbereich, in dem sie arbeiten, ist die Konstruktion unterschiedlich. Für Beobachtungen im hochfrequenten Bereich des „Radiofensters“ (cm- und mm-Wellen) bleiben bewegliche Einzelantennen nach wie vor die idealen Beobachtungsinstrumente.

Die Forderungen, die an den Empfänger gestellt werden, sind: extrem hohe Verstärkung, Rauschmut und optimale Konstanz der Empfindlichkeit während des Beobachtungsvorganges. Die letzte Bedingung ist in Anbetracht der hohen Verstärkung praktisch nur sehr schwer zu verwirklichen. Man hat indessen ein spezielles Verfahren entwickelt, das die unmittelbare Messung geringer Änderungen der Antennentemperatur zur Eliminierung der Empfänger-Eigenrauschleistung gestattet. Die „Signalfolge“ eines derartigen Mikrowellenempfangsgerätes (Radiometer) zur Messung solarer Zentimeter- und Millimeterwellen zeigt Bild 4. Im Meterwellenbereich wendet man im allgemeinen ein Differenzmeßverfahren an, das sich eines rotierenden Umschalters bedient, der etwa 30 Umschaltungen je Sekunde ausführt. Mit diesem Schalter wird der Empfänger abwechselnd mit der Antenne und mit einer Rauschdiode verbunden. Das Prinzip dieser Anlage ist in Bild 5 wiedergegeben.

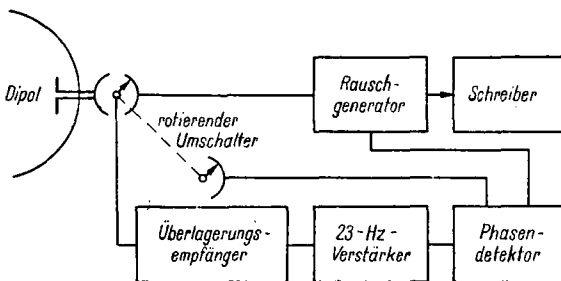


Bild 5 Schema einer Empfangsanlage für radioastronomische Messungen nach der Differenzmethode (nach Ryle und Vonberg)

Die Empfänger arbeiten nach dem Überlagerungsprinzip. Für Frequenzen größer als 500 MHz sind Empfangsgeräte mit quarzstabilisierter Mischstufe gebräuchlich. Im Meterwellenbereich ist es üblich, der Mischstufe 1 oder 2 Signalverstärker vorzuschalten. Die Kaskodeschaltung, bei der auf die Eingangstriode ein Katodenfolgeverstärker in Gitterbasisschaltung folgt, hat sich als besonders rauscharm erwiesen. Es werden Rauschzahlen von $F < 2$ erreicht. An den Empfänger ist ein Anzeigesystem angeschlossen, das die Intensität der empfangenen Strahlung registriert. Meist werden empfindliche Schreiber verwendet, die mit einem kontinuierlich ablaufenden Papierstreifen arbeiten. Auf diesem wird das Meßergebnis in Form einer Kurve aufgezeichnet. Spezielle Beobachtungen registriert man mit Hilfe einer Katodenstrahlröhre, vor deren Schirm ein fotografischer Film kontinuierlich abläuft.

Die Entwicklung auf dem Gebiet der Maser-Technik hat es inzwischen ermöglicht (allerdings mit enormen apparativem Aufwand), Maser (Molekularverstärker) zur Verstärkung sehr schwacher kosmischer radiofrequenter Emissionen im Zentimeterwellenbereich einzusetzen. Während moderne Verstärker mit rauscharmen Wanderfeld-Röhren Eigenrauschtemperaturen von 1000 bis 3000°K aufweisen, betragen diese beim Molekularverstärker nur 1 bis 3°K.

Jeder Genosse unserer Einheit kennt und achtet ihn, den Unterfeldwebel Stefanides, Truppführer einer Funkstelle (kurz Stefan genannt und nicht viel älter als dreiundzwanzig Jahre).

In seiner Dienstzeit gab es drei Höhepunkte:

- Am 10. November 1965 wurde ihm die Funkferschreibklassifikation Stufe I verliehen.
- Einen Monat früher, am 7. Oktober 1965, hatte ihm der Regimentskommandeur das Leistungsabzeichen der Nationalen Volksarmee überreicht.
- Und wiederum nach kurzer Zeit konnte er auch für seinen Trupp das Leistungsabzeichen der NVA in Empfang nehmen.

Bescheiden weist der Truppführer auf seine Genossen. Ohne sie, so sagt er, wäre das nicht möglich gewesen. Doch sollte man seinen persönlichen Anteil an diesem Erfolg nicht schmälern.

Wie kam es dazu ?

Unterfeldwebel Stefanides lernte seinen Vater nicht kennen. Wie bei so vielen Familien hinterließ der zweite Weltkrieg eine nicht zu schließende Lücke. Seine Schulzeit wurde durch unseren Staat geprägt. Er absolvierte die 10-Klassen-Schule und lernte Elektriker. In Schwedt, einem der jüngsten Bauplätze unserer Republik, wuchs er auf und arbeitete er. Er nahm sich vor, eine Fachschule seiner Berufsgruppe zu besuchen und sich in seinem Beruf zu vervollkommen. Seine Grundeinstellung ist gekennzeichnet durch den Drang nach mehr und mehr Wissen.

Doch es kamen die Wehrpflicht und seine Musterung.

Achtzehn Monate wirst du gewissenhaft dienen und später zur Fachschule gehen, das nahm er sich vor, und diese Meinung vertrat er auch beim ersten Gespräch mit der Musterungskommission. Einige Zeit später fand



in seinem Betrieb ein Gespräch zwischen Vertretern der FDJ, der NVA und einer Reihe junger Kollegen statt. Es wurde eingehend über die Qualifizierung jedes einzelnen gesprochen und über die Möglichkeiten spezieller Weiterbildung im Rahmen einer dreijährigen Dienstzeit diskutiert. Stefanides wurde es dabei klar, daß für ihn – entsprechend seiner Vorbildung – die besten Voraussetzungen, auch für eine fachliche Weiterentwicklung, in der Waffengattung Nachrichten gegeben seien. Als er sich daraufhin als Soldat auf Zeit verpflichtete, gingen seine Gedanken und Vorstellungen noch immer dahin, sich einmal in seinem Beruf weiterzuqualifizieren.

Den Lehrgang auf der Unteroffiziersschule beendete er erfolgreich und wurde Funktruppführer; sich selbst schätzte er aber noch ein als „mittelmäßigen Funker im 2. Diensthalbjahr“ . . .

Heute ist er Spezialist! „Ich sehe jetzt durch, absolut – zu fünfundachtzig Prozent!“ meint er lächelnd, und das ist keinesfalls übertrieben.

Was er nicht sagt, ist, daß das Klassifizierungsabzeichen eine Quittung darstellt für seinen unermüdlichen Fleiß. So manchen Abend brannte im

Klassenraum Licht, klapperte die Morsetaste . . . , Als Ausbilder muß ich etwas können, mehr können als mancher andere; denn Vorbild zu sein ist die einzige Basis, auf der man als Leiter etwas erreichen kann in der Ausbildung.“ Aber leichtgefallen ist ihm das keineswegs. Ausdauer und Freude am Funken halfen ihm.

Die Unteroffiziersschule legte zwar den Grundstein für seine Ausbilder-tätigkeit, doch kommen in der Kürze der Ausbildungszeit die Probleme der Menschenführung oft zu kurz, und erst in der Praxis lernt der Unter-offizier, die Menschen richtig einzuschätzen und zu rühren. Als Ausbilder hatte er des öfteren Kollektive zu qualifizieren. Doch Vorgesetzter einer größeren Gruppe von Menschen zu sein, das war am Anfang nicht immer einfach, sein Organisationstalent allein reichte nicht aus, und erst die Erfahrung lehrte ihn konkrete Forderungen zu stellen – an sich selbst! Denn selbst mehr zu wissen, als unbedingt erforderlich ist, das schafft wesentliche Voraussetzungen dafür, Menschen richtig anzuleiten und Autorität zu erlangen.

Unterfeldwebel Stefanides sagt von sich: „Die Armeezeit hat mir geholfen, mich selbst weiterzuentwickeln, richtig aufzutreten und richtig zu handeln.“



Durch Beharrlichkeit, Fleiß und Energie wuchs er zu einer Persönlichkeit heran. Das ist jedoch nicht nur das Ergebnis der Erziehung an sich selbst: Zwölf Belobigungen als Anerkennung seiner Leistungen ließen ihn immer wieder neuen Mut schöpfen, waren ihm Ansporn für die weitere Verbesserung seiner Tätigkeit.

Natürlich ist der Weg zum Funker nicht der einzige zur Spezialisierung in der Nachrichtentruppe. Ob Fernschreiber oder Fernsprecher, ob Baufernsprecher oder Mechaniker, vielseitig und interessant sind alle Laufbahnen innerhalb unserer Waffengattung.

Funker zu sein ist bestimmt nicht einfach, aber selbst die, die mit der Disziplin immer ein wenig auf Kriegsfuß stehen, reißt es mit, und sie leisten unter den Bedingungen einer Übung aufopferungsvolle Arbeit zur Erfüllung der gestellten Aufgaben. Dann bereitet natürlich die Zusammenarbeit besondere Freude. Und damit ist wiederum ein Schritt vorwärts getan: Schließlich werden unter allen Bedingungen solche Verhältnisse herrschen.

Mit seinem Trupp ist Genosse Stefanides natürlich besonders eng verbunden. Beim letzten Sportfest des Bataillons wurden fünfundsiebzig Prozent seines Trupps Meister. Das ist nicht weiter verwunderlich, fand Stefanides doch selbst während seiner Armeezeit als ASG-Vorsitzender ein reiches sportliches Betätigungsfeld. Schon immer war er im Sport aktiv gewesen; vor allem das Rennrad hatte es ihm angetan. Dann aber kam er auf Grund eifriger Studiums von Sportliteratur zu der Erkenntnis, daß Leichtathletik den Körper besser durchtrainiert. Wegweisend jedoch waren für ihn ein Lichtbildervortrag und ein langes Gespräch mit Rudi Köppen von Dynamo Berlin: Er entwickelte sich zum Langstreckenläufer. Und sein Wunschtraum nach erreichten zwanzig Kilometern ist: „Einmal im Leben möchte ich gern Marathon laufen!“

Sport wurde zu seiner Lieblingsbeschäftigung in der Freizeit, sogar schon 5.00 Uhr früh, vor dem Wecken. Das trug ihm zwar vielfach Verständnis, aber auch manches Lächeln ein. Doch seine Begeisterung blieb, und in ihm reifte der Gedanke, nach seiner Dienstzeit ein Studium auf sportlichem Gebiet aufzunehmen. Zunächst will er das Abitur, die Voraussetzung für das Studium an einer Hochschule, nachholen und sich danach zum Trainer oder Sportlehrer qualifizieren. Ganz genau steht das noch nicht fest.

Es wäre allerdings verfehlt, daraus zu folgern, aha, ein ausgesprochener „Nur-Sportler“! Bei der letzten Prüfung in der politischen Schulung zeigte er ausgezeichnete Leistungen. So wie er im Sport bemüht ist, sich ständig weiterzubilden, wie er auf seinem Spezialgebiet Funken immer „am Ball bleibt“, so arbeitet er auch daran, sein politisches Wissen immer von neuem aufzufrischen und zu erweitern. Die Soldaten stellen so manche Frage, deren Beantwortung gutes Wissen voraussetzt. Die äußere Anerkennung für seine Bemühungen ist in dem Abzeichen „Für gutes Wissen“ zu sehen.



Natürlich beschränken sich die Möglichkeiten der Freizeitbeschäftigung nicht nur auf die genannten Gebiete. Bastelzirkel und Chor, Kapelle und Schach, FDJ-Arbeit und ASG-Turniere (übrigens ist er einer der aktivsten ASG-Leiter) wechseln einander ab und ermöglichen es, den unterschiedlichsten Interessen nachzugehen.

Vielseitig und verantwortungsvoll ist die Aufgabe eines Truppführers. Und sie endet nicht mit den Stunden der Ausbildung. Unsere Zeit hat auch das Verhältnis zwischen Vorgesetzten und Unterstellten verändert. Kamerad und Helfer, Vorbild und Erzieher junger Menschen, darin sehen wir die Ideale unserer sozialistischen Gesellschaft. Truppführer Stefanides empfindet selbst sehr gut, daß es nicht leicht ist, alle Aufgaben zu erfüllen, aber er kennt auch die Genugtuung, wenn er einschätzen kann: „Aufgabe erfolgreich durchgeführt!“

Heute, wenn diese Zeilen tausendfach vervielfältigt sind, liegt die dreijährige Dienstzeit, in Ehren erfüllt, hinter dem Genossen Stefanides. Mögen sie eine kleine Würdigung sein für den Beitrag zum Schutze unseres Vaterlandes, den er leistete. Viel Glück für sein künftiges Leben, viel Erfolg beim Studium!

Gut wäre es, wenn viele seinem Beispiel folgten, ja, wenn er selbst die Möglichkeit fände, unsere Jüngsten auf ihren Wehrdienst vorzubereiten, sei es im Sport oder in der Funkausbildung (denn – wie er selbst sagt – das Funken läßt man nie).

Bevor ein Entschluß gefaßt wird

Dem Militärspezialisten ist hinreichend bekannt, wie wichtig für den Kommandeur einer Einheit rechtzeitige Informationen über den Gegner, die eigenen Truppen, über das Gelände, die Munitionsbestände und andere Versorgungsgüter sind. Aus diesem Grund besteht ein wesentlicher Teil der Stabsarbeit darin, für den Kommandeur Informationen zu sammeln, sie zu analysieren, damit ein begründeter Entschluß gefaßt werden kann. Ist der Entschluß gefaßt, dann bemühen sich die Stäbe, ihn den Ausführenden rechtzeitig zur Kenntnis zu bringen.

Im Gefecht kontrolliert der Stab ununterbrochen die Handlungen derer, die den Entschluß des Kommandeurs verwirklichen. Der Stab erhält über den Gefechtsverlauf Informationen, analysiert sie und legt sie dem Kommandeur erneut zur Entschlußfassung vor. Der Kommandeur ist dadurch in der Lage, rechtzeitig auf Lageveränderungen zu reagieren.

Unter den Bedingungen, wie sie in den letzten Etappen des zweiten Weltkrieges vorherrschten, waren die Stäbe trotz Anspannung aller Kräfte nicht in der Lage, die vielen eingehenden Informationen zu bearbeiten. Die Nachrichtenmittel wurden dabei stark strapaziert. Ihre Durchlaßfähigkeit entsprach zwar in befriedigendem Maße den Anforderungen, wenn der Stab entfaltet war, in der Bewegung und im Gefecht dagegen traf das keineswegs mehr zu.

Heute ist die Situation noch komplizierter. Wurden früher Aufklärungsangaben über den Gegner hauptsächlich von der Luftaufklärung und den Aufklärungseinheiten beschafft und dann durch die Funk- und Funkmeßaufklärung ergänzt, so ist das heute grundsätzlich anders. Die Masse der Informationen über den Gegner liefern die funktechnischen Aufklärungsmittel.

In der US-Armee werden z. B. sehr häufig ferngelenkte Aufklärungsmittel eingesetzt. Sie liefern Aufklärungsangaben mit Hilfe gewöhnlicher und spezieller Bordfunkmeßgeräte. Außerdem beschaffen sie Angaben mit Infrarotaufklärungsgeräten und weisen größere Metallmassen mit Magne-

tometern nach. Außer diesen Angaben gewinnt man Luftbilder, die sofort an Bord entwickelt werden, und in einigen Fällen auch unmittelbar zur Erde gefunkte Fernsehbilder von dem überflogenen Gebiet. Die amerikanischen Spionageraumflugkörper machen Luftbilder von dem überflogenen Territorium und liefern während einer Erdumkreisung Tausende von Bildern. Die gleichen Raumflugkörper übertragen auch Werte von den Infrarotaufklärungsgeräten, der Funkaufklärung usw. zur Erde.

Die ständig zunehmenden Aufklärungsangaben müssen rechtzeitig bearbeitet werden und den Kommandeuren und Stäben in anschaulicher Form zur Verfügung stehen. Der Einsatz von Raketenkernwaffen läßt den Umfang an notwendigen Informationen noch weiter ansteigen. Im Gefecht ist man gezwungen, Angaben über die radiologische Lage zu sammeln, zu bearbeiten und weiterzugeben.

Sprunghaft steigen die Forderungen hinsichtlich genauer Wettervorhersagen. Komplizierter wird auch die Aufgabe, das Gebiet, in dem die Kampfhandlungen stattfinden, topografisch und geodätisch zu bestimmen. Die hohe Beweglichkeit und die starke Dezentralisierung der eigenen Truppen erfordern es, schnell genaueste Angaben von ihnen zu erhalten.

Aus alledem wird klar, daß die Grundlage der Truppenführung in einem ununterbrochenen Austausch von Informationen und ihrer Bearbeitung besteht, wobei die wichtigsten Angaben herausgegriffen und den Beteiligten übermittelt werden.

Bei modernen Kampfhandlungen steigt die Zahl der Informationsquellen und folglich auch die der Informationen in allen Führungsebenen unermeßlich. Nicht nur die Zahl der Informationen, sondern auch ihr Umfang hat sich erweitert, so daß die Laufzeit länger ist und der Gegner die Möglichkeit hat, sie zu stören. Verlängert sich jetzt noch die Bearbeitungszeit, so veralten die Informationen und verlieren damit an Wert. Die Entschlußfassung auf einer solchen Basis erfolgt dann verspätet. Sehr oft kommt es zu unnötigen Belastungen der Nachrichtenkanäle und zu übertriebenen Forderungen an die Nachrichtennittel. Die Militärfachleute müssen tatsächlich nach Wegen suchen, diese Probleme zu lösen. Eine wesentliche Hilfe dabei bietet die Kybernetik, genauer ein Teil der Kybernetik, die *Informationstheorie*.

Mit Hilfe der Informationstheorie können mengenmäßige Analysen der Informationsströme durchgeführt werden. Außerdem kann man den Wert der Informationen einschätzen. Es läßt sich auch feststellen, inwieweit der eine oder andere Informationsfluß überhaupt notwendig ist oder welchen Umfang er haben muß.

Darüber hinaus können die Informationsflüsse richtig verteilt und notwendige von unnötigen Informationen getrennt werden.

Unter dem Begriff „Information“ versteht man gewöhnlich beliebige Nachrichten über Ereignisse, Erscheinungen, Systeme, Objekte, über ihren Zustand, ihre Handlungen oder ihr Verhalten. Der Informationsfluß

stellt eine bestimmte Zahl von Nachrichten dar, die in der Zeiteinheit von der Informationsquelle zum Empfänger gelangen, und zwar auf allen zwischen beiden bestehenden Nachrichtenkanälen.

In der Informationstheorie versteht man unter einem Nachrichtenkanal beliebige Übertragungsmittel zwischen der Informationsquelle und dem Empfänger, angefangen von dem persönlichen Gespräch bis zum Funkkanal vom Raumschiff zur Erde über Millionen Kilometer.

Die Informationstheorie vermittelt allgemeine Gesetzmäßigkeiten der Übertragung und Bearbeitung von Informationen, erforscht Methoden ihrer mengenmäßigen Einschätzung und der zuverlässigen Übertragung auf einem beliebigen Nachrichtenkanal. Diese Theorie entstand vor der Kybernetik, in den vierziger Jahren unseres Jahrhunderts, im Zusammenhang mit praktischen Aufgaben der Nachrichtentheorie. Die Informationstheorie wurde zu einem wertvollen mathematischen Hilfsmittel bei der Untersuchung verschiedener Führungsprozesse.

Ein beliebiges Führungssystem umfaßt leitende und geleitete Objekte. Das kann z. B. ein Stab und ein diesem Stab unterstellter Einheitskommandeur sein, die beide durch Nachrichtenkanäle miteinander verbunden sind. Vom Standpunkt der Kybernetik aus besteht der Führungsprozeß im Informationsaustausch zwischen den Objekten, in der Bearbeitung und der Umwandlung der Informationen, in der Ausgabe einer Kommandoinformation vom leitenden Objekt an das zu leitende und von diesem wiederum eine Ausführungsinformation an das leitende Objekt. Hierzu gehören auch die Speicherung, die Suche und die Ausgabe verschiedener Auskunftsinformationen. Mit anderen Worten, jeder beliebige Führungsprozeß ist vor allem als Informationsprozeß zu betrachten. Mit der Wahl und der Sicherstellung der besten Formen und Methoden für den Ablauf der Informationsprozesse beschäftigt sich die Informationstheorie. Sie konzentriert sich hauptsächlich auf die Informationsmenge, die ohne Verzerrungen in einer Zeiteinheit auf den Nachrichtenkanälen übertragen werden. Die physikalischen Vorgänge in den Nachrichtenkanälen werden dabei nicht berücksichtigt.

Die Informationstheorie untersucht z. B. nicht, was der Kanal überhaupt darstellt. Für sie ist es uninteressant, auf welche Weise die Nachrichten (Informationen) übertragen werden: ob zwei Teilnehmer ein Gespräch in einem Zimmer führen oder ob sich das Ganze innerhalb eines Funkgesprächs zwischen der Bodenstation und einem Raumschiff abwickelt.

Als mathematische Grundlage dient der Informationstheorie die bekannte *Wahrscheinlichkeitstheorie*. Für die Informationstheorie sind im Laufe der Zeit verschiedene neue Begriffe geprägt worden. Nach der Informationstheorie wird angenommen, daß sich ein Objekt oder System, von dem Informationen ausgehen, in einem von vielen möglichen Zuständen befinden kann. Jedem Objekt wohnt aus diesem Grund eine Unbestimmtheit inne. Wovon hängt nun diese Unbestimmtheit ab?

Betrachten wir zu diesem Zweck zwei Systeme, die unterschiedlich viele mögliche Zustände aufweisen.

Das erste System soll ein Punktziel sein, auf das ein Schuß abgegeben wird. Das Ziel kann danach vernichtet oder nicht vernichtet sein. Vom Standpunkt der Informationstheorie aus bedeutet das: Dieses Punktziel zeichnet sich durch zwei mögliche Zustände aus. Der Einfachheit halber wird angenommen, daß beide Zustände gleichermaßen möglich sind.

Nun zum zweiten System. Ein gegnerisches Flugzeug wurde von einem Funkmeßposten aufgefaßt. Das geortete Ziel kann ein Aufklärer, ein Jäger, ein Bomber, ein Flügelgeschöß oder ein Transportflugzeug sein. Als Schlußfolgerung ergibt sich, daß es sich hier um ein System mit fünf möglichen Zuständen handelt. Es wird auch hier der Einfachheit halber angenommen, daß alle Zustände gleichermaßen möglich sind.

Für welches der beiden Systeme läßt sich der mögliche Zustand leichter voraussagen? Mit anderen Worten, was ist einfacher zu bestimmen: die wahrscheinliche Vernichtung oder Nichtvernichtung des Punktziels oder der Typ des aufgefaßten Luftziels?

Mit Hilfe einfacher Berechnungen kann man nachweisen, daß die Unbestimmtheit des zweiten Systems gegenüber dem ersten größer als 2 ist, da beim zweiten System mehr Zustände möglich sind als beim ersten.

Dieses Beispiel zeigt, daß der Grad der Unbestimmtheit eines Systems von den möglichen Zuständen abhängt. Diese Schlußfolgerung trifft aber nicht ganz den Kern der Sache. Betrachten wir beide Systeme noch einmal unter anderen Bedingungen.

Es wird angenommen, das zweite System enthält Zustände, die nicht gleichermaßen möglich sind. Die Wahrscheinlichkeit des ersten Zustands sei 0,9, die des zweiten 0,09, die des dritten 0,009, die des vierten 0,0009 und die des fünften 0,0001. Mit diesen Zahlen läßt sich nachweisen, daß unter der genannten Bedingung die Unbestimmtheit des zweiten Systems schon etwa zweimal kleiner ist als die des ersten Systems. Mit anderen Worten, man kann hier mit größerer Bestimmtheit voraussagen, um welches geortete Flugzeug es sich handelt. Mit großer Sicherheit ist nach den vorliegenden Zahlenwerten ein Aufklärer geortet worden. Damit wird klar, daß die Unbestimmtheit eines Systems nicht nur von der Zahl möglicher Zustände, sondern auch von ihrer Wahrscheinlichkeit abhängt.

Auf der Grundlage des Begriffs über den Grad der Unbestimmtheit eines Systems gibt die Informationstheorie eine genaue Definition. Sie enthält den Umfang der notwendigen Informationen für die eine oder andere Nachricht über das betrachtete System.

Der Informationsumfang wird danach gemessen, wie die Unbestimmtheit eines Systems entsprechend dem Eingang von Nachrichten über dieses System zurückgeht.

Wenden wir uns wieder den Beispielen zu und nehmen wir an, daß außer der Meldung über das Auffassen eines Flugzeugs auch mitgeteilt wird,

mit welcher Geschwindigkeit (1000 km/h) es fliegt und in welcher Höhe (30 000 m) es geortet wurde. Diese zusätzlichen Nachrichten enthalten unterschiedlich viel Informationen, weil sie verschiedenartig auf die Verringerung der Unbestimmtheit des Systems Einfluß nehmen. Tatsächlich besteht die Unbestimmtheit darin, daß der Typ des georteten Flugzeugs nicht bekannt ist. Die Nachricht über die Fluggeschwindigkeit ändert daran praktisch nichts, weil nach ausländischen Angaben alle in Betracht kommenden Flugzeugtypen mit der genannten Geschwindigkeit fliegen können. Als Schlußfolgerung ergibt sich, daß die Nachricht über die Fluggeschwindigkeit im gegebenen Fall keine Informationen enthält.

Im Gegensatz dazu trägt die Flughöhenangabe von 30000 m unter bestimmten Bedingungen dazu bei, den Flugzeugtyp näher zu charakterisieren. Es ist bekannt, daß in solchen Höhen nur bestimmte Flugzeugtypen längere Zeit fliegen können. Die Höhenangabe hilft, den Flugzeugtyp näher zu bestimmen, und verringert damit die Unbestimmtheit des Systems. Diese Nachricht enthält demnach ein bestimmtes Maß an Informationen über das System. Jetzt ist es nicht mehr schwer einzusehen, daß der Begriff über den Informationsumfang gleichbedeutend ist mit dem Begriff ihres Wertes.

Das sind einige informationstheoretische Grundlagen, durch die man Antwort auf wichtige praktische Fragen erhält, die anders nicht gelöst werden können.

Die Signale unterwegs

Informationstheoretische Fragen tauchen auf vielen Gebieten auf, in der modernen Wirtschaft, in der Technik und im Militärwesen. Am weitesten sind sie für das Gebiet der Übertragung von Informationen auf Nachrichtenkanälen ausgearbeitet. Hierbei untersucht man Fragen der besten Kodierung der Informationen, bei der sie sich mit dem minimalsten Aufwand an Symbolen bei und ohne Störungen übertragen lassen; darüber hinaus sucht man nach Möglichkeiten, die Durchlaßfähigkeit der Nachrichtenkanäle zu steigern und außerdem die Störfestigkeit der übertragenen Nachrichten zu erhöhen. Eine Reihe informationstheoretischer Fragen gehört in den Bereich, wo über Methoden der Eingabe, Speicherung und Ausgabe von Informationen aus den Speichereinrichtungen von Elektronenrechenmaschinen entschieden wird.

Die Informationstheorie stellt eine große Hilfe dar bei der Vervollkommnung von Methoden der Truppenführung. Die Truppenführung im Gefecht oder bei Operationen ist ein Informationsprozeß. Unter Information versteht man in diesem Fall die Gesamtheit aller Meldungen, auf die sich der Kommandeur bei der Entschlußfassung stützt. Viele von ihnen werden in Form von Ziffern dargestellt. Die Meldungen haben unterschiedlichen Wert. So kann z. B. eine abgegebene Meldung über einsatzbereite Panzer

in der Gefechtsordnung nicht die Ausfälle enthalten, die während der Übertragung der Meldung an den Stab eintreten. Die Koordinaten einer Raketenbasis des Gegners können durch Beobachtungsfehler und Kartenfehler ungenau, ja sogar völlig falsch sein, wenn es sich um eine Scheinstellung handelt. Verzerrte Informationen, die in Ziffernform übertragen und von Elektronenrechenmaschinen bearbeitet werden, ergeben fehlerhafte Resultate auch dann, wenn die Ausgangsinformation absolut zuverlässig war.

Die Grundvoraussetzung für die Truppenführung sind die Lagekenntnis und das rechtzeitige Reagieren auf Veränderungen durch Erteilen notwendiger Befehle. Die Methoden der Informationstheorie gestatten es, die besten Formen für die Informationsübertragung zwischen den verschiedenen Kommandoebenen auszuwählen.

Bekannt ist, daß eine unbestimmte Lage großen Einfluß auf die Truppenführung ausübt. Die Ungewißheit kann z. B. auf ungenügende Information über die eigenen Truppen, über die des Gegners oder auf ihren widersprüchlichen Charakter zurückzuführen sein. Abhängig vom Grad der Unbestimmtheit der Lage kommt es zu Entschlußänderungen in bezug auf die Konzentration von Kräften und Mitteln, auf ihre Verteilung usw. Dem Wesen nach sind Unbestimmtheit der Lage und Wert von Informationen Bestandteile operativ-taktischer Berechnungen.

Mit der Informationstheorie ist es möglich, zahlenmäßig, d. h. in Ziffernform, den Grad der Unbestimmtheit der Lage zu berücksichtigen und den Informationswert dieser oder jener Meldung über die Lage zu bestimmen.

Das Buch von *E. S. Wenzel, Einführung in die Operationsforschung* (erschienen im Deutschen Militärverlag, Berlin), enthält folgendes Beispiel:

„Auf ein Einzelziel wurden vier Raketen abgeschossen. Die Wahrscheinlichkeit der Vernichtung des Zieles durch eine Rakete beträgt 0,3. Nach dem Raketenbeschuß entsendet man einen Aufklärer in das Zielgebiet, der die Aufgabe hat festzustellen, ob das Ziel vernichtet wurde oder nicht. Ist das Ziel vernichtet, so kann der Aufklärer das nur schwer feststellen: Er wird mit großer Wahrscheinlichkeit unrichtige Aufklärungsangaben mitbringen. Ist dagegen das Ziel nicht zerstört, so wird es der Aufklärer leicht finden und genau über seinen Zustand berichten können.

Der Aufklärer ist nicht in der Lage, über den Zustand des Zieles etwas auszusagen. Die Wahrscheinlichkeit der Vernichtung oder Erhaltung des Zieles muß unter Berücksichtigung der Aufklärungsergebnisse bestimmt werden. Nach den notwendigen Berechnungen zeigt sich, daß ungeachtet der fehlenden Aufklärungsangaben die Wahrscheinlichkeit der Vernichtung des Zieles von 0,76 auf 0,97 gestiegen ist. Eine nicht minder wichtige Frage besteht in der optimalen, d. h. in der besten Übertragung von Informationen zwischen allen Kommandoebenen. Dabei stößt man auf

einen ernsten Mangel des Übertragungssystems, und zwar ist dies die Mehrstufigkeit, die dazu führt, daß Informationen verzögert werden und an Wert verlieren. Aus diesem Grund gehört die Ausarbeitung einer Übertragungsordnung, bei der die Informationen unmittelbar dem Empfänger zufließen, zu einem der wichtigsten Gebiete, die die Informationstheorie untersucht.“

Der Informationsfluß im System der Truppenführung wird durch die Organisation der Führung, durch die Kräfte und Mittel, durch die Methoden ihres Gefechtseinsatzes sowie durch das geographische Milieu bestimmt. Einen geringeren Umfang an Informationen in einzelnen Richtungen kann man durch Ausschalten nutzloser Mitteilungen erreichen. In jeder Sprache gibt es einen bestimmten Anteil Redewendungen, die nicht übertragen zu werden brauchen, ohne daß der Informationsgehalt leidet. Trotz betonter Kürze gibt es auch in der militärischen Umgangssprache noch verschiedene überflüssige Elemente. Die Informationstheorie weist nach, daß beim Fortfall des einen oder anderen Wortes der Informationsgehalt insgesamt erhalten bleibt.

Eine Möglichkeit, überflüssige Redewendungen und Formulierungen bei Meldungen zu vermeiden, sind einheitliche Tabellen für die mündliche und die schriftliche Information. Dazu bedarf es umfangreicher Untersuchungen der *Militärsprache* mit dem Ziel, die am häufigsten vorkommenden Wörter, Wendungen und grammatikalischen Formen herauszuarbeiten. Mit anderen Worten, es muß eine statistische Analyse der *Militärsprache* zur Verbesserung der verwendeten Termini durchgeführt werden. Dadurch wäre es möglich, die Meldungen auf die notwendige Zahl von Worten, Zeichen und Redewendungen zu beschränken, ohne den Informationsgehalt zu schmälern.

Im Militärwesen hat die Informationsübertragung im Nachrichtensystem besondere Bedeutung. Angaben über den Gegner, über die eigenen Truppen und andere notwendige Nachrichten müssen in verschiedener Form von dem Nachrichtensystem bewältigt werden. Die wichtigsten Formen sind mündlich oder schriftlich abgefaßte Meldungen sowie Signale von Sichtgeräten der Funkmeßanlagen. Alle diese Informationen müssen auf den Nachrichtenkanälen übertragen werden, so daß sie nach Möglichkeit unmittelbar in die Hände der Stabsoffiziere gelangen.

Damit die Übertragung notwendiger Nachrichten gewährleistet ist, müssen die Ausgangssignale (menschliche Sprache) in bestimmte, auf Papier aufgetragene Zeichen, Lichtsignale oder in andere elektrische Impulse umgesetzt werden. Den Stromfluß in einem Stromkreis kann man so verändern, daß er völlig den Änderungen des Ausgangssignals folgt. Als einfaches Beispiel sei die Möglichkeit der Abgabe von Gleichstromimpulsen aus einer Batterie in einen Stromkreis genannt. Der Dauer der Impulse ordnet man Strich- oder Punktzeichen zu. Ein Funkspruch, aus verschiedenen Punkt-Strich-Kombinationen nach dem Morsealphabet

zusammengesetzt, ist bereits ein Beispiel der Kodierung einer Information zum Übertragen auf elektrische Nachrichtenverbindungen. Beim Fernschreiben wird jeder zu übertragende Buchstabe des Alphabets durch verschiedene Kombinationen gleich langer Strom- und Kein-Strom-Schritte kodiert.

Die Informationstheorie erlaubt es, eindeutig zu bestimmen, welcher Kode unter den gegebenen Bedingungen am zweckmäßigsten und ökonomischsten ist. Eine Einschätzung des jeweiligen Kodes kann nach verschiedenen Aspekten erfolgen, so z. B. vom Standpunkt der schnellsten Übertragung einer Meldung oder aus der Sicht einer hochgradig störagesicherten Übertragung.

Gleichstromsignale können auf Leitungen übertragen werden oder dazu dienen, einen Funksender in Tätigkeit zu setzen. Im zweiten Fall kann man die Stromimpulse mit einer Frequenz, die Pausen mit einer anderen Frequenz modulieren. Am Empfangsort werden beide Frequenzen gleichgerichtet und entsprechend in Strom- und Kein-Strom-Schritte verwandelt. Während der Übertragung unterliegen die Impulse natürlichen oder künstlichen Störungen, so daß ihre Form in bestimmtem Maße verzerrt wird. Die Informationstheorie oder, besser gesagt, einer ihrer Zweige – die *Nachrichtentheorie* – erlaubt es, die zweckmäßigste Kodierung zu bestimmen, bei der die Nachricht mit minimalen Verzerrungen und dennoch nach der schnellsten Methode übertragen wird.

Ein Gebiet der Nachrichtentheorie, das man als Übertragungstheorie diskreter Nachrichten bezeichnet, stellt sich die Aufgabe, Sende- und Empfangsmethoden ausfindig zu machen, die die erforderliche Sicherheit der aufgenommenen Nachricht gewährleisten, die Übertragungsgeschwindigkeit steigern und eine Kostensenkung ermöglichen. Diese Aufgaben können nicht isoliert voneinander gelöst werden. Sie sind als Komplex zu betrachten, da z. B. eine Steigerung der Übertragungsgeschwindigkeit auf Kosten der Übertragungssicherheit geht oder man gezwungen ist, kompliziertere und teurere Geräte für den gleichen Zweck einzusetzen.

In amerikanischen KW-Funkfernsehensystemen wird z. B. vorwiegend ein 7-Schritt-Kode verwendet. Aus der Vielzahl möglicher Kombinationen von Strom- und Kein-Strom-Schritten für die Kodierung von Buchstaben nutzt man nur solche aus, bei denen ein Strom- und Kein-Strom-Schritt-Verhältnis von 4 : 3 oder 3 : 4 vorliegt. Während des Empfangs wird jede Kombination automatisch überprüft. Sobald das vorgegebene Verhältnis gestört ist, liegt eine Verzerrung vor. Auf Anfrage werden die letzten drei Zeichen wiederholt. Hierfür gibt es eine spezielle Einrichtung, die jeweils die letzten drei der gegebenen Zeichen speichert. Für die Übertragung der Wiederholungsbitte ist eine ständige zusätzliche Verbindung zur Sendestelle erforderlich. Bei Betrieb nach dem Duplexsystem läßt sich das leicht realisieren. Auf diese Weise kann man bei einer bedeutenden Kürzung der Nachricht auf den unbedingt notwendigen Umfang bei mittleren

Störungen eine gewisse Übermittlungssicherheit erreichen. Durch die nicht ausbleibenden Wiederholungen sinkt allerdings die Übermittlungsgeschwindigkeit; bei starken Störungen erweist sich diese Methode als unzweckmäßig.

Ein anderes Beispiel für einen störagesicherten Kode ist der 8-Schritt-Kode, der in den amerikanischen automatisierten Systemen für die Truppenführung verwendet wird. Bei dieser Methode nutzt man lediglich vier Kombinationen von Strom- und Kein-Strom-Schritten aus. Während des Empfangs werden alle Kombinationen geprüft und geringste Abweichungen sofort als verzerrte Zeichen registriert. Zusätzlich wird die Richtigkeit der übertragenen Nachricht dadurch überwacht, daß am Ende die Kontrollsumme der gesendeten Zeichen erscheint, aus denen sich die Nachricht zusammensetzt. Stimmt die Kontrollsumme nicht mit der Zahl der aufgenommenen Zeichen überein, so gilt die gesamte Nachricht als falsch, und man fordert eine Wiederholung.

Mit Hilfe der Nachrichtentheorie ist es möglich, auch Wege für eine höhere Übertragungssicherheit ohne zusätzliche Rückfrageverbindungen zu finden. Es läßt sich dabei aber nicht vermeiden, daß die entsprechenden Kodes sehr kompliziert werden.

Außerdem lassen sich mit der Nachrichtentheorie noch andere Aufgaben lösen. Darunter fallen solche wie die Bestimmung der Durchlaßfähigkeit verschiedener Nachrichtenkanäle unter vorgegebenen Bedingungen. Man ist dadurch in der Lage, die Übertragungsgeschwindigkeit und die Durchlaßfähigkeit mit realen Nachrichtenkanälen zu vergleichen und zu bestimmen, wie sie ausgenutzt werden. Besondere Bedeutung gewinnt die Informationstheorie bei der Entwicklung von Methoden für das Chiffrieren von Informationen. Diese Frage ist eng mit der Lösung solcher prinzipiellen Fragen wie Kodierung und Dekodierung verbunden.

Alle diese Probleme interessierten auch früher schon, als sich die Forderungen an Nachrichtensysteme darauf beschränkten, Informationen in Form von telefonischen oder telegrafischen Mitteilungen zu übertragen. Heute aber, wo immer mehr Elektronenrechenmaschinen in die Truppe eingeführt werden, erlangen diese Fragen entscheidende Bedeutung. Und zwar deshalb, weil jedes automatisierte Führungssystem ein Nachrichtensystem zur Grundlage hat, über das die Informationen zwischen den Elementen des Führungssystems zirkulieren. Alle Informationen gelangen in Ziffernform in die Elektronenrechenmaschinen, so daß die Richtigkeit der übertragenen Ziffern zu einem entscheidenden Faktor wird. Erstrangige Bedeutung kommt deshalb auch den Methoden der Nachrichtentheorie zu, mit denen es möglich ist, Nachrichtensysteme zu berechnen, die die erforderliche Übertragungssicherheit unter bestimmten Bedingungen garantieren. Die Informationstheorie ist also ein wichtiges Element bei der Entwicklung und dem Aufbau automatisierter Systeme für die Truppenführung.

Aus den bisherigen Darlegungen geht klar hervor, daß eine der wichtigsten Aufgaben der Informationstheorie darin besteht, ökonomische und rationelle Verfahren für die Kodierung von Informationen zu finden. Auf den Nachrichtenkanälen wird eine Information mehrfach umgewandelt. Solche Umwandlungen sind bei der Kodierung, bei der Eingabe in Elektronenrechenmaschinen und in Anzeigeräte, bei der Ausgabe aus Elektronenrechenmaschinen und bei anderen Gelegenheiten unumgänglich. Unter Kodieren versteht man die Umwandlung einer Information aus einem Zeichensystem in ein anderes unter Beibehaltung ihres Umfangs und Inhalts. Die ökonomische und rationelle Kodierung gestattet es, Informationen mit einer minimalen Anzahl von Symbolen zu übertragen, wobei die Nachrichtenkanäle nur gering belastet werden, das Übertragungstempo gesteigert und der Aufwand an Speichergeräten kleingehalten werden kann.

Gleichzeitig erhöht eine ökonomische und rationelle Kodierung die Störsicherheit während der Übertragung, was für die Truppenführung äußerst wichtig ist. Die Informationstheorie entwickelt Kodierungsmethoden, bei denen automatisch Fehler in der übertragenen Nachricht bestimmt werden. Das Wesen dieser Methode besteht darin, daß jedem zu übertragenden Zeichen (Buchstabe, Ziffer) ein besonderes Kennzeichen zugeordnet ist. Bei der Dechiffrierung der Kennzeichen zeigt sich, ob das Primärzeichen richtig oder fehlerhaft übertragen wurde. Einige Kodierungsmethoden sind bereits so weit entwickelt, daß man ohne Zutun des Menschen Fehler während der Übertragung nicht nur feststellen, sondern auch korrigieren kann.

Ein besonderes Gebiet, das sich im Zusammenhang mit der Ausnutzung von Methoden der Informationstheorie herausgebildet hat, befaßt sich damit, den Empfang von Signalen sicherzustellen, die innerhalb des Rauschpegels liegen. Diese Aufgabe ergab sich zunächst im Bereich der Funkmeßtechnik, weil ein geortetes Ziel nur einen ganz geringen Teil der ausgestrahlten Energie reflektiert. Diese geringe Energie muß sicher aufgenommen und verarbeitet werden. Die funktechnische Ortung des Mondes, des Mars, der Venus und anderer weit entfernter Himmelskörper war nur möglich, weil mit Hilfe der Informationstheorie Methoden entwickelt wurden, die den Empfang und den Nachweis von Signalen im Rauschspektrum gestatten. Verbindungen mit kosmischen Objekten, z. B. mit Raumschiffen, die in Richtung Mars fliegen, oder die Übertragung von Fernsehsendungen von Bord der Raumschiffe sowie die Übertragung der Fotografien von der Rückseite des Mondes wären nicht möglich gewesen ohne die Grundlagen der Informationstheorie.

Abschließend soll darauf hingewiesen werden, wie man Informationen aufnimmt. Die Dynamik und die Ausmaße moderner Gefechtshandlungen können dazu führen, daß es trotz aller Maßnahmen, die darauf gerichtet sind, den Informationsfluß in Grenzen zu halten, noch immer übermäßig

viel Informationen gibt. Der Kommandeur kann ihren Inhalt in der ihm zur Verfügung stehenden kurzen Zeit für die Entschlußfassung und für die Truppenführung nicht vollständig auswerten. Auch in dieser Frage kann die Informationstheorie in zwei Richtungen helfen:

- bei der Bestimmung der ausreichenden Zahl von Informationen und ihrer anschaulichen Darstellung auf verschiedenen Geräten (Bildschirmen, Planchettes usw.);
- bei der Berechnung der Anzahl, des Maßstabs und der Anordnung der Geräte für die anschauliche Darstellung der Lage.

Außer den obengenannten militärischen Aufgaben gibt es noch eine Reihe anderer Fragen, wie die Berechnung von Leitungen und Nachrichtensystemen, die mit Hilfe der Informationstheorie gelöst werden. Die Informationstheorie wird umfassend in der Bionik, in der Psychologie und auf anderen Gebieten der Wissenschaft und Technik ausgenutzt.

Die Entwicklung der Militärkybernetik und ihr stetiges Vordringen bei den bewaffneten Kräften stellt erhöhte Anforderungen an das technische Wissen aller Offiziere. Das Vertrautmachen mit der Informationstheorie und das anschließende Studium dieser Disziplin haben unter den gegenwärtigen Bedingungen die gleiche Bedeutung wie beim Aufkommen der Wahrscheinlichkeitstheorie deren Studium durch die Artillerieoffiziere. Der in der Informationstheorie vorkommende mathematische Aufwand entspricht dem Lehrprogramm der erweiterten polytechnischen Oberschule, so daß es keine besonderen Schwierigkeiten bereiten dürfte, sich die Methoden und Verfahren der Informationstheorie anzueignen.

Ortungsmittel: Hydroakustische Geräte (aktive)

Von wo aus eingesetzt?	Prinzipielle Wirkungsweise und Aufbau der Geräte	Reichweite und gemessene Werte (Peilung; Entfernung)	Welche Schutzmaßnahmen sind möglich?
<p>Hauptsächlich von Überwasserschiffen und U-Booten</p>	<p>Ultraschallwellen breiten sich mit relativ hoher Geschwindigkeit im Wasser aus. Sie werden in kurzen Impulsen v. einem magnetostriktiven Schwinger ausgestrahlt. In den Pausen zwischen den Impulsen nimmt der Schwinger die von einem Objekt (Ziel) reflektierten Impulse auf. Nachdem sie in der hydroakustischen Station verstärkt wurden, dienen sie entweder einer akustischen oder einer optischen Anzeige. An einem speziellen Anzeigergerät können die notwendigen Werte für die Bekämpfung des U-Bootes abgelesen werden.</p>	<p>Die Reichweite dieser Geräte liegt etwa bei 2 sm. Man mißt die Entfernung zum Ziel und kann relativ genau auch die Peilung bestimmen.</p>	<p>Während des zweiten Weltkrieges wurden verschiedentlich Versuche unternommen, um durch spezielle Schutzschichten die U-Boote der Beobachtung durch diese Geräte zu entziehen. In den meisten Fällen erwiesen sich diese Maßnahmen als nicht wirkungsvoll genug.</p>

Kurze Einschätzung der Wirksamkeit der Ortungsgeräte

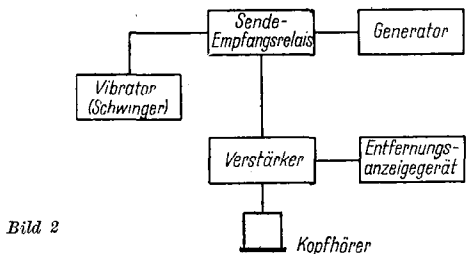
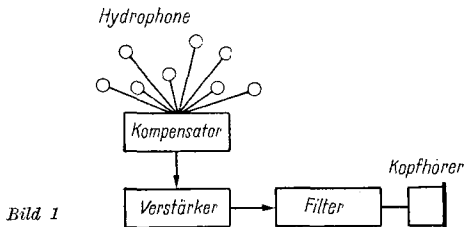
Aktive hydroakustische Geräte haben von allen folgenden Geräten die größte Perspektive. An ihrer Vervollkommnung wird in vielen Ländern gearbeitet,

Ortungsmittel: Hydroakustische Geräte (passive)

Von wo aus eingesetzt?	Prinzipielle Wirkungsweise und Aufbau der Geräte	Reichweite und gemessene Werte (Peilung; Entfernung)	Welche Schutzmaßnahmen sind möglich?
An Land (stationär), an Bord von U-Booten und Überwasserschiffen (siehe Bild 1)	Diese Geräte weisen die von U-Booten und Überwasserschiffen erzeugten Geräusche nach und ermöglichen eine bestimmte Klassifikation der Ziele. Wesentliches Bauelement ist das Hydrofon (mit einem Mikrofon vergleichbar). Die aufgefundenen Geräusche werden verstärkt und von speziell ausgebildetem Personal klassifiziert.	Die Reichweite der Geräte beträgt, abhängig von den Ausbreitungsbedingungen der Schallwellen, etwa 20 sm. Man kann die Zielrichtung relativ genau bestimmen. Für die Entfernungsmessung sind mindestens zwei Geräte erforderlich.	Der Geräuschpegel eines U-Bootes oder Überwasserschiffes muß auf ein Minimum gesenkt werden.

Kurze Einschätzung der Wirksamkeit der Ortungsgeräte

Neben den aktiven Geräten gehören sie zu den wichtigsten Mitteln für die Beobachtung des Wassermediums.



Ortungsmittel: Funkmeßgeräte

Von wo aus eingesetzt?	Prinzipielle Wirkungsweise und Aufbau der Geräte	Reichweite und gemessene Werte (Peilung; Entfernung)	Welche Schutzmaßnahmen sind möglich?
<p>Hauptsächlich von speziellen Flugzeugen und von Überwasserschiffen (siehe Bild 2)</p>	<p>Elektromagnetische Wellen werden in kurzen Impulsen von der Antenne in den Beobachtungsbereich abgestrahlt. In den Pausen zwischen den Impulsen nimmt der Empfänger die reflektierten Impulse auf und verarbeitet sie. Die Zielanzeige erfolgt hauptsächlich optisch.</p>	<p>U-Boote — aufgetaucht bis 50 sm — in Tauchfahrt mit Schnorchel bis 10 sm — mit ausgefahrenem Sehrohr 1 bis 2 sm Funkmeßgeräte zeigen die Peilung zum Ziel an und messen die Entfernung.</p>	<p>Kurz nach dem Einsatz von Funkmeßgeräten gegen U-Boote wurden Funkmeßaufklärungsempfänger entwickelt. Sie zeigen ortende Funkmeßgeräte an und bieten die Möglichkeit, rechtzeitig wegzutauchen.</p>

Kurze Einschätzung der Wirksamkeit der Ortungsgeräte

Bemerkungen

Elektromagnetische Wellen des Funk- und Funkmeßbereichs dringen nur unbedeutend in das Wassermedium ein. U-Boote sind deshalb nur in Überwasserlage oder bei ausgefahrenen Geräten über die Wasseroberfläche zu orten. Moderne U-Jagdflugzeuge sind mit speziellen Funkmeßgeräten ausgerüstet. Sie orten nicht mehr ausschließlich voraus in einem bestimmten Sektor. Das Funkmeßgerät strahlt Energie parallel zum Flugzeugkurs aus. Auf diese Weise wird das U-Boot in einer Entfernung vom U-Jagdflugzeug geortet, in der es nicht mehr wegtauchen kann. Die Beobachtungssektoren beiderseits des Kurses sind 3 bis 6 sm breit. Gewöhnliche Funkmeßanlagen erweisen sich häufig bei der Ortung von U-Booten mit ausgefahrenen Geräten als unwirksam. Ursache dafür ist der relativ große Störpegel der Wasseroberfläche.

Neben aktiven Methoden der Funkmeßortung gewinnt die passive Ortung immer mehr an Bedeutung. Nach ausländischen Angaben sollen U-Boote im getauchten Zustand an Hand der veränderten Wasserschichten geortet werden können. Dazu setzt man Funkmeßgeräte ein, die im Frequenzbereich von 36 bis 46 GHz arbeiten.

Ortungsmittel: Magnetometrische Mittel

Von wo aus eingesetzt?	Prinzipielle Wirkungsweise und Aufbau der Geräte	Reichweite und gemessene Werte (Peilung; Entfernung)	Welche Schutzmaßnahmen sind möglich?
<p>Hauptsächlich von Hubschraubern und speziellen U-Jagdflugzeugen</p>	<p>Die einzelnen Geräte sind unterschiedlich aufgebaut. Am häufigsten bestehen sie aus einem empfindlichen Element (speziell legierter Stab) mit einer hohen magnetischen Permeabilität. Der Stab erreicht bei einer Steigerung der magnetischen Feldstärke schnell seinen Sättigungspunkt. Auf dem Stab (meistens sind es zwei) sind Spulen aufgetragen. Neben einer Erregerspule, die mit Wechselstrom bestimmter Frequenz gespeist wird, sind zwei bifilar gewickelte Kompensationsspulen vorhanden, die das Erdmagnetfeld kompensieren. Unter normalen Verhältnissen ist die Ausgangsspannung an einer dritten Spule, der sogenannten Meßspule, gleich Null. Eine Stabilisierungseinrichtung hält das Gerät ständig in Richtung des Erdmagnetfelds. Sobald ein großer ferromagnetischer Körper in die Nähe des Magnetometers gelangt, entsteht an der Meßspule eine EMK. Sie wird verstärkt, gleichgerichtet und von einem Schreibgerät registriert.</p> <p>Anders sind Magnetometer aufgebaut, die nach dem Prinzip der freien Kernpräzession arbeiten. Diese Geräte sind nicht so empfindlich wie die zuerst genannten.</p>	<p>Magnetometer haben eine Reichweite gegen U-Boote (abhängig von der Wasser-Verdrängung des Bootes und seiner Entmagnetisierung) von 100 bis 300 m. Die Geräte zeigen nur die Richtung (Peilung) zum Ziel an.</p>	<p>Im U-Boot-Bau werden immer häufiger Aluminium- und Titanlegierungen sowie Plaste verwendet. Eine gute Entmagnetisierung der U-Boote schützt sie weitgehend vor diesen Geräten.</p>

Kurze Einschätzung der Wirksamkeit der Ortungsgeräte

Die Geräte sind auf Grund ihrer geringen Reichweite für das Ausmachen von U-Booten wenig geeignet. Für die Präzisierung des genauen Standorts eines bereits georteten U-Bootes eignen sie sich gut.

Ortungsmittel: Infrarotgeräte

Von wo aus eingesetzt?	Prinzipielle Wirkungsweise und Aufbau der Geräte	Reichweite und gemessene Werte (Peilung; Entfernung)	Welche Schutzmaßnahmen sind möglich?
<p>Hauptsächlich von Hubschraubern und speziellen U-Jagdflugzeugen. In neueren Veröffentlichungen ausländischer Zeitschriften wird der Gedanke geäußert, diese Geräte auch in Raumflugkörpern und kosmischen Orbitalstationen einzubauen.</p>	<p>Wärmepeilgeräte messen den Temperaturunterschied verschiedener Körper und Medien. Sie weisen dabei Unterschiede noch von etwa 0,005 °C nach. Diese Empfindlichkeit der Geräte reicht aus, um die Abgasfackel bei U-Booten, die mit ausgefahrenem Schnorchel laufen, anzupeilen.</p>	<p>—</p>	<p>Angleichung der Temperatur aller ausgefahrenen (über die Wasseroberfläche) Geräte an das umgebende Wassermedium</p>
<p>Kurze Einschätzung der Wirksamkeit der Ortungsgeräte</p>		<p>Bemerkungen</p>	
<p>Die Wirksamkeit der Geräte wird besonders durch den Zustand der Atmosphäre beeinflusst.</p>		<p>Wärmepeilgeräte sollen auch gegen getauchte U-Boote eingesetzt werden können. Die Empfindlichkeit soll ausreichen, um den Temperaturunterschied zwischen dem Kielwasserstreifen und dem übrigen Wasser nachzuweisen.</p>	

Ortungsmittel: Gasanalysatoren

Von wo aus eingesetzt?	Prinzipielle Wirkungsweise und Aufbau der Geräte	Reichweite und gemessene Werte (Peilung; Entfernung)	Welche Schutzmaßnahmen sind möglich?
Hauptsächlich von Hubschraubern und speziellen U-Jagdflugzeugen	Mit dem Gasanalysator werden in wenig bewegten Luftschichten Luftproben entnommen. Sowie in den Luftproben Abgase von Dieselmotoren nachgewiesen werden, zeigt das Gerät es an.	Der genaue Standort eines nach dieser Methode georteten U-Bootes muß mit anderen Ortungsmitteln präzisiert werden.	—

Kurze Einschätzung der Wirksamkeit der Ortungsgeräte

Die Wirksamkeit dieser Geräte ist von verschiedenen Faktoren abhängig (Intensität der Abgase, Flughöhe des Flugzeugs, Windgeschwindigkeit).

Ortungsmittel: Fernsehgeräte und optische Mittel

Von wo aus eingesetzt?	Prinzipielle Wirkungsweise und Aufbau der Geräte	Reichweite und gemessene Werte (Pellung; Entfernung)	Welche Schutzmaßnahmen sind möglich?
Hauptsächlich von speziellen U-Jagdflugzeugen	<p>Fernsehgeräte können den Wirkungsgrad der visuellen Beobachtung von U-Booten in Überwasserlage erhöhen.</p> <p>Moderne U-Jagdflugzeuge sind außer mit Funkmeßgeräten auch mit lichtstarken Scheinwerfern ausgestattet. Häufig werden beide Geräte gekoppelt eingesetzt. Der gekoppelte Einsatz der Geräte wirkt sich aber sehr nachteilig für die Flugzeuge aus. Aus diesem Grund geht man zu Fernsehanlagen über, die auch bei geringer Helligkeit noch zuverlässig arbeiten. Die Fernsehanlage ist dabei mit einem empfindlichen Infrarotelement und einer automatischen Zielbegleiteinrichtung gekoppelt.</p> <p>Das Unterwasserfernsehen dient der Sicherung von Marinebasen und schmalen Einfahrten. Besondere Bedeutung kommt dabei dem Ultraschallfernsehen zu. Das zu beobachtende Objekt wird mit Ultraschall angestrahlt. Die reflektierten Schwingungen werden von einer akustischen Linse aufgenommen und an eine Fernsehkamera gegeben, die an Stelle einer Fotokathode eine schallempfindliche Oberfläche hat. Es entstehen auf dieser Oberfläche elektrische Ladungen, die dann weiter verarbeitet werden können.</p>	Alle angeführten Geräte haben geringe Reichweite.	—

Kurze Einschätzung der Wirksamkeit der Ortungsgeräte

Kombinationen von Funkmeßgeräten mit lichtstarken Scheinwerfern sind unzweckmäßig. Der Scheinwerfer erfordert eine sehr starke Stromquelle. Außerdem ist das Flugzeug leicht zu orten.

Das Unterwasserfernsehen kann nur für Detailaufgaben eingesetzt werden.

Das Ultraschallfernsehen kann wegen der starken Dämpfung der Ultraschallwellen im Wasser nur für geringe Reichweiten verwendet werden, so daß es wie das Unterwasserfernsehen lediglich für Detailaufgaben in Frage kommt.

Ortungsmittel: Radiometer

Von wo aus eingesetzt?	Prinzipielle Wirkungsweise und Aufbau der Geräte	Reichweite und gemessene Werte (Peilung; Entfernung)	Welche Schutzmaßnahmen sind möglich?
Hauptsächlich von speziellen Flugzeugen und von Hubschraubern	Nach ausländischen Angaben sind Atom-U-Boote radioaktive Strahlungsquellen. Das Radiationsfeld wird vom Wasser sehr stark absorbiert, so daß man äußerst empfindliche Geräte braucht, um die Strahlung nachzuweisen. Die Ortungsmittel enthalten Korrelationsradiometer. Als erste Stufe arbeitet ein rauscharmer Quantenverstärker.	Die Strahlungsquelle kann angepeilt werden.	—

Wie werden Interkontinentalraketen funkmeßtechnisch erfaßt

Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer

Es ist bekannt, daß die üblichen Radargeräte zur Nahbereichsüberwachung sowie auch für größere Räume mit Reichweiten von 50 bis etwa 300 km arbeiten. Die Parameter, die die Entfernung, innerhalb derer ein Ziel noch einwandfrei ausgemacht werden kann, charakterisieren, sind folgende:

Die *Sendeleistung* des Impulssenders, der die hochfrequenten Impulse erzeugt, die von einer Richtantenne in einer gegebenen Raumrichtung ausgesandt und von dem im Strahlungsbereich befindlichen Objekt – in unserem Falle also von einem Flugzeug – reflektiert werden. Die schwachen reflektierten Impulse gelangen zu einem hochempfindlichen Empfänger, der auf die Sendeimpulse abgestimmt ist, sie werden millionenfach verstärkt und gelangen schließlich an ein Sichtgerät oder an ein Auswertegerät, mit dem durch einen Entscheidungsprozeß festgestellt wird, ob sich ein Objekt in der Strahlungskeule befunden hat oder nicht.

Damit haben wir gleich den zweiten Parameter, der auf die Reichweite des Gerätes eingeht, die *Empfängerempfindlichkeit*.

In die Sendeleistung geht noch die Antennenbündelung ein, die eine effektive Erhöhung der Sendeleistung bewirkt. Die Empfänger lassen sich heute recht empfindlich aufbauen, und zwar mit Hilfe moderner hochfrequenztechnischer Verstärker, wie es Wanderfeld-Röhren, Tunnelnioden, Maser oder parametrische Verstärker sind. Weiterhin geht auf die Reichweite in zweiter Linie die Impulssendefrequenz ein. Als weitere Kenngröße spielen die atmosphärischen Bedingungen eine Rolle. Diese atmosphärischen Bedingungen werden um so einflußreicher, je kürzer die Wellenlänge des Radargerätes ist. Man kann also hieraus (wenn man zunächst im Rahmen des hochfrequenztechnischen Horizontes bleibt) ableiten, daß es sich auf die Reichweite um so günstiger auswirkt, je höher die Impulssendeleistung ist und je größer die Empfängerempfindlichkeit.

Die Sendeleistung läßt sich im Zentimeterwellenbereich zur Zeit auf mehrere zehn Megawatt steigern; die Empfängerempfindlichkeit unter Verwendung moderner parametrischer Verstärker oder Tunnelnioden bzw.

Wanderfeld-Röhren-Vorverstärker liegt in der Größenordnung von 10^{-15} bis 10^{-17} W.

Für den Einsatz muß man zwei Fälle unterscheiden: den Fall der Strahlung tangential zur Erdoberfläche und den Freiraumfall, bei dem also die Radarkeule zum Himmel gerichtet ist. Im ersten Falle wird sich die Reichweite, von Sendeleistung und Empfängerempfindlichkeit definiert, auf etwa 300 bis 500 km beschränken müssen, im zweiten Falle lassen sich auch gegen kleinere Raketennasenköpfe o. ä. Reichweiten bis 1000 km erreichen.

Das stellt die Grenze des zur Zeit Möglichen dar. Diese Grenze gilt selbstverständlich für Sendefrequenzen im Dezimeter- und Zentimeterwellenbereich.

Wellenlängenverteilung von Radargeräten

Band	K-Band $\lambda = 1,25$ cm	X-Band $\lambda = 3,2$ cm	C-Band $\lambda = 5$ cm	S-Band $\lambda = 10$ cm
Prozentzahl der Geräte	4%	50%	1%	23%
Band	L-Band $\lambda = 23$ cm	$\lambda = 30$ cm	$\lambda = 50$ cm	$\lambda > 50$ cm
Prozentzahl der Geräte	7%	3%	3%	9%

Nun gibt es natürlich auch Radargeräte, die mit längeren Wellen arbeiten, und es wurden in den letzten Jahren wissenschaftliche Versuche bekannt, Ausbreitungsbedingungen über sehr große Gebiete mit Hilfe der Rückstreu- oder Backscatter-Echos zu messen. Derartige, im übertragenen Sinne als Radargeräte aufzufassende, wissenschaftliche Meßgeräte senden Wellen auch in Impulsform im Frequenzbereich von 30 bis etwa 70 MHz aus; die Antennen haben logischerweise größere Abmessungen bzw., um zu noch manövrierbaren Antennen zu kommen, eine geringere Bündelung, so daß die Meßgenauigkeit geringer ist als bei Radargeräten im Dezimeterwellenbereich.

Hingegen liegen die Reichweiten, die man mit derartigen Backscatter-Anlagen erzielen kann, in der Größenordnung von 3000 bis 5000 km.

Es ist interessant festzustellen, daß die beiden großen Nationen, die Weltraumforschung betreiben, die Sowjetunion und die Vereinigten Staaten von Amerika, derartige LW-Radargeräte schon recht früh entwickelt haben. In der Sowjetunion handelt es sich dabei um Geräte, die mit Hilfe des Kabanow-Effektes arbeiten, das Pendant in den USA sind die TP-Radargeräte oder Radargeräte nach dem Projekt von *Thaler*, daher auch

die Abkürzung. Über derartige Geräte wurde in letzter Zeit mehr in der Öffentlichkeit bekannt, und zwar aus folgendem Grund: Die aggressiven Kreise der USA spielen dieses Problem jetzt in den Vordergrund, obwohl der Beginn dieser Entwicklung bereits in den späten vierziger Jahren liegt. Die große Investition der amerikanischen Air Force, das BMEWS-System (Ballistic-missile-early-warning-system), ist heute bereits veraltet, die Geräte stammen zum Teil noch aus der Zeit des zweiten Weltkrieges, und der operativ-taktische Nutzen dieser Rieseninvestitionen ist also recht gering. Nun muß man den Steuerzahlern begründen, warum neue Ausgaben für Verteidigungszwecke notwendig sind, folglich wurde also jetzt erst berichtet, daß die USA neben diesen konventionellen Radargeräten bereits seit zwanzig Jahren Überhorizontradargeräte entwickelt hätten, daß jetzt also Geräte in Einsatz wären, die eine Reihe von Vorteilen gegenüber dem BMEWS-System aufwiesen.

Der amerikanische Verteidigungsminister McNamara hat in einer Pressekonferenz Einzelheiten, sozusagen gewisse technische Details, bekanntgegeben, darunter auch, daß sich die Firma Raytheon seit zwanzig Jahren mit Ionosphärenradargeräten, d.h. mit für militärische Zwecke modifizierten Backscatter-Anlagen, beschäftigt und daß diese Firma nur aus Gründen der militärischen Geheimhaltung ihre Entwicklungen bisher nicht habe veröffentlichen können.

Die Firma hat in letzter Zeit Angaben über ein ähnliches System, genannt COZI (Communication-zone-indicator), veröffentlicht, es ist ein Ionosphärensendersystem mit schräger Einfallrichtung zum Studium der Ausbreitungscharakteristik in der Ionosphäre von einem bestimmten Ort aus. Derartige Geräte spielen in der Funkvorhersage eine Rolle. Die meisten Ionosphärenstationen arbeiten mit Senkrechtstrahlung, messen die Schichthöhe am Ort und können daraus Daten ermitteln, die für die Vorhersage von KW-Verbindungen notwendig sind. Das System COZI sendet einen ziemlich kurzen Impuls aus, der von der Ionosphäre reflektiert wird und an einem entfernten Punkt zur Erde zurückkommt. Der Backscatter, d.h. die Rückstrahlung von der Erdoberfläche, die schlechte Reflexionseigenschaften aufweist, bewirkt, daß ein Teil der Energie vom Ort der Reflexion wieder zurück über die Ionosphäre zum Ort des Senders kommt. Ist die Höhe der Ionosphäre bekannt und wird eine genaue Zeitbasis am Empfänger verwendet, dann kann das Backscatter-Rückstrahlecho in seiner Laufzeit zu der Entfernung entlang der Erdoberfläche korreliert werden.

Um z. B. Raketen zu orten, könnte das System COZI die Backscatter oder andere elektromagnetische Störungen von den ionisierten Auspuffstrahlen der Raketen messen.

Die Backscatter-Echos sind sehr stark gedämpft und außerdem durch Rauschstörungen maskiert, so daß man moderne Signalbehandlungstechniken einsetzen muß, um noch ein nennenswertes Echo zu erhalten.

Derartige Verfahren sind von den Venus-Radarortungen der SU oder auch von ähnlichen amerikanischen Experimenten bereits einige Zeit bekannt. Die eine Art, dies zu tun, ist die Korrelation. Korrelation bedeutet zeitliche Zuordnung über mehrere Signalperioden, wobei man die Tatsache ausnutzt, daß das Rauschen auch über längere Zeiträume keine Kohärenz-, d.h. Zusammenhängeigenschaften aufweist, hingegen das Signal immer zur zeitlich gleichen Lage wiederkehrt. Integriert man also jetzt über mehrere Perioden hinweg die Signale, dann kann man eine Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses erreichen. In diesem Falle speichert man z.B. den Sendeimpuls und die Empfangssignale in einem Speicher. Zusätzliche Signale, bewirkt durch die Beeinflussung des Backscatters infolge Raketenstart (Gasstrahl), werden ebenfalls gespeichert und mit den Rückstrahlechos verglichen: Auf diese Weise kann die Rakete geortet werden.

Die Firma Raytheon ist nicht die einzige, die im Auftrage der amerikanischen Air Force auf dem Gebiet des Überhorizonradars gearbeitet hat. Das Naval Research Laboratory (Marine-Forschungslabor), das bereits vor dem zweiten Weltkrieg Radargeräte herausbrachte, hat eine eigene Technik entwickelt, MADRE genannt (Magnetic drum receiving equipment – Empfangsgerät mit Magnettrommelspeicher). Dieses Verfahren, ebenfalls ein Korrelationsverfahren, benutzt Kurzwellen an der oberen Grenze des Hochfrequenzbandes, die von der Ionosphäre zum Ziel gespiegelt werden und zurück zum Empfänger kommen, um Flugzeuge und Raketen nachzuweisen. Speicherung und Auswertung erfolgen ähnlich, wie es bei der digitalen Rechenmaschinenteknik üblich ist, mit Magnet speichern sowie den dazugehörigen Zugriffs- und Ausgabeschaltungen.

Sowohl das von *Thaler* entwickelte als auch das auf dem Kabanow-Effekt beruhende Verfahren gehen davon aus, daß die elektromagnetischen Wellen einem Weg folgen, der sich aus einer dreieckigen Mehrfachreflexion entlang der Erdoberfläche und der Ionosphäre ergibt.

Ein elektromagnetischer HF-Impuls wird also ausgesandt und pendelt zwischen Erde und Ionosphäre sehr oft hin und her. Während er hin- oder zurückgeworfen wird, kann er auf dieser zickzackförmigen Spur durch einen Raketenstart oder durch eine Kernexplosion ionisierte Gase nachweisen.

Dieses System hat eine Erprobung überstanden, bei der es erfolgreich Ziele in einer Entfernung von 4000 Meilen nachweisen konnte. Das wären also nahezu 8000 km. Später konnten auch noch Ziele bis zu 5000 Meilen Reichweite aufgezeichnet und ausgewertet werden. Die Genauigkeit eines derartigen KW-Radarverfahrens ist, verglichen mit dem, was wir aus der Zentimeterwellen-Radartechnik kennen, relativ grob. Die Gebiete, von denen die Echos auftreten, können mit einer Winkelmeßgenauigkeit von einigen Grad im Azimut gemessen werden, die Entfernungsmeßgenauigkeit ist auch nicht allzu hoch, da sich die Ionosphäre

eher wie eine Schicht kochenden Wassers „benimmt“ als ein perfekter Spiegel.

Die zweite Unsicherheit liegt natürlich in der Reflexion von der Erdoberfläche, die zu Fehlern führen kann. Für den Frühnachweis von Raketen reichen jedoch diese Genauigkeiten im allgemeinen aus. Es werden jetzt lediglich Wege gesucht, die Sicherheit der Aussage zu gewährleisten, ob sich im Reflexionsweg ein künstliches, von Menschen geschaffenes Ziel befindet oder ob es sich um natürliche Ziele handelt.

Diese Verfahren werden, wie bereits gesagt, von den beiden Weltraumfahrt betreibenden Nationen weiterentwickelt, und die in letzter Zeit fieberhaft erfolgten Veröffentlichungen der Amerikaner zeigen, daß man dort etwas zurück ist bzw. verschiedene in der Vergangenheit begangene Fehler in der Konzeption gegenüber der Öffentlichkeit begründen muß.

Aus der Sowjetunion hört man aus Gründen der Geheimhaltung wenig; etwa wenn auf offiziellen Tagungen gesagt wird, daß es für einen Angreifer keinen Sinn habe, Raketen gegen die Sowjetunion zu richten, da sehr zeitig ein Gegenschlag erfolgen würde, und weiterhin erfährt man aus einer Pressenotiz, daß der junge Physiker *Kabanow* mit dem Leninpreis ausgezeichnet worden ist.

Diese Tatsachen reichen an sich zur Charakterisierung des Sachverhalts aus, und man kann zusammenfassend sagen, daß die Technik der Überhorizont-Radargeräte zur Zeit in einer stürmischen Entwicklung begriffen ist, daß sich diese Entwicklung allerdings nicht vor den Augen der Öffentlichkeit abspielt und daß sowohl für diese spezielle Wissenschaft als auch für die weitere friedliche Erforschung des Kosmos von dieser Technik noch viel zu erwarten ist.

Antennen für 2 m

Antennen für 70 cm

Werte für Leiterplatten

Begriffe aus der Schwingquarztechnik

Kennzeichnende Eigenschaften der Dielektrika

Tabelle der Trimmerwerte

Nomogramm 1 Feldstärke eines UKW-Senders

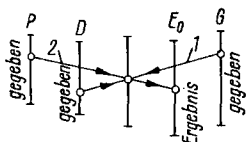
Dieses Nomogramm dient zur Ermittlung der Feldstärke an einem Ort im Abstand D von einem UKW-Sender bei Freiraum-Ausbreitung ohne Berücksichtigung der Einflüsse der Atmosphäre und des Erdbodens. Die berechnete Feldstärke liegt immer über den in der Praxis möglichen Werten. Diese Formel darf nicht bei großen Entfernungen angewendet werden.

Beispiel für die Anwendung: Es soll die Feldstärke in einer Entfernung von $D = 20$ km vom Sender bestimmt werden, wenn die Sendeantenne einen Gewinn $G = 50$ und der Sender eine Ausgangsleistung $P = 1$ kW haben. Man geht von Skala für G zum entsprechenden Wert auf der Skala D und bekommt einen Punkt auf der Hilfsachse. Diesen verbindet man mit dem gegebenen Wert auf der Skala P , und durch Verlängerung dieser Geraden auf die Achse E_0 ergibt sich die Feldstärke zu 60 mV/m.

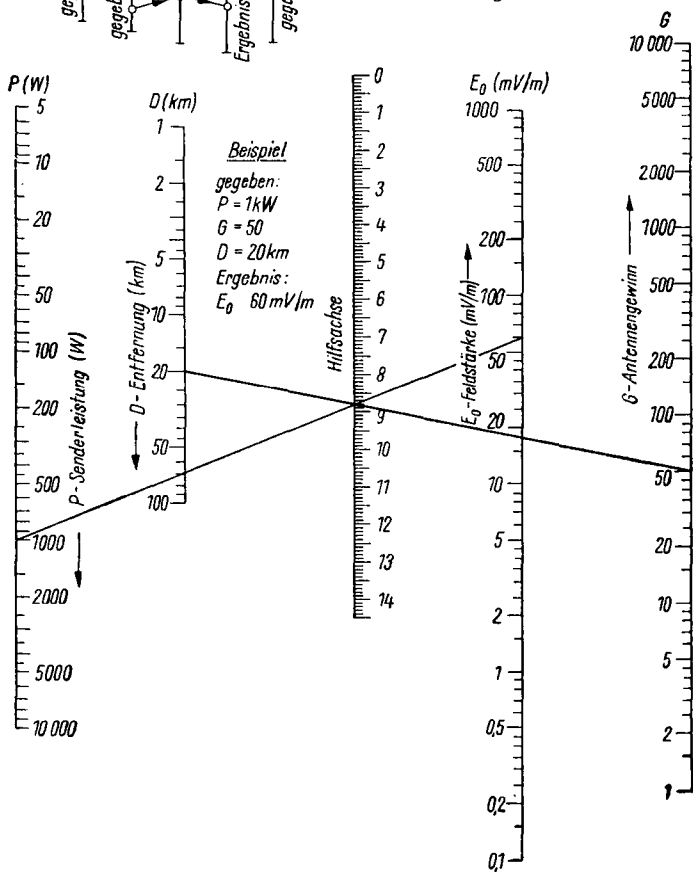
Nomogramm 2 Berechnung des Parallelschwingkreises

Dieses Nomogramm gestattet die Bestimmung aller interessierenden Kenngrößen von Parallelschwingkreisen, so die Induktivität L , die Kapazität C , den Parallelresonanzwiderstand R , die Güte Q und den Wellenwiderstand ϱ . Außerdem erlaubt das Nomogramm die Bestimmung der Kreisdämpfung δ und die Bestimmung des Serienwiderstandes r . Legt man eine Gerade durch die zwei gegebenen Punkte auf den Skalen L und C im rechten Teil des Nomogramms, dann kann man an den Skalen f_0 (λ_0) und ϱ die Resonanzfrequenz (Resonanzwellenlänge) des Kreises und seinen Wellenwiderstand ablesen. Der rechte Teil des Nomogramms gestattet bei gegebenen Werten von ϱ und des Parallelresonanzwiderstands R die Güte Q (Dämpfung δ) des Kreises und den äquivalenten Serienresonanzwiderstand r abzulesen. Die Ermittlung kann auch in umgekehrter Reihenfolge durchgeführt werden.

Benutzungsschema



$$E_0 = \frac{\sqrt{30 P G}}{D}$$



Nomogramm 1

Nomogramm 3 Temperaturkompensation von Schwingkreisen

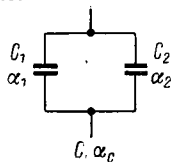
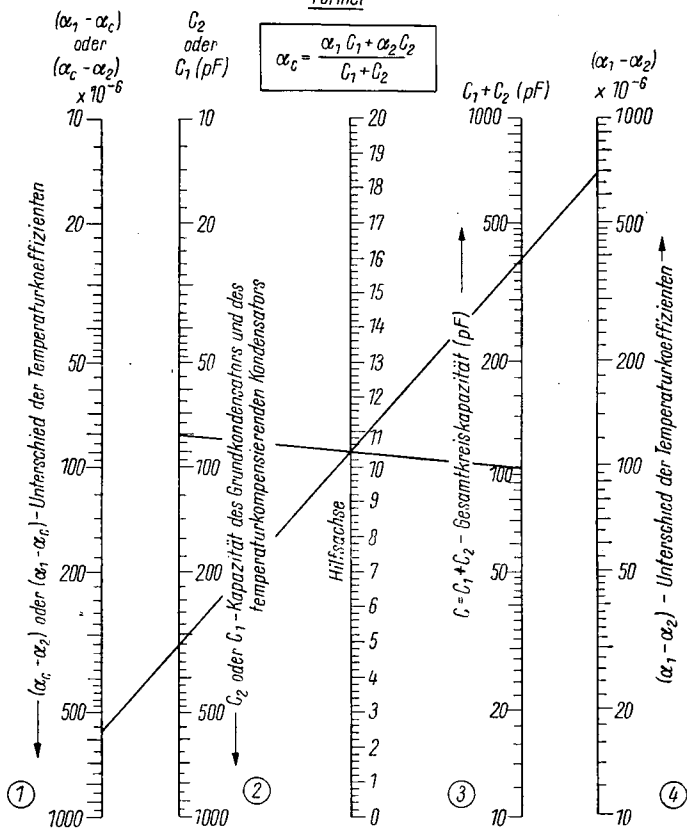
Bei frequenzstabilen Sendern oder Empfängern ist es meist erforderlich, die Schwingkreise durch spezielle Hilfskondensatoren gegenüber Temperaturschwankungen zu kompensieren. Derartige Kondensatoren müssen ihre Kapazität im umgekehrten Sinne ändern, wenn sich z. B. durch Erwärmung die Induktivität der Spule ändert. Es werden Kondensatoren mit negativem Temperaturkoeffizienten (TKC) eingebaut, die den positiven Temperaturkoeffizienten der Spule (TKL) kompensieren oder wenigstens den Gesamttemperaturkoeffizienten des Schwingkreises nennenswert verkleinern.

Wenn α_1 der TKC des Kondensators C1 ist, der parallel zum Kondensator C2 geschaltet wird und einen TKC = α_2 hat, so ergibt sich der resultierende TKC der gesamten Schwingkreiskapazität zu α_C . Die Bestimmung erfolgt in der Art, daß der TKC in seinem Betrag dem TKL möglichst nahe kommt, jedoch umgekehrte Vorzeichen aufweist. Auf der Skala 1 des Nomogramms ist die Differenz $\alpha_C - \alpha_2$ oder $\alpha_1 - \alpha_C$ aufgetragen. Von der Skala 2 kann dann der Wert der Kapazität des Grundkondensators C1 für $\alpha_1 - \alpha_C$ oder des Temperaturkompensationskondensators C2 für den Wert $\alpha_C - \alpha_2$ abgelesen werden. Skala 3 ergibt die Gesamtkapazität $C = C1 + C2$ des Kreises. Auf Skala 4 ist schließlich noch $\alpha_1 - \alpha_2$ dargestellt. Aus gegebenen Größen $\alpha_C = -\alpha_L$, α_1 und C können C1 und C2 ermittelt werden. Die Grenzen des Nomogramms können durch Erweiterung mit $10^{\pm n}$ für alle Skalen erweitert werden.

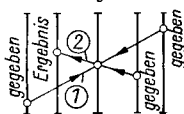
Beispiel: Eine Spule mit einem TKL $\alpha_L = 30 \cdot 10^{-6}$ soll in einem temperaturkompensierten Schwingkreis arbeiten. Damit muß $\alpha_C = -30 \cdot 10^{-6}$ werden. Die Schwingkreiskondensatoren haben TKC-Werte von $\alpha_1 = 100 \cdot 10^{-6}$ und $\alpha_2 = -600 \cdot 10^{-6}$. Die Gesamtkapazität des Schwingkreises soll $C = 100$ pF betragen. Es sind C1 und C2 zu ermitteln. Auf den Skalen $\alpha_C - \alpha_2$ und $\alpha_1 - \alpha_C$ werden die Werte $570 \cdot 10^{-6}$ und $700 \cdot 10^{-6}$ durch eine Gerade verbunden. Auf Skala 3 wird der Wert 100 pF mit dem Schnittpunkt auf der Hilfsachse verbunden und bis zur Skala C1 oder C2 weiter verlängert. Auf Skala 2 kann dann ein Wert von C1 = 82 pF abgelesen werden. C2 ergibt sich zu 18 pF, wenn man $\alpha_1 - \alpha_C$ an Stelle von $\alpha_C - \alpha_2$ nimmt. Man erhält diesen Wert natürlich auch aus der Beziehung $100 - 82 = 18$ pF.

Formel

$$\alpha_c = \frac{\alpha_1 C_1 + \alpha_2 C_2}{C_1 + C_2}$$



Benutzungsschema



Nomogramm 3

Nomogramm 4 Berechnung mehrlagiger Spulen

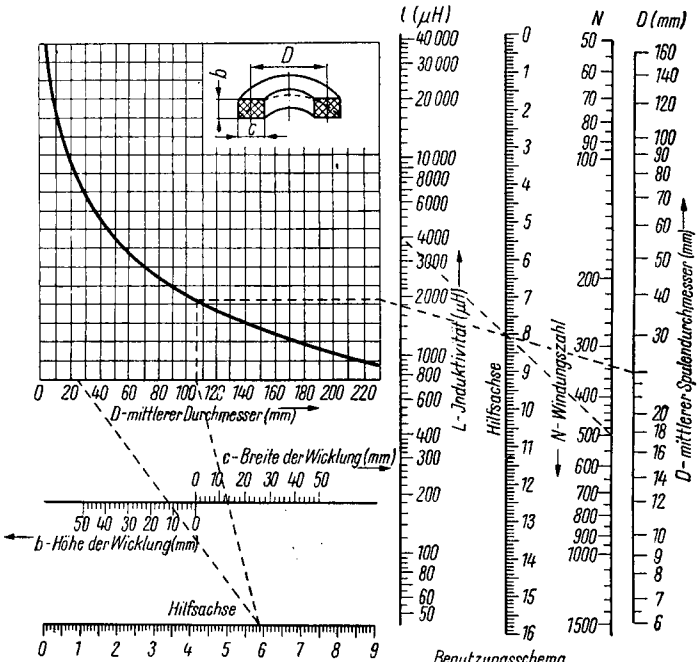
Das Nomogramm stellt eine Verbindung zwischen den Abmessungen, der Induktivität und der Windungszahl mehrlagiger Spulen her. Die zu seinem Aufbau verwendete Formel ist empirisch ermittelt worden. Dieses relativ komplizierte Nomogramm wird am besten durch die Berechnung eines Beispiels erklärt.

Es soll die Induktivität einer mehrschichtigen Spule mit 500 Windungen (lagenweise gewickelt) und einem mittleren Durchmesser von 25 mm bestimmt werden. Die Höhe der Wicklung beträgt 12,5 mm, die Breite ebenfalls 12,5 mm. Auf der Abszisse der links angeordneten grafischen Darstellung wird der Wert des Durchmessers $D = 25$ mm als Ausgangspunkt benutzt, auf der Skala b die Breite der Spule $b = 12,5$ mm aufgesucht. Die durch beide Punkte gelegte Gerade schneidet die Hilfsachse in einem Punkt. Durch diesen Punkt wird eine Gerade zum Punkt $c = 12,5$ mm auf der Skala „Breite der Wicklung“ gezogen und bis zur Abszisse der grafischen Darstellung verlängert. Von diesem Punkt aus zieht man eine Senkrechte bis zur Kurve und von da aus waagrecht weiter bis zum Schnitt mit dem rechten Rand der grafischen Darstellung. Auf der rechten äußeren Skala des Nomogramms wird der Durchmesser $D = 25$ mm aufgesucht und eine Gerade zwischen diesen beiden Punkten gezogen. Man erhält wiederum einen Schnittpunkt auf der zweiten Hilfsachse. Verbindet man nun den Punkt 500 auf der Windungszahl-skala mit diesem Hilfsachsenpunkt, dann kann man diese Gerade bis zum Resultat $L = 4000 \mu\text{H}$ aus der L-Skala verlängern. Damit ist der gesuchte Wert gefunden.

Nomogramm 5 Ermittlung der Frequenz von Phasenschiebergeneratoren

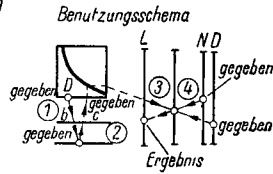
Der einfache NF-Tongenerator mit einem mehrgliedrigen RC-Netzwerk ist für die Erzeugung fester Frequenzen im Niederfrequenzgebiet gut geeignet. Man kann zwei Grundtypen von Phasenschieberketten benutzen, eine Hochpaß- und eine Tiefpaßausführung. Typ 1 stellt die Hochpaßausführung dar, Typ 2 die entsprechende Tiefpaßausführung. Man kann mit Hilfe dieses Nomogramms bei vorgegebenen R- und C-Werten die Eigenschwingfrequenz ermitteln.

Als Beispiel soll ein Phasenschiebegerator mit $R = 40 \text{ k}\Omega$ und $C = 3000 \text{ pF}$ aufgebaut werden. Es soll die Schwingfrequenz für beide Schaltungsarten bestimmt werden. Zwischen den Punkten 40000 auf der R-Skala und 3000 auf der C-Skala wird eine Verbindungsgerade gezogen, die die mittlere Frequenzachse bei den Werten $f_1 = 550 \text{ Hz}$ und $f_2 = 3250 \text{ Hz}$ schneidet.

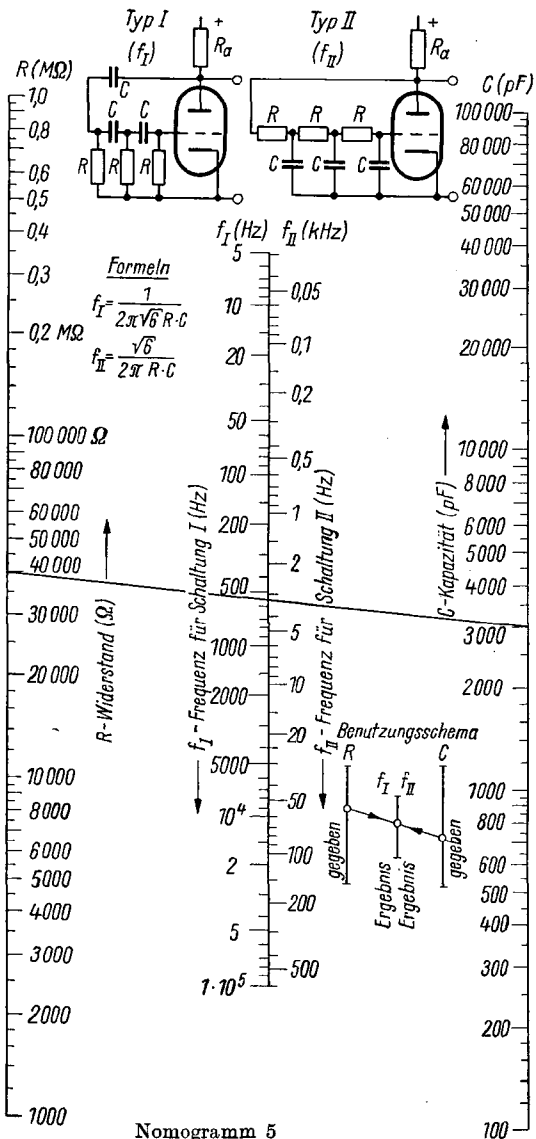


Formel

$$L = \frac{0,08 D^2 N^2}{3D + 9b + 70c} (\mu\text{H})$$

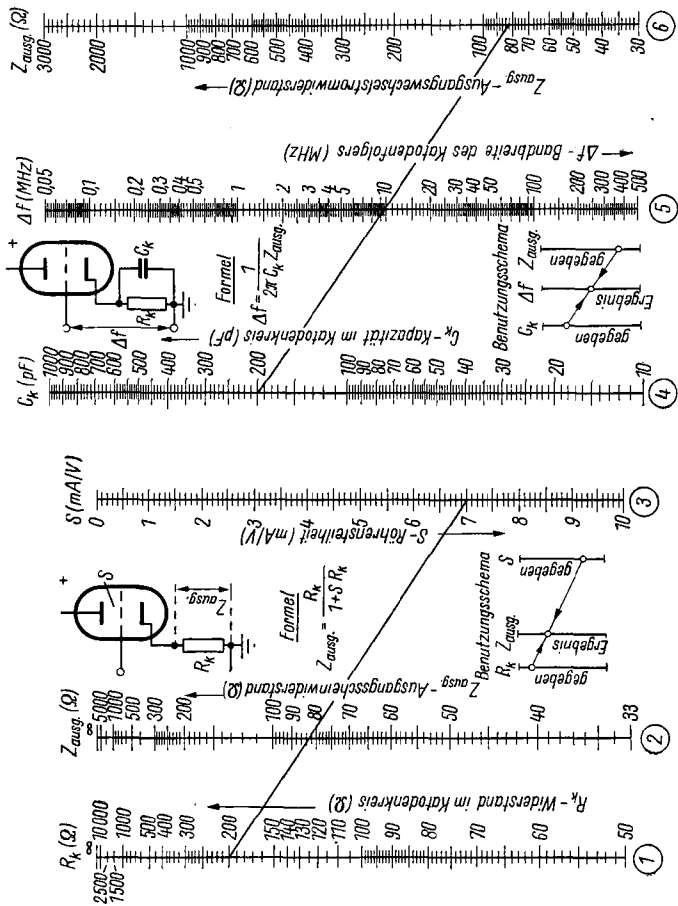


Nomogramm 4



Nomogramm 5

Nomogramm 6



Nomogramm 6 Ausgangswiderstand und Bandbreite eines Katodenverstärkers

Der Ausgangswechselstromwiderstand eines Katodenverstärkers hängt vom Katodenwiderstand und von der Röhrensteilheit ab. Der linke Teil des Nomogramms gestattet eine Bestimmung dieses Widerstandes für den Fall, daß keine kapazitive Belastung vorhanden ist.

Als Beispiel soll der Ausgangswiderstand eines Katodenverstärkers mit einem $R_k = 200 \Omega$ und einer Röhrensteilheit $S = 7 \text{ mA/V}$ ermittelt werden. Man verbindet die entsprechenden Werte auf Skala 1 und 3 miteinander und erhält auf der Mittelskala 2 den Wert $Z_{\text{ausg.}} = 83,5 \Omega$. Die Bandbreite eines Katodenverstärkers hängt von der kapazitiven Belastung ab. Wenn man $Z_{\text{ausg.}}$ und die Belastungskapazität C_k kennt, läßt sich die 3-dB-Bandbreite des Katodenverstärkers ermitteln. Als Beispiel verbindet man die entsprechenden Werte $83,5 \Omega$ auf Skala 6 und $C_k = 200 \text{ pF}$ auf Skala 4 miteinander und erhält als Ergebnis eine Bandbreite von $9,5 \text{ MHz}$ auf Skala 5.

Nomogramm 7 Wellenwiderstände von HF-Leitungen

Das vorliegende Nomogramm erlaubt die Ermittlung der Wellenwiderstände von Hochfrequenzleitungen, und zwar für die Koaxialleitung mit Luftisolation Z'_{k0} , die Koaxialleitung mit Dielektrikum Z_{k0} , die offene Zweidrahtleitung und die Eindrahtleitung über Erde – alles natürlich für den Fall geringer Dämpfung auf den Leitungen.

Zur Bestimmung von Z werden die Skalen mit den gegebenen Werten von $d = \text{Leiterdurchmesser}$ für offene und Innenleiterdurchmesser für koaxiale Leitungen und D bzw. D_K durch eine Gerade verbunden, und auf der mittleren Skala ergibt sich als Schnittpunkt der gesuchte Wellenwiderstandswert. Im Falle einer Koaxialleitung mit Dielektrikum ist noch der ϵ -Wert des Dielektrikums erforderlich; man verbindet dann den Wert Z'_{k0} mit dem entsprechenden Wert auf der Skala für die Dielektrizitätskonstante und findet auf der rechten äußeren Skala den gesuchten Z -Wert.

Eine Ergänzung des Nomogramms ist dann notwendig, wenn der Innenleiter des Koaxialkabels nicht durch einen homogenen dielektrischen Mantel, sondern mittels Stützscheiben gehalten wird. In diesem Falle muß man mit einer Hilfsrechnung das effektive ϵ berechnen. Es gilt:

$$\epsilon = \frac{\epsilon_1 \Delta + s}{\Delta + s};$$

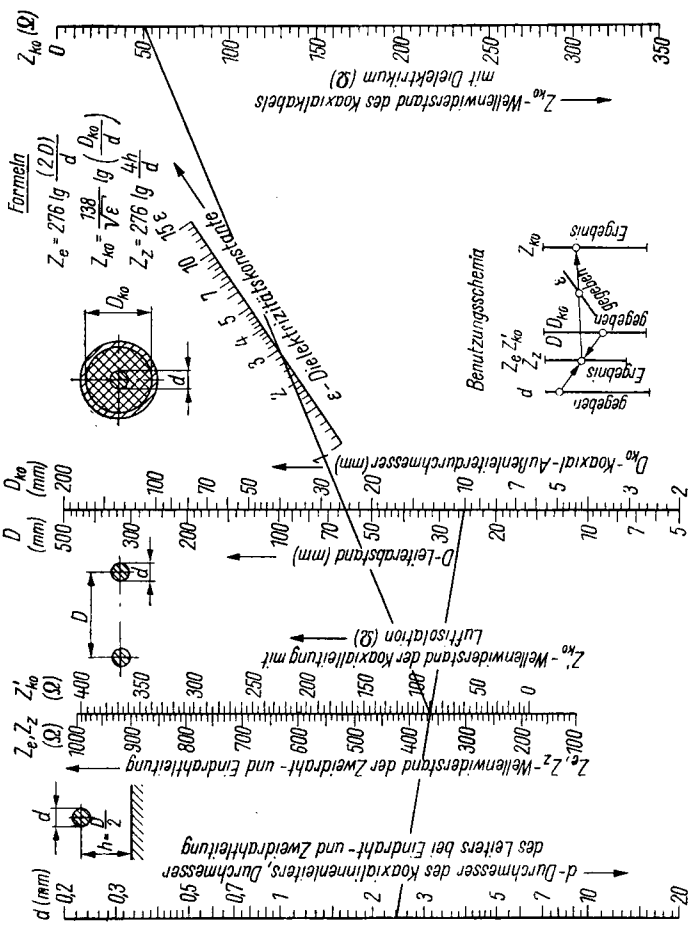
dabei ist Δ die Dicke der dielektrischen Stützscheibe in mm, s der Abstand zwischen benachbarten Stützscheiben in mm und ϵ_1 die DK der Scheibe.

Hierzu ein Beispiel: Es soll der Wellenwiderstand einer Koaxialleitung mit $D_k = 10 \text{ mm}$, $d = 2,45 \text{ mm}$ berechnet werden, bei der der Innen-

leiter durch Keramikscheiben mit $\epsilon_1 = 7$, $\Delta = 5$ mm und $s = 10$ mm gehalten wird. Zunächst errechnet man ϵ :

$$\epsilon = \frac{7 \cdot 5 + 10}{5 + 10} = 3.$$

Im Nomogramm sind die Linien eingezeichnet, es ergibt sich $Z'_{k0} = 90 \Omega$, $Z_{k0} = 50 \Omega$.



Nomogramm 8 Berechnung von Dipolantennen

Aus der Theorie der Antennen erklärt sich, daß die genaue Resonanzlänge einer Dipolantenne eine Funktion des Verhältnisses Länge zu Durchmesser der Leiter ist. Im oberen Teil des Nomogramms ist die Ermittlung des Verkürzungsfaktors k möglich für Dipolantennen mit $l = k \cdot \lambda$. Die Darstellung gilt für einen festgelegten Anpaßwiderstand der Antenne von $R_0 = 72 \Omega$.

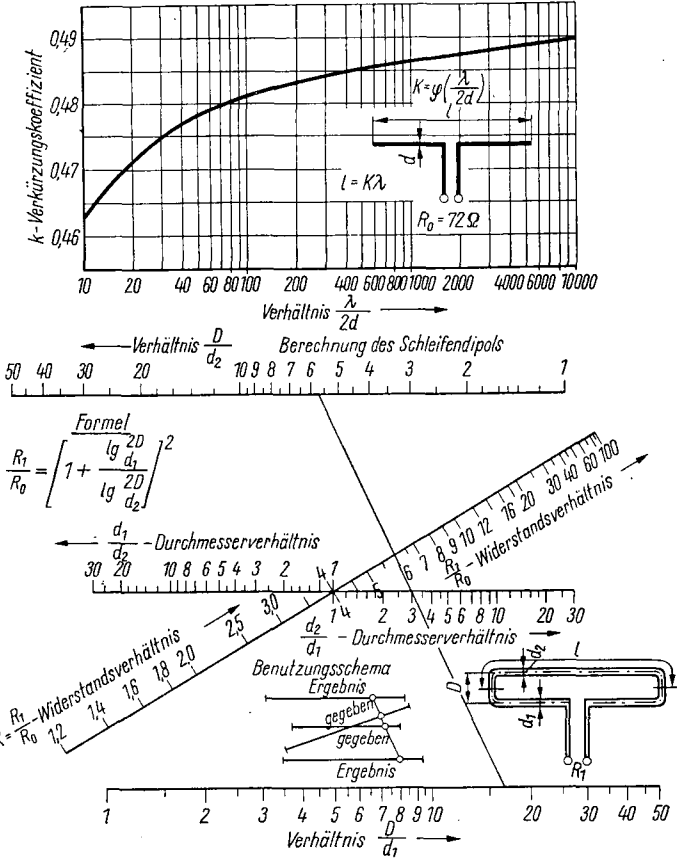
Im unteren Teil des Nomogramms kann ein Faktor K bestimmt werden für den Schleifendipol, der angibt, wievielfach größer der Anpaßwiderstand R_1 verglichen mit dem einfachen Dipol ist. Der Wert von K hängt vom Abstand der beiden Schleifenarme D sowie von den Einzelleiterdurchmessern d_1 und d_2 ab.

Zwei Beispiele mögen die Benutzung dieses Nomogramms erläutern.

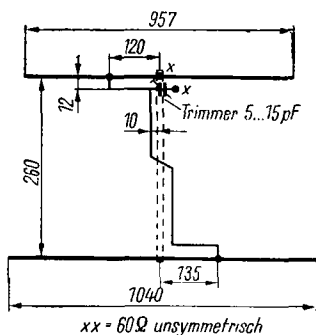
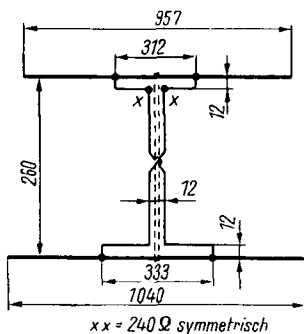
Beispiel 1: Es soll die Länge eines Halbwellendipols, der aus Metallrohr von 25 mm Durchmesser hergestellt wird, für eine Arbeitswellenlänge von 1,5 m (200 MHz) bestimmt werden. Zunächst wird die Größe $\lambda/2d = 1,5 \cdot 10^3/2,25 = 30$ bestimmt. Aus der Grafik im oberen Teil ergibt sich $k = 0,475$, damit wird die Länge des Strahlers $l = k \cdot \lambda = 0,475 \cdot 1500 = 712$ mm.

Beispiel 2: Der Anpaßwiderstand des Schleifendipols mit den entsprechenden Daten aus Beispiel 1 soll 430Ω betragen. Das Durchmesserverhältnis der beiden Schleifenhälften soll $d_2/d_1 = 3$ betragen. Es wird berechnet $K = 430/72 \approx 6$. Legt man im Nomogramm eine Gerade durch die Punkte $K = 6$ und $d_2/d_1 = 3$, so erhält man einen Wert $D/d_1 = 17$. Wählt man $d_1 = 10$ mm, dann ist $d_2 = 30$ mm und $D = 170$ mm. Damit sind die für die Konstruktion der Antenne erforderlichen Werte bestimmt.

Berechnung des $\lambda/2$ -Dipols



Nomogramm 8



Antennen für das 2-m-Amateurband

(Resonanzfrequenz 145 MHz)

2-Element-Richtstrahler nach HB9CV

Gewinn – etwa 7 dB

Speisepunkt $XX = 240 \Omega$ symmetrisch oder 60Ω unsymmetrisch

Elemente – Rundmaterial oder Rohr, 2 bis 8 mm \varnothing

Elementeträger – Rohr oder Profilmaterial, 5 bis 12 mm \varnothing

Anpassung und Verbindungsleitungen – Schaltdraht, isoliert, 2 mm \varnothing

Der Trimmer bei der unsymmetrischen Ausführung dient zur Kompensation des durch die Anpassung verursachten induktiven Blindanteils.

3-Element-Einebenen-Yagi

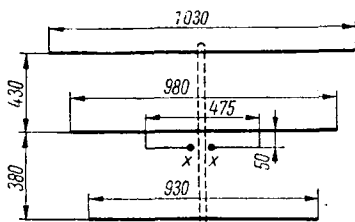
Gewinn – etwa 6 dB

Speisepunkt $XX = 240 \Omega$ symmetrisch

Elemente und T-Anpassung – Rohr, 8 bis 12 mm \varnothing

Elementeträger – Rohr oder Profilmaterial, 10 bis 20 mm \varnothing

(Alle Abmessungen in Millimeter)



4-Element-Einebenen-Yagi

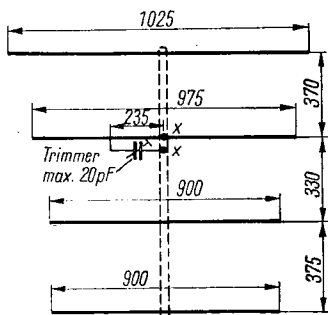
Gewinn – etwa 8 dB

Speisepunkt XX – 60 Ω un-
symmetrisch

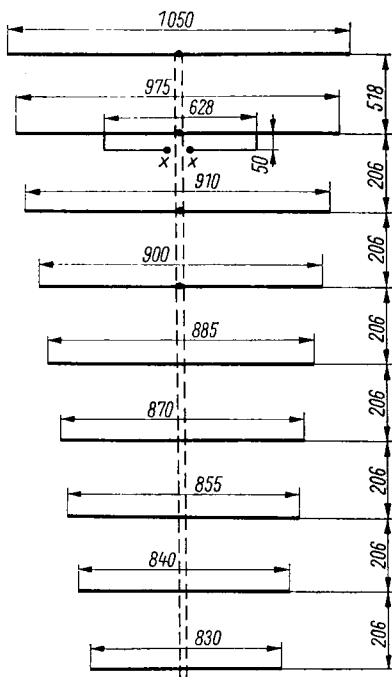
Elemente – Rohr, 8 mm \varnothing

Elementeträger – Rohr oder
Profilmaterial, 15 bis 20 mm \varnothing

Gamma-Anpassung – Schalt-
draht, 2 mm \varnothing



Der Trimmer an der Gamma-Anpassung dient zur Kompensation des durch die Anpassung verursachten induktiven Blindanteils



9-Element-Einebenen-Yagi

Gewinn – etwa 10,5 dB

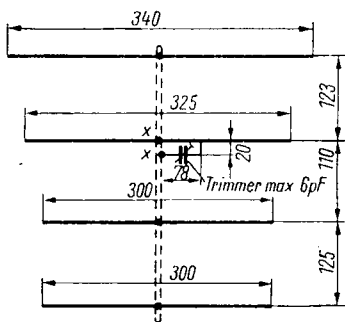
Speisepunkt XX = 240 Ω sym-
metrisch

Elemente und T-Anpassung –
Rundmaterial oder Rohr 8 bis
12 mm \varnothing

Elementeträger – Rohr oder
Profilmaterial, 20 mm \varnothing

(Alle Abmessungen in Millime-
ter)

Antennen für das 70-cm-Amateurband



(Resonanzfrequenz 433 MHz)

4-Element-Einebenen-Yagi

Gewinn – etwa 8 dB

Speisepunkt = 60 Ω unsymmetrisch

Elemente – Rohr, 8 mm \varnothing

Elementeträger – Rohr oder Profilmaterial, 15 mm \varnothing

Gamma-Anpassung – Schalt-draht, 2 mm \varnothing

Der Trimmer an der Gamma-Anpassung dient zur Kompensation des durch die Anpassung verursachten induktiven Blindanteils

15-Element-Long-Yagi

Gewinn – etwa 15 dB

Speisepunkt XX = 60 Ω unsymmetrisch

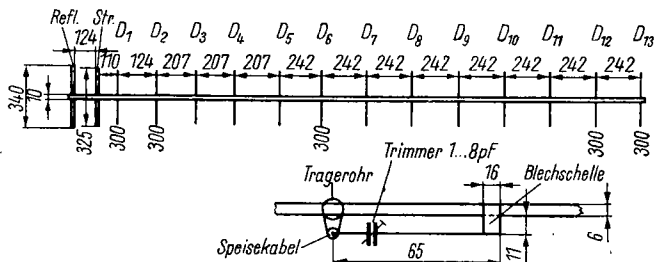
Elemente – Strahlerelement und Reflektor, Rohr oder Rundmaterial, 6 mm \varnothing ; alle Direktoren Rundmaterial, 4 mm \varnothing

Elementeträger – Rohr oder Profilmaterial, 10 mm \varnothing

Gamma-Anpassung – siehe Detailzeichnung

Der Trimmer an der Gamma-Anpassung dient zur Kompensation des durch die Anpassung verursachten induktiven Blindanteils

(Alle Abmessungen in Millimeter)



Werte für Leiterplatten

Als Ausgangsmaterial dient Basismaterial, das aus kupferkaschiertem Hartpapier (Klasse IV) besteht. Die Dicke des Basismaterials ist wie folgt gestuft:

Dicke des Basismaterials in mm	Dicke der Cu-Folie in mm
1 ± 0,08	0,035 + 10 µm - 5 µm
1,5 ± 0,1	und
2 ± 0,11	
2,5 ± 0,13	0,070 + 10 µm
3 ± 0,14	- 5 µm

Die Abmessungen der Leiterplatten sind nach TGL 68-58 standardisiert
Normalgrößen, Form N

Länge L 90 100 110 bis 250 280 300 mm

Breite b 90 65 70 bis 165 170 175 mm

Kleinbauweise, Form K

Länge L 15 im 2,5er-Sprung bis 25 mm

Breite b 10 im 1,25er-Sprung bis 25 mm

Länge L 25 im 5er-Sprung bis 85 mm

Breite b 25 im 2,5er-Sprung bis 57,5 mm

Die Mittelpunkte der Durchbrüche müssen in den Schnittpunkten des Grundrasters oder des Sekundärrasters liegen. Bei kreisförmiger Anordnung einer Gruppe von Durchbrüchen muß ihr gemeinsamer Mittelpunkt auf einen Schnittpunkt fallen. Das Grundrastermaß muß 2,5 mm, das Sekundärrastermaß 0,5 mm betragen. Das Sekundärrastermaß ist nur bei der Kleinbauweise anzuwenden.

Die Standardlochgröße ist 1,3 mm ± 0,12 mm. Der kleinste Lochdurchmesser für Schichtpreßstoff ab 1,5 mm Dicke darf nicht kleiner als die Dicke des Materials sein.

Für die Gestaltung der Leiterzüge gilt noch folgende Tabelle:

	Ohne	Mit	Kleinbauweise
	Oberflächenveredlung		
Kleinste Leiterbreite	0,7	0,7	0,3 mm
Zulässige Abweichung	± 0,2	+ 0,4 - 0,2	± 0,1 mm
Kleinster Leiternennabstand	1	1	0,5 mm
Zulässige Abweichung	- 0,4	- 0,4	- 0,2 mm

Eine Einschnürung der Leiter ist statthaft, wenn 67 Prozent der Leiter-nennbreite erhalten bleiben. Die Belastbarkeit der Leiterzüge ist Belast-barkeit in A

Leiter-nennbreite in mm	Leitertemperatur 70°C Cu-Folie		Leitertemperatur 35°C Cu-Folie	
	35 µm	70 µm	35 µm	70 µm
0,3	1,1	1,6	0,55	0,8
0,7	1,75	2,75	0,9	1,4
1,0	2,2	3,5	1,15	1,8
1,5	2,9	4,8	1,5	2,45
2,0	3,6	6	1,8	3
3,0	5	7	2,6	3,6

Die Druckstockzeichnung ist auf Zeichenkarton mit Alu-Zwischenlage anzufertigen. Es sind folgende vergrößerte Maßstäbe anzuwenden:

a-Platten bis zur Größe 150 mm × 120 mm = M 4 : 1

b-Platten ab der Größe 160 mm × 125 mm = M 2 : 1

Begriffe aus der Schwingquarztechnik

Abgleichtoleranz

Die durch die Schleifgenauigkeit bedingte Abweichung der Quarzfrequenz vom angegebenen Sollwert bei festgelegter Arbeitstemperatur, z. B.:

$$\pm 30 \cdot 10^{-6} \text{ bei } 50^\circ\text{C.}$$

Alterung

Die Frequenz eines Schwingquarzes ändert sich sowohl bei Betrieb als auch bei Lagerung mit der Zeit geringfügig. Diese Frequenzänderung wird mit zunehmender Zeit geringer. Zum Beispiel:

$$\left(\frac{\Delta f}{f}\right)_{T_0} \leq 1 \cdot 10^{-6}/\text{Monat}$$

Arbeitsfrequenz

Die durch das Zusammenwirken von Oszillatorschaltung und Schwingkreis einschließlich Ziehmittel erzeugte Frequenz.

Arbeitstemperatur

Die Temperatur, bei der der Schwingkreis mit den vorgeschriebenen Eigenschaften in den zulässigen Toleranzen liegt.

Belastung

Strom-, Spannungs- oder Leistungsbelastung des Schwingquarzes. Bei hohen Forderungen an die Frequenzkonstanz ist es notwendig, die Belastung möglichst gering zu halten. Die maximale Quarzbelastung gibt den höchstzulässigen Wert an, bei dem die Frequenz noch innerhalb der Toleranz liegt.

Ersatzgrößen

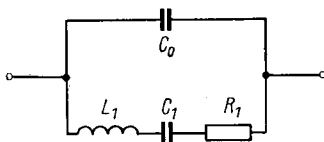
Diese erhält man aus dem Ersatzschaltbild des Schwingquarzes.

L_1 = dynamische Induktivität

C_1 = dynamische Kapazität

R_1 = dynamischer Verlustwiderstand

C_0 = statische Parallelkapazität



Filterquarz

Schwingquarz, der in Filterschaltungen zur Frequenzselektion eingesetzt wird. Er hat gegenüber dem Steuerquarz enger tolerierte Ersatzgrößen und muß innerhalb eines bestimmten Frequenzbereiches frei von Nebenwellen sein.

Frequenzinkonstanz

Die Arbeitsfrequenz eines Schwingquarzes hängt sowohl vom Schwingquarz als auch von der Schaltung ab. Die Schaltungseinflüsse sind abhängig von der Änderung

der Lastkapazität,

der Röhrenspannungen,

der klimatischen und mechanischen Verhältnisse,

der Röhren- und Bauelementeeigenschaften durch Alterung.

Die Einflüsse vom Schwingquarz sind gegeben durch

die Belastung,

den Arbeitstemperaturbereich,

die klimatischen und mechanischen Verhältnisse,

die Alterung.

Frequenztoleranz

Die gesamte zulässige Abweichung von der Nennfrequenz f_0 nach beiden Seiten, die durch das Zusammenwirken mehrerer Ursachen hervorgerufen wird. Solche Ursachen sind z. B. Temperatur, Abgleich, Alterung, Belastung. Zum Beispiel:

$$\pm 100 \cdot 10^{-6} \text{ von } 0^\circ\text{C bis } 60^\circ\text{C}$$

Hierbei ist zu beachten, daß ein Frequenzfeinabgleich der Oszillatorstufe durch Einsatz von Ziehmitteln erreicht werden kann. Unnötig hohe Abgleichtoleranzforderungen erhöhen die Herstellungskosten.

Lastkapazität

In einer Parallelresonanzschaltung wirksame Eingangskapazität, die zusammen mit dem Schwingquarz weitgehend die Arbeitsfrequenz bestimmt.

Nennfrequenz

Nennwert der Arbeitsfrequenz, für die der Schwingquarz in einer bestimmten Schaltung abgeglichen und mit der er beschriftet wird.

Parallelresonanzfrequenz

Diejenige Frequenz, für die der Scheinwiderstand im Ersatzschaltbild unter Vernachlässigung von R_1 unendlich wird.

Quarzelement

Körper aus Rohquarz, der in bezug auf die kristallografischen Achsen orientiert und auf Format und Frequenz geschliffen ist.

Quarzgüte

Aus dem Ersatzschaltbild des Schwingquarzes erhält man

$$Q = \frac{\omega_s \cdot L_1}{R_1} = \frac{1}{\omega_s \cdot C_1 \cdot R_1}$$

Quarzvibrator

Mit Elektroden und Stromzuführungen versehenes schwingfähiges Gebilde.

Rohquarz

Quarzkristalle, aus denen Quarzelemente hergestellt werden.

Schwingquarz

Elektrisches Bauelement, das aus einem Quarzvibrator besteht, der in einen Schwingquarzhalter eingebaut ist.

Serienresonanzfrequenz

Diejenige Frequenz, für die der Scheinwiderstand im Ersatzschaltbild unter Vernachlässigung von R_1 Null wird.

Serienwiderstand

Der Wirkwiderstand im Serienkreis des Ersatzschaltbilds.

Steuerquarz

Schwingquarz zur Frequenzstabilisierung in einer Oszillatorschaltung.

Temperaturkoeffizient der Frequenz

Relative Änderung der Nennfrequenz, bezogen auf eine Arbeitstemperaturänderung von 1°C .

Umkehrpunkt

Temperaturwerte, bei denen die Temperaturfrequenzkurve des Quarzes Extremwerte aufweist, d.h. der Temperaturkoeffizient durch Null geht. Zum Beispiel:

$$\text{UP} = 50^\circ\text{C} \pm 5^\circ\text{C}$$

Tabelle der Trimmerwerte

Keramische Trimmerkondensatoren haben als Bezeichnung lediglich eine Zahl (z. B. *Ko 2504*). Oft wird in Bauanleitungen nur diese Ko-Zahl angegeben, bzw. man besitzt Trimmer, deren Kapazitätswerte man nicht kennt. Die nachfolgende Tabelle ist deshalb eine gute Hilfe.

Typ	Bereich in pF	TK-Wert	Stator	Rotor
2212	6,0... 17	—	—	—
2287	7,0... 120	negativ	Calit	Condensa C
2288	7,0... 120	negativ	Calit	Condensa C
2289	5,0... 50	negativ	Calit	Condensa C
2318	4,5... 30	negativ	Calit	Condensa C
2391	5,0... 30	negativ	Calit	Condensa C
2392	3,0... 15	negativ	Calit	Condensa C
2496	4,5... 18	negativ	Calit	Condensa F
2497	5,0... 27	negativ	Calit	Condensa F
2498	6,0... 50	negativ	Calit	Condensa F
2502	15,0... 40	negativ	Calit	Condensa F
2503	15,0... 60	negativ	Calit	Condensa F
2504	20,0... 90	negativ	Calit	Condensa F

Typ	Bereich in pF	TK-Wert	Stator	Rotor
2509	2,0...7,5	positiv	Calit	Tempa S
2510	2,0...10	positiv	Calit	Tempa S
2511	2,5...14,5	positiv	Calit	Tempa S
2512	5,0...14	positiv	Calit	Tempa S
2513	4,0...17	positiv	Calit	Tempa S
2514	6,0...25	positiv	Calit	Tempa S
2515	4,0...21	negativ	Calit	Condensa C
2516	15,0...45	negativ	Calit	Condensa C
2517	1,5...7,5	positiv	Calit	Tempa S
2518	3,5...14	positiv	Calit	Tempa S
2616	1,5...4	positiv	Calit	Calit
2685	5,0...30	negativ	Calit	Condensa C
2686	15,0...60	negativ	Calit	Condensa C
2687	2,0...10	positiv	Calit	Tempa S
2688	4,0...17	positiv	Calit	Tempa S
2689	5,0...50	negativ	Calit	Condensa C
2690	20,0...100	negativ	Calit	Condensa C
2691	2,5...15	positiv	Calit	Tempa S
2692	6,0...25	positiv	Calit	Tempa S
2843	3,5...18	negativ	Calit	Condensa C
2845	4,0...22	negativ	Calit	Condensa C
2916/17	4,0...21	negativ	Calit	Condensa C
2918/19	4,0...21	negativ	Calit	Condensa C
2921/22	1,5...7,5	positiv	Calit	Tempa S
2923/24	1,5...7,5	positiv	Calit	Tempa S
2984	6,0...36	negativ	Calit	Condensa F
2991	3,0...20	negativ	Calit	Condensa F
3038	15,0...45	negativ	Calit	Condensa F
3083	15,0...150	negativ	Calit	Condensa F
3177	7,0...25	negativ	Calit	Condensa C
3212	5,0...20	negativ	Calit	Condensa C
3252	5,0...20	negativ	Calit	Condensa C
3253	2,5...10	negativ	Calit	Condensa C
3291	3,0...20	negativ	Calit	Condensa C
3368	10,0...28	negativ	Calit	Condensa T
3370	4,0...14	negativ	Calit	Condensa F
3371	7,0...20	negativ	Calit	Condensa F
3372	2,0...5	positiv	Calit	Tempa W
3373	3,0...7	positiv	Calit	Tempa W
3374	35,0...200	negativ	Calit	Condensa T
3389	10,0...40	negativ	Calit	Condensa F
3392	6,0...30	negativ	Calit	Condensa F
3396	4,0...20	negativ	Calit	Condensa F
3398	2,0...6	positiv	Calit	Calit
3407	0,3...3	positiv	Tempa S	Calit
3408	0,5...5	positiv	Tempa S	Calit
3409	1,5...7	positiv	Tempa S	Calit
3410	0,3...3	positiv	Tempa S	Calit
3411	0,5...5	positiv	Tempa S	Calit
3412	1,5...7	positiv	Tempa S	Calit
3413	3,0...15	positiv	Calit	Tempa W

Sachwörterverzeichnis



für die Jahrbücher 1965, 1966 und 1967

(Die Zahl vor dem Schrägstrich gibt jeweils das Jahrbuch an, die Zahl nach dem Schrägstrich dagegen die Seite)

- Abstimmung mit Kapazitätsdioden 65/127 ff.
AC 15 Z 67/236
Adapt-0-Citer 67/171 ff.
Algorithmus 66/171 ff.
Amateurfunk, Funkfernreiben 65/253 ff., 67/187 ff.
Amateurfunkstation, Anwendung v. Relais 66/179 ff.
Amateursender, Multibandkreise 65/287 ff.
Amateur-UKW-Kleinstation 65/306 ff.
Analogrechner 65/180 ff.
Anschlußvierpol m. minimaler Dämpfung 66/379/380
Antennascope 67/248 ff.
Antennen, abgestimmte Leitung 67/244 ff.
—, angepaßte Leitung 67/244 ff.
—, aperiodische 66/307 ff.
—, Dipol, Berechnung 67/302
—, Fernseh- 65/349 ff.
—, Inseln als 65/349 ff.
—, KW-Amateur- 66/304 ff.
—, Lang-Yagi- 67/306 ff.
—, UHF- 65/78
—, UKW- 65/349 ff.
—, Yagi- 67/304 ff.
—, 2-m-Band 67/304, 305
—, 70-cm-Band 67/306
Antennen-Meßpraxis 67/244 ff.
Antennenrelais 66/182
Ardenne-Forschungsinstitut 65/94 ff.
Audionschaltung m. Bastlertransistoren 67/217
Ausbildungsmethoden, NVA- 66/231 ff.
- Backwarddioden 66/284
Batteriekontrolle 65/142
- Bauelemente siehe unter den Einzelbezeichnungen
BCI 66/345 ff.
Begrenzerschaltung 65/104
Belichtungsalternator 66/241 ff.
Beschriftungssymbole, Meßgeräte 65/247, 248
Bild-ZF-Stufe 66/122
biologische Schaltungen 65/36
Bionik 65/199 ff.
Blinkschaltung, doppelte 67/226
Breitbandgenerator 65/245
Buchstabiertafeln 65/395, 396
Budapest I, II, III 67/236, 237
- CHC-Chapter 67/234
Clapp-VFO 66/107
Conteste, Funkamateure- 66/353 ff., 67/238 ff.
- Darlington-Schaltung 66/223
Datenverarbeitungsanlagen 66/39 ff.
DCTL 67/34
Dekadenwiderstand 66/97, 98
Dekodier, HF-Stereo- 66/295 ff.
Dekadenzählröhre 66/268 ff., 67/53 ff.
Dezibel 65/131, 132, 378, 389
dezimalgeometrische Reihe 65/394
Dichtemesser 66/243
Dickmessung 65/192
Dielektrikaeigenschaften 67/311
Digitalrechner, Blockschemata 65/177
digitales Messen 66/263 ff.
Dimensionierung, Schwingkreis-, UKW-Bereich 66/272 ff.
DIN-Reihe 65/394
Dioden in Funkamateurreparatur 65/102 ff.
Diplome, Funkamateure- 66/353 ff., 67/230 ff.

Dipolantennen 67/302, 303
DMCA 67/234
DM-DX-Klub 67/231 ff.
DM-QRA, UKW-Diplom 66/358
Drahtpyramide 66/304, 305
Drucktastenumschaltung 66/180
Dualsystem 65/186 ff.
Dünnschichttechnik 67/31
Dünnschichttechnik 67/30, 149
DXCC 67/230

ECO-Schaltung 67/181
Eichgenerator, 100-kHz- 66/109
Einbereichsuper, Transistor- 65/166 ff.
Einschaltverzögerung 66/179 ff.
Einseitenbandtechnik 65/133 ff., 67/171 ff.
Eintakt-Gleichspannungswandler
67/225
eisenlose Endstufe 65/151 ff., 67/148 ff.,
222
elektrisches Messen nichtelektrischer
Größen 65/191 ff.
Elektrifizierung, 50 Jahre, in der
UdSSR 67/12, 13
Elektrizität, Geschichtliches 67/15 ff.
siehe auch Kalendarium 1965, 1966
Elektroakustik 65/47
Elektroenzephalograf 65/210
Elektrogitarre 67/63, 64
Elektrokardiograf 65/209
Elektronen, ein Gramm 67/50, 51
Elektronenmikroskop 65/96, 97, 211 ff.
Elektronenrabe 67/241 ff.
Elektronenrechner 65/183 ff.
Elektronenröhren-Schaltungen 65/339 ff.
Elektronenstrahl-Dünnschicht-Pro-
duktion 65/8
Elektronenstrahl-Mikrobearbeitungs-
anlage 65/98, 99
Elektronik, Medizin 65/207 ff.
—, Geräte 66/241 ff.
—, industrielle 66/241 ff.
—, integrierte 67/27 ff.
—, Miniaturisierung 65/27 ff.
Elektronik-Arbeitsgemeinschaften
66/129 ff.
elektronisch stabilisiertes Netzgerät
für Transistorbastler 66/327 ff.
elektronische Kuriositäten 66/125 ff.
elektronische Massenarbeit 66/161 ff.
elektronisches Musikinstrument
67/227 ff.
elektronische Randnotizen 65/148 ff.
elektronisches Rechnen 65/179 ff.
elektronische Zeitschalter 65/143 ff.,
67/199 ff., 227

Empfänger, Rauschtemperaturen
65/65
Empfängerprüfgerät, Signal-Injektor-
Verfolgerprinzip 66/219 ff.
Endstufe, eisenlose 67/222
Epitaxialtransistoren 67/39
Epitaxialverfahren 67/39 ff.
Eul-Interview 65/147
Europe-QRA 66/360

Faksimile-Telegrafie 66/200
Falter, kybernetischer 66/138
Farbcode, Widerstände und Kondens-
atoren 65/391, 392
Farbfernsehen 67/97 ff.
Faseroptik 65/38 ff.
Feldeffekttransistor 67/41
Feldstärke, UKW-Sender, Nomo-
gramm 67/291, 292
Fernlenkanlage, Mehrkanal- 66/87 ff.
Fernschreiben 65/56, 66/234, 67/187 ff.
Fernschreibverbindung 66/199
Fernsehantennen 65/349 ff.
Fernsehempfänger, Transistor- 66/119
Fernsehen 65/74 ff.
—, Farb- 67/97 ff.
—, Nachrichtenwesen 66/201
—, transkontinentales 66/145 ff.
Fernsehgeräte als Ortungsmittel
67/284
Fernsehkamera, Transistor-, selbst-
gebaut 67/107 ff.
Fernseh-Leuchtfleckabtaster 65/94
Fernsehsender 65/384, 386
Fernsehtechnik 67/44 ff.
Fernsprechverbindung 66/198
Fernsteueranlage, Rudermaschine
67/141 ff.
Fernsteuerung, Schiffsmodell 66/372 ff.
Fernüberwachungsanlage 66/215, 217
Formelsammlung, kleine 65/397 ff.
Frequenzberatung 65/325, 66/290, 291
Frequenzen und Wellen 65/386 ff.
Fuchs jagd 65/261 ff.
Fuchsjagdsender, 80 m, 10 m, 2 m
67/181 ff.
Funkamateure, Diplome und Conteste
66/353 ff., 67/230 ff.
Funkamateurepraxis 65/102 ff.
Funkamateurschaltungen 66/99 ff.
Funkausbildung 65/45, 58
Funk-Entstörung 66/345 ff.
Funkfernreibetrieb 66/197 ff.
Funkfernreiben, Amateurfunk
65/253 ff., 67/187 ff.
Funkgeräte mittlerer Leistung 66/195

Funkmeßanlagen 55/232 ff.
 Funkmeßgeräte 67/280 ff.
 Funkmeßtechnik 65/231 ff.
 —, Ortung von Interkontinentalraketen 67/286 ff.
 Funkpraktiker, Formelsammlung 65/397 ff.
 Funkprognosen für Kurzwellen 65/323 ff.
 Funkstation kleiner Leistung 65/61, 299 ff.
 Funktechnik, unterhaltsame, 66/38, 188, 218, 326,
 funktchnische Nomogramme 66/370 ff., 67/291 ff.
 funktchnischer Rechenstab 65/414 + Anlage

 Galvanisierereinrichtung 65/105
 Gasanalytoren 67/283
 gedruckte Schaltung 65/31, 67/91 ff.
 —, Leiterplatten 67/307
 Gegentakt-B-Verstärker 67/220, 221
 Geiger-Müller-Strahlungsindikator 67/66 ff.
 Germanium-Backwarddioden 66/284
 Germanium-Leistungstransistor 66/23
 Gleichspannungswandler 67/225
 Grid-Dip-Meter 67/245 ff.
 Großsichtanzeiger 66/267
 Größenzeichnungen 65/411, 412
 GST, 15 Jahre 67/23 ff.
 Gütevervielfacher 65/78, 112, 272 ff.

 HADM 66/356
 Halbleiterbauelemente, Typenbezeichnung 65/381 ff.
 Halbleiterblockhybridtechnik 67/31
 Halbleiterblocktechnik 67/30
 Halbleitertechnik 65/48 ff.
 —, Miniaturisierung 65/7
 HB9CV-Beam 66/311 ff.
 HF-Baustein 67/175 ff.
 HF-Gleichrichtung 65/103
 HF-Indikator 66/109
 HF-Leitung, Wellenwiderstand, Nomogramm 67/301
 HF-Stereokoder 66/295 ff.
 HF-Stereofonie, Pilottonverfahren 65/215 ff.
 HF-Technik, Fortschritte 65/64 ff.
 HF-Transistoren 66/64 ff.
 Hi-Fi-Technik, Verstärkerschaltungen 65/331 ff.

Hochfrequenzspulen, Messung 66/84
 Hohlleiter 67/140
 Hybridtechnik 67/31 ff.
 hydroakustische Geräte 67/278 ff.
 Hydrofon 67/279
 Hyperbelfunktionen 66/371, 372
 H 21 M 67/235

 Impedanzwandler 67/64, 223
 Impulse, Tonmodulation 65/370
 —, Rückgewinnung 65/371
 Impulserzeugung 65/366, 367
 Impulssender, „Arbeitstag“ 66/218
 Induktivität, Zylinderspulen 66/373
 —, Mikroelektronik 67/33
 Induktivitätsmessung 66/83
 Infinite-impedance-Detektor 66/101
 Informationstheorie 67/267 ff.
 Informationsübertragung 67/273 ff.
 Infrarot-Geräte 67/282
 integrierte Elektronik 67/27 ff.
 —, Schaltung 67/149
 Interferometer 67/257
 Interkontinentalraketen, Ortung 67/286 ff.
 Ionosphärenstation 66/292
 IQSY - Internationale Jahre der ruhigen Sonne 66/285 ff.
 IQSY-Messungen 66/292
 Isolationsmessung 66/80
 japanischer Transistortaschenempfänger 67/213 ff.

 Kaltkathoden-Relaisröhre 66/268
 Kapazitätsdioden 65/127 ff.
 Kathodenverstärker, Nomogramm 67/299, 300
 Kapazitätsmessung 66/81
 Katze, kybernetische 66/137
 Kennwerte, kybernetische, des Menschen 66/299 ff.
 Kernfusion 66/111 ff.
 Kernstrahlendetektoren, Silizium- 66/32
 Kleinempfänger, Transistor-, mit eisenloser Endstufe 65/151 ff., 67/148 ff.
 —, made in Japan 67/213 ff.
 Kleinstation, UKW- 65/306 ff.
 —, 2-m-Band 66/333 ff.
 KME 1, 2, 3, 4, 5 (Komplexmikroelektronik) 67/35
 Kodierung, Informationstheorie 67/274 ff.
 Kohlemikrofon 66/105

- Kompaktbaustein 65/32, 33
 Komplexmikroelektronik (KME) 67/35
 Kondensatoren, Farbkode 65/391, 392
 —, Messung 66/84
 —, Mikroelektronik 67/33
 Konsumgüterelektronik 67/43 ff.
 Konverter, Transistor-KW- 67/175 ff.
 —, 144 MHz 65/306
 —, 80 m und 40 m 65/281 ff.
 —, 70-cm-Technik 65/319
 Kräftemessung 65/193
 KW-Amateurantennen 66/304 ff.
 KW-Empfänger, Abstimmung mit
 Kapazitätsdioden 65/127 ff.
 KW-Funkgeräte 66/195
 FW-Funkprognosen 65/323 ff.
 KW-Konverter, Transistorbestückung
 67/175 ff.
 —, 80 m und 40 m 65/281 ff.
 KW-Rundfunkhörerdiplom HADM
 66/356
 KW-Sender mit Tunneliode 65/305
 Kybernetik 65/171 ff.
 kybernetische Parameter des Menschen
 66/299 ff.
 kybernetische Tiere 66/134 ff.
 kybernetisches Spielzeug 66/176 ff.
- Längenmessungen 65/192
 Landeskennerkarte, Europa- und
 Welt- 67/Faltblatt
 Lang-Yagi-, 15-Element- 67/306
 Laser 65/64 ff., 66/63
 Lasermaterial, Daten 66/69
 Leistungsformel, Nomogramm 66/376,
 377
 Leistungstransistoren 66/382
 Leiterplatten, Werte 67/307
 Leiterwiderstand, Berechnung 67/374,
 375
 Lernmaschine für kleines Einmaleins
 67/159 ff.
 Leserpostauslese 66/317 ff.
 Lichtfänger 66/243
 Lichtgitterschranke 66/245
 Lichtreflexabtastgerät 66/245
 Lichtwellengenerator, Anwendung,
 Entwicklungsperspektive 65/83 ff.
 logische Glieder 66/49 ff.
- Magnetbandgerät, Mikro- 67/169
 Magnetometer (U-Boot-Ortung)
 67/281
 Magnetongerät 67/49, 50
 Maser 65/64 ff.
- Mathematik, Spezialisierung 65/172
 Matrixschaltung 65/217
 Matrixspeicher 66/46 ff.
 Maxwellsche Geschwindigkeitsver-
 teilung 66/114
 Medizin, Elektronik in der 65/207 ff.
 Mehrkanal-Fernlenkanlage 66/87 ff.
 Mehrzweckleiterplatten 67/91
 Messen, digitales 66/263 ff.
 Meßgeräte, industrielle 65/241 ff.
 —, Beschriftungssymbole 65/247, 248
 Meßpraxis, Antennen- 67/244 ff.
 Messung
 —, Beschleunigungs- 65/196
 —, Dicken- 65/192
 —, Geschwindigkeits- 65/195
 —, Hochfrequenzspulen- 66/84
 —, Induktivitäts- 66/83
 —, Isolations- 66/80
 —, Kapazitäts- 66/81
 —, Kondensator- 66/84
 —, Kräfte- 65/193
 —, Längen- 65/192
 —, Licht- 65/197
 —, NF-Elkos 66/76 ff.
 —, Reststrom- 66/80
 —, Temperatur- 65/197
 —, Transistoren 66/76 ff.
 Mickeymatch 67/251
 Mikroelektronik, Entwicklung 65/27 ff.
 —, —, in der DDR 67/35
 —, Bauelemente 67/32 ff.
 —, Komplex- 67/32 ff.
 —, Schaltungstechnik 67/32 ff.
 Mikroempfänger 67/148 ff.
 Mikromodultechnik 65/32, 67/29 ff.
 Miniaturisierung 65/5, 27 ff.
 Modellfernsteuerung, Proportional-
 system 65/364 ff.
 Modultechnik 65/31, 32
 Molekularelektronik 65/35
 Mondreflexion 66/51 ff.
 MOTOFON, Motorrad-Sprechgerät
 67/207 ff.
 Motorrad-Sprechgerät 67/207 ff.
 Motte, kybernetische 66/141
 MSPA 67/235
 Multibandkreise 65/287 ff.
 Multiplexgerät 66/214
 Multivibrator, 800 bis 1500 Hz 67/226
 Musikinstrument, elektronisches
 67/199 ff.
- Nachhalleinrichtung 67/61, 62
 Nachrichteneinheit, Truppführer
 67/262 ff.

- Nachrichtenmittel, bewegliche 66/202
 —, akustische 66/203
 —, optische 66/203
 —, Streitkräfte 66/190 ff.
 Nachrichtenoffizier 65/54 ff.
 Nachrichtentechnik, Geschichte
 67/15 ff.
 —, — 65, 66/Kalendarium
 Nachrichtentheorie 67/274 ff.
 Nachrichtenübermittlung, Geschicht-
 liches 67/15 ff.
 Nachrichtenverbindung NVA 66/57 ff.
 Neper, relativer Pegel in 65/390
 Netzbetrieb-Hilfsgerät 66/74
 Netzgeräte, elektronisch stabilisierte
 66/327 ff.
 Netzteil, der sonderbare 67/40
 —, für Transistorversuche 67/224
 NF-Leistungstransistoren (Ver-
 stärkerpraxis) 67/81 ff.
 NF-Transistoren 66/383 ff.
 NF-Verstärker, direktgekoppelter
 67/220
 —, für Kopfhörerbetrieb 67/219
 —, mit Transistoren 67/59 ff.
 —, selektiver Transistor- 66/351, 352
 —, 2-m-Band-Kleinstation 66/338
 Nomogramme, funktechnische 66/370,
 67/291 ff.
 —, Anschlußvierpol 66/379, 380
 —, Dipolantennen 67/302, 303
 —, Frequenz von Phasenschiebergene-
 ratoren 67/296, 298
 —, HF-Leitungen, Wellenwiderstände
 67/301
 —, Hyperbelfunktion 66/371, 372
 —, Katodenverstärker 67/299, 300
 —, Leiterwiderstand, Berechnung
 66/374, 375
 —, Leistungsformel 66/377
 —, Ohmsches Gesetz 66/376, 377
 —, Parallelschwingkreisberechnung
 67/291, 293
 —, Spulen, mehrlagige, Berechnung
 67/296, 297
 —, Temperaturkompensation,
 Schwingkreise 67/294, 295
 —, trigonometrische Funktionen
 66/370
 —, UKW-Sender-Feldstärke 67/38
 —, Umrechnung Verhältniszahlen in
 dB 66/378
 —, Zylinderspulen, Induktivität 66/373
 Normalgenerator 65/244
 Normwerte, internationale Reihe
 65/393
 Notch-Filter 67/33
 npn-Transistor-Schaltungen 67/74 ff.
 Nuvistoren 65/327 ff.
 NVA-Ausbildungsmethoden 66/231 ff.
 NVA-Nachrichtenoffizier 65/54 ff.,
 67/262 ff.
 Ohmsches Gesetz, Nomogramm 66/376,
 377
 Ortungsmittel, U-Boot- 67/278 ff.
 Oszillator-Konverter 66/122
 Oszillator-Trennstufe 66/99
 Oszillator, UKW-66/107
 Oszillogramm, Sinusgenerator 67/206
 Parallelschaltung, Widerstandswerte
 66/368, 369
 Parallelschwingkreis, Berechnung
 67/291, 293
 Parameter, kybernetische, des Men-
 schen 66/299 ff.
 parametrische Verstärker 65/64 ff.
 Pegel, in Dezibel 65/398
 —, in Neper 65/390
 Phasenschiebegerator, Frequenz-
 ermittlung (Nomogramm) 67/296,
 298
 Pilottonverfahren, Transistortechnik
 66/23 ff.
 Planartechnologie, Transistortechnik
 66/23 ff.
 Planartransistor, Epitaxial- 67/39
 Preisrätsel 65/379
 —, Auflösung 66/323
 Produktdetektor 66/102
 Proportionalsteuerung 65/305
 Proportionalssystem, Modellfernsteue-
 rung 65/364 ff.
 Prüfgerät, Transistoren 65/140 ff.
 Prüftechnik, Bauelemente 66/71 ff.
 Puppenstuben-Empfänger 65/151 ff.
 Quarz, Schwing-, Technik 67/308 ff.
 Quarzersatzfilter, elektronisches
 65/272 ff.
 Q-Multiplier 65/272 ff.
 Radar 65/231 ff.
 Radargeräte 67/286 ff.
 Radioastronomie 66/151 ff.
 —, Technik der 67/253 ff.
 Radioklub 65/48 ff., 67/231
 Radiometer 67/260, 285
 Radios, kleinste der Welt 67/149 ff.

- Radiostrahlung 66/153 ff.
 RADM 66/357
 Raketenabwehr 65/88 ff., 67/286 ff.
 Rechenmaschinen 65/179
 Rechenstab, funktechnischer 65/414
 + Anlage
 Reflektometer 67/244
 Reflexschaltung 67/218
 Reststrommessung 66/80
 Richtfunk, Übung 66/57 ff.
 Richtfunkanlagen, automatischer
 Betrieb 66/205 ff.
 Richtfunkgeräte 65/57
 Richtfunkmittel 66/197
 Richtfunktechnik 65/223 ff.
 Richtstrahler 66/310 ff.
 Röntgenbildverstärker 65/208
 Röntgengerät 65/207
 Romanze in f 66/229, 230
 RTTY-Empfangskonverter 65/259
 RTTY 67/187 ff.
 Rudermaschine 67/141 ff.
 ruhige Sonne, internationale Jahre
 66/285 ff.
 Rundfunkempfänger 67/43 ff.
 —, Abstimmung mit Kapazitätsdioden
 65/127 ff.
 Rundfunksender 65/384, 385
 Rundfunktechnik 67/43 ff.
 R-6-K-SSB-Diplom 66/361
 R-100-0, R-150-S, R-10-R 66/362
- Schaltungstechnik, Mikroelektronik
 67/34
 Schiffsmodellsteuerung 65/372 ff.
 Schildkröte, kybernetische 66/134 ff.
 Schutzschaltung 66/179 ff.
 Schwingkreis, Temperaturkompensa-
 tion (Nomogramm) 67/294, 295
 Schwingkreisdimensionierung, UKW-
 Bereich 66/272 ff.
 Schwingquarztechnik, Begriffe 67/308 ff.
 SECAM 67/103 ff.
 Selektograf 65/249
 Sende-Empfangs-Umschaltung 66/105,
 182
 Sender für 144 MHz 65/309
 Sendertechnik, 70-cm- 65/320
 Servomatic 67/141
 Signal-Injektor-Verfolgerprinzip
 66/219 ff.
 Signalgeber 66/224 ff.
 Signalverfolger 66/219 ff.
 Silizium-Kernstrahlendetektor 66/32
 Silizium-Planartransistor 66/25 ff.
 Sinusgenerator 1000 Hz 67/226
- S-Meter-Schaltung 66/100
 Sonnenflecken 66/287 ff.
 SOP Sea of Peace 66/361
 SP-DX-Klub 67/236
 Spektron 65/41
 Spracheinschaltung, automatische,
 des Senders 66/185
 Sprechgerät für Motorradbesatzung
 67/207 ff.
 Spulen, Berechnung (Nomogramm)
 67/296, 297
 SSB-Diplom R-6-K 66/361
 SSB-Exciter 67/171 ff.
 SSB-Sender, Filtermethode 65/134
 Stabilisierung mit Regelverstärker
 66/330
 —, mit Zenerdiode 66/317 ff.
 Stereo-Dekoder 66/295 ff.
 Störunterdrückung 66/103
 Strahlungsgürtel der Erde 66/289
 Strahlungsindikator für Zählrohr-
 schaltung 67/66 ff.
 Streitkräfte, Nachrichteumittel
 66/190 ff.
 Stromrichtung 67/22
 Superhetempfänger, Transistor-,
 Kompendium 67/123
 Synchom III 66/148
 Synchronsatelliten 66/145 ff.
 S-6-S 66/363
- Tabellen 65/381 ff., 66/365 ff., 67/291 ff.
 TANDEL, neues Bauelement 65/113 ff.
 Taschenempfänger, Transistor-, made
 in Japan 67/26
 Tastfunker 66/231
 Technik von damals
 —, Audion ohne Anodenbatterie
 65/205
 —, Elektroakustik 65/47
 —, KW-Empfänger 65/285
 —, KW-Empfangstechnik 65/165
 —, Radioamateur 65/221
 —, Superheterodyn-Empfänger 65/285
 —, UHF-Technik 65/165
 —, Verstärkerröhre 65/230
 Telegrafie, Faksimile- 66/200
 Temperaturkompensation, Schwing-
 kreis, Nomogramm 67/294
 Temperaturstabilisierung 67/164
 TGL, Dielektrika 67/311
 —, Leiterplatten 67/307
 Thermorelaischaltung 67/227
 Thermostat, elektronischer 67/70
 Tieftongenerator 65/242
 „Todesstrahlen“ 65/83 ff.

- „tönender Notizblock“ 67/169 ff.
 Transistorarten, Überblick 65/53
 Transistor-Clapp-VFO 66/107
 Transistor-Einbereich-Super 65/166 ff.
 Transistoren, Einseitenbandbetrieb 65/133 ff.
 —, Mikroelektronik 67/32 ff.
 —, NF-Verstärker 67/59 ff.
 —, Praxis des Funkamateurs 65/102 ff.
 —, sowjetische 66/365 ff.
 Transistor-Fernsehkamera, selbstgebaut 67/107 ff.
 Transistor-Fernsprechmikrofon 67/72
 Transistor-Fernsteueranlage, Ruder-
 maschine 67/141 ff.
 Transistor-Kleinempfänger mit eisen-
 loser Endstufe 65/151 ff.
 Transistorlogik, gleichstromgekoppelte
 67/34
 Transistor-NF-Verstärker 66/351,
 352, 67/59 ff., 81 ff.
 Transistorprüfgerät 65/140 ff.
 Transistorschaltungen, interessante
 (npn) 67/65 ff.
 Transistor-Superhet-Kompendium
 67/123 ff.
 Transistortabellen 66/381 ff.
 —, HF-Transistoren 66/386 ff.
 —, Leistungstransistoren 66/382
 —, NF-Transistoren 66/383
 Transistor-Taschenempfänger made in
 Japan 67/213 ff.
 Transistorversuche, Netzteil für 67/224
 Translog-Baustein (Schaltverstärker)
 66/247
 Trennverstärker, VFP 66/108
 trigonometrische Funktionen 66/370
 Trimmerkondensatoren, Tabelle 67/311,
 312
 Truppenführung 67/267 ff.
 Truppführer, Nachrichteneinheit
 67/262
 Tunneldiode 65/49
 —, Schaltungsanwendung 66/251 ff.
 —, Dipmeter 65/304
 —, KW-Sender 65/305
 TVI 66/354
 T2FD-Antenne 66/308 ff.
- U-Boot-Ortung, technische Mittel
 67/278 ff.
 UHF-Empfangsantenne 65/78
 UHF-Fernsehen 65/74 ff.
 UKW-Antennen 65/349 ff.
 UKW-Bereich, Schwingkreisdimen-
 sionierung 66/272 ff.
- UKW-Diplom 66/358, 360
 UKW-Funkamateure, Mondreflexion
 66/51 ff.
 UKW-Funkgeräte 66/194
 UKW-Kleinstation 65/306 ff.
 UKW-Sender, Feldstärke, Nomo-
 gramm 67/291, 292
 UKW-Oszillator 66/107
 Ultraschallfernsehen 67/284
 Umrechnung Verhältniszahlen in dB
 66/378
 Uniblock-Baustein 65/32, 33
 Universalverstärker 66/245
 Unterwasserfernsehen 67/284
 Unterhaltsame Elektronik 66/38, 50,
 117, 188, 218, 229, 326,
 67/22, 37, 38, 50, 51, 58, 79, 80
- Variophon-Varioton 66/87 ff.
 Verdrahtungstechnik 65/31
 Verstärker, Gegentakt-B- 67/220
 —, NF- 67/59 ff., 219
 —, parametrische 65/64 ff.
 Verstärkerpraxis 67/59 ff., 74 ff., 81 ff.
 Verstärkerschaltungen, Hi-Fi-65/331 ff.
 VFO-Trennverstärker 66/108
 VHF-Kanalwähler 66/123
 Video-Endstufe 66/120, 121
 Vierschichtdiode 65/50, 52
 Vorsatzgerät 65/281 ff., 67/175 ff.
- WAC 67/231
 WAD 67/237
 WADM 66/357
 Wanze, kybernetische 66/139
 Wellen und Frequenzen 65/386 ff.
 Wellenwiderstand, HF-Leitung,
 Nomogramm 67/300, 301
 Weltraumsignale 66/33 ff.
 Werkstattpraxis, Tips für 66/169 ff.
 Widerstände, Farbkode 65/391
 —, Mikroelektronik 67/32
 Widerstandsmessung 66/71 ff.
 Widerstandswerte, Parallelschaltung
 66/368, 369
 W-21-M 67/236
 W-100-U 66/361
- Yagi-Antennen 67/304 ff.
- Zählbetragsdrucker 66/267
 Zeitschalter, elektronischer 65/143 ff.,
 67/199 ff., 227
 ZMT, P-ZMT 66/363
 Zylinderspulen, Induktivität 66/373

2-m-Band, Antenne 67/304, 305
2-Band-Empfänger 66/333, 334
2-m-Band-Kleinstation 66/333 ff.
2-m-Sender 65/306 ff., 66/336 ff.
2-Element-Richtstrahler 67/304
3-Element-Yagi-Antenne 67/304
4-Element-Yagi-Antenne 67/305
9-Element-Yagi-Antenne 67/305

15-Element-Yagi-Antenne 67/306
70-cm-Technik 65/313 ff.
80-m-Fuchsjagdsender (10 m, 2 m)
67/181 ff.
100-OK, P-100-OK, Vkv-100-OK
66/363
100-kHz-Eichgenerator 66/109



Lieber Leser, fanden Sie die 3 *weisen* Raben (S. 80, 96, 179)?

Wir suchen nun den *weisen* Raben, Verzeihung, Leser, der uns einen entsprechenden Beitrag mit Schaltung, Foto oder Exponat bis zum 1. Februar 1967 unter „Preisfrage Elektronisches Jahrbuch 1967“ an den Deutschen Militärverlag, 1055 Berlin, Storkower Str. 158, einsendet.

Den Preisträgern winken 1 „Kosmos“ sowie Buchpreise nach Wahl im Werte von 75,—, 50,— und 25,— MDN sowie Honorar bei Veröffentlichung des Beitrags im „Elektronischen Jahrbuch 1968“ oder im „funkamateurl“. Rücksendung nichtverwendeter Beiträge sichert Ihnen zu

Ihr Huggy,

der übrigens auch auf Ihre kritischen Anregungen wartet.



Widerstand,
allgemein



Potentiometer



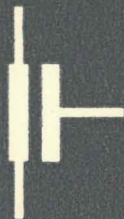
Trimm-
Widerstand



Varistor



Trimmer



Durchführungs-
kondensator



Luftspule



Spule mit
HF-Eisenkern



Diode



Triode



Pentode



pnp-
Transistor



Antenne



UKW-Antenne



Masse



Erdung

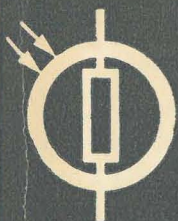


Foto-
Widerstand



Kondensator,
allgemein



Elektrolyt-
kondensator



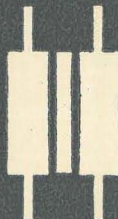
Dreh-
kondensator



HF-Übertrager



Spule mit
Eisenkern



Transformator



Ferrit-
antenne



n p n-
Transistor



Tunneldiode



Fotodiode



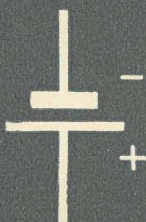
Zenerdiode



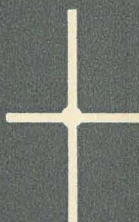
Sicherung



Gleichrichter



Batterie



elektrische
Verbindung

