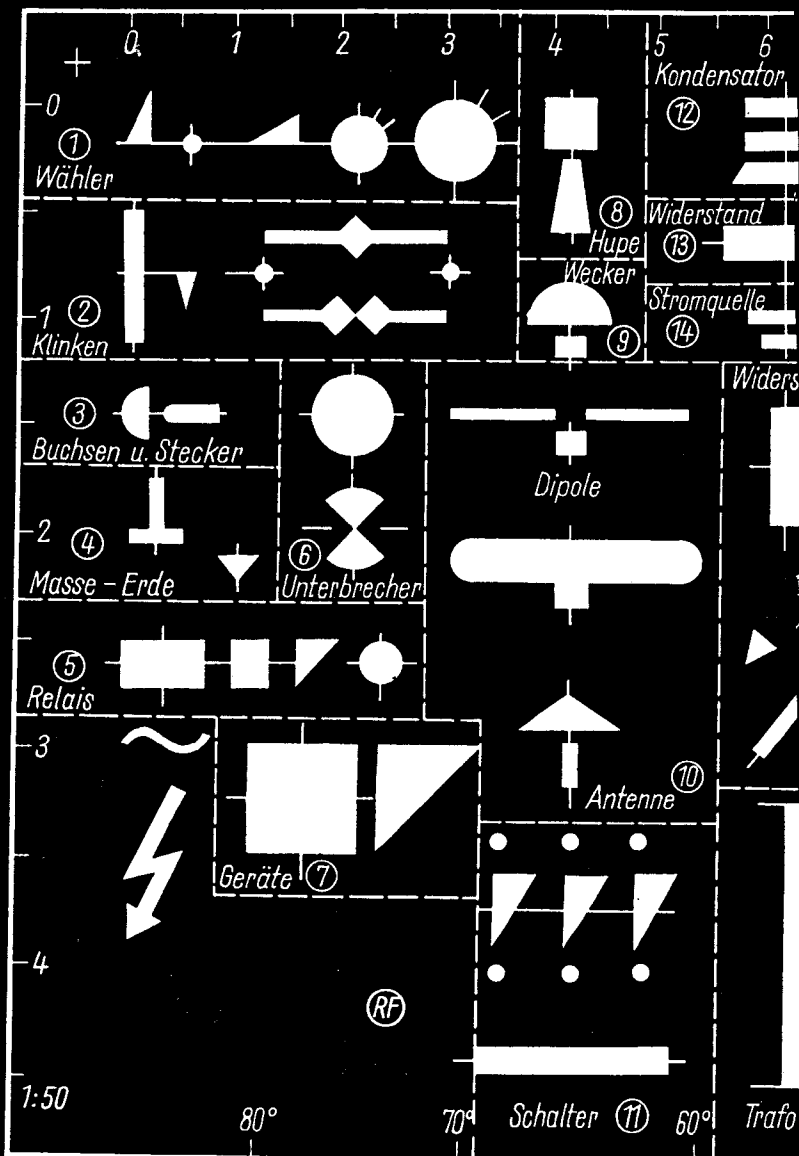




**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1969**





**Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1969**

Herausgeber : Ing. Karl-Heinz Schubert

**Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1969**



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 20. 3. 1968

Inhaltsverzeichnis

Kalendarium

E. Preil

20 Jahre Deutsche Demokratische Republik

VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt – ein Werk und seine Menschen 11

Rudi Bunzel

Vom «Volkssender» zur «Geisterstimme» 20

Werner Stankoweit

Ein «Spinnennetz» aus 87 Frequenzen 26

Wissenswertes über moderne Technik

Dipl.-Phys. *D. Felske*

Wetterfrösche im Kosmos 39

Dipl.-Phys. *H.-J. Fischer*

Millimeterwellen – Nachrichtenmittel der Zukunft? 51

Ing. *K. K. Streng*

Einführung in die Problematik des Farbfernsehens (3) 57

Dipl.-Ing. *A. Orban*

Telemetrische Messung biophysikalischer Größen 65

Ing. *H. Rebensburg*

Moderne Meßgeräte für die L- und C-Messung 71

Oberstleutnant *Sinjak*

Elektronische Datenverarbeitungsanlagen (EDVA) auf dem Gefechtsstand 81

Ing. <i>T. Reck</i>	
Klein — kleiner — am kleinsten	89
<i>A. Sacharow</i>	
Kybernetik und Psychologie	95

Neue Bauelemente

Ing. <i>K.-H. Schubert</i>	
Integrierte Halbleiterschaltungen von TESLA	101
Dipl.-Phys. <i>H.-J. Fischer</i>	
Kaltes Licht — auf neuen Wegen (Gallium-Arsenid-Diode)	107
Ing. <i>K.-H. Schubert</i>	
Wie wendet man Varicaps, Varactoren oder CV-Dioden an?	116

Moderne Technik für den Funkamateuer

Ing. <i>Till Pricks</i>	
Mischstufen mit Transistoren	129
<i>Z. Lachowski</i>	
Sender für die Fuchsjagd auf 80 m und 2 m	139
Ing. <i>K.-H. Schubert</i>	
Transistor- und Röhrenempfangskonverter für das 2-m-Band	149
<i>H.-J. Reinhold</i>	
SSB-Exciterplatine mit Transistorbestückung	163
Dipl.-Ing. <i>H. Brauer</i>	
KW-Superhet-Schaltungspraxis	179
Ing. <i>K.-H. Schubert</i>	
Frequenzstabiler Oszillator nach <i>Vackar</i>	189
<i>K. Rothammel</i>	
Die Speiseleitung und ihre Ankopplung an die Senderendstufe	197

Bauanleitungen für den Elektroniker

<i>H. Volkhardt</i>	
Empfangsanlage in Bausteintechnik für die Funkfernsteuerung	209

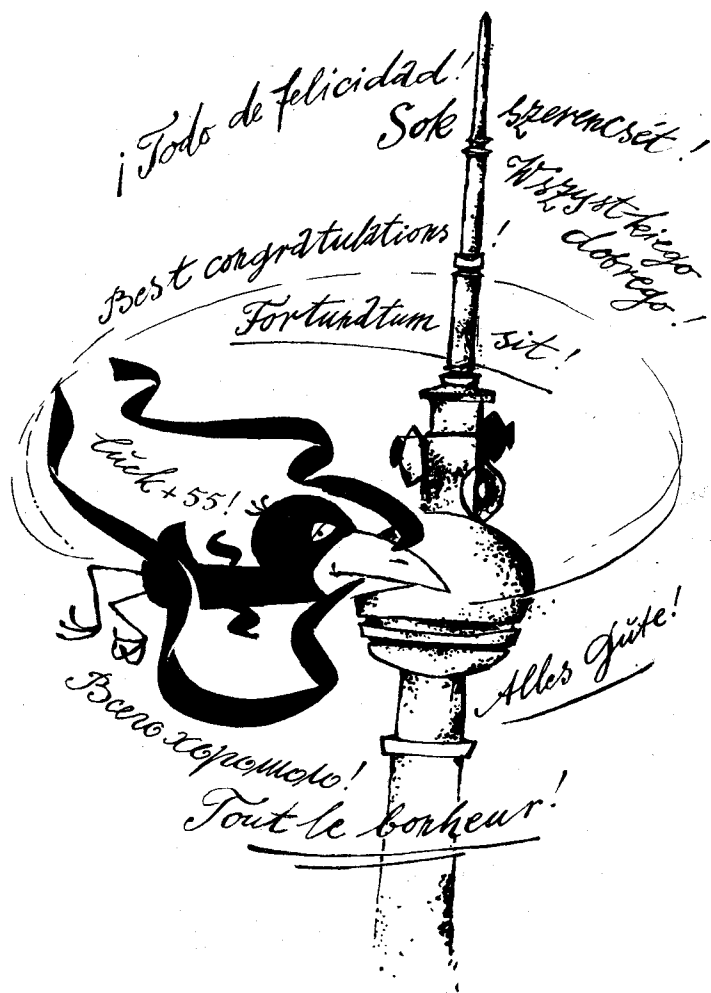
<i>Ing. R. Anders</i>	
Elektronenblitzgerät — selbst berechnet	226
<i>Ing. D. Müller</i>	
Einfache NF-Verstärkerbausteine	231
UKW-Empfänger mit Transistoren	237
<i>Ing. K.-H. Schubert</i>	
Musik in Farben	252
<i>A. Walskij/G. Stern</i>	
Elektroball — Fußballspielautomat	259

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

<i>Ing. H. Stiehm</i>	
Diplome und Conteste der Funkamateure	268
Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (III)	276
Erika erzählt von den «Turmfalken» — Die vormilitärische Ausbildung	281
<i>G. Junger</i>	
Junge Pioniere als Neuerer	
Rationalisierung mit einem Telefon-Anrufbeantworter	286
Neues von Huggy, dem Elektronenraben	293
Kleines Lexikon für den Newcomer (militärische Funktechnik)	296

Tabellenanhang

Das System «ursamat»	298
Funktechnische Nomogramme	302
Begriffe aus der Schwingquarztechnik (II)	309
Transistorvergleichstabellen	314



¡Todo de felicidad!

Sok

Spencerseit!

Best congratulations

Fortundtum

Wissyt keigo
dobrego!

seit!

Lück + 55!

Bene repomoto!

Tout le bonheur!

Alles Güte!

1 9 6 9

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



Bild 1 *Frühjahrsmesse-Höhepunkt 1968: An der Spitze einer zahlreichen Repräsentanten-Gruppe stattete der Vorsitzende des Staatsrates der DDR und 1. Sekretär des ZK der SED, Walter Ulbricht, dem Industriezweig Rundfunk und Fernsehen einen Besuch ab und sprach sich sehr anerkennend über die neue gestalterische Linie bei Staßfurter Fernsehempfängern aus*

**VEB Fernsehgerätekwerke
Staßfurt —
ein Werk
und seine Menschen**

E. Preil

Das Jahr 1968 war für Staßfurt und seinen VEB Fernsehgerätekwerke in jeder Hinsicht bedeutungsvoll:

Einmal setzte es den Schlußpunkt unter die beispielhafte Entwicklung dieses RFT-Betriebs von einem mittleren Rundfunkgeräte-Produzenten zu einem der größten Fernsehgeräte-Unternehmen Europas, zum anderen leitete es die weitere Entwicklung dieses sozialistischen Großbetriebs sowie die neue Profilierung des gesamten Industriezweigs Rundfunk und Fernsehen der DDR ein. Ein Einschnitt also, der zu Rückblick und zu Ausblick Anlaß gibt.

Das Novum

Das erste Staßfurter Jahrzehnt von 1958 bis 1968 hat Schlagzeilen gemacht und dem internationalen Fachgespräch zeitweilig Richtung und Tenor gegeben. Mit Recht, denn was sich dabei in aller Planmäßigkeit und ohne großes Aufheben vollzog, war, im internationalen Rahmen und Maßstab gesehen, tatsächlich etwas völlig Neues sowohl hinsichtlich der Zielstellung — Konzentration eines ganzen Erzeugnisbereichs der DDR auf einen einzigen Spezialbetrieb — als auch hinsichtlich der Realisierung bei laufender Produktion mit all ihren technisch-ökonomischen sowie menschlichen Konsequenzen.

Die internationale Fachöffentlichkeit, der die Tragweite dieses Vorgangs offensichtlich durchaus geläufig war, ließ Staßfurt in den entscheidenden Phasen nicht aus dem Blick, und so zählte das Werk gerade um diese Zeit eine Reihe prominenter Journalisten aus Europa und aus Übersee — sogar aus Argentinien und Uruguay — zu seinen Gästen, die sich an Ort und Stelle ein Bild vom Staßfurter Geschehen und der damit verbundenen Problematik verschafften. Eine umfangreiche Berichterstattung verknüpfte sich mit diesen Besuchen und ließ das Werk zum Beispiel werden für die Entwicklung des gesamten Industriezweigs Rundfunk und Fernsehen.

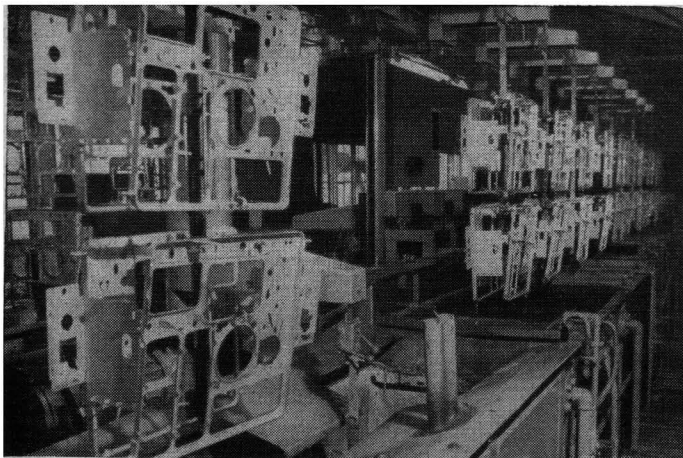


Bild 2 Ausschnitt aus der vollautomatischen Chassisverzinkerei im VEB Fernsehgerätee Werke Staßfurt



Bild 3 Ausländische Journalisten im VEB Fernsehgerätee Werke Staßfurt

Inzwischen bestimmt dieser Betrieb mit seinem ausgedehnten Hallenkomplex und den verschiedenen Neubauten (darunter dem imposanten Hochhaus für die Forschung und Entwicklung, das 1969 seiner Bestimmung übergeben wird) die westliche Silhouette der alten Bode-Stadt und zu einem guten Teil auch ihren «Pulsschlag». Die Staßfurter und ihr Fernsehgerätewerk aber sind eins geworden. Auch das war ein Prozeß, der seine Zeit brauchte, denn die Belegschaft wuchs sprunghaft, neue Abteilungen und Bereiche kamen hinzu, und bald erstreckte sich der Einzugsbereich des Werkes fast 30 km ins Harzvorland und in die Börde, also weit über die Stadt hinaus, wo man einst nur die Produktion von Kali und Zuckerrüben gekannt hatte.

«Sie ja — aber wir nicht!»

Damit sind wir bei der Staßfurter Vergangenheit, die sich bis Anfang der 20er Jahre zurückverfolgen läßt und mehr oder weniger den Machtkampf der deutschen Elektromonopole sowohl in der Weimarer als auch in der Hitler-Zeit widerspiegelt. 1920, als in Berlin die Vorbereitungen für einen regelmäßigen Programm-Rundfunk aufgenommen wurden und sich das «große Radiogeschäft» bereits abzuzeichnen begann, nahmen die *Staßfurter Licht- und Kraftwerke AG* die Entwicklung eines Detektorempfängers auf und hatten damit ein ziemlich breites Echo. 1923 brachten sie mit dem 3-Röhren-Empfänger *Viola* den ersten deutschen Netzempfänger heraus und lagen damit an der Spitze der damaligen deutschen Rundfunkgerätefertigung. Das Unternehmen gehörte zum *Continental-Gas-Konzern*, der 1925 eine Gruppe junger Ingenieure auf die Konstruktion lukrativer Seriengeräte ansetzte. 1928 wurden die ersten Erfolgstypen *K 4*, ein 4-Röhren-Einkreiser mit Widerstandsverstärkung, *T 4*, ein 4-Röhren-Empfänger, und *Staßfurt 23*, ein 2-Röhren-Schirmgitterempfänger, vorgestellt. Das neue Staßfurter Sortiment schlug so gut ein, daß sich die *Continental-Gas* entschloß, die Rundfunkabteilung ihres Staßfurter Tochter-Unternehmens in die selbständige *Staßfurter Rundfunk-Gesellschaft m. b. H.* umzuwandeln.

Dieser Schachzug bot dem Konzern drei wesentliche Vorteile. Zunächst konnte man sich mit der neuen Gesellschaft einen großen Marktanteil verschaffen. Dann war es möglich, die Gesellschaft zum günstigsten Zeitpunkt, d.h. vor Konjunkturumschwung, meistbietend abzustoßen und sie endlich, wenn nötig, zu liquidieren. Die ersten beiden Phasen wurden bald durchexerziert: die Staßfurter Konkurrenz hielt sich nicht lange, konnte sich auch nicht durchsetzen. Also bot man die Gesellschaft der Berliner *Philips-AG* an, die dankend ablehnte und vorschlug, Staßfurt einfach zu liquidieren. Aber die Continental-Leute witterten noch eine andere Chance: das Rüstungsgeschäft. Also lösten sie nicht auf, sondern

investierten weiter in ihre Rundfunkgesellschaft. Die militante Nachrichtentechnik, auf die man sich nun mit allem Nachdruck verlegte, insbesondere später auf die Ausrüstung der V-Waffen, warf natürlich beträchtlichere, vor allem aber ständig steigende Profite ab. Und so ging alles gut bis 5 Minuten nach 12, als es auch mit dem ehemaligen Staßfurt zu Ende war . . .

Von nun an diktierten andere Männer das Geschehen in den verwaisten Werkhallen. Es waren die Aktivisten der ersten Stunde, wie *Willy Schulze*, *Alfred Weiß*, *Paul Schmidt*, *Otto Becker*, *Fritz Dauer* und *Kurt Wilde*. Hören wir dazu *Otto Becker*: «Während der Zeit der Übernahme des Betriebs durch die Rote Armee war die Produktion von Rundfunkgeräten gerade wieder angelaufen. Die Kommandantur hatte Verständnis für unsere Situation und gab uns die Produktionsgenehmigung. Maschinen und Material mußten wir uns selbst zusammensuchen. Wenn auch der Kreis der Aufbauwilligen recht klein war, so vertrauten wir doch auf unsere Kraft. Oft wußten wir allerdings nicht, wo wir den Lohn für unsere Kollegen hernehmen sollten. Damals erklärte ein Vertreter des ehemaligen Continental-Konzerns nach der Besichtigung des ausgeschlachteten Betriebs: „Den kann man abschreiben!“ Ich antwortete: „Sie ja — aber wir nicht!“

Mit diesen lapidaren Worten begann eine neue, begann *unsere Zeit von Staßfurt*. Ende 1945 zählte der Betrieb bereits 157 Mitarbeiter. Ende September des folgenden Jahres wurde der Continental-Gas-Konzern offiziell enteignet und das Werk zunächst den Vereinigten Industrierwerken Sachsen-Anhalt angegliedert, um dann am 1. Juli 1958 als volkseigener Betrieb *Stern-Radio Staßfurt* in die neugegründete VVB Radio und Fernmeldetechnik (RFT) überzugehen und im weiteren Verlauf zu einem der Stammwerke des heutigen Industriezweigs Rundfunk und Fernsehen zu werden. Aus jenen Pionierjahren grüßen einige namhafte «Veteranen», die auch heute noch in guter Erinnerung sein dürften: *Libelle 4 D 61*, *Diamant II SE 158/1*, *Admiral 10 E 152*, *Traviata 8 E 151* und die erste Geräteserie in Baustufenform *Stern 5 E 63*.

Doch bereits 1956 bahnte sich mit dem staatlichen Auftrag, ein produktionsreifes Fernsehgerät, den 32-cm-*Iris*, zu entwickeln, für Staßfurt eine völlig neue Situation an, die — wie sich bald zeigen sollte — dem Werk und seinen Mitarbeitern das Äußerste abverlangte. Es handelte sich ja nicht um *ein* Fernsehgerät oder um *ein* Experiment, sondern um die Vorbereitung auf eine Fernsehgeräte-Großfertigung, also um einen prinzipiellen Umstellungsprozeß und damit um die schrittweise Vereinigung einer damals in Berlin und Calbe sowie bis 1967 in Radeberg noch laufenden Fernsehgeräteproduktion. Das Endziel hieß: neue Konzeptionen und Technologien sowie weit höherer Produktionseffekt und seit 1966 Übernahme der Alleinproduktion für die gesamte DDR. Diese Aufgabe hatte es in sich, denn mit jedem Tag stieß man auf der ganzen Linie in

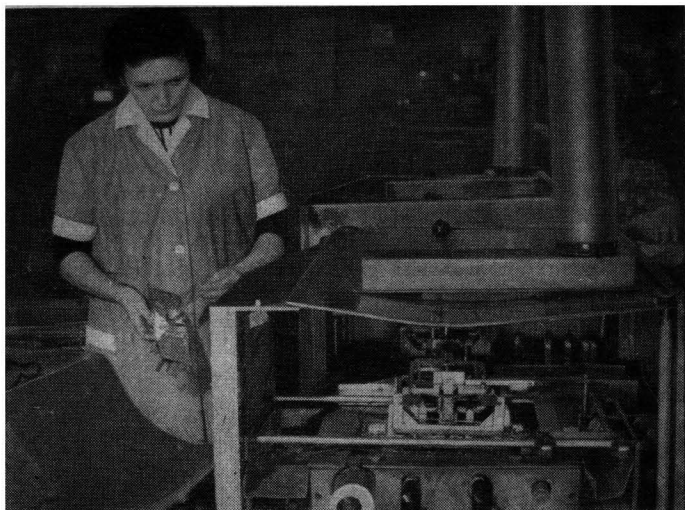


Bild 4 Einer der zahlreichen Tauchlötautomaten

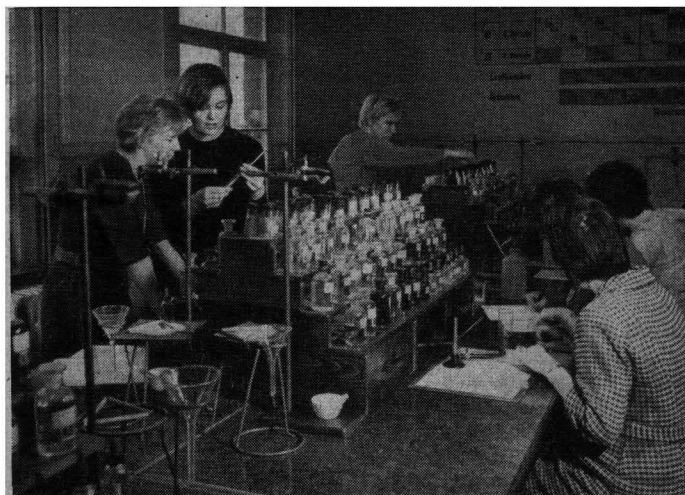


Bild 5 Blick in das Chemieseminar des Frauen-Ingenieurlehrgangs
im VEB Fernsehgerätee Werke Staßfurt

technisches Neuland vor, und es galt, nun auch möglichst rasch das Aufbaustadium zu überwinden und mit einem stabilen Gerätesortiment herauszukommen.

Um die Produktionskapazität auf dem Bauteilesektor zu erhöhen, wurde 1961 noch der VEB Funkwerk Halle angeschlossen, und im gleichen Jahr stellte sich der neue VEB Fernsehgerätekwerke Staßfurt der Öffentlichkeit vor. Natürlich hatte sich diese Entwicklung nicht komplikations- und problemfrei vollziehen können, denn sie wurde stark von der sehr schnellen Entfaltung des Fernsehens in der DDR beeinflusst. So sah sich Staßfurt sofort – vom ersten eigenentwickelten Gerät an – einer ungeduldrigen und noch keineswegs differenzierten Nachfrage gegenüber, die den Entwicklungs- und Produktionsspielraum gelegentlich wesentlich beeinträchtigte. Immerhin wurden bereits Ende Dezember 1964 der 1 000 000. Fernsehempfänger und um die gleiche Zeit 1967 das 2 000 000. Gerät ausgeliefert. Staßfurt hatte die ihm übertragene große volkswirtschaftliche Aufgabe gelöst.

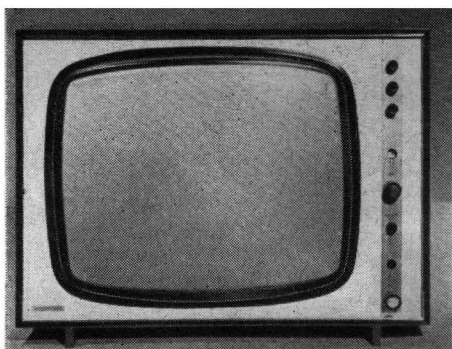
Wie groß ist Staßfurt eigentlich?

Bei *Albert Scheurenbrand*, dem technischen Direktor des Werkes, hatten wir ein ausgedehntes Gespräch zu der verständlichen Frage, wie groß ist Staßfurt eigentlich?

Man hat viel über Staßfurts Technologie und Produktionsniveau, über die damit verbundene allgemeine wie spezielle Problematik geschrieben und gesprochen. Meistens kamen dabei beziehungslose Superlative heraus, denn man neigt als Besucher nun einmal dazu, die beachtliche Zahl der Montagebänder, den unwahrscheinlich kurzen Fertigungsintervall, den hohen Standardisierungsgrad, das System der automatisierten Teilvorgänge, die sich über die ganze Republik verästelnde Kooperationskette sowie die vielen anderen Faktoren und Eindrücke einfach zu registrieren, und man meint, damit wäre das Bild von Staßfurt vollständig.

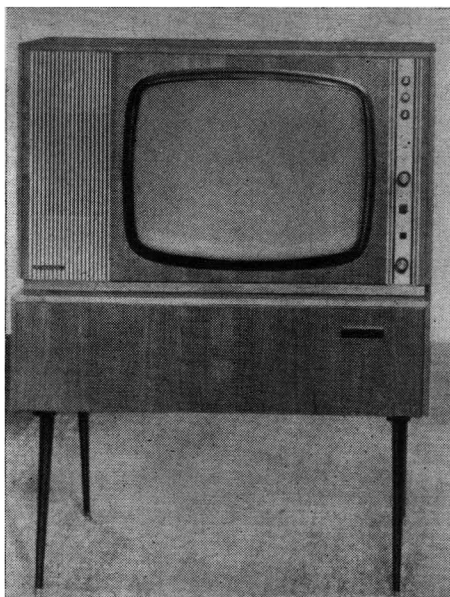
Das stimmt aber nicht. Man muß vielmehr dieses sicherlich packende Geschehen in seiner volks- und außenwirtschaftlichen Bilanzierung, in seiner jeweiligen Relation zum Markt sowie in der weiteren Perspektive des Fernsehens im nationalen wie im internationalen Maßstab sehen, um zur richtigen Größenvorstellung zu gelangen. Dazu ist eine Überlegung ausschlaggebend: Das derzeitig laufende Staßfurter Sortiment umfaßt etwa 20 verschiedene Typen, zu denen noch die entsprechenden Varianten kommen. Dieses in Europa einmalige Programm mit vollem ökonomischen Effekt zu realisieren, ohne eine technische oder gestalterische Uniformierung aufkommen zu lassen, das ist die echte Leistung, die man in Staßfurt in jeder Schicht neu zu vollbringen hat und die dem Kenner Respekt abnötigt. Der andere ausschlaggebende Faktor ist die Qualität der Produktion, und da sei stellvertretend für den gesamten Komplex

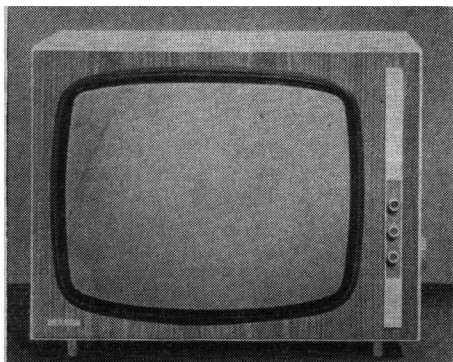
Bild 6
Ein typischer Vertreter
der 47-cm-Geräteklasse ist
das Tischgerät Ines 1301
(wie alle Staßfurter
Fernsehgeräte mit implo-
sionsgeschützter Bildröhre
ausgestattet)



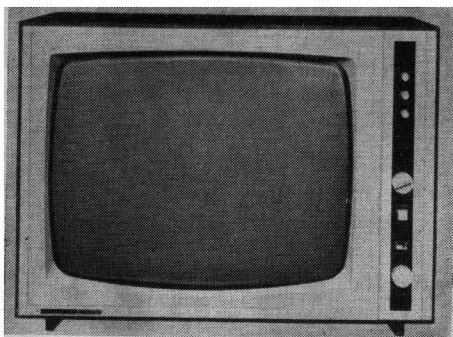
gesagt, daß der Staßfurter Verlustfaktor im 3-Stunden-Dauer-Lauftest bei den einzelnen Typen zwischen 1,1 bis 1,2 bzw. 1,3 bis 1,4 liegt und damit die internationale Marke — etwa 1,75 — weit unterbietet. Eine solche Produktion erweckt Vertrauen, und so hat sich Staßfurt nicht nur

Bild 7
Mit nach vorn abstrahlen-
dem Lautsprecher und
Mehrzweckunterteil ist
das Modell Ines 1001 St
ausgerüstet





*Bild 8
Bei dem Modell Ines 5151
wurde der Kanalwähler
seitlich herausgeführt,
so daß an der Gerätefront
nur noch 3 Bedienungs-
knöpfe zu finden sind.
Das Gerät wird auch in
farbiger Schleiflackaus-
führung geliefert*



*Bild 9
Das Modell Stella 1102
hat 59-cm-Bildröhre
und Kaskodetuner*

in der Republik, sondern auch im Ausland einen guten Namen schaffen können. Dazu muß man noch wissen, daß das Werk — ein Prinzip des gesamten Industriezweigs — für seine Geräte bis zu ihrem Verschleiß in der Verantwortung bleibt, was im internationalen Maßstab ebenfalls einmalig ist.

Die Staffurterinnen

Wir notierten uns: «Bei rund 3500 Beschäftigten haben wir 63 % Frauen und 18 % Jugendliche sowie ein Durchschnittsalter von 33 bis 35 Jahren, also gerade die richtige Zusammensetzung.» Staffurt ist ein Frauenbetrieb, und das bestimmt bis zu einem gewissen Grade sein «Klima». Etwa

65 Brigaden bilden das motorische Element des gesellschaftlichen und betrieblichen Lebens, für das eine allgemeine Qualifizierung kennzeichnend ist. Und auch in diesem Fall hat Staßfurt etwas Besonderes zu bieten: das Frauen-Ingenieurstudium im Betrieb, das inzwischen auch in anderen RFT-Werken des Industriezweigs aufgenommen wurde. Der 1. Durchgang befindet sich jetzt im 3. Studienjahr. Der Schnitt lag 1968 bei den Noten 1,4 bis 3,4. Wir fragten eine der Studentinnen: «Wie wird es sein, wenn Sie als fertige Ingenieurin wieder in den Betrieb zurückkehren?» Antwort: «Wir werden uns in erster Linie durchzusetzen haben.»

In diesem Jahr ist ein ähnlich aufgebauter Studienkurs mit Fachrichtung Ingenieur-Ökonomie angelaufen. Wir warfen einen Blick in die im Oktober 1967 eröffnete neue Betriebsberufsschule mit ihrem Internat, die in 8 Lehrberufen und jetzt auch in der elektronischen Datenverarbeitung ausbildet. Wir ließen uns über das Ausbildungssystem der Betriebsakademie berichten und gewannen aus diesem Blickwinkel einen Gesamteindruck von dem Betrieb, der damit die Mehrzahl seiner Mitarbeiter ganz systematisch und intensiv auf die nächsten Entwicklungsphasen des Betriebs vorbereitet. In der Betriebsbücherei erfuhren wir ergänzend, daß rund ein Sechstel der Belegschaft ständige Leser sind. Und endlich hatten wir noch ein letztes Gespräch über das Verhältnis der Staßfurterinnen zu ihrem Werk.

Antwort: «Unsere Frauen stehen ihren Mann. Sie haben Aktivität und Elan; unter ihnen befinden sich zahlreiche Neuerer und Schrittmacher. Allerdings werden bei uns nicht viele Worte gemacht. Natürlich braucht man bei einer so großen und in ihrer Struktur auch unterschiedlichen Belegschaft mehr Zeit für das Näher- und Zusammenkommen. Aber wir sind auf dem richtigen Wege in das nächste Jahrzehnt unserer DDR, des sozialistischen Staates deutscher Nation.»

Antifaschistische Rundfunksender im Kampf gegen Faschismus

Es war vor 30 Jahren, am 1. September 1939. Über die Sender des faschistischen Rundfunks kam in den frühen Morgenstunden eine Schreckensnachricht, wurde zur Lawine, die die ganze Welt erfaßte. Die faschistischen Machthaber verbreiteten die Lüge vom Überfall auf den Sender Gleiwitz und gaben damit ihren Armeen das Signal zum Überfall auf Polen. Der zweite Weltkrieg hatte begonnen.

Wer den demagogischen Friedensbeteuerungen Hitlers und seiner Komplizen bis dahin Glauben geschenkt hatte, sah sich plötzlich mit der Wirklichkeit konfrontiert. Manch einer erinnerte sich — zu spät — der warnenden Worte der Kommunistischen Partei Deutschlands: «Hitler bedeutet Krieg!»

War der illegale Kampf der Partei gegen den Faschismus schon in den Jahren zuvor hart und gefahrvoll gewesen, so wuchsen unter den Bedingungen des Krieges die Gefahren und Schwierigkeiten um ein Vielfaches. Unter den Bedingungen des entfesselten Krieges wurde es für die Partei immer komplizierter, Instrukteure illegal nach Deutschland zu schleusen, um die Verbindungen zwischen der Parteiführung und den illegal kämpfenden Parteiorganisationen sowie anderen Widerstandsgruppen aufrechtzuerhalten und zu festigen. Deshalb gewann der Rundfunk in der Führungs- und Propagandatätigkeit der Partei zunehmend an Bedeutung. Schon in den Vorkriegsjahren hatten die deutschen Kommunisten sowie die anderen Antifaschisten dieses technische Mittel in ihrem Kampf weitestgehend genutzt. So stand beispielsweise der KPD seit Mitte 1934 die Radiostation der Kommunistischen Internationale in Moskau zur Verfügung. Diese 500-kW-Anlage war seinerzeit der stärkste Langwellensender in Europa; seine Sendungen wurden in Deutschland gut empfangen. Ebenso konnte das Zentralkomitee der KPD den Auslandssender des Moskauer Rundfunks sowie den Kurzwellensender des Zentralrats der Sowjetgewerkschaften benutzen. Darüber hinaus betrieb das ZK der KPD seit dem Frühjahr 1937 für fast 2 Jahre von Spanien aus den *Deutschen Freiheitssender 29,8* und erhielt durch die spanische Volksfrontregierung auch die Möglichkeit, die Sender

Barcelona und Valencia für Rundfunkübertragungen nach Deutschland zu nutzen.

Aber auch nach dem heimtückischen Überfall des faschistischen Deutschland auf die Sowjetunion, half die Sowjetregierung den deutschen Kommunisten und anderen antifaschistischen Kräften, Rundfunkstationen zu unterhalten, um durch den Äther dem deutschen Volk die Wahrheit über die Verbrechen des Hitlerregimes sagen und dem antifaschistischen Widerstandskampf in Deutschland Ziel und Richtung geben zu können.

Über die Tätigkeit einiger solcher Sender soll berichtet werden.

Der Deutsche Volkssender

«Hitler hat den Krieg begonnen, Hitlers Sturz wird ihn beenden!» Mit diesen Worten beschloß der *Deutsche Volkssender*, eine Einrichtung des Zentralkomitees der Kommunistischen Partei Deutschlands, seit dem 10. September 1941 täglich seine Sendungen. Dieser Sender gehörte zu den wichtigsten Führungsorganen der Partei, er war den illegal arbeitenden Genossen in Deutschland eine entscheidende Hilfe, und er unterstützte auch die anderen antifaschistischen Kräfte, die den aktiven Kampf gegen den Faschismus aufgenommen hatten.

Der *Deutsche Volkssender* rüttelte die Arbeiter in vielen Betrieben auf, entlarvte die Lügen der faschistischen Machthaber, rief zur Störung der Rüstungsindustrie auf und gab Hinweise zur Führung des illegalen Kampfes. Sein wichtigstes Anliegen war es, die antifaschistischen Kräfte in Deutschland zu informieren und sie für den illegalen Widerstandskampf zu organisieren. Dazu dienten die Sendungen, die sich an bestimmte Bevölkerungskreise wendeten.

So galt die *Frauensendung* den Frauen und Müttern, die ihre Männer und Söhne als Soldaten oder als Kriegsgefangene in fremden Ländern hatten oder bereits unter der Erde wußten.

Die Soldatensendung *Die Heimat ruft die Front* hielt den deutschen Soldaten ständig vor Augen, für welche verbrecherische Sache der faschistische deutsche Imperialismus sie in den Tod hetzte.

Sturmader, eine Sendung für die deutsche Jugend, die im Geiste des Nazismus erzogen worden war, zeigte der jungen Generation, daß nicht der «Tod für Führer und Großdeutschland», sondern der Kampf für ein freies, antifaschistisches und demokratisches Deutschland das höchste Ideal eines jeden jungen Deutschen sein mußte.

Schließlich wandte sich die Sendereihe *SA-Mann Weber* an jene Mitläufer und Funktionäre der Naziorganisationen, die unter dem Eindruck der sich entfaltenden Krise des Naziregimes in zunehmendem Maße mit der Politik ihrer Regierung unzufriedener wurden.

Der Sender Freies Deutschland

Nachdem die ruhmreiche Rote Armee in den Schlachten bei Stalingrad und im Kursker Bogen die Wende des Krieges erzwungen hatte, gelang es führenden deutschen Kommunisten und anderen Antifaschisten gemeinsam mit kriegsgefangenen Soldaten und Offizieren im Juli 1943 in der Sowjetunion das *Nationalkomitee Freies Deutschland* zu gründen. Bald schon wirkten Gruppen dieser Bewegung illegal in Deutschland, in den vom Hitlerfaschismus okkupierten Gebieten und selbst in überseeischen Staaten.

Unter den vielfältigen propagandistischen Mitteln, deren sich das NKFD bediente, war der Rundfunk eines der wichtigsten. Den Sender *Freies Deutschland* (den ehemaligen *Deutschen Volkssender*) konnte man in ganz Europa hören. In der Redaktion arbeiteten deutsche kommunistische Emigranten und antifaschistische Kriegsgefangene eng zusammen. Die Hauptaufgaben des Senders bestanden in der

- Popularisierung der Bewegung *Freies Deutschland*;
- Verbreitung der Wahrheit über die Lage an der Front und in der Heimat sowie der damit verbundenen Tatsache der unvermeidlichen Niederlage des Faschismus;
- Widerlegung der faschistischen Greuelpropaganda über die sowjetische Kriegsgefangenschaft.

Auch für die illegale Arbeit der Widerstandskämpfer in der Heimat und in der Wehrmacht gab *Freies Deutschland* wichtige Hinweise. Diese Aufgaben verliehen den Sendungen ihr Gepräge. Zuverlässige Informationen trugen auch dazu bei, jene deutschen Menschen zu überzeugen, die schon seit Jahren mit dem Gift des Antikommunismus verseucht worden waren.

Als die Rote Armee die faschistischen Aggressoren vom sowjetischen Territorium vertrieben hatte und sich den deutschen Grenzen näherte, gab der Sender den illegalen Antifaschisten in Deutschland wichtige Informationen zu der Frage, wie die antifaschistisch-demokratische Neugestaltung des Landes konkret in Angriff genommen werden mußte.

Baltikum — Geschenk der Sowjetarmee

Zur Aufklärung der Soldaten der Wehrmacht setzte das NKFD auch eine Anzahl kleinerer Sender ein. Stellvertretend für sie sei der Sender *Baltikum* genannt.

Günter Klein, damals Mitarbeiter an diesem Sender, heute Stellvertretender Intendant des Deutschen Fernsehfunks, erinnert sich:

«Stellen Sie sich bitte einmal folgendes vor: 24. Dezember 1944 — etwa 20 junge Deutsche in reichlich strapazierten Uniformen aller Teile der Hitlerwehrmacht singen Weihnachtslieder in einen Telefonhörer hinein, der

von der Decke herabhängt und offenbar ein Mikrofon ersetzt. Pferddecken korrigieren die akustischen Verhältnisse. Man hört die Stimme des Sprechers . . . Wäre nicht der gut getarnt in einiger Entfernung stehende große grau-grüne Wagen mit der hohen Antenne gewesen, niemand hätte wohl diese Szenerie im Innern eines halbzerstörten Bauernhauses vermutet . . . »

Der Sender, eine 1,5-kW-Anlage, war ein Geschenk des Oberkommandos der Sowjetarmee an die im Bereich ihrer I. Baltischen Front tätigen deutschen Antifaschisten. Bis Kriegsende vermittelte er den deutschen Soldaten in den baltischen Gebieten ein ungeschminktes Bild von der wahren Lage im faschistischen Deutschland. Noch während des Krieges gingen viele von ihnen zur Sowjetarmee über und beriefen sich dabei auf die Appelle des Senders *Baltikum*.

Das Mysterium

Ein Sender besonderer Art machte im Sommer 1941 von sich reden. Er war einmalig und wurde bald unter der Bezeichnung *Geisterstimme* bekannt. Für den Inhalt der Sendungen zeichnete das ZK der KPD verantwortlich, die technische Seite betreuten die sowjetischen Genossen. Radioingenieure hatten ein Verfahren entwickelt, das es ermöglichte, in die Sendungen eines anderen Senders hineinzusprechen. Und so kam es nicht selten vor, daß eine Goebbelsche Propagandarede, eine Ansprache Hitlers, ein Wehrmachtsbericht oder eine sonstige geeignete Sendung während einer kurzen Sprechpause von deutschen Antifaschisten kurz, aber treffend kommentiert wurde. Wegen ihrer Originalität waren die Sendungen der *Geisterstimme* besonders wirksam; die Worte der faschistischen Redner wurden weniger beachtet, weil jeder Zuhörer gespannt schon den nächsten antifaschistischen Kurzkomentar erwartete. Die Stimme der Wahrheit war trotz hysterischen Propagandageschreis der Nazis nicht mehr zu überhören.

Wenden wir uns jetzt denen zu, die unter Gefahr für Leben und Freiheit die Sendungen abhörten, sie als Anlaß zum Handeln nahmen bzw. für die Verbreitung der Wahrheit sorgten.

Dem jungen Leser mag es unfaßbar erscheinen: Abhören ausländischer Rundfunksender, die außerhalb des faschistischen Machtbereichs stationiert waren, galt in der Zeit des Faschismus als schweres Verbrechen, das nicht selten mit dem Tode bestraft wurde.

Die geschichtlichen Überlieferungen beweisen, daß viele Menschen trotz dieser Gefahr ausländische und antifaschistische Sender hörten. Angehörige illegaler Widerstandsgruppen erhielten zum Beispiel den Auftrag, bestimmte Sendungen abzuhören; mitunter wurde ein regelrechter Abhördienst organisiert.

In seinen Erinnerungen schreibt dazu der **Kommunist Richard Dolling**:

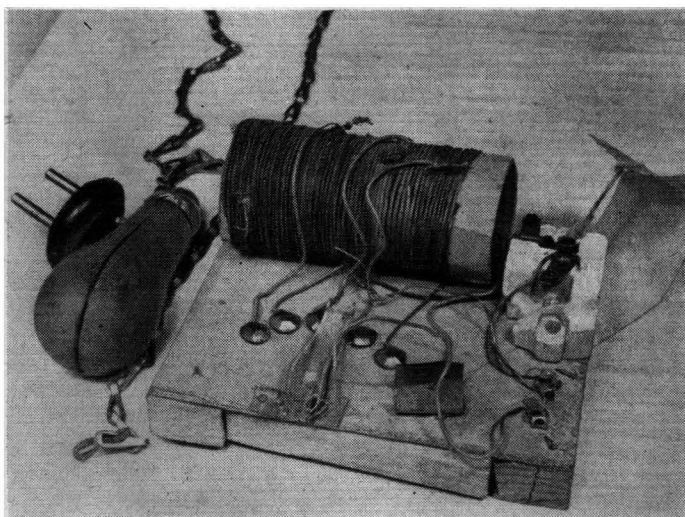
«... Es mußten gute Apparate beschafft werden. Das Geld dafür wurde auf alle Arten zusammengekratzt. Ich führte einem Bekannten monatelang seine Bücher, ein anderer Genosse schnitt ungefähr 20 Leuten regelmäßig die Haare. Wir sparten uns die Bissen vom Munde ab und konnten nach und nach auf diese Weise 12 Rundfunkgeräte kaufen, mit deren Hilfe wir unsere Arbeit verstärkten.»

Es gab genug tapfere Antifaschisten, die regelmäßig die Sendungen abhörten. Oft wurde das Gehörte dann auf Flugblätter geschrieben, die man denen zustellte, für die die Sendungen bestimmt waren.

Während sich diese Genossen für Geld immerhin noch ein Radiogerät kaufen konnten, waren die Häftlinge in den Konzentrationslagern darauf angewiesen, sich mit dem Selbstbau von Empfangsgeräten zu behelfen.

Wie einfallsreich sie das mitunter taten, zeigt treffend das Bild.

Zahlreiche Gestapoakten zeugen davon, wie ohnmächtig die Schergen *Himmlers* und *Kaltenbrunnens* den Verkündern der Wahrheit gegenüberstanden.



Dieser Empfänger wurde unter schwierigsten Bedingungen von Häftlingen eines Konzentrationslagers gebaut

In einem dieser Gestapoberichte heißt es u. a.:

«Die Tatsache, daß viele Staatsfeinde (gemeint sind deutsche Antifaschisten — der Verf.) zum Nachdenken über politische innerdeutsche Dinge angeregt worden sind, beweist, daß ein großer Teil der Arbeiterschaft nach wie vor den marxistischen Ideengängen anhängt. Diese Kreise dürften hauptsächlich durch den Freiheitssender und die Propagandatätigkeit ausländischer, deutschfeindlicher Sender beeindruckt sein.»

Wie schon gesagt, gab es für das Abhören der Sender schwere Strafen. Ganze Gruppen von Widerstandskämpfern und Einzelpersonen wurden aus diesem Grunde verhaftet, gefoltert, ins Konzentrationslager gesperrt oder hingerichtet.

Heute ist das alles zwar Vergangenheit, doch sollten wir uns immer wieder daran erinnern. Der westdeutsche Imperialismus ist bestrebt, die Ergebnisse des zweiten Weltkriegs rückgängig zu machen. Bei diesen verbrecherischen Plänen schreckt er vor keinem Mittel und, wie schon der Faschismus, auch vor einer militärischen Aggression nicht zurück. Vom Territorium der DDR, des sozialistischen Staates deutscher Nation, klingt heute die Stimme des Fortschritts und des Friedens gegen die Kriegspolitik des Imperialismus durch den Äther. Dabei sind uns die aufrechten Kämpfer der antifaschistischen Rundfunksender Vorbild und Verpflichtung.

Mitarbeiter am *Deutschen Volkssender* waren

Martha Arendsee — Elli Schmidt — Lotte Ulbricht — Anton Ackermann — Fritz Apelt — Karl Dröll — Wilhelm Florin — Richard Gyptner — Gustav Gundelach — Edwin Hoernle — Bernhard Koenen — Karl Maron — Paul Schwenk — Paul Wandel — Otto Winzer

An der Spitze des Redaktionskollegiums standen

Wilhelm Pieck — Walter Ulbricht — Wilhelm Florin

Zu den Mitarbeitern des Senders *Freies Deutschland* gehörten

Walter Ulbricht — Fritz Erpenbeck — Hans Mahle — Friedrich Heilmann — Kurt Fischer — Anton Ackermann — Gustav von Wangenheim — Li Weinert — Lotte Loebinger — Dr. Günter Kertzscher — Herbert Stößlein — Bernt v. Kugelgen — Heinrich Homann — Fritz Rücker — Karl Hetz — Friedrich Reyher — Dr. Ernst Hadermann — Hans-Günter van Hooven — Egbert von Frankenberg

Literatur

Beiträge zur Geschichte der Arbeiterbewegung (6) 1964, Heft 1, S. 116 bis 133; S. 881 bis 884

FUNKAMATEUR (14) 1965, Heft 5, S. 154 — (16) 1967, Heft 1, S. 18 — Heft 2, S. 62

Yankee boys are trim and tall and never over fat, Sir . . .

Mit der zügig-flotten Instrumentierung dieser Anfangstakte des weltbekannten Yankee-Doodle ging am 24. Februar 1942, vor nunmehr 28 Jahren, ein amerikanischer Sender in den Äther, dessen zwiegesichtige Geschichte auf geradezu klassische Weise den Charakter der USA-Diplomatie verdeutlicht: die *Stimme Amerikas*.

Was damals in jenen feuchtkalten Washingtoner Wintertagen unter dem Druck der Ereignisse des zweiten Weltkriegs entstanden war und sich anfangs in der Tat wie eine antifaschistische Stimme im Äther ausnahm, erwies sich in der Folgezeit nicht unbedingt als Stimme des wahren Amerikas, als Stimme des gegen den deutschen Imperialismus kämpfenden amerikanischen Volkes. Daß die *Voice of America*, wie sie sich amtlich registrieren ließ, ihrer antifaschistischen Zielsetzung als *eine Stimme der Vereinten Nationen* jedoch nur bis zum Ende des zweiten Weltkriegs in Europa nachkam und sehr bald, fast ruckartig, eine unheilvolle Schwenkung zum Antisowjetismus und Antikommunismus, zum Verrat der Zusammenarbeit Amerikas mit der Sowjetunion, zur versteckten und schließlich offenen, zügellosen Hetze gegen das sozialistische Weltssystem vollzog, beweist eben nur, daß die Gründer der «Stimme» nur zeitweise antifaschistisch orientiert waren, aber stets imperialistisch blieben.

Der weitaus größere Lebensabschnitt dieses Rundfunkunternehmens – von 1945 ab bis heute – wurde und wird bestimmt von den ideologischen Drahtziehern des kalten Krieges und von den antikommunistischen Wegbereitern *lokaler Operationen am Rande eines «heißen Krieges»* gemäß den Konzeptionen US-amerikanischer Globalstrategie. Gleichzeitig verdeutlicht aber dieser größere Lebensabschnitt der *Voice* auch die ganze Sinnwidrigkeit imperialistischen «Ätherkrieges»: Die Milliarden Kilowatt verausgabter Sendeenergie und das riesige Heer käuflicher Skribenten haben nicht ausgereicht, die Änderung des Kräfteverhältnisses in der Welt zugunsten des Sozialismus aufzuhalten. Sie haben nur bewirkt, daß seit Korea und Guatemala, seit Libanon und Suez, seit Nahost und

Vietnam der wahre Charakter dieser US-amerikanischen Globalstrategie immer unverhüllt, sichtbarer ins Licht der Weltöffentlichkeit rückte.

Wie die «Voice» gegründet wurde

Was ist und woher kommt diese verlogene Stimme im Äther, die sich bislang ungestraft anmaßt, im Namen Amerikas zu reden? Blättern wir kurz im Geschichtsbuch zurück.

Zwischen 1933 und 1941, in der Ära des USA-Präsidenten *Franklin Delano Roosevelt*, waren — unabhängig von den Inlandprogrammen der großen vier Radiomonopole CBS, NBC, MBS und *Blue Network* (nach 1945 umbenannt in *ABC*) — nur eine Handvoll amerikanischer Kurzwellensender mit Leistungen zwischen 50 kW und 100 kW mit gelegentlicher politischer Auslandspropaganda beschäftigt. Amerikas Außenpolitik beschränkte sich in jener Zeit hauptsächlich auf die Sicherung des Kapital-exports der USA-Monopole, die beträchtliche Summen in mehreren Staaten, u. a. auch zwischen 1918 und 1933 in Deutschland (*Dawesplan* und *Youngplan*) anlegten. Eingekeilt zwischen finanzstarken Gönnern auf seiten der großen Monopole und einer demokratisch gesinnten Wählermasse, die unter der Führung der Arbeiterklasse und ihrer kampferprobten kommunistischen Partei mit den Mitteln großangelegter Streiks für soziale Fortschritte kämpfte, praktizierte Präsident *Roosevelt* nach außen seine Politik des *appeasement*, seine «Beschwichtigungs»-Politik. So war es den amerikanischen Radiomonopolen weitgehend selbst überlassen, Amerikas Standpunkt zu weltpolitischen Angelegenheiten zu interpretieren. Da die Rundfunkmonopole selbst wiederum nur die äußeren Glieder weit größerer Wirtschafts- und Banktrusts bildeten und finanziell von den Reklameaufträgen dieser Riesenverbände lebten, spiegelten Amerikas Rundfunkkommentare — auch auf dem Kurzwellenprogramm über Richtstrahler nach Europa — fast ausnahmslos die sehr widersprüchlichen Ansichten der großen Monopole wider.

Die einen lobten den Faschismus, ver«teufelten» die Sowjetregierung, die anderen unterschätzten den deutschen Imperialismus und die Gefahr der faschistischen Kriegsvorbereitungen der Achse Berlin—Rom—Tokio und ignorierten die Warnungen aus der Sowjetunion. Wer sich damals am Kurzwellenempfänger politische Klarheit über die Weltsituation aus den USA verschaffen wollte, hatte die gänzlich unpassende Frequenz gewählt. Nur in einem schienen sich Amerikas Kurzwellenpropagandisten immer mehr einig: in ihrer zunehmend antisowjetischen Haltung, die sich darin verstieg, den eindringlichen Vorschlägen der Sowjetregierung zur Bildung einer antifaschistischen Abwehrfront aller Staaten der Welt *bolschewistische Zweckpanik* zu unterstellen (CBS-Kommentar auf Kurzwelle am 25. August 1939).

Da geschah etwas, was weder Präsident *Roosevelt* noch Amerikas Rundfunkkommentatoren jemals vorausgeahnt hatten, als sie sich — schon eine Woche nach Beginn des zweiten Weltkriegs — am 6. September 1939 hinter ihrer Neutralitätserklärung für alle Zeiten verschanzt zu haben glaubten.

Es begann mit dem wachsenden Zorn des amerikanischen Volkes gegen die Kriegführung des Faschismus in Europa, mit der tiefen Empörung Tausender Amerikaner über die SS-Brutalitäten gegen wehrlose jüdische Menschen, über das Vorgehen deutscher Truppen in Polen, über die KZ-Lager, über die Massendeportationen von Frauen, Kindern und Greisen, über die unmenschlichen Rohheiten an Kriegsgefangenen, über die rücksichtslose Bombardierung offener Städte wie London und Manchester. Allmählich, nur zögernd, aufgehalten durch eine unzureichende und noch dazu sensationell gefärbte, widersprüchliche Information durch Amerikas Presse und Rundfunk, begann in Amerika ein Prozeß des Umdenkens, als nach Polen auch Belgien, Frankreich, Holland, Dänemark und Norwegen in das unbeschränkt scheinende Operationsfeld der faschistischen Aggressionen gerieten. Als schließlich am 22. Juni 1941 auch die Sowjetunion überfallen wurde, konnten es sich die USA nicht mehr leisten, *with the hands in the sacks* (mit den Händen in den Taschen) dem weiteren Kriegsgeschehen zuzuschauen: die Furcht vor der faschistischen «Neuordnung der Welt», die einen neuen Konkurrenten vor den USA erwachsen ließ, die zunehmende politische Aktivität der amerikanischen Arbeiterklasse und ihre ernst zu nehmenden Kräftesammlungen gegen die Faschisten aller Schattierungen sowie das Prestige Amerikas zwangen Präsident *Roosevelt* zur Unterstützung der Sowjetunion. Im Verlauf dieser ungeahnten «Kurschwengung» der USA zeigten jedoch die am Kriegsgeschäft verdienenden Konzerne, daß ihnen vor allem im pazifischen Raum das Hemd näher als der Rock war. Die Sowjetregierung mit halben Hilfsmaßnahmen abspeisend, übten sie einen stärkeren Druck auf Japan aus, in der Hoffnung, die japanische Aggression irgendwie gegen die Sowjetunion lenken zu können. Washingtons diplomatischer Januskopf irrte — Japan schlug mit abermals unvermuteter Härte zurück: Am 7. Dezember 1941 lag Amerikas gesamte Pazifikflotte auf Hawaii zerschmettert im trüben Wasser des als «unbesiegbar» angesehenen USA-Marinestützpunkts *Pearl Harbor*. In den USA schien sich eine nationale Katastrophe anzubahnen — Washington war gezwungen, offiziell in den Krieg einzutreten.

«Yankee boys are trim and tall . . . »

Zahlreiche demokratische und liberale Senatoren sowie einige Vertreter der am meisten am Kriegsgeschäft beteiligten Presse- und Radiomonopole, die mit den großen Banken liiert waren, richteten in Denkschriften an

Präsident *Roosevelt* die Forderung, aus *moralisch-psychologischen Gründen* einen speziellen Sender im Kampf gegen die — ebenfalls sehr weitreichende — Nazi-Propaganda einzusetzen.

Diese Forderung war insofern aufsehenerregend, als sie das direkte Gegenteil der bisherigen Ablehnung eines amerikanischen Regierungsenders darstellte. Wortführer gegen einen Staatsfunk war der damalige Direktor der Nachrichtenagentur *Associated Press*, *Kent Cooper*, der lautstark vor *kommunistischen Modellen eines Staatsfunks* warnen zu müssen glaubte. Aber seine Mahnung blieb ohne Gehör — die Ereignisse erzwangen zweckmäßiges Handeln.

Präsident *Roosevelt* verfügte Ende Januar 1942, daß die beiden Regierungsämter OWI (*Office of War Information* — Büro für Kriegsinformationen) und OIAA (*Office of Interamerican Affairs* — Büro für interamerikanische Angelegenheiten) die 13 damals leistungstärksten Kurzwellensender der USA (im Besitz der großen Radiomonopole!) pachteten und ein Leitbüro in Washington einrichteten. Diesem Leitbüro unterstanden fünf Sprachabteilungen — für je ein deutsches, ein italienisches, ein englisches, ein russisches und ein japanisches Programm.

Der politische Inhalt dieser Programme war jedoch ebenfalls höchst widersprüchlich. Zumeist handelte es sich um viertelstündige Nachrichten- und Kommentarbeiträge ohne — bis auf die Leitmelodie — musikalischen Teil. Die Nachrichten informierten zwar einigermaßen vielseitig über das politische und diplomatische Geschehen in den westlichen Ländern der Antihitlerkoalition, aber die Aussagen innerhalb der verschiedenen Sprachprogramme wichen voneinander ab. Informationen über die heldenhaften Kampfaktionen des sowjetischen Volkes blieben zudem spärlich oder wurden so plaziert, daß der Hörer den Eindruck gewinnen konnte, der Befreiungskampf des Sowjetvolks gegen die deutschen Okkupanten sei nur denkbar dank der amerikanischen Waffenhilfe. Die Redakteure und Sprecher der *Stimme Amerikas* wußten dabei sehr wohl, daß die Hörer — illegal und praktisch unter steter Lebensgefahr die Sendungen verfolgend — sich nur unter größten Schwierigkeiten ein wahres Bild über die weltpolitische Situation machen konnten.

Erst im weiteren Verlauf des Krieges, als der Vormarsch der Sowjetarmee und ihre pausenlosen heftigen Schläge die militärische Niederlage des faschistischen Deutschlands einleiteten, bequeme sich die *Stimme* zur versachlichten Anerkennung des weit größeren Anteils der Sowjetunion am bevorstehenden Sieg über den deutschen Imperialismus. Als ein hervorragendes Beispiel politischer Fairneß amerikanischer Rundfunkjournalisten gegenüber der Sowjetunion gilt z. B. eine halbstündige Sendung von *Norman Rosten* unter dem Titel *Concerning the Red Army* (Die Rote Armee betreffend) vom 22. Februar 1944, produziert bei *CBS* für die *Stimme Amerikas*. Trotz dieser und einiger weniger ähnlicher Sendungen, die besonders dem Hörer im faschistischen Deutschland eine relativ

wahrheitsgetreue Orientierung über die bevorstehende Zerschlagung des faschistischen Staates boten, war die *Voice* — verglichen mit der Popularität des Moskauer Rundfunks und selbst der *BBC*-London — nicht sehr hörererwirksam. Gemäß Schätzungen auf der Grundlage nachträglicher Befragungen konnte der Verfasser rekonstruieren, daß die *Voice* unter anderen Sendern der Antihitlerkoalition allenfalls die vierte Stelle des Hörerinteresses eingenommen haben dürfte.

Aber noch während sich amerikanische und sowjetische Soldaten am 25. April 1945 bei Torgau an der Elbe verbrüderten, waren die monopolistischen Hintermänner der *Voice* bereits tätig, die politischen Weichen zu stellen. Eine große Anzahl von Kommentatoren der USA-Presse, die wahrheitsgetreu für die *Voice* gearbeitet, viele Nachrichtenredakteure, Dramaturgen und Reporter, die relativ glaubwürdig die Anstrengungen der Sowjetunion bei der Niederwerfung des deutschen Imperialismus dargestellt hatten, wurden alsbald danklos entlassen, mit schönen Worten dispensiert oder später wegen «kommunistischer» Gesinnung sogar vor den berüchtigten McCarthy-Ausschuß für unamerikanisches Verhalten gezerrt. Neue Leute wurden in die *Stimme* geschleust — eifrige Schüler des Nachkriegspräsidenten *Harry S. Truman*, Gefolgsleute von *John Foster Dulles* und *James Forrestal*.

Der Eingabe fortschrittlicher amerikanischer Senatoren, die *Stimme* zu schließen, weil sie mit dem Ende des Krieges im Grunde ihre Bedeutung verloren hätte, schlug der wütende Protest jener Kreise in den USA entgegen, die die *Stimme* als willkommenes Werkzeug des «kalten Krieges» umzurüsten begannen. Hatten sie während des Krieges entdeckt, daß dieses Rundfunkunternehmen ein brauchbares psychologisches Mittel der Kriegführung sein konnte, so spekulierten sie jetzt darauf, dieses Sendersystem, ähnlich wie das Netz amerikanischer Militärstützpunkte, sogar geografisch deckungsgleich, auszubauen und gegen das sich herausbildende sozialistische Weltssystem einzusetzen. Die *Voice* überbot sich in zügelloser antikommunistischer Hetze.

Die weltweit wirkende politische Niederlage der USA-Propaganda nach dem Überfall auf Korea versetzte die «kalten Krieger» im Äther jedoch nicht nur in Nervosität, sondern trieb sie auch zur Eile, neue und noch größere propagandistische, technische und finanzielle Mittel für ihre Globalstrategie nutzbar zu machen. Am 1. August 1953 gründeten sie — finanziert aus amerikanischen Steuergeldern — das riesige Propagandaunternehmen *United States Information Agency (USIA)*, unter deren fünf Hauptabteilungen der Rundfunkdienst an erster Stelle steht, repräsentiert durch die *Stimme Amerikas* und — den Westberliner *RIAS*. Der *RIAS* wiederum ist gleichberechtigt als Mitglied mit Sitz und Stimme im westdeutschen Verband der *ARD*.

Dieser Verband steht einerseits unter dem Zepher des Bonner Presseamts und ist damit der Politik der *Kiesinger*-CDU hörig, andererseits muß

er im *RIAS*-Mitglied einen Horcher der *USIA* am Beratungstisch westdeutscher Rundfunkbelange dulden.

Was der *RIAS*-Vertreter im *ARD*-Verband erfährt, weiß Minuten später die *USIA*-Zentrale in der Washingtoner Independence Avenue 330. Diese Zentrale leitet neben der *Stimme Amerikas* auch die Aktivitäten des berüchtigten *Radio Free Europe (RFE)* in Münchens Englischem Garten Nr. 1. So bilden die *Voice*, der *RIAS*-Westberlin und *RFE* gleichsam einen Rundfunkpropagandistischen Fächer des Antikommunismus, der sich in Gestalt der *USIA* als Mittelpunkt herausgebildet hat — ein beredtes Zeugnis für den staatsmonopolistischen Charakter auch dieses Mediums. Die *USIA* wiederum untersteht dem US-amerikanischen State Department, dem Außenministerium, und zwar auf der gleichen Ebene und in engem Arbeitskontakt mit der *Political Intelligence Division (PID)*, d. h. der politischen Aufklärungsabteilung des State Department, ferner mit der im Pentagon integrierten *Psychological Warfare Division*, der Abteilung für psychologische Kriegführung also, sodann mit dem *FBI* und der *CIA*, die hinreichend bekannt sind, und schließlich mit der *Agency of International Development*, der (speziell unter der Präsidentschaft *J. F. Kennedys* ausgebauten) Internationalen Entwicklungsgesellschaft.

Wenn allein die *USIA* einschließlich der *Voice* heute 12000 Mitarbeiter beschäftigt und jährlich rund 500 Millionen Dollar verschlingt (die *Voice* allein etwa 150 Millionen Dollar), so wird eine Kräfteballung der anti-kommunistischen Propaganda erkennbar, die nicht unterschätzt werden sollte, weil sie verdeutlicht, welche «Aufmerksamkeit» die Hochburg des Imperialismus der Sache des Friedens und des Sozialismus in der Welt widmet.

Was 1942 unter Präsident *Roosevelt* noch als ein ungefähr 20 Mann starkes Sendeunternehmen begann und über ein Netz von 13 KW-Sendern verfügte, ist heute ein Stab von rund 1500 Leuten, die in 38 Sprachen der Welt auf 87 Frequenzen mit Hilfe leistungsstarker KW-Richtstrahler praktisch über den ganzen Erdball — pausenlos, rund um die Uhr — die imperialistische USA-Politik im Äther verbreiten. Die größten KW-Richtstrahler der *Voice* stehen bei *Greenville* (Nord-Carolina, 6mal 500 kW, 6mal 250 kW und 6mal 50 kW Leistung) und bei *Raleigh* (ebenfalls Nord-Carolina, und zwar ein 600-kW-Großsender). Ihre Einzugsgebiete schließen u. a. Mitteleuropa und Mittelafrrika ein. In Mittelafrrika, bei *Monrovia* (Liberia), befindet sich eine spezielle Relaisstation (6mal 250 kW und 2mal 50 kW Leistung), die die aus Nord-Carolina mit Richtfunk gebündelten Signale auffängt und abermals nach Ostafrika bis Indien bzw. bis Osteuropa abstrahlt.

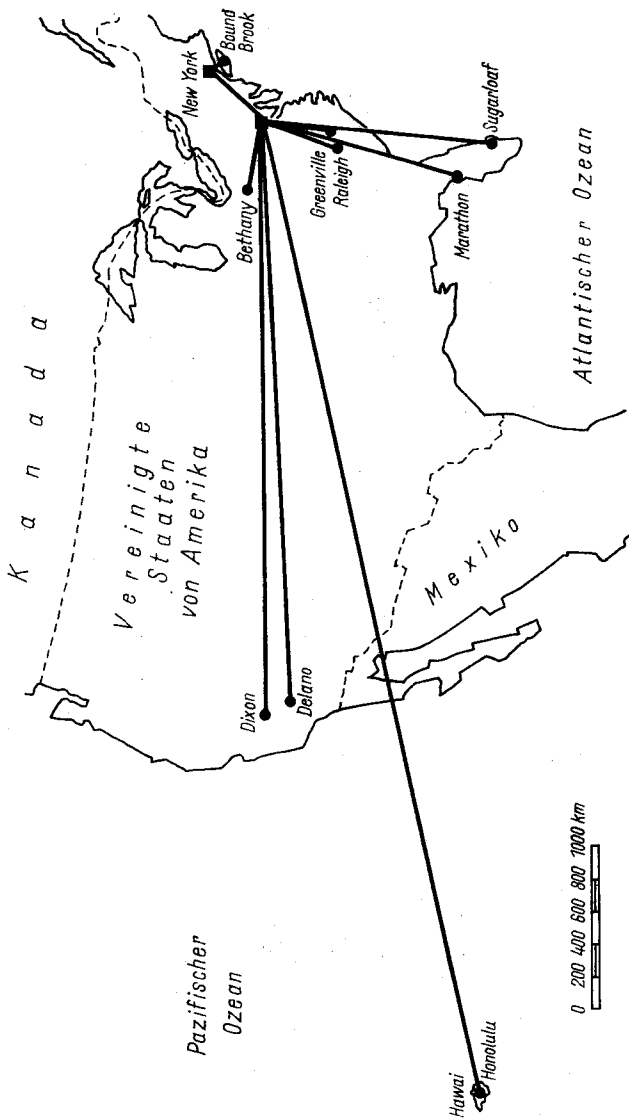
Beachtenswert ist ferner die berühmt-berüchtigte schwimmende Senderflotte der *Voice* im Mittelmeer, die neben dem Küstenwachboot *Vagabound* u. a. auch das bei Griechenland (Insel Rhodos) operierende Radioschiff *Courier* einschließt.

Von spezieller Bedeutung sind weiterhin der auf der Sozialistischen Republik Kuba bei Guantanamo installierte Strahler der *Stimme Amerikas* und ein in Südvietnam von USA-Truppen scharfbewachter Sender. Bei vorsichtiger Schätzung aller bekannten Sender der *Stimme Amerikas*, deren Programme außerdem als vertraglich gebundene Pflichtüberspiele noch von mehreren anderen kapitalistischen Rundfunkstationen in aller Welt ausgestrahlt werden, kommt man auf eine installierte Gesamtleistung von etwa 11 900 kW. Täglich produziert die *Stimme* 147 Programmstunden und erreicht damit eine wöchentliche Sendezeit von etwa 796 Stunden, die die *Stimme* — nach Schätzung der *USIA*-Bosse — den dritten Platz unter den Rundfunkfremdsprachendiensten in der Welt einnehmen lassen. Nach Meinung des zur Zeit noch amtierenden *Voice*-Direktors *John W. Chancellor* soll dieses Radiosystem im Dienste der psychologischen Kriegführung etwa 20 Millionen Hörer erreichen.

Das Personal für diesen aufgeblähten Radiopolypen rekrutiert sich zumeist weniger aus Amerikanern, bei denen die *Voice* wegen ihrer Nachbarschaft zu Spionage und schmutzigen diplomatischen Geschäften keinen guten Ruf hat, sondern mehr aus politischen Emigranten mit intellektuell-kriminellem Einschlag, aus gekauften Verrätern, zwielichtigen Existenzen und Renegaten, die im Fahrwasser antikommunistischer «Theoretiker» und «Berater» vom Schlage *Averell Harrimans* oder *Barry Goldwaters*, *General Walkers* oder *Robert Welshs*, *William S. Schlamms* oder — seit Mitte der 60er Jahre — *George Kennans*, *William Fulbrights* und *Walt Rostows* schwimmen.

Ihr «verwissenschaftlichter» Antikommunismus verzichtet heute nach Möglichkeit auf plumpe, militante Attacken gegen den Sozialismus, zeichnet sich aber durch demagogische Verfälschungen und Sinnentstellungen des Marxismus-Leninismus aus und äußert sich in liberalistischen Spekulationen und Pseudotheorien über *Selbstauflösung* der sozialistischen Gesellschaftsordnung *von innen her*. Gespeist von den Mitteln der *Ford*-Stiftung und anderer imperialistischer Geldgeber, versuchen sie unermüdlich, selbst im 51. Jahr der Großen Sozialistischen Oktoberrevolution und im 120. Jahr des *Kommunistischen Manifests*, von der sich immer weiter verschärfenden Krise des Imperialismus, vom Fiasko der USA-Aggression gegen Vietnam, vom unwiederbringlichen Verlust ehemaliger Einflusssphären, vom kulturellen und moralisch-politischen Verfall ihrer eigenen Ordnung abzulenken und ihre politische Ausweglosigkeit auf die für sie unverständliche Welt des Sozialismus zu transponieren.

Diese sinnlosen Versuche vor den Mikrofonen der *Voice of America* könnte man einfach der Lächerlichkeit preisgeben, wenn nicht dahinter gefährliche, verbrecherische Ideen und brutale militärische Gewalt, demagogischer Mißbrauch beträchtlicher massenmedialer Kapazitäten sowie die Gefahr erneuter bewaffneter Konflikte und Aggressionen auf friedliebende Völker ständen.



Jahr	Sender insgesamt	Geschätzte Gesamtleistung (in KW)	Leitsender (USA-Festland)	Relaisender außerhalb des USA-Territoriums			Spezielle Sender (unter den Relaisendern)	Fremdsprachen	Bemerkungen
				KW	MW	LW			
1942	13	520	13	—	—	—	5	Gründung der VOA	
1944	16	610	13	2	1	—	7	Vertrag mit BBC London über ABSIE	
1945	38	2260	19	3	16	—	18	dazu RIAS, Berlin (1946)	
1951	40	2560	21	3	16	—	23	—	
1952	41	2660	22	2	16	—	33	dazu (vorübergehend) East Arcadia (North Carolina), Dungeness (Washington D. C.)	
1953	56	5800	22	11	17	—	35	Unterstellung unter USIA — dazu Manila, Colombo, Honolulu	
1954	72	8640	25	15	29	3	40	dazu Okinawa (2.), Manila (2.), Ersching (München)	
1957	83	9800	26	20	34	3	43	dazu Tanger, Thessaloniki, Tarsus (Türkei) Guantanamo	
1960	84	9900	26	22	34	2	47	—	
1961	85	10000	27	22	34	2	45	dazu (vorübergehend) Dodekanes	
1963	85	10000	28	22	33	2	40	dazu Monrovia (Liberia)	
1965	87	12000	30	22	33	2	38	Inzwischen insgesamt 4000 kapitalistische Rundfunk-(Überspiel-)Vertragspartner	

Das für wahre Freiheit, für echte Demokratie, für wirkliche Gleichberechtigung des Menschen demonstrierende, protestierende, kämpfende Amerika wird langer, sehr langer Zeit bedürfen, um einer neuen, besseren Stimme im Äther wieder jenes Ansehen, jene Glaubwürdigkeit zu verschaffen, die dem historischen Verdienst des amerikanischen Volkes, dem Kampf seiner besten Männer und Frauen gerecht wird.

Standort	Land	Wellenbereich	Leistung (in kW)	Einzugsgebiet	
Greenville Raleigh	} North } Carolina, USA	KW	4800	Europa, Westafrika, über Rhodos und Tarsus bis Mittelost	
			600		
Rhodos	Hoheitsgewässer der Türkei	KW	50	} Mittelost	
			MW		150
BBC-London- Woofferton	Großbritannien	MW	250	Europa, Mittelost Afrika	
Colombo	Ceylon	KW	35	Südasiens	
Honolulu	Hawaii-Insel Oahu	KW	100	Ostasien Ozeanien	
Monrovia	Liberia (Westafrika)	KW	50	} gesamtes Afrika	
					250
München	Westdeutschland	KW	100	} Mittel- und Ost- } europa	
			MW		150
Okinawa	Japan	KW	100	} Ostasien	
			MW		1000
Malolos	Philippinen	MW	50	Ostasien	
Poro	Philippinen	MW	1000	Südostasien, Indonesien	
Tanger	Marokko (NW-Afrika)	KW	35	} Südosteuropa, } Mittelost	
					50
					100
Thessaloniki	Griechenland	KW	35	} Europa, Mittelost	
			MW		50

(Stand 1966)

Bezeichnung	Leistung (in kW)	Einrichtung von	Standort	Einzugsgebiet
KCBR	50	} CBS	Delano (Kalifornien)	Fernost Sowjetunion
	100			
	200			
KNBH	50	} NBC	Dixon	Fernost Sowjetunion
	100			
	200			
WBOU	50	NBC	Bound Brook (N. J.)	Europa Lateinamerika
WLWO	110	G. E.* Crosl.	Bethany (Ohio)	Lateinamerika
—	100	RCA	Honolulu (Hawaii)	Ostasien Ozeanien
—	50	VOA	Marathon (Florida)	Lateinamerika
—	50	VOA	Sugarloaf (Florida)	Lateinamerika

* (G. E. = General Electric Comp., Crosl. = Crosley Broadcasting Corp. Inc.).

Spezialbetrieb für Klimaprüfschränke

Anwendung in Wissenschaft
und Industrie

Spezialbetrieb für Feuchtemeßtechnik

Anwendung in Wissenschaft, Industrie,
Landwirtschaft und Handel

- Feuchtemessung an Feststoffen
- Feuchtemessung in Gasen
- damit im Zusammenhang stehende
Temperaturmeßaufgaben

Unsere erfahrenen Mitarbeiter beraten
Sie gern bei der Lösung Ihrer Probleme

Fordern Sie bitte unser Angebot



FEUTRON KG GREIZ

66 Greiz, Reichenbacher Str. 173 Telefon 26 58 Telex 058 8526

« Wetterfrösche » im Kosmos

Dipl.-Phys. D. Felske

Der Bau von Wettersatelliten ist eine notwendige Entwicklung, da neben dem gutausgebildeten Netz meteorologischer Stationen auf den Kontinenten Informationen über die großen Wasserflächen der Erde nur sehr spärlich zur Verfügung stehen. Den Anfang, diese Lücke zu schließen, gab der Start des Wettersatelliten Tiros I (Tiros — Television and Infra-red Observation Satellite) am 1. April 1960. Seitdem wurde die Aufnahme- und Wiedergabetechnik sehr verbessert. Die meteorologischen Satelliten gehören zu den komplizierten kosmischen Flugkörpern.

Die ersten Wettersatelliten speicherten die Fotografien auf Magnetband an Bord des Satelliten und übertrugen die gesammelten Informationen an eine Abfragestation, wenn sie in ihren Empfangsbereich kamen. Hier wurden sie ausgewertet und über das Wetterfernsehnetz der MWO (Meteorologischen Weltorganisation) als vereinfachte Wolkenanalysen, sog. *Nephanalysen*, verbreitet. Das brachte zwar viele Wetterinformationen, ihre Aktualität aber war unzureichend, da zwischen Aufnahme und Übermittlung der Fotos an die einzelnen Wetterdienste mehrere Stunden liegen konnten. Aus diesem Grunde wurde ein Satellitentyp für laufende automatische Bildübermittlung entwickelt. Das sogenannte APT—(Automatic Picture Transmission-)System erlaubt es, an jedem erforderlichen Ort eine Empfangsstation einzurichten, die die Fotografien der Erdoberfläche und der Bewölkung aus einem Gebiet um die Station mit einem Radius von etwa 2000 km liefern kann.

Der erforderliche Aufwand der Bodenanlage für eine bestimmte Übertragungsqualität hängt bei gegebener effektiver Sendeleistung und Bahnhöhe des Satelliten vom Informationsfluß ab. Das APT-System hat eine entsprechend geringe Zeilenzahl, und zwar je Sekunde 4 Bildzeilen. Am Anfang eines jeden Bildes wird ein rechteckmodulierter 300-Hz-Ton von 3 s Länge als Startsignal gesendet. Danach erscheinen 5 s lang Zeilenanfangsimpulse mit einer Folgefrequenz von 4 Hz, die man zur Synchronisation der Empfangsanlage benutzt. Auf diese Start- und Einphasungsimpulse folgt das Bild, bestehend aus 800 Zeilen. Das Bild wird also in 208 s übertragen.

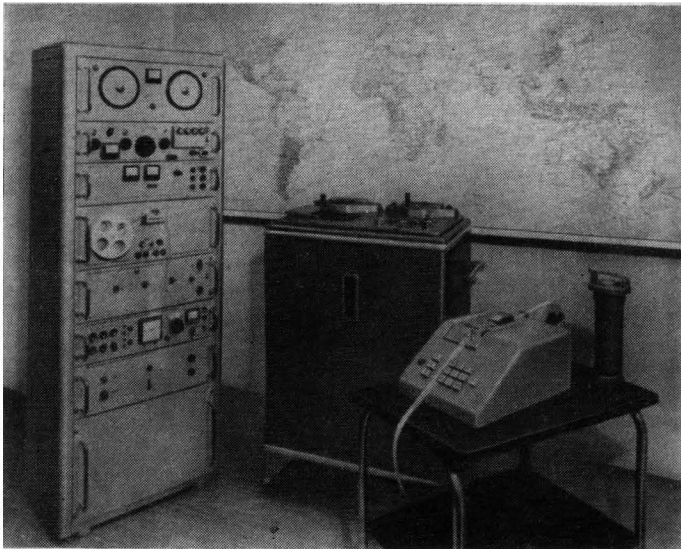


Bild 1 Wettersatellitenempfangsanlage mit Lochstreifensteuerung der Empfangsantenne und Bildschreiber

Das APT-Aufnahmesystem im Satelliten ist doppelt ausgelegt, damit sich die Lebensdauer erhöht. Verwendet wird eine Weitwinkelkamera mit 5,7 mm Brennweite und 107° Öffnungswinkel. Die Belichtungsdauer beträgt 40 ms. Das optische Bild baut auf dem $11,2 \text{ mm} \times 11,2 \text{ mm}$ großen Ladungsträger des Vidicons ein der Helligkeitsverteilung proportionales Ladungsrelief auf. Diese Ladungsverteilung muß 200 s lang unverändert aufrechterhalten werden, da das APT-System keine Zwischenspeicher hat, die Information aber unverfälscht abgelesen werden muß. Die allmähliche Verschlechterung der APT-Bilder der früheren Satelliten im Schwärzungsumfang führt man auf Gasabgabe des Ladungsträgers oder unbekannte schädliche Umgebungseinflüsse zurück.

Ein Elektronenstrahl tastet in 800 Zeilen die Ladungsverteilung auf dem Träger ab, wobei die Intensität des Strahles einen 2400-Hz-Hilfsträger amplitudenmoduliert. Eine Normalfrequenzeinrichtung im Satelliten hält diesen Träger konstant, außerdem wird von ihr auch die Zeilenfrequenz (4 Hz) abgeleitet. Der Modulationsgrad liegt bei der Bildübertragung zwischen 0% und 80%, dabei ist die Amplitude des Hilfsträgers der Helligkeit des Bildelements proportional (*Positivmodulation*). Dieser Hilfsträger moduliert die Frequenz des Hauptträgers, der im Bereich

zwischen 136 MHz und 138 MHz liegt. Die Frequenzmodulation des Hauptträgers geschieht mit einem Hub von 10 kHz. Frequenz und Modulationsart des Hilfsträgers sind so gewählt, daß bei der Dekodierung kommerzielle Funkbildschreiber benutzt werden können.

Die Sendeleistung der Satelliten liegt zwischen 4 W und 5 W. Sonnenenergiewandler, die entweder auf der Satellitenoberfläche oder auf sogenannten Paddeln angeordnet sind, garantieren die Energieversorgung. Etwa 10000 Sonnenzellen gewährleisten die 400 bis 500 W Leistungsbedarf des Satelliten. Die Sonnenzellenflächen sind steuerbar und werden der Sonne nachgeführt. Da die Kommando- und andere Spezialeinheiten des Satelliten auch während des Durchgangs durch den Erdschatten funktionsfähig sein müssen, geschieht die Energieversorgung durch den sogenannten Pufferbetrieb. Die Stromaufnahme erfolgt primär aus chemischen Batterien, die von den Sonnenzellen nachgeladen werden.

Die Empfangsanlage besteht in ihrer Grundausrüstung aus einer kleinen Richtantenne, aus dem Empfänger mit spezieller Dekodierstufe und aus dem modifizierten Funkbildschreiber. Das Ziel der Entwicklung bestand darin, die Empfangselektronik so auszubilden und zu dimensionieren, daß ein möglichst großer Signal/Rausch-Abstand erreicht wird, damit die Anforderungen an die Antennenanlage in Grenzen bleiben. Die Antenne besteht aus einer Reihe von 4 Kreuzdipolen mit Reflektor und liefert einwandfreie Bilder bis zu 3000 km Entfernung von der Empfangsstation. Sie wird in Azimut und Höhe von Motoren nachgesteuert, die sich über ein Steuerpult von Hand schalten lassen.

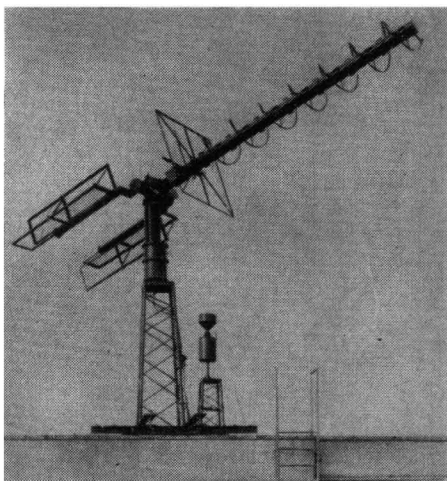
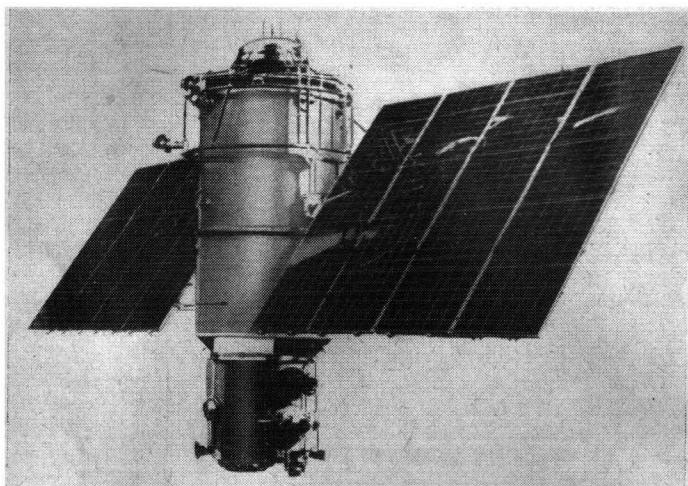
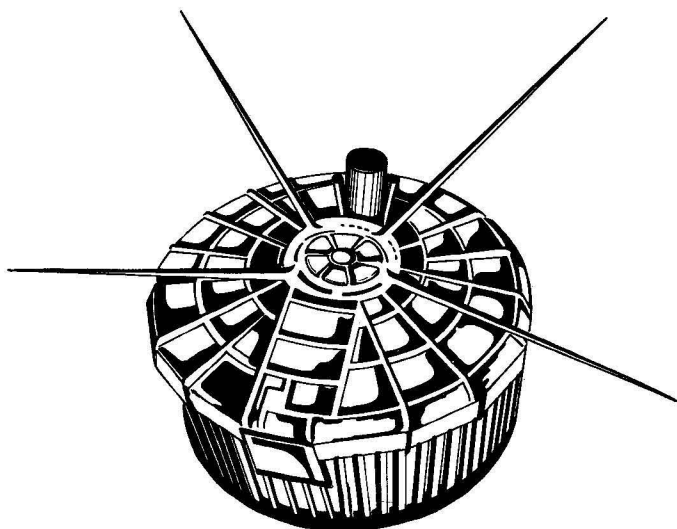


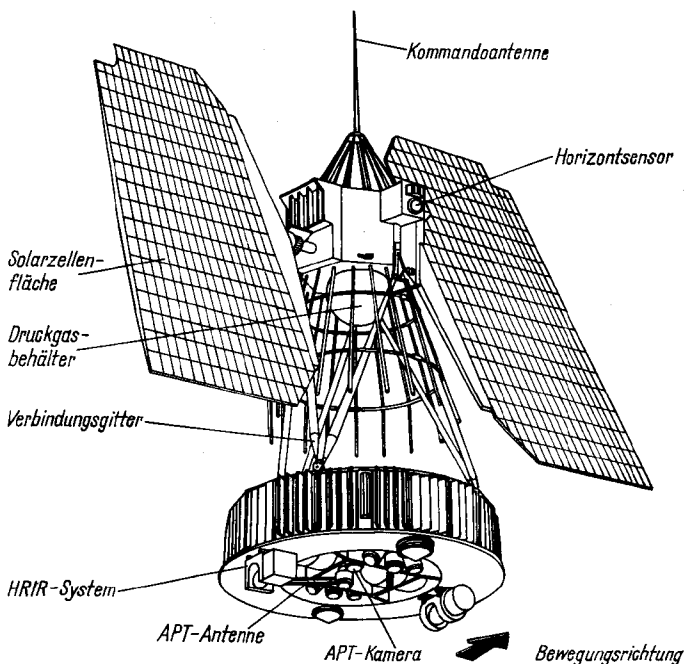
Bild 2
Wettersatellitenempfangs-
antenne



a



b



c

Bild 3 Wettersatelliten; a – Kosmos 144, b – Essa 4, c – Nimbus 2

Zwischen Antenne und Empfängereingang liegt ein transistorisierter Antennenverstärker, der eine Empfindlichkeit der Anlage von etwa 2 kT_0 gewährleistet. Der Empfänger arbeitet nach dem Doppelsuperprinzip mit einer ZF-Bandbreite von 50 kHz. Eine spezielle Dekodierstufe im Empfänger hat die Aufgabe, das Satellitensignal zu demodulieren und den Dopplerhub zu kompensieren. Die eingesetzte Dekodierstufe verbessert den Signal/Rausch-Abstand beträchtlich. Die Elektronik ist so ausgelegt, daß die benutzte Bandbreite der signaltheoretisch erforderlichen entspricht. Hat das Signal die beschriebenen Stufen durchlaufen, so steht der 2400-Hz-Hilfsträger zur Verfügung, der die Bildinformation als Amplitudenmodulation enthält.

Den Hilfsträger führt man einem kommerziellen Funkbildschreiber zu, der die Amplitudenmodulation in Helligkeitsschwankungen einer Schreiblampe umsetzt, die mit einem Linsensystem auf Fotopapier gegeben wer-

den. Der Bildschreiber hat eine Trommel, auf die das Fotopapier aufgespannt ist. Die Trommel rotiert mit 4 U/s, dadurch wird über ihren Umfang genau eine Bildzeile geschrieben. Der Vorschub der Schreiblampe geschieht in Richtung der Trommelachse und beträgt 0,25 mm/Zeile. Nachdem 800 Zeilen auf diese Weise nebeneinander geschrieben worden sind, liegt ein Bild von 20 cm \times 20 cm Größe vor. Drehzahl der Trommel und Vorschub der Schreiblampe werden von einem Stimmgabelgenerator konstantgehalten. Dieser Generator wird mit dem Hilfsträger des Satelliten synchronisiert, damit der Gleichlauf von Bildabtastung und Aufzeichnung gewährleistet ist. Bei der Umstellung des Bildschreibers auf die Wettersatellitennorm mußte man Drehzahl und Vorschub verändern und einige Verbesserungen am elektrischen System vornehmen. Nach der Aufzeichnung wird das Fotopapier entwickelt, fixiert und kann etwa 15 min nach der Aufnahme ausgewertet werden. Diese kurze Zeitspanne erhöht die Aktualität der Bilder sehr. Will man Fotos vervielfältigen, so kann man im Schreiber auch Negativmaterial verwenden.

Bild 3 zeigt die 3 Wettersatellitentypen *Kosmos*, *ESSA* und *Nimbus*.

Aus Bild 4 geht hervor, wie die Bilder eines Umlaufs aneinandergereiht werden. Der darauffolgende Satellitendurchgang ist dann nach Westen verschoben. Die Bilder überdecken sich in mittleren und Polbreiten gut; nur am Äquator muß man zwischen den Durchgängen geringe Lücken in Kauf nehmen.

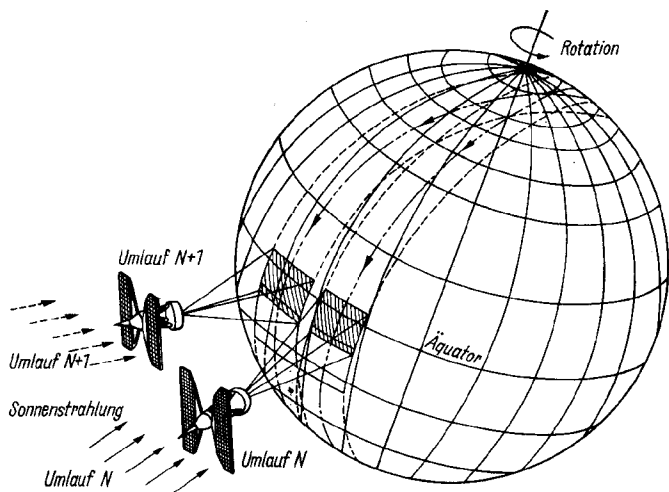


Bild 4 Wettersatellitenumlaufbahnen (Schema)

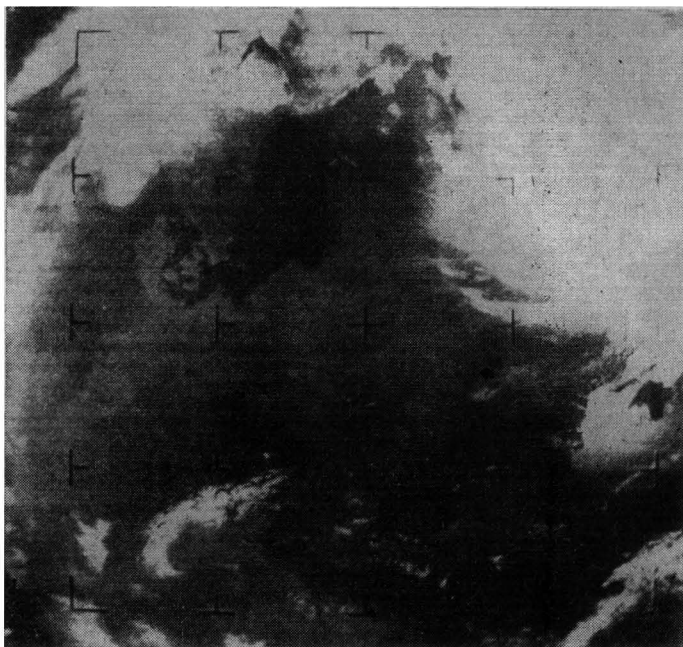


Bild 5 Aufnahme Mitteleuropas

Der sowjetische Wettersatellit *Kosmos 144* gehört zur Kategorie der Abfragesatelliten. Seine Sonnenzellenträger werden ebenfalls der Sonne nachgesteuert, um maximale Leistungen der Energiewandler zu gewährleisten. Er beschreibt eine kreisförmige Bahn mit 625 km Höhe und einer Umlaufzeit von 96,5 min. Die Neigung der Bahn zum Äquator beträgt $81,2^\circ$. Er liefert Wolkenaufnahmen im sichtbaren und infraroten Bereich und führt außerdem noch mehrere Wärmestrahlungsmessungen aus. Die Daten werden auf Tonband gespeichert und nach einem Kommando der Bodenstation zur Erde gefunkt.

Bild 5 zeigt das Gebiet Mitteleuropas in dem seltenen Fall nahezu völliger Wolkenfreiheit. Aus dieser Aufnahme läßt sich das Reflexionsvermögen von Eis, Wolken, Erde und Wasser ablesen; man erkennt die besondere Schwierigkeit, zwischen Wolken- und Eisreflexionen zu unterscheiden.

Das geringste Reflexionsvermögen mit etwa 10 % hat Wasser, es liefert die dunkelsten Gebiete eines Wetterbilds. Landflächen haben meist ein

Reflexionsvermögen von 10 bis 30 %, die Unterscheidung von den Wasserflächen bringt keine Schwierigkeiten. Anders ist es mit der Abgrenzung von Wolken und Wüstenflächen; Sandgebiete können bis 60 % des Sonnenlichts reflektieren, und Wolken haben ein Reflexionsvermögen zwischen 30 % und 90 %. In diesem Fall muß man Größe, Struktur und eventuell Schattengebiete von Wolken zu Rate ziehen, um sich ein Bild über die Bewölkungsverteilung zu machen. Große Wolkengebiete mit scharfer Obergrenze, z. B. intensive Gewitterwolken oder dichte Stratusfelder, ergeben die hellsten Flächen der Wetterbilder. Die Schönwetterbewölkung erscheint nur als grauer Schleier auf den Bildern, da einzelne Wolkengebilde von der Kamera nicht mehr aufgelöst werden. Ein System von Markierungszeichen auf dem Bild wird an Bord des Satelliten eingeblendet, um Bildverzerrungen erkennen und eliminieren zu können. Das Kreuz in der Bildmitte bezeichnet den Standort des Satelliten zur Aufnahmezeit. Über diesem Ort wurde in rund 1400 m Höhe die Kamera ausgelöst. Hier begann dann die Übertragung des Bildes, bis zu deren Ende der Satellit eine Entfernung von rund 1300 km zurückgelegt hat. Die Fotografie umfaßt ein Gebiet von 2500 km \times 2500 km. Das Auflösungsvermögen liegt bei etwa 3 km, am Bildrand ist es etwas geringer, da die Fotografie ein Gebiet einer Kugeloberfläche darstellt, das auf den ebenen Vidiconschirm projiziert wird und deshalb am Rande verzerrt ist. Für genaue Vermes-

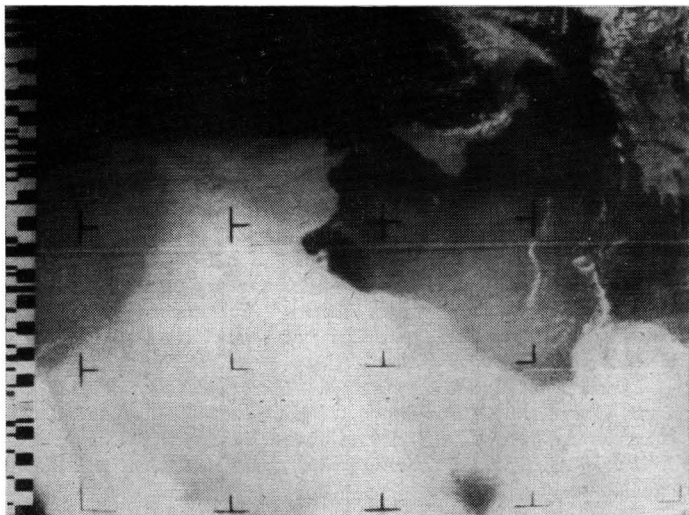


Bild 6 Mittelmeer und Nordafrika

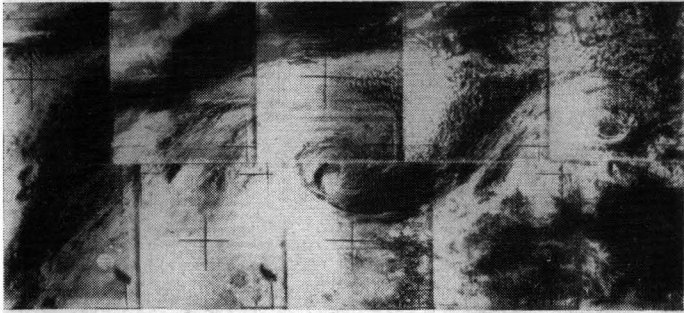


Bild 7 Doppelwirbel südlich Madagaskar



Bild 8 Zyklone im infraroten Licht

sungen muß man bei der Auswertung solcher Aufnahmen Entzerrungsgeräte benutzen, wie sie in der Luftbildtechnik verwendet werden. Die abgerundeten Bildecken sind auf die Alterung des Vidiconschirms zurückzuführen, das Ladungsrelief kann hier nicht genügend lange aufrechterhalten werden.

In Bild 6 liegt eine Aufnahme des Satelliten Nimbus 2 vor, die an ihrem linken Bildrand einen Informationskode trägt, der von diesem Satelliten zusammen mit dem Bild zur Erde gefunkt wird. Der ganze Streifen ist von der rechten Skala in 5 sogenannte Werte eingeteilt. Die linke Skala enthält in Dualform Informationen über Aufnahmezeit, Datum, Lage des Perigäums sowie Daten über einen Bezugsumlauf. Liegt eine solche Aufnahme vor, so lassen sich *alle* Bahnelemente entnehmen.

Bild 7 stellt einen Doppelwirbel dar, eine der interessantesten Erscheinungen der großräumigen Wolkenverteilung. Man sieht, daß die Zyklone wie ein Wasserwirbel mehrfach aufgerollt ist. Bild 8 zeigt eine Zyklone im Stillen Ozean, die im infraroten Bereich fotografiert worden ist.

An dieser Aufnahme läßt sich der hohe Wert der Infrarotbilder erkennen, da man neben der Wolkengestalt aus der Schwärzung die Tempera-



Bild 9 Rotes Meer im sichtbaren und im infraroten Bereich fotografiert

tur einzelner Gebiete ablesen kann, die dann einer numerischen Wettervorhersage als Ausgangsdaten eingegeben werden können.

Bild 9 läßt einen Vergleich von Aufnahmen im sichtbaren und im infraroten Bereich zu. Auf der Aufnahme im sichtbaren Licht erstreckt sich ein Wolkenschleier quer über das Rote Meer. Die hellen Gebiete über Saudi-Arabien und über der Sinai-Halbinsel stammen von Wolkenfeldern, die an ihrer Obergrenze verhältnismäßig tiefe Temperaturen haben.

Die völlige Ausschöpfung der Wolkenbildinformationen erfordert natürlich ein gewisses Maß an Erfahrungen, da Wind- und Temperaturverteilung nur auf indirektem Wege aus der Wolkenstruktur oder aus den Infrarotbildern erkannt werden können. Die Wettersatelliten sind heute schon ein wichtiger Faktor für die Wetterforschung und Prognose, vor allem dadurch, daß sie ein nahezu lückenloses Bild unserer Planetenoberfläche liefern. Als Frühwarngerät vor den verheerenden tropischen Wirbelstürmen haben sich die Satelliten als besonders nützlich erwiesen, da sie das Auffinden eines solchen Wirbels schon 2 bis 3 Tage vor der sonstigen Erkennbarkeit durch Flugzeuge oder Schiffe zulassen. Neben den rein meteorologischen Informationen lassen sich z. B. Hinweise für optimale Flugstrecken im Langstreckenluftverkehr, für die Energieversorgung der Länder in Abhängigkeit von Temperatur und Lichtverhältnissen gewinnen. Der Eiszustand auf Schifffahrtswegen ist ebenfalls mit Hilfe von Satellitenbildern gut zu überblicken. Im Verlauf des Monats April 1967 konnten z. B. die täglichen Eisverschiebungen im Bottnischen Meerbusen auf den Wolkenbildern deutlich verfolgt werden.

Ein anderes Wetterbeobachtungssystem wird in Verbindung mit Nachrichtensatelliten angewendet. Stark exzentrische (Molniya) oder Erdsynchronsatelliten (ATS) gestatten es, auf einem Bild etwa ein Drittel der Erdoberfläche abzubilden. Ein erdsynchroner Satellit beschreibt in etwa 36 000 km Entfernung eine Kreisbahn um die Erde. Bei dieser Bahnhöhe benötigt er für einen Umlauf 24 h. Liegt die Bahn in der Äquatorebene der Erde, so steht der Satellit ständig über dem gleichen Ort auf dem Äquator. Aufnahmen von der ganzen Erdoberfläche erlauben dann eine lückenlose Wetterbeobachtung in beiden Hemisphären. Aus der zeitlichen Reihenfolge der Bilder läßt sich der gesamte Wetterablauf erkennen.

Für die Flugmeteorologie stellen die Wolkenfotos eine überaus wichtige Erweiterung der Beratungsmöglichkeiten im Luftverkehr dar. Aufnahmen der Erdoberfläche, möglichst in verschiedenen Spektralbereichen, dürften darüber hinaus für Fischereiforschung, für Geologie und Forstwirtschaft ständig an Bedeutung gewinnen.

Haben Sie Spaß an logischen Schlüssen?

„Wenn ich 100 Meter unter 10,0 Sekunden laufe“, sagte Hänschen, „werde ich zur Olympiade delegiert. Leider laufe ich aber die 100 Meter nicht unter 10,0 Sekunden, folglich werde ich nicht zur Olympiade delegiert.“

Nun kann Hänschen aber unabhängig davon, daß er 100 Meter nicht unter 10,0 Sekunden läuft, ein guter Sportler, beispielsweise ein guter Kugelstoßer sein und in dieser sportlichen Disziplin zur Olympiade delegiert werden. Sein Schluß ist also falsch.

Wer das nicht glaubt, bedenke, daß man mit dieser Schlußweise auch zu dem folgenden falschen Schluß gelangen kann:

*Wenn das Benzin ausgeht, so bleibt das Auto stehen.
Das Benzin geht nicht aus.*

Das Auto bleibt nicht stehen.



Tamás Varga

Mathematische Logik für Anfänger

Aussagenlogik

172 Seiten mit zahlreichen Abbildungen, Halbleinen
Bestell-Nr. 001804, 6,40 Mark

VOLK UND WISSEN VOLKSEIGENER VERLAG BERLIN



Millimeterwellen – Nachrichtenmittel der Zukunft?

Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer

Das zur Zeit genutzte elektromagnetische Spektrum ist mit vielen Nachrichtenkanälen belegt, und Forderungen der Datenverarbeitung nach breitbandigen Übertragungskanälen sind heute nur schwer zu erfüllen. Ein modernes Industrieland hat Mittel-, Kurz- und Ultrakurzwellensender, kommerzielle Funkdienste, Richtfunkssysteme und Fernsehsender in großer Zahl. Es bleibt daher nur die Ausweichmöglichkeit zu höheren Frequenzen hin, ins Millimeterwellengebiet. Die moderne Richtfunktechnik benutzt bereits Trägerfrequenzen im 11-GHz-Bereich.

Das Millimeterwellenband liegt zwischen den höchsten Mikrowellenfrequenzen und den längsten Infrarotwellenlängen. Man kann als Bandgrenzen die Frequenzen 30 bis 300 GHz angeben (das sind Wellenlängen von 10 mm bis 1 mm). Das Frequenzgebiet hat nach konventionalen Standards die 9fache Kanalkapazität von allen übrigen Wellen des HF-Spektrums bis 30 GHz zusammen.

Millimeterwellen-Nachrichtensysteme

Die physikalischen Eigenschaften der Millimeterwellen gestatten weder die Anwendung rein optischer noch rein mikrowellentechnischer Mittel. Neben der Anwendung der mm-Wellen zur Radiometrie, Spektrometrie, Navigation und Radarortung können sie noch zur Übertragung sehr breitbandiger Signale benutzt werden. Diese Eigenschaft gehört mit der guten Bündelungsfähigkeit und der geringen Größe der mm-Bauelemente zu den Vorteilen dieses Bereichs. Als Nachteile wären zu nennen der stärkere Einfluß der atmosphärischen Dämpfung auf die Übertragungseigenschaften, die Notwendigkeit präziser Ausrichtung der Antennen und die hohen Kosten für derartige Anlagen.

Möglichkeiten der Erzeugung von mm-Wellen

Optische Methoden haben bisher wenig Erfolg gezeigt. Mit einem Maser ist es durch Ausnutzung multipler Quanteneffekte gelungen, eine Frequenz von 105 GHz zu erzeugen. Als aktives Gas wurde Zyanwasserstoff

benutzt, jedoch war die erzeugte Leistung äußerst gering. Eine weitere Möglichkeit der Erzeugung von mm-Wellen besteht in der Überlagerung zweier kohärenter Laserstrahlen in einem nichtlinearen optischen Medium – z. B. einem KDP-Kristall – und im Ausgießen des Mischprodukts.

Der bis heute meistbenutzte mm-Generator ist das Klystron, eine Laufzeitröhre. Sie liefert bis zu Frequenzen von 300 GHz Dauerstrichleistung von einigen mW. Das gleiche gilt auch für Rückwärtswellenröhren (Carcinotrons), von denen die Sowjetunion das vollständigste Sortiment der Welt produziert. Mit Carcinotrons sind Leistungen von 1 mW bei 300 GHz und 1 W bei 100 GHz erzeugt worden.

In jüngster Zeit untersuchte man Halbleiterbauelemente zur Schwingungserzeugung im mm-Wellenbereich. Die erfolgversprechendsten Halbleiterbauelemente waren die Gunn-Diode und die Lawinendiode nach Read. Die Lawinendiode benutzt einen induktiven Hohlraumresonator zur Schwingungserzeugung, abgestimmt auf die Diodenkapazität. Beim Gunn-Oszillator wird an die Galliumarsenid-Diode ein elektrisches Feld angelegt, unter dessen Einwirkung Stoßwellen im Kristall in kurzer Zeit von einer Elektrode zur anderen laufen. Die erzeugte Frequenz ist dieser Stoßwellenlaufzeit proportional. Um höhere Frequenzen zu erzeugen, muß der aktive Bereich dieser Festkörperlaufzeitoszillatoren verkleinert werden. Das setzt aber gleichzeitig die erzeugbare Leistung herab.

Ein neuer Erzeugungsmodus in Halbleitern, die begrenzte Ladungsspeicherung (*limited space-charge accumulation* – LSA) beruht nicht auf Laufzeiteffekten. In den Bell-Telephone-Laboratories sind LSA-Dioden entwickelt worden, die bei 88 GHz eine Dauerstrichleistung von 20 mW abgeben. Bild 1 zeigt den gegenwärtigen Stand der Erzeugung höchster Frequenzen mit Halbleiterbauelementen. Man erkennt aus dem Bild die Impuls- und Dauerstrichleistungen der 3 erwähnten Halbleitergeneratoren, wobei ersichtlich ist, daß Read- und Gunn-Diode einen Leistungs-

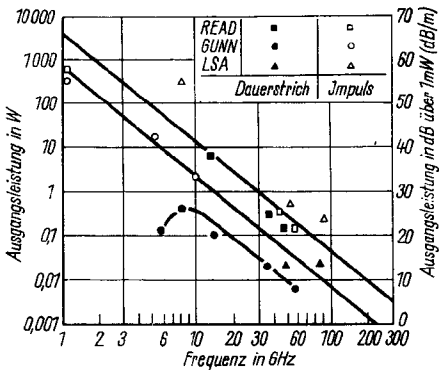
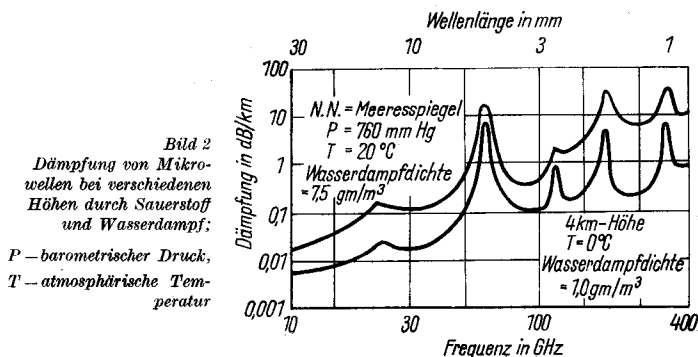


Bild 1
Maximal erzeugte Mikrowellenleistung von 3 Festkörperoszillatoren. Die maximale Impulsleistung der Lawinendiode und der Gunn-Diode nimmt jeweils mit f^{-25} ab

abfall bei hohen Frequenzen nach der Funktion $f^{-2,5} = 1/\sqrt{f^5}$ aufweisen. Es sind experimentelle Nachrichtensysteme bei 90 GHz und 140 GHz erprobt worden, jedoch hatten diese noch Klystron-Generatoren. Die Firma Sylvania (USA) hat ein voll halbleiterbestücktes Richtfunkgerät für 36 bis 38 GHz entwickelt, das als FM-System eine HF-Leistung von 100 mW abgibt. Sende- und Empfangsantennen sind linsenkompensierte Hornstrahler von etwa 15 cm Durchmesser. Das System hat eine Reichweite von etwa 5 km.

Ausbreitungsbedingungen in der Atmosphäre

Änderungen des Druckes und der Temperatur in der Atmosphäre haben großen Einfluß auf die Ausbreitung der mm-Wellen. Druck, Temperatur, Sauerstoff- und Wasserdampfgehalt der Luft bestimmen deren Dielektrizitätskonstante und damit den Brechungsindex für hochfrequente Wellen. Die Veränderung des Brechungsindex bewirkt Veränderungen des Auftreffwinkels der Strahlung an der Empfängerantenne. Im Extremfall kann das Signal an der Empfängerantenne vorbeigeleitet werden. Die molekulare Absorption der mm-Wellen durch O_2 und H_2O bewirkt die atmosphärische Dämpfung, die allerdings nicht für alle Wellenlängen konstant ist. Bild 2 zeigt die Dämpfung hochfrequenter Wellen bei 2 Höhen, nämlich N. N. (Meeresspiegel) und 4000 m. Als Bedingungen für die Meßwerte sind $P = 760$ mm als Normluftdruck, $T = 20^\circ C$ als Normallufttemperatur und die Wasserdampfdichte angegeben. Man erkennt Dämpfungsminima bei bestimmten Frequenzen, sogenannte «Fenster», innerhalb deren eine relativ gute Übertragung möglich ist. Die Streuung durch Wassertröpfchen wird schließlich noch dieser Dämpfung überlagert. Hier spielt das Verhältnis Wellenlänge zu Tröpfchengröße eine entscheidende Rolle. Erreicht die Tropfengröße die Wellenlänge, so tritt nahezu totale Extinktion (Auslöschung) auf.



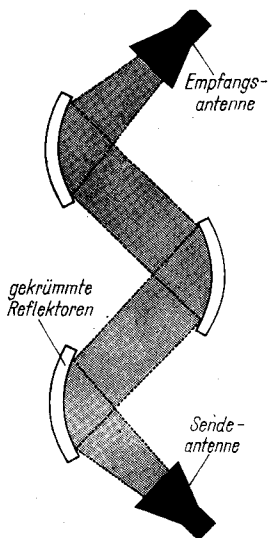


Bild 3 Reflektor-Strahlwellenleiter zur Übertragung von Millimeterwellen. Gekrümmte Reflektoren fokussieren die Strahlenenergie und reduzieren Streuverluste

Die Benutzung von mm-Wellen-Richtfunkgeräten ist in trockenen, heißen Klimazonen erfolgversprechend. Regen von 5 mm/h verringert die Reichweite auf zwei Drittel, bei einer Regenmenge von 12,5 mm/h wird die Reichweite auf die Hälfte des Wertes bei trockener Witterung herabgesetzt.

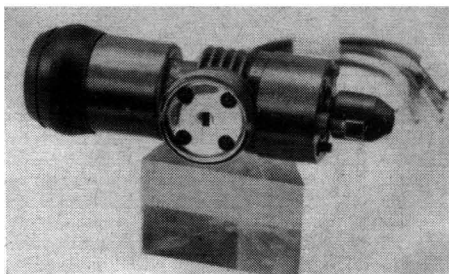
Um die atmosphärischen Einflüsse auszuschalten, ist für mm-Wellen die Übertragung durch Hohlleiter – vorzugsweise Rundhohlleiter im H_{01} -Modus – vorgeschlagen und auch in der Sowjetunion und in England experimentell verwirklicht worden. Die mechanischen Forderungen an derartige Hohlleiterübertragungsstrecken sind jedoch hoch – und damit auch die Kosten für dieses Übertragungsverfahren. Von Vorteil sind jedoch Immunität gegen Einflüsse von Atomexplosionen (*gehärtete Nachrichtenverbindung* im militärischen Sprachgebrauch) und hohe Abhörsicherheit.

Bild 3 zeigt eine andere Methode der mm-Wellen-Übertragung – den optischen Reflexions-Wellenleiter. Die gekrümmten Reflektoren fokussieren den Strahl immer neu und verringern die Verluste der Übertragung. Auf diesem Gebiet ist die Entwicklung noch stark im Fluß.

Anwendungsmöglichkeiten für mm-Wellen-Nachrichtensysteme

Die große Bandbreite von mm-Wellen-Richtfunkgeräten gestattet hohen Datenfluß; dies ist besonders wichtig bei der Kommunikation

Bild 4
Sowjetisches Millimeter-
wellenklystron moderner
Konstruktion
(Foto: Blunck)



zwischen schnellen Rechnern in realer Zeit. Foto- und Fernsehsignale von Satelliten könnten bei Vorhandensein von mm-Wellen-Kanälen schneller übertragen werden. Die mm-Wellen-Geräte sind klein und kompakt aufzubauen, der ausgesandte Strahl läßt sich scharf bündeln. Diese hohe Bündelungsschärfe gewährleistet zusammen mit der Reichweitenbegrenzung durch die atmosphärische Dämpfung erhöhte Abhörsicherheit. Für Weltraumnachrichtenverbindungen (dort fehlt die atmosphärische Dämpfung) sind die mm-Geräte sehr gut geeignet. Zur Zeit hindert nur der hohe Preis der Geräte die Einführung derartiger Systeme.

Elektronik-Neuigkeiten

Kurzer Blick auf die Holografie

In einem ausführlichen Beitrag von Dipl.-Phys. S. Reichmann wird in den Ausgaben 2 und 3/1968 der Zeitschrift Militärtechnik (DMV, Berlin) eine Übersicht zur Entwicklung und zu den Tendenzen der Holografie gegeben. Die Holografie ist ein Verfahren, um ohne bisher übliche Kameras auf einer Fotoplatte alle Informationen festzuhalten, die ein aufgenommenes Objekt kennzeichnen. Dazu muß das Objekt mit Licht nur einer Wellenlänge, mit sogenanntem kohärentem Licht, beleuchtet werden. Das erreicht man mit Laserstrahlen. Der Betrachter gewinnt bei spezieller Beleuchtung der Fotoplatte einen räumlichen Eindruck vom aufgenommenen Objekt. Wechselt der Betrachter seinen Standort, so ändert sich auch wie in der Wirklichkeit die Perspektive. Man kann sich also den aufgenommenen Gegenstand von verschiedenen Seiten ansehen. Erfolgte die Aufnahme bei diffusem Licht, so ist es möglich, die Fotoplatte in kleine Stücke zu zerbrechen, und doch enthält jedes einzelne Bruchstück die Informationen zur vollständigen Wiedergabe des kompletten Bildes. Wegen der großen Bedeutung dieser Thematik werden wir im nächsten Jahrbuch unsere Leser ausführlich über die Holografie informieren.



electronic

vereinigt

Fortschritt und Güte

VVB RFT Bauelemente
und Vakuumtechnik
1017 Berlin · Ehrenbergstraße 11-14

Halbleiterbauelemente  
Elektronenröhren  **Widerstände**
Kontaktbauelemente  **Konden-**
satoren  **Spezialmaschinen für die Elektrotechnik und Elektronik**
Erzeugnisse und Ausrüstungen der Vakuumtechnik

Einführung in die Problematik des Farbfernsehens (3)

Ing. Klaus K. Streng

Die Farbdifferenzsignale

Aus der 1. Folge dieser Beitragsreihe (siehe *Elektronisches Jahrbuch* 1967, Seite 97 bis 105) ist dem Leser bekannt, daß alle Farben durch 3 Farbspaltungen für die Farben R(ot), G(rün) und B(lau) dargestellt werden können. Ferner wurde in dem genannten Beitrag gezeigt, daß zwischen den 3 Primärfarbsignalen und dem Leuchtdichtesignal Y der mathematische Zusammenhang

$$Y = 0,30R + 0,59G + 0,11B$$

besteht. Da das Farbfernsehen auf alle Fälle kompatibel sein muß, enthält es bereits das Leuchtdichtesignal. Achromatische, d. h. unbunte oder Schwarzweißfernsehempfänger verarbeiten es als sogenanntes Helligkeitssignal.

Die Farbwertsignale kolorieren gewissermaßen ein Schwarzweißbild im Farbfernsehempfänger, während ein achromatischer Fernsehempfänger die Farbwertsignale nicht verarbeiten kann und nur ein Schwarzweißbild schreibt. Diese kurze Erklärung trifft auf alle kompatiblen Farbfernsehsysteme zu.

Auf Grund des erwähnten mathematischen Zusammenhangs zwischen Farbwertsignalen und Leuchtdichtesignal ist es nicht erforderlich, alle 3 Primärfarbsignale zu übertragen. Das 3. Farbwertsignal kann aus den beiden anderen stets in einer einfachen Matrixschaltung wieder hergestellt werden. Man überträgt R und B neben Y . Für G gilt dann

$$G = \frac{Y - 0,30R - 0,11B}{0,59}$$

Es ist zweckmäßiger, an Stelle von R und B , die ja unter Umständen sehr klein sind, die Differenzen $R - Y$ und $B - Y$ zu übertragen. Man nennt sie *Farbdifferenzsignale*.

Man kann die Werte von R , G , B , Y , $R - Y$ und $B - Y$ in einer kleinen Tabelle zusammenfassen, die für verschiedene Farben gilt. Dabei sind die Farben zu 75 % gesättigt (25 % Weißanteil). Das Leuchtdichte-

Tabelle 1 Signalpegel (relativ) beim Farbfernsehen

Farbe	R	G	B	Y	R-Y	B-Y
Weiß	1	1	1	1	0	0
Gelb	0,75	0,75	0	0,66	+0,08	-0,66
Cyan	0	0,75	0,75	0,53	-0,53	+0,22
Grün	0	0,75	0	0,45	-0,44	-0,44
Purpur	0,75	0	0,75	0,30	+0,44	-0,44
Rot	0,75	0	0	0,23	+0,53	-0,22
Blau	0	0	0,75	0,09	-0,08	+0,66
Schwarz	0	0	0	0	0	0

signal Y wird bei Weiß mit 100 % Amplitude übertragen, wie dies bei Farbfernseh-Testsignalen üblich ist.

Aus dieser kleinen Zusammenstellung ist u. a. zu ersehen, daß die Farbenpaare Gelb-Blau, Cyan-Rot und Grün-Purpur jeweils konjugiert-komplexe Werte für die beiden zu übertragenden Farbdifferenzsignale haben. Dies ist kein Zufall. Diese Farbenpaare nennt man *komplementäre Farben*, d. h., ihre additive Mischung ergibt Weiß.

Ferner zeigt die Tabelle, daß jeder Farbe ein bestimmter charakteristischer Helligkeits- oder Leuchtdichtewert zugeordnet werden kann. Dies war auf Grund der Empfindlichkeitskurve des Auges auch zu erwarten, denn das Auge ist für die einzelnen Farben unterschiedlich empfindlich. Mit Hilfe der Tabelle läßt sich ohne weiteres sagen, welcher «Balken» des Farbfernseh-Testsignals zu welcher Farbe gehört. Sind die Balken nach steigender Helligkeit geordnet, so entsprechen sie der Farbfolge Schwarz-Blau-Rot-Purpur-Grün-Cyan-Gelb-Weiß. Bei fallender Helligkeit gilt die umgekehrte Reihenfolge.

Die beiden Farbdifferenzsignale sollen nun beim Farbfernsehen zusätzlich übertragen werden. Sie werden, wie ebenfalls im 1. Beitrag dieser Reihe erklärt wurde, einem Farbhilfsträger mit der ungefähren Frequenz 4,43 MHz aufmoduliert. Dieser Farbträger ist dem Leuchtdichtesignal zuzusetzen, und das Ganze ist zu übertragen. Gegen das Moiré des Farbhilfsträgers trifft man geeignete Maßnahmen. Übrigens ist das moiré-artige «Krisseln» im Schwarzweißfernsehbild ein typisches Zeichen dafür, daß die betreffende Fernsehendung farbig ausgestrahlt wird. Anders läßt sich dies mit dem achromatischen Fernsehempfänger auch nicht feststellen.

Die Übertragung nach dem SECAM-Verfahren

Leider konnte auf verschiedenen internationalen Konferenzen keine Einigung über ein einheitliches Farbfernsehsystem in Europa erzielt werden. Von den 3 ursprünglich in engere Wahl gezogenen Systemen entfiel

das US-amerikanische NTSC-System, da es trotz einer über ein Jahrzehnt andauernden Betriebserfahrung zu große Nachteile aufweist. Die Sowjetunion und eine Reihe sozialistischer Staaten entschieden sich für das französische SECAM-Farbfernsehsystem.

Die DDR war auf der entscheidenden Konferenz in Oslo nicht vertreten und wählte bis jetzt (1. 1. 1968) noch kein Farbfernsehsystem. Dennoch soll das SECAM-System hier vordringlich behandelt werden. In der UdSSR und in Frankreich ist es seit Herbst 1967 Realität. Den Startschuß für die gemeinsame Nutzung des SECAM-Systems gab die farbige Übertragung der Parade anlässlich des 50jährigen Bestehens der Sowjetunion in Moskau. Die Grundidee des SECAM-Verfahrens stammt von dem französischen Fernsehspezialisten *Henri de France*.

Da die gleichzeitige Modulation des Farbträgers mit 2 Signalen kompliziert ist und bei dem bis zur Erfindung von SECAM allein bekannten NTSC-Verfahren zu Farbtonverfälschungen auf der Empfängerseite führt, wird bei SECAM der Farbträger nur mit *einem* Farbdifferenzsignal (frequenz-)moduliert, und zwar abwechselnd während jeder Zeile mit $R - Y$ und mit $B - Y$. Aus einer Farbinformation allein kann man auch unter Zuhilfenahme des Leuchtdichtesignals nicht die vielen Farben erzeugen, die in der Natur vorkommen. Hier ergibt sich jetzt der für SECAM charakteristische «Trick». Eine Verzögerungsleitung mit $t = 64 \mu\text{s}$, also von der Dauer einer Zeilenlänge, gibt an ihrem Ausgang das Farbdifferenzsignal wieder, das in der vergangenen Zeile dem Farbträger aufmoduliert war. Wie wir uns erinnern, war dieses Farbdifferenzsignal jeweils das in der derzeitigen Zeile fehlende. Das heißt (Bild 1): Während z. B. $R - Y$ direkt vom Farbträger «abgenommen» wird, erhält man $B - Y$ aus der Verzögerungsleitung. In der nächsten Zeile ist es umgekehrt: $B - Y$ direkt, $R - Y$ aus der Verzögerungsleitung. Es ist lediglich notwendig, daß ein von den Zeilensynchronisierimpulsen gesteuerter elektronischer Schalter den betreffenden Farbkanal abwechselnd direkt oder über die Verzögerungsleitung schaltet. Dieser «Trick» gab dem SECAM-Verfahren seinen Namen: SEquentielle Avec Mémoire $\hat{=}$ abwechselnd mit Speicher (frei übersetzt).

Zahlreiche Messungen wurden vorgenommen, damit man optimale Werte für Farbträger, Modulation usw. bestimmen konnte. Das Moiré des Farbträgers im Bild sollte möglichst wenig sichtbar, das Rauschen

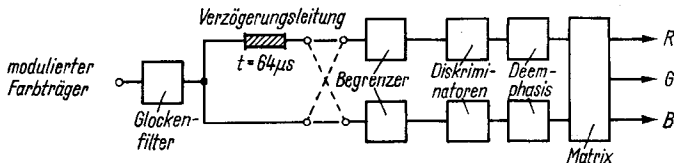


Bild 1 Blockschaltbild des SECAM-Dekoders

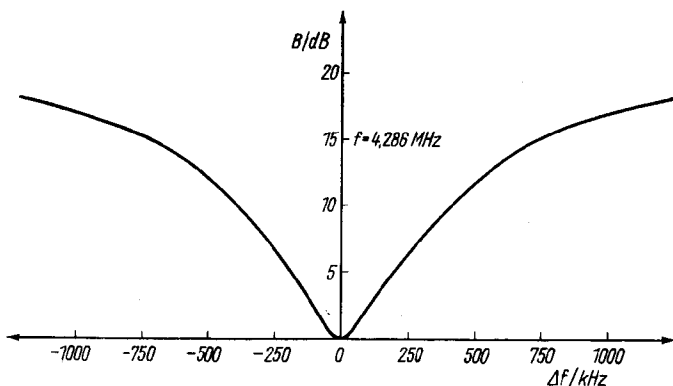


Bild 2 Frequenzamplitudencharakteristik des Glockenfilters im SECAM-Farbfernsehempfänger

(besonders das Farbrauschen) auch bei geringen Antennenspannungen möglichst klein sein usw. Die umfangreichen Untersuchungen führten zu folgenden Parametern:

Die Frequenz des Farbtägers beträgt bei $R - Y$ -Modulation

$272 \cdot f_z$ ($f_z =$ Zeilenfrequenz), d. h. $272 \cdot 15,625 = 4250$ kHz;

bei $B - Y$ -Modulation $282 \cdot f_z = 282 \cdot 15,625 = 4406,25$ kHz.

Es sind folglich im Empfänger 2 Diskriminatoren, einer für die jeweilige Farbdifferenzfrequenz, erforderlich.

Der maximale Hub des Farbtägers beträgt bei $R - Y$ 280 kHz, bei $B - Y$ 230 kHz. Der Spitzenhub wird bei $R - Y$ auf -500 bis $+350$ kHz und für $B - Y$ auf -350 bis $+500$ kHz begrenzt.

Der Farbtäger ist auf der Senderseite anzuheben, damit das Rauschen bei kleinen Farbdifferenzsignalen im Empfänger geringgehalten wird. Natürlich muß diese Anhebung im Empfänger rückgängig gemacht werden. Die Kurve des dafür eingesetzten *Glockenfilters* zeigt Bild 2.

Schließlich wird — genau wie beim FM-Hörrundfunk — senderseitig eine Voranhebung (Preemphasis) der hohen Modulationsfrequenzen des Farbtägers vorgenommen. Diese Voranhebung folgt der mathematischen Beziehung

$$p = 10 \lg \frac{1 + \frac{f^2}{f_1^2}}{1 + \frac{f^2}{3f_1^2}} ;$$

worin f_1 zu 85 kHz gewählt wurde. Bild 3 zeigt die Auswertung dieser Gleichung.

Schließlich wird zu Beginn jeder Zeile auf dem Farbträger ein Kennimpuls übertragen. Er besteht in einer kurzen Abweichung von +350 kHz bei $R - Y$ -Zeilen und von -350 kHz bei $B - Y$ -Zeilen. Diese Kennimpulse bestimmen eindeutig, um welche Zeilenmodulation es sich in den nächsten 64 μ s handeln wird. Im SECAM-Empfänger bewirken sie, daß der erwähnte elektronische Umschalter mit der richtigen Phasenlage schaltet. Es kann ja vorkommen, daß der Schalter genau umgekehrt, d. h. die $R - Y$ -Modulation in den $B - Y$ -Kanal und umgekehrt schaltet. Das Ergebnis wären völlig falsche Farben. Die Kennimpulse verhindern diesen Effekt. Sie sorgen außerdem dafür, daß bei achromatischen, d. h. Schwarzweißsendungen, eine Farbsperre die Farbverstärker unwirksam werden lassen.

Diese Maßnahme hat den Vorteil, daß Impulsstörungen und Rauschen bei achromatischen Fernsehsendungen nicht in den Farbkanal eindringen können.

Die Farbdifferenzsignale werden noch je mit einem konstanten Faktor multipliziert, um bei mit 75 % gesättigten Farben den Träger voll auszusteuern. Die Werte dieser Faktoren sind für $R - Y$: -1,9 und für $B - Y$: +1,5. Die Farbdifferenzsignale heißen jetzt D_R und D_B .

Diese Maßnahme ist zulässig, weil gesättigte Farben in der Natur kaum vorkommen. Vielleicht kommt gerade deshalb die Mehrzahl der Zuschauer beim ersten Genuß des Farbfernsehens zu dem Schluß, daß die Farben «besonders kräftig leuchten». Tabelle 1 auf Seite 58 kann man jetzt ergänzen (Tabelle 2):

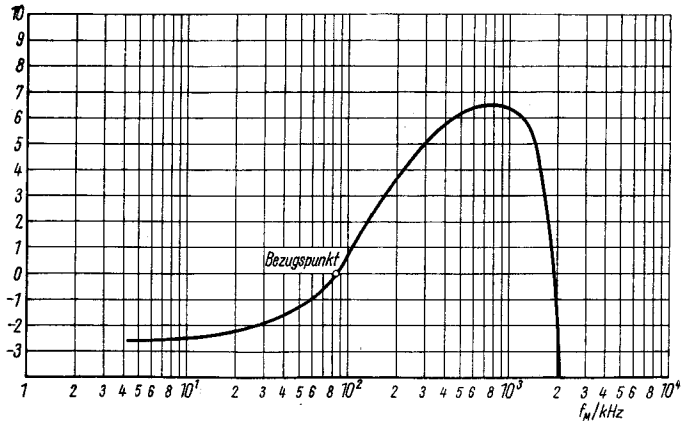


Bild 3 Frequenzamplitudencharakteristik der Preemphasis des SECAM-Farbträgers

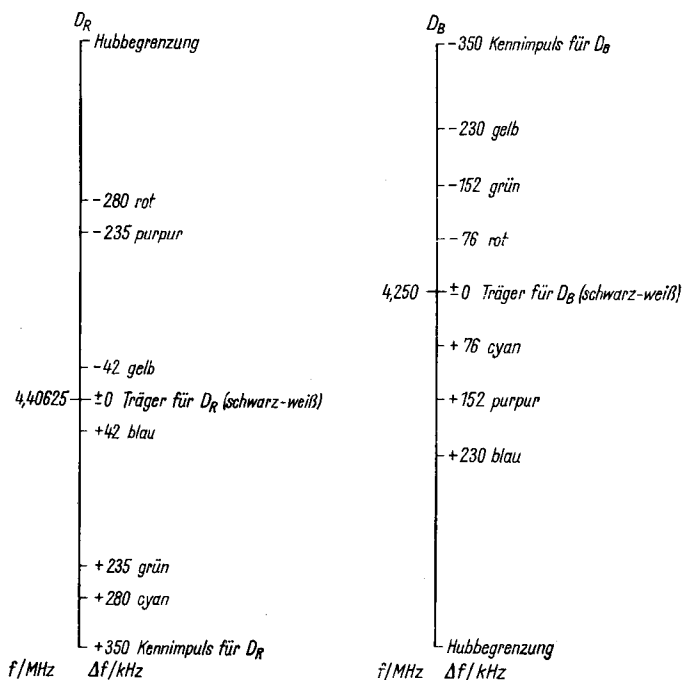


Bild 4 Modulationshübe bei SECAM für verschiedene Farben

Die grafische Darstellung der für die einzelnen Farben charakteristischen Hübe zeigt Bild 4.

Tabelle 2 Signalpegel beim Farbfernsehen

Farbe	$R-Y$	D_R	Hub kHz	$B-Y$	D_B	Hub kHz
Weiß	0	0	0	0	0	0
Gelb	+0,08	-0,15	- 42	-0,66	-1,0	-230
Cyan	-0,53	+1,0	+280	+0,22	+0,33	+ 76
Grün	-0,44	+0,84	+235	-0,44	-0,66	-152
Purpur	+0,44	-0,84	-235	+0,44	+0,66	+152
Rot	+0,53	-1,0	-280	-0,22	-0,33	- 76
Blau	-0,08	+0,15	+ 42	+0,66	+1,0	+230
Schwarz	0	0	0	0	0	0

Dabei scheint ein Einwand berechtigt. Wenn jede Farbdifferenzinformation nur alle 2 Zeilen übertragen wird, beträgt die vertikale Auflösung des Bildes auch nur die Hälfte. Der Zuschauer muß das doch bemerken... Wie steht es damit?

Der Einwand ist insofern berechtigt, als die vertikale Bildauflösung für *Farben* beim SECAM-System tatsächlich nur die Hälfte der Schwarzweißauflösung beträgt. Das Leuchtdichtesignal gelangt ja mit voller Bandbreite und während jeder Zeile bis zur Bildröhre. Aber der Zuschauer bemerkt kaum etwas davon. Dies klingt zunächst unglaublich, trifft aber dennoch zu und ist durch die Eigenschaften unseres Auges bedingt. Dieses enthält wesentlich mehr auf Hell und Dunkel reagierende Stäbchen als auf unterschiedliche Farbreize reagierende Zäpfchen. Deshalb kann man auch ein «scharfes» Schwarzweißbild relativ grob kolorieren, ohne daß es sofort als zu geringe Auflösung vom Auge registriert wird.

Diese physiologische Voraussetzung benutzt man bei allen Fernsehsystemen auch bei der horizontalen Auflösung, denn alle reduzieren die Bandbreite der Farbinformationen auf 0,8 bis 1,2 MHz. Wichtig für die Auflösung des Bildes ist, daß das Leuchtdichtesignal mit großer Bandbreite übertragen wird. Bei Fernsehempfängern nach unserer Norm sind dies etwa 4,7 MHz. Ein Fernsehbild mit einer Schwarzweißauflösung von 0,8 bis 1,2 MHz würde allerdings sogar eine kurzsichtige Oma nicht zufriedenstellen, wenn sie Fernsehen gewohnt ist.

In der geschickten und konsequenten Ausnutzung der Eigenschaften des menschlichen Auges liegt das große Verdienst von *de France*, der heute noch in leitender Position an der Entwicklung des Farbfernsehens mitarbeitet.

Der weitere Weg der Farbdifferenzsignale

Wir erfuhren nun, wie aus jeweils einem Farbdifferenzsignal drei gemacht werden. Es leuchtet ein, daß in einer Matrixschaltung nicht nur aus 2 Primärfarbsignalen das 3., sondern genauso aus 2 Farbdifferenzsignalen unter Zuhilfenahme des Leuchtdichtesignals das 3. wieder gewonnen werden kann.

Wir haben am Ausgang der Matrixschaltung nun die 3 Farbdifferenzsignale $R - Y$, $B - Y$ und $G - Y$. Was aber weiter? Das Weitere ist einfach. Jedes Farbdifferenzsignal wird verstärkt und entweder direkt oder nach Matrizierung mit dem Leuchtdichtesignal als Primärfarbsignal der Bildröhre zugeführt (siehe *Elektronisches Jahrbuch 1968*, Seite 77 bis 82). Man unterscheidet beide Möglichkeiten (RGB- und Farbdifferenzsteuerung). Sie haben verschiedene Vor- und Nachteile, auf die in dieser kleinen Einführung nicht näher eingegangen werden kann.

Eine Frage beschäftigt heute schon den Amateur: Wird es Bauanleitungen für Farbfernsehempfänger geben, bzw. kann man Farbfernseh-

empfänger als Amateur selbst bauen? Im Prinzip lautet die Antwort: ja. Allerdings, ob sich jemand finden wird, der eine Bauanleitung für einen Farbfernsehempfänger ausarbeitet, das ist fraglich, sie rentiert sich kaum. Der Bau eines Farbfernsehempfängers fordert vom Elektronikamateur erhebliche theoretische Vorkenntnisse. Aber die Zeiten sind ohnehin längst vorbei, in denen es nur auf geschickte Finger, gute Einfälle und geniales Improvisieren angekommen ist. Zunehmend mehr geben Kenntnisse den Ausschlag, und diese Kenntnisse werden von unseren Amateuren auch wirklich erworben.

In der nächsten Ausgabe des *Elektronischen Jahrbuchs* werden das NTSC- und das PAL-System näher behandelt.

Elektronik - Neugierigkeit

Westeuropäische Elektronikindustrie von USA überfremdet

In den Jahren 1958 bis 1965 haben USA-Unternehmen etwa 200 Milliarden Mark im Ausland investiert. Ein Drittel dieser Summe wurde allein in Westeuropa angelegt und damit etwa 3000 USA-Firmen mit Sitz in westeuropäischen Ländern gegründet. Zwar könnten die Amerikaner den entstehenden Kapitalüberschuß im eigenen Land zur Entwicklung zurückgebliebener Industriezweige oder zur Hebung des allgemeinen Lebensstandards notwendig gebrauchen. Aber daraus würde für die Monopole nur ein geringer Profit resultieren . . .

Profitable USA-Anlagen sieht man vor allem dort, wo neuartige Technologien schnell aufeinanderfolgende Neuerungen und hohe Wachstumsraten bringen. Das ist vor allem auf dem Gebiet der Elektronik der Fall. Daher kontrollieren USA-Unternehmen in Westeuropa z. B. 15 % der Produktion von Rundfunk- und Fernsehgeräten, 50 % der Produktion von Halbleitern, 80 % der Computer-Industrie sowie 95 % des Marktes mit integrierten Halbleiterschaltungen. Dazu kommt noch, daß die Finanzierung des USA-Kapitalexports zu 90 % unter Verwendung westeuropäischer Gelder erfolgt, so daß die westeuropäische Industrie zur Expansion nur beschränkte Möglichkeiten hat. Die betreffenden Firmen müssen außerdem immer größere Summen für Patente und Lizenzen an die USA zahlen. Die Dividenden, die aus westeuropäischen USA-Firmen und aus USA-Beteiligungen an westeuropäischen Unternehmen zurück nach den USA fließen, sind heute bereits umfangreicher als der Kapitalexport aus den USA, der nun noch weiter verstärkt werden kann. Es bleibt deshalb nicht aus, daß renommierte westeuropäische Firmen verkaufen müssen: In Westdeutschland trifft das z. B. zu für die Firmen Kuba-Imperial, Braun und Zuse KG., die die ersten elektronischen Rechenanlagen herstellten. Ein bereites Bild von der Lage geben die Anzeigenseiten westlicher Elektronikfachzeitschriften: Über 50 % der Anzeigen werden von amerikanischen Firmen bestritten, die sich in Westeuropa eingemischt haben.

Telemetrische Messung biophysikalischer Größen

Dipl.-Ing. Albrecht Orban

Zu den elektronischen Meßverfahren, die in jüngster Zeit an Bedeutung gewonnen haben, gehört u. a. die telemetrische Übertragung der vielfältigsten Meßgrößen. In der Medizin versteht man unter Telemetrie die Fernübertragung biologischer Parameter. Aufgabe einer solchen Übertragung ist es, eine an einem Ort vorliegende Nachricht (z. B. das Elektrokardiogramm des Menschen) über einen Übertragungskanal (radiotelemetrisch oder drahtgebunden) an einem anderen Ort wiederzugeben. Bei der Übertragung biologischer Signale ist die Natürlichkeit der Wiedergabe die Hauptforderung. Das Einsatzgebiet der Telemetrie erstreckt sich vorzugsweise auf die Arbeits-, Sport-, Verkehrs- und Raumfahrtmedizin, da diese Gebiete nur selten eine direkte Registrierung erlauben. Um die Belastung des Menschen unter den verschiedensten Bedingungen feststellen zu können, müssen die biologischen Parameter registriert werden. Aus ihren Veränderungen kann der Arzt wichtige Rückschlüsse auf die Beanspruchung des Körpers ziehen.

Für telemetrische Übertragung eignen sich folgende biologische Parameter:

- Herzaktionsströme, abgeleitet als Elektrokardiogramm (EKG);
- Hirnaktionsströme, abgeleitet als Elektroenzephalogramm (EEG);
- Muskelaktionsströme, abgeleitet als Elektromyogramm (EMG);
- die mechanischen Atemgrößen Atemfrequenz, Atemvolumen und Atemexkursion;
- Pulsfrequenz, Körpertemperatur, Blutdruck und elektrischer Hautwiderstand.

Ein einfaches telemetrisches Meßsystem hat folgende Anordnung:

Meßfühler am Probanden (Versuchsperson);

Übertragungssystem;

Registriersystem.

Meßfühler

Es gibt 2 Arten von Meßwertaufnehmern.

Erstens Fühler, die am menschlichen Körper elektrische Biopotentiale aufnehmen. Sie werden meist als Elektroden bezeichnet (z. B. zur Ableitung des EKGs und des EMGs), da sie den elektrischen Kontakt zwischen dem lebenden Gewebe und dem Meßgerät herstellen.

Zweitens Meßwertwandler, die nichtelektrische Größen in elektrische Größen umwandeln. Beispiele sind Temperaturfühler (Thermoelemente), Pulsabnahme mittels Mikrofon oder Foto-Ohrklipp, Atemfühler (Thermistoren) und Blutdruckmeßfühler.

Die Meßfühler müssen bei der Telemetrie folgenden Anforderungen gerecht werden:

verzerrungsfreie Abnahme des biologischen Signals, Gewebsverträglichkeit, leichte Anbringbarkeit am menschlichen Körper, Unveränderlichkeit des Kontakts über einen langen Zeitraum (mehrere Stunden), keine Behinderung des Probanden.

Bei Elektroden kommt noch gute Leitfähigkeit des Elektrodenmaterials und einfache Herstellung des Kontakts auf der Haut hinzu. Bei den Elektroden differenziert man zwischen Trockenelektroden aus Metall (Silber, Gold, Edelstahl, Platin) oder Metallegierungen (Silber-Silberchlorid), Flüssigkeitselektroden (physiologische Kochsalzlösung), kombinierten Elektroden (Metall und leitfähige Paste als Kopplungsmedium).

Übertragungssystem

Bei der biologischen Meßwertübertragung muß grundsätzlich zwischen 2 Arten unterschieden werden, der *drahtgebundenen* und der *drahtlosen Telemetrie*.

Bei der drahtgebundenen ist der Meßfühler über eine Leitung mit dem Registriersystem verbunden. Das gewährt der Versuchsperson nur einen geringen Bewegungsradius. Diese Methode eignet sich bedingt für Untersuchungen im Stehen, im Sitzen oder für Labortests, bei denen für den Probanden nur eine geringe Änderung des Ortes erforderlich ist.

Die *drahtlose Telemetrie* oder *Radiotelemetrie* garantiert die völlig freie Beweglichkeit des Probanden. Der Übertragungsweg besteht aus Fühler, Sender und Empfänger mit anschließendem Registriersystem. Fühler und Miniatursender werden von der Versuchsperson selbst getragen. Der Empfänger und das Registriersystem befinden sich in einer gewissen Entfernung von der Versuchsperson.

Bild 1 zeigt ein Ausführungsbeispiel. Die vom Probanden getragenen Baugruppen sind Meßwertaufnehmer, Vorverstärker, Modulator, Verstärker und Sender. Damit ein geringes Gewicht gewährleistet ist, müssen

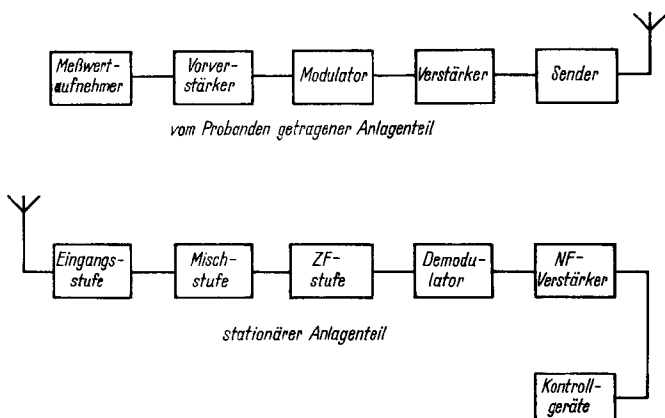


Bild 1 Beispiel für ein tragbares Radiotelemetriegerät

alle Baugruppen transistorisiert und batteriebetrieben sein. Als stationär während der Untersuchungsdauer sind Empfängereingangsstufe, Mischstufe, ZF-Stufe, Demodulator, NF-Verstärker sowie Kontroll- und Auswertgeräte anzusehen. Es gibt verschiedene Kombinationsmöglichkeiten von drahtloser und drahtgebundener Telemetrie. Das zeigt ein Beispiel aus der Verkehrsmedizin bzw. aus der Raumfahrtmedizin.

Bei diesem Verfahren ist der Proband durch Leitungen mit dem sehr leistungsstarken Sender verbunden, der sich in 2 bis 5 m Entfernung von ihm befindet. Der Sender schließt durch seine Größe (mehr als 0,5 dt) ein Tragen durch die Versuchsperson aus. Mit diesem Verfahren lassen sich größere Entfernungen (mehr als 10 km) überbrücken.

Die üblichen Geräte zum Aufzeichnen biologischer Parameter, wie sie in Kliniken und Labors verwendet werden, entsprechen nicht den Anforderungen für biotelemetrische Messungen, da sie ein zu großes Gewicht haben und vom Netz betrieben werden. Tragbare Telemetriegeräte müssen auf der Senderseite folgende Eigenschaften aufweisen:

- Unempfindlichkeit gegenüber äußeren Einflüssen (Hitze, Feuchtigkeit, Staub, Vibration);
- geringen Energieverbrauch;
- geringes Gewicht;
- Unempfindlichkeit gegen Schlag und Stoß;
- leichte Handhabung.

Während man aus Gründen des Umfangs und des Gewichts lange Zeit nur Einkanalanlagen bauen konnte, ist es jetzt durch die weitere Miniaturisierung der Bauelemente und durch Anwendung von integrierten Schaltkreisen möglich, mehrkanalige Anlagen zu fertigen, die es gestatten, mehrere biologische Parameter gleichzeitig zu übertragen.

Zur radiotelemetrischen Übertragung ist eine Modulation des Signals erforderlich. Als Modulationsarten werden meist die Amplitudenmodulation (AM) oder die Frequenzmodulation (FM) angewendet. In jüngster Zeit werden auch Impulsmodulationssysteme verwendet. Die Senderenergien von 10 bis 200 mW für tragbare Telemetriesender gestatten eine störfreie Übertragung zwischen 10 bis 1000 m, je nach Gelände.

Aufbau, Betrieb und Abnahme von Radiotelemetrieanlagen unterstehen dem Ministerium für Post und Fernmeldewesen. Für die drahtlose Nachrichtenübertragung sind vom Ministerium für Post und Fernmeldewesen folgende Frequenzen für Forschungszwecke freigestellt worden:

- 13,56 MHz \pm 0,05 %
- 27,12 MHz \pm 0,6 %
- 40,68 MHz \pm 0,05 %
- 433,92 MHz \pm 0,2 %
- 2375 MHz \pm 50 MHz
- 5850 MHz \pm 75 MHz

Näheres über Sende- und Empfangsanlagen ist zu finden in dem Gesetz über das Post- und Fernmeldewesen vom April 1959 und in den Vorschriften und Leitsätzen der Funkentstörung von 1959.

Registriertsysteme

Das im Empfänger zur Verfügung stehende Signal kann auf folgende Arten einer Auswertung zugeleitet werden (siehe Bild 2). Die optische Kontrolle am Bildschirm erlaubt nur kurzfristige *qualitative Aussagen*.

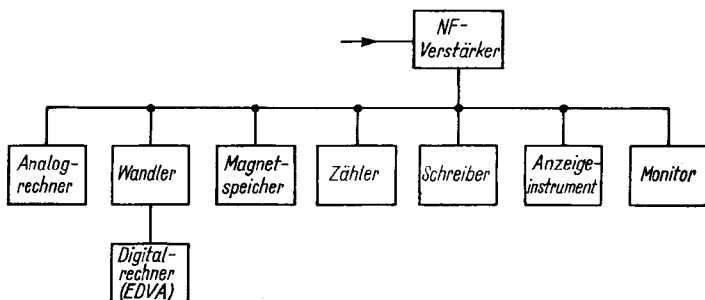


Bild 2 Auswertgeräte bei der telemetrischen Messung biophysikalischer Größen

Quantitative Aussagen sind schwierig. Zwar können mehrere Parameter auf einem Monitor oder auch auf mehreren gleichzeitig beobachtet werden, doch fehlt bei mehr als 2 Parametern für den Beobachter meist die Übersicht. Bildschirme eignen sich besser zur Kontrolle als zur Auswertung physiologischer Messungen.

Die optische Kontrolle durch Anzeiginstrumente benutzt man vorzugsweise für relativ langsam ablaufende Vorgänge. Die Erfassung von Meßwerten ist durch die optische Informationskapazität begrenzt. Meist lassen sich die Meßdaten nur hinsichtlich ihrer Tendenz erfassen.

Für die Auswertung bietet die Registrierung durch Schreiber einen breiten Spielraum, da Papiervorschub und Breite des Registrierpapiers in weiten Grenzen gehalten werden können. *Schreiber* bieten die Möglichkeit, 1 bis 50 verschiedene Informationen als Linien oder Punktfolgen gleichzeitig aufzuzeichnen. Die erhaltenen Kurven, unabhängig von der Zahl der Kanäle, sind leicht zu kontrollieren und haben dokumentarischen Wert; außerdem vermitteln sie den visuellen Eindruck der registrierten Größen. Die Weiterverarbeitung der Diagrammstreifen kann in einer automatischen Diagrammauswertanlage erfolgen. In ihr analysiert man die verschiedenen Parameter wie Amplitude, Frequenz, Impulszahl, Impulshäufigkeit. Weiterhin ist es möglich, die Ergebnisse zu integrieren oder einer Summenbildung zuzuführen.

Die Registrierung durch *Zähler* und *Drucker* eignet sich für gleichartige Impulse. Zähler zeigen die Impulshäufigkeit entweder fortlaufend oder über bestimmte Abschnitte an. Das Ergebnis kann notiert oder in Verbindung mit einem Drucker ausgedruckt und dokumentarisch festgehalten werden.

Statt der direkten Auswertung können die Signale auf Magnetband gespeichert werden. Signale, wie die physiologischen Größen, die zwischen 0,01 Hz und 200 Hz vorkommen, lassen sich nicht direkt auf Magnetband speichern. Sie müssen vor der Magnetspeicherung moduliert werden. Für diese tiefen Frequenzen sind spezielle analoge *Datenspeicher* hoher Gleichlaufkonstanz (0,1 %) mit guter Bandführung zum Vermeiden von Bandflattern und mit Frequenzmodulatoren bzw. -demodulatoren meist für mehrere Kanäle entwickelt worden.

Die Auswertung durch *elektronische Datenverarbeitungsanlagen* (EDVA) ist ein Verfahren, das in den vergangenen Jahren zunehmend an Bedeutung gewonnen hat. Für die speziellen Belange der medizinischen Datenverarbeitung eignen sich Digitalrechner. Die Dateneingabe erfolgt dann über Lochstreifen oder auf Lochkarten bzw. direkt im *one-line*-Verfahren über Analogdigitalwandler. Mit EDVA können durch Programme beliebige Rechenoperationen vorgenommen werden, d. h., man kann die verschiedenen biologischen Parameter zueinander in Beziehung setzen und ihre Abhängigkeit voneinander ermitteln. Durch die Eingabe des protokollierten Tätigkeitsablaufs der Versuchsperson kann die zeitliche und

korrelative Zuordnung von biologischen Werten zu bestimmten Belastungsvorgängen erfolgen.

Zur Auswertung verschiedener biologischer Größen hat man *Spezialkleincomputer* entwickelt. Solche Spezialcomputer sind z. B. Myointegratoren (zur Auswertung des Elektromyogramms) und Analysatoren (zur Auswertung des Elektrokardiogramms und Elektroenzephalogramms). Diese Kleincomputer lassen sich immer nur für einen bestimmten Zweck verwenden.

Perspektiven

Die Entwicklungstendenz in der Telemetrie geht dahin, die Zuverlässigkeit der Anlagen zu erhöhen und vor allem die tragbaren Geräte noch leichter zu gestalten. Die Fühler sollen noch kleiner und noch beeinflussungsärmer gegenüber der Versuchsperson werden. Bedingt durch die Miniaturisierung der Bauelemente, dürfte es schon bald tragbare Sender und Verstärker von nur wenigen Pond Gewicht geben. Das ermöglicht es dann auch, mehrere biologische Parameter simultan zu übertragen und die Umwelteinflüsse besser zu erfassen. Die Auswertung wird sich mehr auf die automatische Auswertung durch Eingabe der Daten in der EDVA konzentrieren, wobei die klassischen Registrierverfahren nur noch Kontrollfunktionen haben.

Literatur

- Frucht, A. H., Mataluschek, J., Kahl, W.*, Handbuch medizinischer Elektronik Teil III, VEB Verlag Technik, Berlin 1965
- Bassan, L.*, Forderungen des Physiologen und Arztes an die Biotelemetrie, Z. f. d. gesamte Hygiene u. ihre Grenzgebiete 12/1966, 9, S. 755
- v. Diringhofen, H., Osypka, P.*, Physiologische und technische Erwägungen zur Bioinstrumentierung von Luft- und Raumfahrzeugen, Elektromedizin 9/1964, 2, S. 73
- Beier, W., Dorner, E.*, Probleme der Raumfahrtmedizin, Georg Thieme-Verlag, Leipzig 1961
- Müller, E. A., Himmelmann, W.*, Nah- und Fern-Registriergeräte zu fotoelektrischen Pulszählern, Arbeitswissenschaft 3/1960, 2
- Beenken, Dum.*, Short distance radio telemetring of physiological information IRE Transactions on Medical Electronics 12/1958, S. 53
- Slater, L.*, Biotelemetry Pergamon Press, Oxford, London, New York 1961
- Frucht, A. H., Otto, K.*, Kleinsender zur drahtlosen Übertragung biologischer Meßgrößen vom frei beweglichen Menschen oder Tier, Deutsches Gesundheitswesen 13/1958, S. 1416

Moderne Meßgeräte für die L- und C-Messung

Ing. Helmut Rebensburg

Spulen und Kondensatoren haben neben den gewollten Eigenschaften leider auch ungewollte, durch die bei falscher Wahl von Frequenz, Spannung usw. das gewünschte Meßergebnis verfälscht oder unbrauchbar wird. Selbst eine automatische Meßbrücke enthebt uns nicht immer einiger Überlegung, unter welchen Bedingungen das betreffende Bauelement gemessen oder geprüft werden darf [1].

Mögliche Meßfehler

Die Verluste einer Spule kann man sich als ohmschen Widerstand in Serie oder parallel zur Induktivität vorstellen, siehe Bild 1. Mit der Güte

$$Q = \frac{\omega L_s}{r_s} = \frac{r_p}{\omega L_p}$$

ist die Serieninduktivität

$$L_s = \frac{L_p}{1 + 1/Q^2}$$

und die Parallelinduktivität

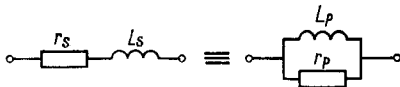
$$L_p = L_s \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right)$$

Bei hoher Güte ist

$$L_s = L_p,$$

dagegen tritt bereits bei einer Güte $Q \leq 5$ eine Abweichung $\geq 4\%$ auf.

Bild 1
Serien-
und Parallelersatzwiderstand
einer Spule



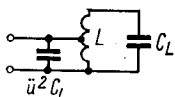


Bild 2
Wicklungskapazität einer Spule
mit Anzapfung

Die Messung der Serieninduktivität wird mit Meßbrücken, die der Parallelinduktivität nach dem Resonanzverfahren vorgenommen. Jede Spule hat je nach Ausführung der Wicklung eine mehr oder weniger große Eigenkapazität C_L (siehe Bild 2), die das Meßergebnis besonders dann verfälschen kann, wenn die Meßfrequenz nahe der Eigenresonanzfrequenz der Spule

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_L \cdot L}}$$

liegt, weil bei einer Meßfrequenz f_m unterhalb f_o induktive, bei $f_m > f_o$ kapazitive Werte gemessen werden. Die Meßfrequenz sollte also erheblich unter der Eigenresonanzfrequenz liegen, bzw. f_o muß so groß wie möglich oder C_L so klein wie möglich gehalten werden. Zumindest die Eigenkapazität C_L hat bekannt zu sein. Moderne L -Meßgeräte haben eine Einrichtung, mit der man C_L direkt messen kann.

Bei Spulen mit Blechkernen nimmt bei höheren Frequenzen die Permeabilität μ des Kernmaterials ab; bei der magnetischen Grenzfrequenz f_g ist diese bereits auf das 0,7fache ihres Anfangswerts gesunken; z. B. liegt bei Mu-Metallblech von 0,1 mm Dicke f_g bei 1,4 kHz, bei Dyn. Blech IV, 0,35 mm dick, ist $f_g = 5$ kHz, bei Ultraperm-10-Blech, 0,01 mm dick, $f_g' = 50$ kHz. Die Meßfrequenz sollte daher kleiner als $\frac{f_g}{2}$ sein. Moderne L -Meßgeräte nach dem Resonanzverfahren haben eine Skala, an der man die Meßfrequenz abliest; bei Meßbrücken kann die benötigte Meßfrequenz entweder intern gewählt oder von außen zugeführt werden.

Bei Kondensatoren ist es möglich, für Präzisionsmessungen mit Meßbrücken zur Berücksichtigung der Verluste [2] das Ersatzschaltbild (Bild 3) heranzuziehen, bei dem man sich r_K und r_B auch als Parallelwiderstand zu r_P geschaltet denken kann. In Bild 3 ist C_p der verlustfrei gedachte Kondensator, r_P der die Verluste im Dielektrikum einschließlich Isolationswiderstand ersetzende Widerstand, r_B der Serienwiderstand der Beläge bei Wickelkondensatoren, r_K der Kontaktübergangswiderstand zwischen den Kontaktfahnen und den Belägen sowie L die Induktivität der Zuleitungen. Bei einem Dielektrikum mit dem in der Regel frequenzab-

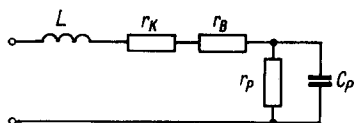
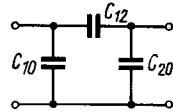


Bild 3
Ersatzschaltbild
eines Kondensators

Bild 4
Kondensator mit Streukapazitäten
gegen Erde



hängigen Verlustwiderstand ändert sich r_p mit $\frac{1}{f}$. Der frequenzunabhängige Isolationswiderstand dagegen läßt bei sehr kleiner Frequenz r_p nicht mehr unendlich groß werden, sondern eine endliche Größe annehmen.

Die Kapazitätsmessung in der Parallelschaltung von C_p mit r_p erfolgt 2polig bei Geräten nach dem Resonanzverfahren sowie mit normalen Meßbrücken und Leitwertmessern bzw. Verlustwinkelmeßgeräten.

Dagegen ermöglichen Durchgriffskapazitätsmesser und spezielle Kapazitätsmeßbrücken die erdfreie Kapazitätsmessung in der Serienschaltung von Verlustwiderstand und Kapazität sowie in der 3poligen Schaltung nach Bild 4, bei der die Durchgriffskapazität C_{12} gemessen wird und die beiden Streukapazitäten gegen Erde C_{10} und C_{20} auf beiden Seiten des Meßobjekts nicht in die Messung eingehen.

Bei modernen C -Meßgeräten nach dem Resonanzverfahren können die beiden Streukapazitäten dadurch eliminiert werden, daß die eine Meßklemme an Masse liegt, C_{20} also kurzgeschlossen ist, und C_{10} mit einem eingebauten Trimmerkondensator auf 0 abgeglichen wird.

Berücksichtigt man die Induktivität der Zuleitungen L [3], so mißt man bei der Frequenz f eine scheinbare Kapazität

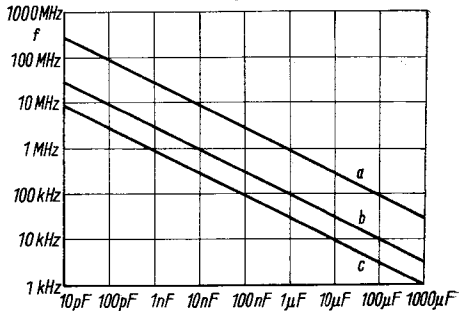
$$C_m = C_i [1 - (f/f_o)^2];$$

C_m - Meßwert, C_i - Istwert, f_o - Eigenresonanzfrequenz

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

Für 12 mm lange Anschlußleitungen beträgt die Induktivität etwa 0,03 μH . Die resultierende Eigenresonanzfrequenz f_o ist in Abhängigkeit von der Kapazität der Kondensatoren in Bild 5 mit Kurve a aufgetragen.

Bild 5
Eigenresonanzfrequenz
von induktionsarmen
Kondensatoren mit 12 mm
langen Anschlußdrähten
(a), zulässige Meßfre-
quenz für einen Fehler
von 1% (b), desgl. für
einen Fehler von 0,1% (c)



Läßt man einen Meßfehler von 1 % zu, so muß $f = \frac{f_0}{10}$ sein, wie Kurve *b* in Bild 5 zeigt.

Für einen zugelassenen Fehler von 0,1 % ist $f = \frac{f_0}{32}$ erforderlich (Kurve *c*).

Bei Meßbrücken mit ihrer nicht vermeidbaren größeren Induktivität der inneren Zuleitungen zu den Meßklemmen kann die Eigenresonanzfrequenz f_0 meist bis um 50 % tiefer liegen, so daß die zulässige Meßfrequenz ebenfalls entsprechend tiefer liegen muß.

LC-Meßgeräte von Weltniveau

Wie obige Betrachtung der möglichen Meßfehler bei der L- und C-Messung erkennen läßt, bringen Meßbrücken gegenüber Geräten nach dem Resonanzverfahren (abgesehen von einer größeren Eigeninduktivität) den Vorteil der meist höheren Meßgenauigkeit. Die vor kurzem noch bei 1 % und 0,25 % liegende Meßunsicherheit konnte in jüngster Zeit auf 0,1 % [4] [5] und sogar 0,01 % verkleinert werden [6] [7]. Jedoch müssen bei Meßbrücken, abgesehen von automatischen, selbstabgleichenden Brücken [7], gewisse Schwierigkeiten bei der Bedienung im hinpendelnden Nullabgleich der Betrags- und Phasenwinkelregler in Kauf genommen werden. Eine bedeutende, besonders von Prüffeldern begrüßte Vereinfachung in der L- und C-Messung bringen die digitalen Meßgeräte, bei denen das fertige Ergebnis an einer 4-Ziffern-Skala abgelesen werden kann. Ein auf Grund seiner technischen Daten zu beurteilendes Gerät [8] ermöglicht das 2polige Messen von Induktivitäten (0...100 μ H) mit Spulengüten bis 3 ($Q < 3$ nach Neuabgleich) und das erdfreie, 3polige Messen von Kapazitäten (0...1000 pF) mit der Möglichkeit, von außen Vorspannungen bis ± 200 V zwischenzuschalten. Die Meßfrequenz ist konstant, quarzgesteuert 1 MHz; die Meßunsicherheit beträgt $\pm 0,5$ % bei C- und ± 1 % bei L-Messungen. Allerdings liegt der Verkaufspreis des in seinen Meßbereichen beschränkten, sonst aber komfortablen Geräts beim Dreifachen des analogen Meßgeräts.

Die L- und C-Meßgeräte Typ 1500 und 1512

An transistorisierten Geräten für die L- und C-Messung sind im vergangenen Jahr das Induktivitätsmeßgerät *Typ 1500* und das Kapazitätsmeßgerät *Typ 1512* vom VEB Funkwerk Erfurt auf dem Markt erschienen. Die beiden Geräte sind durch Volltransistorisierung von so kleinen Gehäuseabmessungen (253 mm \times 148 mm \times 205 mm), daß sie nur etwa ein Achtel des Volumens eines früher netzbetriebenen L-Messers ausmachen. Die Miniaturisierung ist nur so weit getrieben worden, daß noch keine Verringerung des Nutzungswerts eintritt [9] und weder für das Ablesen der Zahlenwerte an den Skalen ein Vergrößerungsglas noch für das

Betätigen der Schalter und Drehknöpfe besondere Greifer benötigt werden. Der Betrieb erfolgt aus 2 eingebauten üblichen Flachbatterien BDT 4,5 V, die mit einer Stromaufnahme von 10 mA einen Betrieb bis zu etwa 100 Stunden ermöglichen.

Das in diesem Fall benutzte Resonanzverfahren gestattet mit der Bereichsaufteilung 1 : 10 und der üblichen Skalenlänge bei 20 °C Zimmertemperatur und mit der mittleren Batteriespannung von 8,6 V die Durchführung von Messungen mit einem Meßfehler < etwa 1 % (der Frequenz < 0,5 %). Außer für L- und C-Messungen kann an den Meßklemmen die über einen Spannungsteiler herabgesetzte Spannung des Generators für Prüfwzwecke auf dem NF- und HF-Gebiet genutzt werden.

Ein in Stufen im Frequenzbereich umschaltbarer und mit einem Drehkondensator kontinuierlich durchstimmbarer Oszillator liefert eine HF-Spannung der Kreisfrequenz ω , lose angekoppelt an einen Meßkreis, der beim L-Messer aus der zu messenden Induktivität L_x und einem eingebauten Festkondensator C_m

$$L_x = \frac{1}{\omega^2 C_m}$$

und beim C-Messer aus der zu messenden Kapazität C_x und einer eingebauten Meßinduktivität L_m

$$C_x = \frac{1}{\omega^2 L_m}$$

besteht. Beim L-Messer ist der eingebaute Festkondensator C_m so groß (5000 pF), daß Eigenkapazitäten $C_L < 50$ pF der zu messenden Induktivitäten Meßfehler < 1 % ergeben. Bei größerer Eigenkapazität ist

$$L_x = \frac{L}{1 + \frac{C_L}{5000}} ;$$

L – am Gerät abgelesene Induktivität.

Für den Fall einer höheren oder unbekanntnen Eigenkapazität C_L hat der L-Messer eine Einrichtung, die es ermöglicht, Eigenkapazitäten zwischen 0 pF und 160 pF von Induktivitäten ab einer Mindestgröße zu messen.

Die Messung von C_L wird so vorgenommen, daß nach Aufsuchen der Resonanzfrequenz f_1 mit $(C_L + C_A)$ die Generatorfrequenz $f_2 = \frac{f_1}{2}$ eingestellt und in dieser Frequenzeinstellung mit einem eingebauten besonderen Drehko wieder auf Resonanz mit $(C_L + C_A + \Delta C)$ abgestimmt wird. C_A – Anfangskapazität der Schaltung, ΔC – Zusatzkapazität des Drehkos. Die Skala des besonderen Drehkos ist unmittelbar in Spuleneigenkapazitätswerten geeicht, und der Generator hat in allen Bereichen zu den L-Skalen in μH bzw. mH auch Frequenzskalen in MHz bzw. kHz.

Aus der Resonanzbeziehung

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \text{ bzw. } \omega^2 LC = 1$$

ist bei der 1. Einstellung

$$4\pi^2 f_1^2 L(C_L + C_A) = 1 \text{ ①.}$$

Für die 2. Einstellung bei $f_2 = \frac{f_1}{2}$ errechnet sich Resonanz mit der Zusatzkapazität ΔC :

$$4\pi^2 f_2^2 L(C_L + C_A + \Delta C) = 1$$

$$f_2 = \frac{f_1}{2},$$

eingesetzt:

$$4\pi^2 \frac{1}{4} f_1^2 L(C_L + C_A + \Delta C) = 1 \text{ ②}$$

① in ② eingesetzt:

$$C_L + C_A = \frac{1}{4}(C_L + C_A + \Delta C) = \frac{1}{4}C_L + \frac{1}{4}C_A + \frac{1}{4}\Delta C$$

$$\frac{3}{4}C_L + \frac{3}{4}C_A = \frac{1}{4}\Delta C$$

$$C_L = \frac{1}{3}\Delta C - C_A$$

oder

$$C_L + C_A = \frac{1}{3}\Delta C$$

Die Spuleneigenkapazität, zuzüglich der konstanten Anfangskapazität C_A , die mit einem Trimmer vom Werk auf 20 pF abgeglichen wird, ist somit gleich einem Drittel der mit dem Drehko zugestimmten Kapazität. Gemäß dem Datenblatt des Geräts ist die Eigenkapazitätsmessung von Spulen erst ab einer Induktivität von 70 μH möglich. Das hängt damit zusammen, daß für die Resonanzfrequenzbestimmung ohne eine parallelgeschaltete Kapazität zu der Anfangskapazität $C_A = 20$ pF höhere Frequenzen erforderlich sind, für die das Gerät nicht eingerichtet ist. Schaltet man aber im Fall einer kleineren Induktivität eine bekannte Festkapazität parallel, so kann man die Eigenkapazität messen, wenn das Produkt

$$L_{(\mu\text{H})} \cdot C_{(\text{pF})} \geq 70 \cdot 20 \geq 1400;$$

z. B. mißt man C_{Lx} von einer Induktivität $L = 14 \mu\text{H}$, wenn dieser Induktivität eine Kapazität

$$C \geq \frac{1400}{L} - C_A \geq \frac{1400}{14} - 20 \geq 80 \text{ pF}$$

parallelgeschaltet wird.

Das Gerät bietet mit dieser Einrichtung somit die weitere Möglichkeit, auch Kapazitäten von 0 bis etwa 150 pF zu messen, die einer Spule bekannter kleiner Eigenkapazität parallelzuschalten sind. Als geeignet erwies sich eine einlagig auf einen Maniferkern 140 (bzw. 230) von 6 mm Durchmesser auf Ölpapierunterlage gewickelte Zylinderspule mit 50 Wdg., 0,2-mm-CuL, die eine Induktivität von 60 (bzw. 33) μH und eine Spuleneigenkapazität von 3 pF aufwies.

Bei der 2poligen C-Messung mit einer geerdeten Meßklemme sind Meßfehler kaum zu befürchten. Der Meßfrequenzbereich ist so niedrig (2,1 kHz bis 1,07 MHz) gewählt, daß die Transformationseigenschaft selbst längerer Anschlußdrähte nicht in Erscheinung tritt. Andererseits sind die Meßfrequenzen aber doch so hoch, daß die in der HF-Praxis auftretenden wirk-samen Kapazitäten auch gemessen werden können. Bei Meßbrücken mit ihrer meist im Hörbereich liegenden Meßfrequenz sind diese unmeßbar, weil der Blindwiderstand $\frac{1}{\omega C}$ zu groß gegenüber dem Verlustwiderstand R ist. So läßt sich nach dem Resonanzverfahren ohne weiteres die parallel zu einem 2-M Ω - oder sogar 100-k Ω -Schichtwiderstand liegende Kapazität seiner Kappen von etwa 0,5 pF messen, während das mit einer mit 800 Hz betriebenen C-Meßbrücke wegen des zu kleinen Regelbereichs für Verlustwiderstände ausgeschlossen ist.

Schaltung und Aufbau

Beide Geräte sind in 3 Leiterplatten (Lp1 = Oszillator, Lp2 = Anzeigerverstärker, Lp3 = Meßkreis) aufgeteilt (siehe Blockschaltungen Bild 6 und 7), wodurch sich fertigungs- und servicetechnische Vereinfachungen sowie eine günstige U-förmige Anordnung der 3 Platten um die senkrecht in der Mitte des Geräts rotierende Skalentrommel ergeben.

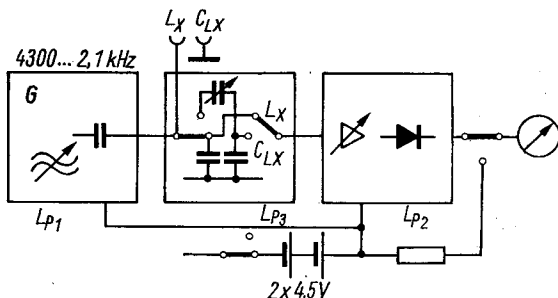


Bild 6 Blockschaltung des L-Meßgeräts Typ 1500

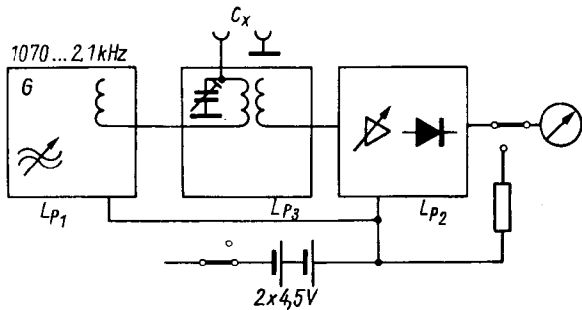


Bild 7 Blockschaltung des C-Meßgeräts Typ 1512

Der Oszillator Lp_1 arbeitet mit dem Transistor *GF 122* in Basisschaltung. Die umschaltbaren Schwingkreisspulen liegen, über eine besondere Wicklung heruntertransformiert, im Kollektorkreis, die in Serie geschalteten Rückkopplungswindungen im Emittterkreis. Zur Stabilisierung dienen ein Widerstand in der Emittterleitung und ein Heißleiter an der Basisspannung. Beim L-Meßgerät ist der Oszillator umschaltbar auf 7 Frequenzbereiche, beim C-Meßgerät auf die 6 tieferen Frequenzbereiche. Die Auskopplung erfolgt beim L-Meßgerät kapazitiv über 1 pF und beim C-Meßgerät induktiv, so daß mit dem L-Meßgerät Induktivitäten von 0,05 μH bis 1,15 H und mit dem C-Meßgerät Kapazitäten von 0,5 pF bis 11 μF gemessen werden können.

Die Leiterplatte Lp_3 vom L-Meßgerät enthält neben der großen Festkapazität auch die Kondensatoren mit Umschaltern für die Messung der Spuleneigenkapazität in den beiden Bereichen 0...80...160 pF. Der Drehkondensator ist unmittelbar über der Leiterplatte angeordnet. Infolge des begrenzten Eingangswiderstands des nachfolgenden Anzeigeverstärkers werden alle Spannungsmessungen an Resonanzkreisen hinter einem kapazitiven Spannungsteiler mit einer großen Ausgangskapazität durchgeführt, damit die Resonanzschärfe nicht beeinträchtigt wird. Beim C-Meßgerät wird die Resonanzspannung so weit heruntertransformiert, daß die restliche Bedämpfung unbedenklich ist. Der Spannungsverlust wird durch den nachfolgenden Anzeigeverstärker ausgeglichen. Der bei beiden Geräten gleiche Anzeigeverstärker Lp_2 ist breitbandig von 2 kHz bis 4,3 MHz ausgelegt und bringt eine Spannungsverstärkung von 25 dB bei maximal 5 mV Eingangsspannung. Eingangsseitig arbeitet er als Impedanzwandler mit 2 galvanisch gekoppelten npn-Siliziumtransistoren *SF 121* in Kollektorschaltung. Dadurch wird bei $f = 2$ kHz ein Eingangswiderstand von 250 k Ω erreicht. Der Ausgangswiderstand von 1 k Ω ist ein Schichtdrehregler zur Regelung der Verstärkung und des

Resonanzausschlags am Instrument, der mit dem Ein-/Aus-Schalter des Geräts kombiniert worden ist. Es schließen sich 2 kapazitiv gekoppelte, mit dem Transistor *GF 122* arbeitende Stufen an und der mit einer Germaniumgolddrahtdiode *OA 721* arbeitende Gleichrichter, dessen Richtstrom von einem 40- μ A-Drehspulensinstrument angezeigt wird. In der ersten, mit U_0 bezeichneten Stellung des Meßartenschalters zeigt das Instrument die ungefähre Spannung der beiden in Serie geschalteten Flachbatterien an.

Die Anordnung auf den Frontplatten zeigen die beiden Fotos (Bild 8 und 9). Bei beiden Geräten ist in der Mitte der Ausschnitt mit der Skalentrommel und dem links davon sitzenden Bereichschalter zu sehen, rechts davon unten der Antriebsknopf für den Drehko bzw. die Skalentrommel, oben das Instrument zur Anzeige der Resonanzabstimmung und des Betriebszustands der 2 Flachbatterien (schwarzer Skalenbereich) sowie der Drehknopf vom Verstärkungsregler mit Ein-/Aus-Schalter. Links sind unten die beiden Meßklemmen und darüber beim L-Meßgerät der Knopf vom Meßartenschalter sowie darüber der Zeigerknopf mit 2 Skalen für die Messung der Spuleneigenkapazität C_{Lx} zu erkennen. Beim C-Meßgerät befindet sich zwischen den unteren Meßklemmen und dem darüber befindlichen Betriebsartenschalter der Trimmerkondensator für die Nullpunkteinstellung bei einer vergrößerten Streukapazität, die Einstellschraube ist durch eine Bohrung in der Frontplatte zugänglich.

Literatur

- [1] *Dabrowski, G.*, Messen Sie die Induktivität richtig? Neues von Rohde & Schwarz 5, 14/1965, S. 35—38
- [2] *Dabrowski, G.*, Welches Ersatzschaltbild bei der Kapazitätsmessung? Neues von Rohde & Schwarz 5, 16/1965, S. 35—38
- [3] *Dabrowski, G.*, Wie beeinflussen Erdkapazitäten und Induktivität die Kapazitätsmessung? Neues von Rohde & Schwarz 5, 17, S. 31—33
- [4] 1% Universal Bridge Type TF 2000, Marconi Instrumentation Vol. 9, 1/März 1963, S. 3—9
- [5] 0,1% Universal Bridge Type TF 1313 A, Marconi Instrumentation Vol. 10, 3/Dez. 1965, S. 46
- [6] Kapazitätsmeßbrücke Typ 1615 A, General Radio Experimenter Bd. 36, 8/9/ Aug./Sept. 1962 der General Radio Company, West Concord, Mass., USA
- [7] Selbstabgleichende Präzisionsmeßbrücke, 0,01% in Katalogvorschau 1967 der Wayne Kerr Company Ltd., New Malden, Surrey, England
- [8] Capacitance/Inductance Meter Model 71A, Digital Capacitance/Inductance Meter Model 71D, Katalog der Boonton Electronics Corporation, Boonton N. J., USA
- [9] *Kotowski, P.*, Typische Konstruktionsmerkmale der Mikrotechnik, Feinwerktechnik 65. Jahrgang, 2/1961, S. 43—49

Elektronische Datenverarbeitungs- anlagen (EDVA) auf dem Gefechtsstand

Oberstleutnant Sinjak

Die Militärspezialisten gehen heute davon aus, daß das moderne Gefecht äußerst schnell und ausgesprochen manöverreich verläuft und daß während der Kampfhandlungen viele unterschiedliche technische Mittel eingesetzt werden. Daraus ergeben sich Schwierigkeiten für die Truppenführung, die besonders darin bestehen, daß die Stäbe die Summe der Informationen über die Gefechts-handlungen nicht kurzfristig genug bearbeiten können. Um eine Entscheidung für den Kommandeur vorzubereiten, benötigen selbst erfahrene Stabsoffiziere auf Divisionsebene etwa 2 bis 3 Stunden. Während dieser Zeit kann sich aber heute auf dem Gefechtsfeld sehr viel verändern. Dabei ist nicht ausgeschlossen, daß eine verspätete Information es dem Kommandeur nicht mehr gestattet, einen richtig begründeten Entschluß zu fassen.

Wie läßt sich unter diesen modernen Bedingungen der Gefechtsverlauf operativ beeinflussen? Offensichtlich sind technische Mittel erforderlich, die in kürzerer Zeit, als der Mensch es vermag, die Probleme der Truppenführung zu lösen vermögen. Es kommt jedoch erst einmal darauf an, die Prozesse herauszufinden, die nicht von Automaten übernommen werden können. Hier setzt die *Kybernetik* ein, die Wissenschaft, die die Probleme der Führung und der Verbindung in lebenden Organismen, in Maschinen und in der Gesellschaft untersucht.

Mit fortschreitenden Erkenntnissen in dieser Wissenschaft hat man festgestellt, daß zwischen den Führungsprozessen und der Signalübertragung in technischen Einrichtungen, in lebenden Organismen und in der Gesellschaft keine prinzipiellen Unterschiede bestehen. Jede Führung vollzieht sich als Prozeß in einem geschlossenen Kreis. Dieser Kreis vereinigt die Führungsorgane und die geführten Organe zu einem einheitlichen Ganzen. Sie sind untereinander durch die *Führungsverbindungen* auf der einen, über die *Rückkopplung* auf der anderen Seite verbunden. Auf den Führungsverbindungen werden Kommandos und Signale übermittelt, durch die Rückkopplung wird die Kontrolle über die Reaktion des geführten Organs ausgeführt. Bei diesem sehr vereinfacht dargestellten Prozeß der Truppenführung ist der vorgesetzte Kommandeur das *Führungsorgan*,

der Unterstellte das *geführte Organ*. Als *Führungssignale* oder Kommandos sind die Befehle des Vorgesetzten zu betrachten.

Gibt es auch eine Rückkopplung?

Eine zielstrebige Truppenführung wäre sinnlos, hätte der Vorgesetzte nicht die Möglichkeit, persönlich, durch seinen Stab oder mit anderen Mitteln den tatsächlichen Zustand der geführten Truppenteile sowie die Ausführung gegebener Befehle und Anordnungen zu kontrollieren. Deshalb erhält der Vorgesetzte ständig Meldungen über die Handlungen der Truppen und über die Ausführung der angewiesenen Maßnahmen.

Das ist aber im Prinzip nichts anderes als die Informationsübermittlung durch eine Rückkopplung (Bild 1). Die Truppenführung wird also wie bei verschiedenen technischen Prozessen ebenfalls in einem geschlossenen Regelkreis realisiert.

Die Lenkung einer Fla-Rakete erfolgt mit Signalen, die eine EDVA erarbeitet, nachdem die notwendigen Informationen (Zielkoordinaten und Koordinaten der Rakete) vom Funkmeßgerät eingegangen sind, und die ausgesendet werden. Auch in diesem Fall gibt es eine Verbindung zur Lenkung der Rakete und eine Rückkopplung zur Kontrolle.

Kann man den Prozeß der Truppenführung völlig einem technischen Gerät, z. B. einer EDVA, übertragen?

Um diese Frage zu beantworten, soll untersucht werden, welche Funktion der Mensch bei der Lenkung einer Rakete hat. Berechnungen der Koordinaten und Übertragung der Lenkkommandos sind ein technischer

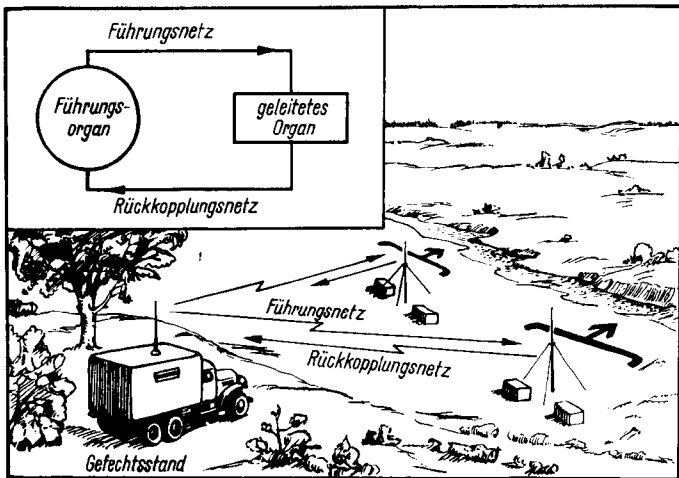


Bild 1

Prozeß, der ohne schöpferische Arbeit des Menschen während des Lenkprozesses abläuft. Genauso verhält es sich, wenn man eine EDVA in einen geschlossenen Führungskreis bei der Truppenführung einschaltet. Die Anlage arbeitet dabei nach einem etwas veränderten Schema, weil der Mensch die Eingabedaten vorbereitet und die Rechenergebnisse erhält. Der Anlage kann man nur die technische Seite der Tätigkeit übertragen. Solche bei der Truppenführung erforderlichen Fähigkeiten, wie Denken, schöpferisches Arbeiten, Willen und Charakter, bleiben jedoch Privileg des Menschen. Der Mensch, und nur er allein, ist dazu in der Lage. Da die praktische Truppenführung des Kommandeurs und seines Stabes prinzipiell aus 2 Prozessen besteht, dem sogenannten schöpferischen Prozeß und den mechanischen Handlungen, die nach bestimmten Gesetzmäßigkeiten ablaufen, kann der Einsatz von EDVA für diese Aufgaben im Rahmen der Truppenführung sehr wirkungsvoll sein. Die schöpferische Tätigkeit besteht vornehmlich in der Entschlußfassung für das Gefecht und in der ununterbrochenen Führung des Gefechts. Dabei schätzt der Kommandeur die Möglichkeiten des Gegners und die seiner eigenen Truppen sowohl qualitativ als auch quantitativ ein.

Die *qualitative Einschätzung* der Truppen ist ein schöpferischer Prozeß, in dessen Verlauf verschiedene Faktoren zu berücksichtigen sind wie der moralische Zustand, die klassenmäßige Zusammensetzung, die Kampferfahrung und Gefechtsausbildung, das Verhältnis zum Gegner und zum Kriege überhaupt, die nationale Zugehörigkeit, die Zähigkeit, das Draufgängertum usw. Dazu rechnen auch die Führungsfähigkeiten der Kommandeure, ihre Kampferfahrung, ihre Ausbildung und ihre persönlichen Eigenschaften.

Zur *quantitativen Einschätzung* der Truppen gehören: die Bestimmung der Gruppierung von Truppen, das Kräfteverhältnis, die Berechnung der materiell-technischen Mittel sowie eine Reihe anderer Berechnungen.

Unter verschiedenen Bedingungen der Gefechtstätigkeit beschäftigen sich der Kommandeur und sein Stab mit jeweils anders gearteten, vom Arbeitsumfang her unterschiedlichen Arbeiten, die aber gedanklich vielfach gleichartig sind. Nimmt man z. B. die Kodierung und Dekodierung von Informationen, das Eintragen der Lage in die Karten, verschiedene Berechnungen, die nach vorher festgelegten Regeln immer wiederkehren, die Zusammenstellung aller möglichen Meldungen; all das ist notwendig, erfordert aber viel Zeit, die im Gefecht häufig fehlt. Diese Tätigkeiten und eine Reihe quantitativer Berechnungen, die als Ausgangswerte für den Entschluß des Kommandeurs benötigt werden, lassen sich teilweise oder gänzlich mit EDVA automatisieren.

Aus der bereits beschriebenen Analogie der Truppenführungsprozesse mit beliebigen anderen Regelungsprozessen folgt jedoch keineswegs, daß die Vervollkommnung der Arbeit eines Kommandeurs und seines Stabes in *allen Fällen* den Einsatz von EDVA erfordert. Es ist nachgewiesen,

daß *Zug-, Bataillons- und sogar Regimentskommandeure* die Truppenführung dadurch bewältigen, daß sie sich durch persönliche Beobachtung des Gefechtsfelds die notwendige «Rückkopplung» für den geschlossenen Führungskreis schaffen. Anders sieht es dagegen aus, wenn die Führung über mehrere unterstellte Einheiten verwirklicht werden soll, wie das z. B. in *Armeeverbänden* häufig vorkommt.

Die hohe Beweglichkeit des modernen Gefechts führt jedoch oft dazu, daß in steigendem Maße Verstümmelungen von Führungssignalen und Informationen bei den einzelnen Zwischeninstanzen auftreten. Außerdem erhöht sich die Laufzeit der Informationen und Signale von oben nach unten und von unten nach oben. Des weiteren wächst heute bei der Führung von Einheiten und Verbänden vielfach der Informationsstrom bereits so stark, daß eine Verallgemeinerung und Vorlage der Informationen in anschaulicher Form beim Kommandeur häufig erschwert ist. Zur Lösung dieses Problems sollten bereits jetzt unbedingt in den Führungskreis von Einheiten und Verbänden technische Mittel eingeführt werden, die es gestatten, in äußerst kurzer Zeit (in Sekunden oder Minuten) Informationen zu verallgemeinern und als Meldungen von der untersten Ebene bis zu einer beliebigen Führungsebene nach oben zu vermitteln.

Das Führungsschema für einen solchen Fall unterscheidet sich nicht grundsätzlich von einem allgemein geschlossenen Führungsschema. Der Unterschied zwischen beiden besteht lediglich darin, daß der Führungskreis an einer bestimmten Stelle aufgespalten wird, wobei ein Zweig über den Menschen, der andere über die EDVA verläuft und wobei auf Grund der hohen Rechengeschwindigkeit die EDVA den größeren Teil der Informationen verarbeitet. Wie kann man sich diesen Prozeß im einzelnen vorstellen? Informationen von einer unterstellten Institution über die Lage und den Zustand der Truppen gelangen unmittelbar über den Rückkopplungskanal in die EDVA. Nach dem vorher eingegebenen Programm bearbeitet die Maschine die Daten und liefert dem Kommandeur und seinem Stab die Informationen in verallgemeinerter Form. Dadurch entfällt für den Stab die sehr arbeitsaufwendige quantitative Einschätzung der Truppen, der Sammlung und die Bearbeitung von Meldungen usw. Dabei ist es möglich, daß im Ergebnis der Informationsbearbeitung ein bestimmtes Führungssignal ausgelöst wird, z. B. Fliegeralarm. Die EDVA kann dieses Signal unmittelbar über die angeschlossenen Nachrichtenkanäle an alle Unterstellten übertragen.

Selbstverständlich benötigt man zur Verwirklichung solcher Ideen nicht nur eine EDVA. Ergänzend dazu ist ein spezielles System erforderlich. Nach Meinung der Spezialisten auf diesem Gebiet muß dieses System zur Sicherstellung der Truppenführung viele elektronische Anlagen in sich vereinigen.

Bild 2 zeigt eine Variante des elektronischen Systems zur Sicherstellung der Truppenführung. Den Kern dieses Systems bildet eine EDVA (3) für

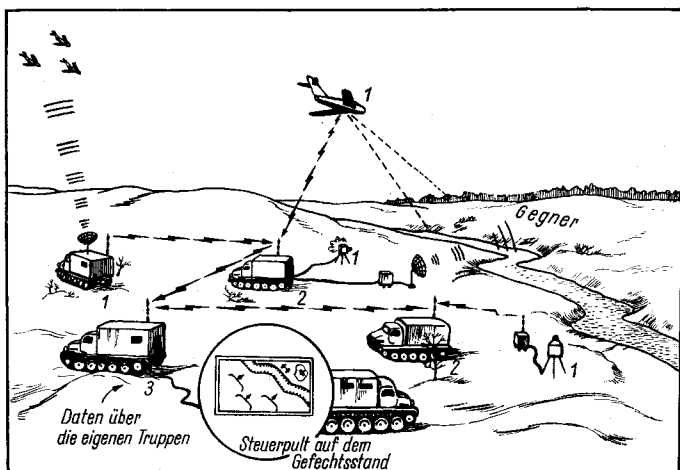


Bild 2

die Bearbeitung von Informationen auf dem Gefechtsstand. Dort befinden sich auch der Kommandeur und sein Stab. Das zentrale Gerät der EDVA, eine Elektronenrechenmaschine, ist mit elektronischen Peripheriegeräten zur Vorauswertung der Informationen direktgekoppelt. Vorauswerteanlagen befinden sich in den Einheiten der Division, auf den Gefechtsständen und in den Stäben der benachbarten Teile und Einheiten sowie in den rückwärtigen Organen. Mit den Vorauswerteanlagen können auch die technischen Aufklärungsmittel (1), wie Funkmeßgeräte, Fernsehkameras, Infrarotgeräte, Flugzeugaufklärungsgeräte u. a., verbunden sein. Die Wirkungsweise der Vorauswerteanlagen hängt von 2 wesentlichen Faktoren ab:

- vom Charakter der Informationen, die von den Geräten nach der Vorauswertung an die zentrale Elektronenrechenmaschine gegeben werden müssen;
- vom Standort der Vorauswerteanlage (bei den Gefechtsständen oder im Hinterland).

Die Informationen können dabei visuell, in Form von Telebildern, Funkmeßimpulsen oder in Wortform gekleidet sein. Für Textinformationen lassen sich Fernschreibgeräte mit hoher Schreibgeschwindigkeit einsetzen. Man kann aber auch Bildfunkgeräte verwenden. Sie eignen sich besonders für Senden und Empfang von Schemata, Tabellen, Karten und anderen grafisch gestalteten Informationen.

Die Elektronenrechenmaschine in der EDVA kann zahlreiche Informationen auf Magnetband speichern. Die Speicherkapazität liegt bei mehr als $25 \cdot 10^6$ Ziffern oder Zeichen. Die Zugriffszeit für die auf diese Weise gespeicherten Informationen beträgt weniger als eine Minute. Die Rechenmaschine führt auf Kommando einige zehntausend Rechenoperationen in der Sekunde aus. Jetzt entsteht die Frage: In welcher Weise werden die an Ort und Stelle vorbereiteten Informationen an die EDVA übertragen? Ist dazu ein spezielles Nachrichtennetz erforderlich? Allgemein wird diese Frage verneint. Das elektronische Führungssystem der Division muß sich auf das vorhandene Nachrichtensystem stützen. Mit Hilfe des elektronischen Führungssystems können im Zusammenwirken mit den Aufklärungsgeräten, der EDVA usw. Meldungen gesammelt, analysiert und bearbeitet werden. Darunter fallen Meldungen über den Gegner, über die eigenen Truppen und andere Informationen. Über das Nachrichtensystem der Division lassen sich diese Informationen an die EDVA und an beliebige andere Stellen übertragen, an denen die Informationen benötigt werden. Die zur EDVA übertragenen Informationen, die im wesentlichen von der Elektronenrechenmaschine bearbeitet werden, müssen zu einem Schaltpult auf dem vorgeschobenen Gefechtsstand gelangen. Auf diesem Gefechtsstand der Division kann die Darstellung der Informationen in vielfältiger Weise erfolgen: auf Fernsehempfängern, auf Funkmeßbildschirmen, auf speziellen, veränderlichen Karten, Schemata usw. Dadurch ist es möglich, ständig ein Abbild des Geschehens auf dem Gefechtsfeld nachzuzeichnen und die Lage anschaulich darzustellen. Durch ununterbrochenes Beobachten des Gegners dürfte es möglich sein, soviel Daten in das elektronische Führungssystem einzugeben, daß Lage und Lageveränderungen gegnerischer Einheiten grafisch wiedergegeben werden können und daß sich danach die Geschwindigkeit der Einheiten, ihre zahlenmäßige Stärke und andere notwendige Angaben direkt aus der Lagedarstellung festlegen lassen.

Die durch das elektronische Führungssystem gesammelten und bearbeiteten Informationen versetzen den Stab in die Lage, genaues Kartenmaterial über das Gebiet der Gefechtshandlungen anzufertigen. In diese Lagekarten kann man die Begrenzungslinien der Geländeabschnitte, die besonders gedeckt werden müssen, Verteidigungsanlagen und andere Elemente der Gefechtslage eintragen. Die auf diese Weise gewonnene Lageübersicht läßt sich mit den zur Verfügung stehenden Nachrichtmitteln an die Divisionsstäbe, an die Korpsstäbe und an den Armeestab direkt übertragen. Spezialisten, die sich mit der Entwicklung von automatisierten Führungssystemen beschäftigen, vertreten die Ansicht, daß derartige Anlagen und Geräte für den Kommandeur sowohl im Angriff als auch in der Verteidigung eine große Hilfe sind. Man unterstreicht besonders, daß Geräte, die kurzfristig Informationen von mit Fernseh- und Funkmeßgeräten ausgerüsteten Flugzeugen und unbemannten Aufklä-

rungsmitteln bearbeiten, die wichtigen Kontrolltätigkeiten des Stabes vereinfachen. Dazu gehören z. B. Kontrolle von Verteidigungsstellen der eigenen Truppen oder Überwachung, Wahl und Ausführung der Tarnung gegen verschiedene gegnerische Aufklärungsmittel.

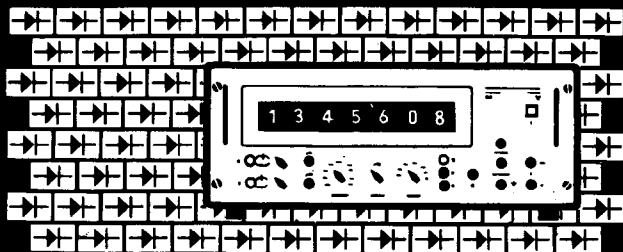
Natürlich können die EDVA von elektronischen Führungssystemen im Rahmen der Division über Nachrichtenverbindungen mit gleichgearteten Anlagen verbunden werden, die möglicherweise sehr weit entfernt sind. Dadurch läßt sich ein System von untereinander verbundenen Zentren im Armeestab und darüber hinaus für einen ganzen Kriegsschauplatz schaffen. Für die Organisation eines elektronischen Führungssystems im Rahmen der Armee können die gleichen Geräte verwendet werden wie im Divisionsmaßstab. Der Unterschied zwischen beiden besteht lediglich in der Kapazität für die Datenverarbeitung. Die Anlagen sind also entsprechend größer. Solche Systeme werden allerdings nicht mehr nur für die unmittelbare Führung von Gefechten, sondern auch für die Planung von Gefechten und Operationen eingesetzt.

Bei der Planung von Operationen im Armeemaßstab kann man mittels elektronischer Systeme verallgemeinerte Angaben über den Gegner, über das Gebiet der Handlungen, über örtliche Gegebenheiten und klimatische Bedingungen, über Möglichkeiten der Verlegung von Truppen auf dem Luftwege und über andere Fragen sammeln. Auf Grund der genannten Informationen werden verschiedene Varianten des Gefechtshandlungsverlaufs entwickelt. Diese Varianten sind dann mit speziellen EDVA durchzuspielen. Dabei werden auch Reaktionshandlungen des Gegners mit eingegeben. Doch können diese Vorarbeiten nicht als endgültiges Kriterium für die Bewertung des angenommenen Entschlusses oder der gewählten Operationsvariante gelten. Der Entschluß bzw. der Operationsplan hängt von genaueren und vollständigeren Informationen über den Gegner und über seine Handlungen ab. Die Ergebnisse der EDVA und eine Reihe anderer Faktoren, wie der moralische Zustand der Truppen, die Qualität ihrer Ausbildung usw., tragen wesentlich dazu bei, dem Kommandeur die Entschlußfassung zu erleichtern; man kann mit größerer Wahrscheinlichkeit auf einen erfolgreichen Ausgang der Operationen rechnen.

Real denkende Militärwissenschaftler sind längst von der Idee des Knöpfchenkriegs abgekommen und vertreten die Meinung, daß EDVA bei der Truppenführung niemals den Menschen ersetzen können. Die EDVA nimmt dem Menschen sehr viel mechanische Arbeit ab und ist für den Kommandeur und seinen Stab bei der Führung der unterstellten Einheiten ein echtes Hilfsmittel, um entsprechend den gestiegenen Anforderungen im modernen Gefecht richtige Entscheidungen zu treffen.



electronic



**Aufbau und Messung
Ihrer elektronischen
Geräte-**

**In beiden Fällen
sind wir dabei**

**Wir fertigen: Halbleiterdioden
Elektronische Meßgeräte
Oszillografenröhren
Empfängerröhren**

VEB FUNKWERK ERFURT

Erfurt, Rudolfstraße 47

Telefon: 580 · Telegramm: Funkwerk Erfurt

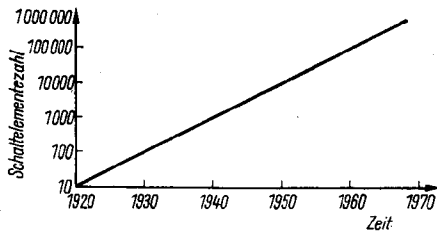


Betrachtungen zur Mikroelektronik

Anfang des 20. Jahrhunderts begann ein neues Kapitel technischer Entwicklung. Telegraf- und Telefonnetze entstanden, mit der Erfindung der Elektronenröhre war bereits ein Stand erreicht, der von der Schwachstromtechnik über die Nachrichtentechnik zur heutigen Elektronik führte. Der Begriff *Elektronik* wird dabei definiert als Erfassung, Übertragung, Verarbeitung und Anzeige elektronischer Nachrichten (Informationen, Daten und Signale).

In den elektronischen Anlagen selbst nahm die Zahl der Bau- bzw. Schaltelemente rapid zu: Waren es 1920 etwa 10, so sind es heute in komplizierten Anlagen mehr als 100 000. Das Bild zeigt diese Entwicklung, die man als geradlinig betrachten kann. Je mehr Schaltelemente zu einem System vereinigt werden, um so größer wird das Streben nach einer Verringerung der Masse und des Volumens aller Bauteile. Ein markantes Beispiel für diese Notwendigkeit ist die Tatsache, daß die elektronische Ausrüstung eines für militärische Aufgaben gebauten Flugzeugs im Jahre 1950 eine Masse von 5 t überschritten hatte. Bis 1952 waren die Verkleinerung der Induktivitäten (durch den Einsatz hochpermeabler Eisenkerne), der Einsatz von Miniatur- und Subminiaturröhren sowie die gedruckte Schaltung die markantesten Merkmale auf dem Weg zur Miniaturisierung. Eine neue Ära begann mit der Halbleitertechnik. Diese Verstärkerelemente haben vor allem die Eigenschaften, die es ermöglichen, das Volumen von elektronischen Geräten wesentlich zu verringern. Das wird

*Bild 1
Anzahl der Schaltelemente
in größeren elektronischen
Anlagen*



nicht allein durch die Abmessungen des Transistors bestimmt, sondern durch den Wegfall der Heizleistung ist ein weit dichter Aufbau möglich. Weit geringere Spannungen als bei Röhren gestatten die Verkleinerung von Widerständen, Kondensatoren und anderen passiven Bauelementen.

Die Technologien, mit denen bei Anwendung der Halbleitertechnik eine Miniaturisierung angestrebt und erreicht worden ist, sind sehr zahlreich. Sie lassen sich aber in 4 wesentliche Hauptgliederungen aufteilen, wie es die Tabelle darstellt.

Übersicht über moderne Elektroniktechnologien

Verfahren	Technologie	Bauelemente	Elemente je cm ³
Miniaturelektronik (mit diskreten Bauelementen)	Subminiaturtechnik	kleinste konventionelle Bauelemente	10
	Mikromodul-technik	genormte quadratische Bauelemente	10
Mikroelektronik (mit integrierten Bauelementen)	integrierte Dünnschichttechnik	mehrere Bauelemente auf gemeinsamem Trägerplättchen (Filme auf Festkörper)	100
	integrierte Halbleitertechnik	mehrere Bauelemente in gemeinsamem Einkristall (Dotierungszonen im Halbleiter)	1000

Unter *Subminiaturtechnik* versteht man alle Bauweisen, die aus der Miniaturisierung konventioneller Schaltelemente hervorgegangen sind. Man geht also dabei nur von einer extremen Verkleinerung der Bauelemente aus. Die Bauelemente werden in gleicher Weise wie die konventionellen hergestellt. Sie unterscheiden sich in der Form kaum von diesen, lediglich in der Größe. Die kleinsten Widerstände sind etwa 2,5 mm lang bei einem Durchmesser von 0,8 mm. Allgemein verwendet man Widerstände von $\frac{1}{20}$ W, die 3 mm Durchmesser haben und eine Länge von 8 mm. Entsprechende Abmessungen weisen die anderen Bauelemente — Kondensatoren, Dioden u. a. — auf. Für die Transistoren werden meist Silizium-Planartransistoren mit Kunststoffgehäuse gewählt. Man strebt kleine Kollektorströme an, um die Eigenerwärmung bei minimalen Werten zu halten.

Solche Schaltelemente lassen sich auf Träger aufbringen (ähnlich der bekannten gedruckten Schaltung, nur wesentlich kleiner) und zusammensetzen. Diese Einheiten nennt man *Funktionsblöcke*.

Der zunehmende Bedarf an elektronischen Ausrüstungen im und nach dem zweiten Weltkrieg verlangte völlig neue ökonomische Fertigungs-

methoden. Die möglichst automatische Fertigung elektronischer Bausteine oder ganzer Geräte war das Ziel. Der Weg dahin wurde erstmals mit dem Projekt *Tinkertoy* in den 50er Jahren beschritten. Diese Technik bezeichnet man nach dem Einsatz der Halbleitertechnik 1957/58 als *Mikromodultechnik* (eine Bezeichnung, die in den letzten Jahren fälschlicherweise oft als Sammelbegriff gebraucht wurde). Ein einheitlicher Trägerkörper bildet die Basis für alle Schaltelemente. Je nach Funktion werden auf diesem Träger, der aus Keramik besteht, Widerstandsschichten, Elektrodenbeläge und dielektrische Schichten für Kondensatoren sowie Leiterbahnen mittels Siebdruck aufgebracht. Die Geräte, die aus diesen *Tinkertoy*-Baugruppen zusammengesetzt waren, erreichten Schaltelementedichten von $0,3 \text{ cm}^3$.

Der nächste Schritt nach der *Subminiatur*- und der *Mikromodultechnik* ist die eigentliche *Mikroelektronik*, die auf oder in einem gemeinsamen Trägerkörper mehrere Schaltelemente zu elektronischen Grundschaltungen vereinigt. Man bezeichnet sie als *integrierte Schaltungen*. Bei der *integrierten Halbleitertechnik* werden eine Vielzahl von Halbleitern in einem gemeinsamen Kristall so kontaktiert, daß eine funktionsfähige Schaltung entsteht. Bei der *integrierten Dünnschichttechnik* wird davon ausgegangen, daß es möglich ist, fast alle Schaltelemente als dünne metallische, halbleitende oder isolierende Schichten darzustellen. Integrierte Halbleiter- und Dünnschichttechnik ergänzen sich ausgezeichnet. In ihrer Kombination nennt man sie *Hybridtechnik*.

In den jüngsten Jahren hat die gesamte Mikroelektronik in aller Welt einen großen Aufschwung genommen. Dieser drückt sich weniger in der Applikation mikroelektronischer Bauelemente aus, sondern weitaus mehr in der Vielfalt der angewendeten Verfahren. Die Ziele, die bei der Entwicklung der Mikroelektronik verfolgt werden, sind folgende:

- | | |
|---|--|
| Gewichtsverminderung | (wichtig für den Einsatz elektronischer Geräte in mobilen Anlagen); |
| Volumenverminderung | (dafür gilt das Obengesagte; weiterhin Verringerung der Baukosten von Betriebsräumen); |
| Steigerung der Zuverlässigkeit (und damit der Wirtschaftlichkeit) | (geringer Wartungs- und Reparaturaufwand, Ausschluß menschlichen Versagens, Einsatz an unzugänglichen Orten wie Tiefseeverstärker, Satelliten usw.); |
| Steigerung der Grenzfrequenz und der Schaltgeschwindigkeit | (durch Realisierung von hochkanalzahligen Übertragungsanlagen, Datenverarbeitung usw.). |

Obwohl heute schon eine fast kaum überschaubare Anzahl von Festkörperschaltkreisen für analoge und digitale Anwendung gefertigt werden, kann man mit Sicherheit behaupten, daß bis zur grundsätzlichen Anwendung noch Jahre vergehen. Inzwischen ist man bemüht, die *Diffusions-, Isolations- und Markierungstechnologien* so zu vervollkommen, daß man Festkörperschaltkreise auch in relativ kleinen Stückzahlen wirtschaftlich herstellen kann. Der Einsatz von Elektronenrechnern zur Entwicklung und Herstellung der Schaltungen spielt dabei eine große Rolle. Das Ineinanderfließen von Schaltkreis- und Geräteherstellung erfordert dabei völlig neue Arbeitsstrukturen der Erzeugerbetriebe. Für die umfassende Anwendung dieser Technik rechnen führende Elektronikfirmen etwa mit dem Jahr 1972.

Noch ungenügend lassen sich die Forderungen erfüllen, wenn bei der Analogtechnik höhere Selektionseigenschaften auftreten. Induktivitäten und Kapazitäten kann man in integrierter Technik nur mit kleinen Werten bei relativ hohen Verlusten verwirklichen. Wendet man RC-Netzwerke an, so ist der Aufwand höher, außerdem stört die mangelhafte Stabilität.

Ausblick

Die Mikroelektronik steht erst am Beginn ihrer Entwicklung. Nicht zuletzt gibt es bei vielen Geräten noch ein Mißverhältnis von Masse und Volumen der Bauelemente zu dem der zugehörigen Bauteile wie Konstruktionselemente der Geräte, Bedienungsknöpfe, Skalen. Die Größe dieser Bauteile wird aber durch die Körpermaße des Menschen bestimmt, der ja den Abstimmknopf betätigen, die Skala ablesen soll. Aufgabe wird es deshalb sein, völlig andere Möglichkeiten der Bedienung und Kontrolle (mittels elektronischer Vorgänge) zu finden.

Der besondere Vorteil der Mikroelektronik liegt in der großen Zuverlässigkeit der Schaltungen und in dem realisierbaren hohen Automatisierungsgrad. Dadurch wird eine ökonomische Fertigung möglich.

Die erreichbare Bauelementendichte erhöht sich ständig. Durch die Verbesserung der Dünnschichttechnologie, durch den Einsatz der Feldeffekt- und Metall-Oxid-Silizium-Technik (FET + MOSFET) liegt die Größenordnung bei über 100000 Schaltelementen je cm^2 .

In der Entwicklung befinden sich mikroelektronische Schaltungen fast ohne Kontaktstellen mit bisher unerreichter Temperaturstabilität, Schaltfrequenz und Übertragungsfrequenz. Für die Zukunft erhofft man eine Molekularelektronik, deren Elemente komplexe elektronische Funktionen ausführen können, ohne daß die innere Struktur ihres Körpers physikalisch differenziert werden muß. Man denkt dabei an ähnliche Effekte, wie sie in Schwingquarzen und mechanischen Filtern auftreten.

In den nächsten Jahren wird sich die Mikroelektronik ständig weiterentwickeln. Besonders in der Datenverarbeitung und -übertragung, wo man sie schon heute praktisch anwendet, dürfte sie weiter vordringen. Messen, Steuern und Regeln — dem Menschen schon unentbehrliche Tätigkeiten — sind ohne Mikroelektronik kaum denkbar.

Literatur

Lewicki, A., Einführung in die Mikroelektronik, München, Wien, Verlag R. Oldenbourg 1966

Khambata, Adi J., Einführung in die Mikroelektronik, VEB Verlag Technik, 1966, Berlin

o.V., Funktechnik 1966, Nr. 22, S. 806, Berlin-Borsigwalde



- Was ist schneller? Licht oder Schall?
- Licht natürlich!
- Wieso? — Beim tv ist immer der Ton eher da!



Ein grundlegendes Nachschlagewerk für Amateure und Praktiker über die wichtigsten technischen Daten und Sockelschaltungen von Röhren, Quarzen und Halbleitern der DDR, Westdeutschlands sowie der sozialistischen und kapitalistischen Länder ist der Band 2 des **RÖHREN-TASCHENBUCHES***, der auch mehr als 1000 Transistortypen erfaßt. Sämtliche Bezeichnungen und Erläuterungen werden in deutscher, englischer und russischer Sprache gegeben.



„Besonders hervorzuheben ist, daß nun eine große Anzahl sowjetischer Röhren und Transistoren enthalten sind. . . . Das umfangreiche Halbleiterverzeichnis und die Vergleichstabelle werden allen Benutzern gute Dienste leisten.“
Die Technik, Berlin



* **RÖHREN-TASCHENBUCH** Band 2 · Fernsehbild- und Oszillografenröhren, Katodenstrahlröhren, Polarkoordinatenröhren, Ignotronröhren, Magnetronröhren, Klystronröhren, Wanderfeldröhren, Karzinotronröhren, Quarze, Germanium- und Siliziumdioden, Transistoren, Fotodioden, Halbleiter-Vergleichstabelle, Fotozellen, Spannungsregelröhren, Strahlungszähler, Thermokreuze, Stromregelröhren.

Von W. Beier

3., ergänzte und berichtigte Auflage
696 Seiten, Halbleinen 18,80 M

Dieses bedeutende nachrichtentechnische Hilfsmittel ist durch jede Buchhandlung erhältlich.

Gesamtverzeichnis über elektrotechnische Fachliteratur steht zur Verfügung.

VEB VERLAG TECHNIK · 102 BERLIN



*A. Sacharow,
Wissenschaftlicher Sekretär
der Sektion Kybernetik und Psychologie
der Akademie der Wissenschaften der UdSSR*

Kybernetik und Psychologie

Die Entwicklung der Kybernetik und ihr Eindringen in sämtliche wissenschaftliche Disziplinen verstärkte auch das Bestreben, komplizierte und schwer zugängliche Vorgänge in der Psyche des Menschen aus kybernetischer Sicht zu untersuchen. In der Psychologie begann man mit Versuchen, das Verfahren kybernetischer Modellierung, die Informationstheorie und die Theorie der Algorithmen anzuwenden.

Selbstverständlich stützte man sich bei der Schaffung einer neuen Wissenschaft von den Regelsystemen sowohl auf die Ergebnisse der technischen Wissenschaften als auch auf die der Biologie. *Norbert Wiener*, einer der Begründer der Kybernetik, kannte nicht nur sehr gut die Erkenntnisse *Paulouss*, sondern nutzte sie auch in seinen Arbeiten aus.

Das Ziel der Kybernetik besteht darin, möglichst vervollkommnete, optimale Regelungssysteme aufzubauen. Allerdings sind die von den heutigen kybernetischen Anlagen erfüllbaren Aufgaben und Funktionen lediglich ein Bruchteil dessen, was das menschliche Gehirn vermag. So ist man heute z. B. noch weit davon entfernt, das Problem der Maschinenübersetzung endgültig zu lösen. Die heute vorhandenen Elektronenrechenmaschinen (ERM) können lediglich einfachen Spezialtext (nachträgliche Redaktion erforderlich!) übersetzen. An die Übersetzung von belletristischen Werken ist derzeit noch nicht zu denken.

Das gleiche gilt hinsichtlich des Erkennens von Schriftzeichen. Der Mensch kann Wörter lesen, die in einer beliebigen Schrift geschrieben oder gedruckt sind, er nimmt das gesprochene Wort auch unter den Bedingungen eines hohen Geräuschpegels auf. Dagegen können selbst die modernsten ERM vorläufig noch nicht mit dem menschlichen Ohr oder dem menschlichen Auge konkurrieren. Wieviel schwierige Aufgaben gibt es darüber hinaus noch, die täglich vom Menschen in Wissenschaft und Produktion, im Führungs- und Leitungsprozeß gelöst werden, und die die Fähigkeiten eines «maschinellen Gehirns» übersteigen.

Diese Aufzählung ungelöster Probleme, die «Achillesferse» der heutigen Kybernetik, darf aber nicht dazu führen, daß man die Möglichkeiten der Kybernetik unterschätzt. Es wäre naiv, zu erwarten, daß man alles Schöne

augenblicklich zu schaffen und jahrhundertealte Probleme mit einem Schlag zu lösen vermöchte. Es ist klar, daß noch eine schwere und mühsame Arbeit bevorsteht. Doch es gibt keinen Zweifel, daß die von der Kybernetik zu lösenden Aufgaben, in erster Linie die Entwicklung eines Modells vom menschlichen Denken, realisiert werden können. Ein anderer Aspekt des Verhältnisses zwischen Kybernetik und Psychologie: Die Psychologie scheint nach den bisherigen Erkenntnissen dazu berufen, engster Verbündeter der Kybernetik zu sein. Daher sollen kybernetische Anlagen entwickelt werden, die höhere intellektuelle Fähigkeiten des Menschen modellieren; und dafür ist die Kenntnis der psychologischen Mechanismen seiner Denktätigkeit erforderlich. Mit anderen Worten: Man muß wissen, wie der Mensch verschiedenartige Aufgaben löst.

Gruppen von Psychologen und Kybernetikern haben sich zusammengefunden, die auf eine neue Weise an die Erforschung des Denkens herangehen. Hilfe leistet ihnen hierbei die elektronische Rechenmaschine. Zunächst wird aufmerksam beobachtet, wie der Mensch die eine oder andere Aufgabe löst. Mit einem Beobachtungsprotokoll werden die wesentlichen bei der Lösung einer Aufgabe angewendeten Verfahren und Schritte analysiert. (Der Versuchsperson wird aufgegeben, laut denkend eine Aufgabe zu lösen.) Auf Grund einer solchen Analyse arbeiten die Wissenschaftler ein Programm für die ERM aus. Auf diese Weise sind sogenannte heuristische Programme aufgestellt worden, die Theoreme* aus der mathematischen Logik beweisen können und die auch Programme für das Schachspielen (aber bei weitem noch nicht auf dem Niveau der Großmeister) ausarbeiten. Zweck dieser Arbeiten ist, mit Hilfe von ERM die eine oder andere Denktheorie auf ihre Richtigkeit zu überprüfen. Wenn das vorgegebene Programm bei der Abarbeitung in der ERM nicht das gleiche Resultat ergibt wie beim Menschen, so kann man begründet schlußfolgern, daß in unserem Wissen vom menschlichen Denken noch Lücken vorhanden sind, daß wir unvollständige oder falsche Beobachtungen gemacht haben. Das Programm ermöglicht es, die Handlungen des Menschen und die der Maschine in ihren einzelnen Etappen miteinander zu vergleichen. Dabei gibt es noch große Schwierigkeiten, Sie resultieren in erster Linie daraus, daß die Arbeitsergebnisse des Menschen und der Maschine übereinstimmen, was aber noch lange nicht heißt, daß beide die Aufgabe gleich lösen. Das gleiche Resultat kann auf verschiedenen Wegen erreicht werden.

Andere Schwierigkeiten ergeben sich aus der Unvollkommenheit der heutigen ERM. Ihr «Gedächtnis» ist anders organisiert als das menschliche, ihre «Sprache» noch sehr weit entfernt von der menschlichen. Die Maschine kann nicht in Vorstellungen «denken» (diese Fähigkeit ist aber für die Lösung vieler Aufgaben erforderlich).

* Das Lösen einiger Verwaltungsaufgaben durch den Menschen imitieren.

Mensch

Er ist fähig, in unerwarteten (unvorhergesehenen) Situationen zu arbeiten; hohe psychische Beweglichkeit und Anpassungsfähigkeit an sich verändernde äußere Einwirkungen; er kann nach vielen Programmen arbeiten. Er ist imstande, unzureichende (unvollständige) Informationen auszuwerten und vollständige (einheitliche) Vorstellungen über einzelne Ereignisse zu entwickeln. Die Möglichkeiten für die Wahl der Art des Handelns ist groß; er kann vorhandene Reserven schnell ausnutzen und Fehler korrigieren. Die "Durchlaßfähigkeit", d. h. die Zahl von Informationen je Zeiteinheit, die er verarbeiten kann, ist begrenzt. Verringerung der Arbeitsfähigkeit infolge Ermüdung, Nachlassen der Aufmerksamkeit, Einwirkung emotionaler Faktoren. Rechenoperationen werden relativ langsam und ungenau ausgeführt



Maschine

Es ist äußerst kompliziert, praktisch unmöglich, alle Zufälligkeiten vorher zu programmieren; die Maschine ist wenig flexibel, kompliziert im Aufbau und für Mehrprogrammbetrieb sehr aufwendig. Sie kann keine unvollständigen Informationen verarbeiten. Wenn das trotzdem in bestimmten Grenzen möglich sein soll, dann mit großem technischem Aufwand (Kompliziertheit der Struktur und des Programmierens). Die Möglichkeiten, die Art des Handelns zu wählen, sind begrenzt; Fehler können nur in geringem Umfang korrigiert werden. Die Durchlaßfähigkeit dagegen ist sehr hoch. Praktisch besteht bei der Maschine eine konstante Arbeitsfähigkeit bei Gewährleistung der vorgegebenen Zuverlässigkeit. Die Maschine kann schnell und mit großer Genauigkeit rechnen

Alle diese Schwierigkeiten können in Zusammenarbeit von Kybernetikern, Psychologen, Neurophysiologen und Technikern überwunden werden. Der Weg der *heuristischen* Programmierung* erscheint dabei vielversprechend.

Die Psychologie ist auf dem Gebiet der automatischen Regelung ein nicht minder enger Mitarbeiter der Kybernetik. Anfangs glaubte man, daß mit zunehmender Automatisierung der Produktion der Mensch immer weniger an ihr teilnehmen wird. Heute zeigt jedoch die Praxis, daß man ohne Menschen in keinem automatisierten System auskommen kann; seine Mitarbeit ist in jedem beliebigen Regelungssystem erforderlich.

Die Maschine kann zunächst noch nicht mit dem Menschen konkurrieren, dessen Hauptvorzug darin besteht, daß er unter schwierigen, sich ändernden Bedingungen Aufgaben schöpferisch zu lösen vermag. Zum besseren Verständnis dieser Lage seien einige Vergleichsdaten über die Möglichkeiten des Menschen und die der ERM angeführt (siehe Bildtext).

Automation sowie Entwicklung großer automatisierter Systeme führten zu einem neuen Zweig in der Psychologie, zur *Ingenieurpsychologie*. Ihr obliegt es, zusammen mit den Konstrukteuren, Ingenieuren, zusammen mit allen, die diese Systeme schaffen, den Platz des Menschen im System Mensch-Maschine wissenschaftlich zu bestimmen. Allerdings wird auch die Meinung vertreten, daß die Ingenieurpsychologie als Folge der von Technikern und Konstrukteuren herausgefundenen Unzulänglichkeiten des menschlichen Organismus entstanden ist. In der ausländischen Presse ist z. B. mitgeteilt worden, daß bei Flugzeugen, die mit 3facher Schallgeschwindigkeit fliegen, zahlreiche Unfälle dadurch hervorgerufen werden, daß die Flugzeugführer ggf. vor dem Flugzeug Gegenstände sehen, die sich tatsächlich bereits einige hundert Meter hinter dem Flugzeug befinden. Die amerikanische Statistik behauptet, daß ein bedeutender Teil von Havarien in der Luft nicht auf technisches, sondern auf menschliches Versagen zurückzuführen ist.

Wäre es aber nicht logischer, weniger von den beschränkten Fähigkeiten des Menschen als von der Unvollkommenheit der vorhandenen technischen Vorrichtungen und ihrer mangelnden Anpassung an die menschlichen Fähigkeiten zu sprechen? (Siehe hierzu auch *Elektronisches Jahrbuch 1967*.)

Die Ingenieurpsychologie ist ein unentbehrlicher Helfer bei der Konstruktion und Entwicklung verschiedener automatisierter Systeme. Wenn dieser wissenschaftliche Zweig auch noch sehr jung ist, so hat er doch beträchtlich zur Organisation der modernen Produktion beigetragen. Heute spielen die Vorschläge und Empfehlungen der Ingenieurpsychologie bei der Entwicklung verschiedener Glieder eines Systems eine große Rolle.

* Heuristik = Erfindungskunst; Lehre, auf methodischem Weg durch versuchsweise Annahme Neues zu finden.

Sie gibt Antwort auf die unterschiedlichsten Fragen: Wie stark soll die Beleuchtung der Arbeitsplätze und die der Informationsgeräte sein; wie müssen Zeiger und Skalen von Kontrollgeräten gestaltet sein; welche Ziffern und Buchstaben erkennt der Mensch besser und welche schlechter; wie groß darf der Informationsumfang sein, den der Mensch (unter bestimmten Bedingungen) aufnehmen, im Gedächtnis behalten und verarbeiten kann; wie können Schaltpläne besser aufgebaut werden; wie findet man die geeignetsten Menschen für diese Schaltpläne und wie bildet man sie aus; wie werden Kollektive, Gruppen für gemeinsame Arbeiten (z. B. Besatzungen von Raumschiffen) ausgewählt usw.

Mit einem Wort, die Ingenieurpsychologen haben ausreichend Arbeit. Ein ausländischer Wissenschaftler hat einmal darauf hingewiesen, daß unter kapitalistischen Verhältnissen die Automatisierung jeden mit Arbeitslosigkeit bedroht außer den Ingenieurpsychologen.

Dieser kleine Beitrag gestattet nicht, über die vielseitigen Verbindungen der Kybernetik und der Psychologie *umfassend* zu berichten. Ob man will oder nicht, man muß vieles weglassen. Es wäre aber falsch, nicht doch noch bei den Ideen und den Mitteln der Kybernetik im Bildungsprozeß zu verweilen.

Bis zu einem bestimmten Zeitpunkt sind die Bildungsprobleme nicht derart alarmierend in den Vordergrund getreten. Heute dagegen ist die Lage ganz anders. Man hat errechnet, daß sich z. B. um das Jahr 2000 der Wissensumfang alle 5 bis 7 Jahre verdoppeln wird. Unermeßlich steigen (und werden weiterhin steigen) die Anforderungen an alle Spezialisten.

Zwangsläufig stellen sich folgende Fragen:

Ist die Wissensvermittlung rationell aufgebaut?

Entsprechen die aus der Vergangenheit übernommenen und erprobten Methoden der Wissensvermittlung den neuen Lebensbedingungen? Ist es nicht an der Zeit, bessere Bildungsergebnisse in kürzerer Zeit zu erreichen?

Bei der Suche nach Antwort auf diese Fragen wenden wir uns der Kybernetik zu, weil der Bildungsprozeß als ein Regelungssystem betrachtet werden kann. Dieser Regelkreis umfaßt den Lehrer, die Lehrbücher und Ausbildungsunterlagen auf der einen Seite, die Schüler mit ihren Besonderheiten an Aufmerksamkeit, Wahrnehmungsvermögen, Gedächtnisleistungen, Denkvermögen usw. auf der anderen Seite.

Damit dieses System nun wirkungsvoll funktioniert, muß der Lehrer rechtzeitig und umfassend wissen, ob der Schüler das vermittelte Wissen aufgenommen und verarbeitet hat. In dem Fall, da der Regelkreis verstimm ist (d. h., wenn der Stoff nur mangelhaft oder falsch aufgenommen wurde), muß der Lehrer die regelnden Signale verändern, d. h. ihre Einwirkung dem Schüler anpassen. Kann nun ein Lehrer unter den Bedingungen des Klassen- und Gruppenunterrichts vor 30 bis 40 Schülern

oder 200 Studenten rechtzeitig bei der Stoffdarlegung kontrollieren, wie die Informationen von dem einzelnen Schüler aufgenommen wurden? Das kann er nicht! Daher haben Wissenschaftler vorgeschlagen, den Unterrichtsprozeß zu automatisieren.

Kybernetiker, Psychologen und Pädagogen träumen davon, solche automatischen Geräte zu schaffen, die die Rolle des Lehrers übernehmen und dabei die Fähigkeiten und das Können jedes Schülers erkennen und im Unterrichtsprozeß berücksichtigen. Die derzeitig vorhandenen Lehrmaschinen (Examinatoren, Repetitoren, Trainer usw.) sind jedoch noch weit davon entfernt, diesen Traum zu erfüllen.

Der Einsatz dieser Geräte im Unterrichtsprozeß beweist jedoch, daß (wenn mit ihnen wissenschaftlich begründete Programme abgearbeitet werden) eine Steigerung der Wissensqualität bei den Schülern möglich ist und Zeit eingespart wird.

Die Forschungen gehen weiter. Es werden immer bessere, dem einzelnen Schüler angepaßte Lehrmaschinen für den Unterrichtsprozeß entwickelt. Zweifelsohne öffnet die weitere erfolgreiche Zusammenarbeit zwischen Kybernetikern und Psychologen Türen zu neuen Gebieten, die bisher für den Menschen unzugänglich waren.

«Radio», Nr. 3/1967

Elektronik-Neuigkeiten

USA-Importartikel Wissenschaftler

1970 werden die USA etwa 200 000 mehr Wissenschaftler und Techniker benötigen, als sie selbst ausbilden können. Die Werber der amerikanischen Monopolunternehmen kurbeln deshalb in aller Welt ihr Geschäft an, um dieses Defizit auf Kosten anderer Länder zu decken. So kamen 1966 die Hälfte der in diesem Jahr ausgebildeten kanadischen Techniker (etwa 1000) nach den USA. 1965 wanderten aus England 415 Doktoren der Wissenschaften (d. h. jeder 6. Promovierte) und jeder 3. promovierte Physiker in die USA aus. Seit dem 2. Weltkrieg hat Großbritannien durch die Abwerbung seiner Wissenschaftler und Techniker auf diese Weise mehr an die USA zurück-bezahlt, als die Marshall-Hilfe ausmachte. Ein großer Sog entsteht auch für die jungen Nationalstaaten in Richtung der imperialistischen Länder. So ist es z. B. eine Tatsache, daß das Gesundheitswesen in England und in den USA zusammenbrechen würde, hätte man nicht ausreichend Ärzte aus den Nationalstaaten -importiert-. In den USA kamen 11 000 der 41 000 Krankenhausärzte aus dem Ausland.

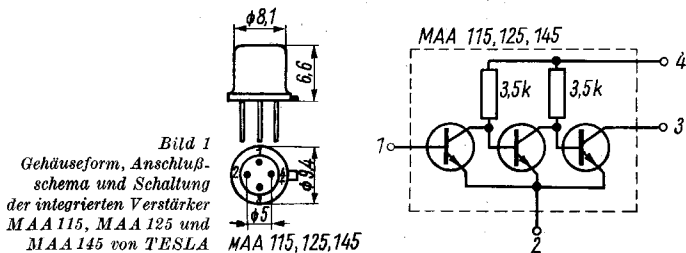
Integrierte Halbleiterschaltungen von TESLA

Ing. Karl-Heinz Schubert –
DM 2 AXE

Das Halbleiterwerk von TESLA in Roznov/ČSSR hat Ende 1967 mit der Produktion von integrierten Verstärkerschaltungen begonnen. Auf einem Siliziumscheibchen von 1 mm² Größe sind 3 npn-Transistoren und 2 Widerstände untergebracht. Die komplette Schaltung ist in einem Transistorgehäuse TO-5 angeordnet. Zunächst werden die integrierten Verstärker MAA 115, MAA 125 und MAA 145 hergestellt. In Vorbereitung befinden sich noch 6 weitere integrierte Schaltungen, dafür liegen aber noch keine näheren Angaben vor.

Die integrierte Halbleiterverstärkerschaltung in Bild 1 ist 3stufig und direktgekoppelt aufgebaut. Alle 3 Emittoren liegen auf gleichem Potential. Maßnahmen zur Vergrößerung des Spannungsaussteuerbereichs sind nicht erforderlich, da die Kollektorruhestspannung sehr niedrig liegt. Bei gleichstromgekoppelten Transistoren ändern sich die Ruheströme aufeinanderfolgender Transistoren gegensinnig. Es genügt daher zur Arbeitspunkteinstellung ein Potentiometer zwischen dem Kollektor des 3. Transistors und der Basis des 1. Transistors. Allerdings muß man die auftretende Wechselstromgegenkopplung durch eine größere Kapazität kleinhalten. Infolge der sehr geringen Restströme ist der Arbeitspunkt auch gegenüber Temperaturschwankungen stabil.

Die Herstellung der integrierten Verstärkerschaltungen erfolgt in Silizium-Planartechnologie, auch monolithische Technik genannt. Bei dieser



Technologie entstehen die einzelnen Bauelemente durch das Eindiffundieren bestimmter Fremdstoffe in das Siliziumscheibchen. Da das auf der Oberfläche des Siliziums befindliche Siliziumdioxid (SiO_2) jedoch das Eindiffundieren der verwendeten Dotierungsstoffe verhindert, werden durch fotolithografische Verfahren sogenannte Fenster in die Oxidschicht geätzt. Durch diese gelangen die Dotierungsstoffe in das Silizium.

Ein Widerstand entsteht infolge Eindiffundierens des Fremdstoffs durch ein entsprechend geformtes Fenster, so daß sich in dem Fensterbereich die Leitfähigkeit gegenüber dem Grundmaterial verändert. Die Größe des Widerstandswerts hängt vom Grad der Dotierung und vom Volumen der dotierten Zone ab. In ähnlicher Weise sind Dioden darstellbar, die ja aus 2 Schichten verschiedener Leitfähigkeit bestehen. Während beim Widerstand die Kontaktierung im gleichen Leitfähigkeitsbereich geschieht, liegt ein Diodenanschluß am Grundmaterial, der andere an der eindiffundierten Zone. Für den Transistor sind 2 Diffusionen erforderlich. Den Kollektor bildet das Grundmaterial, durch Eindiffundieren mittels entsprechender Fenster entsteht einmal die Basis, zum anderen der Emitter.

Bild 2 zeigt eine integrierte Verstärkerschaltung, bei der die Emitter der einzelnen Transistorsysteme getrennt herausgeführt sind. Dadurch werden auch andere Schaltungsdimensionierungen möglich. Tabelle 1 faßt die wichtigsten Kennwerte für die integrierten TESLA-Schaltungen *MAA 115*, *MAA 125* und *MAA 145* zusammen. Man erkennt, daß sich der Typ *MAA 125* bzw. *MAA 145* nicht nur für NF-Anwendungen eignet, sondern auch bis in den Mittelwellenbereich noch brauchbare Verstärkungswerte hat. Von der Firma Valvo wird eine ähnliche integrierte Verstärkerschaltung mit der Bezeichnung *OM 200* (Plastgehäuse) bzw. *OM 7001 C 5* (TO-18-Transistorgehäuse) hergestellt. Im Lieferprogramm der Firma Siemens sind es die integrierten Verstärkerschaltungen *TAA 121* (TO-5-Gehäuse), *TAA 131* (Plastgehäuse) und *TAA 141* (TO-18-Gehäuse), die etwa den TESLA-Schaltungen entsprechen, allerdings mit geringerer Verlustleistung $P_{e \text{ max}}$.

Der Anwendungsbereich dieser integrierten Verstärkerschaltungen ist bereits sehr umfangreich. Ursprünglich war an unauffällige Schwerhörigen-

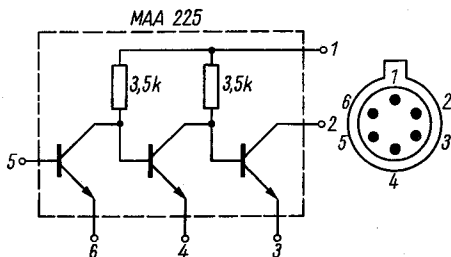


Bild 2
Gehäuseform, Anschluß-
schema und Schaltung
des integrierten Verstär-
kers MAA 225
von TESLA

Tabelle 1

	MAA 115	MAA 125	MAA 145	Betriebswerte
Spannungsverstärkung in dB	—	>62	>62	$f = 1 \text{ kHz}$, $R_a = 470 \Omega$, $U_b = 7 \text{ V}$
Spannungsverstärkung in dB	—	>50	>50	$f = 1 \text{ MHz}$, $R_a = 470 \Omega$, $U_b = 7 \text{ V}$
Spannungsverstärkung in dB	>50	—	—	$f = 1 \text{ kHz}$, $R_a = 470 \Omega$, $U_b = 1,5 \text{ V}$
Klirrfaktor in %	—	1	1	$f = 1 \text{ kHz}$, $R_a = 470 \Omega$, $U_b = 7 \text{ V}$
Eingangswiderstand in $k\Omega$	—	>1,5	>1,5	$f = 1 \text{ kHz}$, $R_a = 470 \Omega$, $U_b = 7 \text{ V}$
Rauschspannung in μV	—	<5	—	$R_c = 1 \text{ k}\Omega$, $R_a = 470 \Omega$, $U_b = 6 \text{ V}$
Betriebsspannung $U_{B\text{max}}$ in V	4	7	12	
max. Spannung U_{32} in V	4	7	10	
max. Stromaufnahme in mA	50	50	50	
max. Leistung P_{max} in mW	300	300	300	
Wärmewiderstand $^\circ\text{C/W}$	330	330	330	
max. Temperatur t_{max} in $^\circ\text{C}$	150	150	150	
Arbeitstemperaturbereich t_{amb} in $^\circ\text{C}$	— 25 bis +125			

geräte in kleinster Ausführung gedacht. Weitere Einsatzgebiete sind Kleinstdiktiergeräte («sprechender Notizblock»), Mikrofonverstärker, NF-Vorstufen für Transistorverstärker bzw. Transistorempfänger und AM-ZF-Verstärker für Transistorempfänger. Nachfolgend sollen einige Applikationsbeispiele von TESLA für diese integrierten Halbleiterschaltungen vorgestellt werden.

Schwerhörigengerät

Mit nur wenigen zusätzlichen Teilen ist die Schaltung eines Schwerhörigengeräts zu verwirklichen. Das Schaltbild zeigt Bild 3. Der Eingang ist auf ein Mikrofon oder eine Telefonadapterspule umschaltbar. Mit dem Potentiometer *P1* regelt man die Lautstärke. Der Arbeitspunkt der Transistoren

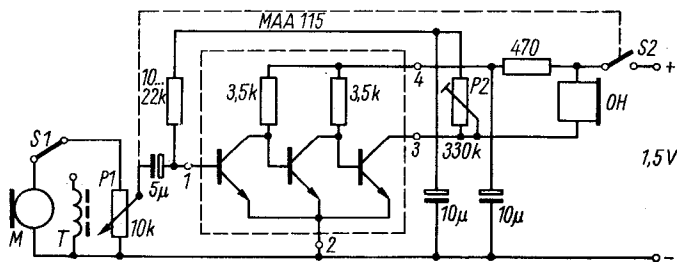


Bild 3 Schaltung eines Schwerhörigengeräts mit integriertem Verstärker MAA 115

wird mit dem Trimmregler P2 eingestellt. Mit einer Betriebsspannung von 1,5 V erreicht man eine Spannungsverstärkung von etwa 60 dB. Der maximal aufgenommene Strom beträgt etwa 4 mA.

NF-Verstärker 1 W

Auch NF-Transistorverstärker mit einer größeren Leistungsabgabe lassen sich durch die Anwendung integrierter Verstärkerschaltungen wesentlich vereinfachen. Bild 4 zeigt ein Beispiel dafür; dabei bilden die bei-

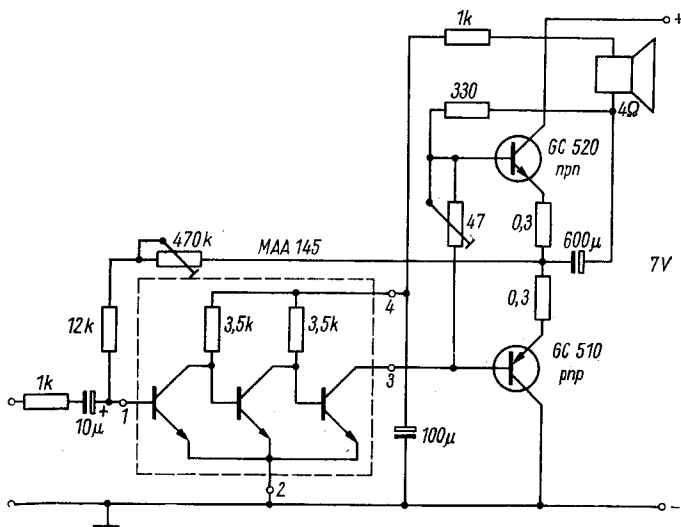


Bild 4 Schaltung eines NF-Transistorverstärkers mit integriertem Verstärker MAA 145 in den NF-Vorstufen

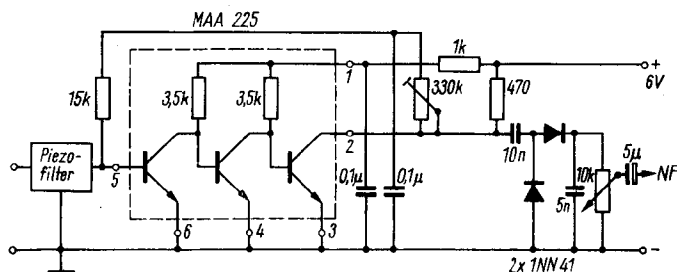


Bild 5 Schaltung eines AM-ZF-Verstärkers mit piezokeramischem Filter und integriertem Verstärker MAA 225

den Endstufentransistoren ein komplementäres Transistorpaar. Tabelle 2 gibt einige Werte des Transistorverstärkers für eine Schwingspulenimpedanz des Lautsprechers von 4Ω an.

ZF-Verstärker 460 kHz

Mit Einsatz eines piezokeramischen Filters ergeben sich auch wesentliche Vereinfachungen bei der Dimensionierung eines AM-ZF-Verstärkers. Bild 5 zeigt die Anwendung des integrierten Verstärkers MAA 225 im ZF-Teil eines Transistorempfängers. Die 6-dB-Bandbreite ist etwa 6 kHz, die Leistungsverstärkung ungefähr 78 dB bei einer Betriebsspannung von 6 V. Die Eingangsimpedanz der Schaltung liegt im Bereich 3 bis $10 k\Omega$, die Ausgangsimpedanz vor dem Demodulator bei etwa 470Ω .

Literatur

- [1] Stehno, I., Integrované obvody, Amatérské Radio, 1/1968, S. 17--18, 23
 [2] Machalík, L., Monolitické integrované obvody TESLA MAA 115, MAA 125 a MAA 145, Sdelovaci Technika, 12/1967, S. 442--446

Tabelle 2 Werte für den NF-Verstärker in Bild 4

Betriebsspannung U_b in V	6	9	12
NF-Eingangsspannung in mV	1,8	2,3	2,9
Stromaufnahme bei $P_{m.x}$ in mA	170	260	360
Ausgangsleistung $P_{m.x}$ in W	0,56	1,33	2,7
Frequenzgang	45 Hz bis 30 kHz — ± 3 dB		
Klirrfaktor	10 %		

messen - steuern - regeln - optimieren



Für die Mechanisierung, Automatisierung und Überwachung von Fertigungs- und Verfahrensprozessen

Magnetverstärker

und Zusatzbausteine für Stromversorgung, Gleichrichtung, Stabilisierung, Rückführung und Stromwandlung

Für die stufenlose Spannungsstellung, z. B. zur Antriebsregelung mit Gleichstrommotoren, zur Temperaturregelung oder zur Helligkeitssteuerung von Beleuchtungseinrichtungen

Automatischer Lüftungsregler

Für die Regelung der Be- oder Entlüftung von Räumen in Abhängigkeit von der Temperatur

Elektronischer Temperatur-Zweipunktregler

Für die Temperaturregelung in Maschinen und Anlagen, insbesondere der plast- und elastverarbeitenden Industrie

Elektronischer Temperaturwächter

Für die Temperaturüberwachung in Geräten, Maschinen und Anlagen, z. B. als thermischer Wicklungsschutz bei Elektromotoren

Elektronisches Zeitrelais

Für die Zeitsteuerung in Geräten, Maschinen und Anlagen aller Wirtschaftszweige

Ausführliche Informationsunterlagen erhalten Sie über unsere Werbeabteilung.



VEB *wetron* WEIDA

Werk für elektronische Baugruppen der Regelungstechnik

DDR — 6508 Weida, Geraer Straße 36

Exporteur: Deutsche Export- und Importgesellschaft Feinmechanik-Optik mbH
DDR 102 BERLIN 2 — SCHICKLERSTRASSE 5—7 POB 1504

Die für Beleuchtungszwecke am meisten verwendete Glühlampe – existiert nun schon seit über 70 Jahren nach *Edison* und *Jablotschkow* – hat einen sehr schlechten Wirkungsgrad. Sie bildet eher einen Wärmesponder als eine Lichtquelle. Für manche elektronische Anwendung ist sie auch zu träge, d. h., man kann sie nicht mit höheren Frequenzen modulieren. Die Kohlebogenlampe hat zwar einen besseren Wirkungsgrad, jedoch ist der Betrieb komplizierter (Regelung des Kohlenabstands, Zündung usw.). Nach dem ersten Weltkrieg wurden schließlich noch Quecksilberdampf-, Natriumdampf- und Höchstdrucklampen entwickelt, die als sehr intensive Lichtquellen heute weit verbreitet sind. Aber auch diese Lampen erzeugen noch zuviel Wärme. Erst durch die Entwicklung der Leuchtstofflampen in jüngster Zeit trat ein Wandel ein.

In diesem Beitrag sollen jedoch diese Lampen zur Lichterzeugung nicht betrachtet werden, sondern die beiden neuesten Lichtquellen, die *Elektrolumineszenzlichtquelle* (Leuchtcondensator) und die *Leuchtdiode* (GaAs-Festkörperlichtquelle). Nachstehend ein Vergleich der Lichtausbeute (des Umsetzungswirkungsgrads) verschiedener Lichtquellen:

Glühlampe	10 Lumen/Watt (lm/W)
Leuchtstofflampe	60 Lumen/Watt
Elektrolumineszenzplatte	5 bis 10 Lumen/Watt
Leuchtdioden GaP und GaAs	0,2 bis 1 Lumen/Watt

Eigenschaften des Leuchtcondensators

Bestimmte Leuchtphosphore, wie $ZnSCu$, $ZnAgS$ o. ä., werden im elektrischen Wechselfeld zum Leuchten angeregt, weil die zugeführte elektrische Energie Elektronen aus den Valenzbändern in höhere Energieterme hebt. Beim Zurückspringen in den Ausgangszustand geben die Elektronen Strahlungsquanten ab. Dies geschieht bei einer Feldstärke von 1 bis 5 kV/cm. Den Aufbau des in der DDR vom VEB Berliner Glühlampen-

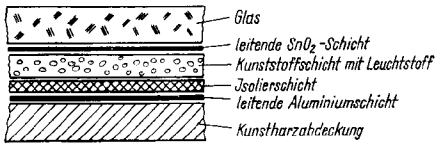


Bild 1
Prinzipieller Aufbau
des BGW-Leuchtcondensators

werk hergestellten Leuchtcondensators zeigt Bild 1. Eine Glasplatte wird mit einer durchsichtigen, aber elektrisch leitenden Schicht aus Zinnoxid oder Antimonchlorid auf der Rückseite versehen. Auf diese Schicht bringt man den in eine Kunststoffschicht eingebetteten Leuchtphosphor auf. Dieser wird gegen die zweite Kondensatorelektrode mit einer dünnen Schicht isoliert; die zweite Elektrode besteht aus aufgespritztem Silber. Zum Schutz gegen atmosphärische Einflüsse ist die ganze Anordnung noch mit einer Kunstharzabdeckung versehen. Derartige Leuchtcondensatoren können mit den Leuchtfarben Grün und Orange hergestellt werden, und zwar in beliebigen Formen bis zu Größen von 15 cm × 15 cm. Die Helligkeit wächst mit der angelegten Spannung, während die Speisefrequenz sowohl auf Helligkeit als auch auf Leuchtfarbe einen Einfluß hat. In Bild 2 und 3 sind die Funktionen der relativen Helligkeit in Abhängigkeit von Frequenz und Speisespannung dargestellt. Die Lebensdauer der Elektrolumineszenzplatten ist hoch. Bei einer Speisefrequenz von 50 Hz liegt sie bei etwa 20000 Stunden. In den ersten 100 Betriebsstunden steigt die Helligkeit, um nach 1000 h auf 50 % der ursprünglichen Helligkeit abzusinken. Durch höhere Speisefrequenz und Helligkeit wird das Altern beschleunigt.

Die Leuchtfarbe ist frequenzabhängig; bei einer grünen Leuchtplatte schlägt die Farbe bei etwa 1 kHz nach Blau um, um schließlich bei 25 kHz in Violett überzugehen. Die spezifische Kapazität der Elektrolumineszenzplatten beträgt 100 bis 150 pF/cm², der Verlustwinkel im Minimum bei 1 kHz ist etwa $\tan \delta = 100 \cdot 10^{-3}$. Bild 4 zeigt die Spektralkurven der möglichen EL-Platten; in der DDR sind, wie gesagt, die Farben Grün

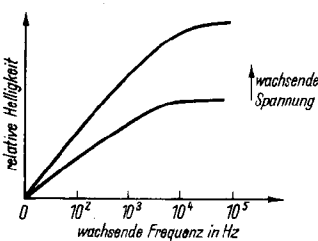


Bild 2
Relative Helligkeit als Funktion
von Spannung und Frequenz

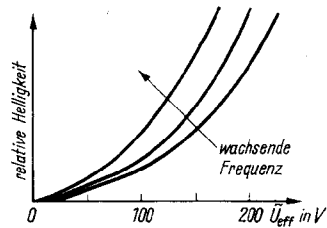


Bild 3
Relative Helligkeit als Funktion
von Spannung und Frequenz

Bild 4
Spektralkurven
von
Elektrolumineszenzplatten

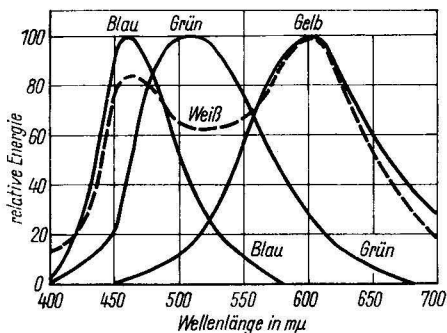
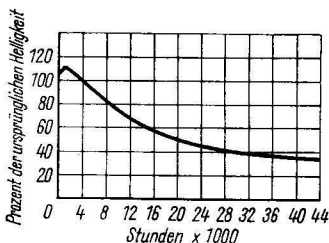


Bild 5
Lebensdauerkurven
von
Elektrolumineszenzplatten

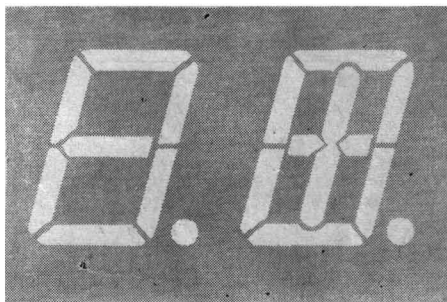


und Orange erhältlich. Bild 5 stellt die Lebensdauerkurve einer EL-Platte dar, man erkennt den Anstieg auf etwa 110 % und den graduellen Abfall bis zum Ende der nutzbaren Lebensdauer. Die Hauptanwendungsgebiete für EL-Platten sind:

Uhrenzifferblätter,
Autoinstrumentenbeleuchtung,
Nachlicht,

Radio- und FS-Geräteskalen,
Radargeräteskalenbeleuchtung,
Anzeigefelder für elektronische Zähler.

Bild 6
Elektrolumineszenz-
Ziffernanzeige



Die Vorteile der EL-Platten beim Einsatz in elektronischen Geräten bestehen in einem großen Sichtwinkel von etwa 170°, in Parallaxefreiheit, in guter Sichtbarkeit, in geringem Energieverbrauch (für 20 mm hohe Ziffern etwa 7 mW), in schnellem Umschalten innerhalb weniger Mikrosekunden, in hoher Lebensdauer sowie in großer Stoß- und Schüttelfestigkeit.

Bild 6 zeigt Beispiele für numerische Anzeigesysteme mit 7 und 9 Elementen zur Darstellung von Ziffern nach der Balkenmethode. Die Anzeigefelder setzen die Zahlen aus den einzelnen, geometrisch orientierten Balken zusammen, wobei das 9-Element-Anzeigefeld dann verwendet wird, wenn man die «1» zentrieren will. Mittels einer Diodenlogikschaltung und einer Schaltreihe aus gesteuerten Si-Gleichrichtern können die einzelnen Leuchtbalken im EL-Ziffernanzeiger angesteuert werden. Bild 7 zeigt die Prinzipschaltung, die aus einer Diodenmatrix und 7 Thyristoren besteht. Die Logikpegel betragen 0 V und +6 V, und in der Tabelle sind die Dualwertigkeiten für die Ziffern 0...9 angegeben.

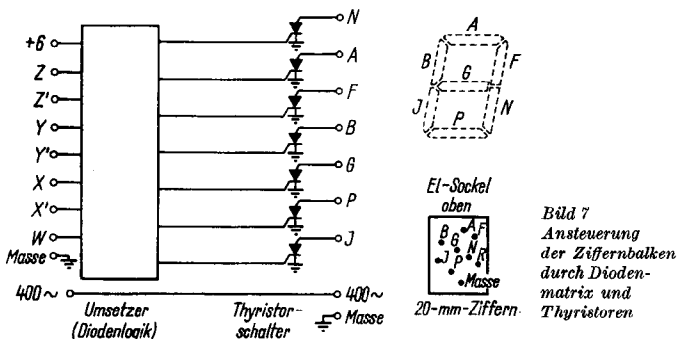


Bild 7
Ansteuerung
der Ziffernbalken
durch Dioden-
matrix und
Thyristoren

Tabelle 1 Logikpegelwerte für Bild 7

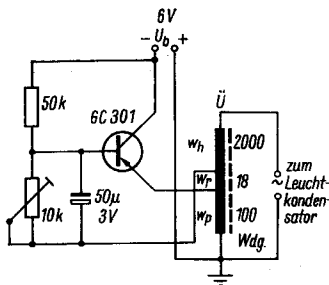
Ziffer	8		4		2		1	
	W	X ¹	X	Y ¹	Y	Z ¹	Z	
0	0	+6	0	+6	0	+6	0	
1	0	+6	0	+6	0	0	+6	
2	0	+6	0	0	+6	+6	0	
3	0	+6	0	0	+6	0	+6	
4	0	0	+6	+6	0	+6	0	
5	0	0	+6	+6	0	0	+6	
6	0	0	+6	0	+6	+6	0	
7	0	0	+6	0	+6	0	+6	
8	+6	+6	0	+6	0	+6	0	
9	+6	+6	0	+6	0	0	+6	

Will man die Leuchtkondensatoren aus einer Niederspannungsgleichstromquelle speisen, so muß ein Transverter vorgeschaltet werden, der die Wechselspannung erzeugt. Bild 8 zeigt die Schaltung eines einfachen Transverters für 6 V Primärspannung. Er liefert rund 100 V bei $f = 1,5 \text{ kHz}$. Als Kern für den Schwingübertrager wird ein E20-Kern aus Manifer 163 benutzt. Der Luftspalt soll 0,1 mm betragen. Die Wickeldaten lauten: primär 100 Wdg., 0,15-mm-CuL, Rückkopplung 18 Wdg., 0,15-mm-CuL; sekundär 2000 Wdg., 0,08-mm-CuL. Alle Wicklungen sind in einem Sinn in Reihe geschaltet. Mit dem Potentiometer wird der Stromflußwinkel auf etwa 1 zu 5 eingestellt. Bei kleiner entnommener Leistung sinkt der Wirkungsgrad auf 30 % ab.

Eigenschaften der GaAs-Leuchtdioden

Zur Erläuterung der Wirkungsweise des Leuchtens von Halbleiterkristallen geht man am besten vom Injektionslaser, der *Laserdiode*, aus. Eine Laserdiode gestattet die direkte Umwandlung elektrischer Energie in Lichtenergie. Dabei hat sie einen hohen Umsetzungswirkungsgrad. Weiterhin läßt sich die Laserdiode leicht mittels des sie durchfließenden Stromes modulieren. Es wird für den Injektionslaser keine Pumpquelle benötigt, die Erregung erfolgt durch Injektion von Ladungsträgern in das Gebiet der Sperrschicht der Diode. Durch genaue Formgebung der Diode – parallele Seitenkanten optisch poliert – wird ein optischer Resonator gebildet.

Bild 8
Transverter zur Speisung
von
Elektrolumineszenzplatten



Mit dem Bändermodell läßt sich der Injektionslaser erklären. Bei der Rekombination eines Elektrons aus dem Leitfähigkeitsband mit einem Loch aus dem Valenzband wird ein Lichtquant – ein Photon – frei. Die Photonenbildung verstärkt sich, wenn über den Halbleiterkristall ein elektrischer Strom fließt. Die Rekombination findet vorzugsweise in der Ebene der pn-Schicht statt, so daß das hauptsächliche Leuchten an der Seitenkante des Kristalls in der pn-Fläche auftritt. Das aktive Gebiet hat eine Dicke von 0,15 μm . Bei geringen Erregungsstromstärken rekombi-

niert nur ein kleiner Teil der Ladungsträger; dieser Prozeß geht chaotisch vor sich. Bei Steigerung der Stromdichte über einen Schwellwert (wenn die Zahl der durch die Rekombination entstehenden Photonen größer wird als die der in der Diode absorbierten Photonen) entsteht kohärente Strahlung. Das tritt bei GaAs-GaP-Dioden bei 700 bis 20000 A/cm² auf.

Der Kristall muß 2 parallele Flächen als optischen Resonator aufweisen. Die Maße sind etwa: Kantenlänge 0,1 bis 1 mm, Volumen 0,5 mm³. Damit in Laserdioden derart große Stromdichten auftreten können, muß die Diode gekühlt werden. Meist kühlt man mit flüssigem Stickstoff. Ein GaAsP-Laser bei 77 °K emittiert kohärente Strahlung im Wellenlängengebiet 6500 bis 8300 Å. Folgende technischen Parameter sind typisch:

Laserschwellwertstrom bei 77 °K	8 A (Impuls 50 ns)
Sperrschichtfläche	0,75 · 10 ⁻³ cm ²
Spitzenausgangsleistung	0,5 W bei 25 A/ 50 ns/50 Hz
An- und Abschaltzeit der Strahlung	8 ns
Spitzendurchlaßstrom bei Folgefrequenz 200 Hz und $t_i = 100$ ns	50 A
dynamischer Durchlaßwiderstand	1 Ω
Kapazität der Sperrschicht	100 pF
spektrale Halbwertbreite der Strahlung	80 · 10 ⁻¹⁰ m

Bei geringeren Stromdichten wird nichtkohärentes Licht erzeugt, außerdem entfällt die Notwendigkeit der Kühlung.

Derartige Leuchtdioden können in der Elektronik vielseitig verwendet werden, so für:

fotoelektrische Karten- und Lochstreifenleser

hochspannungsisolierte Schalter

Fotozerhacker

Breitbandmodulatoren

Positionssensoren

Zähler

Bei der GaAs-Diode wird ein Mesa-Chip, 0,1 mm Durchmesser, in einem Gehäuse TO-18 angeordnet. Eine Epoxylinse erhöht die Strahlungskonvergenz. Die Mesa-Sperrschicht strahlt Infrarotenergie bei 0,9 µm Wellenlänge ab, wenn etwa 1 V in Durchlaßrichtung angelegt wird.

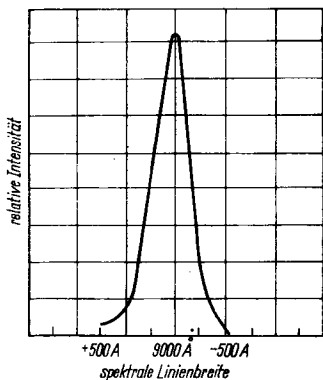


Bild 9
Spektrale Verteilung
der Lichtenergie
einer GaAs-Leuchtdiode

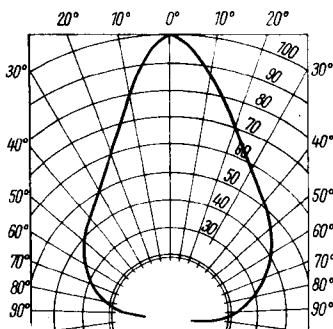


Bild 10
Winkelverteilung
der Strahlung einer Leuchtdiode
mit Epoxylinse

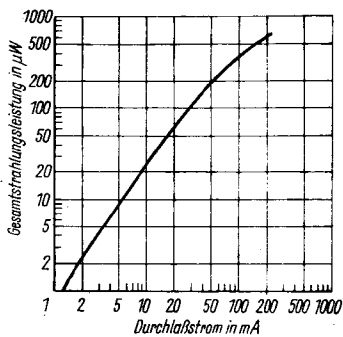


Bild 11
Strahlungsintensität
als Funktion des Durchlaßstroms
(Modulationskennlinie)

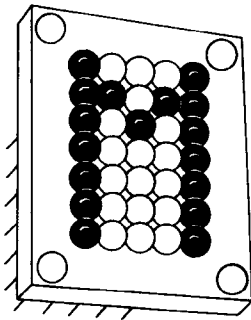


Bild 12
Alphanumerisches Anzeigefeld
aus GaAsP-Leuchtdioden

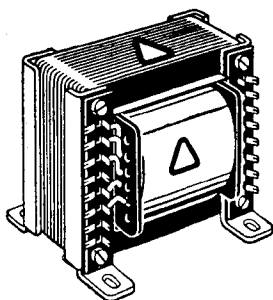
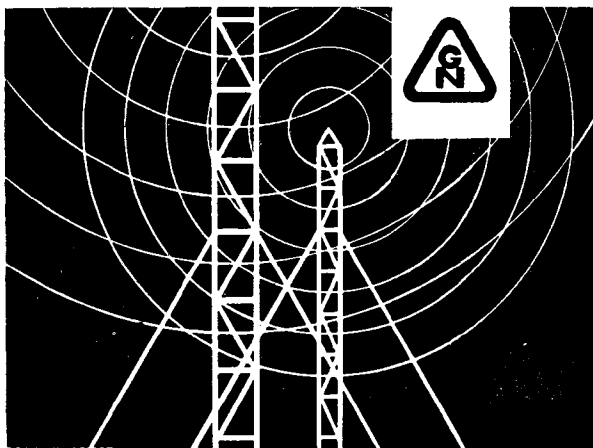
Die Strahlungsintensität ist dem Durchlaßstrom proportional. Das Maximum der Strahlungsemission von Leuchtdioden fällt mit dem Empfindlichkeitsmaximum von Siliziumfotodetektoren zusammen. Die Betriebszuverlässigkeit dieser Lichtquelle ist sehr hoch. Hier einige technische Daten einer Leuchtdiode (*Monsanto M 120 B1*):

Verlustleistung	175 mW
Spitzenimpulsdurchlaßstrom	3 A (bei 1 μ s — 300 Hz)
Durchlaßgleichstrom	maximal 135 mA
dynamischer Durchlaßwiderstand	2 Ω
Wellenlänge der Emission	90 000 ⁻¹⁰ m
spektrale Halbwertbreite	4000 ⁻¹⁰ m
Ein- und Ausschaltzeit	5 ns
abgestrahlte IR-Leistung (bei $I_d = 100$ mA)	200 μ W

Bild 9 zeigt die spektrale Verteilung der erzeugten Lichtenergie bei der GaAs-Leuchtdiode. In Bild 10 ist die räumliche Verteilung der Energie dargestellt — sozusagen das optische Richtdiagramm —, und Bild 11 gibt schließlich den Zusammenhang zwischen der Gesamtstrahlleistung und dem Durchlaßstrom wieder. Diese Kennlinie ist für die Modulation der Diode maßgebend. Der externe Quantenwirkungsgrad dieser Leuchtdioden liegt bei etwa $2 \cdot 10^{-3}$ (das ist das Verhältnis Photonen je Elektron).

Natürlich kann man auch Leuchtdioden zu alphanumerischen Anzeigefeldern zusammensetzen. In einer Matrix 5×7 sind 35 GaAsP-Dioden auf einer metallischen Kühlplatte angeordnet. Alle Anoden sind mit der Kühlplatte verbunden, die Katoden sind frei herausgeführt zur Ansteuerung. Die Größe des Anzeigefeldes beträgt 20 mm \times 25 mm, die Dicke der Kühlplatte 1,5 mm. Das Anzeigefeld kann sowohl zur visuellen Anzeige aller Zahlen und Buchstaben als auch zur Filmmarkierung benutzt werden. Bild 12 zeigt ein solches Leuchtdiodenanzeigefeld.

Aus dem hier Dargestellten ist zu ersehen, daß auch auf dem klassischen Gebiet der Lichterzeugung durch die moderne Halbleitertechnik und Festkörperphysik neue Entwicklungen durchgeführt wurden. Man ist dem Ziel der «kalten Lichtquelle» ein Stück nähergekommen und hat zuverlässige, schnell schaltbare Lichtquellen geschaffen, die heute in vielen elektronischen Geräten Anwendung finden. So benutzt z. B. der moderne sowjetische Zähler *PP-9* blauleuchtende Elektrolumineszenz-Anzeigefelder, die über getriggerte Transistorsperrschwinger ausgelöst werden können. In der DDR sind die vom VEB BGW entwickelten Leuchtkondensatoren im Einsatz, und in der Perspektive wird man auf diesem Gebiet verstärkt Leuchtdioden einsetzen.



TRANSFORMATOREN
ÜBERTRAGER
UND
DROSSELN

GUSTAV NEUMANN KG

SPEZIALFABRIK FÜR TRANSFORMATOREN

5903 CREUZBURG / WERRA THÜR. DDR

Wie wendet man Varicaps, Varactoren oder CV-Dioden an

Ing. Karl-Heinz Schubert — DM 2 A X E

In einer Halbleiterdiode stoßen 2 Schichten verschiedener Leitfähigkeit aufeinander. Die n-Schicht mit freien Elektronen als Ladungsträger erhält man durch Hinzufügen von Fremdatomen, wobei das Fremdatom ein Valenzelektron mehr hat als das Halbleiteratom. Bei der p-Schicht haben die Fremdatome jeweils ein Valenzelektron weniger als das Halbleiteratom. Wo die beiden Schichten aufeinanderstoßen, ist das Gleichgewicht gestört (Bild 1 a), weil sich durch Wärmebewegungen verschieden gepolte Raumladungen bilden. Die Potentialdifferenz, die im Gleichgewichtszustand der Raumladungen entsteht, ist die Diffusionsspannung U_D , die abhängig ist von der Temperatur und von der Fremdatomdichte in den beiden Schichten. Bei 20°C beträgt für Silizium $U_D \approx 0,7$.

Eine solche Anordnung verschieden gepolter Raumladungszonen bildet praktisch einen geladenen Kondensator. Das Raumladungsgebiet wird als Sperrschicht bezeichnet und ist ein Isolator. Die n- bzw. p-leitende Schicht sind die Beläge des Kondensators. Die Größe der von dieser Anordnung gebildeten Kapazität hängt ab von der Fläche der leitenden Schichten, der Breite der Sperrschicht und der relativen Dielektrizitätskonstanten des verwendeten undotierten Siliziums. Da die Fläche der leitenden Schichten und die relative Dielektrizitätskonstante durch die Konstruktion festliegen, kann die Kapazitätsänderung der Halbleiter-

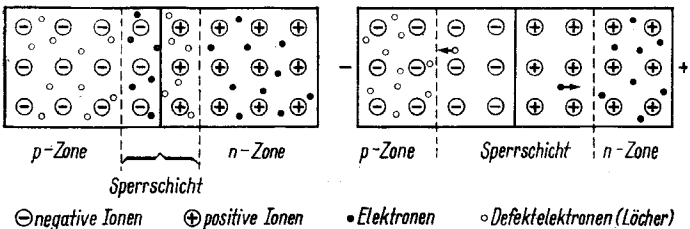
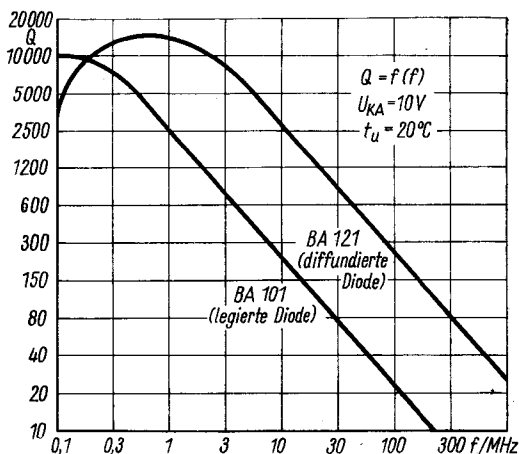


Bild 1 Darstellung der Wirkungsweise einer Kapazitätsdiode;

a — ohne äußere Spannung, b — mit in Sperrrichtung gepolter äußerer Spannung

Bild 2
Gütefaktor
einiger Kapazi-
tätsdioden in Ab-
hängigkeit von
der Frequenz



diode nur die Folge einer Veränderung der Sperrschichtbreite sein. Und tatsächlich, legt man an die Diode eine Spannung, so wird mit steigender Spannung die Kapazität geringer, d. h., die Sperrschichtbreite ist spannungsabhängig.

Diese spannungsabhängige Kapazität tritt sowohl bei in Durchlaßrichtung als auch bei in Sperrichtung gepolter Spannung an der Diode auf. In der Praxis werden die Kapazitätsdioden in Sperrichtung vorgespannt, weil im Durchlaßbereich durch den der Kapazität parallelliegenden Bahnwiderstand der Diode der Verlustwinkel der Kapazität sehr groß ist. Kapazitätsdioden lassen sich in Legierungs- und in Diffusionstechnologie herstellen. Bei diffundierten Kapazitätsdioden ergibt sich eine etwas geringere Kapazitätsvariation als bei legierten Kapazitätsdioden. Aber dafür ist durch die Diffusionstechnik die Güte der Kapazitätsdiode bei höheren Frequenzen besser, wie Bild 2 zeigt. Für die Abhängigkeit der Sperrschichtbreite von der Sperrspannung gelten folgende Beziehungen:

Legierungstechnologie

$$w = \sqrt{2 \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{q \cdot a} \left(\frac{1}{p_p} + \frac{1}{n_n} \right) (U_{KA} + U_D)},$$

Diffusionstechnologie

$$w = \sqrt[3]{12 \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r}{q} (U_{KA} - U_D)}; \quad (1)$$

w - Sperrschichtbreite, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-14}$ As/Vcm, ϵ_r - relative Dielektrizitätskonstante, q - Elementarladung ($1,60 \cdot 10^{-19}$ As), p_p und n_n - Majori-

tätsträgerdichte, U_{KA} - Spannung an der Diode in Sperrichtung, U_D - Diffusionsspannung (für Silizium etwa 0,7 V), a - Störstellengradient in der Sperrschicht.

Für die Kapazität gilt allgemein die Beziehung

$$C = \frac{\epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot F}{w} \quad (2)$$

mit F - Querschnitt des Siliziumschiebchens.

Faßt man in den Formeln (1) und (2) alle Werte bis auf die Spannungen in einer Konstanten K zusammen, so entsteht für Formel (3) die Beziehung

$$C = \frac{K}{(U_{KA} + U_D)^{\frac{1}{n}}} \quad (3)$$

Der Exponent $1/n$ hängt von der Ausführung des pn -Übergangs ab. Für legierte Kapazitätsdioden mit einem abrupten Übergang der Störstellenkonzentration im Sperrschichtbereich ist

$$n = 2.$$

Diffundierte Kapazitätsdioden weisen einen linearen Übergang auf; es wird dann

$$n = 3.$$

Um einen größeren Kapazitätshub bei Kapazitätsdioden zu erreichen, müßte man n verkleinern, einen sogenannten hyperabrupten Übergang

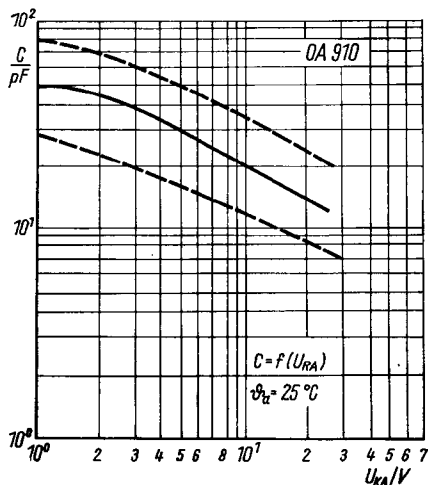
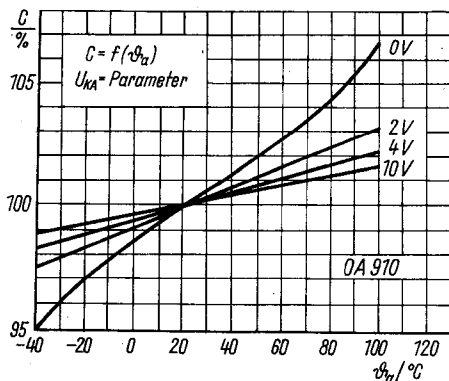


Bild 3
Spannungsabhängigkeit
der Sperrschichtkapazität
bei der
Kapazitätsdiode OA 910
(RFT)
mit Streubereich

Bild 4
Temperaturabhängigkeit
der Sperrschichtkapazität
bei der
Kapazitätsdiode OA 910
(RFT)



schaffen. Das ist heute durch eine spezielle Technologie möglich, z. B. durch mehrfache Diffusion oder durch kombinierte Anwendung von Legierungs- und Diffusionstechnologie.

In der DDR wird vom VEB Werk für Fernsehelektronik für Abstimmzwecke die Siliziumkapazitätsdiode OA 910 in Legierungstechnologie hergestellt. Bild 3 zeigt für diese Kapazitätsdiode die Sperrschichtkapazität C als Funktion der Sperrspannung U_{KA} (mit Streubereich). Die Temperaturabhängigkeit der Kapazitätsdiode wird wesentlich bestimmt durch den Temperaturkoeffizienten der Diffusionsspannung U_D . Mit steigender Temperatur verringert sich U_D , die Kapazität steigt dadurch. Bild 4 zeigt die Temperaturabhängigkeit der Kapazität bei der Kapazitätsdiode OA 910. Man erkennt, daß bei höheren Sperrspannungen die Temperaturabhängigkeit geringer wird.

Mit den in einfacher Technologie hergestellten Kapazitätsdioden läßt sich nur ein kleiner Variationsbereich der Kapazität erzielen. Deshalb war bis in die jüngste Zeit die Anwendung der Kapazitätsdiode zur Frequenzabstimmung lediglich auf den UKW-Bereich und auf die Fernhbfänder beschränkt. Um aber den Mittelwellenbereich elektronisch abstimmen zu können, dafür reichte die Kapazitätsvariation nicht aus. Inzwischen wurden von Intermetall (BA 163) und Siemens (BB 107) Abstimmioden mit großem Kapazitätshub bekanntgegeben. Bild 5 zeigt die Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität bei der Abstimmiodiode BA 163 im Vergleich zu bisher üblichen Kapazitätsdioden. Der Siemens-Typ ist eine Doppeldiode mit unterschiedlichem Kapazitätsverlauf für Eingangs- und Oszillatorkreis eines AM-Rundfunkempfängers, sie entspricht praktisch einem Zweifachdrehkondensator. Bei der Technologie ging man davon aus, daß sich durch die unmittelbare Nachbarschaft beider Dioden beim Diffusionsvorgang identische Eigenschaften ergeben. Da für die

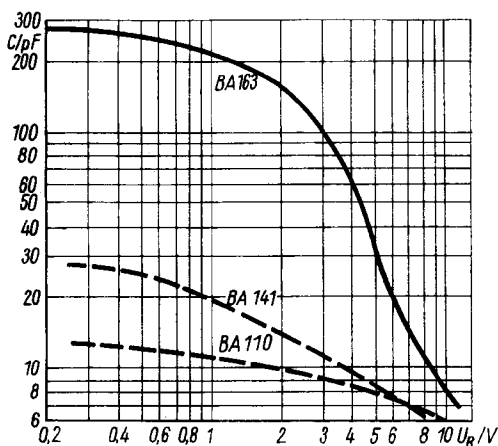


Bild 5
Spannungsabhängigkeit
der Sperrschichtkapazität
(Mittelwerte)
normaler Kapazitätsdioden
(BA 110, BA 141)
und einer Kapazitätsdiode
mit großer
Kapazitätsvariation
(BA 163)

Oszillatorabstimmung eine geringere Kapazität benötigt wird, hat die Oszillatorabstimm-diode eine kleinere pn-Übergangsfläche. Bei der Produktion der Doppeldiode *BB 107* entfällt also das Ausmessen der Abstimm-dioden, um Paare mit gleichen Eigenschaften für den Empfängerabgleich zusammenstellen zu können.

Die Kapazitätsdiode, auch *Kapazitätsvariationsdiode (CV-Diode)*, *Abstimm-diode*, *Reaktanzdiode*, *Varicap*, *Varactor* oder *parametrische Diode* genannt, benutzt man vornehmlich zur Frequenzabstimmung. Da die Kapazitätsänderung der Diode mittels einer variablen Gleichspannung durchgeführt wird, ist die mechanische Konstruktion der Abstimm-einheit einfach. Das Abstimmorgan, ein Potentiometer zur Spannungs-regelung, kann an beliebiger Stelle im Gerät untergebracht werden. Ebenso läßt sich auf einfache Weise das Problem der automatischen Scharfabstimmung verwirklichen. Bei Anwendung der Kapazitätsdiode in einem Schwingkreis spielen u. a. 2 Probleme eine Rolle, die Güte der Kapazitätsdiode und ihr Verhalten gegenüber einer anliegenden Wechsel-spannung. Die Güte läßt sich schaltungstechnisch verbessern, wenn man der Kapazitätsdiode einen verlustarmen Kondensator parallel- oder in Reihe schaltet. Meist wendet man die Reihenschaltung an, da die Kapa-zitätsdiode wegen der Sperrspannung sowieso galvanisch vom Schwing-kreis getrennt werden muß. Für die resultierende Güte Q_r gilt bei

Reihenschaltung

$$Q_r = \left(1 + \frac{C_D}{C_R}\right) \cdot Q_D,$$

Parallelschaltung

$$Q_r = \left(1 + \frac{C_p}{C_D} \right) \cdot Q_D:$$

C_D – Diodenkapazität in pF, C_R – Reihenskapazität in pF, C_P – Parallelkapazität in pF, Q_D – Gütefaktor der Kapazitätsdiode.

Im Verhältnis zur Gleichspannung sollte an der Kapazitätsdiode nur eine kleine Wechselspannung wirksam werden. Bei größeren Wechselspannungsamplituden macht sich die nichtlineare Abhängigkeit der Kapazität von der Spannung bemerkbar. Daraus resultiert eine Vergrößerung der mittleren Kapazität, so daß die Resonanzfrequenz des angeschlossenen Schwingkreises nach tieferen Frequenzen hin verschoben wird. Daher ist es bei höheren Wechselspannungen mit einer Aussteuerung bis in das Flußgebiet möglich, daß der Parallelkreis im Bereich der Resonanzfrequenz als bistabile Kippschaltung wirkt. Kann man größere Wechselspannungen nicht vermeiden, so empfiehlt sich die Anwendung zweier entgegengesetzt geschalteter Kapazitätsdioden. Was im Zusammenhang mit der Resonanzkreisabstimmung unerwünscht ist, wird bei Kippschaltungen mit Kapazitätsdioden bewußt ausgenutzt, denn diese lassen sich monostabil und bistabil verwirklichen.

Die Anwendung der Kapazitätsdiode ermöglicht eine sehr einfache Frequenzmodulation, wobei der Frequenzhub von der Höhe der zugeführten Modulationsspannung abhängt. Günstiger als spannungsabhängige Kondensatoren ist der Einsatz der Kapazitätsdiode im dielektrischen Verstärker. Den UKW-Amateur interessiert besonders ihre Anwendung im parametrischen Verstärker und zur Frequenzvervielfachung (Varactor-Vervielfacher). In der Meßtechnik benutzt man die Kapazitätsdiode für Meßwandler, um kleine Gleichspannungen in Wechselspannungen umzuformen, die sich leichter verstärken lassen.

Wie bereits gesagt, liegt das Hauptanwendungsgebiet der Kapazitätsdiode in der automatischen und in der von Hand betätigten Frequenzabstimmung eines Schwingkreises. Wie einfach dieses Problem zu lösen ist, zeigt Bild 6. Für die Feinabstimmung im KW-Bereich eines Rundfunkempfängers benutzt man die sogenannte KW-Lupe. Bild 6 stellt die elektronische Variante einer solchen KW-Lupe dar. Bei der Regelung der Sperrspannung mittels Potentiometer P erfolgt durch die Kapazitätsdiode eine geringe Kapazitätsänderung am KW-Oszillatorkreis des Rundfunkempfängers. Der Abgleich der Schaltung wird bei Mittelstellung des Potentiometers P vorgenommen. Stellt man die Sperrspannung kleiner ein, so erhöht sich die Kapazität, die Feinabstimmung geschieht in Richtung der niedrigen Frequenzen. Mit größer werdender Sperrspannung geht die Feinabstimmung in entgegengesetzter Richtung.

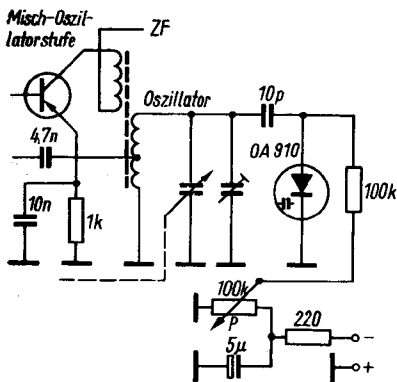


Bild 6
Schaltung einer elektronischen KW-Lupe als Beispiel für die elektronische Abstimmung eines Schwingkreises

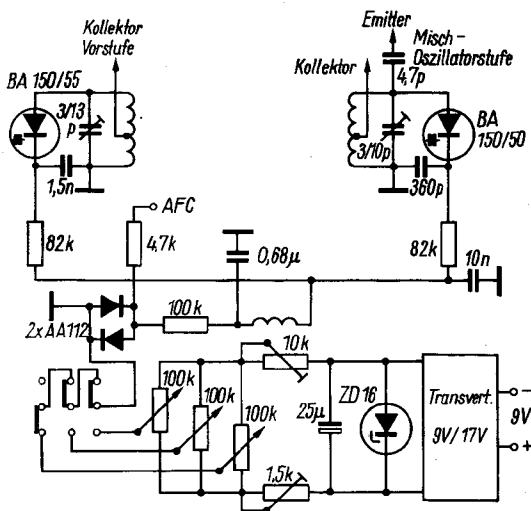


Bild 7 Elektronische Abstimmung des UKW-Tuners im Nordmende-Transistorempfänger «asti»
Die erforderliche Abstimmgleichspannung wird durch einen Transverter gewonnen

Bild 7 zeigt die elektronische Abstimmung des Transistorradios *tasti* der Firma Nordmende. Dieser UKW-Transistorsuper hat nur 3 großflächige Tasten auf der Oberseite, die jeweils ein Potentiometer einschalten. Mit jedem der Potentiometer kann man einen UKW-Sender fest einstellen, wobei mit jeder Potentiometerrändelschraube unter der Taste der gesamte UKW-Bereich erfaßt wird. Durch die vom Ratiodetektor kommende Regelspannung erfolgt die automatische Scharfabstimmung des UKW-Senders, der eingestellt wurde. Da Kapazitätsdioden meist eine höhere Gleichspannung benötigen, als die Betriebsspannung von Batteriegeräten beträgt, wandelt ein Transistortransverter die Betriebsspannung von 9 V in eine Gleichspannung von 17 V um.

Auch bei Fernsehempfängern läßt sich in allen Fs-Bändern die Tastenwahl des Senders verwirklichen. Bild 8 zeigt die elektronische Diodenabstimmung beim Nordmende-Fernsehempfänger *spectra electronic*. Für den VHF- und UHF-Bereich werden zur Abstimmung je 3 Kapazitätsdioden verwendet. Die 10 Potentiometer erfassen das entsprechende Fs-Band, so daß beliebige Fs-Kanäle in den einzelnen Fs-Bändern eingestellt werden können.

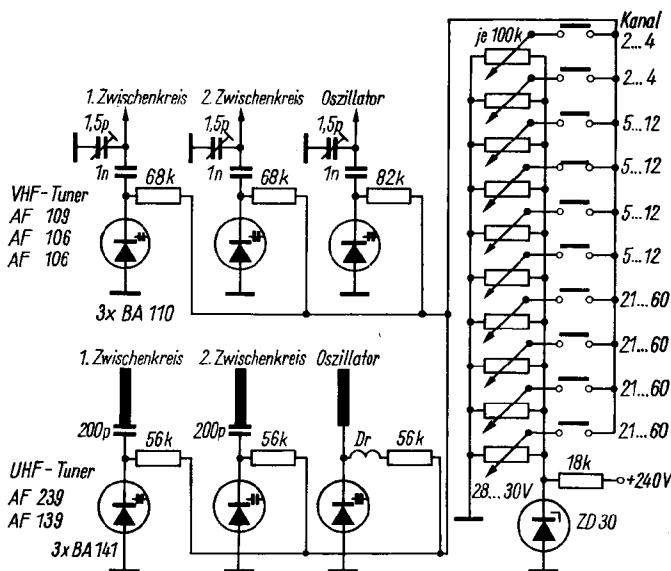


Bild 8 Prinzipielle Darstellung der elektronischen Abstimmung im VHF- und UHF-Bereich des Nordmende-Fernsehempfängers «spectra electronic»

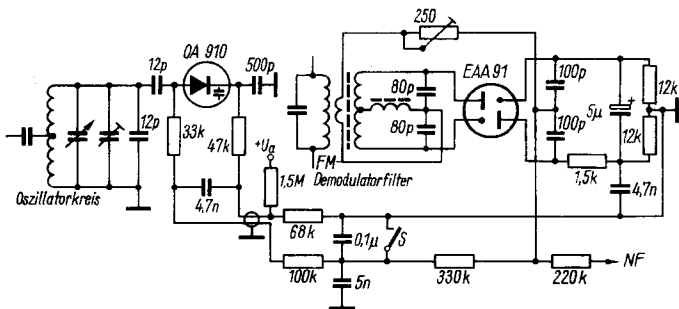


Bild 9 Schaltung der automatischen Scharfabstimmung im RFT-Rundfunkempfänger «Oberon-Stereo»

Ein besonderes Problem für den Qualitätsempfang von Stereosendern im UKW-Bereich bildet die genaue Abstimmung auf den UKW-Sender. Durch die Anwendung einer automatischen Scharfabstimmung ist dies selbst für den Ungeübten nicht mehr schwierig, weil sich im Fangbereich der Automatik der Sender selbst genau einstellt. Eine Kapazitätsdiode wird dazu in den Oszillatorkreis des UKW-Tuners geschaltet. Vom Ratiodektor erhält man zur Steuerung der Kapazitätsdiode eine Gleichspannung, die gegen die aus der FM-Demodulation gewonnene NF-Spannung gut entkoppelt und gut gesiebt sein muß. Für eine ausreichende Frequenznachstimmung soll bei einer Verschiebung der ZF um 100 kHz der Ratiodektor eine Regelspannung von etwa 0,5 V bereitstellen. Bild 9 zeigt

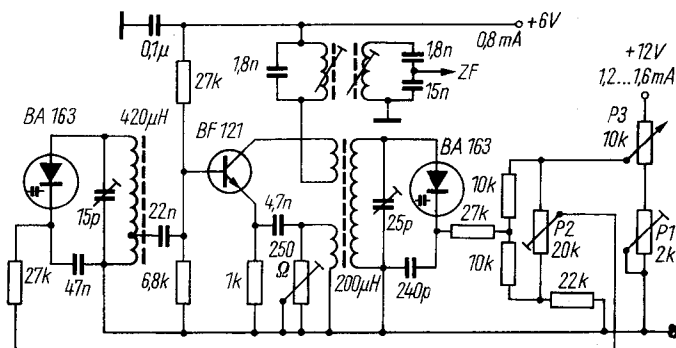


Bild 10 Elektronische Abstimmung für Eingangs- und Oszillatorkreis eines MW-Empfängers durch Kapazitätsdioden mit großer Kapazitätsvariation

die Schaltung der automatischen Scharfabstimmung, die bei dem in der DDR produzierten Rundfunkempfänger *Oberon-Stereo* benutzt wird. Mit Schalter *S* setzt man die automatische Scharfabstimmung außer Betrieb.

Die Entwicklung von Kapazitätsdioden mit großem Kapazitätshub erleichtert auch die elektronische Abstimmung in den AM-Empfangsbereichen. Der Bedienungsteil kann unabhängig von der Chassiskonstruktion und in größerer Entfernung zum eigentlichen Empfänger angeordnet werden. Ebenso wie Senderwahltasten, deren Einstellmöglichkeit den ganzen Empfangsbereich erfaßt, gibt es einfache Sendersuchautomatiken ohne den bisher üblichen Motor. Eine Rolle könnten diese Möglichkeiten beim Autoempfänger spielen, weil durch günstigere Anordnung der Abstimmung die Fahrsicherheit erhöht wird (Empfängerabstimmknopf an der Lenksäule). Bild 10 zeigt eine Abstimmungsschaltung mit Kapazitätsdioden für den Mittelwellenbereich. Mit P1 stellt man bei der untersten Stellung von P3 die maximal geforderte Diodenkapazität ein. Der Gleichlauf der Dioden wird mit P2 festgelegt (bei einer Oszillatordiodenkapazität von etwa 30 pF). Die Abstimmung über den Mittelwellenbereich erfolgt mit P3.

Eine Applikationsschaltung für die Doppeldiode *BB107* zeigt Bild 11. Transistor T1 stellt die Mischstufe dar, T3 die Oszillatorstufe. Zwischen

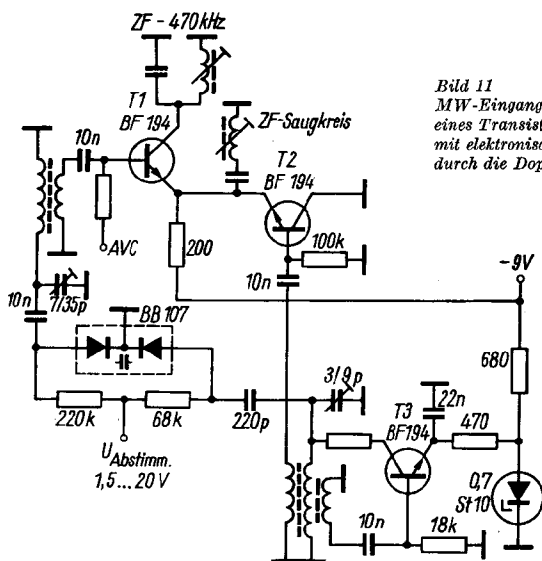


Bild 11
MW-Eingangsschaltung
eines Transistorsuperhets
mit elektronischer Abstimmung
durch die Doppeldiode BB107

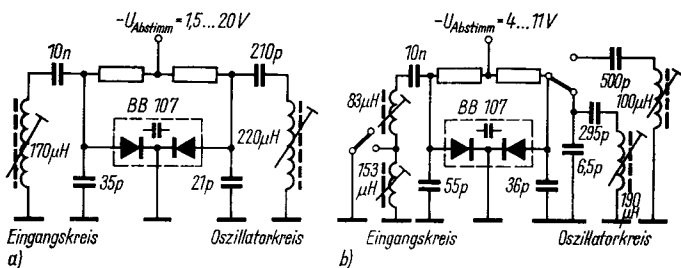


Bild 12 MW-Eingangs- und MW-Oszillatorkreis mit elektronischer Abstimmung durch die Doppeldiode BB 107; a – Mittelwelle in einem Bereich, b – MW aufgeteilt in 2 Teilbereiche

Tabelle 1 Daten von Kapazitätsdioden

Typ	Sperrschichtkapazität $U_R = 10 \text{ V}$ pF	Serienwiderstand $U_R = 10 \text{ V}$ Ω	Sperrstrom 10 V nA	maximale Sperrspannung V	Firma	Aufbau
OA 910	10...35	< 3	< 100	25	RFT	leg.
SAZ 12	1...5(6 V)	—	< 10 μA (18 V)	18	RFT	
SAZ 13	1...5(6 V)	—	< 10 μA (18 V)	18	RFT	
SA 128	10...25	< 3	< 100	25	RFT	
BA 110	[8...12]	[1]	< 50	30	I	dif.
BA 110G	[10...16]	[1]	< 50	60	I	dif.
BA 111	[45...65]	[0,5]	< 100	20	I	dif.
BA 112	[80...120]	[0,5]	< 200	20	I	dif.
BA 123	[1600...2400]	—	< 500	11	I	dif.
BA 141	12(3 V)	0,5(3 V)	< 5 μA (28 V)	30	I	Ep.-Plan.
BA 142	9...16(3 V)	1(3 V)	< 5 μA (28 V)	30	I	dif.
BAY 35	80...120(0 V)	0,8(0 V)	—	5	I	dif.
BA 119	[45...65]	[1]	< 100	50	S	dif.
BA 120	[8...12]	[1,2]	< 50	50	S	dif.
BA 138g	3,8...4,9(30 V)	1(3 V)	< 100(30 V)	30	S	Plan.
BA 138b	4,4...5,5(30 V)	1(3 V)	< 100(30 V)	30	S	Plan.
BA 102	20...45(4 V)	3(4 V)	< 5 μA	20	V	leg.
BA 109	20...45(4 V)	1,5(4 V)	< 5 μA	20	V	leg.
BA 101	10...25	2	< 100	25	T	leg.
BA 121	[8...12]	[0,9]	< 25	30	T	dif.
BA 124	[45...65]	[0,5]	< 50	20	T	dif.
BA 125	[40]	[0,5]	> 3	30	T	dif.
BA 149	[5,5]	[0,55]	< 100	50	T	dif.
BA 150	[55]	[0,25]	< 50	25	T	dif.
BAY 70	[4...6]	[1,5]	< 25	30	T	dif.

Tabelle 2 Kapazitätsdioden mit großem Kapazitätshub

BA 163 (Intermetall)	
Sperrschichtkapazität	
bei $U_{kA} = 0 \dots 1,5 \text{ V}$	260 pF
bei $U_{kA} = 1 \text{ V}$	> 180 pF
bei $U_{kA} = 4 \dots 10 \text{ V}$	10 pF
ausnutzbares C-Verhältnis	
bei $U_{kA} = 0 \dots 10 \text{ V}$	35 (> 26)
bei $U_{kA} = 1 \dots 10 \text{ V}$	25 (> 18)
Serienwiderstand	1,5 Ω
Gütefaktor	
bei $U_{kA} = 10 \text{ V}, f = 0,3 \dots 1,5 \text{ MHz}$	500 (> 200)
bei $U_{kA} = 1 \text{ V}, f = 0,15 \dots 0,5 \text{ MHz}$	500 (> 200)
Durchbruchspannung	> 14 V
max. Betriebsspannung	12 V
Sperrstrom bei $U_{kA} = 10 \text{ V}$	< 0,5 μA
BB 107 (Siemens)	
Sperrschichtkapazität	
C_{D1} bei $U_{kA} = 3 \text{ V}$	$\approx 150 \text{ pF}$
C_{D2} bei $U_{kA} = 3 \text{ V}$	$\approx 375 \text{ pF}$
C_{D1} bei $U_{kA} = 25 \text{ V}$	$\approx 8 \text{ pF}$
C_{D2} bei $U_{kA} = 25 \text{ V}$	$\approx 20 \text{ pF}$
Gütefaktor	
bei $U_{kA} = 3 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$	> 300
Durchbruchspannung	> 30 V
Sperrstrom bei $U_{kA} = 28 \text{ V}$	< 0,1 μA

beiden Stufen liegt als Impedanzwandler T2, so daß nur eine geringe Oszillatorspannung erforderlich ist. Das wirkt sich günstig auf Gleichlauf und Übersteuerungsfestigkeit aus. Wie die Schwingkreise für die elektronische Abstimmung dimensioniert werden, zeigt Bild 12. Tabelle 1 gibt eine Datenübersicht über die heute meistverwendeten Kapazitätsdioden. Für Kapazitätsdioden mit großem Kapazitätshub sind in Tabelle 2 einige Daten angeführt.

Für den Elektronikamateur ergeben sich interessante praktische Möglichkeiten betreffs der Ausnutzung der Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität beim Empfängerbau. Da geeignete Kapazitätsdioden oft nicht zur Verfügung stehen, sei daran erinnert, daß alle Siliziumflächendioden (Germaniumhalbleiter bringen ungünstigere Ergebnisse) diesen Effekt zeigen. In der Literaturstelle [3] ist eine Tabelle enthalten, die für einige Halbleiterbauelemente Werte für die Spannungsabhängigkeit der Sperrschichtkapazität enthält. Untersucht wurden Siliziumgleichrichter-dioden, Siliziumzenerdioden, Germanium-HF-Dioden und Diodenstrecken von Transistoren. Will man Siliziumflächendioden als Kapazitätsdioden

verwenden, so muß man die Kapazität, abhängig von der angelegten Sperrspannung, meßtechnisch aufnehmen, damit man eine Abstimmenschaltung dimensionieren kann. Das kann mit den Kapazitätsmeßverfahren erfolgen, die im Beitrag *Moderne Meßgeräte* Meßgeräte für L- und C-Messung in diesem Buch beschrieben werden. Außerdem benötigt man als Sperrspannung eine regelbare Gleichspannung bis etwa 25 V (Durchbruchspannung der Flächendiode beachten!). Man kann auch einen Oszillator aufbauen, wobei Flächendiode und geeichter Drehkondensator mit maximal 100 bis 300 pF Bestandteil der Schwingkreiskapazität sind.

Die Oszillatorfrequenz (z. B. 611 kHz) bringt man bei herausgedrehtem Drehkondensator und kleinster Sperrspannung auf Schwebungsnull mit dem an einem Rundfunkempfänger eingestellten Sender des Berliner Rundfunks (ebenfalls 611 kHz). Wird die Sperrspannung erhöht, so verringert sich die Diodenkapazität. Den Drehkondensator muß man nun durch Eindrehen wieder auf Schwebungsnull einstellen. Dazu ist die erforderliche Kapazitätzunahme abzulesen, die der Verringerung der Diodenkapazität entspricht. Die Endkapazität bestimmt man ebenfalls auf diese Weise. Ohne angeschlossene Flächendiode und mit hereingedrehtem Drehkondensator wird z. B. mit dem Spulenkern auf Schwebungsnull abgestimmt. Dann schaltet man die Flächendiode dazu und stellt die niedrigste Sperrspannung ein. Durch Herausdrehen des Drehkondensators ist erneut auf Schwebungsnull einzustellen. Die Verringerung der Drehkondensatorkapazität entspricht der Endkapazität der Flächendiode. In der gleichen Verfahrensweise wird auch die Anfangskapazität der Flächendiode bestimmt. Die Schaltungstechnik mit Flächendioden entspricht der mit Kapazitätsdioden. Für die Experimentierpraxis sind Flächendioden jedoch gut geeignet.

Literatur

- [1] *Sager, D.*, Die Siliziumdiode OA 910 — ein modernes Bauelement zur automatischen Frequenzregelung, radio und fernsehen, 14/1964, S. 428—430, 435 und 15/1964, S. 462, 467—470
- [2] *Ockert, M.*, Elektronische Abstimmung, FUNKAMATEUR, 12/1966, S. 577 bis 578
- [3] *Fischer, H.-J.*, Abstimmung von Rundfunk- und KW-Empfängern mit Kapazitätsdioden, Elektronisches Jahrbuch 1965, DMV, S. 127—131
- [4] *Streng, K.K.*, Automatische Scharfabstimmung mit Halbleiterdiode, radio und fernsehen, 14/1964, S. 425—427
- [5] —, Funktechnische Arbeitsblätter, Die Kapazitätsdiode, ÖRS, 6/1966, S. 287/288 und 321/322
- [6] *Keller, H., u. a.*, Diffundierte Silizium-Kapazitätsdioden, Intermetall-Sonderdruck 14/1966
- [7] Unterlagen der Firma Nordmende
- [8] *Kriebel, H.*, Eine Abstimm-diode für die AM-Bereiche, ÖRS, 10/1967, S. 558 bis 559
- [9] *Keller, H., u. Rademacher, R.*, Diodenabstimmung im Mittelwellenempfänger, ÖRS, 10/1967, S. 54—556
- [10] *Gutschmidt, F., u. Radke, U.*, Diodenabstimmung für die Rundfunk- und Fernseh-bereiche, Funktechnik 23/1967, S. 897—899

Die breiteste Anwendung der Mischstufe finden wir im Überlagerungsempfänger. Die praktische Verwirklichung des Überlagerungsempfängers (oder Supers) ist auf die Arbeiten des Amerikaners *Armstrong* und des Deutschen *Schottky* gegen Ende des ersten Weltkriegs zurückzuführen. Der Super wies gegenüber dem Geradeausempfänger eine wesentlich höhere Trennschärfe bei vereinfachter Bedienung auf. Geradeausempfänger jener Zeit enthielten bis zu 3, in einigen Fällen 4 Verstärkerstufen mit zugeordneten Schwingkreisen, die auf die Empfangsfrequenz abgestimmt werden mußten. Die Bedienung derartiger Empfänger war mühsam, die Trennschärfe, besonders auf Kurzwelle, unbefriedigend, und eine Selbsterregung der Anordnung blieb selten aus.

Durch Überlagerung der Empfangsfrequenz f_e mit einer Oszillatorfrequenz f_o in der Mischstufe gewinnen wir unter anderem die Frequenzen f_{z1} und f_{z2} , wobei f_{z1} die Summe aus $f_o + f_e$, f_{z2} die Differenz $f_o - f_e$ darstellt. Im allgemeinen bedient man sich der Differenzfrequenz $f_o - f_e$. Die Differenzfrequenz, im weiteren als Zwischenfrequenz f_z bezeichnet, wird in dem auf die Mischstufe folgenden ZF-Verstärker verstärkt, wobei einmalig abgestimmte Schwingkreise verwendet werden können. Das heißt, der Eingangsteil, bestehend aus Mischstufe und Oszillator mit seinen Schwingkreisen, wird so ausgelegt, daß für jede gewünschte Empfangsfrequenz f_e die Zwischenfrequenzbedingung $f_o - f_e$ erfüllt ist. Aus dieser vereinfachten Darstellung läßt sich ersehen, daß z. B. bei einem 6-Kreis-Super mit 4 fest abgestimmten ZF-Kreisen nur noch Vorkreis und Oszillator abgestimmt werden müssen, wobei eine höhere Kreiszahl und somit höhere Trennschärfe gegeben ist als bei den 3-Kreis- oder 4-Kreisgeradeausempfängern.

Wesentlich ist ferner folgendes: f_z , von anderen Gesichtspunkten abgesehen, kann so gewählt werden, daß die Trennschärfe den Erfordernissen des zu empfangenden Funkdienstes genügt. In der Mehrzahl der Fälle wird f_z niedriger als f_e gewählt, so daß sich auf Grund des günstigeren L/C-Verhältnisses der Schwingkreise höhere Resonanzwiderstände ergeben, was im weiteren auch eine Verringerung der Stufenzahl im ZF-Verstärker

ermöglicht. Nach diesen nur angedeuteten Gesichtspunkten sind die meisten Rundfunkempfänger auch heute noch aufgebaut, wobei die übliche Zwischenfrequenz von 468 kHz für AM-Empfänger einen Kompromiß darstellt, der zumindest die zuvor gegebenen Darlegungen für den Mittelwellenbereich (und bedingt für den Kurzwellenbereich) erfüllt. Auf den Langwellenbereich bezogen, ist die Zwischenfrequenz von 468 kHz von Nachteil; man kann sich davon überzeugen, wenn man die Trennschärfe eines 30 Jahre alten 6-Kreissupers (120-kHz-ZF) mit der eines modernen 6-Kreisers (468-kHz-ZF) vergleicht.

Im folgenden sollen die wesentlichen Merkmale von Transistormischstufen als wichtigen Bestandteil des Transistorsupers an vereinfachten Beispielen und Vergleichen besprochen werden. Von den beiden bedeutendsten Mischverfahren in der Empfangstechnik, der *multiplikativen* und *additiven* Mischung, läßt sich, bezogen auf den Transistor, nur die additive Mischung anwenden. Diese Aussage bezieht sich auf die Transistortriode; noch nicht allgemein eingeführte, erweiterte Ausführungsformen und ein in [1] angegebenes Verfahren mit 2 herkömmlichen Transistoren sind ausgenommen; d. h., die bei der multiplikativen Mischung vorauszusetzende Verteilungssteuerung, wie sie mit Mehrgitterröhren (z. B. 6SA 7, 6AC 7, ECH 81, EH 90 und EF 80) möglich ist, sind mit einer Triode und folglich mit dem Halbleiteräquivalent, dem Transistor, nicht zu verwirklichen. Grundsätzlich lassen sich Transistormischschaltungen mit den entsprechenden Röhrenschaltungen vergleichen; die Vor- und Nachteile finden wir im wesentlichen beim Transistor wieder.

Hinzu kommen einige Besonderheiten des Transistors im Vergleich zur Röhre wie stärkere Frequenzabhängigkeit (Zusammenwirken von Basisbahnwiderstand und innerer Eingangskapazität sowie Kollektor-Basis-Kapazität), weit höhere Abhängigkeit seiner Kennwerte von den Betriebsbedingungen einschließlich innerer und äußerer Temperatureinflüsse sowie eine geringere Aussteuerbarkeit. Das wesentliche Merkmal einer additiven Mischschaltung ist ein nichtlineares Glied. Diese Bedingung läßt sich durch die Kennlinie einer Röhre, einer Diode oder eines Transistors (Emitter-Basis-Diode) erfüllen. Eine weitere Bedingung ist ein bestimmtes Amplitudenverhältnis von f_e zu f_o , bezogen auf den günstigsten Aussteuerbereich der Kennlinie, an dem die Überlagerung stattfindet. Vergleiche mit der Modulation einer Schwingung durch eine andere sind zutreffend und anschaulicher. Vereinfacht ausgedrückt: Die Summe der Amplituden von f_e und f_o sollte den Aussteuerbereich des Mischtransistors nicht überschreiten. Die Aussteuerung darüber hinaus ist grundsätzlich möglich; sie zieht aber eine für die Empfangsanwendung unerwünschte Verzerrung der Ausgangsfrequenz nach sich, die sich aus $f_o + f_e$, $f_o - f_e$, deren Harmonischen sowie den Harmonischen von f_o und f_e und weiteren aus diesen Frequenzen abgeleiteten Kombinationen zusammensetzt. Überlagerungen und Pfeifstellen im Empfänger sind die Folge.

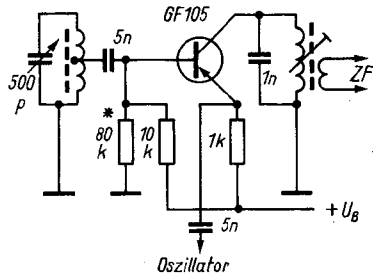


Bild 1
Mischstufe in Emitterschaltung;
Einspeisung des Oszillatorsignals
in den Emittter

Die Erzeugung der Oszillatorfrequenz kann gleichzeitig in der Mischstufe erreicht werden. Als sogenannte selbstschwingende Mischstufe finden wir sie auch in den meisten Transistorsupern. Die Mischstufe mit einem getrennten Oszillator gewinnt, von kommerziellen Anwendungen abgesehen, auch in der Unterhaltungselektronik zunehmend an Bedeutung.

Bild 1 zeigt die vereinfachte Darstellung einer Mischstufe in Emitterschaltung. Das Oszillatorsignal wird in den Emittter eingespeist. Der Emittterwiderstand wurde nicht durch einen Kondensator überbrückt, was hinsichtlich der Oszillatoreinspeisung einzusehen ist. Die sich daraus ergebende Gegenkopplung bedeutet auch für die Aussteuerbarkeit der Mischstufe einen Vorteil. Die Basis führt zu einer Anzapfung des Eingangskreises, um seine Bedämpfung niedrigzuhalten. Die Anwendung dieser Mischstufe finden wir in einigen ausländischen AM-Empfängern mit Kurzwellenbereich, dazu eventuell noch eine geregelte HF-Vorstufe. In Bild 2

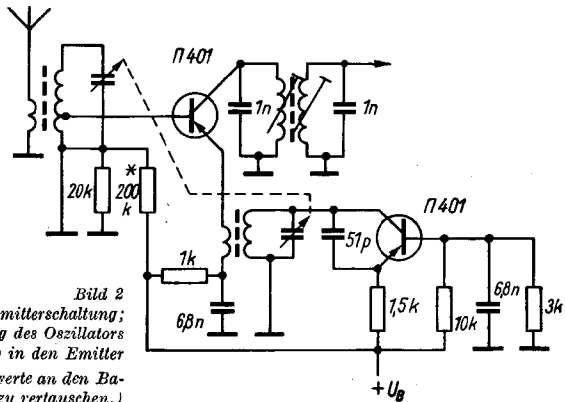


Bild 2
Mischstufe in Emitterschaltung;
Einspeisung des Oszillators
induktiv in den Emittter
(Die Widerstandswerte an den Basis-
elektroden sind zu vertauschen.)

ist eine Mischstufe mit induktiver Oszillatoreinspeisung in den Emitter dargestellt. Diese Schaltungsweise wird in angelsächsischen kommerziellen Einbereichsempfängern bis über 150 MHz hinaus angewendet. Die in diesem Fall nicht zu umgehende Induktivität in der Emittierzuführung stellt eine frequenzabhängige Gegenkopplung dar, die eine Oberwellenmischung, hervorgerufen durch starke Eingangssignale im Empfangsbereich und darüber, mindern soll. Man findet neuerdings diese Form der frequenzabhängigen Gegenkopplung auch in einigen westeuropäischen FM-Spitzenempfängern bei HF-Vorstufen in Emitterschaltung. Eine additive Mischung an der Kennlinie der HF-Vorstufe ist unerwünscht, sie bleibt aber im Nahbereich starker UKW- und Fernsehsender, auch wenn sie außerhalb des Empfangsbereichs liegen, nicht aus. Die dadurch hervorgerufenen Empfangsbeeinträchtigungen werden durch die Gegenkopplung herabgesetzt.

Die Schaltungen nach Bild 1 und 2 weisen gegenüber der Schaltung in Bild 3 eine geringere Oszillatorstörausstrahlung auf, was insofern von Bedeutung ist, wenn die Mischstufe ohne HF-Vorstufe betrieben wird. In der Schaltung nach Bild 3 arbeitet die Mischstufe in Basisschaltung bei Zuführung des Oszillatorsignals auf den Emitter. Diese Schaltung wird in einigen UKW-Empfängern bevorzugt.

Transistormischschaltungen mit getrenntem Oszillator weisen gegenüber der selbstschwingenden Mischstufe wesentliche Vorteile auf. Dennoch wird die selbstschwingende Mischstufe (hauptsächlich aus Preisgründen) im Transistorempfänger weit mehr verwendet als im modernen Röhrenempfänger, wo sie auf den UKW-Teil beschränkt bleibt. Somit müssen besonders auf dem Unterhaltungssektor einige Nachteile in Kauf genommen werden.

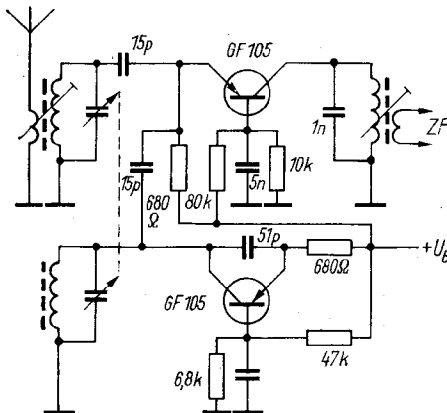


Bild 3
Mischstufe
in Basisschaltung;
Zuführung
des Oszillatorsignals
in den Emitter
(Basiselktroden
vgl. Bild 2)

Bild 4
Selbstschwingende Misch-
stufe in Emitterschaltung;
Erzeugung der Oszillator-
frequenz in Emitterschal-
tung

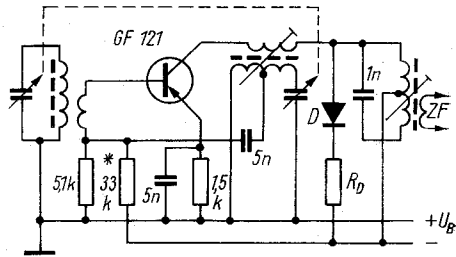


Bild 4 zeigt die vereinfachte Eingangsschaltung eines preiswerten Taschenempfängers. Es liegt für das Eingangssignal wie für die Erzeugung der Oszillatorfrequenz Emitterschaltung vor. Eingangsschwingkreis und Ferritstab sind – wie bei den meisten Portablegeräten – eine Einheit; Anpassung an den Transistor wird durch niederohmige Auskopplung erzielt. Diode D soll hohe Ausgangsamplituden am 1. ZF-Kreis der Mischstufe bedämpfen, d. h., mit zunehmender ZF-Spannung am Ausgangskreis der Mischstufe wird die Diode leitend und bedämpft somit diesen Kreis. Der Serienwiderstand R_d dient zur Linearisierung dieses Vorgangs. Es wurden für R_d an Geräten gleichen Typs und Herstellers Werte von einigen hundert Ohm bis zu $20\text{ k}\Omega$ ermittelt. Derartige Geräte weisen außer der Dämpfungdiode noch eine Regelung der Basisvorspannung der 1. ZF-Stufe auf, die von der Signalspannung am Ausgang des Demodulators abhängt. Bild 5 gibt die vereinfachte Eingangsschaltung wieder, die im Prinzip bei den meisten Transistorgeräten der DDR-Produktion, wie *Sternchen*, *Mikki*, *T 100*, *Stern 111* usw., benutzt wird.

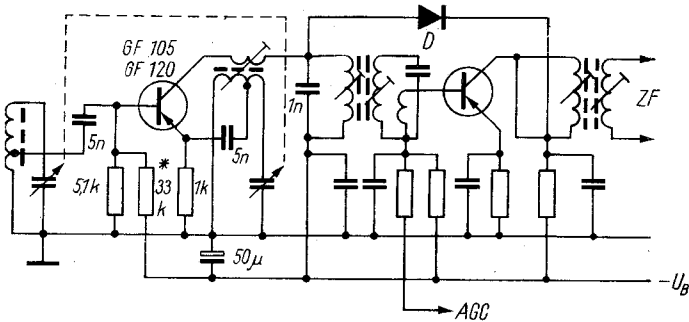


Bild 5 Selbstschwingende Mischstufe in Emitterschaltung; Erzeugung der Oszillatorfrequenz in Basisschaltung. (In den 3. ZF-Kreis ist ein Kondensator 1 nF einzufügen; R = Widerstand von der Diode zum Minuspol.)

Das Eingangssignal wird in Emitterschaltung verarbeitet, die Oszillatorfrequenz entsteht in Basisschaltung. In diesem Fall bestimmt die Vorspannung an R7 (der in das kalte Ende des Kollektorkreises der 1. ZF-Stufe eingefügt ist) die Einsatzschwelle der Dämpfungdiode. Allgemeingültige Daten über die Höhe der Vorspannung gibt es nicht; in Abhängigkeit vom Gerätetyp und zum Teil von der vorliegenden HF-Vorstufe sind Vorspannungen zwischen 0,1 V und 1 V zu finden. Dabei muß auch berücksichtigt werden, daß diese Form der Vorspannungserzeugung keinen festen Bezugspunkt darstellt, da sie auch eine Funktion der Aussteuerung des Transistors ist. Vereinzelt Meßwertangaben beziehen sich folglich auf den unausgesteuerten Eingangsteil.

Der Wert der Dämpfungdiode wird von den Geräteentwicklern unterschiedlich eingeschätzt. Das Argument einer an sich unerwünschten Verzerrung des ZF-Signals läßt sich schwer entkräften, zumal die dabei auftretenden Harmonischen der ZF in den Empfangsbereich fallen. Daß diese Betrachtungen auch praktische Bedeutung haben, ist beim Empfang im Ortssenderbereich nachgewiesen. In Eingangsteilen von FM-Empfängern kommt der Dämpfungdiode am 1. ZF-Kreis noch eine weitere Aufgabe zu. Die bei der Übersteuerung der Mischstufe einsetzende Begrenzung der Ausgangsamplitude soll die Rückwirkungen auf den Oszillator verringern. In Abhängigkeit vom Grad der Übersteuerung äußern sich die Rückwirkungen in einer Mitnahme der Oszillatorfrequenz bis zum Aussetzen der Oszillatorschwingung. Grundsätzlich lassen sich diese Vorgänge auch in allen AM-Bereichen nachweisen, in denen zumindest theoretisch der erweiterte Sinn der Dämpfungdiode anwendbar wäre. Es sind aber keine Veröffentlichungen gefunden worden, die darauf hinweisen.

Bild 6 zeigt eine selbstschwingende quarzstabilisierte Mischstufe nach einem DDR-Patent von Dipl.-Ing. G. Barthel, deren Anwendung z. B. in Mehrfachüberlagerungsempfängern als 2. Oszillator denkbar ist.

Da sich eine selbstschwingende Mischstufe bei der Abhängigkeit der Transistorkennwerte vom Betriebszustand schlecht regeln läßt, was nebenbei die unerwünschte Oszillatorverstimmung als Funktion der Regelung zur Folge hat, wird die Mischstufe in vielen Fällen durch eine geregelte HF-Vorstufe weitgehend vor Übersteuerung geschützt.

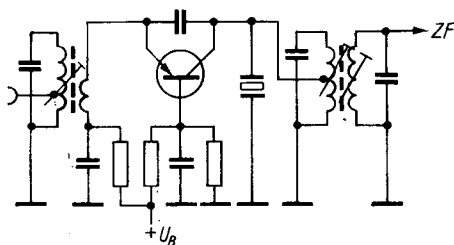


Bild 6
Selbstschwingende, quarz-
stabilisierte Mischstufe
nach einem DDR-Patent

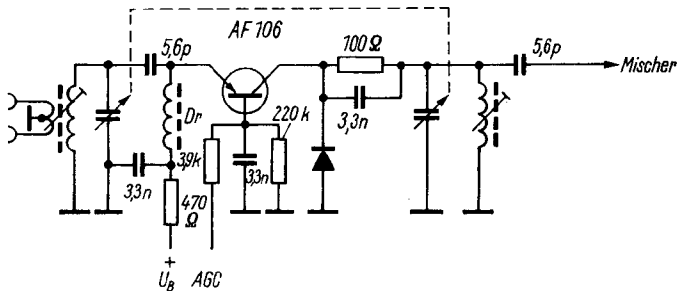


Bild 7 Dämpfungsdiode im Kollektorkreis einer UKW-HF-Vorstufe in Basisschaltung als Übersteuerungsschutz für die folgende Mischstufe

Diese Lösung hat einen weiteren Vorteil: Die Mischstufe läßt sich günstig dimensionieren; d. h., eine selbstschwingende Mischstufe braucht nicht so ausgelegt zu werden, daß der Oszillator auch noch im übersteuerten Betrieb der Mischstufe schwingt. Eine geregelte Vorstufe gewährleistet ferner, daß sich die Auswirkungen der Mischverstärkungsabhängigkeit von der Mischstufeneingangsspannung verringern. Dabei verbessert sich außerdem das Verhältnis dieser Eingangsspannung zur Oszillatorspannung. Das bedeutet, die für das günstigste Mischverhalten geltende Bedingung Oszillatorspannung \gg Mischstufeneingangsspannung läßt sich eher vorgeben.

In Geräten, die eine geregelte Vorstufe und Mischstufe mit getrenntem Oszillator aufweisen, kann man diese angedeuteten Beziehungen weitgehend berücksichtigen, so daß sie vergleichbaren Röhrengeräten auch hinsichtlich des Großsignalverhaltens nahekommen. Es gibt Industrieeräte [2], [3], [4], [5], die zwischen Vor- und Mischstufe bereits eine Dämpfungsdiode verwenden (Bild 7). Ein weiteres interessantes Beispiel ist in [6] über ein signalabhängiges elektronisches Dämpfungsglied zwischen Vorkreis und Mischstufe beschrieben. Hinzu kommen übersteuerungsfeste, selbstschwingende Mischstufen mit Stromverteilungsregelung für LW und MW, wobei allerdings 2 HF-Transistoren Voraussetzung sind [7], [8], [9].

In vielen Fällen werden Eingangs- und Mischstufen mit höheren Kollektorströmen betrieben (≈ 4 mA), wobei man eine größere Übersteuerungsfestigkeit als Kompromiß zur Stufenverstärkung erzielt. In diesem Sinne ist auch die zunehmende Anwendung der Aufwärtsregelung bedingt, die die Entwicklung moderner Regeltransistoren mit höheren zulässigen Kollektorströmen fördert. Die Aussage, daß bei der Aufwärtsregelung (d. h. Regelung zu höheren Kollektorströmen) die Veränderungen der Transistorkennwerte geringer seien und sich günstig auf die Schaltung

auswirken, läßt sich nicht verallgemeinern. Als wesentliche Auswirkung bei der Regelung sei die Verstimmung angeführt; sie kann in einem geregelten ZF-Verstärker z. B. die Durchlaßkurve unvertretbar verändern. Durch Verwendung hoher Schwingkreiskapazitäten in AM- und FM-Zwischenfrequenzfiltern versucht man, diesen verstimmenden Einfluß zu mindern.

In dem bemerkenswerten Allbereichstransistorempfänger *Braun T 1000* z. B. wird der verstimmende Einfluß des Transistors bewußt ausgenutzt. Das Gerät hat auch für die AM-Bereiche einen getrennten Oszillator, dessen Emittterwiderstand in einem begrenzten Bereich regelbar ausgeführt ist. Damit läßt sich eine Feinverstimmung des Oszillators erzielen, was in der Anwendung einer «Kurzwellenlupe» entspricht [10].

Der Umfang dieser informatorischen Übersicht gestattet es nicht, auf alle in der Schaltungstechnik verwendeten, interessanten Besonderheiten einzugehen. Das Literaturverzeichnis weist auf die wichtigsten neueren Arbeiten hin. Die Entwicklung der Schaltungstechnik dürfte dahin führen, daß auch die Transistorgeräte der mittleren Preisklasse Eigenschaften aufweisen, wie sie zur Zeit nur Spitzengeräten vorbehalten sind, dazu gehören u. a. mit Röhrengeräten vergleichbares Großsignalverhalten und eine wirksamere Regelung. Dabei können Feldeffekttransistoren [11], [12] in naher Zukunft eine wesentliche Rolle spielen. Des weiteren liegen Entwicklungsgedanken betreffs einer Erweiterung des Anwendungsbereichs integrierter Schaltkreise vor. Übertragen auf die Empfangstechnik, dürften Schaltungen entstehen, die von der gewohnten, grundsätzlich immer wiederkehrenden Konzeption beträchtlich abweichen [13].

Literatur

- [1] *Rohde, U. L.*, Quasimultiplikative Mischstufe, Transistorkaskode, Internationale Elektronische Rundschau, 9/1966, S. 514—518
- [2] *Valmý, Z.*, Stereofoanni transistorový Přijímač, Amatérské Radio, 9/1966, S. 6
- [3] *Warias, W.*, Hi-Fi-Stereo-Tuner «FM-20», Funk-Technik, 9/1965, S. 353—355
- [4] *Rohde, U. L.*, UKW-Tuner für hohe Ansprüche, Funk-Technik, 10/1965, S. 393—394
- [5] *Schippers, J.*, Neue Autosuper mit Mikro-Technik und kleinen Abmessungen, Funktechnik, 18/1966, S. 642—644
- [6] *Haak, W.*, Schaltungseinzelheiten der Autosuper «Touring Special 303» und «Touring Special 606», Funktechnik, 24/1965, S. 979—980
- [7] *Rinderle, H.*, *Kretschmar, H.*, Mittelwellen-Transistormischstufe mit Stromverteilungsregelung, Funktechnik, 8/1966, S. 279—280
- [8] *Kinne, E.*, Übersteuerungsfeste selbstschwingende Mischstufe mit zwei Transistoren, Funktechnik, 15/1966, S. 548
- [9] *Kämpfer, H.*, Alltransistor-Heimradioserie, Funktechnik, 23/1966, S. 836—840
- [10] *Steiner, B.*, Ein Spezialempfänger für Bord- und Landbetrieb Braun T 1000, Funkschau, 13/1964, S. 363—366

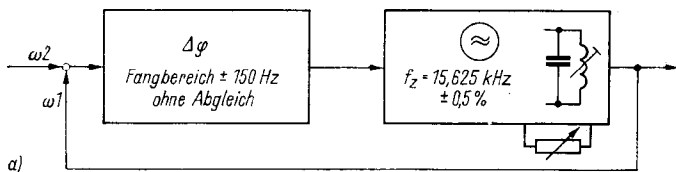
- [11] *Thuy, J.*, Zukunftsaufgaben der Halbleitertechnik für Rundfunk- und Fernsehempfänger, Funktechnik, 1/1966, S. 9
- [12] *Büttner, L.*, Aufbau und Eigenschaften von Metall-Oxyd-Feldeffekttransistoren, Funktechnik 5/1966, S. 163--164 und Funktechnik, 6/1966, S. 203--205
- [13] —, Ein neues FM-Empfangsverfahren für die Anwendung integrierter Schaltungen, Radio und Fernsehen, 15/1966, S. 454—455
- [14] *Weinheimer, R.*, Grafische Darstellungen der wichtigsten Transistor-Kennwerte, Funkschau, 16/1964, S. 439—444
- [15] *Weinheimer, R.*, Technische Mitteilungen des Instituts für Halbleitertechnik, Nr. 61-T9 und 60-D3
- [16] *Fischer, L.*, 2-m-Transistorvorsatzgeräte für den UKW-Hörer, Funkamateure, 2/1966, S. 83—85

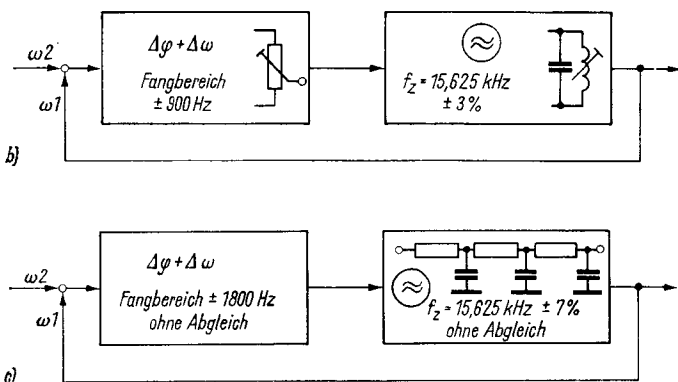
Elektronik-Neuigkeiten

Toleranzunempfindliche Synchronisations- und Zeilenoszillatorschaltung ohne Abgleichmittel

Die Entwicklungsingenieure für Fernsehempfänger sind stets bemüht, die Bedienung dieser Geräte so weit wie möglich zu vereinfachen bzw. zu automatisieren. Aber auch die Abgleicharbeit am Fernsehempfänger sollte im Interesse rationaler Fertigung und leichter Durchführbarkeit des Service auf ein Mindestmaß beschränkt bleiben. Dazu gehört auch eine Toleranzunempfindlichkeit der Schaltung beim Austausch von Bauelementen, z. B. bei der Synchronisations- und Zeilenoszillatorschaltung.

Bei der früher häufig verwendeten Schaltung (Bild a) lieferte eine Phasenvergleichsschaltung die Nachstimmspannung für einen LC-Oszillator. Wegen des sehr kleinen Fangbereichs von etwa ± 150 Hz mußte dieser Zeilenoszillator eine Genauigkeit von $\pm 0,5\%$ aufweisen. Die hohe Genauigkeit ließ sich trotz des Abgleichs der Oszillatorschaltung in der Fertigung über einen längeren Zeitraum nicht aufrechterhalten. Ein separat herausgeführter Einstellknopf zur Zeilenfrequenzfeineinstellung war daher erforderlich.





Bei der Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung (Bild b) mit einem Fangbereich von etwa ± 900 Hz konnte auf den Einstellknopf verzichtet werden, da hierbei die Frequenzabweichung des Zeilenoszillators $\pm 3\%$ betragen darf. Trotzdem war es nicht möglich, auf einen Abgleich der Zeilenoszillatorsule zu verzichten, da die Induktivitätstoleranzen des verwendeten Ferritkerns zu groß sind. Darüber hinaus mußte der Wegfall des Einstellknopfs für die Frequenz mit einem Abgleich der Symmetrierung erkauft werden.

Die neue Synchronisations- und Zeilenoszillatorschaltung (Bild c) weist 3 wesentliche Merkmale auf:

Jeglicher Abgleich entfällt.

Es werden keine Spulen mehr benötigt.

Die Schaltungen sind toleranzunempfindlich.

Zur Ansteuerung der Zeilenendstufe wird ein abgleichloser RC-Oszillator verwendet, dessen Abweichung von der Sollfrequenz $\pm 7\%$ betragen darf. Die Nachstimmspannung erhält der Oszillator von einer ebenfalls spulen- und abgleichlosen Synchronisationsschaltung mit einem extrem großen Fangbereich von ± 1800 Hz.

Die Synchronisationsschaltung selbst besteht aus einem Amplitudensieb mit 2 Transistoren *BC170B* (Intermetall) und einer sehr einfach aufgebauten neuen Phasen- und Frequenzvergleichsschaltung mit den Transistoren *BC192* (Intermetall) und *BC170B*. Da beide — in Kaskade geschalteten — Transistoren beim Frequenzvergleich lediglich als Schalter wirken, sind große Toleranzen bei den Bauelementen zulässig. Die Höhe der Ausgangsspannung (Nachstimmspannung für den Oszillator) ist nur von der Höhe der Batteriespannung abhängig.

Bei der Zeilenoszillatorschaltung handelt es sich um eine Kombination zwischen RC-Sinusooszillator und Kippgenerator. Man erreicht einerseits eine gute Frequenzstabilität und andererseits die gewünschten sehr steilen Kippflanken, die zur Ansteuerung der Zeilenendstufe erforderlich sind. Die Schaltung kann unter Verwendung von 2 Transistoren *BC171B* (Intermetall) und 1 Transistor *BF118* (Intermetall) aufgebaut werden.



Sender für die Fuchsjagd auf 80 m und 2 m

Z. Lachowski – SP 5 EL

Dieser Sender wurde im Auftrag der LPZ (Liga der Landesverteidigung) von dem polnischen Funkamateurl Z. Lachowski, SP 5 EL, entwickelt. Die Forderungen an den Fuchsjagdsender waren :

- Betriebssicherheit;
- einfache Bedienung;
- ökonomische Stromversorgung;
- eine Konstruktion, die mit auf dem Inlandsmarkt erhältlichen Bauteilen auszuführen sein muß;
- kombinierte Konstruktion, die die Arbeit auf den Frequenzbereichen 3,5 und 144 MHz gewährleistet.

Die erste Forderung ließ sich durch Verwendung ausgesuchter Bauteile erfüllen. Die Bauelemente wurden außerdem überdimensioniert, so daß sie auch bei einer höheren Spannung als der angegebenen Betriebsspannung Sicherheit gewährleisten.

Der zweiten Forderung trug man durch Verzicht auf äußere Abstimm- und Regelvorrichtungen am Gerät Rechnung. Auf der Frontplatte wurden nur die unentbehrlichen Umschalter (Betriebsartenschalter, Ein-, Mikrofon- und Kontrollschalter) sowie Buchsen (Mikrofon, Taste und Antenne) belassen.

Die Realisierung der anderen Forderungen ist noch zu erläutern. Der Sender wird von 3 Anodenbatterien (*BAS-90*) sowie von einem Akkumulator 6 V/14 Ah (Motorrad *Jawa*) gespeist. Die Anodenbatterien sind in Reihe geschaltet, wodurch man eine Anodenspannung von max. 270 V erreicht. Die Batterien und der Akkumulator sind einstweilen im Speisekasten einer Station *RBM-1* untergebracht worden, mit dem der Sender mittels 3adrigem Kabel und entsprechenden Verbindungssteckern verbunden ist. Damit man ohne Anodenbatterien auskommt, kann noch ein Transverter eingebaut werden. Der Umschalter sowie der Akkumulator sind in einem eigens für diesen Zweck gefertigten Metallkasten

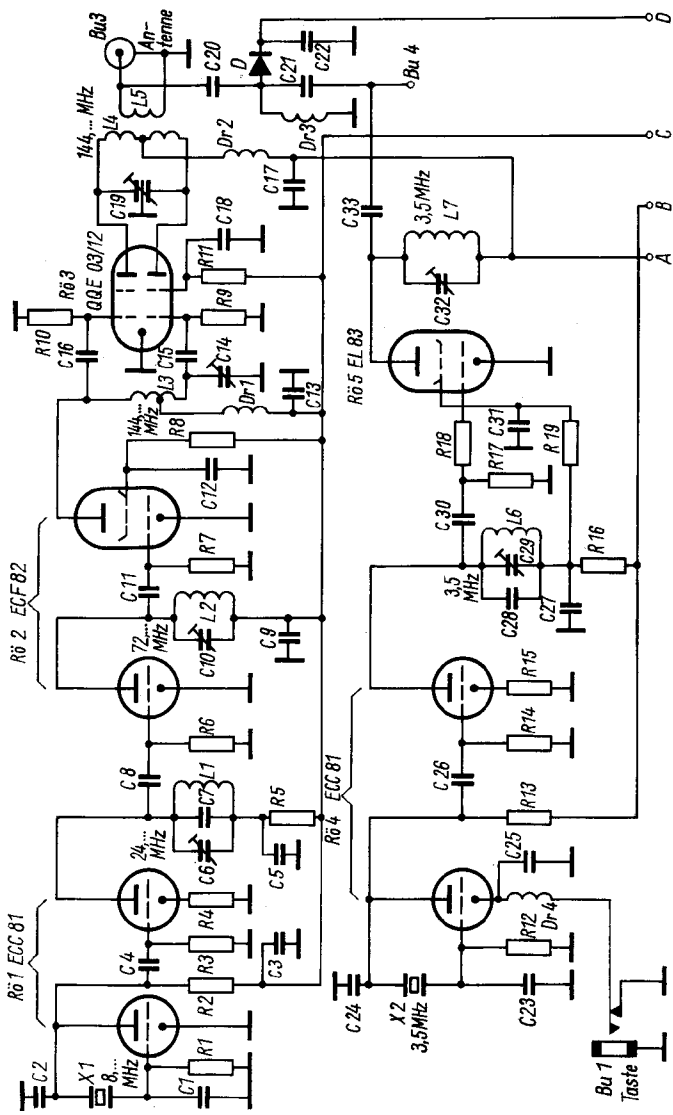


Bild 1 a Schaltung des beschriebenen Fuchsjagdsenders; Senderteil für 2 m (oben), für 80 m (unten)

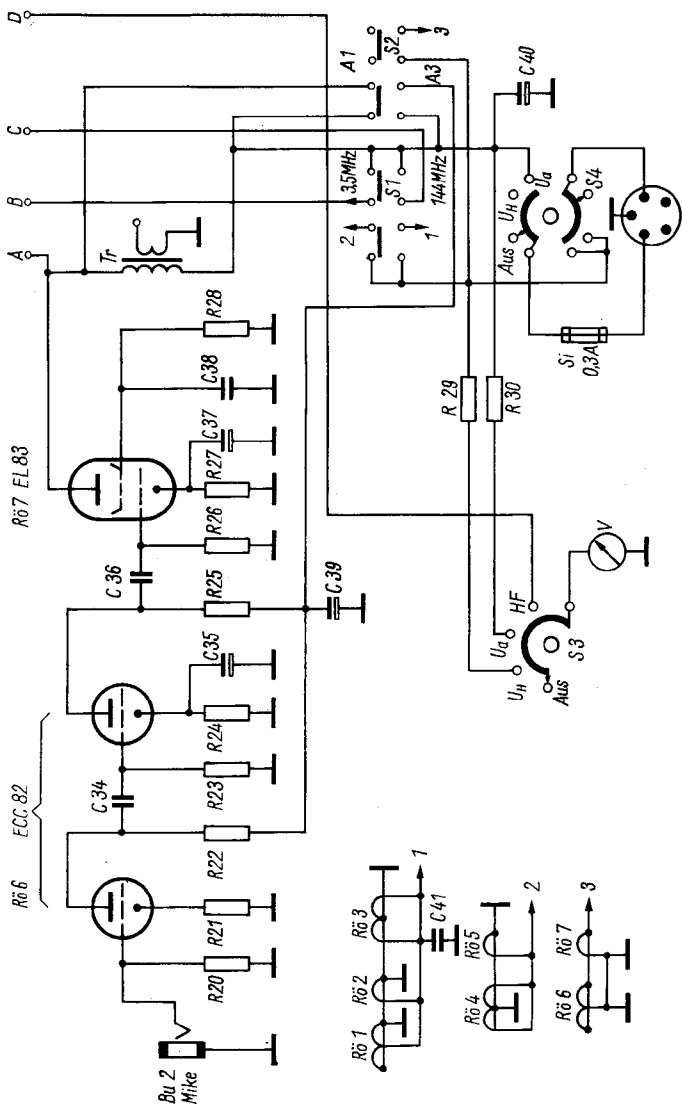


Bild 1b Schaltung des Modulators und der Betriebschalter

untergebracht. Mit der angegebenen Stromversorgung kann der Sender 4 h ununterbrochen arbeiten.

Sender

Die Schaltung besteht aus 2 unabhängigen HF-Teilen für KW (3,5 MHz) und UKW (144 MHz) sowie einem gemeinsamen Anodenmodulator, der bei Betrieb auf 3,5 MHz abgeschaltet wird. Im Frequenzbereich 144 MHz arbeitet der Sender nur in A3 (Telefonie), obwohl es durch eine geringfügige Änderung möglich wird, auch in A1 (Telegrafie) zu arbeiten. Für diesen Zweck muß eine zusätzliche Schaltbuchse für die Taste eingebaut und an den Katodenkreis der PA-Röhre (Rö3 — *QQE 03/12*) angeschlossen werden.

UKW-Teil

Den Sender steuert ein Quarz mit der Grundfrequenz 8080 kHz, die verachtzehnfacht wird. Die Röhre Rö1 ist eine Doppeltriode *ECC 81*. Die 1. Triode arbeitet als Quarzgenerator, die 2. als Verdreifacher. Zur geringen Belastung des Generators wurden in den Katodenkreis dieser Triode ein Widerstand R4 (= 100 Ω) eingeschaltet sowie ein kleiner Kopplungskondensator C4 (= 15 pF) vorgesehen. Der Anodenkreis der Röhre (L1/C6/C7) ist auf die 3. Harmonische der Quarzfrequenz (24,24 MHz) abgestimmt. Die HF gelangt über den Kopplungskondensator C8 auf das Steuergitter der nächsten Stufe.

Die Röhre Rö2 ist eine Triode-Pentode *ECF 82*. Der Triodenteil dieser Röhre arbeitet als 2. Verdreifacher. Der Anodenkreis dieser Stufe, der aus der Spule L2 und dem Trimmer C10 besteht, ist auf 72,72 MHz abzustimmen. Im Pentodenteil wird die Frequenz nochmals verdoppelt. Dem Anodenkreis dieser Röhre kann also die Arbeitsfrequenz von 145,44 MHz entnommen werden. Der Kreis L3/C14 ist als Reihenschaltung aufgebaut worden, wodurch sich die Wirksamkeit erhöht. Dieser Kreis ermöglicht eine Phasenverschiebung von 180°, was zur Steuerung der PA-Stufe erforderlich ist, die im Gegentakt (Rö3 = *QQE 03/12*) arbeitet. Den Anodenkreis der PA-Stufe bilden die Spule L4 und der Schmetterlingsdrehkondensator C19. Die Antenne ist induktiv angekoppelt, die Spule L5 mit der Koax-Antennenbuchse verbunden. Den Innenleiter der Buchse verbindet man mittels einer geringen, experimentell gewählten Kapazität C20 (2 pF) mit der Ausgangsspannungsanzeigeschaltung. Die Diode D (*DOG-50*) ist beiden HF-Teilen gemeinsam. Die HF-Ausgangsleistung wird mit dem an der Frontplatte angebrachten Milliamperemeter in der Stellung «HF» des Schalters S3 angezeigt.

Alle Abstimmvorrichtungen der Vervielfacherkreise und der Endstufe haben keine äußeren Bedienungsmöglichkeiten. Zur Abstimmung muß

man den Sender aus dem Gehäuse herausnehmen. Die Vervielfacherkreise werden nur einmal auf die betreffende Frequenz des Quarzes abgestimmt. Neu abstimmen sollte man sie nur bei Frequenz- bzw. Quarzwechsel. Der PA-Kreis wird einmal auf die vorgesehene Antenne eingestellt. Verändert man die Antennenlänge, so ist die Abstimmung zu korrigieren. Alle Abstimmungen sollten so durchgeführt werden, daß in Schalterstellung «Leistung» ein maximaler Ausschlag erfolgt. Die Spulenmitte von L4 ist über eine Drossel und einen Abblockkondensator C17 (6,8 nF) mit der Modulatoranode (Rö5 = EL83) verbunden. Man benutzt eine Anodenmodulation.

KW-Teil

Dieser Senderteil wird ebenfalls von einem Quarz gesteuert. Ähnlich wie im UKW-Teil ist der Quarz zwischen Anode und Gitter einer Doppeltriode ECC81 angeordnet (Rö4). Die Bauelementwerte sind jedoch entsprechend der niedrigeren Frequenz anders dimensioniert. Die Arbeitsfrequenz ist vom Quarz abhängig; man kann Quarze im Bereich 3,5...3,6 MHz benutzen. Für das beschriebene Gerät wurde die Frequenz 3520 kHz (im CW-Bereich des Amateurbands) gewählt. Im Katodenkreis des Oszillators liegt eine Schaltbuchse für die Taste. Der «heiße» Kontakt dieser Buchse ist über die Drossel Dr3 mit der Katode verbunden. Die Katode wird durch den Kondensator C25 (6,8 nF) abgeblockt.

Die 2. Triode der Röhre Rö4 arbeitet als Geradeausverstärker. Der Anodenkreis L6/C28/C29 ist auf die Frequenz des Quarzes abgestimmt und steuert über den Koppelkondensator C30 (47 pF) sowie über den Widerstand gegen UKW-Selbsterregung R18 (1 k Ω) das Gitter der PA-Stufe (Rö5 = EL83).

Der PA-Kreis besteht aus der Spule L7 und dem Luftdrehkondensator C32. Er wird ähnlich wie beim UKW-Teil einmalig auf die verwendete Antenne abgestimmt. Mit Rücksicht auf die Vereinfachung koppelt man die Antenne mit Kondensator C33 (680 pF) an. Diese Kopplungsart läßt sich nur bei kurzen Antennen anwenden, wie sie für Fuchsjagden typisch sind. Bei langen Antennen sollte die Antenne an die Spule angeschlossen bzw. mittels eines π -Filters angekoppelt werden. Der Kondensator C21 dient zur Kopplung mit dem HF-Anzeigeteil.

Modulator

Der Modulator ist 3stufig und hat einen hochohmigen Eingang für ein Kristallmikrofon. Die 1. Röhre (Rö6) ist eine Doppeltriode ECC82, die als Spannungsverstärker arbeitet. Die 2. Röhre (Rö7 = EL83) dient als A-Leistungsverstärker. Die Schaltung ist konventionell und erfordert keine eingehenden Erklärungen. Zum Vermeiden von Selbsterregung sollte

beim Bau auf eine richtige Montage, auf kurze Verbindungen und auf die entsprechende Auswahl der Bauelemente geachtet werden. Am Modulatorausgang bringt man einen typischen Rundfunkausgangstransformator an. Die hochohmige Wicklung dient als Modulator, die niederohmige Wicklung wird an eine Klemme angeschlossen, die innen auf der Rückseite der Montageplatte angebracht ist. Man braucht sie zur etwaigen Arbeitskontrolle des Modulators bei der Inbetriebnahme bzw. während der Reparatur. Die Anodenspannung des Modulators wird durch den Elektrolytkondensator C39 ($8 \mu\text{F}$) abgeblockt, der ein Teil des Doppelkondensators $2 \times 8 \mu\text{F}$ ist. Sein 2. Teil (C40) blockt die Anodenspannung für die anderen Stufen ab.

Antennen

Die im Gelände durchgeführten Versuche erwiesen, daß bei 144 MHz der in Bild 2 dargestellte, geschlossene Kreisdipol am besten arbeitet. Er sichert eine gute Rundstrahlung bei verhältnismäßig geringen Ausmaßen. Der Dipol ist an einem etwa 2 m hohen Holzmast befestigt und wird über ein Koaxkabel (70Ω) über eine Symmetrieranpassungsschleife gespeist (Bild 3).

Die gestreckte Länge des Dipols beträgt 95 cm, der Durchmesser des Kupferrohrs 7 mm. Der Abstand zwischen den Rohren ist 40 mm. Die Länge des Anpassungsglieds hängt vom Verkürzungsfaktor des Kabels ab. Die elektrische Länge soll eine halbe Wellenlänge sein. Da die Länge nicht kritisch ist, kann die durchschnittliche Kabelverkürzung $0,75 \cdot \lambda/2$ angenommen werden; das Anpassungsglied wird demzufolge etwa 80 cm lang. Auf Grund der gegenseitigen Kopplung der Dipolarme ist die Anpassung nicht ideal; angesichts des nicht sehr langen Kabels (4 bis 7 m) bleiben die Verluste jedoch gering.

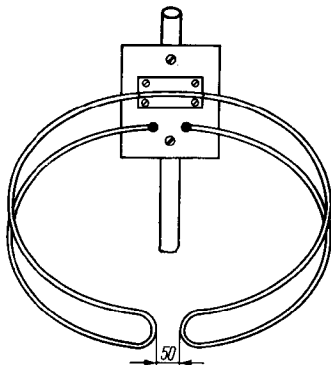


Bild 2
Ansicht
der verwendeten Rundstrahlantenne
für 2 m (Beschreibung siehe Text)

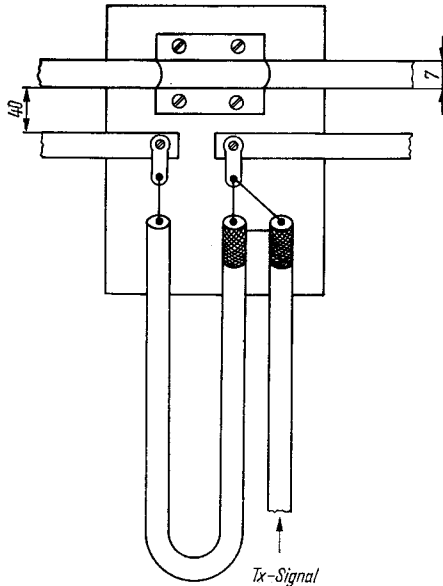


Bild 3
Anschluß
der Umwegleitung
an der 2-m-Antenne

Für 3,5 MHz wurde die 6teilige Vertikalantenne mit einer Gesamtlänge von 1,8 m der Funkstationen *RBM-1* benutzt.

Frontplatte

Auf der Frontplatte befinden sich 4 Umschalter. Der Kippumschalter S1 dient zur Wahl der Frequenzbänder 3,5 MHz oder 144 MHz. Bei «3,5 MHz» kann ausschließlich der Heiz- und Anodenkreis des 3,5-MHz-Teils (Röhren R64 und R65) eingeschaltet werden. Entsprechendes gilt für «144 MHz» (Röhren R61, R62 und R63).

Mit dem Kippumschalter S2 wählt man die Betriebsart (A1 oder A3). Bei A3 gelangt die Heiz- und Anodenspannung zum Modulator (Röhren R66 und R67). Bei A1 arbeitet der Modulator nicht; hier wird jedoch die Modulationswicklung kurzgeschlossen.

Der 3. Schalter ist der Drehschalter S3, der die Heiz- und Anodenspannung anzeigt und die HF-Ausgangsleistung umschaltet. In der 1. Schalterstellung ist das Meßwerk abgeschaltet. Die Widerstände R29 und R30 sollten dem Meßwerk entsprechend gewählt werden.

Der 4. Schalter, ein Drehschalter, dient zum Einschalten der Heizspannung und anschließend der Anodenspannung. In der ersten Schalterstellung ist der Sender ausgeschaltet.



Bild 4 Ansicht des beschriebenen Fuchsjagdsenders 3,5/144 MHz

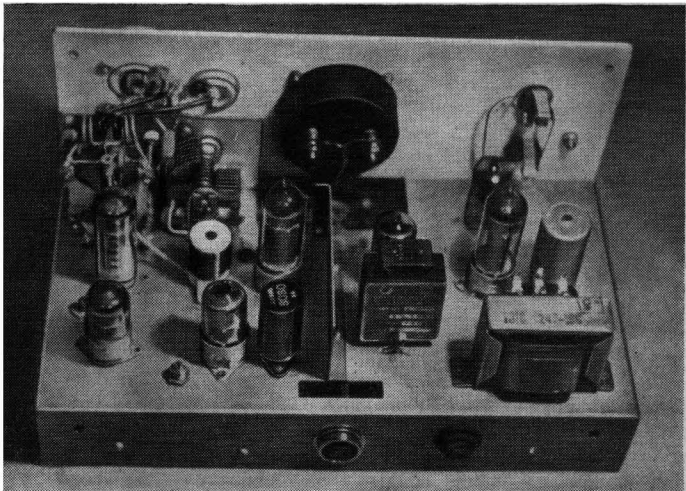


Bild 5 Blick auf das Chassis des Fuchsjagdsenders, Mitte und links Senderteil, rechts Modulator

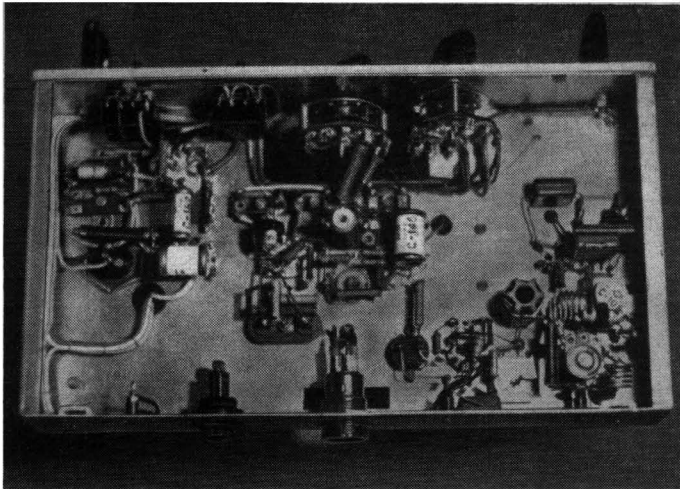


Bild 6 Blick unter das Chassis des Fuchsjagdsenders, Mitte und rechts Senderteil, links Modulator

Auf der Frontplatte befinden sich noch:
 ein Voltmeter zum Messen der Heiz- bzw. Anodenspannung sowie der HF-Leistung;
 die Mikrofon- und die Tastenbuchse;
 die UKW- und die KW-Antennenbuchse.

An der Rückwand der Montageplatte ist eine Sicherungsfassung angebracht, die die Betriebsspannung absichert.

Spulendaten

- L1 12 Wdg., 1,2-mm-CuL, Keramikkörper, 15 mm Durchmesser
 - L2 6 Wdg., 1,2-mm-CuL, Luftspule, 10 mm Durchmesser, 7 mm lang
 - L3 4 Wdg., 1,2-mm-CuL, Luftspule, 10 mm Durchmesser, 7 mm lang
 - L4 2 × 2 Wdg., 2,5-mm-CuAg, Luftspule, 10 mm Durchmesser, Zwischenraum 6 mm in der Mitte für L5
 - L5 2 Wdg., 1,5-mm-CuL, kunststoffisoliert, 10 mm Durchmesser, zwischen L4 gewickelt
 - L6 30 Wdg., 0,25-mm-CuL, Keramikkörper, 7 mm Durchmesser
 - L7 35 Wdg., 0,35-mm-CuL, Keramikkörper, 15 mm Durchmesser
- Dr1, Dr2, Dr3 Entstördrosseln 10 μ H
 Dr4 Drossel 0,3 μ H

Bauteileliste

R 1, R 3, R 6, R 7	47 k Ω — 0,25 W	R 2	22 k Ω — 0,25 W
R 4, R 15, R 27	100 Ω — 0,25 W	R 5	8,2 k Ω — 2 W
R 8, R 13	33 k Ω — 0,25 W	R 9, R 10	18 k Ω — 0,25 W
R 11, R 30	33 k Ω — 2 W	R 12, R 14, R 17	82 k Ω — 0,25 W
R 16	1,8 k Ω — 2 W	R 18	1 k Ω — 0,25 W
R 19, R 28	10 k Ω — 1 W	R 20	3 M Ω — 0,25 W
R 21	500 Ω — 0,25 W	R 22, R 25	220 k Ω — 0,25 W
R 23	470 k Ω — 0,25 W	R 24	1,8 k Ω — 0,25 W
R 26	510 k Ω — 0,25 W	R 29	910 Ω — 0,25 W
C 1, C 8	33 pF	C 2	22 pF
C 3, C 5, C 9, C 12, C 13, C 17, C 18, C 22, C 25, C 27, C 31	6,8 nF — 500 V		
C 4, C 15, C 16, C 26	15 pF	C 6	10 nF — Keramik
C 7, C 14	Keramiktrimmer, C _{max} = 15 pF		
C 10, C 29	Keramiktrimmer, C _{max} = 30 pF		
C 11, C 30	47 pF	C 19	Drehko 2 \times 15 pF
C 20	etwa 2 pF	C 21	etwa 5 pF
C 23, C 28	82 pF	C 24	150 pF
C 32	Lufttrimmer, C _{max} = 50 pF		
C 33	680 pF — 500 V	C 34	5 nF — 500 V
C 35, C 37	10 μ F — 12 V	C 36	10 nF — 500 V
C 38	50 nF — 500 V	C 41	50 nF — 125 V
C 39, C 40	2 \times 8 μ F — 450 V		
Tr	Ausgangsübertrager 5 k Ω		

Widerstände

10 k Ω : *Wie geht es dir?*

1,5 k Ω : *Nicht besonders. Mein Widerstand ist so gering.*



Transistor- und Röhrenempfangskonverter für das 2-m-Band

Ing. Karl-Heinz Schubert
— DM 2 AXE

Der im UKW-Bereich arbeitende Funkamateurliebt in den meisten Fällen für seine Empfangsanlage keinen speziellen UKW-Empfänger, weil der Aufwand hoch, die Einsatzmöglichkeiten jedoch begrenzt sind. Dazu kommt, daß sehr viele UKW-Amateure auch auf den Kurzwellenbändern arbeiten und dafür ein KW-Empfänger vorhanden ist. Es liegt deshalb nahe, vor den vorhandenen KW-Empfänger einen Empfangskonverter für das 2-m-Band (144 bis 146 MHz) zu schalten. Dieser Empfangskonverter hat die Aufgabe, die UKW-Frequenz durch Überlagerung mit einer Oszillatorfrequenz in den KW-Bereich umzusetzen (Superhetprinzip).

Um diese Frequenzverlagerung zu verwirklichen, gibt es 2 Wege.

1. Weg

Die Eingangsfrequenz $f_e = 144$ bis 146 MHz wird mit einer Oszillatorfrequenz von z. B. $f_o = 116$ bis 118 MHz überlagert. Man erhält am Konverterausgang die KW-Frequenz $f_{kw} = 28$ MHz, da

$$\begin{aligned} f_e - f_o &= f_{kw}; \\ (144 - 116) \text{ MHz} &= 28 \text{ MHz}; \\ (146 - 118) \text{ MHz} &= 28 \text{ MHz}. \end{aligned}$$

Auf diese Frequenz von 28 MHz stellt man den KW-Empfänger als sogenannten Nachsetzempfänger fest ein. Allerdings ist mit diesem Verfahren, verwendet wird es als UKW-Tuner im Rundfunkempfänger ($f_{kw} = 10,7$ MHz), ein schwerwiegender Nachteil verbunden. Der Oszillator des Konverters muß im Frequenzbereich von 116 bis 118 MHz abgestimmt werden. Die dabei erreichbare Frequenzstabilität genügt nicht, die Gegenstation einwandfrei aufzunehmen.

Deshalb wendet man dieses Prinzip nur bei den transistorisierten 2-m-Funksprechgeräten an, weil es bei diesen nicht auf eine hohe Frequenzstabilität ankommt.

2. Weg

Die Eingangsfrequenz $f_e = 144$ bis 146 MHz wird mit einer festen Oszillatorfrequenz von z. B. $f_o = 116$ MHz überlagert. Man erhält am Konverterausgang das gesamte in den KW-Bereich umgesetzte UKW-Band im Frequenzbereich $f_{kw} = 28$ bis 30 MHz, denn

$$(144 - 116) \text{ MHz} = 28 \text{ MHz};$$

$$(146 - 116) \text{ MHz} = 30 \text{ MHz}.$$

Da nur eine einzige Oszillatorfrequenz benötigt wird, bereitet die Frequenzstabilität keine Schwierigkeiten. Es kann ein quarzgesteuerter Oszillator vorgesehen werden. Man setzt für die angegebene Frequenz von 116 MHz einen Quarz 38,667 MHz ein; die Verdreifachung ergibt dann die gewünschte Oszillatorfrequenz von $f_o = 116$ MHz. Die KW-Frequenz von 28 bis 30 MHz ist bei den meisten KW-Amateurempfängern vorhanden; sie entspricht dem 10-m-Band (28 bis 29,7 MHz).

Natürlich sind auch andere Frequenzverhältnisse möglich. Je nach dem vorhandenen KW-Bereich muß man die Oszillatorfrequenz festlegen, um das 2-m-Band dorthin umzusetzen.

Empfangsbereich	144,0 bis 146,0 MHz		
Oszillatorfrequenz	114 MHz	130 MHz	126 MHz
Nachsetzerbereich	30 bis 32 MHz	14 bis 16 MHz	18 bis 20 MHz
Quarzfrequenz	38 MHz \times 3	26 MHz \times 5	7 MHz \times 3 \times 3 \times 2 43,333 MHz \times 3

Ein Empfangskonverter nach diesem Prinzip hat keine Bedienelemente, er wird beim Abgleich des Geräts fest eingestellt. Sieht man für die HF-Kreise bei 145 MHz Bandfilter vor, so ist eine gleichmäßige Verstärkung über die Bandbreite von 2 MHz vorhanden. Für die Ausgangsfrequenz im KW-Bereich verwendet man ebenfalls ein Bandfilter oder einen mit Widerstand bedämpften Einzelkreis. Bei diesem Verfahren beschränkt sich der 2-m-Empfang nur auf die Bedienung des Nachsetzempfängers.

Der Empfangskonverter soll gute Grenzempfindlichkeit aufweisen, damit er noch entfernte Signale aufnehmen kann. Mit amatourmäßigen Mitteln lassen sich heute Grenzempfindlichkeiten von 2 bis 3 kT_o erreichen. Für die Eingangsstufen kommen nur Trioden in Frage, die einen geringen äquivalenten Rauschwiderstand haben. Dieser ist um so kleiner, je größer Steilheit und Anodenstrom und je kleiner Eingangs- und Ausgangskapazität sind. Meist werden Trioden verwendet, wie *PC 86*, *PC 88*, *ECC 88* oder die modernen Nuvistor-Trioden. Für geringe Anforderungen des Anfängers genügen auch die Röhren *ECC 84* oder *ECC 85*. Gute Empfindlichkeit wird auch mit Transistoren erreicht (*GF 132*, *GF 142*, *AF 106*, *AF 139*); allerdings wirken sich kritisch die geringe Kreuzmodulations-

festigkeit und das Auftreten hoher HF-Spannungen am Eingang aus, z. B. durch den eigenen Sender. Deshalb werden Transistorkonverter meist nur bei Portablegeräten und Sprechfunkgeräten eingesetzt.

Für die Schaltungstechnik der Eingangsstufen des Empfängskonverters haben sich im Laufe der Jahre 2 Schaltungen durchgesetzt. Das ist einmal die Kaskodeschaltung nach *Wallman*, die 2 Trioden benötigt. Dabei arbeitet die 1. Triode in Katodenbasisschaltung, die 2. Triode in Gitterbasisschaltung. Diese Kaskodeschaltung vereinigt in sich das geringe Rauschen einer Triode mit dem großen Verstärkungsfaktor einer Pentode. Die Kaskodeschaltung gilt als die meistverwendete Eingangsschaltung für 2-m-Konverter.

Die andere vielverwendete Eingangsschaltung ist die Gitterbasisschaltung, die ein gutes Signal/Rausch-Verhalten zeigt. Man muß jedoch beachten, daß der Eingangswiderstand der Gitterbasisschaltung sehr niedrig liegt und die Schaltung nur geringe Verstärkung bringt. Man schaltet deshalb 2 Gitterbasisschaltungen hintereinander, um die gleiche Verstärkung zu erzielen wie mit der Kaskodeschaltung.

Eine weitere Verbesserung der Empfangsanlage ist für den Funkamateurliebhaber mit elektronischen Mitteln kaum noch möglich. Alles Weitere muß die Antennenanlage bringen, getreu dem Leitsatz: «Eine gute Antenne ist der beste HF-Verstärker». Das bedeutet, man benötigt Antennen mit hohem Antennengewinn und ausgeprägter Richtwirkung. Das ist der Fall bei der vielfach benutzten, mehrelementigen Yagi-Antenne, besonders der Lang-Yagi-Antenne. Für 2-m-Empfängskonverter sollen einige typische Schaltungen vorgestellt werden, die sich zum Nachbau eignen. Für die Schwingkreise wurde lediglich der Frequenzwert angegeben, da die Spulendaten sehr abhängig sind von der Form der verwendeten Spulenkörper und dem Material der Abgleichkerne. Mittels eines Grid-Dip-Meters kann man aber auf einfache Weise die Spulendaten der Schwingkreise festlegen. Als Beispiel werden für den zuerst besprochenen Konverter die Windungszahlen ungefähr angegeben. Bei uns in der DDR hat es der Funkamateurliebhaber *K.-H. Fischer (DM 2 ADJ)* übernommen, für die Herstellung eines leistungsfähigen 2-m-Konverters Sorge zu tragen. Die Schaltung (Bild 1) zeigt eine ältere Ausführung, die auf einem Messingblechchassis (250 mm × 70 mm × 42 mm) aufgebaut war. Heute wird diese Schaltung mit geringfügigen Änderungen als Ausführung *VHF 5* abgeliefert auf einer gedruckten Platine geliefert.

Der Konverter ist mit 4 Röhren bestückt, die folgende Funktionen ausüben:

- PC 88* Katodenbasisstufe der Kaskode;
- PC 88* Gitterbasisstufe der Kaskode;
- EC 92* Mischstufe;
- ECC 85* Quarzoszillator und Verdreifacher.

Damit die an der Katode der Gitterbasisstufe anliegende HF-Spannung nicht teilweise über den Heizfaden nach Masse gelangt (c_{kf}), sollen die Heizfadenanschlüsse über kleine UKW-Drosseln (etwa $10 \mu\text{H}$, handelsübliche Ausführung) hochfrequenzmäßig hochgelegt werden. Die Gittervorspannung wird über einen hochohmigen Spannungsteiler ($2 \times 270 \text{ k}\Omega$) festgelegt. Im Anodenkreis der Gitterbasisstufe liegt ein Bandfilter für den Frequenzbereich 144 bis 146 MHz, das induktiv gekoppelt ist ($L4 = L5$, etwa 5 Wdg., Durchmesser 8 mm, 1-mm-CuAg). Die Schwingkreis-kapazitäten werden von den Röhrenkapazitäten gebildet. Die Stromversorgung der Kaskodestufe erfolgt in einer gleichstrommäßigen Reihenschaltung. Zwischen beiden Röhren befindet sich eine Abschirmwand, wobei L3 noch zur 2. Röhre gehört.

Am Gitter der Mischröhre EC92 liegt die verstärkte Eingangsspannung. In die Katode wird die Oszillatorspannung eingespeist. Der Anodenkreis ist auf die aus der Mischung erhaltene Frequenz abgestimmt, in diesem Fall auf etwa 29 MHz. Durch die Bedämpfung mit dem Widerstand $10 \text{ k}\Omega$ erreicht man, daß das Frequenzband 28 bis 30 MHz ohne wesentlichen Abfall übertragen wird. Die Auskoppelpule ist mit dem Antennen-eingang des Nachsetzempfängers zu verbinden (L6 etwa 18 Wdg., 8 mm Durchmesser, 0,3-mm-CuL; Auskoppelstufe etwa 4 Wdg., 0,8-mm-CuL, auf dem gleichen Spulenkörper).

Der Quarzoszillator wurde mit einem Quarz 38,6667 MHz bestückt. Das 1. Triodensystem arbeitet auf der Quarzfrequenz, auf die auch der Schwingkreis im Anodenkreis abgestimmt ist. Die Kapazität des Schwingkreises wird von der Röhrenausgangskapazität gebildet (L8 etwa 14 Wdg., 8 mm Durchmesser, 0,8-mm-CuL). Das 2. Triodensystem bildet den Frequenzverdreifacher. Der Anodenkreis ist auf die Frequenz 116 MHz abgestimmt (L7 etwa 5 Wdg., 8 mm Durchmesser, 1-mm-CuAg). Eine Koppelpule mit etwa 1 Windung befindet sich am kalten Ende von L7. Ein Stück abgeschirmte Leitung führt die Oszillatorspannung zur Katode der Mischröhre.

Für den Abgleich werden ein Grid-Dip-Meter und ein Rauschgenerator benötigt. Dabei sollte sich der Anfänger die Hilfe eines erfahrenen UKW-Amateurs erbitten oder den nächsten Radioklub der GST aufsuchen.

Wie eine Eingangsschaltung mit Gitterbasisstufen aufgebaut werden kann, zeigt Bild 2. Diese Schaltung wurde von G. Laufs (DL 6 HA) für einen SSB-Empfangsumsetzer in [1] angegeben. Die Kopplung der beiden Gitterbasisstufen und die Ankopplung an den Gegentaktmischer erfolgt über Bandfilter, die eine zufriedenstellende Trennschärfe ermöglichen. Für jede Gitterbasisstufe wird die Gittervorspannung durch einen Katodenwiderstand erzeugt. Zur Mischung verwendet man eine Gegentaktanordnung. Das Oszillatorsignal ist induktiv an das Steuergitter der Mischröhre zu koppeln. Der Ausgangskreis für den Nachsetzempfänger muß eventuell mit einem Widerstand bedämpft werden, damit man eine

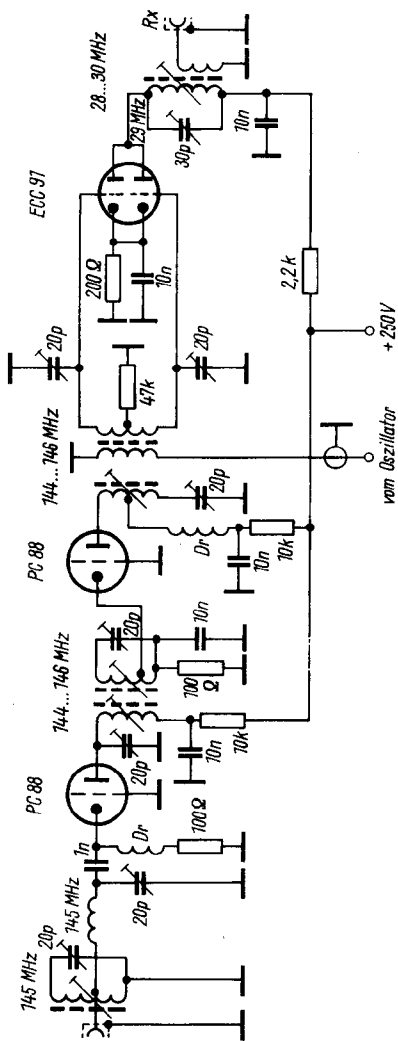


Bild 2 2-mV-Konverter mit 2stufigem Gitterbauelementärker im Eingang (nach DL 6 HA)

ausreichende Bandbreite erzielt. Die Heizfäden der Gitterbasisstufen sind beidseitig zu verdrosseln, damit kein Anteil der HF-Spannung nach Masse abfließen kann.

In Italien bietet die Firma *Geloso*, bekannt durch ihre KW- und UKW-Konstruktionen für den Funkamateurl, einen 2-m-Konverter an, der mit Nuvistor-Trioden bestückt ist. Die Empfindlichkeit wird mit etwa 2 kT_0 angegeben. Neben den guten HF-Eigenschaften der Nuvistoren ist bemerkenswert, daß eine Anodenspannung von nur 70 V benötigt wird. Bild 3 zeigt den *GELOSO*-Konverter *G4/161*. Die Kaskodestufe enthält statt des π -Filters ein kapazitivgekoppeltes Bandfilter. Die Eingangsstufe wird durch einen kleinen Trimmer zwischen Anodenspule und Gitter neutralisiert. Das Gitterbasissystem erzeugt die Gittervorspannung durch einen Katodenwiderstand; auch die Anodenstromversorgung beider Kaskodestufen erfolgt getrennt. Die Mischröhre ist über ein kapazitivgekoppeltes Bandfilter angeschlossen.

Die Quarzoszillatorschaltung arbeitet in der sogenannten *Butler*-Schaltung, wobei ein Triodensystem in Gitterbasis-, das andere in Katodenbasisschaltung betrieben wird. Der Quarz liegt zwischen den beiden Kationen. Der Anodenkreis der Gitterbasisstufe ist auf die Frequenz des Quarzes abgestimmt, der andere Anodenkreis auf die 3fache Frequenz. Die Oszillatorspannung wird kapazitiv ausgekoppelt und an die Katode der Mischröhre geführt. Im Anodenkreis der Mischröhre liegt ein kapazitivgekoppeltes Bandfilter für die Nachsetzerfrequenz. Diese Schaltung läßt sich auch mit anderen Röhren nachbauen, wenn keine Nuvistoren vorhanden sind.

Nun noch einige Beispiele für die Anwendung von Transistoren. Bild 4 zeigt den 2-m-Transistorkonverter *TC21* der Firma *K. Braun*, der mit den Transistoren *AF102* und *AF114* bestückt ist [2]. Als DDR-Transistoren eignen sich der *GF132* und der *GF142*, wobei eventuell die Basisspannungsteilerwiderstände geringfügig geändert werden müssen. Der Vorteil transistorbestückter Konverter liegt darin, daß sie günstige Rauscheigenschaften aufweisen.

Außerdem haben sie kleine Abmessungen und geringen Stromverbrauch. Anfällig sind sie gegen Kreuzmodulation und spannungsmäßige Überlastung der Eingangsstufe (durch HF von starken UKW-Amateursendern).

Beim Transistorkonverter *TC21* arbeiten alle Stufen in Basisgrundschaltung. Dadurch ergeben sich bessere HF-Eigenschaften, allerdings auch sehr niederohmige Eingangswiderstände. Die Antenne liegt an einer Anzapfung des Eingangsschwingkreises, der kapazitiv an den Emitter angekoppelt ist. Die Neutralisation erfolgt durch die günstige Bemessung der Abblockkondensatoren an der Basis und am Kollektorkreis. Die 2. HF-Verstärkerstufe und die Mischstufe sind jeweils über 4 pF an den davorliegenden Schwingkreis angekoppelt. Der Arbeitspunkt der Mischstufe wird mit dem Trimpotentiometer $5 \text{ k}\Omega$ an der Basis eingestellt,

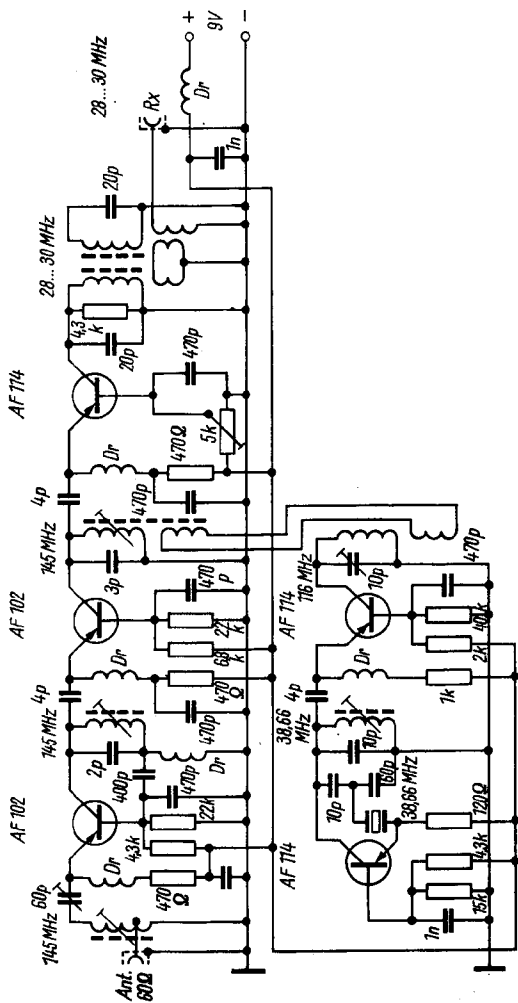


Bild 4 Transistorkonverter TC.21 für das 28-n-Band (DJ 3 DT)

Der Nachsetzer ist mit einem überkritisch gekoppelten Bandfilter im Kollektorkreis der Mischstufe angeschlossen.

Der Quarzoszillator mit dem Quarz 38,667 MHz arbeitet ebenso wie die Verdreifachstufe in Basisgrundsaltung. Der Quarz liegt zwischen dem Emitter und einem kapazitiven Spannungsteiler des Kollektorschwingkreises. Über 4 pF angeschlossen ist die Transistorstufe zur Frequenzverdreifachung. Die Oszillatorspannung der Frequenz 116 MHz wird von der Verdreifachstufe induktiv abgenommen und über eine *Link*-Leitung auch induktiv an den Mischtransistor angekoppelt. In der Nähe starker UKW- und Fernsender sollte man vor den Eingang des Konverters einen Bandpaß schalten.

Von der Firma *B. Henningsen* wird ein mit 3 Transistoren bestückter 2-m-Transistorkonverter *CT2* angeboten; nachfolgend die Daten:

Eingangsfrequenz	144 bis 146 MHz
Nachsetzerausgang	28 bis 30 MHz
Gesamtrauschzahl	2,6 kT _o
Durchgangsverstärkung	25 dB
Betriebsspannung	9 V
Betriebsstrom	etwa 8 mA
Leiterplattengröße	90 mm × 65 mm
Bestückung	2 × AF 106, 1 × AF 114 Quarz 38,667 MHz

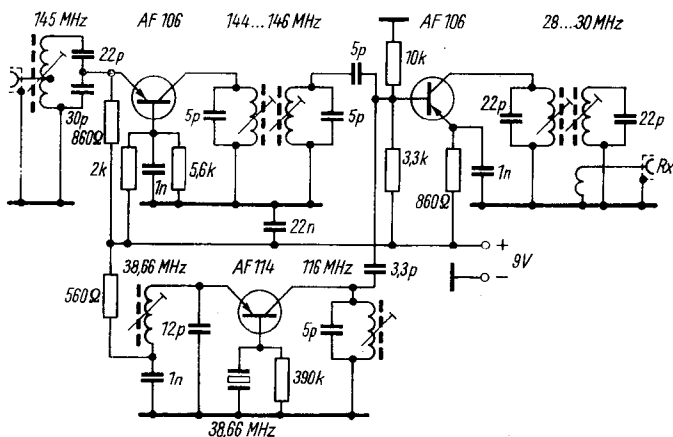


Bild 5 Transistorkonverter *CT2* für das 2-m-Band (DJ 5 LZ)

Bild 5 zeigt die Schaltung des Konverters *CT 2*. Die HF-Vorstufe arbeitet in Basisgrundsaltung. Der Eingangskreis hat einen kapazitiven Spannungsteiler, an dem der Emitter angeschlossen wird. Die Mischstufe, in Emittergrundsaltung betrieben, folgt über ein induktivgekoppeltes Bandfilter. Für den Nachsetzerfrequenzbereich ist ein ebensolches Bandfilter vorgesehen worden. Eingangs- und Oszillatorschaltung werden über kleine Kapazitäten an die Basis des Mischtransistors geführt. Interessant ist die Schaltung des Quarzoszillators, entwickelt von einem bekannten amerikanischen Funkamateurliebes (F. C. Jones, W 6 AJF). Im Basiskreis liegt der Quarz mit dem Basisvorwiderstand. Ein Schwingkreis befindet sich im Emitterkreis, den man in die Nähe der Quarzgrundfrequenz abstimmt. Der Kollektorschwingkreis wird auf die gewünschte harmonische Frequenz eingestellt, in diesem Fall 116 MHz.

Für den 2-m-Konverter *CT 2* liefert die gleiche Firma auch einen abstimmbaren, transistorbestückten HF-Mischteil *TM 30/3*. Er hat den Empfangsbereich von 28 bis 30 MHz und gibt eine feste Zwischenfrequenz von 3 MHz ab. Eingangs- und Oszillatorkreis werden mit einem Zweifachdrehkondensator abgestimmt. Zwischen Vorstufe und Mischstufe liegt ein induktivgekoppeltes Bandfilter für den Bereich von 28 bis 30 MHz.

Abschließend soll noch eine moderne Schaltung von E. C. Jones (W 6 AJF) gezeigt werden [4].

Die 4 Transistoren (Bild 6) haben folgende Funktionen:

- T1 HF-Verstärker
- T2 HF-Verstärker
- T3 Mischstufe
- T4 Oszillator

Für alle Stufen wird der Transistor 2N 1742 von TEXAS Instruments verwendet. Die beiden HF-Verstärkerstufen sind durch die Kondensatoren 3 pF neutralisiert. Die Ankopplung an die Basis erfolgt jeweils über eine Spulenwindung. Die im Eingang liegenden Dioden schützen den Eingangstransistor, wenn man einen UKW-Sender größerer Leistung benutzt. Diese Dioden sollen geringe Kapazität und kleinen Widerstand in Durchlaßrichtung haben. Das verstärkte Eingangssignal wird der Basis, das Oszillatorsignal dem Emitter des Mischtransistors zugeführt. Für die daraus resultierende ZF ist ein π -Filter vorgesehen, das den Ausgangswiderstand des Mischtransistors (etwa 2 k Ω) an das Kabel zum Nachsetzempfänger (50 bis 75 Ω) anpaßt. Für den Obertonoszillator wird die von W 6 AJF entwickelte Quarzoszillatorschaltung verwendet. Die Resonanzfrequenz des Schwingkreises am Emitter soll zwischen Quarzgrundfrequenz und Obertonfrequenz liegen. Dadurch wird erreicht, daß der Quarz nur auf der Obertonfrequenz schwingt; außerdem erzielt man mit nur

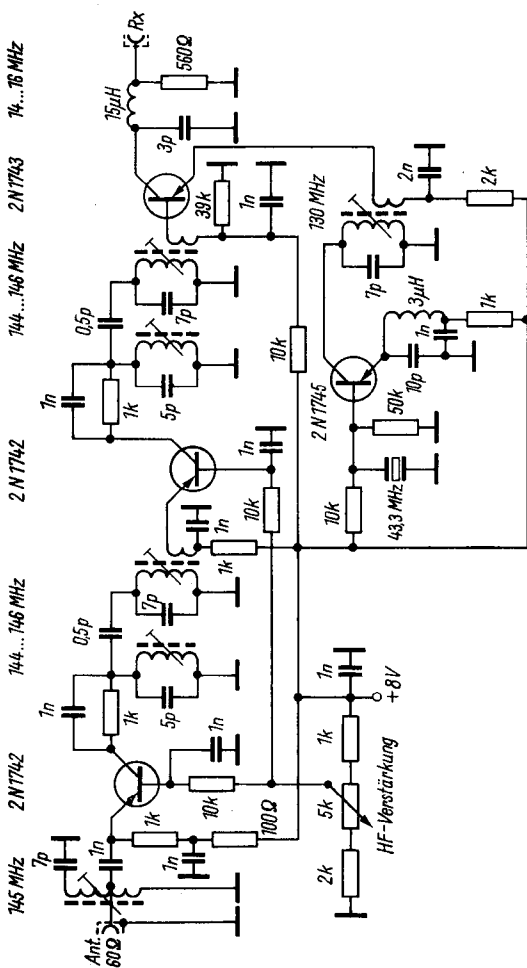


Bild 6 Schaltung eines Transistorkonverters für das 2-m-Band (nach W 6 AJF)

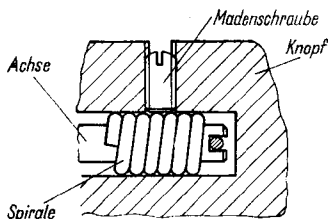
einem Transistor die benötigte Endfrequenz. Zur einwandfreien Aufnahme von Ortsstationen kann die HF-Verstärkung von Hand geregelt werden. Für den Nachbau eignen sich im UKW-Gebiet brauchbare Transistoren.

Literatur.

- [1] Laufs, G., Transistorbestückte Sende- und Empfangsumsetzer für Einseitenband-Betrieb im Bereich 144—146 MHz, UKW-Berichte, 3/1965, S. 138—151
- [2] Maiwald, K., 2-m-Transistor-Konverter TC 21, UKW-Berichte, Sonderheft 1964, S. 33—35
- [3] —, 2-m-Konverter und HF-Mischteil mit Transistoren, UKW-Berichte, 2/1964, S. 84 und 85
- [4] Jones, F. C., 144 mc transistorconverter, 73 Magazin, 6/1966, S. 24—29

Bedienungsknopf für 4-mm-Achse

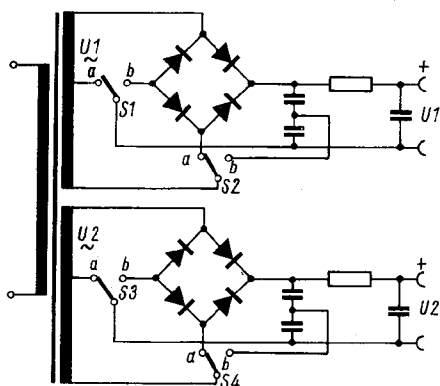
Neben den üblichen, mit einer 6-mm-Achse ausgestatteten Potentiometern, gibt es auch solche mit einer 4-mm-Achse im Handel. Trimpotentiometer sind ebenfalls mit 4-mm-Achsen ausgestattet. Oftmals besteht nun die Notwendigkeit, ein solches Potentiometer mit einem Bedienungsknopf zu versehen. Bedienungsknöpfe mit 4-mm-Bohrung sind aber nur sehr schwer zu beschaffen. In solchen Fällen hilft man sich, indem man gemäß Bild auf die 4-mm-Achse ein Stück Kupferdraht mit einem Durchmesser von 1 mm aufwickelt und das Ende des Drahtes in den Achsenschlitz einbiegt. An der Stelle, wo die Madenschraube auf die Drahtspirale drückt, werden die Windungen der Spirale miteinander verlötet und anschließend glatt gefeilt.



Der Bedienungsknopf sitzt genauso sicher und fest wie auf einer 6-mm-Achse.

R. Anders

Ein einfacher umschaltbarer Netzteil



Das Bild zeigt einen einfachen, umschaltbaren Netzteil, der für die verschiedensten Bastelzwecke eingesetzt werden kann. Verwendet wird ein üblicher Netztransformator. Die verschiedenen Spannungen werden durch Umschalten der Betriebsart des Gleichrichters erzeugt. Dabei ist $U1\sim$ die gesamte Sekundärnennspannung des Transformators und $U1$ die erzielte Gleichspannung. Es lassen sich mit dieser Schaltung folgende Spannungswerte erzielen:

Schalter	Schalterstellung	Erzielte Gleichspannung
$S1$	a	(Mittelpunktschaltung) $U1 \approx \frac{U1\sim}{2}$
$S2$	a	
$S1$	b	(Brückenschaltung) $U1 \approx U1\sim$
$S2$	a	
$S1$	b	(Delonschaltung) $U1 \approx 2 \cdot U1\sim$

Analog gelten die gleichen Verhältnisse für die Niederspannungswicklung des Transformators mit den Schaltern $S3$ und $S4$. Wird z. B. ein Netztransformator mit den Wicklungen 2×150 V, $2 \times 6,3$ V eingesetzt, so lassen sich die Spannungen (Gleichspannungen) 150 V, 300 V, 600 V und 6,3 V, 12,6 V, 25,2 V erzeugen.

R. Anders

SSB-Exciterplatine mit Transistorbestückung

Der in diesem Beitrag beschriebene Baustein dient zur Erzeugung eines SSB-Signals nach der Filtermethode. Der Vorteil der beschriebenen Schaltung liegt in der Anwendung von Transistoren und in der Möglichkeit, unterschiedlich aufgebaute Quarzfilter in die Schaltung einzusetzen. Um den Nachbau zu vereinfachen, wurde für die Schaltung des SSB-Exciters eine Leiterplatte entwickelt.

Die Leiterplatte der Größe 260 mm × 120 mm ist ausgelegt für den Trägeroszillator mit den umschaltbaren Trägerquarzen für das untere und das obere Seitenband, für den Balancemodulator, für den 3stufigen Filterverstärker einschließlich Quarzfilter sowie für eine Mischstufe. Aus Gründen der Abschirmung stellt das Quarzfilter mit 4 Quarzen eine selbständige Konstruktionseinheit dar, die jedoch ebenfalls auf die Leiterplatte montiert wird. Die Mischstufe kann zum Einkoppeln der VFO-Frequenz dienen, damit man bei passenden Träger- und Filterquarzen bereits unmittelbar auf 2 Amateurbändern arbeiten kann.

Dem Autor standen Quarze um 5,58 MHz zur Verfügung, so daß es bei einem VFO-Frequenzbereich von 8,15 bis 9,40 MHz möglich war, auf dem 80-m- und auf dem 20-m-Band zu arbeiten. Dabei benötigt man im Trägeroszillator nur einen Quarz, und zwar den für das obere Seitenband, im Gegensatz zur bekannten 9-MHz-Methode, bei der für 80-m-/20-m-Betrieb eine Trägerquarzumschaltung erforderlich ist. International hat sich eingeführt, unter 10 MHz, also auf 3,5 MHz und 7 MHz, auf dem unteren Seitenband, und über 10 MHz, also für Amateure ab 14-MHz-Band, auf dem oberen Seitenband zu arbeiten. Der Aufbau eines transistorisierten VFO ist in diesem Beitrag beschrieben, er gehört jedoch nicht zur Exciter-Leiterplatte, sondern ist für Einbau in einen kalten Thermostaten gedacht.

Die vorhandene Mischstufe kann aber auch zum Einkoppeln von Quarzfrequenzen zwecks Bandumsetzung dienen. Die Mischung mit der VFO-Frequenz geschieht dann in einer nachfolgenden Mischstufe. Für einen Mehrbandsender ist dieses Verfahren günstiger, da sich die Anzahl der

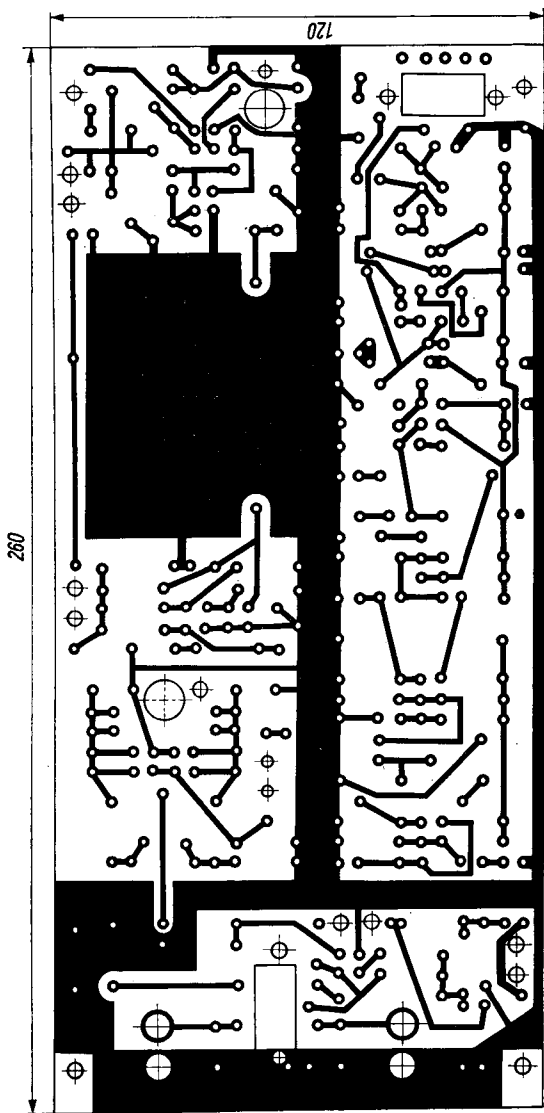


Bild 2 Vorlage für die gedruckte Schaltung des SSB-Exciters

abstimmbaren Kreise vermindert. Aber auch in diesem Fall läßt sich der beschriebene VFO bei entsprechender Frequenzumstellung verwenden.

Die Exciter-Leiterplatte sieht weiterhin einen 3stufigen Modulationsverstärker vor, ausreichend für Kristallmikrofone und dynamische Mikrofone ohne Übertrager. Ferner gehören die *Vox*-Schaltung und die *Antitrip*-Schaltung zu dieser Leiterplatte. Das Relais für *Vox* und *Antitrip* wird auf der Leiterplatte montiert. Es kann mit 60 V und 0,5 A belastet werden und dient zum Umschalten der für die gesamte SSB-Anlage erforderlichen größeren Relais. Die Exciterausgangsspannung wurde an der Basis des Mischstufentransistors T3 mit etwa 1 V gemessen.

Die Schaltung (Bild 1) zeigt in ihren einzelnen Baustufen prinzipiell nichts Neues. Jedoch ist die Zusammenstellung der Baustufen auf Grund früherer Veröffentlichungen und eigener Erfahrungen sowie Erprobungen entstanden. Es werden daher nicht die einzelnen Stufen beschrieben, da hierüber ausreichende Veröffentlichungen vorliegen (siehe Literaturverzeichnis), sondern außer dem Abgleich verschiedene Detailfragen behandelt, die auch der Verfasser erst bei seinen SSB-Versuchen kennenlernte.

Die Leiterplatte (Bild 2) gestattet den Aufbau des beschriebenen SSB-Senders sowie von Varianten. Auf dem Foto (Bild 3) wurden die Haube des Filters und die T-förmige, 60 mm hohe Abschirmung entfernt. Die Haube ist auf Bild 3 neben dem Exciter sichtbar, die Abschirmung auf der Bestückungszeichnung (Bild 4) angedeutet. Sie besteht aus 2 Stück Ms- oder Alu-Blech, 0,5 mm dick, unten 5 mm breit abgewinkelt, zusammengelötet oder genietet. An ihrer Abwinklung wird die Abschirmung mit 5 Schrauben M 2,6×6, mit Muttern auf dem breiten Kupferstreifen der Leiterplatte zwischen dem Trägeroszillator und übrigen HF-Teil (einschließlich Quarzfilter) und NF-Teil (einschließlich *Vox* und *Antitrip*) festgeschraubt. Unten weist sie eine Aussparung für das Schirmkabel zwischen Dr3 und C31 auf.

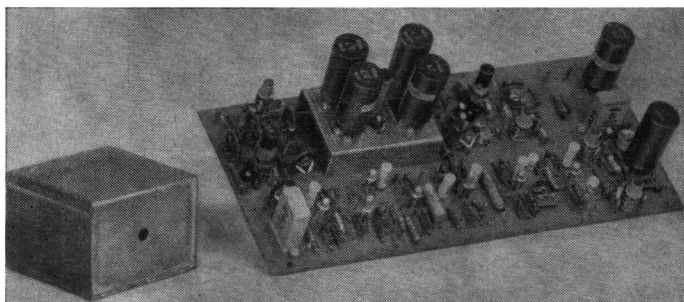


Bild 3 Ansicht der bestückten SSB-Exciterplatine
(links die Abschirmhaube des Quarzfilters)

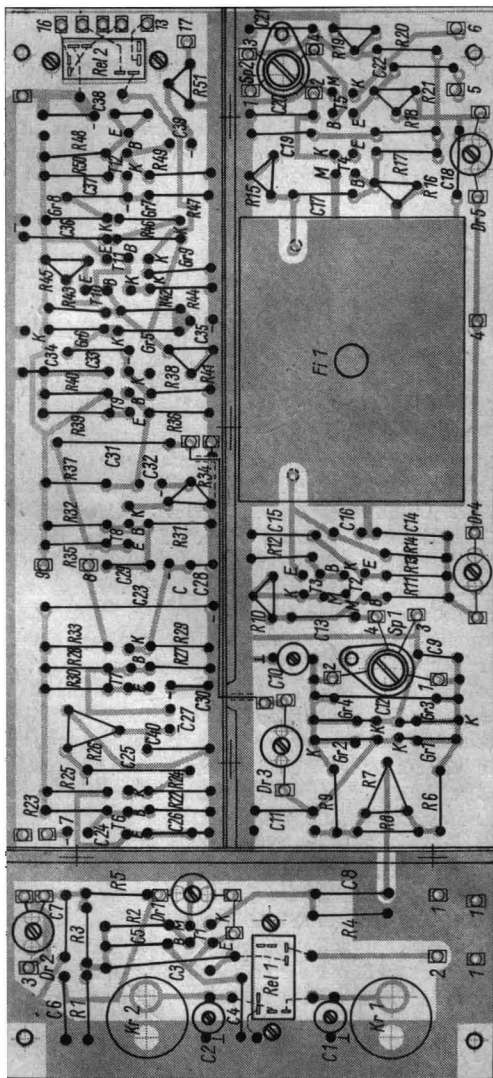


Bild 4 Bestückungsplan für die SSB-Exziterplatine
 (C 30 liegt zwischen Emitter T 7 und Massepotential, C 29 zwischen Basis T 8 und Kollektor T 7.)

Auf dem Foto (Bild 3) gibt es einige Differenzen zur Bestückungszeichnung (Bild 4) im Gebiet der *Vox*- und *Antitrip*-Schaltung. Ihre Ursachen sind Änderungen auf Grund von Erprobungen, die am Muster behelfsmäßig, teils auf der kupferkaschierten Seite, durchgeführt wurden. Bild 2 und Bild 4 zeigen bereits den neuen Stand. Die Leiterplatte nach Bild 2 läßt weitere Möglichkeiten zu, die zum Teil beschrieben sind. Eine einfachere Ausführung eines SSB-Exciters, unter Wegfall von 6 Stufen auf der gleichen Leiterplatte, wird weiter unten behandelt.

Die benötigten Bauelemente stammen mit Ausnahme der Quarze aus der DDR-Produktion. Neuanschaffung der 6 Quarze von Zeiss ist möglich, jedoch sehr kostspielig, da dann die Quarze der Genauigkeitsklasse «D» entsprechen müssen, d. h. eine Genauigkeit von $\pm 50 \cdot 10^{-6}$ aufzuweisen haben. Diese Genauigkeit ist jedoch nur, bezogen auf die Frequenzabstände der einzelnen Quarze, erforderlich. Doch darauf wird der Quarzhersteller bei Einzelfertigung leider keine Rücksicht nehmen. Jedoch kommt uns diese Tatsache bei Selbstschliff der Quarze zugute.

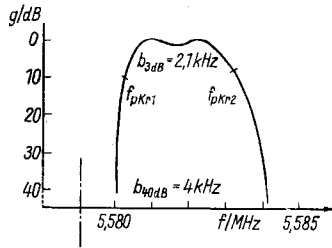
Die Exciterplatte wie auch die separate Filterkonstruktion bieten genügend Platz für alle bekannten in- und ausländischen Quarzkonstruktionen – mit Ausnahme alter Quarze in großen Gehäusen.

Es sind Quarzfrequenzen zwischen 4 MHz und 9 MHz möglich. Dem Verfasser standen 6 Stück sowjetische Quarze zur Verfügung, die u. a. 1965 allen GST-Bezirksmaterialversorgern der DDR angeboten wurden. Diese Quarze werden durch je 2 Telefonbuchsen mit 10 mm Abstand befestigt und verbunden. Die vorhandenen 6 Quarze mit der Bezeichnung A7 wiesen alle die gleiche Frequenz von 5,5833 MHz in einer aperiodischen Schwingungsschaltung für Parallelresonanz auf. In einer Schwingungsschaltung für Serienresonanz wurde festgestellt, daß die Serienresonanz dieser Quarze etwa 900 Hz niedriger liegt als die Parallelresonanz. Das mußte berücksichtigt werden, da die Trägerquarze in Parallelresonanz und die Filterquarze in Serienresonanz arbeiten. Alle übrigen Quarzmessungen erfolgten ausschließlich in einer aperiodischen Parallelresonanzschwingungsschaltung, da diese gegenüber einer *Heeger*-Schaltung, also einer Serienresonanzschaltung mit abstimmbarem Ausgangskreis, reproduzierbarere Werte ergab.

Der Quarzschliff wurde nach Öffnen des Quarzgehäuses aus Preßstoff an der geschliffenen Quarzkante vorgenommen; die gegenüberliegende Kante war und blieb ungeschliffen. Nach dem Schleifen war die Frequenz niedriger geworden; sie ist also abhängig von der Breite der Quarzscheibe.

Für das Quarzfilter wurden 2 frequenzgleiche Quarze ausgesucht. 2 weitere Quarze waren gegenüber dem 1. Paar um etwa 1,9 kHz niedriger zu schleifen (untereinander frequenzgleich). Eine Differenz von 10 Hz mußte in Kauf genommen werden. Für den hochfrequenten Trägerquarz wurde ein unveränderter Quarz benutzt, der nach obigen Ausführungen etwa 900 Hz über der Serienresonanz der ungeschliffenen, hochfrequenten

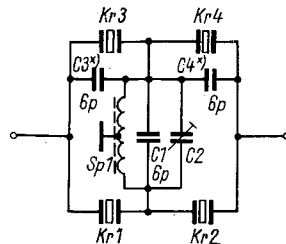
Bild 5
Durchlaßkurve des Filterverstärkers



Filterquarze schwingen mußte. Der niederfrequente Trägerquarz wurde um $1,9 \text{ kHz} + 1,2 \text{ kHz} = 3,1 \text{ kHz}$ niedriger geschliffen gegenüber der genannten Originalfrequenz bzw. gegenüber dem ersten ungeschliffenen Filterquarzpaar. Gegenüber der Serienresonanz des niederfrequenten Filterquarzpaars mußte der niederfrequente Trägerquarz also später in der SSB-Schaltung in Parallelresonanz um $1,2 \text{ kHz} - 0,9 \text{ kHz} = 0,3 \text{ kHz}$ tiefer schwingen. Sollten sich diese $0,3 \text{ kHz}$ später als zu gering herausstellen, dann kann man den niederfrequenten Trägerquarz noch etwas niedriger schleifen, was sich jedoch bei der Durchmessung des Filterverstärkers (Bild 5) und bei der Funktionserprobung des Exciters als überflüssig erwies.

Bild 5 zeigt die Durchlaßkurve des Filterverstärkers, von C13 bis zur Basis von T5 gemessen. f_{pkr1} und f_{pkr2} geben die Lage der Trägerfrequenzen auf der Filterkurve an. Kleinere Frequenzkorrekturen der 2 Trägerfrequenzen bis etwa 300 Hz sind mit den Trimmern C1 und C2 möglich. Die Filterkurve zeigt an der hochfrequenten Flanke eine geringere Flankensteilheit als an der niederfrequenten Flanke. Diese Tatsache entspricht bekannten Veröffentlichungen u. a. in [1], da in der Schaltung des Quarzfilters (Bild 6) C3 und C4 mit etwa 6 pF parallel zu den hochfrequenten Filterquarzen Kr3 und Kr4 beim Verfasser noch fehlen. C3 und C4 verstellen die hochfrequente Flanke des Filters, ermöglichen jedoch Höckerbildung zu beiden Seiten des Filterdurchlaßbereichs.

Bild 6
Schaltung des verwendeten Quarzfilters



Beim Verfasser konnte die Filterkurve unterhalb 40 dB nicht gemessen werden; bis zu diesem Wert waren keine Höcker festzustellen.

Das Schleifen der Quarze der sowjetischen Ausführung wurde auf einer auf dem Tisch liegenden Schleifscheibe der Körnung M60 unter Zugabe von Wasser vorgenommen. Die Quarzscheibe wurde zwischen den Fingern gehalten, die Schleifkante auf der Schleifscheibe vorsichtig vor- und zurückgeführt. Nachschliff erfolgte auf einem nassen Ölstein. Vor jeder Frequenzmessung wurde mit einem weichen Pinsel die Quarzscheibe mit Spiritus gereinigt. Erst nach völligem Trocknen an der Luft zeigte sich der Quarz als schwingfähig und frequenzkonstant.

Falls sich für die Elektrolytkondensatoren 10 μ F/10 V die stehende Ausführung nach TGL200-8308 nicht beschaffen läßt, kann man die Ausführung nach TGL 7198 benutzen. Diese Elektrolytkondensatoren werden unter Verwendung von Isolierschlauch stehend aufgelötet, wie das in der Industrie mitunter auch geschieht. Wer vorhandene Relais mit ähnlichen technischen Daten, wie die in der Stückliste genannten, verwenden will, benutzt die angegebenen Löcher auf der Leiterplatte zur Befestigung seiner speziellen Relaisaltewinkel.

Zwecks Erprobung der beschalteten Leiterplatte empfiehlt sich eine Messung aller Kreisspulen mit einem Grid-Dipper. Oft gestaltet die Dämpfung von Schwingkreisen durch Halbleiterbauelemente eine Grid-Dipper-Messung schwierig oder läßt sie unmöglich werden. Daher muß man die Anschlüsse der Kreisspule von Sp1 und C12 aus der Leiterplatte zeitweilig auslöten und gesondert verbinden, um mit dem Grid-Dipper die Resonanzfrequenz feststellen und abgleichen zu können.

Zur Stromversorgung wird eine stabilisierte Spannung von 10 bis 12 V für etwa 100 mA einschließlich Relaispeisung benötigt (siehe [3] und [6]). Vor Anschluß des Exciters an die Stromversorgung sind die Schichtdrehwiderstände R10, R16, R19, R21, R41 auf größten Widerstandswert einzuregeln. Auch während des Abgleichs ist darauf zu achten, daß die genannten Schichtdrehwiderstände nur bis etwa Mittelstellung verstellt werden dürfen, da sonst Überlastung und Zerstörung von Transistoren möglich ist. R7, R15, R26, R34, R45, R51 sind anfangs in Mittelstellung zu bringen. Falsche Einstellung hat aber in diesem Fall keine weiteren Folgen. Anschluß 8 und 9 ist zu überbrücken. Sodann muß man Anschluß 1 und 17 mit -12 V, Anschluß 3, 4, 10 mit $+12$ V verbinden.

Der Trägeroszillator stellt eine Parallelschwingschaltung dar. Wird nur mit einem Trägerquarz gearbeitet, dann kann man auf das Relais Rel 1 verzichten. Sonst ist an Anschluß 2 über den Seitenbandumschalter die Relaisspannung für Rel 1 anzuschließen. Um mit dem Exciter optimale Ergebnisse zu erzielen, müssen R1 und C4 abgeglichen werden. Zu diesem Zweck schließt man an die Verbindung C8-R7 einen Oszillografen an und macht die Trägerschwingung sichtbar. Durch Auswechseln von C4 wird optimale Sinusform, durch Auswechseln von R1 maximale Amplitude

erreicht. Diese Einstellungen sind bei Austausch von Transistor T1 neu durchzuführen. Da zwischen C4 und R1 eine gewisse Abhängigkeit besteht, ist ein 2. Abgleich erforderlich.

Auf die aufwendigen Verdrosselungen mit Dr2, Dr3, Dr4, Dr5 sollte man keinesfalls verzichten; schon oft wurde beim Bau von SSB-Sendern schlechte Träger- und Seitenbandunterdrückung festgestellt, und die Ursache lag nicht beim Balancemodulator und beim Quarzfilter, sondern daran, daß die genannten Stufen über die Stromversorgungsleitungen umgangen wurden.

Der Balancemodulator zeigt keine Besonderheiten. Die Leiterplatte ist so vorbereitet, daß man sowohl 4 Dioden als auch ein Diodenquartett verwenden kann. Es soll noch erwähnt werden, daß die in Bild 1 dargestellte Diodenschaltung im Prinzip der Schaltung in [1] (Bild 10) entspricht, nur liegt dort der Verbindungspunkt von Gr3 und Gr4 über die Parallelschaltung einer HF-Drossel und eines 10-nF-Kondensators an Masse. Eine solche Parallelschaltung läßt sich aber durch eine direkte Verbindung ersetzen. Die Kreisspule auf Sp1 wird bifilar gewickelt. Jedoch kann die Verbindung der bifilaren Hälften erst erfolgen, nachdem die Koppelwicklung aufgebracht worden ist. (Nähere Angaben über bifilare Wicklungen siehe [2].) Wer nur mit einem Trägerquarz arbeiten will, braucht Sp1 nicht bifilar zu wickeln. Der Symmetrieabgleich des Balancemodulators für nur eine Trägerfrequenz ist dann mit R7 und C10 allein möglich.

Zum Abgleich des Balancemodulators benutzt man den Trägeroszillator. An C13 wird der Oszillograf angeschlossen, mit Sp1 ist auf maximale Amplitude abzugleichen, dann mit R7 und C10 wechselseitig auf Minimum, d. h., auf dem Oszillografenschirm darf nur ein Strich sichtbar sein. Eventuell erkennt man noch Reste der 2. Teilschwingung, je nach Abgleich von C4, die jedoch durch das Quarzfilter genügend bedämpft werden.

Zwecks Abgleichs des Filterverstärkers wird R7 wieder verstimmt, so daß die Trägerfrequenz zum weiteren Abgleich zur Verfügung steht. Den Oszillografen schließt man an die Basis von T5 bzw. an Sp2 an. R15 soll in Mittelstellung stehen. Mit ihm kann später eine Feinkorrektur der Filterkurve durchgeführt werden. Die Filterkurve nach Bild 5 wurde ohne diesen Feinabgleich erreicht. R10 und Sp1 in Fi1, R16 sowie Sp2 werden auf maximale Amplitude des Oszillografenbilds eingestellt. Falls der Abgleichsbereich von Sp1 in Fi1 nicht ausreicht, muß man mit C2 in Fi1 nachgleichen. Die Abgleichschraube von C2 ist durch eine Bohrung, 6 mm Durchmesser, in der Leiterplatte mit dem Schraubenzieher von unten zugänglich. Diese Bohrung sowie die 3 Befestigungslöcher, 3,5 mm Durchmesser, für das Quarzfilter sind auf Bild 2 nicht sichtbar, da sie besser nach Fertigstellung des Quarzfilters gebohrt werden. Dann wird R7 wieder auf beste Trägerunterdrückung abgeglichen.

Den Abgleich der Mischstufe mit T5 führt man erst in Verbindung mit den Folgestufen durch, da dann der Kollektorkreis von T5 über Anschluß 6 der Leiterplatte und über den Schwingkreis nach Masse, d. h. zum Minuspotential, geschlossen ist. Dieser Schwingkreis arbeitet bereits auf der sich zwischen Träger- und VFO-Frequenz ergebenden Ausgangsfrequenz, z. B. auf dem 80-m- oder 20-m-Band, und stellt den Gitter- oder Basiskreis der folgenden Röhren- oder Transistorstufe dar. In den meisten Fällen wird es sich um eine Röhrenstufe mit einer EF80 o. ä. handeln. Wenn die Ausgangsfrequenz der Mischstufe 21 MHz oder höher betragen soll, ist für T5 an Stelle des GF122 ein GF131 einzusetzen. R19 und R21 sind später in Verbindung mit dem betriebsbereiten VFO auf maximale Mischverstärkung, d. h. auf maximale Ansteuerung der Folgestufen auf der gewünschten Frequenz abzugleichen. An Anschluß 5 der Leiterplatte wird die VFO-Frequenz eingespeist.

Die Verstärkung des Modulationsverstärkers mit den Transistoren T6 bis T8 läßt sich mit R26 regeln. Anschluß 7 ist der Mikrofoneingang. Wer mit verschiedenen Mikrofonen arbeiten will, muß an Stelle von R26 3 Stecklötösen einsetzen und ein geeignetes Potentiometer an die Frontplatte montieren. Die 2 nicht an Masse liegenden Verbindungen zum Potentiometer müssen mit NF-Abschirmkabeln verlegt werden. Anschluß 3 und 9 auf der Leiterplatte sind über die Sende-Empfangs-Umschaltung durch Hand bei Empfang zu trennen. Für die Erprobung der Leiterplatte und für automatisches Umschalten muß man Anschluß 8 und 9 überbrücken. Die Einkopplung der Modulationsspannung in den Balance-Modulator erfolgt über C31. Dafür kann man keinen Elektrolytkondensator benutzen; sein Reststrom würde eine Desymmetrierung des Balance-Modulators verursachen und die Trägerunterdrückung verringern oder aufheben.

An Stelle des angeführten Lackfilmkondensators läßt sich ein MP-Kondensator $1 \mu\text{F}/160\text{V}$ verwenden, der in Befestigungsart «D» mit 2 Bohrungen, 3,5 mm Durchmesser, ohne Beschädigung der Leiterzüge auf der Leiterplatte angeschraubt werden kann, sonst aber freitragend zu verdrahten ist. Die obenbeschriebene Desymmetrierung des Balance-Modulators wird oftmals bewußt zwecks Einpfeifens und A1-Betrieb durchgeführt. Wer davon Gebrauch machen möchte, dem stehen die Stecklötösen an C31 und Dr3 zur Verfügung. Über die Schaltungstechnik unterrichtet man sich in [3].

Mit R34 läßt sich die Eingangsspannung der nachfolgenden Vox-Schaltung einpegeln. Deren Eingangswiderstand wird durch die Stromgegenkopplung an R39 etwas erhöht. T9 arbeitet als Wechselstromverstärker auf eine Gleichrichteranordnung mit den Dioden Gr5 und Gr6 in Delon-Schaltung, die eine negative Spannung abgibt. Der Vorteil der Delon-Schaltung besteht außer der Spannungsverdopplung darin, daß sie die Speisung aus einer kapazitiven Quelle ermöglicht, d. h., die Wechselstrom-

quelle braucht nicht gleichstromdurchlässig zu sein (und das ist sie wegen C33 nicht). Weiter zeichnet sich die *Delon*-Schaltung durch einen genügend hohen Eingangswiderstand aus. Durch Verändern von C35 läßt sich die Abschaltverzögerungszeit für die *Vox* verändern. R41 kann auch wegfallen, was sich jedoch erst im Zusammenspiel mit der *Antitrip*-Schaltung zeigt. T10 und T11 arbeiten als Schalttransistoren. R45 muß man verstellen, wenn der Kollektorreststrom von T10 so groß ist, daß Rel2 ausgelöst wird, d. h., wenn ohne NF-Ansteuerung bei Minimalpegeleinstellung an R34 und Maximaleinstellung von R41 trotzdem T10 öffnet und Rel 2 anzieht.

T12 arbeitet als Wechselstromverstärker für die *Antitrip*- auf eine *Delon*-Schaltung für positive Gleichspannung, die über den Entkopplungswiderstand R46 an die Basis von T10 geführt wird und der *Vox*-Spannung entgegenwirkt. R51 dient zur Anpassung der *Antitrip*-Schaltung an die zur Verfügung stehende NF-Spannung des Stationsempfängers.

Wenn für T10 ein Siliziumtransistor verwendet werden kann, so ist der Reststrom geringer, und man erhält eine bessere Konstanz der Abfallverzögerung. Beim *SC103* von HWF liegt laut technischer Daten $-U_{CE}$ bei etwa 10 V. Die Leiterplatte ist so ausgelegt, daß man auch mit Si-npn-Transistoren für T10 arbeiten kann. Wer sich dafür interessiert, beachte [4]. Im wesentlichen muß dann T10 umgepolt werden, R43 entfällt, Gr5, Gr6, Gr7 und Gr8 sind umzupolen und anstatt auf +12 V auf -12 V zu legen. Bild 7 zeigt die Schaltung für den VFO, Bild 8 die Leiterplatte, Bild 9 die Bestückungszeichnung. Der kalte Thermostat läßt sich am zweckmäßigsten aus einem Alu-Rohr mit mindestens 6 mm Wandstärke bauen, Innendurchmesser größer als 80 mm, Länge etwa 80 mm, je nach vorhandenem Drehkondensator. Eine etwa 6 mm dicke Frontplatte trägt den Drehko C1, die Durchführungskondensatoren C6

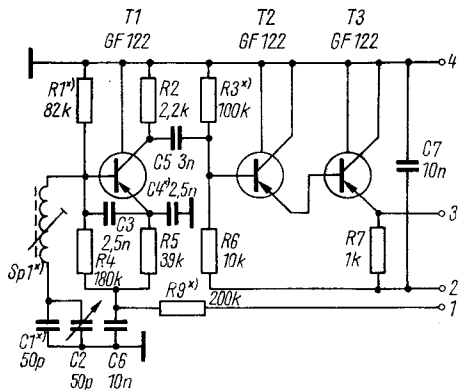


Bild 7
Schaltung des getrennt
aufgebauten VFO

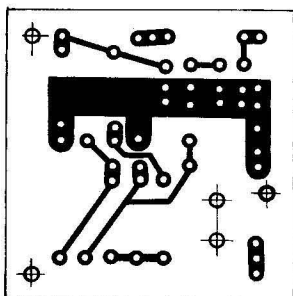


Bild 8
Vorlage für die VFO-Platine
(Größe 55 mm × 55 mm)

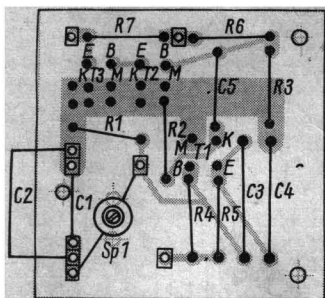


Bild 9
Bestückungsplan
für die VFO-Platine

und C7, eine Masselötöse und ein aufgeschraubtes Messingblech, das gemeinsam mit der Frontplatte gebohrt wird und zum Herausführen des Schirmkabels für den HF-Ausgang, Anschluß 3, dient. Der Kupferschirm dieses Kabels wird mit dem Ms-Blech verlötet. Die Leiterplatte ist über 3 Distanzstücke mit der Frontplatte verbunden. Der Drehko C1 liegt zwischen Frontplatte und Leiterplatte, seine Tiefe bestimmt die Länge der Distanzstücke. Alle genannten Teile finden innerhalb des Alu-Rohres Platz. Die Frontplatte jedoch ist größer und rechteckig; sie trägt außerhalb des Alu-Rohres noch 3 Distanzstücke zur Befestigung an der Senderfrontplatte. VFO-Frontplatte und eine entsprechend gefertigte Abdeckung für die Rückseite des Thermostaten werden auf die plangedrehten Stirnseiten des Alu-Rohres aufgeschraubt. Um Luftströmungen im Thermostaten auszuschließen, deckt man die Verbindungsstöße des kalten Thermostaten mit farblosem Lack ab. Vorher muß der VFO aber funktionsfähig und abgeglichen sein. Frequenzabgleich wird durchgeführt mit Sp1, C1 und C2, Abgleich auf unverzerrte Schwingungsform mit C4 und R3. Die maximale Amplitude wird mit R1 und R3 eingestellt, siehe Trägeroszillator. Die genauen Werte von Sp1, C1, C2 ergeben sich auf Grund

der jeweiligen Nachbaubedingungen. Unterlagen über Frequenzfahrplan, Schwingkreisberechnung, Bandspreizung und Temperaturkompensation sind im *FUNKAMATEUR* und in der Reihe *Der praktische Funkamateure* ausreichend zu finden.

R9 und Anschluß 1 liegen aus thermischen Gründen außerhalb des Thermostaten. Der Wert von R9 richtet sich nach der Spannung, die für den Oszillator zur Verfügung steht. Bei dem Wert in Bild 7 wird die Spannung für Anschluß 1 einem 150-V-Stabilisator entnommen. Es wird gerechnet:

$$R9 = U_{\text{stabi}} : 0,75 \text{ mA.}$$

R9 muß mit 0,5 W belastbar sein. Diese Art der hochohmigen Spannungsspeisung des Oszillators führt zu einer ausgezeichneten Temperaturkompensation der Transistordaten von T1 auf Grund der erzeugten Stromgegenkopplung an R5 und R9. T2 und T3 werden über Anschluß 2 mit -10 V bis -12 V gespeist.

Über den mechanischen Aufbau des Quarzfilters F11 gibt Bild 10 Auskunft. Verwendet wird 0,8 mm dickes Ms-Blech. Ferner werden 2 Stück Piacryl $50 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$, 3 mm dick, benötigt, die die 2×4 Telefonbuchsen für die 4 Quarze aufnehmen. Das Ms-Blech ist an den entsprechenden Stellen mit Bohrungen, 9 mm Durchmesser, zu versehen. Wegen der unterhalb des Filterchassis befindlichen eingelöteten 2 Trennbleche kann man die Telefonbuchsen nicht mit Muttern befestigen, sondern sie müssen in die Piacrystreifen eingeschraubt werden. Die Trennbleche enthalten je 2 Bohrungen, 3,5 mm Durchmesser, zum Einbau der Kondensatoren C3 und C4. Auch C1 und C2 liegen unten. Auf der Exciterplatte befestigt man das Quarzfilter mit 3 Stück M3-Gewindebolzen, etwa 12 mm lang, die an den U-Winkel angelötet werden, an der einen Seite 2 Stück, an der

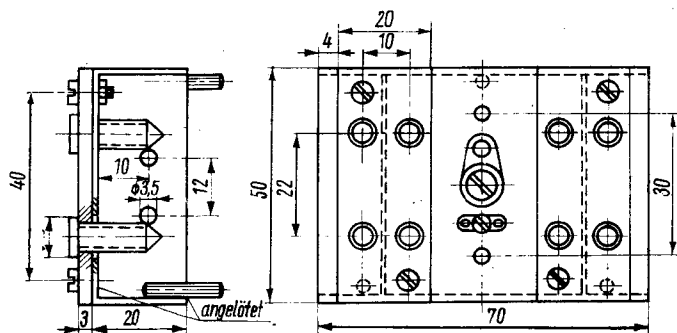


Bild 10 Maßskizze für den Aufbau des Quarzfilters

anderen Seite 1 Stück. Den Aufbau der Schirmhaube für das Quarzfilter läßt Bild 3 hinreichend erkennen. Die Haube ist mit 3 Schrauben M2,6 auf dem Quarzfilter zu befestigen. Für die Schirmhaube kann man dünneres, lötbare Blech verwenden.

Liste der Spezialteile

a - Exciterplatine

Kr1	Trägerquarz für oberes Seitenband, z. B. $f_p = 5,5802$ MHz
Kr2	Trägerquarz für unteres Seitenband, z. B. $f_p = 5,5833$ MHz
Dr1...Dr5	1 mH, 300 Wdg., 0,16-mm-CuL, 3-Kammerkörper Meuselwitz (M1 TGL 64-2021) mit Abgleichkern Manifer 20
Sp1	etwa 2 μ H, 2 \times 8 Wdg., bifilar (1-2), 0,45-mm-CuLs, 8 Wdg., (3-4), 0,32-mm-CuLs, Stiefelkörper 8,5 mm mit Gewindekern M7 \times 1, Manifer 230
Sp2	etwa 8 μ H, 30 Wdg., (1-2), 6 Wdg., (3-4), 0,32-mm- CuLs, Stiefelkörper mit Gewindekern wie Sp1
Gr1...Gr4	Germaniumdioden OA 645 bzw. Diodenquartette 04A 657
Gr5...Gr8	Germaniumdioden OA 645
Rel1, Rel2	Relais GBR 111 — 12 Bv2 — Ag mit Fassung, Groß- breitenbach
C1, C2	Scheibentrimmer 10/36 pF
C3	Scheibentrimmer 4/12 pF
C31	Lackfilmkondensator 1 μ F — 63 V oder MP-Konden- sator
R7, 26	Trimmregler liegend, für gedruckte Schaltung
R10, R15, R16, R19, R21, R34, R45, R51	Trimmregler stehend, für gedruckte Schaltung
T1...T5	GF 122, für T5 eventuell GF 131
T6, T7, T9, T10, T12	GC 100
T8, T11	GC 121

Für die angegebenen Transistoren kann auch verwertbarer Ausschuß verwendet werden.

b – Quarzfilter

Kr1, Kr2	niederfrequente Filterquarze, z. B. $f_p = 5,5805$ MHz
Kr3, Kr4	hochfrequente Filterquarze, z. B. $f_p = 5,5824$ MHz
C2	Scheibentrimmer 6/30 pF
Sp1	etwa 22 μ H, 2 \times 25 Wdg., bifilar, 0,32-mm-CuLs, Stiefelkörper 8,5 mm mit Gewindekern M7 \times 1, Manifer 230

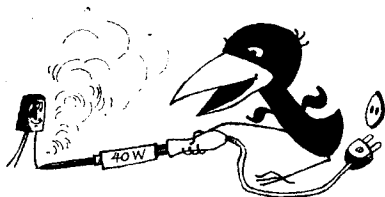
c – VFO-Platine

Sp1	3-Kammerkörper Meuselwitz mit Abgleichkern Manifer 20; die Windungszahl ist abhängig vom VFO-Frequenzbereich
C6, 7	Durchführungskondensatoren 10 nF
T1...T3	GF122 oder verwertbarer Ausschub

Literatur

- [1] Brauer, H., Einseitenbandtechnik, Der praktische Funkamateurl, H. 39 Deutscher Militärverlag, Berlin 1963
- [2] Brauer, H., Einseitenbandfilter, FUNKAMATEUR, 4/1967, S. 178–179, 5/1967, S. 238–240
- [3] Stroer, E., Transistorisierter SSB-Steuerender mit 50-kHz-Filter, FUNKAMATEUR, 7/1967, S. 324–325, 8/1967, S. 392–394
- [4] Hillebrand, F., Einseitenbandsender-Baustein «HS 1000 A», Funktechnik, 24/1965, S. 996–997
- [5] Thomas, P., Teiltransistorisierter SSB-Sender für 80 m mit 300 W PEP, Funktechnik, 11/1966, S. 419–422
- [6] Streng, K., Stromversorgungsteile für Sende- und Empfangsanlagen, Der praktische Funkamateurl, H. 49, Deutscher Militärverlag, Berlin 1966

Löten, aber richtig!



RFT- Funkamateur

— **Ihr Versandhaus** — hat sich seit seinem nunmehr fünfjährigen Bestehen bemüht, ein echter Partner bei der Beseitigung von Materialschwierigkeiten für Bastler und Amateure zu sein. Unser Bestreben ist es, solche Gebiete zu erschließen, die dem Kunden die größten Schwierigkeiten bereiten.

So umfaßt unser Sortiment das gesamte Gebiet der Halbleiter, keramische Bauteile, Ferrite für die verschiedensten Zwecke.

Für den Funkamateur halten wir bereit: Gehäuse aus Stahlblech mit und ohne Frontplatte, Oszillografenröhren, Spezialröhren, Quarze und Meßinstrumente.

Günstig und rationell mit seiner Zeit umzugehen bedeutet mehr vorgefertigte Baugruppen wie bestückte und abgegliche Platinen für KW-Empfänger mit Röhren, 80-m-Konverter mit Transistoren oder einen kompletten KW-Doppelsuperempfänger für das 10-m-, 15-m-, 20-m-, 40-m- und 80-m-Band zu verwenden.

Widerstände — Kondensatoren — Trafos — Relais — Spulenkörper — Schalter und Drosseln der verschiedensten Ausführungen sind selbstverständliches Zubehör.



Neu im Sortiment: Stereodekoder — Stereokopfhörer — Stereomikrofone, Lautsprecher — Kopfhörer — Morsetasten ergänzen das Sortiment.

Spezialgebiet: Industriell gefertigte Funksteueranlagen — Rudermaschinen. Für den Modelleisenbahner transistorisierte Bausteine zur Weichenschaltung und Zugbeeinflussung.

VEB Industrievertrieb

Rundfunk und Fernsehen

RFT - FUNKAMATEUR

8023 Dresden, Bürgerstr. 47, Tel.: 54781

Versand in alle Bezirke der DDR

Die Trennschärfe, besonders die Weitabselektion eines Geradeausempfängers, reicht heute in keiner Weise mehr aus, um mit einigem Erfolg als Sende- oder als Empfangsamateur am weltweiten Amateurfunk teilnehmen zu können. Selbst der Überlagerungsempfänger in herkömmlicher Schaltungstechnik mit einfacher oder mit mehrfacher Überlagerung kann weder den kommerziellen Anforderungen noch denen des Amateurs gerecht werden. Die Ursachen liegen in der bereits jetzt sehr engen und weiter zunehmenden Belegung der Kurzwellenbänder und der großen Leistungsdichte. Die Folgen davon sind *Kreuzmodulationserscheinungen* und *Zustopfeffekte*. Sie äußern sich darin, daß die Modulation eines frequenzbenachbarten starken Senders einem schwächeren Sender, auf den der Empfänger eingestellt ist, aufmoduliert erscheint. Andererseits kann ein starker Sender die Eingangsstufen des Empfängers so weit übersteuern, daß innerhalb eines weiten Frequenzbereichs schwächere Stationen überhaupt nicht mehr aufzunehmen sind.

Es genügt also nicht mehr, Geräte mit großer Trennschärfe und Empfindlichkeit zu konstruieren, es müssen auch Maßnahmen gegen Kreuzmodulationen und Zustopfeffekte getroffen werden. Ferner ist es im Interesse eines einwandfreien Empfangs von SSB-Sendungen (Einseitenbandbetrieb mit unterdrücktem oder stark geschwächtem Träger) notwendig, dem Gerät eine hervorragende Frequenzstabilität zu verleihen.

Diese Tatsachen und Forderungen haben in den letzten Jahren zu einer grundlegenden Änderung der Empfängerkonzeptionen geführt.

Moderne Empfangsgeräte sind mit einem quarzstabilisierten, auf die einzelnen Empfangsbereiche umschaltbaren 1. Oszillator ausgerüstet. Die Abstimmung auf die genaue Empfangsfrequenz erfolgt mit einem nicht umschaltbaren, variablen 2. Oszillator, der wie der Sender-VFO (VFO = frequenzveränderlicher Oszillator) temperaturkompensiert und mechanisch stabil aufgebaut werden kann. Damit ergibt sich prinzipiell der in Bild 1 dargestellte Frequenzfahrplan (nach *Collins 75 A 4*). Die erste Zwischenfrequenz ist variabel und wird zusammen mit der VFO-Frequenz getrennt von der Vorstufenabstimmung eingestellt. Grundsätzlich kann man natürlich die Vorstufen- und Hauptabstimmung in einer Einknopfbedienung vereinen. Notwendig ist das aber nicht, weil die Vorstufenabstimmung verhältnismäßig breit liegt und weil sich bei Mehrbandbetrieb erhebliche Gleichlaufschwierigkeiten ergeben. Kreuzmodulationseffekte treten an allen Bauelementen mit nichtlinearer Kennlinie, besonders an Mischstufen auf. Es empfiehlt sich deshalb, nur eine Misch-

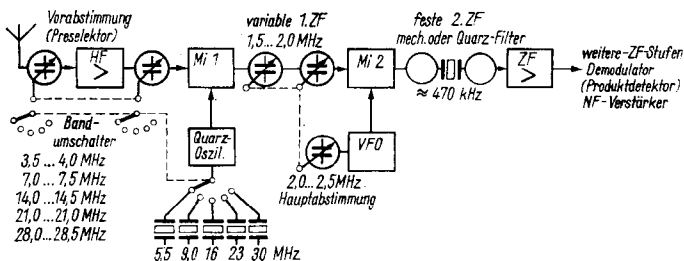


Bild 1 HF-Teil eines SSB-Doppelsuperhets mit quartzgesteuertem 1. Oszillator

stufe im Signalweg zu haben (Bild 2) und die trennscharfen Bauglieder, wie Quarzfilter, in einer der ersten Baugruppen anzuordnen. Bei dem Schaltungsprinzip nach Bild 2 (Drake R4) wird die VFO-Frequenz mit der Frequenz des Quarzoszillators außerhalb des Empfangskanals gemischt (Premixer). Da nur eine Zwischenfrequenz auftritt, muß diese im Interesse einer guten Spiegelfrequenzsicherheit möglichst hoch liegen. Üblich sind Werte zwischen 2 MHz und 10 MHz. LC-Filter liegen bei diesen Frequenzen verhältnismäßig breit. Mechanische Filter lassen sich für so hohe Frequenzen mit wirtschaftlichem Aufwand nicht mehr realisieren. Es kommen deshalb nur Quarzfilter in Betracht. Wenn geeignete Quarzsätze vorhanden sind, ist der Selbstbau eines Filters ähnlich dem McCoy-Typ verhältnismäßig einfach [1]. Es werden dafür 3 gleiche Quarzpaare mit einem gegenseitigen Frequenzabstand von 1,3 bis 2,2 kHz benötigt.

Um die Entstehung von Kreuzmodulationen an der Mischstufe einzuschränken, darf die Hochfrequenzverstärkung nicht zu groß sein. Die früher häufig empfohlene Anordnung von 2 HF-Verstärkerstufen vor dem

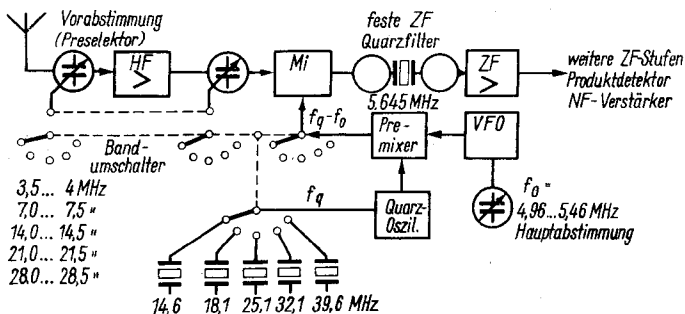


Bild 2 HF-Teil eines SSB-Empfängers mit Quarzoszillator und Premixer

Mischer ist nicht nur ein unnötiger, sondern auch ein schädlicher Aufwand. Besonders ungünstig wirkt sich die 2. HF-Verstärkerstufe aus, wenn man sie breitbandig oder gar aperiodisch ausführt. Günstig dagegen ist die Anordnung eines weiteren abstimmbaren Kreises ohne Verstärker vor dem Mischer. Das bedingt jedoch einen Dreifachdrehko für den Preselektor und eine kompliziertere Spulenumschaltung.

Eine sehr interessante Lösung des Kreuzmodulationsproblems bietet der Empfänger *SS-1R* von *Squires und Sanders*. Es wird auf eine HF-Vorstufe ganz verzichtet und als Mischröhre eine Strahlablenköhre vom Typ *7360* eingesetzt. Diese Röhre wurde an sich für Farbfernsehempfänger konstruiert; in der DDR wird sie nicht gefertigt. Trotz der fehlenden HF-Stufe ist die Empfindlichkeit auf allen Bändern für 10 dB Signal/Rausch-Verhältnis besser als $0,8 \mu\text{V}$. Durch ein geschickt ausgelegtes Eingangsfiler vor der Mischröhre wird eine Spiegelselektion und ZF-Sicherheit von besser als 60 dB in allen Bereichen erreicht.

Da diese Röhre kaum erhältlich sein dürfte, möge als Schaltungsbeispiel eine in [2] von *DJ4ZT* angegebene Eingangsschaltung eines Empfängers für das 40-m-Amateurband genügen. Die anderen Amateurbänder lassen sich erreichen, wenn man das in Bild 3 dargestellte Prinzip anwendet. Dabei geht man am besten von einem VFO-Signal von etwa 5,0 bis 5,5 MHz aus, das im Premixer entsprechend dem Band und der ZF aufbereitet wird.

In Spitzengeräten bildet man den abstimmbaren Oszillator als Linearoszillator aus. Bei diesen ist die Frequenzvariation direkt proportional

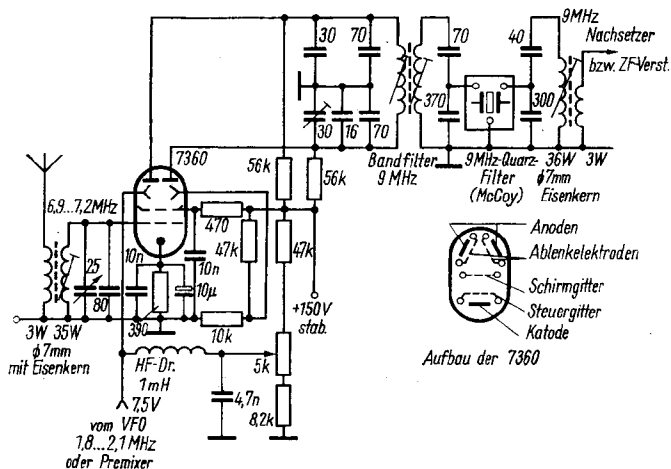


Bild 3 Kreuzmodulationsarme Mischschaltung mit der Strahlablenköhre 7360

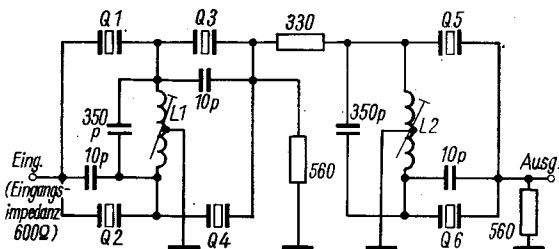


Bild 4 Einseitenband-Quarzfilter für Quarze hoher Frequenz

$L1 = L2 = 2 \times 8$ Wdg., 0,35-mm-CuL, Polystyrol-Spulenkörper 5,5 mm Durchmesser, bei etwa 6 MHz, Frequenzabstand der Quarze etwa 1,6 bis 2 kHz, z. B. $Q1 = Q4 = Q5 = 5,999$ kHz und $Q2 = Q3 = Q6 = 6,001$ kHz; wegen der niedrigen Eingangs- und Ausgangsimpedanz eignet sich das Filter sehr gut für Transistorschaltungen

dem Drehwinkel der Drehkoachse. Das ermöglicht eine Feinablesung an einem Zählwerk oder eine echte digitale Frequenzanzeige (SB 300; SS-1 R; HRO 500).

Während Kreuzmodulationsfestigkeit und Spiegelwellenselektion durch den HF- und Mischteil des Empfängers bestimmt werden, läßt sich die Forderung nach großer Trennschärfe nur durch den Zwischenfrequenzkanal realisieren. Dazu braucht man, wie bereits angedeutet, entweder ein mechanisches Filter (Frequenz etwa 500 kHz) oder ein Hochfrequenzquarzfilter (Frequenz 2 bis 10 MHz), das eine Durchlaßkurve mit sehr steilen Flanken aufweisen muß. Die früher üblichen Einfachquarzfilter in Brückenschaltung genügen heute in keiner Weise mehr. In Stellung *Schmal* weisen sie eine scharfe Resonanzspitze bei verhältnismäßig breit auslaufender Durchlaßkurve auf. Es muß aber eine trapezförmige (idealisiert rechteckförmige) Durchlaßkurve angestrebt werden. Für AM-Empfang müßte die 6-dB-Bandbreite etwa 3 bis 5 kHz, für SSB-Empfang 2 bis 3 kHz, für CW-Empfang kleiner als 1 kHz betragen. Weder das mechanische noch das HF-Quarzfilter erlauben jedoch eine Bandbreiteeinstellung. Man findet deshalb in Spitzengeräten mehrere, wahlweise einschaltbare Filter mit unterschiedlichen Bandbreiten. Das ist natürlich eine kostspielige Angelegenheit. Deshalb begnügt man sich häufig mit einem Filter, das eine Bandbreite von 2 bis 3 kHz hat (Bild 4). Damit lassen sich SSB-Sendungen einwandfrei aufnehmen. Auch AM-Sendungen sind gut zu hören, wenn man exakt auf ein Seitenband einstellt. Für den Telegrafieempfang ist allerdings meist eine kleinere Bandbreite wünschenswert. Das erreicht man durch ein schmalbandiges 2. Quarzfilter, das dem SSB-Filter vor- oder nachgeschaltet wird. Für ein solches Filter genügen 2 Quarze; u. U. reicht sogar schon 1 Quarz aus.

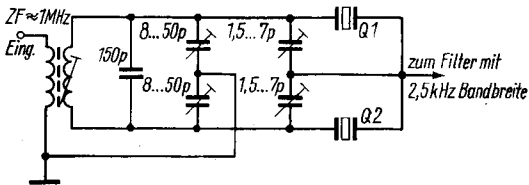


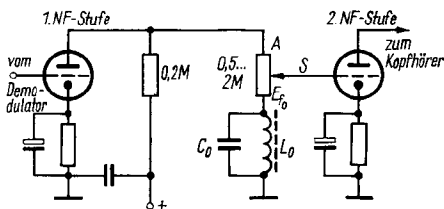
Bild 5 CW-Filter mit 2 Quarzen, Frequenzabstand $Q2 - Q1 = 100$ bis 200 Hz, im *SS-1R- hat $Q1 = 1000,1$ kHz; $Q2 = 1000,3$ kHz; die Bandbreite ist 350 Hz

Diese Methode wird in dem bereits genannten Empfänger SS-1R angewendet (Bild 5).

Billiger und doch die meisten Erwartungen erfüllend ist eine einfache NF-Selektion durch einen Schwingkreis, wie sie von DJ 4 KB angegeben wurde (Bild 6). Dieses Selektionsglied unterscheidet sich von den bisher bekannten, erfahrungsgemäß nur wenig wirkungsvollen NF-Selektions-schaltungen durch die Verwendung eines Schwingkreises mit sehr hoher Güte. Dadurch wird die Funktion überhaupt erst möglich. Man muß deshalb unbedingt einen Ferritschalenkern ausreichender Größe verwenden und die Wicklung so ausführen, daß ihr Gleichstromwiderstand 30Ω nicht übersteigt. Ferner eignen sich nur hochwertige, verlustarme Kondensatoren für den Kreis. Es kommen also nur Kunststoffoliekondensatoren in Betracht.

Mit dem Potentiometer kann der Grad der Wirksamkeit den Erfordernissen angepaßt werden. Wenn der Schleifer bei «E» steht, bilden der Potentiometerwiderstand und der Scheinwiderstand des Schwingkreises einen Spannungsteiler. Mit $L_0 = 1,6$ H und einer Schwingkreisgüte von $Q = 100$ ergibt sich bei $f_0 = 1$ kHz ein Resonanzwiderstand von 1 M Ω . Beträgt der Potentiometerwiderstand 1 M Ω , so erfolgt für die Spannung mit der Resonanzfrequenz eine Teilung im Verhältnis $1 : 2$. Für Frequenzen neben der Resonanzfrequenz nimmt der Kreiswiderstand sehr stark ab, die Spannungsteilung wird größer. Die erreichbare minimale Bandbreite beträgt weniger als 100 Hz. In diesem Zusammenhang sei darauf hingewiesen, daß die Weitabselektion durch den ZF-Teil des Geräts sicher-

Bild 6
NF-Selektionsschaltung
für den CW-Empfang.
 $L_0 = 1,6$ H, Schalen-
kern 30×19 , $A_L = 3100$,
 720 Wdg., $0,2$ -mm-CuL,
Spulenkörper Form A,
 $C_0 = 16$ nF
($f_0 = 1$ kHz); 22 nF
($f_0 = 800$ Hz),
Kunststoffoliekondensator



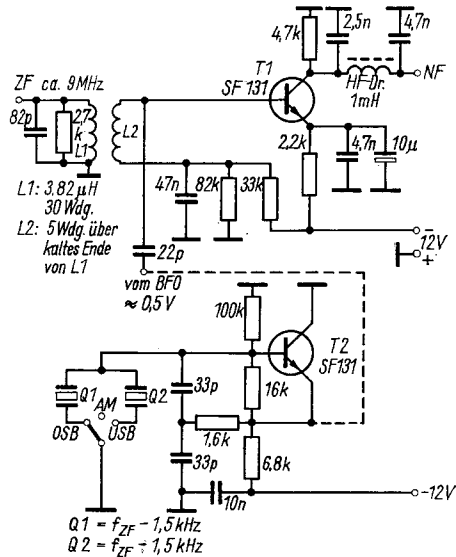


Bild 8
 Transistorschaltung
 mit Siliziumtransistoren
 zur
 AM/SSB-Demodulation
 (Zwischen Kollektor T1
 und HF-Drossel ist ein
 Kondensator 22nF
 einzufügen.)

Schaltungen gut zur Nachrüstung älterer Empfangsgeräte. In der Schaltung nach Bild 7 erhält der Transistor T1 keine positive Basisvorspannung. Dadurch arbeitet er im C-Betrieb. Positive BFO-Spannungen ab etwa 0,5 V öffnen den Transistor, so daß die Mischung mit dem am Emitter zugeführten ZF-Signal erfolgt. Für den praktischen Betrieb soll die BFO-Spannung zwischen 1 V und 2 V liegen. Da die üblichen CW-Überlagerer meist nur Spannungen kleiner als 0,5 V abgeben, sieht man die Spannungsverstärkerstufe mit dem Transistor T2 vor. Bei abgeschaltetem BFO ist T1 gesperrt, eine AM-Gleichrichtung ist nicht möglich. In der Schaltungsvariante nach Bild 8 erfolgt wegen der gewählten Arbeitspunkteinstellung des Transistors T1 bei abgeschaltetem BFO an der Basis-Emitter-Diode die Gleichrichtung von AM-Signalen. Für den Empfang von SSB- oder CW-Signalen wird der BFO eingeschaltet; durch den Mischvorgang entstehen an der Basis-Emitter-Strecke die Summen- und die Differenzfrequenz aus dem BFO- und dem ZF-Signal.

In Bild 9 ist eine Produktdetektorschaltung mit einer Doppeltriode, in Bild 10 mit einer Hexode dargestellt. Besonders aus Bild 10 ist der Charakter einer Mischschaltung deutlich zu erkennen. Das Triodensystem der ECH 81 kann zur Erzeugung der BFO-Spannung herangezogen werden. Sehr zweckmäßig ist es, wenn der BFO als Quarzoszillator ausgeführt werden kann, wie Bild 8 andeutet. Für eine einwandfreie Funktion müssen

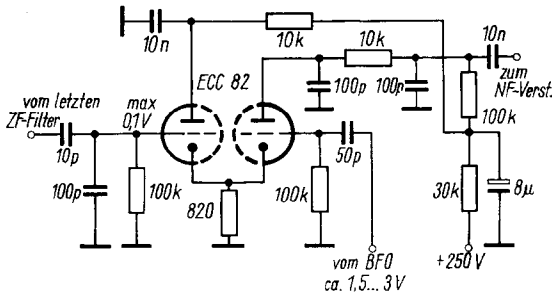


Bild 9 Produktdetektor mit Doppeltriode

jedoch die Frequenzen der Quarze Q1 und Q2 auf der rechten und der linken Flanke der ZF-Durchlaßkurve liegen. Um die Frequenzen etwas korrigieren zu können, schaltet man den Quarzen je einen Trimmer parallel und stellt diese nach Gehör auf natürlichsten Klangcharakter des empfangenen SSB-Signals ein. Nicht immer werden geeignete Quarze zur Verfügung stehen. Dann ist der BFO mit einem LC-Schwingkreis auszurüsten, dessen Resonanzfrequenz durch einen Drehkondensator oder durch eine Kapazitätsdiode verändert werden kann. In Mittelstellung des Drehkos muß der BFO auf der Zwischenfrequenz schwingen. Die mögliche Variation soll etwa ± 3 kHz betragen.

Für die Frequenzstabilität des BFO gelten die gleichen Grundsätze, wie sie für den VFO erläutert wurden.

Mit einem Produktdetektor kann man außer SSB- und CW-Signalen auch AM-Sendungen aufnehmen. Das setzt jedoch ein einwandfreies, von jeglicher Frequenzmodulation freies AM-Signal voraus. Die Aufnahme von AM-Sendungen mit dem Produktdetektor hat den Vorteil, daß sich der

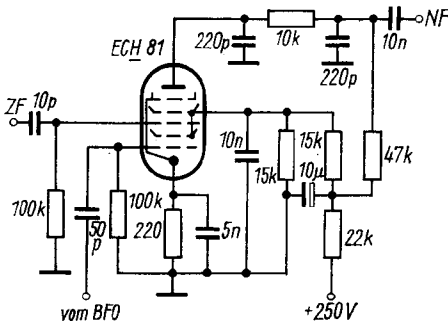


Bild 10
Produktdetektor
mit Hexode

selektive Schwund vermindert, was besonders dann deutlich wird, wenn man den Empfänger dank dem Quarzfilter so einstellen kann, daß der Träger des AM-Senders und ein Seitenband außerhalb des Durchlaßbereichs des ZF-Kanals liegen. Für die einwandfreie Funktion jeder Produktdetektorschaltung muß die BFO-Spannung wesentlich größer als die ZF-Spannung sein. Das günstigste Spannungsverhältnis liegt bei etwa

$$\frac{U_{BFO}}{U_{ZF}} \approx 10 \text{ bis } 20.$$

Da die BFO-Spannung nicht beliebig groß gemacht werden kann, setzt man die ZF-Spannung durch einen kapazitiven oder ohmschen Spannungsteiler vor der Produktdetektorschaltung auf ungefähr 0,1 V herab.

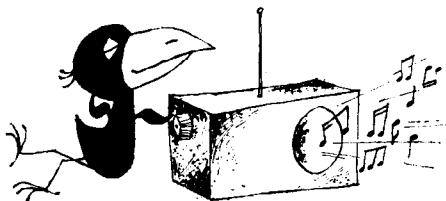
Es soll nicht unerwähnt bleiben, daß die vom Produktdetektor gelieferte NF-Spannung kleiner als die von einem AM-Demodulator ist. Den NF-Regler wird man deshalb weiter aufdrehen müssen.

Literatur

- [1] *Brauer, H.*, Einseitenbandfilter mit Quarzen hoher Frequenz, Funkamateur 16 (1967), H. 4 und 5, S. 178—179, 238—240
- [2] *Hillebrand, F.*, Kreuzmodulation im KW-Empfänger, Das DL-QTC, Nr. 2, 1965, S. 92—96
- [3] *Koch, E.*, Der neue Kurzwellenempfänger «Drake R4», Funktechnik 20 (1965), H. 20, S. 835—837
- [4] *Bartels, E.*, Kreuzmodulation — Entstehung und Gegenmaßnahmen, Funkamateur 16 (1967), H. 2, S. 64—66
- [5] *Bauer, E.*, CQ-SSB, Funkamateur 15 (1966) und 16 (1967), fortlaufende Serie

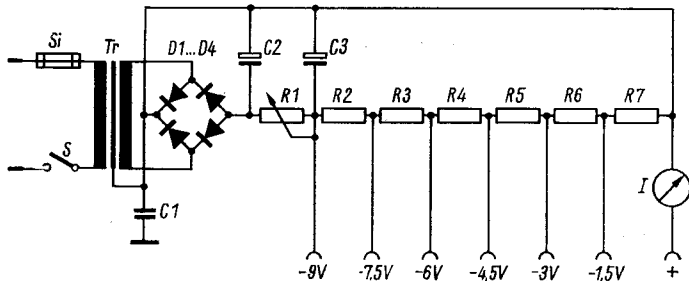
Amateurbastlerpremiere

«Jetzt spielt es — aber wieso?»



Einfaches Niederspannungsnetzspeisegerät für den Transistorbastler

Meist werden für Bastelzwecke keine stabilisierten Betriebsspannungen benötigt. Es genügt oftmals ein kleines Netzspeisegerät, das alle benötigten Gleichspannungen abgibt und ohne größeren technischen und materiellen Aufwand gebaut werden kann. Die im Bild gezeigte Schaltung erlaubt einen Speisestrom von 50 mA, und stellt die Spannungen 9 V, 7,5 V, 6 V, 4,5 V, 3 V, 1,5 V zur Verfügung. Der Spannungsteiler ist sehr niederohmig ausgelegt, so daß die Spannung bei angeschlossenem Stromverbraucher nur sehr wenig absinkt. Mit dem Potentiometer R1 wird das Gerät geeicht. Das geschieht im 9-V-Bereich. Alle anderen Bereiche stimmen dann. Auf Grund der guten Siebung liegt der Brummanteil im 9-V-Bereich bei etwa 5 mV, so daß sich mit dem Gerät kleinere Transistorempfänger betreiben lassen.



Darüber hinaus kann das Gerät zum Aufladen von kleinen NC-Zellen und Kleinakkus benutzt werden. Das Meßwerk zeigt die Stromaufnahme des Verbrauchers an.

Bauteile:

Tr = Heiztransformator 220 V/12,6 V

Si = Feinsicherung 100 mA

S = Ipoliger Kippschalter

D1 bis D4 = GY 110

C1 = 10 nF

C2 = C3 = 2000 μ F, 25 V

R1 = Drahtpotentiometer 50 Ω /5 W

R2 bis R7 je 5 Ω /1 W

I = Instrument 50 mA/20 Ω

R. Anders

Bei der ständig an Bedeutung gewinnenden SSB-Technik sowie für die Verbesserung der Betriebstechnik im 2-m-Band (VFO-Betrieb) spielen durchstimmbare, aber frequenzstabile Oszillatoren eine wichtige Rolle. Frequenzbestimmend ist der Schwingkreis des Oszillators.

Bei den in den Anfangsjahren des Amateurfunks verwendeten Schaltungen (*Hartley, Meißner, Huth-Kühn*) wurde der Schwingkreis sehr stark von der Röhre beeinflusst, da er sehr fest mit ihr gekoppelt war. Alle Änderungen an den Röhrenelektroden beeinflussten die Frequenz des Schwingkreises; dabei wirkten sich besonders stark die dynamischen Röhrenkapazitäten aus. Die weitere Entwicklung der Schaltungstechnik des Oszillators ging folgerichtig dahin, den Einfluß der dynamischen Röhrenwerte zu mindern. Zeitlich folgten die *Colpitts*-Schaltung, die *ECO*-Schaltung und die *Clapp*-Schaltung. Mit 2 Röhrensystemen arbeitet die *Franklin*-Schaltung, bei der der Schwingkreis sehr lose über kleine Kapazitäten angekoppelt ist. Das 2. Röhrensystem der *Franklin*-Schaltung dient zur Rückkopplung. Allerdings ist diese Schaltung bei höheren Frequenzen nicht mehr brauchbar.

Bild 1 zeigt die vielverwendete *Clapp*-Schaltung, die ursprünglich 1940 von *G. G. Gouriet* vorgestellt wurde. Sie ist gut brauchbar bei sehr schma-

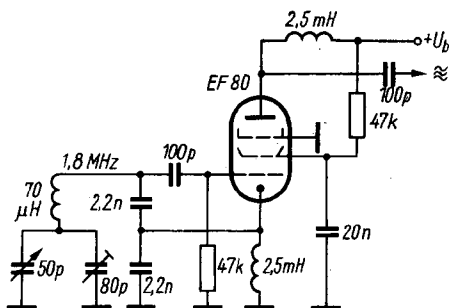


Bild 1
Schaltung des Oszillators
nach Clapp-Gouriet

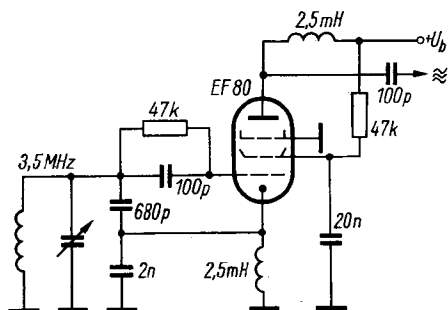


Bild 2
Schaltung des Oszillators
nach Colpitts

len Frequenzbereichen; Frequenzverhältnis max. 1,2:1. In diesem Bereich bleibt der Abfall der Ausgangsspannung in vertretbaren Grenzen. Die weitere Entwicklung stabiler Oszillatoren ging von der Colpitts-Schaltung aus. Bild 2 zeigt diese Schaltung in einer vielverwendeten Dimensionierung. Die Schwingkreis­kapazität ist zur Rückkopplung aufgeteilt. Auf Grund der hohen Kapazitätswerte bleibt der Einfluß der dynamischen Röhrenkennwerte gering.

E. O. Seiler, W 8 PK/W 2 EB, veröffentlichte in Heft 11/1941 der Zeitschrift QST eine Oszillatorschaltung, die zwischen Schwingkreis und kapazitivem Spannungsteiler noch eine kleine Kapazität vorsah. Bild 3 zeigt die Originalschaltung nach Seiler, aus der die Weiterentwicklung der Colpitts-Schaltung zu erkennen ist. Aber auch in diesem Fall bleibt die Ausgangsspannung des Oszillators nur in sehr schmalen Frequenzbereichen konstant.

1945 begann der tschechische Ingenieur Āiri Vackar mit der Untersuchung frequenzstabiler Oszillatorschaltungen. Dabei ging er aus von der Colpitts-Schaltung und auch von der Schaltung nach Seiler (Bild 4).

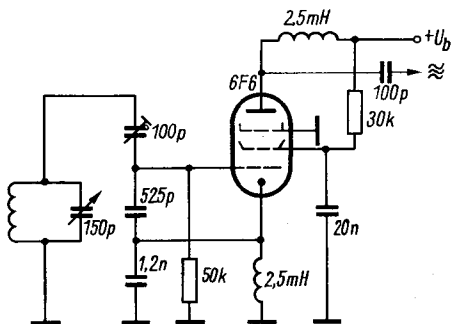


Bild 3
Schaltung des Oszillators
nach Seiler

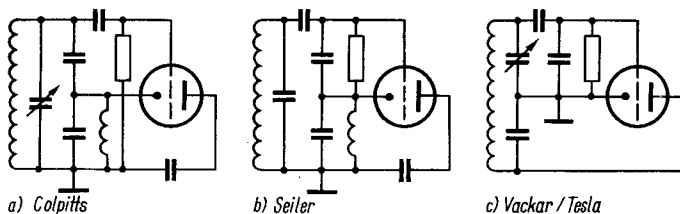


Bild 4 Prinzipielle Schaltungen der Oszillatoren nach Colpitts, Seiler und Vackar (TESLA) zum Vergleich

Da Vackar Mitarbeiter der Tesla-Werke ist, wurde die von ihm angegebene Schaltung unter dem Namen *TESLA-Oszillator* bekannt. Nach 1945 entwickelte Vackar mehrere Versionen des TESLA-Oszillators (V-45, V-45 a, V-45 b, V-47, V-47 b, V-50, V-50 b, V-56, V-57), die sich durch die Anordnung der kapazitiven Spannungsteiler, durch die Ankopplung der Röhrenelektroden, durch die Auskopplung der HF-Spannung, durch die Frequenzabstimmung usw. unterscheiden. Da Vackar erstmals 1949 einen Beitrag über seine Arbeiten veröffentlichte, muß bemerkt werden, daß Landini (Italien) 1948 eine dem Tesla-Oszillator ähnliche Schaltung entwickelte.

Neben der hohen Frequenzstabilität zeichnet sich der Tesla-Oszillator dadurch aus, daß die Oszillatoramplitude auch bei der Abstimmung größerer Frequenzbereiche (bis 2,5 : 1) konstant bleibt. Die dynamischen Röhrenkapazitäten werden durch die Anordnung größerer Kondensatoren wirksam eliminiert. Da die Röhre im A-Betrieb arbeitet, treten harmonische Frequenzen und Phaseneffekte nur minimal auf. Die Katode liegt auf Massepotential und hat keine Verbindung mit der Abstimmungsschaltung oder dem Rückkopplungsweig. Von englischen Funkamateuren ist der Tesla-Oszillator in den jüngsten Jahren verstärkt eingesetzt worden; auch sind einige Beiträge darüber erschienen. Eingehende Untersuchungen führte z. B. P. Harris, *G 3 GFN*, durch. Für Testversuche baute er 3 Tesla-Oszillatoren auf (500 kHz, 1,25 MHz, 5 MHz), die er mit der Eichfrequenz 5 MHz von MST verglich. Tabelle 1 gibt einige der wichtigsten Resultate wieder. Bei Änderung der Betriebsspannung um 10 % änderte sich die Frequenz um etwa 0,0005 %, bei einem Temperaturwechsel von 20 °C um 0,0014 %. Die 2. Harmonische lag um 32 dB tiefer, die 3. Harmonische um etwa 45 dB.

Mit zunehmender Transistorisierung sind auch Transistorschaltungsvarianten des TESLA-Oszillators bekannt geworden. Bild 5 zeigt die von *BRS 25769*, einem englischen KW-Höramateurer, veröffentlichte Schaltung eines transistorisierten TESLA-Oszillators. Mit geeigneten Transistoren (vor allem vom Si-Typ) lassen sich für SSB-Betrieb brauchbare

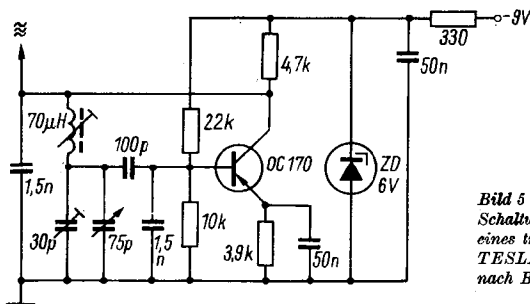


Bild 5
Schaltung
eines transistorisierten
TESLA-Oszillators
nach BRS 25 769

Tabelle 1 Meßwerte am TESLA-Oszillator von G 3 GFN
(verglichen mit MSF 5 MHz)

	Oszillatorfrequenz		
	500 kHz	1,25 MHz	5 MHz
Kurzzeitperiode	10 s	10 s	15 s
Frequenzabweichung	25 Hz	100 Hz	400 Hz
Prozentuale Abweichung	0,005 %	0,008 %	0,008 %
Langzeitperiode	3 h	3 h	3 h
Frequenzabweichung	5 Hz	10 Hz	25 Hz
Prozentuale Abweichung	0,001 %	0,0008 %	0,0005 %

Nach «RSGB-Bulletin», Heft 3/1964, Seite 156.

Werte der Frequenzstabilität erzielen. Der von amerikanischen Funkamateuren vielgepriesene *Synthetic-rock*-Oszillator — dem Namen nach soll die Frequenz «wie ein Felsen» stehen — (Bild 6) ist kein TESLA-Oszillator, sondern vielmehr die transistorisierte Version des *Seiler*-Oszillators (Bild 3). Die Schaltung Bild 6 wurde von W 3 JHR angeben.

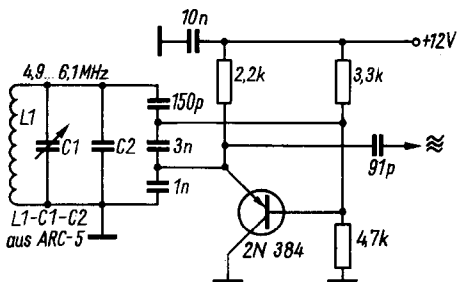
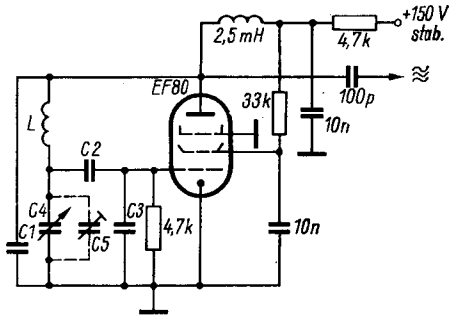


Bild 6
Schaltung eines transistorisierten
Seiler-Oszillators
(*Synthetic-rock*-Oszillator
nach W 3 JHR)

Bild 7
Schaltung des TESLA-Oszillators (nach Vackar) für Frequenzen unterhalb 15 MHz (mit Einfachdrehkondensator)



Die heute in Funkamateurreisen meist verwendete Schaltungsform des TESLA-Oszillators zeigt Bild 7. Diese Schaltung benutzt man bis etwa 15 MHz, bei höheren Frequenzen sind die Ergebnisse nicht so gut. Für die Abstimmung wird ein Einfachdrehkondensator verwendet. Bei Oszillatortfrequenzen über 14 MHz ist die Schaltung nach Bild 8 günstiger, die allerdings einen Zweifachdrehkondensator zur Abstimmung verlangt. Die Schaltung nach Bild 8 kann man auch bei Frequenzen unterhalb 15 MHz anwenden. Um die HF rückwirkungsarm auskoppeln zu können, muß dem TESLA-Oszillator eine Triode in Anodenbasisschaltung nachgeschaltet werden. Die nachfolgenden Tabellen zeigen — aus verschiedenen Literaturquellen zusammengestellt — die Werte zur Dimensionierung der TESLA-Schaltung.

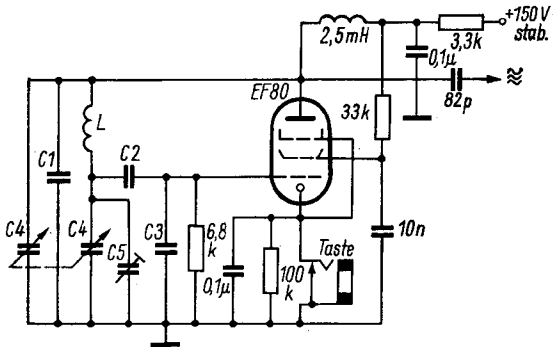


Bild 8 Schaltung des TESLA-Oszillators (nach Vackar) mit Abstimmung durch Zweifachdrehkondensator (vorwiegend für Frequenzen oberhalb 14 MHz)

Tabelle 2 Daten zu Bild 7

Frequenzbereich in MHz	L in μH	Wdg. bei 15 mm Durchmesser	Drahtdurchmesser in mm	C1 in pF	C3 in pF	C2 in pF	C4 in pF	C5 in pF
1,8... 2,0	25	46	0,25	565	4800	470	250	30
3,5... 3,8	13	33	0,3	285	2600	250	125	20
7,0... 7,15	7	24,5	0,5	140	1470	130	11	10
14,0... 14,35	3,5	17	0,7	68	700	68	11	5
21,0... 21,45	2,3	14	0,9	44	475	37	5,5	3
28,0... 29,7	1,7	12	1,2	31	300	20	11,5	2
72,0... 73,0	0,7	8	2,0	8,5	130	2...8	1,5	—

Nach «funkamateur», Heft 10/1960, Seite 344.

Tabelle 3 Daten zu Bild 8

Frequenzbereich in MHz	L in μH	Wdg. bei 15 mm Durchmesser	Drahtdurchmesser in mm	C1 in pF	C3 in pF	C2 in pF	C4/C4 in pF	C5 in pF
1,8... 2,0	25	46	0,25	500	5000	480	115/115	25
3,5... 3,8	13	33	0,3	245	2350	235	70/70	12
7,0... 7,15	7	24,5	0,5	134	1250	125	7/7	7
14,0... 14,35	3,5	17	0,7	62	600	58	7/7	3
21,0... 21,45	2,3	14	0,9	41	350	33	5/5	2
28,0... 29,7	1,7	12	1,2	26	210	21	7/7	2
72,0... 73,0	0,7	8	2,0	7	150	2...8	3/3	—

Nach «funkamateur», Heft 10/1960, Seite 344.

Tabelle 4 Daten zu Bild 8

Frequenzbereich in MHz	Wdg. 8 mm Durchmesser mit HF-Kern	Drahtdurchmesser in mm	C1 in pF	C3 in pF	C2 in pF	C4/C4 in pF	C5 Trimmer in pF
14,0... 14,35	20	0,9	100	1000	100	20/20	20
21,0... 21,45	15	0,9	68	1000	68	15/15	20
28,0... 29,7	10	1,2	68	1000	68	20/20	10
13,5... 19,5	15	0,9	100	1000	100	*	20
18,75... 25,5	15	1,2	68	1000	68	*	10
25,0... 33,0	10	1,2	68	1000	68	*	10
30,0... 39,0	7	1,2	68	1000	68	*	10

Nach «RSGB-Bulletin», Heft 3/1964, Seite 158.

* Experimentell ermitteln, mit Drehko-Anfangskapazität und Spulenabgleichern gewünschte obere Frequenzbereichsgrenze einstellen.

Tabelle 5 Daten zu Bild 7

Frequenzbereich in MHz	Wdg. 8 mm Durchmesser mit HF-Kern	Drahtdurchmesser in mm	C1 in pF	C3 in pF	C2 in pF	C4 in pF	C5 Trimmer in pF
1,8... 2,0	70	0,15	556	4700	556	250	30
3,5... 3,8	45	0,3	500	2700	300	100	30
7,0... 7,15	30	0,5	200	1800	200	25	30
14,0... 14,35	15	0,7	100	1000	100	35	20
8	25	0,5	200	1800	200	*	30
9	20	0,5	200	1800	200	*	30
10	25	0,7	140	1800	140	*	30
11	20	0,7	140	1000	140	*	20
1,5... 2,5	70	0,15	556	4700	556	*	30
2,3... 3,3	45	0,15	556	4700	556	*	30
3,2... 4,5	45	0,3	500	2700	400	*	30
4,3... 6,3	35	0,3	300	2700	300	*	30
6,1... 8,8	30	0,5	200	1800	200	*	30
7,8... 11,0	20	0,5	200	1800	200	*	20
10,5... 15,0	20	0,7	100	1000	100	*	20

Nach «RSGB-Bulletin», Heft 3/1964, Seite 157.

* Experimentell ermitteln, mit Drehko-Anfangskapazität und Spulenabgleichkern gewünschte obere Frequenzbereichsgrenze einstellen.

In den meisten englischen Veröffentlichungen zum TESLA-Oszillator sind die Werte für die Kondensatoren C2 und C3 falsch angegeben. Sinnvoll erscheint die Schaltung bezüglich der Stabilität nur dann, wenn der Kondensator C3 wesentlich größer ist als der Kondensator C2. *Vackar* selbst hat in seiner Originalarbeit für eine optimale Stabilität folgende Kapazitätsverhältnisse genannt:

$$\frac{C1}{C4 + C5} = \frac{C3}{C2} = 6.$$

In den Amateurbereichen läßt sich dieses Verhältnis nicht immer einhalten, es wird oft größer als 6. Das hängt damit zusammen, daß meist nur schmale Frequenzbereiche erfaßt werden und die Kapazitätswerte von C4 und C5 vorgegeben sind. Die Einflüsse auf die Frequenzstabilität durch die Oszillatoranode und die dem Oszillator nachfolgende Pufferstufe lassen sich vermindern, wenn man C1 vergrößert (1 bis 3 nF). Das bedingt aber auch eine andere Dimensionierung der Kapazitäten C2 bis C5, da diese zur Schwingkreis Kapazität zählen. Zur Berechnung der Schwingkreis Kapazität ist zuerst die Kapazität der Serienschaltung von C2 und C3 zu bestimmen. Zu dieser Kapazität addiert man C4 und C5. Die auf diese Weise berechnete Kapazität liegt in Serie mit C1. Der Wert der

Kapazität, die man aus der Berechnung dieser Serienschaltung erhält, ist die wirksame Schwingkreis­kapazität. Sollte die Zeitkonstante des RC-Gliedes C3 — Gitterableitwiderstand stören, so kann vor das Steuer­gitter zwischen C3 und Gitterableitwiderstand ein Kondensator geschaltet werden (20 bis 500 pF). Mit steigender Frequenz wählt man die Kapazität dieses Kondensators kleiner. Alle Kondensatoren im Schwingkreis sollen HF-Ausführungen sein.

Literatur

- [1] *Vackar, J.*, Laditelne oscillatory s velkou stalosti kmitoetu, Amatérské Radio 1/1958, S. 13—15
- [2] *Vackar, J.*, Amatérské laditelne oscillatory, Amatérské Radio, 4/1958, S. 106 bis 109
- [3] —, Der Tesla-Oszillator, funkamateu, 10/1960, S. 344
- [4] *Rambousek, A.*, Amatérská technika velmi kratkych vln, Verlag Nase Vojsko, Praha 1961
- [5] *Hozman, J.*, Amatérská stavba vysilacu a prijimaci, Verlag Nase Vojsko, Praha 1963
- [6] *Harris, P.*, High stability variable frequency oscillators, RSGB-Bulletin, 2/1964, S. 89—92, 3/1964, S. 156—160
- [7] *Hawker, P.*, Technical topics, RSGB-Bulletin, 9/1966, S. 453
- [8] —, Technical correspondence, RSGB-Bulletin, 9/1966, S. 600—602
- [9] *Jessop, G. R.*, Amateur radio circuits book, Verlag RSGB, London 1964
- [10] *Lee, P. H.*, A stable transistorized V. F. O., CQ, 9/1963, S. 25—26, 84



Musterung

- *Name?*
- *Schmidt*
- *Alter?*
- *Neunzehn*
- *Religion?*
- *Elektronen-Anhänger*

Die Speiseleitung und ihre Ankopplung an die Senderendstufe

Karl Rothammel — DM 2 ABK

Maximale Leistung wird übertragen, wenn der Scheinwiderstand des Generators (= Senderendstufe) an den Scheinwiderstand des Verbrauchers (= Antenne) angepaßt ist. Der Wirkungsgrad der Leistungsübertragung erreicht aber nur dann seinen Maximalwert, wenn der Verbraucher für den Generator einen reinen Wirkwiderstand darstellt. Das heißt, der Speisepunkt der Antenne muß frei von induktiven oder kapazitiven Blindanteilen sein. Dieser Fall tritt ein, wenn sich die Antenne in Resonanz mit der Sendefrequenz befindet. Da zwischen dem Sender und der Antenne in den meisten Fällen eine Energietransportleitung (= Speiseleitung) eingefügt ist, muß auch diese so beschaffen sein, daß sie die Anpassungs- bzw. Resonanzbeziehung zwischen Generator und Verbraucher nicht stört.

Für den Energietransport vom Sender zur Antenne gibt es 2 Möglichkeiten:

- Speisung der Antenne über abgestimmte Leitungen;
- Speisung der Antenne über Leitungen, die mit ihrem Wellenwiderstand an den Speisepunktswiderstand der Antenne und an die Impedanz der Senderendstufe angepaßt sind.

Beide Speisungsarten bringen Vorteile und Nachteile mit sich. Eine *abgestimmte Speiseleitung* zeigt ebenso wie eine Antenne Resonanzeigenschaften; man kann sie deshalb auch als eine Erweiterung der Antenne betrachten. Wie die Antenne führt auch die *abgestimmte Paralleldrahtleitung* stehende Wellen. Diese fließen auf beiden Leitern mit entgegengesetztem Vorzeichen. Durch die Parallelführung der Leiter wirken die hochfrequenten Felder der beiden Leiter einander entgegen und **heben sich deshalb auf**. Eine HF-Abstrahlung durch die *abgestimmte Leitung* wird dadurch unterbunden oder zumindest stark vermindert.

Sind die Leiter elektrisch nicht symmetrisch, so werden die Ströme ungleich groß, und die Leitung strahlt mehr oder weniger **stark HF ab** (Strahlungsverluste!). Unsymmetrien entstehen z. B. dadurch, daß die

Speiseleitung streckenweise parallel zu einem Zweig der Antenne oder zu irgendwelchen anderen Leitungen verläuft. Die *abgestimmte* Leitung ist deshalb im Gegensatz zur *angepaßten* Leitung umgebungsempfindlich. Als resonant betrachtet man eine abgestimmte Leitung dann, wenn sie eine solche Länge hat, daß am senderseitigen Leitungsende entweder ein Strombauch oder ein Stromknoten auftritt. Der Leitungsscheinwiderstand ist dann reell.

Bei einer Leitungslänge von elektrisch $\lambda/2$ oder ganzzahligen Vielfachen der halben Wellenlänge ($2 \lambda/2$, $3 \lambda/2$ usw.) wird die Antennenimpedanz im Verhältnis 1 : 1 zum Senderausgang übertragen. Beträgt die Länge der Leitung $\lambda/4$ oder ungeradzahlige Vielfache davon ($3 \lambda/4$, $5 \lambda/4$ usw.), so wird der Scheinwiderstand an den Enden umgekehrt. Das bedeutet: Das Scheinwiderstandsminimum der Antenne tritt beim Sender als Scheinwiderstandsmaximum auf. Abgestimmte Speiseleitungen erhalten senderseitig ein *Anpassungsnetzwerk* (Antennenkoppler), mit dem man die Anpassung an die Impedanz des Sendertankkreises einstellen kann.

Die Vorzüge einer abgestimmten Speiseleitung bestehen hauptsächlich darin, daß man mit diesem Antennenkoppler die Blindanteile kompensieren kann, die am Antennenspeisepunkt noch vorhanden sind. Für Kurzwellenamateure, die ihre Sendeantennen oft für den Mehrbandbetrieb auf den frequenzharmonisch zueinander liegenden Amateurbändern einsetzen, ist dieser Umstand von besonderer Bedeutung. Eine Mehrbandantenne wird ohne besondere Kompensationsmaßnahmen immer nur für ein Amateurband genau in Resonanz sein. Für alle anderen Bänder treten Resonanzabweichungen auf, die gleichbedeutend mit kapazitiven oder induktiven Blindwiderständen sind. Bei schmalbandigen Antennen muß man ebenfalls mit Blindanteilen innerhalb der Breite eines Amateurbands rechnen. Werden solche Strahler mit einer abgestimmten Leitung gespeist, so können alle Blindanteile eliminiert werden, wenn man mit dem Antennenkoppler das ganze System auf Resonanz mit der Sendefrequenz abstimmt.

Die Nachteile abgestimmter Leitungen bestehen darin, daß sie nie völlig strahlungsfrei sind. Dazu müßten beide Leiter räumlich zusammenfallen, was in der Realität nicht möglich ist. Die Strahlung der Leitung kann Anlaß zum Auftreten von TVI und BCI sein (TVI = Störungen des Fernsehempfangs, BCI = Störungen des Rundfunkempfangs). Das kommt besonders dann vor, wenn elektrische Unsymmetrien durch parallellaufende Antennenteile, Metallmaste, sonstige Freileitungen oder auch angenäherte **Bauwerke** entstehen. Befinden sich leitende Hindernisse im magnetischen Feld der Speiseleitung, so verursachen diese Induktionsverluste.

Als Folge der stehenden Wellen sind die Leitungsverluste hoch. Man nennt sie auch *Kupferverluste* oder $I^2 \cdot R$ -*Verluste*. Sie entstehen durch den ohmschen Leiterwiderstand in Verbindung mit dem frequenzabhängigen Skineffekt. Stehende Wellen führen in den periodisch auftretenden Strom-

bäuchen hohe Ströme. Aus der Beziehung $I^2 \cdot R$ ist zu erkennen, daß dadurch große Verluste entstehen können, die durch den Skin Effekt mit zunehmender Frequenz ansteigen.

Die Speisung über eine *angepaßte Leitung* ist im VHF- und UHF-Bereich üblich. Sie gewinnt auch im Kurzwellenbereich bei den Amateuren immer mehr an Bedeutung, besonders seitdem hochwertige Koaxialkabel preiswert zur Verfügung stehen.

Der Wellenwiderstand einer Leitung ist reell, er bleibt immer konstant, unabhängig von Frequenz und Leitungslänge. Schließt man den Ausgang einer HF-Doppelleitung mit einem Widerstand ab, dessen Größe genau dem Wellenwiderstand der Doppelleitung entspricht, so ist der Eingangswiderstand gleich dem Wellenwiderstand und gleich dem Abschlußwiderstand: Es herrscht Anpassung. Bildet eine Antenne den Abschlußwiderstand der Leitung, ist außerdem auch der Senderausgang dem Wellenwiderstand der Leitung angepaßt, so wird die Hochfrequenz praktisch strahlungsfrei über eine *beliebige* Leitungslänge zur Antenne transportiert.

Auf einer angepaßten Leitung treten keine stehenden Wellen auf, sondern sogenannte *fortschreitende Wellen*, die auch als *Wanderwellen* bezeichnet werden. Bei fortschreitenden Wellen halten sich Strom und Spannung über die ganze Leitungslänge in gleichbleibender Höhe. Wegen des Fehlens von Strom- und Spannungsmaxima verursacht eine angepaßte Leitung geringere Leistungsverluste als eine gleich lange abgestimmte Leitung.

Die genaue Anpassung des Eingangswiderstands der Antenne an den Wellenwiderstand der Leitung ist entscheidend für den verlustarmen Energietransport. Bei Fehlanpassung werden Wellen vom Strahler in die Leitung reflektiert, treffen dort auf ankommende Wellen, und es entstehen dadurch stehende Wellen. Diese bedeuten erhöhte Leistungsverluste. Eine fehlangepaßte Leitung kann außerdem nicht mehr die volle HF-Leistung des Senders aufnehmen. Damit sinkt auch der Wirkungsgrad der Senderendstufe. Neben den geringen Verlusten liegt ein Vorteil der angepaßten Leitung darin, daß man nicht auf eine bestimmte Leitungslänge angewiesen ist. Bei Verwendung von Koaxialkabel wird die angepaßte Leitung völlig umgebungsunempfindlich. Ein solches Kabel läßt sich ganz beliebig ohne Abstandsisolatoren oder sonstige Schutzmaßnahmen verlegen, es kann sogar in den Erdboden eingegraben werden, ohne daß man irgendwelche Zusatzverluste befürchten muß. Es ist offensichtlich, daß eine solche Leitung auch kein TVI oder BCI verursachen kann.

Aber diese Vorzüge wirken sich nur dann aus, wenn völlige Anpassung herrscht. Ist die Antenne mit einer Blindkomponente behaftet, so stört dies bereits die Anpassung, und auf der angepaßten Speiseleitung bildet sich ein mehr oder weniger großer Anteil stehender Wellen. Diese müssen durch entsprechende Kompensationsmaßnahmen an der Antenne selbst

beseitigt werden, denn am senderseitigen Ende der Leitung kann man die Blindkomponenten der Antenne nicht mehr wirkungsvoll beeinflussen.

Wie bereits erwähnt, muß man bei schmalbandigen Einbandantennen innerhalb eines Amateurbands und auch bei Mehrbandantennen immer mit gewissen Blindanteilen rechnen, weil sie meist etwas außerhalb ihrer Resonanzfrequenz betrieben werden müssen. Ist die dadurch bedingte Fehlanpassung gering, so speist man trotzdem oft mit einer angepaßten Leitung unter Verzicht auf maximal möglichen Wirkungsgrad.

Der Maßstab für den Grad der Anpassung ist das *Stehwellenverhältnis* (SWV). Man versteht darunter das Verhältnis zwischen der kleinsten und der größten Spannung oder Stromstärke, die auf einer Leitung auftritt. Dieses Verhältnis ist im günstigsten Fall, also bei reinen Wanderwellen, 1 : 1. Für Amateurzwecke betrachtet man Stehwellenverhältnisse bis 1 : 2 noch als tragbar.

Die Ankopplung der Speiseleitung an die Senderendstufe

Die Art des Kopplungssystems für die Leistungsübertragung vom Sender zur Speiseleitung hängt von der Eingangsimpedanz der Leitung ab. Den geringsten Aufwand erfordert dabei eine unabgestimmte Speiseleitung, deren Eingangswiderstand, wie ausgeführt, gleich ihrem Wellenwiderstand ist. Obwohl für solche Leitungen ein SWV von 1 : 1 gefordert wird, kann man für alle praktischen Fälle Leitungen mit Stehwellenverhältnissen bis 1 : 1,5 noch als angepaßt betrachten.

Die manchmal propagierte Ankopplung der angepaßten Speiseleitung über eine einfache *Link-Spule* kann nicht empfohlen werden, weil es meist nicht gelingt, die erforderliche Kopplung zur Tankkreisspule ausreichend festzumachen. Außerdem wird gefordert, daß die Güte des Tankkreises mindestens $Q = 10$ beträgt und daß der induktive Widerstand der Koppelspule für die Betriebsfrequenz gleich dem Wellenwiderstand der Leitung ist.

Diese Schwierigkeiten werden vermieden, wenn man die Ankopplung nach Bild 1 abstimmbaar gestaltet, wobei man mit C2 auf Resonanz mit der Betriebsfrequenz abstimmt. Ein solcher Resonanzkreis bringt zusätzliche Selektivität und unterdrückt somit Störabstrahlungen. Für den

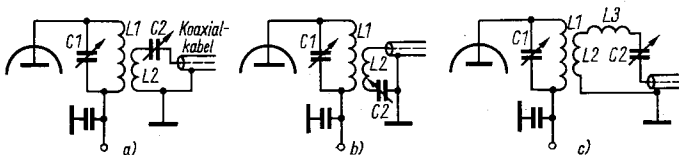


Bild 1 Die Ankopplung angepaßter Speiseleitungen über ein abgestimmtes Koppelglied

Kopplungskreis sind Güten von $Q \approx 2$ bis 4 gebräuchlich. Je geringer Q ist, desto fester muß L2 mit L1 gekoppelt werden. Bei einer Güte $Q = 2$ kann man gewöhnlich schon optimal ankoppeln, und der Kreis ist noch so breitbandig, daß C2 über die Breite eines Amateurbands nicht nachgestimmt werden muß. Höhere Güten vereinfachen die Ankopplung dahingehend, daß man L1/L2 loser koppeln kann, jedoch wird die Bandbreite des Kreises geringer, und die Einstellung von C2 ist bei Frequenzwechsel innerhalb eines Amateurbands manchmal zu korrigieren. Nachstehend sind die Maximalgrößen von C2 angegeben, die sich für die einzelnen KW-Amateurbänder bei den gebräuchlichen Kabelwellenwiderständen für eine Güte $Q = 2$ ergeben.

Amateurband	Wellenwiderstand des Speisekabels		
	50 Ω	60 Ω	75 Ω
3,5 MHz	450 pF	400 pF	300 pF
7,0 MHz	230 pF	200 pF	150 pF
14,0 MHz	115 pF	100 pF	75 pF
21,0 MHz	80 pF	70 pF	50 pF
28,0 MHz	60 pF	55 pF	40 pF

Die für Resonanz dazugehörenden Induktivitäten L2 müssen errechnet werden, oder sie sind aus den üblichen Schwingkreisnomogrammen ersichtlich.

Bei der praktischen Einstellung eines solchen Kopplungskreises mit angeschlossener Speiseleitung hält man zunächst die Kopplung zwischen L1 und L2 sehr lose, so daß beim Durchstimmen von C2 ein deutliches Ansteigen des Endstufenanodenstroms auftritt. In dieser Maximeinstellung, die etwa bei den oben angegebenen Kapazitätswerten eintreten soll, bleibt C2 stehen. Nun koppelt man L2 an L1 wieder so fest an, daß von der Endröhre die volle Anodeneingangsleistung aufgenommen wird, ohne dabei jedoch die vorher festgelegte Stellung von C2 zu verändern.

Die Kreisgüte Q verbessert man bekanntlich durch Vergrößern des L/C-Verhältnisses. Wenn erforderlich, muß deshalb C2 verkleinert und L2 vergrößert werden. Bild 1 b zeigt eine Abwandlung der Schaltung mit gleicher elektrischer Funktion. Hierbei kann man den Rotor von C2 auf Nullpotential legen, was manchmal erwünscht ist. Wenn es mechanische Schwierigkeiten bereitet, eine große Koppelspule L2 in Tankkreisnähe unterzubringen, so kann nach Bild 1 c die Gesamtinduktivität auf 2 Spulen (L2 und L3) aufgeteilt werden. Dabei wird nur L2 mit L1 gekoppelt. Für C2 sind übliche Empfängerdrehkondensatoren ausreichend, sofern die für Amateurzwecke zugelassenen Sendeleistungen nicht überschritten werden.

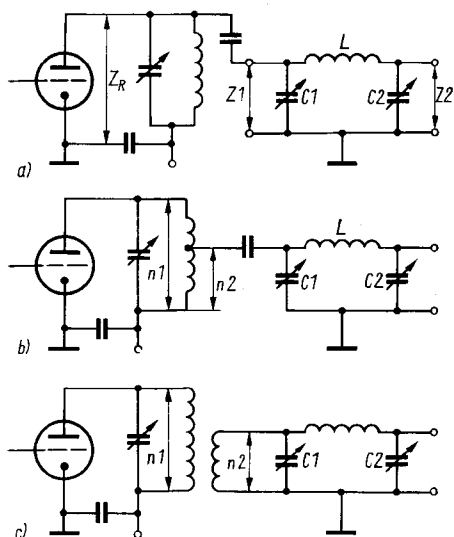


Bild 2
Das π -Filter
und seine Ankopplung

Die Endstufen industriell hergestellter Amateursender sind fast immer für den direkten Anschluß eines Koaxialspeisekabels eingerichtet. Dabei ist entweder ein Ankoppelkreis (z. B. nach Bild 1) in die Endstufe mit eingebaut, oder der Tankkreis selbst wird aus einem π -Filter (= Collins-Filter) gebildet. Diese Vereinheitlichung des Senderausgangs hat manche Vorzüge und bedeutet keinesfalls eine Beschränkung auf bestimmte Speisearten oder Antennensysteme. Die elektrischen und mechanischen Vorzüge des Koaxialkabels sind schon erwähnt worden. Hinzu kommt, daß z. B. Reflektometer, Antennenumschaltrelais, Oberwellenfilter und Kunstantennen (Absorber) vorwiegend in koaxialer oder erdunsymmetrischer Bauweise ausgeführt werden. Solche Zusatzeinrichtungen können dann ohne Schwierigkeiten in das Koaxialkabel eingeschleift bzw. diesem zugeführt werden.

Ist der Senderanodenkreis bereits als π -Filter ausgeführt, so erübrigt sich ein besonderer Koppelkreis, und das Koaxialkabel kann direkt angeschlossen werden. Das Collins-Filter als Anpaßtransformator bietet eine besonders gute Oberwellenunterdrückung (Tiefpaßfilter) und zeichnet sich durch einfache Bedienbarkeit aus (Bild 2). Bezüglich der Vermeidung von BCI und TVI zeigt es sich der Ankopplung nach Bild 1 überlegen.

Bild 2a vermittelt die Berechnungsgrundlagen. Z_1 ist die Eingangsimpedanz des π -Filters. Diese ergibt sich aus Z_R , das heißt aus der Impedanz, mit der die Endröhre für optimale Leistungsabgabe belastet wer-

den soll. Man entnimmt sie den Röhrendaten oder errechnet sie aus dem Verhältnis der Anodenspannung U_a zum Anodenstrom I_a . Für den meist üblichen C-Betrieb gilt mit ausreichender Genauigkeit

$$Z_R = \frac{U_a}{I_a \cdot 2,5} \quad (\text{für Eintaktstufen, C-Betrieb})$$

und

$$Z_R = \frac{U_a}{I_a \cdot 1,25} \quad (\text{für Gegentaktstufen, C-Betrieb}).$$

Setzt man U_a in V und I_a in mA ein, so ergibt sich Z_R in $k\Omega$. Koppelt man das π -Filter mit dem Transformationsverhältnis 1 : 1 an den Anodenkreis an, so ist $Z_1 = Z_R$. Gewöhnlich wird aber das *Collins*-Filter an eine Anpassung der Anodenkreisspule kapazitiv (Bild 2b) oder über eine Koppelspule induktiv (Bild 2c) angeschlossen. Z_1 ergibt sich dann in Abhängigkeit vom Übersetzungsverhältnis aus

$$Z_1 = \frac{Z_R}{\left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2}.$$

Für n_1 und n_2 sind die entsprechenden Spulenwindungszahlen einzusetzen. Z_2 ist die Ausgangsimpedanz des Filters, die dem Eingangswiderstand der Speiseleitung entsprechen soll.

Für die Kreisdaten des Filters wünscht man einerseits eine hohe Kreisgüte Q (= großes L/C-Verhältnis), andererseits dürfen die Kapazitäten nicht zu klein werden, da sie einen guten Nebenschluß für die Oberwellen bilden sollen. In der Praxis bewähren sich Kreisgüten zwischen 10 und 15; im allgemeinen nimmt man $Q = 12$. Zunächst ergibt sich die Kapazität C_1 aus

$$C_1 = \frac{Q}{\omega Z_1};$$

$\omega = 2\pi f = 6,28f$, f – Bandmittenfrequenz.

Einfacher für die Berechnung und ausreichend genau ist die Näherungsformel

$$C_1 \approx \frac{2000}{f \cdot Z_1}$$

in pF, MHz und $k\Omega$.

Aus der Beziehung

$$C_1/C_2 = \sqrt{Z_2/Z_1}$$

kann der Kapazitätswert von C_2 errechnet werden.

Nun ist noch die Induktivität L zu ermitteln:

$$L = \frac{Q Z_1 + \omega C_2 Z_1 Z_2}{\omega (Q^2 + 1)}$$

Daraus läßt sich nachstehende Näherungsformel ableiten:

$$L \approx \frac{13 \cdot Z_1}{f} + \frac{Z_1 \cdot C_1 \cdot \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}}{145}$$

in μH , $\text{k}\Omega$, MHz und pF .

Die Näherungsformeln haben Gültigkeit, wenn $Z_1 \geq 10 \cdot Z_2$ und $Q \geq 10$.

Kurzanweisung für die richtige Abstimmung eines π -Filters

Senderanodenkreis ohne angeschaltetes π -Filter auf Resonanz einstellen (Anodenstrom-Dip). Dann π -Filter mit angeschlossener Speiseleitung bzw. Antenne an den Sender ankoppeln. C_2 etwa auf Mittelstellung, mit C_1 auf Anodenstrommaximum abstimmen. Diesen Vorgang mit jeweils veränderter Einstellung von C_2 so lange wiederholen, bis der Anodenstrom seinen größtmöglichen Wert erreicht. Es herrscht dann Resonanz und Anpassung. Während dieser Einstellarbeiten darf der Senderanodenkreis nicht verändert werden; er bleibt vielmehr in seiner ursprünglichen Resonanzstellung.

Mitunter werden auch unabgestimmte, erdsymmetrische Speiseleitungen verwendet. Es sind entweder handelsübliche UKW-Bandleitungen (Wellenwiderstand 240 bis 300 Ω) oder selbsthergestellte Paralleldrahtleitungen («Hühnerleitern») mit Wellenwiderständen bis 600 Ω . Diese werden vorteilhaft nach Bild 3 angekoppelt. Der senderseitige Koppelkreis L_2/C_2 hat dabei die gleichen Daten wie der unter Bild 1 angegebene abgestimmte Koppelkreis. Die Induktivität L_3 ergibt sich aus

$$L_3 = \frac{2 Z_K}{6,28 \cdot f}$$

in μH , MHz und Ω ; Z_K – Wellenwiderstand des koaxialen Verbindungskabels.

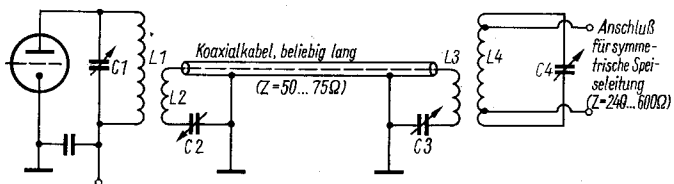


Bild 3 Die Ankopplung einer symmetrischen, unabgestimmten Speiseleitung

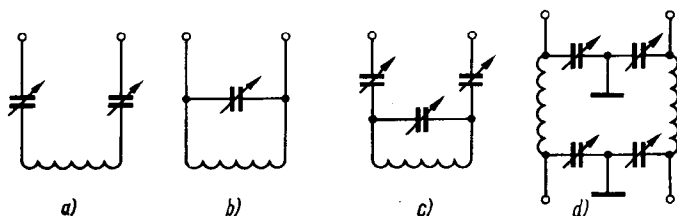


Bild 4 Antennenkoppler für abgestimmte Speiseleitungen

Beispiel

$$f = 14 \text{ MHz}, Z_K = 60 \Omega,$$

$$L3 = \frac{120}{6,28 \cdot 14} = 1,38 \mu\text{H};$$

C3 ist so zu wählen, daß sich mit L3 Resonanz für die Betriebsfrequenz ergibt. Der Resonanzkreis L4/C4 hat etwa die gleichen Daten wie der Tankkreis L1/C1. Die Anschlüsse für die symmetrische Speiseleitung an L4 richten sich nach dem Wellenwiderstand dieser Leitung und werden durch Versuch ermittelt. Am sichersten gelingt dies mit einem Reflektometer, das in das verbindende Koaxialkabel eingeschleift wird. Durch Verändern der Abgriffe an L4 und wechselseitiges Abstimmen mit C4 und C3 versucht man, ein SWV von 1 : 1 zu erhalten. Mit C2 stellt man dann auf optimale Belastung der Endstufe ein.

Für die Ankopplung einer *abgestimmten Speiseleitung* an die Senderendstufe muß man zunächst feststellen, ob das Ende der Leitung hochohmig (Spannungsbauch) oder niederohmig (Strombauch) ist. Bei Stromkopplung sollte man die Serienspeisung nach Bild 4 a verwenden. Für Mehrbandantennen ist ein Universalkoppler nach Bild 4 c zweckmäßig, da man ihn für Stromkopplung und für Spannungskopplung einsetzen kann. Auch ein π -Filter eignet sich sehr gut. Da abgestimmte Leitungen allgemein aber erdsymmetrisch sind, muß auch das π -Filter eine symmetrische Ausführung sein (Bild 4 d).

Diese Kopplungssysteme gestatten es, in gewissen Grenzen den Gesamtkomplex Antenne—Speiseleitung zur Resonanz mit der Betriebsfrequenz nachzustimmen, was bei Mehrbandantennen immer erforderlich sein wird. In diesem Zusammenhang ist zu erwähnen, daß man abgestimmte Speiseleitungen nicht genau für Resonanz bemessen sollte, da in diesem Fall Gleichtaktwellen gegen Erde auftreten können (sogenannter *Marconi-Effekt*). Sie bewirken, daß die abgestimmte Speiseleitung strahlt. Es ist deshalb zweckmäßig, die abgestimmte Leitung etwas länger oder

kürzer, als für Resonanz erforderlich, zu wählen und mit dem Antennenkoppler auf exakte Resonanz abzustimmen.

Eine direkte Ankopplung solcher Abstimmrichtungen an den Sendertankkreis ist weder praktisch noch elektrisch günstig. Besser sollte man den Antennenkoppler in Fensternähe anbringen und von dort aus die Verbindung zum Sender über eine beliebig lange, nichtstrahlende *Link*-Leitung herstellen. Eine solche *Link*-Leitung kann aus einer einfachen Netzschur, einer UKW-Bandleitung oder einem Stück Koaxialkabel bestehen. Letzteres ist aus schon erwähnten Gründen günstiger.

Die *Link*-Leitung wird an beiden Enden mit einer Koppelspule abgeschlossen, es ergeben sich dann Anordnungen nach Bild 5. Die Windungszahl n_k der *Link*-Spulen wird durch Versuch ermittelt; im allgemeinen genügen 3 Windungen. Für eine optimale Bemessung der Koppelspulen wird folgende Formel angegeben:

$$n_k = \sqrt{\frac{n_t \cdot Z_1}{Z_R}} ;$$

n_k – Windungszahl der Koppelspulen, n_t – Windungszahlen der Tankkreis-spule, Z_1 – Leitungsimpedanz in Ω , Z_R – Impedanz des Anodenkreises in Ω .

Aus Bild 5 geht hervor, daß es sich um die Kombination einer abgestimmten Leitung mit einer angepaßten Leitung handelt. Mit L_4/C_4 wird

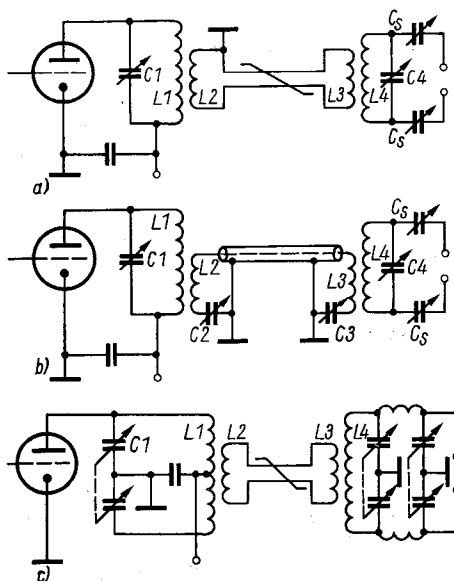


Bild 5
Übergang von einer abgestimmten Speiseleitung auf eine angepaßte Leitung

das System *Antenne plus Speiseleitung* in Resonanz mit der Betriebsfrequenz gebracht, so daß keine Blindanteile mehr vorhanden sind. Die Impedanz an L4 wird somit zum reinen Wirkwiderstand. Man kann deshalb über eine Widerstandsanpassung ($L4/L3$) auf eine beliebig lange, angepaßte Leitung übergehen. Diese paßt man, wie bereits beschrieben, an die Senderendstufe an.

Zusammenfassung

Bei unabgestimmten Speiseleitungen kann man die Antennenresonanz nur an der Antenne selbst beeinflussen. Am Ende der Speiseleitung sind stehende Wellen nicht mehr zu beseitigen. Dagegen können am Fußpunkt von abgestimmten Leitungen noch Korrekturen der Resonanz mit geeigneten Antennenkopplern vorgenommen werden. Somit erweist es sich für Amateurzwecke als gegeben, die Antenne über eine abgestimmte Speiseleitung zu erregen, die bis zu einer leichtzugänglichen Stelle geführt wird. Dort kann man mit einem Antennenkoppler die Resonanz und den Übergang auf ein unabgestimmtes und deshalb beliebig langes Koaxialkabel herstellen.

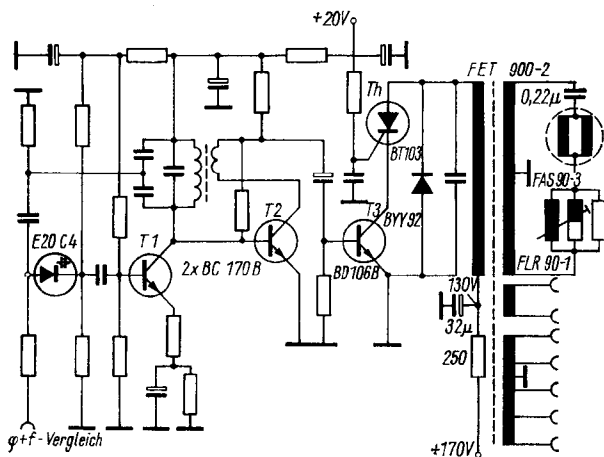
Zumindest innerhalb des Gebäudes sollte die Speiseleitung bis zum Sender aus einem angepaßten Koaxialkabel bestehen. Wie ausgeführt, ist das für alle Antennen- und Speisearten möglich.

Strahlungsfreiheit, Oberwellen werden unterdrückt. Einfache und unauffällige Installation innerhalb und außerhalb des Gebäudes. Es besteht die Möglichkeit, ein Reflektometer in die koaxiale Zuführung einzuschleifen. Damit wird die gesamte Einstellung sehr vereinfacht. Man stimmt dann lediglich auf geringstes Stehwellenverhältnis ab. Die Anordnung kommt der Tendenz entgegen, Amateursender mit einem Ausgang für Koaxialkabel zu versehen.

Thyristorbestückte Horizontalablenkschaltung für Farbfernsehempfänger

Der Horizontalablenkteil mit der Hochspannungserzeugung weist bei Farbfernsehempfängern noch eine Röhrenbestückung auf. Neben dem dadurch bedingten hohen Leistungsbedarf wirkt sich auch die damit verbundene große Wärmeentwicklung nicht gerade günstig aus. Dabei ist es bereits heute schon mit wirtschaftlich vertretbarem Aufwand möglich, für die Leistungsstufen im Ablenkteil Thyristoren an Stelle von Röhren zu verwenden.

Bei der neuartigen Schaltung (Bild 1) des mit Halbleitern bestückten Horizontalablenkteils wird in der Endstufe der Thyristor *BT 103* (Intermetall) in Verbindung mit einem in Serie liegenden Treibertransistor verwendet. Die Ansteuerung des Thyristors erfolgt also nicht an der Steuerelektrode, sondern an der Kathode des Thyristors. Diese Ansteuerungsart hat gegenüber der bekannten Ansteuerung an der Steuerelektrode 2 große Vorteile: Sie kommt ohne Spulen aus und ist daher einfacher und wirtschaftlicher, außerdem wird das Abschaltverhalten durch die Unterbrechung des Hauptstromkreises verbessert.



Empfangsanlage in Bausteintechnik für die Funkfernsteuerung

H. Volkhardt

Um eine relativ aufwendige Funkfernsteueranlage möglichst rationell einsetzen zu können, ist es vorteilhaft, diese in steckbaren Bausteinen auszuführen. In diesem Beitrag sind 5 verschiedene Bausteine beschrieben, die sicher vielen Anforderungen genügen. Darüber hinaus wird durch den Einsatz von bistabilen Multivibratoren ein Simultanbetrieb erreicht, obwohl der Sender nicht gleichzeitig 2 Signale übertragen kann.

Die Bausteine sind in gedruckter Schaltung ausgeführt. Die Leiterplatten haben eine Größe von 67 mm × 42 mm. Sämtliche Anschlüsse werden über Kontaktstifte herausgeführt und garantieren in Verbindung mit den dazugehörigen Kontaktfedern eine ausreichende Verbindung. Der mechanische Aufbau in der gezeigten Form ist für die beschriebenen Schaltungen stabil und völlig unkritisch.

Beschreibung der Bausteine

Empfängerbaustein

Der Empfänger arbeitet auf der von der Deutschen Post für diese Zwecke genehmigten Frequenz von 27,12 MHz. Es wurde eine Pendlerschaltung nach Bild 1 mit nachgeschalteter Pendelfrequenzunterdrückung und NF-Verstärkung gewählt, die für die Funkfernsteuerung bezüglich Aufwands und Empfindlichkeit ein Optimum darstellt. Die Schaltung ist bereits unter [1] ausreichend beschrieben und soll daher nicht näher erläutert werden. Den fertigen Baustein zeigt Bild 3, links.

Tonkreisstufen

Dem Amateur stehen nicht immer zweckmäßige, empfindliche Relais zur Verfügung, die darüber hinaus eine möglichst große Anzahl von Kontakten haben. Deshalb wurde der eigentlichen Tonkreisstufe eine Verstärkerstufe nachgeschaltet, die gestattet, Ströme von max. 100 mA zu schalten. Entgegen anderen Vorschlägen konnte auf eine zusätzliche Induktivität im Kollektorkreis von T1 verzichtet werden.

Stromverstärkung von T1 größer als 100 sein muß. Die Stromverstärkung von T2 dagegen ist unkritisch, ihr Wert soll jedoch nicht unter 30 liegen.

Tabelle 1 Angaben für Tonkreisstufen

Kanal	Frequenz in Hz	C1 in nF	L Wdg.	Durchmesser in mm	Kern in mm	A_L -Wert in nH/w ²
1	1080	100	465	0,1-mm-CuL	14 × 8	1000
2	1610	100	310	0,1-mm-CuL	14 × 8	1000
3	2400	100	210	0,1-mm-CuL	14 × 8	1000
4	3580	100	310	0,1-mm-CuL	14 × 8	200
5	5310	50	300	0,1-mm-CuL	14 × 8	200

Die beschriebene Schaltung zeigt Bild 2. Der Baustein (Bild 3, re.) enthält jeweils 2 Tonkreisstufen. Aus Tabelle 1 sind die verwendeten Frequenzen und die Werte der frequenzbestimmenden Bauelemente ersichtlich.

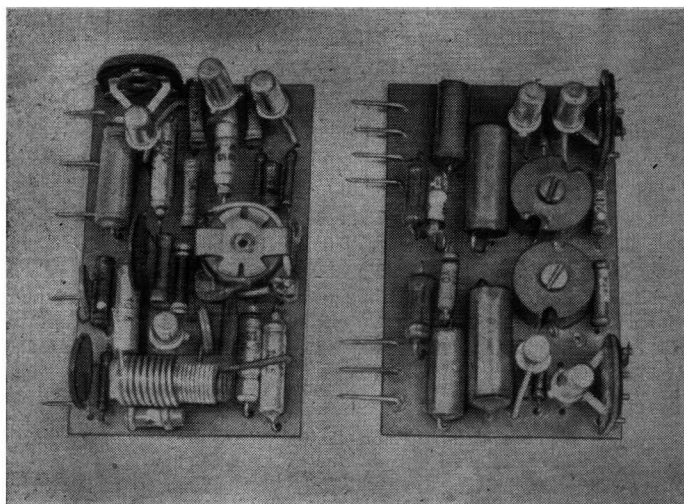


Bild 3 Ansicht des Empfängerbausteins (links) und des Bausteins mit 2 Tonkreisstufen (rechts)

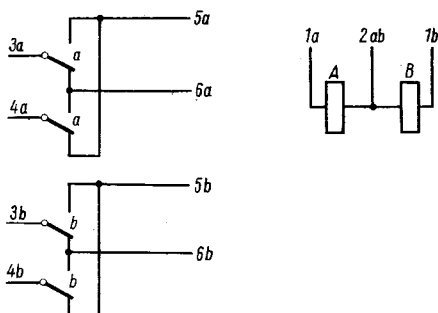


Bild 4
Schaltung des Relaisbausteins

Relaisbaustein

Die Relais sollen in Verbindung mit den beschriebenen elektronischen Baugruppen zusammenarbeiten. Sie wurden entsprechend diesem Verwendungszweck mit folgenden Daten ausgewählt:

Typ BV 0335-2

Betriebsspannung 4 V

Betriebsstrom 93 mA

Wicklungswiderstand 42 Ω

Die Leiterplatte (Bild 6) enthält 2 Relais, deren Kontakte nach Bild 4 miteinander verknüpft wurden, so daß sie allen Anforderungen dieser Funkfernsteueranlage gerecht werden.

Kanalbaustein

Der Baustein soll es ermöglichen, den jeweils ungeraden letzten Kanal einer 1-, 3-, 5- oder 7-Kanalanlage auszunutzen. Es wurde eine einfache Tonkreisstufe in Verbindung mit einem relativ hochohmigen Relais zu einem Baustein zusammengefaßt (siehe Bild 2 und 6). Die Angaben über die frequenzbestimmenden Bauelemente sind aus Tabelle 1 (Kanal 5) ersichtlich.

Bistabiler Multivibrator – Beschreibung der Schaltung

Bild 7 zeigt die Schaltung des bistabilen Multivibrators (BM). Es wird zunächst angenommen, T1 sei gesperrt und T2 leitend. Mithin ist U_{R1} klein gegen U_{R2} , das Potential am Löt-punkt R1-R3 stark negativ gegen 0 (Masse). Damit sperrt D1, und die Basis von T1 wird schwach negativ.

Bild 5
Schaltung des Bausteins
"Tonkreisstufe";
Werte für C1 und L
siehe Tabelle 1

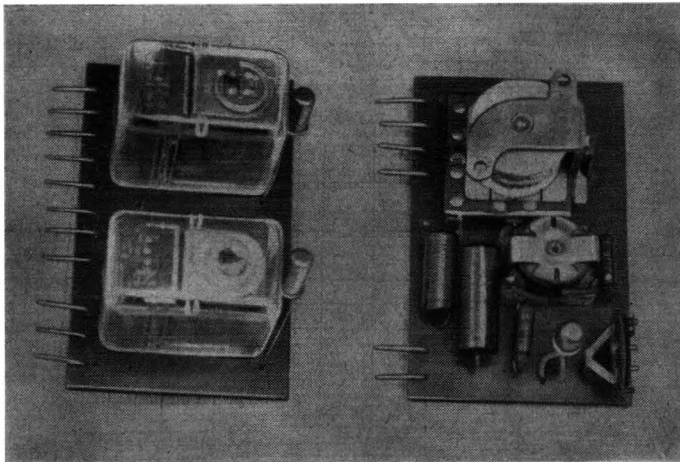
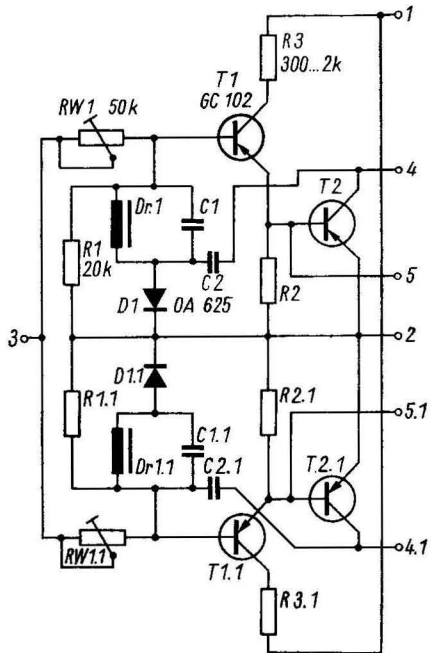


Bild 6 Ansicht des Relaisbausteins (links) und des Kanalbausteins (rechts)

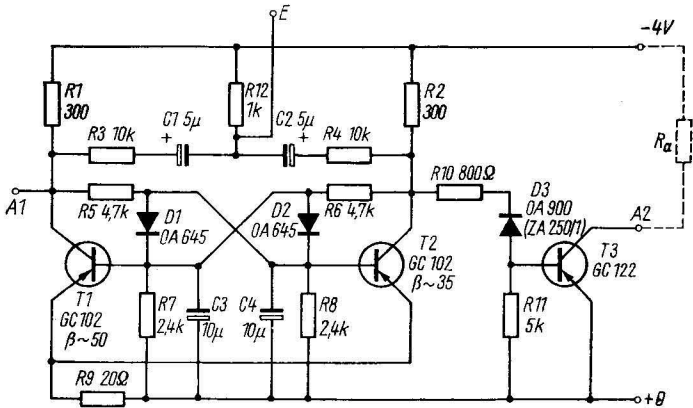


Bild 7 Schaltung des bistabilen Multivibrators (BM)
 (Die Anschlüsse der Dioden D1, D2 sind nach oben bis zu den positiven Elektroden der Elkos zu verlängern)

Der Transistor also, wie oben angenommen, leitet nicht. Über R5 wird dagegen die Basis von T2 negativ, dieser Transistor öffnet also. D2 ist ebenfalls geöffnet, beeinflusst jedoch das Potential an der Basis von T2 nicht wesentlich, da $R4 > R5$. Trifft jetzt ein positiver Impuls am Eingang (E) der Schaltung ein, so gelangt dieser nur zur Basis von T2, da D1 gesperrt bleibt. Die Basis von T2 wird positiv, der Transistor sperrt. Die Schaltung kippt in ihre zweite, stabile Lage. Eine Impulsfolge an E läßt den BM ständig hin und her «springen». Über R10 und D3 wird das an dem Kollektor von T2 auftretende Signal der Basis von T3 zugeführt

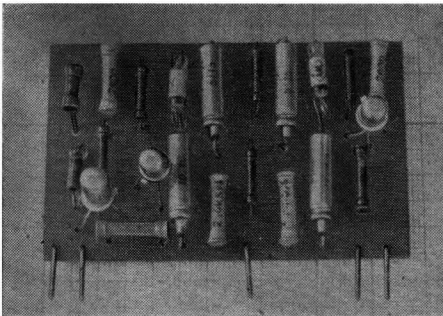


Bild 8
 Ansicht des Multivibratorbausteins

und dort verstärkt. T3 schaltet ein Relais (R_a), das den jeweiligen Steuerbefehl an das Modell weitergibt. D3 kompensiert die negative Spannung am Kollektor von T2, wenn dieser durchgesteuert ist (0,5 bis 0,8 V). Damit erreicht man, daß T3 im ausgeschalteten Zustand ausreichend sperrt.

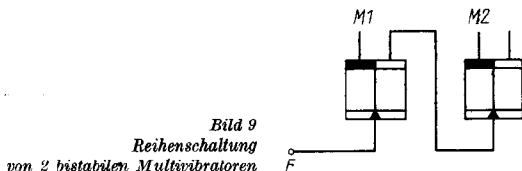
Durch das Anschalten von T3 wird der BM asymmetrisch, was in diesem Fall durch die Auswahl entsprechender Transistoren ausgeglichen worden ist. Die angegebenen Werte für die Stromverstärkung sollte man daher einhalten. Die Kondensatoren C3 und C4 verhindern, daß der BM bereits durch sehr kurze Impulse umkippt, die beim Schalten der Nebarkanäle bzw. beim Einschalten des Senders durch schwer zu beherrschende Einschwingvorgänge auftreten. Den mechanischen Aufbau der Schaltung zeigt Bild 8.

Verwendungszweck — Simultanbetrieb

Simultanbetrieb liegt in der Regel dann vor, wenn 2 oder mehr Kanäle einer Funkfernsteueranlage gleichzeitig betätigt werden können. Zu diesem Zweck sind bei herkömmlichen Anlagen zur gleichen Zeit 2 oder mehr klirrfaktorarme NF-Töne zu übertragen, was sowohl im Sender als auch im Empfänger einen erheblichen Aufwand bedeutet. Darüber hinaus wird die Reichweite der Anlage bei gleicher Sendeleistung stark eingeschränkt. Durch den Einsatz des bistabilen Multivibrators ist es möglich, die einzelnen Kanäle durch kurze Impulse nacheinander einzuschalten und in beliebiger Reihenfolge wieder auszuschalten, was in der Wirkung dem Simultanbetrieb gleichkommt. Dabei werden die Impulse durch kurzzeitiges Betätigen des jeweiligen Kanals gesendet. Zum Anschalten des BM wird der Ausgang des Tonkreises (A in Bild 5) unmittelbar mit dem Eingang des BM (E in Bild 7) verbunden.

Erweiterung von Fernsteueranlagen

Durch die Reihenschaltung von mehreren BM nach Bild 9 ist es möglich, eine Fernsteueranlage um einen oder mehrere Kanäle zu erweitern. Die Einschaltung der einzelnen Kanäle wird durch den vorhandenen Kanal und in der Reihenfolge nach Tabelle 2 betätigt. Der Nachteil dieser Be-



triebsweise — die Kanäle lassen sich nicht in beliebiger Reihenfolge schalten — kann durch den sinnvollen Einsatz der Schaltung eingeschränkt werden.

Einsatzvarianten der Anlage — Erweiterung einer Einkanalanlage

In der Schaltung nach Bild 10 können durch den Einsatz von 2 bistabilen Multivibratoren 3 verschiedene Kommandos übertragen werden. Entsprechend Tabelle 2 werden die Steuerbefehle in folgender Reihenfolge übermittelt:

0. Impuls — beide Motoren im Ruhezustand
1. Impuls — Motor 1 läuft
2. Impuls — Motor 2 läuft
3. Impuls — beide Motoren laufen
4. Impuls — beide Motoren im Ruhezustand

Mondraupe „Omega“

Auf das Fahrmodell montiert man eine Grundleiterplatte, die entsprechend den Steckbausteinen mit Federkontakten ausgerüstet wird und folgende Baugruppen aufnimmt:

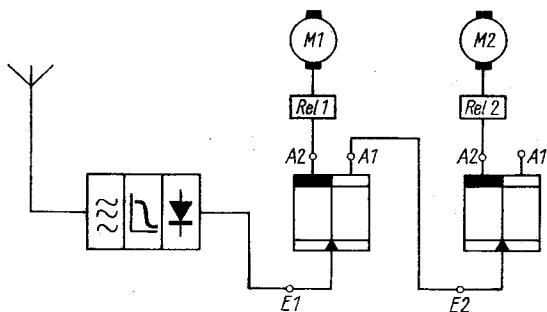


Bild 10 Reihenschaltung von 2 bistabilen Multivibratoren zur Erweiterung einer Einkanalanlage

Tabelle 2
Impulsschema zu Bild 10

Impuls	M 1	M 2
0	0	0
1	L	0
2	0	L
3	L	L
4	0	0

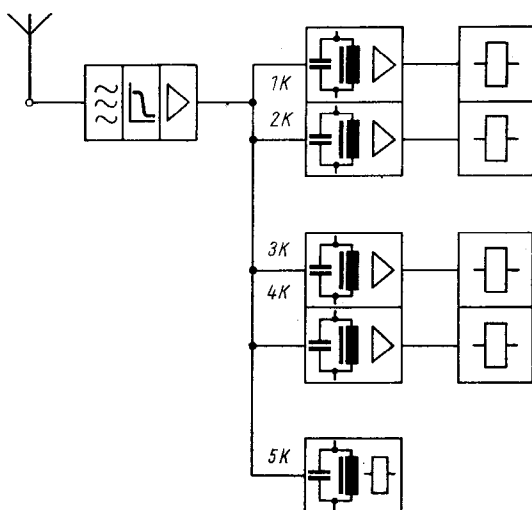


Bild 11 Blockschaltbild für das Fahrmodell Omega

Empfänger, 2 Tonkreisstufen (für 4 Kanäle), 2 Relaisbausteine und 1 Kanalbaustein.

Die Anlage ermöglicht die Übermittlung der Steuerbefehle.

1. Kanal – Licht (ein –aus)
2. Kanal – rückwärts
3. Kanal – Linkskurve
4. Kanal – Rechtskurve
5. Kanal – Halt!

Bild 11 zeigt das Blockschaltbild und Bild 12 das fertig bestückte Modell. Als Antenne wurde ein etwa 25 cm langer Stahldraht verwendet. Die Mondraupe konnte sicher über eine Entfernung von 100 m gesteuert werden (Sender etwa 80 mW HF-Leistung).

Schiffsmodell

Es werden die Bausteine entsprechend Blockschaltbild (Bild 13) auf einer gemeinsamen Trägerplatte angeordnet (Aufbau siehe Bild 14).

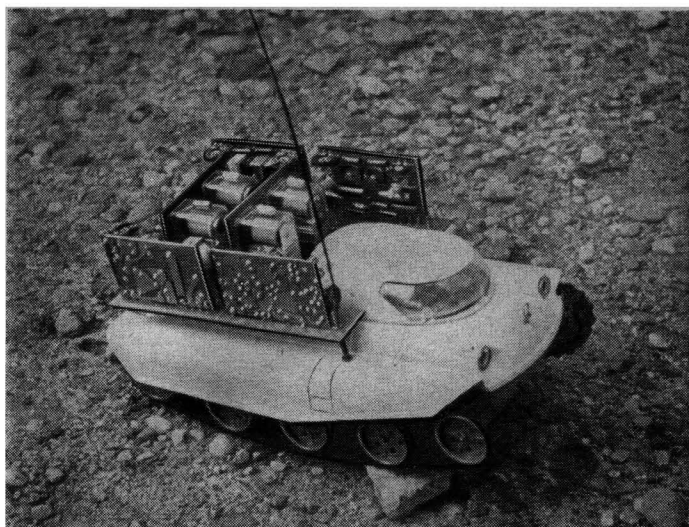
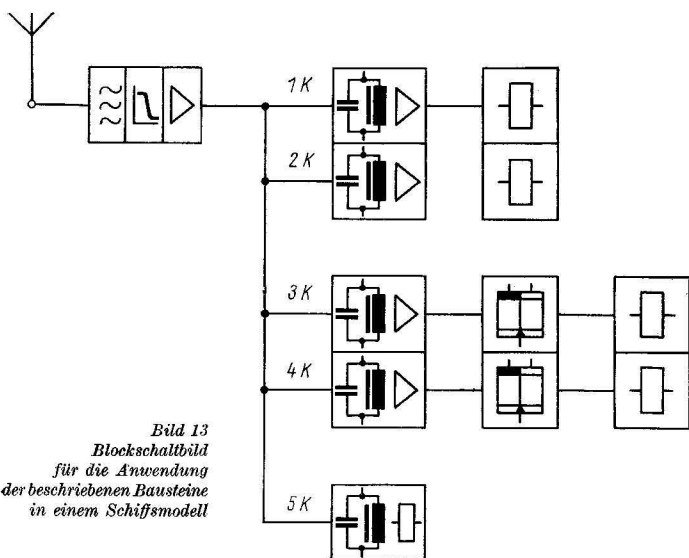


Bild 12 Ansicht des Fahrmodells Omega mit den aufgebauten Bausteinen der Funkfernsteuerung



*Bild 13
Blockschaltbild
für die Anwendung
der beschriebenen Bausteine
in einem Schiffsmodell*

Der Aufbau ermöglicht die Übertragung folgender Steuerbefehle:

1. Kanal — Rudermaschine — links
 2. Kanal — Rudermaschine — rechts
 3. Kanal — Motor 2 umpolen — Drehung auf der Stelle
 4. Kanal — Motor 1 und 2 umpolen — Rückwärtsfahrt
 5. Kanal — Halt!
- } simultan

Darüber hinaus kann durch den Simultanbetrieb der Kanäle 3 und 4 das Modell bei Rückwärtsfahrt ebenfalls Links- und Rechtskurven ausführen, ebenso ist es möglich, die Drehung auf der Stelle sowohl nach rechts als auch nach links durch entsprechende Betätigung der Kanäle 3 und 4 herbeizuführen.

Flugmodelle

Für diesen Zweck werden nur der Empfangsbaustein und die beiden Bausteine der Tonkreisstufen auf einer gemeinsamen Trägerplatte montiert. Die Tonkreisstufen steuern dabei über einen 3. Transistor, den man sinnvoll neben oder auch in der Rudermaschine unterbringen kann, direkt die Rudermaschine an. Bild 15 zeigt die Anschaltung über den zusätzlichen npn-Transistor. Es wurde ein nicht gerade billiger Siliziumtransistor vom

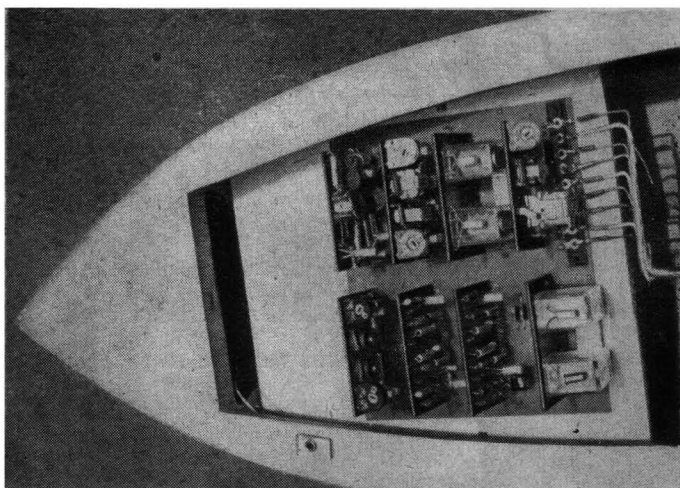


Bild 14 Ansicht der in einem Schiffsmodell angeordneten Bausteine

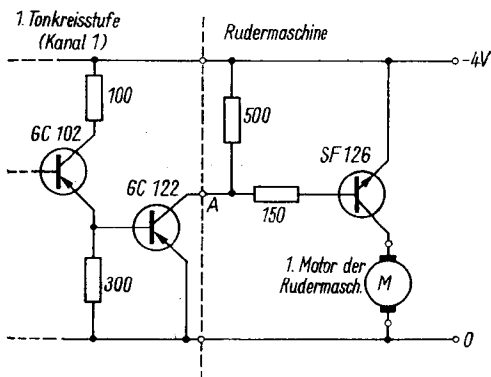


Bild 15 Anschaltung der Rudermaschine Servomatic 12 an die Tonkreisstufe

Typ SF 126 verwendet. Bedenkt man jedoch, daß dieser Transistor ein Relais vollständig ersetzt, dabei wesentlich betriebssicherer ist und darüber hinaus eine merklich kleinere Masse gegenüber einem entsprechenden Relais hat, so ist diese Mehrausgabe voll gerechtfertigt.

Als Rudermaschine wurde der Typ *Servomatic 12* von der PGH *Universal*, Reinhardtsgrimma, verwendet.

Mit den vorhandenen 4 Kanälen lassen sich 2 Rudermaschinen vom genannten Typ betreiben. Damit kann sowohl das Höhen- als auch das Seitenruder des zu steuernden Modells betätigt werden. Die Anlage ohne Rudermaschine und Batterie hat eine Masse von etwa 100 p.

Literatur

- [1] Lindemann, B., Ein volltransistorisierter Fernsteuerempfänger, *Funkamateureur* 9/63 S. 298, 299 und 300
- [2] Lindemann, B., Hinweise für den Fernsteuer mehrkanalbetrieb, *Funkamateureur* 1/64 S. 11 und 12
- [3] Rumpf/Pulvers, *Transistor-Elektronik*, VEB Verlag Technik, Berlin 1964

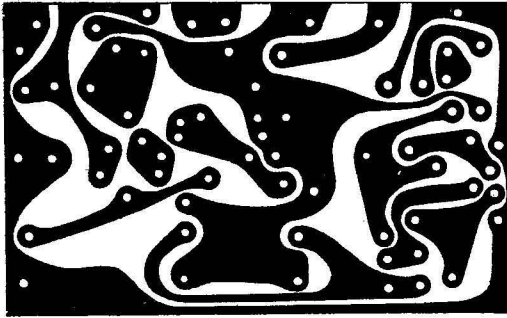


Bild 16a Leiterplatte «Empfängerbaustein»

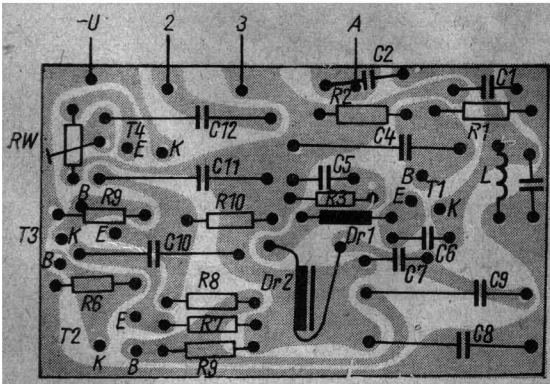


Bild 16b Bestückungsplan für Leiterplatte «Empfängerbaustein»

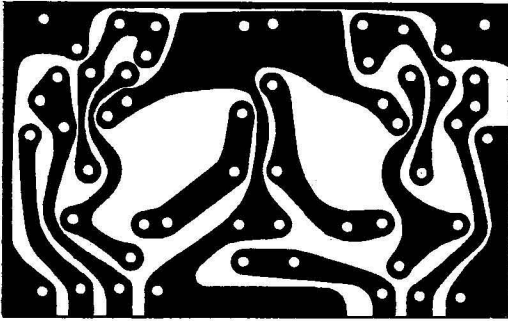


Bild 17 a Leiterplatte -Tonkreisstufen-

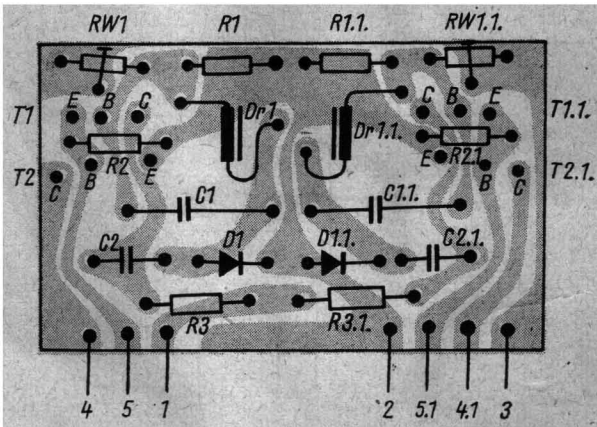


Bild 17 b Bestückungsplan für Leiterplatte -Tonkreisstufen-

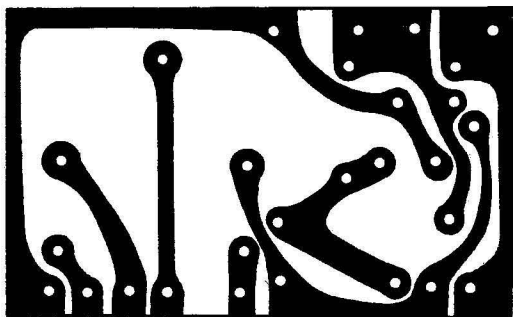


Bild 18a Leiterplatte «Kanalbaustein»

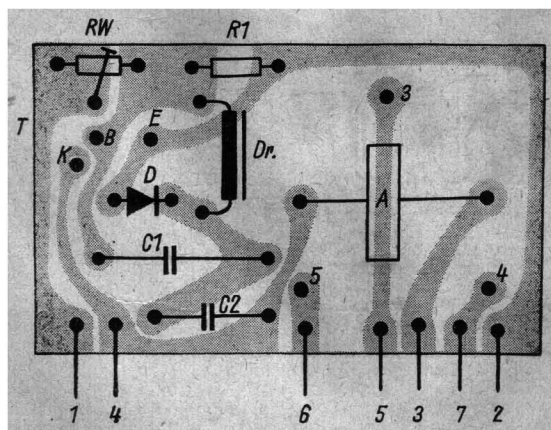


Bild 18b Bestückungsplan für Leiterplatte «Kanalbaustein»

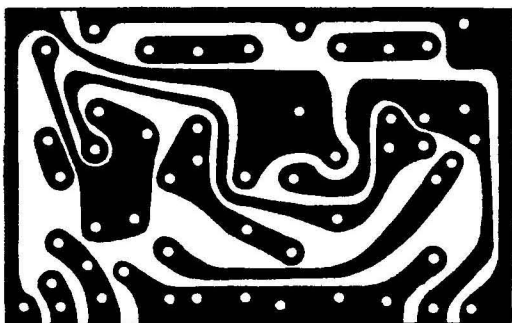


Bild 19a Leiterplatte «Bistabiler Multivibrator»

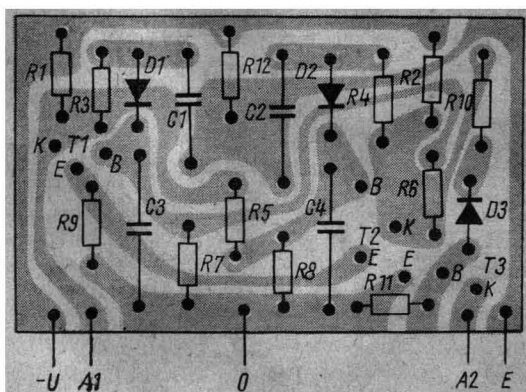


Bild 19b Bestückungsplan für Leiterplatte «Bistabiler Multivibrator»

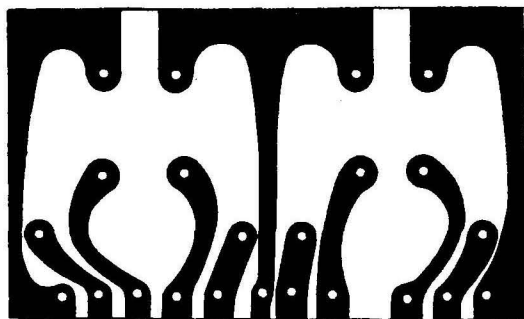


Bild 20 a Leiterplatte «Relaisbaustein»

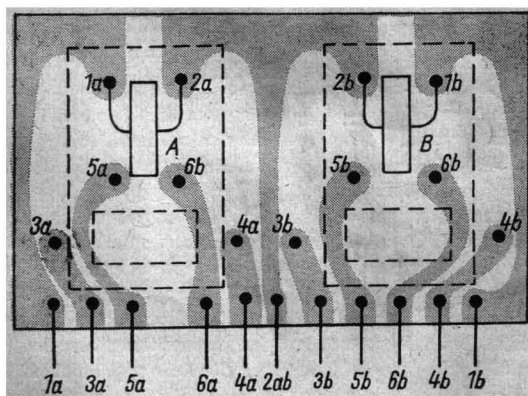


Bild 20 b Bestückungsplan für Leiterplatte «Relaisbaustein»

Elektronenblitzgerät — selbst berechnet

Ing. Rolf Anders

Der Eigenbau eines Elektronenblitzgeräts ist im Prinzip einfach, und, gemessen am Preis eines industriell gefertigten Geräts, auch eine durchaus lohnende Angelegenheit. Ein solches Gerät kann ganz nach den persönlichen Wünschen und Ansprüchen des Erbauers ausgelegt werden. Bedingung ist allerdings, daß die notwendigen Berechnungsunterlagen vorhanden sind und man die Wirkungsweise einer solchen Schaltung kennt.

Der vorliegende Beitrag vermittelt daher nur eine Grundlage für die Berechnung solcher Geräte. Auf die in manchen Konstruktionen vorhandenen Automatikschaltungen zum Nachladen des Blitzkondensators wurde bewußt verzichtet, damit die Schaltung übersichtlich bleibt und das Volumen des Geräts nicht unnötig vergrößert wird. Werden höhere Leistungen gewünscht, so kann mit den angegebenen Formeln auch ein größeres Gerät dimensioniert werden. Primärseitig ist dann die Schaltung völlig neu zu berechnen. Sekundärseitig müssen nur die Gleichrichter und eventuell die Blitzröhre anders ausgelegt bzw. ein anderer Röhrentyp verwendet werden. (Diese Bemerkung gilt allerdings nur bei Geräten für eine Blitzspannung von 500 V.)

Beim Batteriegerät muß man von vornherein festlegen, wie groß sein Volumen werden darf. Es ist zu entscheiden, ob man alle Teile des Geräts, wie Blitzkondensator, Batterien, Blitzlampe usw. in einem Gehäuse, gemeinsam unterbringen will (z. B. beim Gerät *Minilux*) oder ob der Blitzkopf mit der Röhre getrennt von der übrigen Schaltung aufgebaut werden soll (z. B. beim Gerät *Elgapress*). Mit der Entscheidung über das Volumen fällt zugleich die Entscheidung über die Leistungsfähigkeit des Blitzgeräts, da das Volumen in erster Linie vom Blitzkondensator und vom Batteriesatz bestimmt wird.

Bild 1 zeigt die Schaltung des Geräts. Ein Parallelgegentaktwandler mit den Transistoren T1 und T2 erzeugt eine Wechselfspannung von 250 V, die man mit Hilfe einer Spannungsverdopplerschaltung auf 500 V bringt und die der Aufladung des Blitzkondensators C5 dient. Das Potentiometer R2 stellt man so ein, daß an der Glimmlampe R01 die Zündspan-

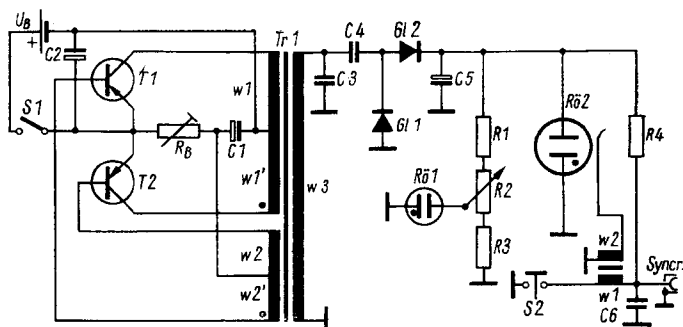


Bild 1 Prinzipschaltbild des Blitzgeräts

nung erreicht wird, wenn die Spannung über C5 auf einen Wert von etwa 480 V steigt. Auf diese Weise zeigt RÖ1 die Blitzbereitschaft des Geräts an. Schließt nun der Synchronkontakt oder der Taster S2, so wird in der Wicklung w2 der Zündspule eine hohe Spannung induziert, die über den Zündkontakt der Blitzröhre diese leitend macht, so daß sich der Blitzkondensator schlagartig entladen kann. Bevor man nun die eigentliche Schaltung berechnet, ist die optimale Stromversorgung festzulegen. Dabei muß man beachten, daß bei hoher Betriebsspannung kleinere Ströme auftreten, andererseits aber auch für die Batterien ein größeres Volumen notwendig wird. Als optimale Lösung ist der Einsatz von 3 Stabbatterien (je 3 V) angesehen. Diese Batterien sind relativ billig und erfordern kein großes Volumen.

Bestimmend für das Volumen ist auch die Größe des Blitzkondensators. Er bestimmt mit seiner Kapazität und mit der Blitzspannung die Blitzleistung des Geräts. Eine günstige Lösung gewährleistet die Verwendung eines Doppel­elektrolytkondensators 50 + 50 µF/500 V. Die Daten des Geräts sind somit:

Batteriespannung U_B	9 V
Ladegleichspannung U_{Blitz}	500 V
Ladekondensator	100 µF

Zu diesen Daten ergibt sich die Blitzleistung nach

$$E = \frac{U_{\text{Blitz}}^2 \cdot C}{2}, \quad (1)$$

$$E = \frac{(500)^2 \text{ V} \cdot 100 \cdot 10^{-6} \text{ F}}{2} = 12,5 \text{ Ws.}$$

Damit eine relativ schnelle Blitzfolge erreicht wird, andererseits die Batterien nicht allzusehr belastet werden, ist eine Transverterleistung von 1 W zugrunde zu legen.

Die an den Transistoren auftretende Maximalspannung beträgt

$$\begin{aligned} -U_{CE} &\leq 2 \cdot U_B, \\ -U_{CE} &= 2 \cdot 9 \text{ V} = 18 \text{ V}; \end{aligned} \quad (2)$$

der maximal auftretende Kollektorspitzenstrom

$$\begin{aligned} -I_{C \max} &\leq 1,2 \cdot \frac{P_a \max}{U_B - U_{kn}}, \\ -I_{C \max} &= \frac{1,2 \cdot 1 \text{ W}}{9 \text{ V} - 0,3 \text{ V}} = 138 \text{ mA}. \end{aligned} \quad (3)$$

Es müssen also Transistoren eingesetzt werden, die 18 V Betriebsspannung und einen maximalen Kollektorspitzenstrom von 138 mA vertragen. Die Transistoren arbeiten im Schalterbetrieb und kennen nur die Schaltzustände *EIN* und *AUS*, die den Arbeitspunkten *A* und *B* zugeordnet sind. Die Arbeitspunkte müssen unterhalb der Verlustleistungshyperbel liegen, während die Arbeitsgerade die Hyperbel schneiden kann. Es muß allerdings die mittlere Verlustleistung P_m kleiner als die für den Transistor zulässige maximale Verlustleistung sein. Da sich spannungsmäßig der Typ *GC122* gut eignet und auch sein maximaler Kollektorstrom 150 mA beträgt, soll an Hand des Kennlinienfelds (Bild 2) untersucht werden, ob er sich leistungsmäßig verwenden läßt.

Leistung im Arbeitspunkt *A*:

$$\begin{aligned} P_{CA} &= U_{kn} \cdot I_{CA}, \\ P_{CA} &= 0,3 \text{ V} \cdot 0,138 \text{ A} \leq 0,041 \text{ W}. \end{aligned} \quad (4)$$

Leistung im Arbeitspunkt *B*:

$$\begin{aligned} P_{CB} &= 2 \cdot U_{CE} \cdot I_{CE}, \\ P_{CB} &= 2,9 \text{ V} \cdot 0,0006 \text{ A} = 0,017 \text{ W}. \end{aligned} \quad (5)$$

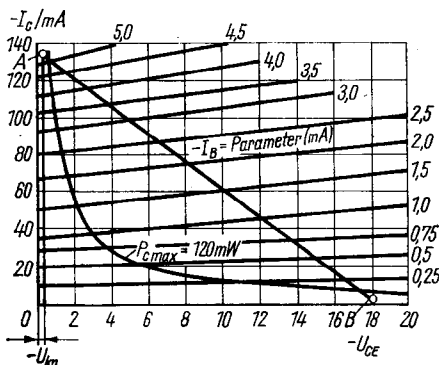


Bild 2
Mittleres Kennlinienfeld
des Transistors GC122

Die mittlere Verlustleistung:

$$P_m = \frac{P_{CA} + P_{CB}}{2}, \quad (6)$$

$$P_m = \frac{0,042 \text{ W} + 0,011 \text{ W}}{2} = 0,0265 \text{ W}.$$

Der Wert von P_m liegt weit unterhalb der zulässigen Verlustleistung von $P_{C \max} = 120 \text{ mW}$. Dieser Transistortyp ist somit geeignet.

Es erfolgt die Berechnung der Transformatorwerte. Der Kernquerschnitt (Faustformel):

$$Q \approx \sqrt{P_a}, \quad Q = \sqrt{1} = 1 \text{ cm}^2. \quad (7)$$

Als Kernmaterial benutzt man Ferrit. Es wird ein Kern *E42* mit einem Kernquerschnitt von $1,3 \text{ cm}^2$ aus Manifer 164 mit einer Induktion $B = 3600 \cdot 10^{-3} \text{ Vs/cm}^2$ verwendet.

Die Berechnung der Windungszahlen:

$$n_{w1} = n'_{w1} = \frac{U_B - U_{kn}}{4 \cdot B \cdot f \cdot Q} \cdot 10^8.$$

Die Schwingfrequenz f wird mit 2000 Hz angesetzt.

$$n_{w1} = n'_{w1} = \frac{9 \text{ V} - 0,3 \text{ V}}{4 \cdot 3600 \cdot 2000 \text{ Hz} \cdot 1,3 \text{ cm}^2} \cdot 10^8 = 31.$$

$$n_{w2} = n'_{w2} = \frac{2 \cdot U_{BE} \cdot n_{w1}}{U_B - U_{kn}}, \quad (9)$$

$$n_{w2} = n'_{w2} = \frac{2 \cdot 0,3 \text{ V} \cdot 31}{9 \text{ V} - 0,3 \text{ V}} = 2.$$

$$n_{w3} = \frac{1,05 \cdot U_a \cdot n_{w1}}{U_B - U_{kn}}, \quad (10)$$

$$n_{w3} = \frac{1,05 \cdot 250 \text{ V} \cdot 31}{9 \text{ V} - 0,3 \text{ V}} = 935.$$

Der Wert von U_{BE} ist aus dem Datenblatt des Transistors ersichtlich. Die Drahtquerschnitte der einzelnen Wicklungen (der Wert von Stromdichte I_d beträgt 3 A/mm^2):

$$q_1 = q'_1 = \frac{P_a \max \cdot 0,8}{U_B \cdot I_d}, \quad (11)$$

$$q_1 = q'_1 = \frac{1 \text{ W} \cdot 0,8}{9 \text{ V} \cdot 3 \text{ A/mm}^2} = 0,0296 \text{ mm}^2.$$

$$q_2 = q'_2 = 0,1 \cdot q_1, \quad (12)$$

$$q_2 = q'_2 = 0,1 \cdot 0,0296 = 0,00296 \text{ mm}^2.$$

$$q_3 = \frac{P_a \max}{U_a \cdot I_d}, \quad (13)$$

$$q_3 = \frac{1 \text{ W}}{250 \text{ V} \cdot 3 \text{ A/mm}^2} = 0,00143 \text{ mm}^2.$$

Diese Werte werden laut Drahttabelle aufgerundet, und es werden nach der Tabelle die Durchmesser ermittelt; es ergibt sich $d_1 = 0,2 \text{ mm}$, $d_2 = 0,1 \text{ mm}$ und $d_3 = 0,1 \text{ mm}$.

Auf Grund der errechneten Werte hätten auch geringere Drahtdurchmesser genügt, was aber die Selbsterstellung wesentlich kritischer werden läßt.

Der Basiswiderstand:

$$R_B = \frac{U_{BE}}{I_B} = \frac{0,3 \text{ V}}{0,005 \text{ A}} = 60 \Omega.$$

Es wird ein Potentiometer 100Ω verwendet.

Die Berechnung von C_1 :

$$C_1 \approx \frac{P_a \max \cdot 0,1}{U_B^2 \cdot f}, \quad [F] \quad (14)$$

$$C_1 = \frac{1 \text{ W} \cdot 0,1}{81 \text{ V} \cdot 2000 \text{ Hz}} = 0,62 \mu\text{F}.$$

C_2 wird im Versuch ermittelt. Sein Wert liegt bei etwa $500 \mu\text{F}$. Die Werte von C_3 und C_4 sind unkritisch. Für C_3 legt man $5 \text{ nF}/500 \text{ V}$, für C_4 $0,1 \mu\text{F}/250 \text{ V}$ fest. Als Gleichrichter werden 2 «Pillen»gleichrichter $10 \text{ mA}/250 \text{ V}$ eingesetzt. Die weiteren Widerstandswerte sind $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 1 \text{ M}\Omega$, $C_6 = 50 \text{ nF}/500 \text{ V}$. Die Zündspule wickelt man auf einen Ferritkern 4 mm Durchmesser, 30 mm lang.

$$w_1 = 50 \text{ Wdg.}, \quad w_2 = 1400 \text{ Wdg.}, \quad d_1 = 0,2 \text{ mm Durchmesser}, \\ d_2 = 0,06 \text{ mm Durchmesser}.$$

Als Blitzröhre wird der Typ *XB 81-00* verwendet.

Die gesamte Schaltung läßt sich in einem kleinem Kästchen unterbringen, das mechanisch mit der Kamera verbunden werden kann. Die erreichbare Leitzahl hängt in großem Maße auch vom verwendeten Reflektor ab. Man ermittelt sie folgendermaßen. Mit verschiedenen Blenden werden bei konstantem Abstand Aufnahmen durchgeführt. Die am besten ausgeleuchtete Aufnahme ist auszuwerten, indem man die dabei verwendete Blende mit dem Aufnahmeabstand multipliziert. Das Ergebnis ist die gesuchte Leitzahl.

Einfache NF-Verstärkerbausteine

In den RFT-Industrieläden erhält man oft im Angebot auch billige Leiterplatten aus Industriergeräten. Mit etwas Überlegung kann man leicht Röhren- bzw. Transistorschaltungen darauf unterbringen. Eine solche Leiterplatte hat sicher mancher Elektronikamateur noch in seiner Materialkiste. Außerdem kann man sie beziehen unter der Anschrift: *D. Borkmann*, 1195 Berlin, Erich-Lodemann-Straße 47.

Der in Bild 1 gezeigte Verstärker ist 2stufig und weist keine Besonderheiten auf. Das Triodensystem der Röhre *ECL 82* ist der NF-Vorverstärker, das Pentodensystem die Lautsprecherendstufe. Bei einer Anodenspannung von etwa 200 V beträgt die Ausgangsleistung etwa 3 VA. Zum Betrieb der Schaltung wird eine Heizspannung 6,3 V bei 0,8 A und eine Anodenspannung von etwa 200 V bei etwa 45 mA benötigt. Wie die Bauelemente anzuordnen sind, zeigt der Bestückungsplan (Bild 2).

Dieser Verstärker kann in einem Eigenbausuperhet als NF-Teil eingebaut oder auch zu einem Einkreisempfänger erweitert werden. Bild 3 zeigt einen entsprechenden Schaltungsvorschlag, der für eine Allstromschaltung ausgelegt ist.

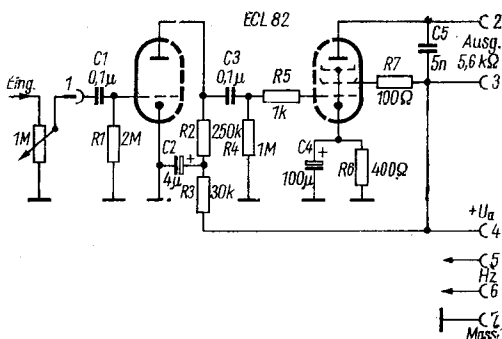


Bild 1
Schaltung
des verwendeten
NF-Verstärkers

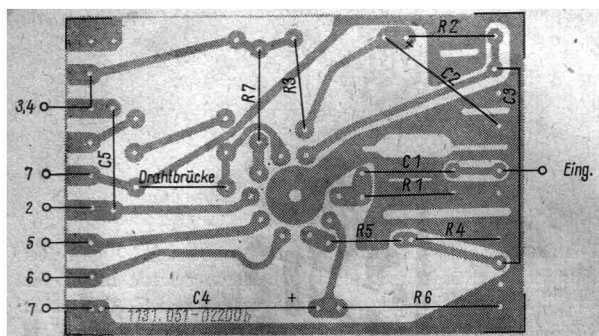


Bild 2 Bestückungsplan für die Leiterplatte

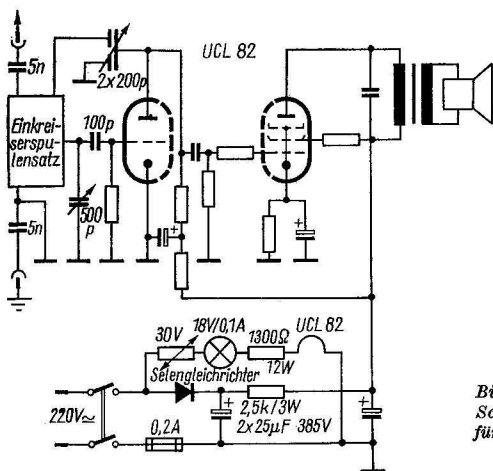


Bild 3
Schaltungsvorschlag
für einen Einkreisempfänger

Bild 4
 Ansicht des verwendeten
 Leiterplattenteils
 Bild-ZF-Verstärker-
 platine Start

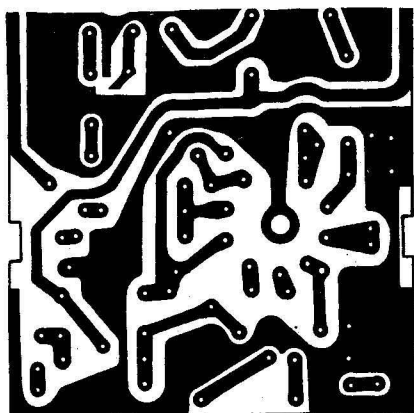
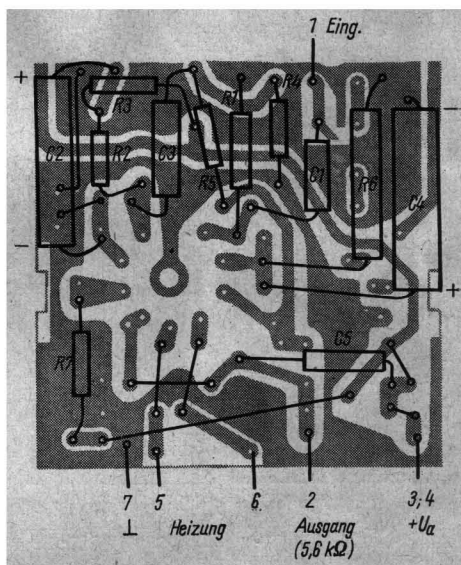


Bild 5
 Bestückungsplan
 für die Leiterplatte
 bei Verwendung
 der ECL 82,
 Röhrenfassung auf der
 Leiterseite



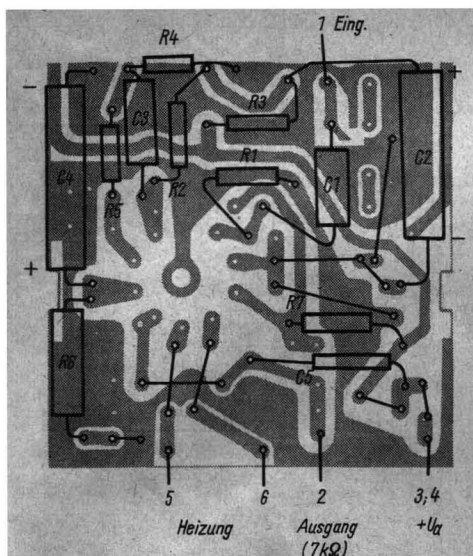


Bild 6
Bestückungsplan für die Leiterplatte bei Verwendung der ECL86, Röhrenfassung auf der Leiterseite

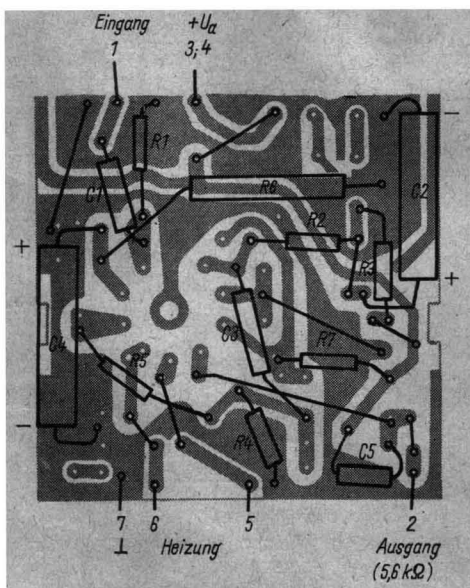
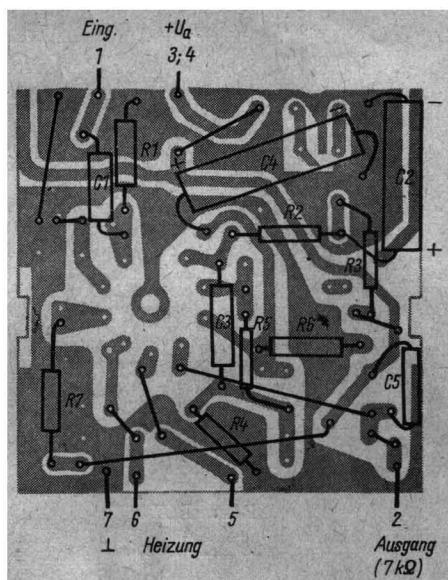


Bild 7
Bestückungsplan für die Leiterplatte bei Verwendung der ECL82, Röhrenfassung auf der Bestückungsseite

Bild 8
Bestückungsplan
für die Leiterplatte
bei Verwendung
der ECL86,
Röhrenfassung auf der
Bestückungsseite



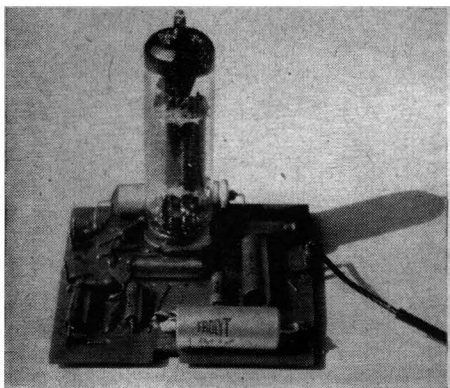
Verwendete Bauteile:

R1	2 M Ω	— 0,1 W	R2	250 k Ω	— 0,25 W
R3	30 k Ω	— 0,25 W	R4	1 M Ω	— 0,1 W
R5	1 k Ω	— 0,1 W	R6	400 Ω	— 1 W
R7	100 Ω	— 0,25 W	C1	0,1 μ F	— 500 V
C2	4 μ F	— 385 V	C3	0,1 μ F	— 500 V
C4	100 μ F	— 25 V	C5	5 nF	— 500 V

Röhrenfassung 9polig für gedruckte Schaltung

Ausgangsübertrager primär 5,6 k Ω , sekundär, z. B. 8 Ω .

Die in Bild 1 gezeigte Schaltung kann man auch auf einem Teil der Leiterplatte des Bild-ZF-Verstärkers der Fernsehgeräteserie *Start* aufbauen. Diese Leiterplatte ist sehr zahlreich vertrieben worden. Bild 4 zeigt das abgeschnittene Stück (75 mm breit), das für den Aufbau des Verstärkers von der kompletten Leiterplatte abgetrennt wurde. Nachfolgende Tabelle gibt die Werte an für die Röhre *ECL82* bzw. *ECL86*. Die *ECL86* weist in Vorstufe und Endstufe eine etwas höhere Verstärkung auf und gibt eine etwas größere Sprechleistung ab. Für die verschiedenen Aufbaumöglichkeiten zeigen die Bilder 5 bis 8 die Bestückungspläne.



*Bi 9
Ansicht des kompletten
NF-Verstärkers
mit der Röhre ECL 82*

Verwendete Bauteile:

	Röhre <i>ECL 82</i>	Röhre <i>ECL 86</i>
R1	22 M Ω — 0,25 W	10 M Ω — 0,25 W
R2	200... 270 k Ω — 0,25 W	
R3	22... 33 k Ω — 0,25 W	
R4	1 M Ω — 0,1 W	
R5	1 k Ω — 0,1 W	
R6	390 Ω — 1 W	180 Ω — 0,5 W
R7	100 Ω — 0,25 W	
C1	10 nF — 500 V	
C2	5 μ F — 385 V	
C3	10 nF — 500 V	
C4	100 μ F — 25 V	100 μ F — 15 V
C5	5 nF — 500 V	

Für die Röhre *ECL 82* ist die Primärimpedanz des Ausgangsübertragers 5,6 k Ω , für die Röhre *ECL 86* 7 k Ω .

UKW-Empfänger mit Transistoren

Ing. Dieter Müller

Transistorisierte UKW-Empfänger gewannen in jüngster Zeit ständig an Bedeutung. Dabei bildet sich eine ähnliche Standardisierung der Schaltungen heraus, wie sie bei den AM-Transistor-Supern bereits stattgefunden hat [1]. Sieht man von der in [2] beschriebenen Form des ZF-Verstärkers mit niedriger ZF und einfachem Zählerdetektor ab, von dem in Zukunft bei Anwendung der integrierten Schaltung noch einiges zu erwarten ist, so ergeben sich einige wenige standardisierte Grundschaltungen, die teilweise mit Änderungen oder Erweiterungen in den meisten industriellen Geräten und Bauanleitungen wiederzufinden sind. Die auf Grund des Materialangebots (auch unter Berücksichtigung der Preise) für den UKW-Amateur und Elektronikbastler der DDR für günstig angesehenen Teilschaltungen sollen näher betrachtet bzw. beim Aufbau des beschriebenen UKW-Empfängers verwendet werden. Die Betriebsspannung des Mustergeräts ist 9 V. Die 2 Flachbatterien stellen das Optimum bei Berücksichtigung von Kapazität, Preis, Platzbedarf und Befestigungsmöglichkeiten dar. Der Minuspol kommt an Masse, so daß daraus einfacher Aufbau und wirkungsvolle Entkopplung der Stufen resultieren. Sowohl im Tuner wie auch im ZF-Verstärker sind ausschließlich Basteltransistoren verwendet worden. Das Mustergerät ist in das Gehäuse eines Kofferempfängers der Serie *Stern 111* usw. eingebaut. Ein wesentlich kleineres Gehäuse hätte wenig Sinn, da dann die erzielbare NF-Qualität ungenügend ist.

Der Tuner

Es liegt nahe, wie bei röhrenbestückten UKW-Empfängern einen industriell gefertigten Tuner zu verwenden. Da jedoch ein solcher Transistortuner etwa zweieinhalb- bis dreimal so teuer ist wie ein komplett bestückter Röhrentuner, lohnt der Selbstbau des Transistortuners. Für den Tuner des Mustergeräts wurden Basteltypen der Transistoren *GF 129* bis *GF 132* verwendet. Diese sind lediglich nach statischen Daten ausgesucht. Es wurde davon ausgegangen, daß Transistoren mit hoher Stromverstärkung

allgemein eine dünne Basisschicht und damit eine hohe Grenzfrequenz haben. Die Transistoren des Tuners sind daher mit einer Stromverstärkung in Emitterschaltung von mindestens 70 ausgewählt.

Die Schaltung

Die Schaltung des Mustertuners zeigt Bild 1. Sie entspricht der verbreiteten Standardschaltung vieler Industrie- und Bastelgeräte [4], [6], [7]. Das Eingangssignal gelangt von der Antenne (Außendipol oder Teleskopantenne) zum Eingangsübertrager L1-L2. L2 stellt mit C2 und C3 ein π -Filter dar; T1 verstärkt, in Basisschaltung arbeitend, das vom π -Filter kommende Eingangssignal. Im Kollektor von T1 liegt der abgestimmte Zwischenkreis L3-C4-C5. Der Emitter des Mischtransistors T2 wird über C6 an den Zwischenkreis angekoppelt. Die Rückkopplung ist bei Oszillatoren in Basisschaltung wegen der Phasengleichheit zwischen Eingangssignal und Ausgangssignal im Prinzip sehr einfach. Es genügt daher ein Kondensator (C8) zwischen Kollektor und Emitter als Rückkopplungsweig, um Selbsterregung in Basisschaltung zu erreichen. Wird der Transistor jedoch in der Nähe seiner Grenzfrequenz betrieben, so ist der Stromverstärkungsfaktor nicht mehr reell und weist eine Phasendrehung von etwa -90° auf. Zwischen Eingangssignal und Ausgangssignal tritt daher keine Phasengleichheit auf, sondern ein Phasenwinkel von etwas weniger als -90° . Das ist auf den komplexen Charakter der Reihenschaltung des Kopplungskondensators C6 mit dem Eingangswiderstand des Mischtransistors zurückzuführen.

Auf Grund von Kenndatenabweichungen kann auch der Wert der Phasendrehung streuen. Sollte daher der Transistor T2 nicht schwingen, was allerdings bei verschiedenen im Mustergerät versuchsweise eingesetzten Bastlertransistoren nicht vorkam, so muß versuchsweise L4, gegebenenfalls auch C8 geändert werden. Die Oszillatorfrequenz wird durch den über die Kreiskapazität C11 des ZF-Ausgangskreises an den Kollektor angekoppelten Schwingkreis L5-C12-C13 abgestimmt. Um mögliche Verstimmungen der Oszillatorfrequenz bei Batteriespannungsabfall zu verringern, ist es auch üblich, den Kreis bei zwei Dritteln der Windungszahl mit C11 anzukoppeln. Auf Grund des großen Abstands zwischen ZF und Oszillatorfrequenz und der relativ großen Bedämpfung der Kreise durch die Transistoren, die sich aus dem Streben nach einer großen Leistungsverstärkung ergibt, bestehen beim UKW-Tuner praktisch keine Gleichlaufschwierigkeiten. Zur Begrenzung des Abstimmbereichs des Drehkos genügen daher Festkondensatoren parallel zu diesem (C5, C13).

Im Mustergerät (Bild 1) wurde im Eingang nur eine Stabantenne verwendet, die an ein Ende der für einen 240- Ω -Außendipol gedachten symmetrischen Eingangsspule L1 angeschlossen ist. Zwischen diesem Pol.

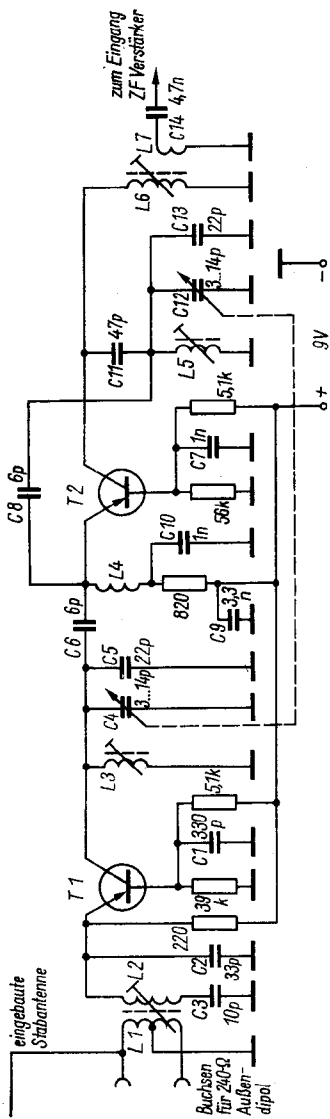


Bild 1 Schaltung des UKW-Tuners mit Transistoren

und der Mittelanzapfung der Spule (Masse) würde Anpassung bei $60\ \Omega$ herrschen. Dies wird nur mit sehr grober Annäherung erreicht. Man kann sich das Chassisblech als zweiten Stab eines gestreckten Dipols vorstellen. Eine bessere Anpassung und damit günstigere Empfangsergebnisse erreicht man bei Verwendung von 2 Stabantennen mit der Eingangsschaltung nach Bild 2. Die beiden Stabantennen sind symmetrisch an das Ende der 1. und 3. Windung der Eingangsspule anzuschließen, womit hinreichende Anpassung an den $60\text{-}\Omega$ -Dipol erzielt wird. Die Antennenbuchsen für den Außendipol sind nach wie vor an Anfang und Ende der Spule L1 angeschlossen.

Als Abwandlungen der Schaltung (Bild 1) sind üblich: Der Eingangskreis ist ein Parallelkreis. C3 entfällt dann, C2 stellt die gesamte Kreis­kapazität dar, und der Emittor von T1 wird über einen Kondensator angekoppelt, wobei C2 noch ein Drehko sein kann. An Stelle des einfachen Zwischenkreises L3-C4-C5 ist ein Bandfilter möglich und bzw. oder eine weitere Verstärkerstufe. Es sind auch getrennte Transistoren für die Oszillator- und Mischfunktion üblich. Schließlich gibt es noch Induktivitätsabstimmung mit Mehrfachvariometer und elektronische Abstimmung mit Kapazitätsdioden. Damit lassen sich automatische Nachstimm- und Sendersuchlaufschaltungen realisieren. Die Tunerschaltungen mit mehr als 2 abgestimmten Kreisen eignen sich für den Durchschnittsamateur kaum, da allein der Selbstbau der nicht im Handel erhältlichen Mehrfachvariometer bzw. Mehrfachdrehkos ziemliche Schwierigkeiten bereitet. Tuner mit mehr als 2 Transistoren (ausgenommen ein getrennter Oszillatortransistor) neigen außerdem zum Schwingen. Die für die elektronische Abstimmung erforderlichen Kapazitätsdiodenpärchen sind ebenfalls nur schwer erhältlich.

Aber es lassen sich mit einem gut abgeglichenen Mehrkreistuner Empfindlichkeitswerte erzielen, die von Röhrengeräten kaum erreicht werden. Es sollte sich jedoch nur der versierte Amateur, der neben großen Erfahrungen auch über die entsprechenden Meßgeräte verfügt, an den Bau eines solchen Tuners wagen. Hierzu wird auf die entsprechende Literatur verwiesen [3]. Neuerdings sind Tuner bekannt, bei denen Mesatransistoren [8] bzw. Feldeffekttransistoren [5] mit sehr hoher Grenzfrequenz

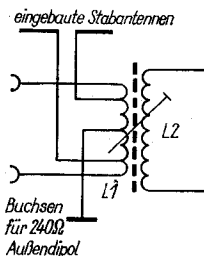


Bild 2
Schaltung des Eingangsübertragers bei Verwendung eines offenen Dipols in Form von zwei Stabantennen

($f_t \geq 500$ MHz) in Emitterschaltung bzw. der Emitterschaltung entsprechenden *Source*-Schaltung eingesetzt sind, die extrem hohe Empfindlichkeitswerte und niedrige Rauschzahlen ergeben.

Der Aufbau

Der Aufbau des Tuners erfolgte auf einem Stück beidseitig mit Kupferfolie kaschiertem Hartpapier von der Größe $45 \text{ mm} \times 65 \text{ mm}$ (Bild 3 und 13). Einen großen Teil dieses Platzes nimmt der Zweifachdrehko mit Luftdielektrikum und Zahnraduntersetzung (1 : 3) ein. Um ihn gruppieren sich in der Reihenfolge von links nach rechts: Eingangskreis, Vorstufentransistor, Zwischenkreis, Misch- und Oszillatortransistor, Oszillatorkreis und ZF-Kreis. Für die HF-Kreisinduktivitäten L1, L2, L3 und L5 wurden Spulenkörper vom Antennenfilter des TV-Empfängers *Rekord 2* (Bild 5) mit einem Außendurchmesser von 7,5 mm verwendet. Die Windungszahlen der Induktivitäten mit diesen Körpern sind:

- L1 2×2 Wdg., 0,5-mm-CuL
- L2 6 Wdg., 0,5-mm-CuL (zwischen die Windungen von L1 gewickelt)
- L3 2,5 Wdg., 0,8-mm-Cu, versilbert
- L5 2,25 Wdg., 0,8-mm-Cu, versilbert

Stehen keine geeigneten Spulenkörper mit HF-Kernen zur Verfügung, dann sind für L3 und L5 auch Aluminiumkerne verwendbar. Da sich beim Eindrehen der Aluminiumkerne die Induktivität verringert, müssen die Windungszahlen beim gleichen Durchmesser des Spulenkörpers auf das $1\frac{1}{2}$ - bis 2fache vergrößert werden. Der Eingangsübertrager L1-L2 kann auch ohne Kern sein, wenn L2 1 bis 2 Wdg. mehr erhält.

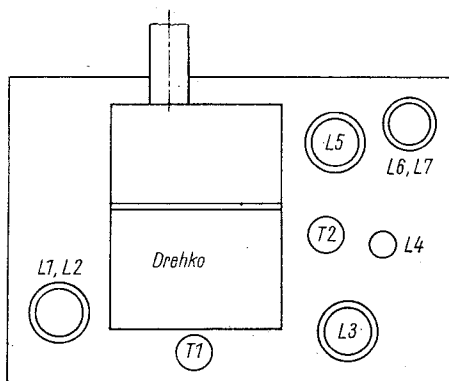


Bild 3
Aufbaukizze
für den Tuner

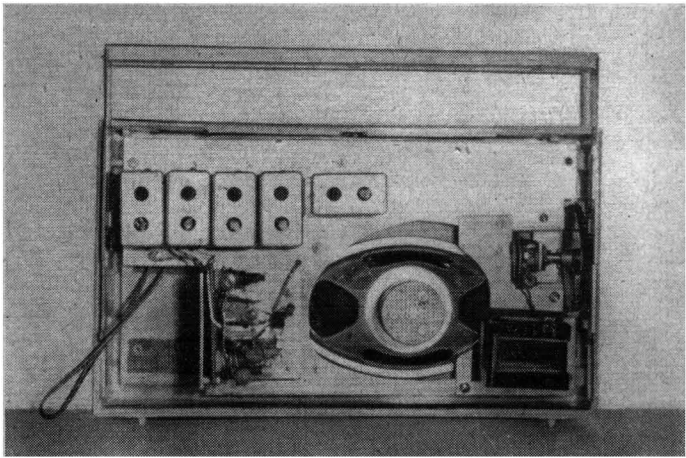


Bild 4 Ansicht des beschriebenen UKW-Empfängers, Rückwand und Abschirmkappe des Tuners abgenommen (ohne NF-Teil)

L4 ist eine Luftspule mit 8 Wdg., die auf einen 3 mm starken Hartpapierstab oder ähnliches gewickelt worden sind. Die ZF-Kreisspule besteht aus 18 Wdg., 0,25-mm-CuL (L6), die auf einen Spulenkörper eines Fernseh-ZF-Filters gewickelt worden sind (Bild 5), wie sie ebenfalls im ZF-Verstärker zu finden sind. Die Koppelwicklung L7 hat $1\frac{1}{2}$ bis 2 Windungen.

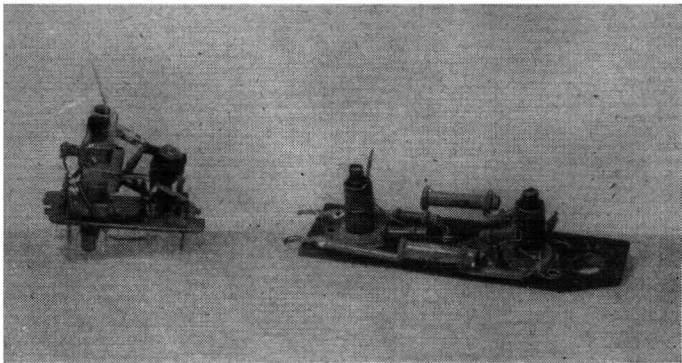


Bild 5 Antennenfilter des TV-Empfängers «Rekord 2» (rechts) und ZF-Filter des gleichen Geräts im Originalzustand (links)

Die Spulenkörper werden in entsprechend vorbereitete Bohrungen in der Chassisplatte eingeklebt. Die meisten Bauelemente sind einseitig mit Masse verbunden. Für diese Masseverbindungen sind im Leiterplattenmaterial etwa 1 mm starke Bohrungen angebracht, die Bauteilanschlüsse in die Bohrungen gesteckt und verlötet. Die Bauteile ohne direkte Masseverbindung sind dann an entsprechenden Stellen dieses «Gerüsts» aus masseverbundenen Bauteilen anzulöten, so auch die Fassungen für die Transistoren. Die Chassisplatte mit dem Tuner befindet sich auf einem Alu-Blechwinkel (Bild 4), der so auf dem Empfängerchassis angebracht ist, daß sich die Drehkondensatorachse konzentrisch im Ausschnitt für den Drehknopf an der Vorderseite des Gehäuses befindet. Zur Vermeidung von Störstrahlungen wird über den Tuner noch eine Blechkappe geschoben. Aus dem gleichen Grunde und um unerwünschte Kopplungen zu vermeiden, wird die Plus-Speisespannung dem Tuner über ein Durchführungsfilter zugeführt. Die Stabantenne bzw. die Antennen und das Buchsenpaar für den Außendipol befinden sich im Rückenteil des Gehäuses.

Der ZF-Verstärker

Für UKW-Empfänger sind ZF-Verstärker in Basis- und in Emitterschaltung üblich. Mit ZF-Verstärkern in Emitterschaltung wird eine höhere Stufenverstärkung erreicht als in Basisschaltung. Die meisten industriell hergestellten Empfänger haben daher für die ZF von 10,7 MHz einen 3stufigen ZF-Verstärker in Emitterschaltung. Auf Grund der relativ hohen ZF ist eine Neutralisation erforderlich, wenn man die theoretisch mögliche höhere Stufenverstärkung gegenüber der Basisschaltung ausnutzen will. Ebenfalls müssen Ein- und Ausgangswiderstände der Transistoren in Emitterschaltung in bestimmten Grenzen garantiert sein, was bei Basteltransistoren jedoch nicht zutrifft. In Basisschaltung ist die Rückwirkungskapazität weit geringer als in Emitterschaltung, der Ausgangswiderstand wesentlich größer und der Eingangswiderstand kleiner. Die Transistorwerte streuen in ihren Werten weit weniger als in der Emitterschaltung. Aus diesen Gründen können bei einem ZF-Verstärker in Basisschaltung

- Neutralisationsmaßnahmen entfallen;
- die Schwingkreisspulen in den Kollektorkreisen ohne Anzapfung ausgeführt sein;
- Basteltransistoren eingesetzt werden.

Diesen Vorteilen steht der Nachteil der geringeren Leistungsverstärkung je Stufe gegenüber, deshalb wird meist eine Stufe mehr als bei Anwendung der Emitterschaltung benötigt. Das Mustergerät hat deshalb einen 4stufigen ZF-Verstärker in Basisschaltung. Es wurden nur Bastel-

transistoren der Baureihe *GF 120* bis *GF 122* verwendet, die nur statisch ausgesucht wurden. Bild 6 zeigt die Schaltung des ZF-Verstärkers. Die 2. und 3. ZF-Stufe, die wie die 1. aufgebaut sind, wurden nur angedeutet. Die ZF-Spannung gelangt von der Auskoppelspule L7 des Tuners über C14 zum Emitter von T3 und wird von diesem in Basisschaltung betriebenen Transistor verstärkt. Im Kollektorkreis liegt der Primärkreis eines Bandfilters sowie ein Widerstand von 330 Ω . Dieser hat die Aufgabe, die Verstimmung des Schwingkreises durch die Änderung der dynamischen Kollektorkapazität bei großer Aussteuerung des Transistors teilweise zu kompensieren. Dies trifft mehr noch für die letzten ZF-Stufen zu, die bei einigermaßen stark einfallenden Sendern die ZF-Amplitude begrenzen und somit annähernd vom Maximalstrom bis zum Reststrom angesteuert werden. Aus diesem Grunde befindet sich im Kollektorkreis von T6 auch ein etwas größerer Widerstand von 470 Ω , womit eine bessere Kompensation als mit 330 Ω erzielt wird. Die Sekundärkreisspule L9 des Bandfilters hat ebenfalls keine Anzapfung. Die nachfolgende Stufe wird durch einen kapazitiven Spannungsteiler C16-C18/47 pF-820 pF etwa im Verhältnis 19 : 1 angepaßt. Der Eingangswiderstand R_e des nachfolgenden Transistors von etwa 50 Ω bedämpft somit den Kreis mit dem transformierten Eingangswiderstand R_e' .

$$R_e' = \ddot{u}^2 \cdot 50 = 19^2 \cdot 50 = 18 \text{ k}\Omega.$$

Der Primärkreis des jeweiligen Filters wird durch den Kompensationswiderstand (330 oder 470 Ω) und den Ausgangswiderstand des Transistors bedämpft. Praktisch ergeben sich dadurch Dämpfungswiderstände von 30 bis 60 k Ω . Sollte die damit erzielbare Bandbreite zu klein sein, so wird durch Verkleinerung der Kondensatoren C18 usw. von 820 pF die Bedämpfung der Sekundärkreise vergrößert. Bei zu großer Bandbreite kann durch größere Kapazitätswerte die Dämpfung verringert werden. Da in der 1. und möglicherweise auch in der 2. ZF-Stufe die Gefahr einer Übersteuerung geringer ist, kann in diesen Stufen unter Umständen der Widerstand entfallen, wodurch sich ein Verstärkungsanstieg bei gleichzeitiger Bandbreitenverringern ergibt, der evtl. wieder ausgeglichen werden muß.

Der Ratiidetektor ist nach einer in [9] angegebenen Schaltung aufgebaut. Das Filter hat dabei nur 2 Wicklungen mit entsprechenden Anzapfungen. Der Spulenteil *a-b* des Primärkreises (Bild 6) wirkt dabei wie die Tertiärspule üblicher Ratiidetektorschaltungen. Günstig für die Anwendung dieser Schaltung ist auch der an Masse liegende Minuspol der Speisespannung. Ein weiterer Vorteil besteht im Wegfall des Deemphasiswiderstands, dessen Funktion die beiden Widerstände 22 k Ω übernehmen, an denen die NF-Spannung abfällt (Anschluß 2 des Bausteins «Ratiidetektorschaltung»). Der am Schleifer des über eine geschirmte Leitung angeschlossenen Lautstärkepotentiometers befindliche Konden-

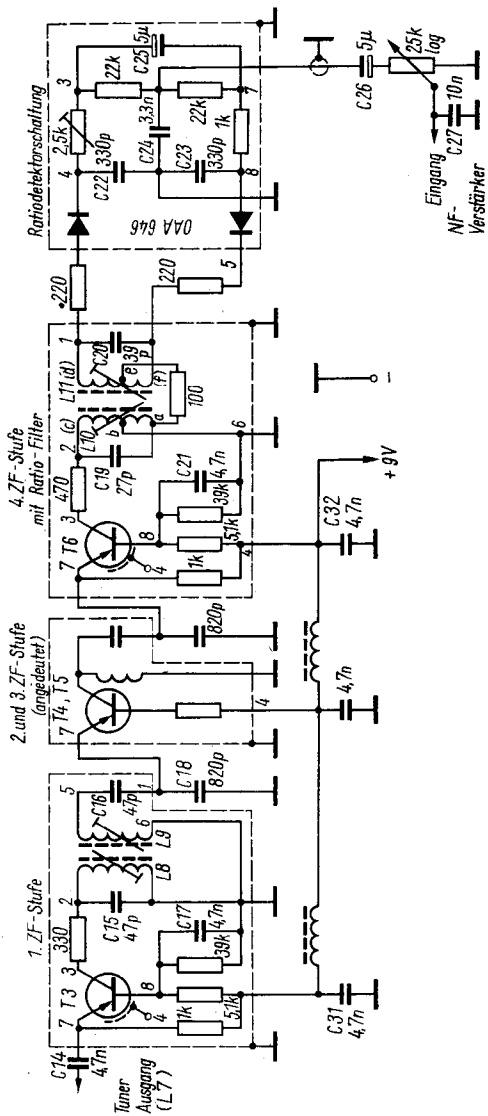


Bild 6 Schaltung des ZF-Verstärkers in Bestschaltung; 2. und 3. Stufe nur angedeutet

sator C27 stellt ebenfalls einen Teil des Deemphasisglieds dar. Der Pluspol der Speisespannung wird den ZF-Stufen über kleine UKW-Drosseln zugeführt. Der Kollektorstrom der Transistoren beträgt 0,6 bis 0,7 mA. Daraus ergibt sich ein Gesamtstromverbrauch des ZF-Verstärkers von knapp 4 mA. Rechnet man noch etwa 1,5 mA je Tunertransistor hinzu, dann benötigt der gesamte HF-ZF-Teil 7 mA und damit 36 mW an Leistung.

Der Aufbau

Für den Aufbau des ZF-Verstärkers entwickelte der Verfasser keine gedruckte Schaltung, da Entwurf und Herstellung für ein Einzelexemplar unrentabel sind. Es wurden daher ZF-Filter älterer TV-Empfänger (Bild 5) umgebaut, die von Geräten der Serien vom «Rubens» bis zum «Rekord» stammen können. Auch die Entkopplungsdrosseln sind ehemalige Fernsehempfängerteile. In einem Abschirmbecher ist jeweils eine komplette ZF-Stufe mit Transistor und Filter eingebaut (Bild 13). Aus der Schaltung Bild 6 und der Skizze Bild 7 geht hervor, wie die Bauelemente auf der Hartpapierplatte des jeweiligen Filters angeordnet und an den 8 vorhandenen Lötösen angelötet sind. Den Wicklungsaufbau und die Windungszahlen für die Normalfilter gibt Bild 8 an. Die Windungszahlen gelten für die hellgrauen Kerne der TV-Empfängerserie ab «Derby-Cranach». Bei Verwendung der schwarzglänzenden, härteren Kerne der «Rubens-Dürer»-Serie sind die Windungszahlen um 10 % zu erhöhen, was auch für das Ratiofilter zutrifft. Aus der Lage der Anschlußdrähte der Transistoren ergab sich, daß die Transistorgehäuse mit dem Pluspol der Speisespannung (Lötöse 4) verbunden sind. Daraus entstehen aber keine Nachteile. Es muß nur darauf geachtet werden, daß die Transistorgehäuse nicht mit den Abschirmbechern in Berührung kommen, da sonst die Speisespannung kurzgeschlossen ist (Transistorgehäuse mit Isolierschlauch überziehen). Die Kondensatoren C18 usw. sowie C31, C32 usw. befinden sich außerhalb der Filterbecher (Bild 12).

Die Treiberstufe für den Ratiodetektor (4. ZF-Stufe) und die übrige Ratiodetektorschaltung müssen in getrennten Filterbechern untergebracht werden. In einem Becher befinden sich der Transistor und das

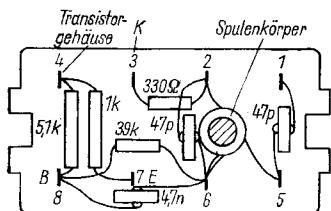
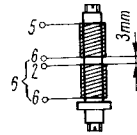


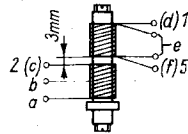
Bild 7
Aufbauzeichnung für eine ZF-Stufe, Transistoranschlüsse angedeutet. Bei 4. ZF-Stufe Lötstützpunkt zwischen den Anschlüssen 2; 3; 6 und 7; teilweise andere Widerstands- und Kapazitätswerte

Bild 8
Wicklungsaufbau des Normal-ZF-Filters



2-6 18 Wdg., 0,25 mm CuL
 5-6 18 Wdg., 0,25 mm CuL

Bild 9
Wicklungsaufbau des Ratiodektorfilters



a-b 14 Wdg., 0,20 mm CuL
 b-c 20 Wdg., 0,20 mm CuL
 f-e } 2 x 13 Wdg., 0,2 mm CuL
 e-d f } bifilar gewickelt

Bandfilter, ähnlich den übrigen ZF-Stufen (Bild 7). Wegen der größeren Anzahl der Enden des Ratiofilters wurde zwischen den Lötösen 2; 3; 6 und 7 der Platte ein zusätzlicher zweipoliger Lötstützpunkt angebracht, an den die Anschlüsse a und e des Filters geführt sind. Den Aufbau und die Windungszahlen des Ratiofilters zeigt Bild 9.

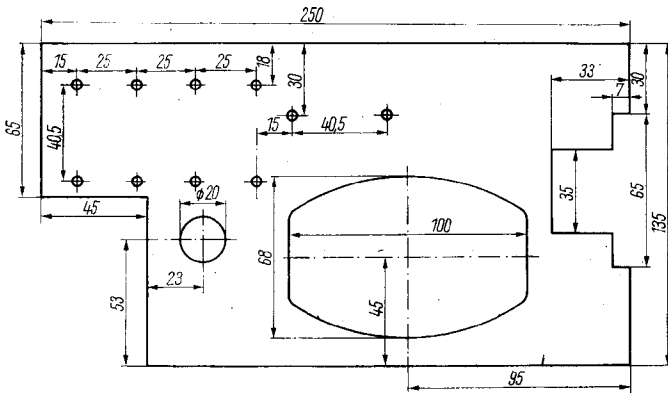


Bild 10 Maßskizze des Chassisbleches bei Verwendung des Lautsprechers L 2160 PO. Befestigungsbohrungen und Durchbrüche für die Filter (Bild 11) der Übersichtlichkeit wegen weggelassen

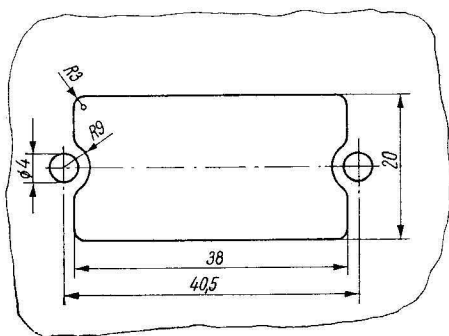


Bild 11
Maßskizze des Chassis-
durchbruchs für einen
Filterbaustein

In einem weiteren Filterbecher sind die restlichen Bauteile der Ratio-
detektorschaltung, das Diodenpärchen *OAA 646*, die Widerstände und
die Kondensatoren untergebracht. Ein kleiner $2,5\text{-k}\Omega$ -Trimmwiderstand
zum Einstellen der AM-Unterdrückung wird mit den durch Drahtenden
verlängerten Anschlüssen so eingelötet, daß der Schleifer durch eine Öff-
nung im Becher von außen verstellt werden kann. Zur Vermeidung von
Kurzschlüssen werden die Filterbecher von innen mit Selbstklebeband
ausgekleidet. Die beiden Widerstände $220\ \Omega$, die in keinem der beiden
Becher Platz fanden, verbinden beide Schaltungsteile. Für die einzelnen
Filterbausteine sind im Chassisblech (Bild 10) Ausschnitte mit den Ab-
messungen nach Bild 11' ausgearbeitet. Die Becher werden mit kleinen
Keilen aus 1 mm starkem Hartpapier festgelegt. Die Verbindungen zwi-
schen den Bausteinen sind entsprechend dem Schaltbild vorzunehmen.

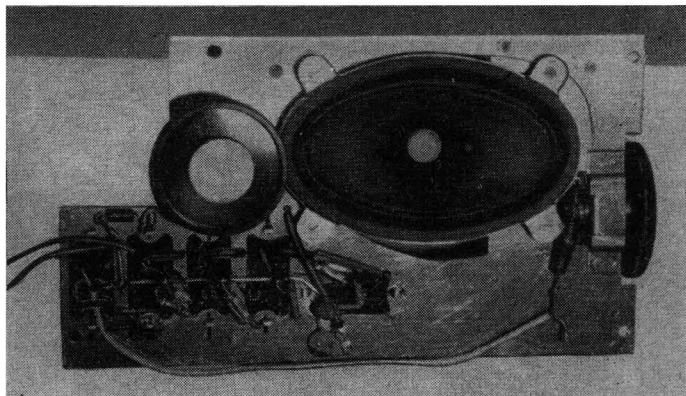


Bild 12 Ansicht des Empfängerchassis auf die Verdrahtungsseite (ohne NF-Teil)

Für die Masseleitung wird ein 1,5 mm starker Kupferdraht verwendet, der in der Nähe der ersten ZF-Stufe mit der Chassismasse verbunden ist (Bild 12). Sollte der ZF-Verstärker schwingen, so muß ein weiterer oder anderer geeigneter Massepunkt gesucht werden. Die Filter sind auf dem Chassis des Mustergeräts so angeordnet, daß im horizontal liegenden Becher die 1. ZF-Stufe, im Becher am Rande des Chassis oberhalb der Batterie die Ratiodektorschaltung untergebracht ist.

Der Abgleich

Der Abgleich des Tuners und ZF-Verstärkers erfolgt am besten mit einem Prüfsender. Zuerst erfolgt der ZF-Abgleich bei 10,7 MHz. Die Eingangsspannung ist bei jeder Abgleichmethode so klein wie möglich zu wählen, damit keine Begrenzung eintritt. An die Anschlüsse 3 und 7 des Ratiodektorbausteins wird ein hochohmiger Spannungsmesser (mindestens 20 k Ω /V) oder ein Mikroamperemeter mit einem Vorwiderstand 100 k Ω angeschlossen. Nach diesem Instrumentenausschlag werden die ZF-Kreise, mit L10 beginnend, auf Maximum gestellt (außer L11). Danach wird das Instrument zwischen Anschluß 2 und Masse geschaltet, und durch Korrektur von L11 stellt man Nullausschlag ein. Beim Verstimmen des Senders um etwa ± 150 kHz müssen sich zwei Maxima mit positiver bzw. negativer Polarität ergeben. Liegen sie wesentlich näher zusammen, so ist die Bandbreite in der angegebenen Weise zu vergrößern bzw. zu verkleinern, wenn die Maxima wesentlich weiter von der Mittenfrequenz entfernt sind.

Steht kein Meßsender zur Verfügung, so kann das ZF-Signal einem vorhandenen UKW-Empfänger entnommen werden. Zum Abgleich der Maxima ist auch in diesem Falle das Instrument zwischen den Anschlüssen 3 und 7 von Nutzen. Man kann so z. B. feststellen, ob der ZF-Verstärker schwingt, wenn ein Zeigerausschlag ohne Eingangssignal vorhanden ist. Die Symmetrierung des Ratiodektors mit Hilfe von L11 muß dann allerdings nach Gehör (verzerrungsfreie Wiedergabe) erfolgen. Zum Abgleich des Tuners ist ein Prüfsender noch eher zu entbehren als beim ZF-Abgleich. Durch Vergleich mit einem anderen UKW-Empfänger kann man mit der Oszillatordspule L5 den zu überstreichenden Bereich einstellen und L1, L2 sowie L3 auf Maximum abgleichen, was bei zwei Drittel eingedrehtem Drehko (etwa 94 MHz) erfolgen sollte. Vor dem Frequenzabgleich hat selbstverständlich eine Kontrolle und gegebenenfalls eine Korrektur der Arbeitspunkte zu erfolgen.

Das Gesamtgerät wurde in ein Gehäuse des «Stern III» eingebaut (Bild 14). Tragendes Gerüst ist ein 2 mm starkes Leichtmetallblech, aus dem die Ausschnitte für Lautsprecher, Batterien, Filter und Lautstärkeregler ausgearbeitet wurden (Bild 10 und 11). Für die Aufhängung des

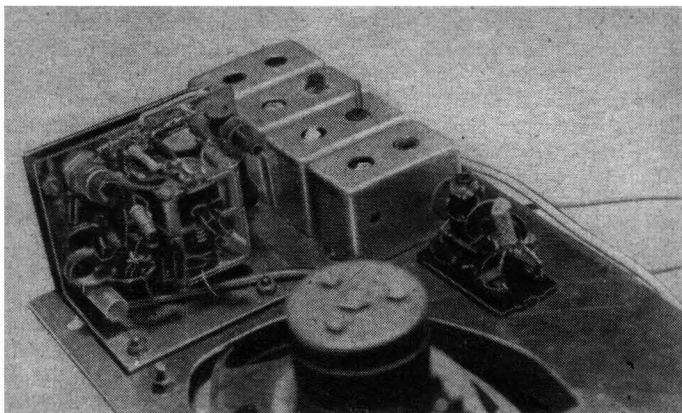


Bild 13 Draufsicht auf den HF-ZF-Teil des Empfängers, Abschirmkappen für Tuner und 1. ZF-Stufe abgenommen

Potentiometers wird ein etwas komplizierter Winkel (Bild 15) benötigt. Der Schiebeshalter, mit dem der Empfänger eingeschaltet wird, befindet sich auf der Vorderseite des Gehäuses unterhalb des Einstellrads für den Lautstärkereglern. Der im Gehäuse vorhandene schmale Ausschnitt wurde größer und von der Deckplatte des Schalters an einer Seite etwa 1 mm abgefeilt, so daß der Schalter gerade in das Gehäuse paßt. Auf der Drehkoachse befindet sich ein Skalenrad von 30 mm Seilrillendurchmesser, von dem der über Umlenkrollen geführte Skalenteil mit dem Zeiger angetrieben wird.

Der NF-Teil, der hier nicht beschrieben wird, ein Gegentakt-B-Verstärker ohne Ausgangstrafo, wurde außerhalb des Gehäuses erprobt. Bei



Bild 14 Ansicht des Empfängers im «Stern 111»-Gehäuse

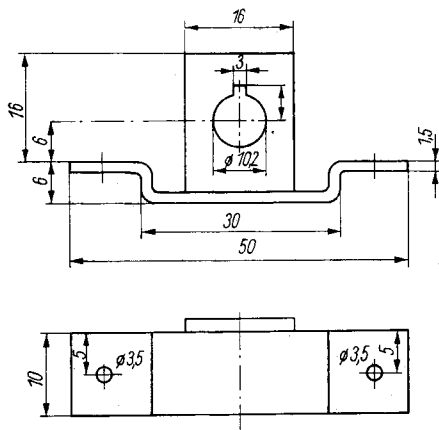


Bild 15
 Befestigungswinkel
 für das Lautstärke-
 potentiometer
 (Radius der Bohrung
 im senkrechten
 Schenkel 7 mm; Material
 1,5-mm-Al, weich)

der Schwingspulenimpedanz des eingebauten Lautsprechers vom Typ *L2160 PO* (vom «R 100») von 8Ω und der Batteriespannung von 3 V erhält man mit einem Transistorpärchen $2 \times \text{GC 301}$ eine Sprechleistung von etwa 1 W . Der Treibertrafo, der dem Verstärker aus [10] entnommen wurde, sorgt durch seine Anordnung unterhalb des Lautstärkereglers für einen tiefliegenden Schwerpunkt des Geräts. Mit einer zusätzlichen Vorstufe kann der komplette NF-Verstärker nach [10] ebenfalls benutzt werden.

Literatur

- [1] Müller, D., Kompendium des Transistorsuperhetempfängers, Elektronisches Jahrbuch 1967, S. 123—140, DMV
- [2] —, Ein neues FM-Empfangsverfahren, Funktechnik 21 (1966), H. 12, S. 456
- [3] Streng, K. K., UKW-Tuner mit Transistoren, Elektronisches Jahrbuch 1968, S. 30—35
- [4] —, UKW-Mischeinheiten mit Transistoren, Funktechnik 15 (1960), H. 5, S. 148—149
- [5] Zetzmann, E., Stereo-Steuergerät «3110 HiFi», Funktechnik 22 (1967), H. 3, S. 74
- [6] Krockner, S., UKW-Transistorkofferempfänger «Stern 3», radio und fernsehen 12 (1963), H. 7, S. 195—198
- [7] Scheubner, R., UKW-Transistorkofferempfänger «R 110», radio und fernsehen 13 (1964), H. 19, S. 595—598
- [8] Rohde, U. L., Burgtorf, M. G., Ein HiFi-Stereo-Tuner, Funktechnik 21 (1966), H. 22, S. 797
- [9] —, Telefunken-Laborbuch, Band 2, S. 261—263
- [10] Müller, D., Gegentaktendstufe mit den 400-mW-Transistoren GC300/301, Funkamateure 15 (1965), H. 8, S. 262—263

Musik in Farben

Ing. K.-H. Schubert



Von einem Musikstück sagt man mitunter, es gleiche einem «farbenprächtigen Tongemälde». Diese vergleichende Darstellung läßt sich mit elektronischen Mitteln verhältnismäßig einfach verwirklichen. Dann hört nicht nur das Ohr diese Musik, sondern auch das Auge kann die in Farben umgesetzten Töne bewundern. Das Ganze hat nichts mit Farbfernsehen zu tun, aber für den experimentierfreudigen Elektronikbastler ergibt sich ein interessantes Betätigungsfeld.

In der XXII. Allunionsausstellung der sowjetischen Funkamateure und Amateurkonstruktoren sah man mehrere Geräte zur Wiedergabe von Musik in Farben, mit denen sich phantasievolle Effekte erzielen lassen. Bauanleitungen für derartige Geräte sind in der UdSSR und in den USA verbreitet. Seit 1965 produziert auch die Elektronikindustrie der UdSSR einen Rundfunk-Fono-Superhet [1] unter der Bezeichnung *Gamma* (siehe auch Titelbild der Zeitschrift *Funkamateure*, Heft 3/1968), der hinter der Lautsprecherabdeckung ein Lampenfeld mit farbigen Glühlämpchen hat. Bei Musiksendungen leuchten diese von einer Transistorschaltung gesteuerten Lämpchen auf.

Wie kommt solch eine «farbenprächtige» Musik zustande?

Der interessierende Frequenzbereich bei einer qualitativ guten NF-Verstärkung reicht z. B. von 20 Hz bis 20 kHz. Durch Anwendung von LC- oder RC-Filtern wird dieser Frequenzbereich in 3 Teilbereiche aufgespalten; d. h., ein Tiefpaßfilter sperrt ab einer bestimmten Grenzfrequenz die hohen Töne und läßt nur niedrige Frequenzen passieren. Bei einem Hochpaßfilter verhält es sich umgekehrt, tiefe Töne werden abgesperrt, hohe Frequenzen können das Filter passieren.

Schaltet man ein Bandpaßfilter ein, so sperrt dieses unterhalb einer unteren Grenzfrequenz und oberhalb einer oberen Grenzfrequenz alle Frequenzen, während das Frequenzband zwischen unterer und oberer Grenzfrequenz das Filter passieren kann. Bild 1 zeigt eine solche Aufteilung des NF-Frequenzbereichs. Über Kanal I (Tiefpaßfilter) gelangen Frequenzen unterhalb etwa 200 Hz, über Kanal II (Bandpaßfilter) solche von etwa 200 Hz bis 4 kHz, über Kanal III (Hochpaßfilter) alle Frequen-

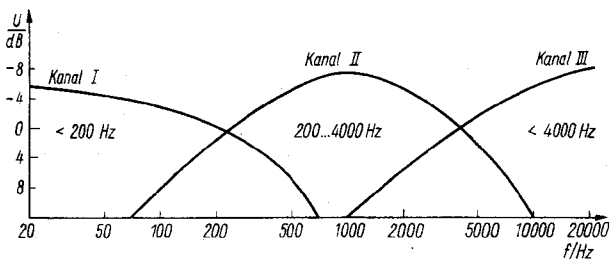


Bild 1 Aufteilung des Niederfrequenzbereichs durch Filter in 3 Teilbereiche

zen größer als etwa 4 kHz. Werden die (möglichst niederohmigen) Filter mit ausreichender NF-Leistung angesteuert, so leuchten die nachgeschalteten Lämpchen entsprechend auf. Bei nicht ausreichender Steuerleistung wird zwischen Filter und Lämpchen ein Verstärker vorgesehen, der die für die Lämpchen benötigte Leistung aufbringen muß. Dabei ist für jedes Filter ein getrennter Verstärker erforderlich.

Bild 2 zeigt die Prinzipdarstellung einer solchen Farbmusikanlage. Frequenzen im Tieftonkanal bringen die roten Lämpchen zum Aufleuchten, Frequenzen im Mitteltonkanal die blauen, Frequenzen im Hochtonkanal die grünen Lämpchen. Die Helligkeit der Lämpchen hängt von der Lautstärke ab, mit der im Musikstück die einzelnen Frequenzbereiche auftreten. Welchem Kanal man welche Farbe zuordnet, hat keine Bedeutung. Günstig ist es, wenn man für jede Farbe mehrere Lämpchen vorsieht und diese unregelmäßig auf einer Fläche verteilt. Auch Glas- oder Plexiglasstäbe kann man für den Farbeffekt ausnutzen, ebenso andere Farben als die Grundfarben. Lautstarke Töne ergeben kräftige Farben, schwächere Töne zartere Farben. Während man in den vergangenen

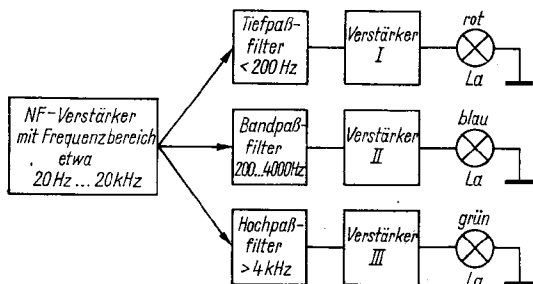


Bild 2 Prinzipdarstellung für eine einfache Farbmusikanlage

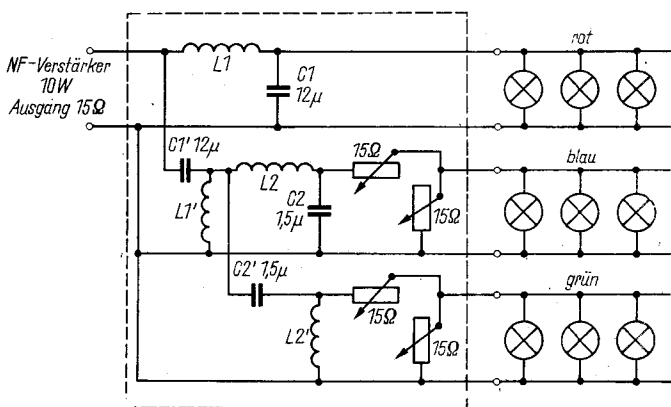


Bild 3 Farbmusikanlage ohne eigene Verstärker mit LC-Filter

Jahren in den Verstärkern Elektronenröhren benutzte (die Endröhren arbeiten in Anodenbasisschaltung, so daß die niederohmigen Lämpchen in den Katodenkreis geschaltet werden konnten), ist heute die Anwendung von Transistoren günstiger.

Hat man einen NF-Verstärker mit einer Ausgangsleistung von etwa 10 W zur Verfügung, so kann man die Schaltung nach Bild 3 aufbauen, für die keine zusätzlichen Verstärker benötigt werden [2]. Die Schaltung wird an die Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers des NF-Verstärkers angeschlossen, wobei die Ausgangsimpedanz etwa 16Ω betragen soll. $L1$ und $C1$ bilden das Tiefpaßfilter, so daß bei den tiefen Frequenzen (< 200 Hz) die roten Lämpchen aufleuchten. Das Bandpaßfilter für die mittleren Frequenzen (200 Hz bis 4 kHz) besteht aus den Gliedern $C1' - L1'$ und $L2 - C2$, die Lämpchen leuchten blau. Der Hochtonkanal (> 4 kHz) mit dem Hochpaßfilter $C2' - L2'$ läßt die grünen Lämpchen aufleuchten. Mit den Widerständen 15Ω , (Drahtausführung) kann der Anteil der blauen und der grünen Farbe verändert werden. Die verwendeten Lämpchen können eine Betriebsspannung von 2,5 bis 3,5 V

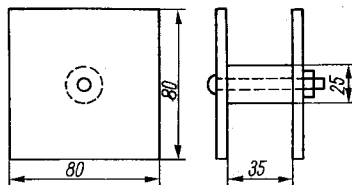


Bild 4
Maßskizze der Spulenkörper
für die Spulen zur Schaltung
nach Bild 3

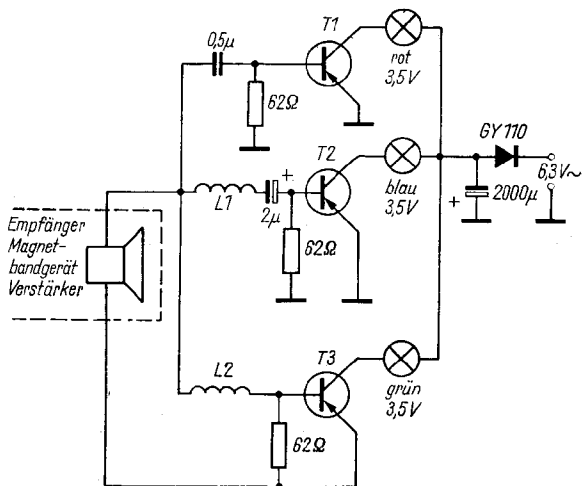


Bild 5 Einfache Farbmusikanlage mit Transistorverstärker und LC-Filter

bei einem Lampenstrom von 50 bis 60 mA haben. Die Leistungsaufnahme der insgesamt benutzten Lämpchen soll etwa der Ausgangsleistung des NF-Verstärkers entsprechen. Als Kondensatoren eignen sich solche in Metallpapierausführung. Bild 4 zeigt die Maßskizze für die Spulenkörper, die man leicht aus Pertinax herstellen kann. Die Windungszahlen für die einzelnen Spulen sind:

$$L1 = L1' = 500 \text{ Wdg., } 0,2\text{-mm-CuL}$$

$$L2 = L2' = 200 \text{ Wdg., } 0,2\text{-mm-CuL}$$

Oft hat man nur ein Rundfunkgerät oder ein Magnetbandgerät zur Verfügung, so daß nicht genügend Ausgangsleistung vorhanden ist. Für jeden NF-Kanal muß deshalb ein besonderer Lampenverstärker vorgesehen werden. Bild 5 zeigt eine geeignete Schaltung, die mit LC-Filtern arbeitet [3]. Die erforderliche NF-Spannung wird parallel zum Lautsprecher abgenommen. Transistor T1 verstärkt die hohen, T2 die mittleren, T3 die tiefen Frequenzen. Je nach erforderlichem Lampenstrom werden die entsprechenden Transistoren eingesetzt. Es eignen sich die Transistoren *GC 301* (bis etwa 0,4 A), *GD 100* (bis etwa 1 A) und *GD 150* (bis etwa 2,5 A). Entsprechende Kühlflächen sind beim Aufbau vorzusehen. Die Stromversorgung der Transistoren erfolgt aus einer Heizwicklung 6,3 V eines Netztransformators. Die Induktivitäten bestehen aus Spulen auf

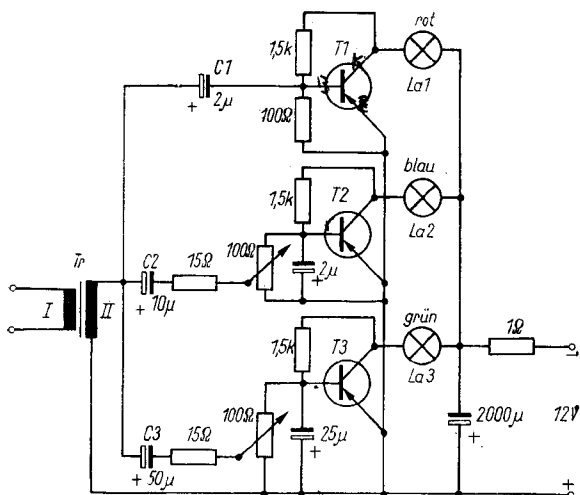


Bild 6 Einfache Farbmusikanlage mit Transistorverstärker und RC-Filter

Ferritkernringen (7 mm × 4 mm × 2 mm). L1 wird auf 1 Ferritkernring, L2 auf 3 Ferritkernringe gewickelt.

L1 = 200 Wdg., 0,1-mm-CuL, etwa 1,8 mH

L2 = 200 Wdg., 0,1-mm-CuL, etwa 1,2 mH

Mit RC-Filtern arbeitet die Schaltung nach Bild 6, die durch den Wegfall der Spulen einfacher zu verwirklichen ist [4]. Der Eingangsübertrager wird an den niederohmigen Ausgang (etwa 5 Ω) eines Rundfunkempfängers oder Magnetbandgeräts angeschlossen. Für den Eingangsübertrager genügt ein Kernquerschnitt von etwa 2 bis 3 cm².

Wicklung I — 50 Wdg., 0,25-mm-CuL

Wicklung II — 150 Wdg., 0,25 mm-CuL

Die Drehwiderstände 100 Ω (Entbrummerregler in Drahtausführung) ermöglichen eine Anpassung des blauen und des grünen Farbanteils. Die Betriebsspannung ist etwa 12 V, für La1...La3 werden Autolampen 12 V/3 W benutzt. Die Stromversorgung erfolgt aus einer Heizwicklung 12,6 V eines Netztransformators über einen Graetz-Gleichrichter. Als Transistor eignet sich der Typ GD150 mit entsprechendem Kühlblech. Je nach Transistorwerten kann der Widerstand zwischen Kollektor- und Basiselektrode einen Wert im Bereich 1 bis 5 kΩ haben.

Mit wenig Aufwand läßt sich die Schaltung nach Bild 5 verwirklichen [5], die allerdings Fotowiderstände größerer Leistung erfordert. Vom niederohmigen Verstärkerausgang werden über Filter 3 Glühlämpchen gesteuert, die sich jeweils mit einem Fotowiderstand (*DELCO LDR-25*) und einer Glimmlampe in einem lichtdicht abgeschlossenen Kästchen befinden. Die Glimmlampen leuchten ständig, so daß schon ein bestimmter Vorstrom durch die farbigen Lampen (25 W!) fließt, wenn die Glühlämpchen noch dunkel sind. Je heller die Glühlämpchen nun leuchten, um so niedriger wird der Widerstand, den der einzelne Fotowiderstand bildet. Da Fotowiderstand und Farblampe in Reihenschaltung an der Netzspannung liegen, so kann man mit dem beleuchteten Fotowiderstand die Helligkeit der Farblampen auf einfache Weise steuern. Die Induktivitäten bestehen aus Wicklungen auf Ferritkernringen, für die folgende Werte angegeben werden:

$$L1 = 3 \text{ mH}, 0,6 \Omega, 0,5\text{-mm-CuL.}$$

$$L2 = 1,2 \text{ mH}, 0,3 \Omega, 0,6\text{-mm-CuL.}$$

Zur Steuerung von Farblampen kann man auch Thyristoren einsetzen, wie ein Beispiel in [6] zeigt. Die Anlage besteht aus 2 Systemen, wobei das eine System mehrere Farblampengruppen in 2 Frequenzkanälen mittels der Lautstärke über 2 Transistorverstärker helligkeitssteuert. Das andere System wird nur von 2 Frequenzkanälen, unabhängig von der Lautstärke, impulsförmig gesteuert, wobei die Farblampengruppen über Thyristoren gesteuert werden. Sämtliche 28 Lampen befinden sich in

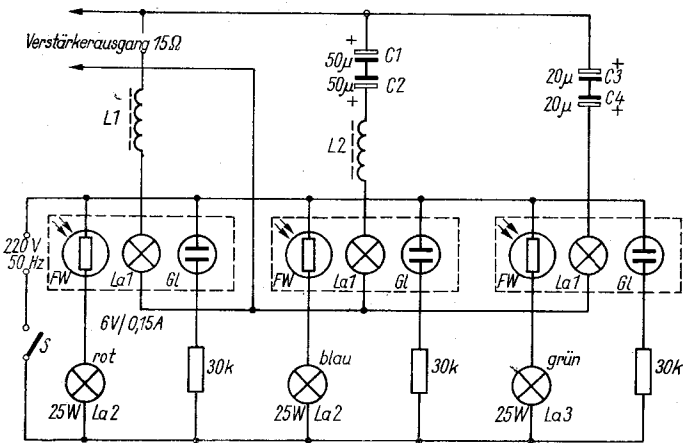


Bild 7 Farbmusiksteuerung mit Leistungsfotowiderstand und Glühlämpchen

einem Plexiglaskörper, der in Form eines geschliffenen Edelsteins aufgebaut ist. In alle Flächen sind eine Vielzahl von mattierten Einkerbungen eingelassen, so daß der «Edelstein» bei Musiksteuerung in allen Farben leuchtet.

Wie farbige Leuchtstoffröhren für die Zwecke der Farbmusik eingesetzt werden können, zeigt ein Beitrag in [7]. Die Steuerung erfolgt in 3 Frequenzkanälen. Jede Leuchtstoffröhre liegt im Anodenkreis einer Röhre GU 50, die am Steuergitter von einer Doppeltriодenschaltung angesteuert wird.

Literatur

- [1] Posner, E., Radiola «Gamma», Radio, 1966, H. 2, S. 40—43
- [2] Leontjew, W., Musikalische Beleuchtung auf der Neujahrstanne, Radio 1965, H. 10, S. 37—40.
- [3] Belousow, B., Zusatzgeräte für die Farbmusik, Radio 1966, H. 9, S. 52—53
- [4] Sibirzew, S., Zusatzgeräte für die Farbmusik, Radio 1966, H. 9, S. 53
- [5] Lancaster, D., Wenig kostendes HiFi-Farbgerät, Popular Electronics, 1965, H. 3, S. 43—47
- [6] Michnenko, A., Farbmusikanlage «Edelstein», Radio 1967, H. 11, S. 40—42
- [7] Terentjew, Pswrzew, Zusatzgeräte für die Farbmusik, Radio 1966, H. 9, S. 51—52

Elektronik-Neuigkeiten

RFT-Amateur-Fachfilialen

- 27 Schwerin, Martinstraße 1, Tel. 39 71
- 3018 Magdeburg, Lübecker Straße 118, Tel. 5 01 07
- 402 Halle, Große Steinstraße 58, Tel. 2 57 05
- 58 Gotha, Hauptmarkt 32, Tel. 28 43
- 8023 Dresden, Bürgerstraße 47, Tel. 5 47 81
- 901 Karl-Marx-Stadt, Straße der Nationen 46, Tel. 4 16 91
- 92 Freiberg, Korngasse 10
- 15 Potsdam, Friedrich-Ebert-Straße 113, Tel. 2 28 33
- 75 Cottbus, Marktstraße 2, Tel. 51 81
- 501 Erfurt, Heilmann-Jahn-Straße 11/12, Tel. 2 21 08
- 701 Leipzig, Grimmaische Straße 25, Tel. 2 48 25
- 1034 Berlin, Warschauer Straße 71, Tel. 58 23 90
- 1018 Berlin, Kastanienallee, Tel. 44 66 13

Elektroball — Fußballspielautomat

A. Walskij

Über den grünen Rasen wird der Fußball getrieben. Jetzt geht er an den Verteidiger über, es folgt ein Paß in das Mittelfeld. Noch eine Übergabe an den Feldrand, dann abermals ein Paß und — Tor!

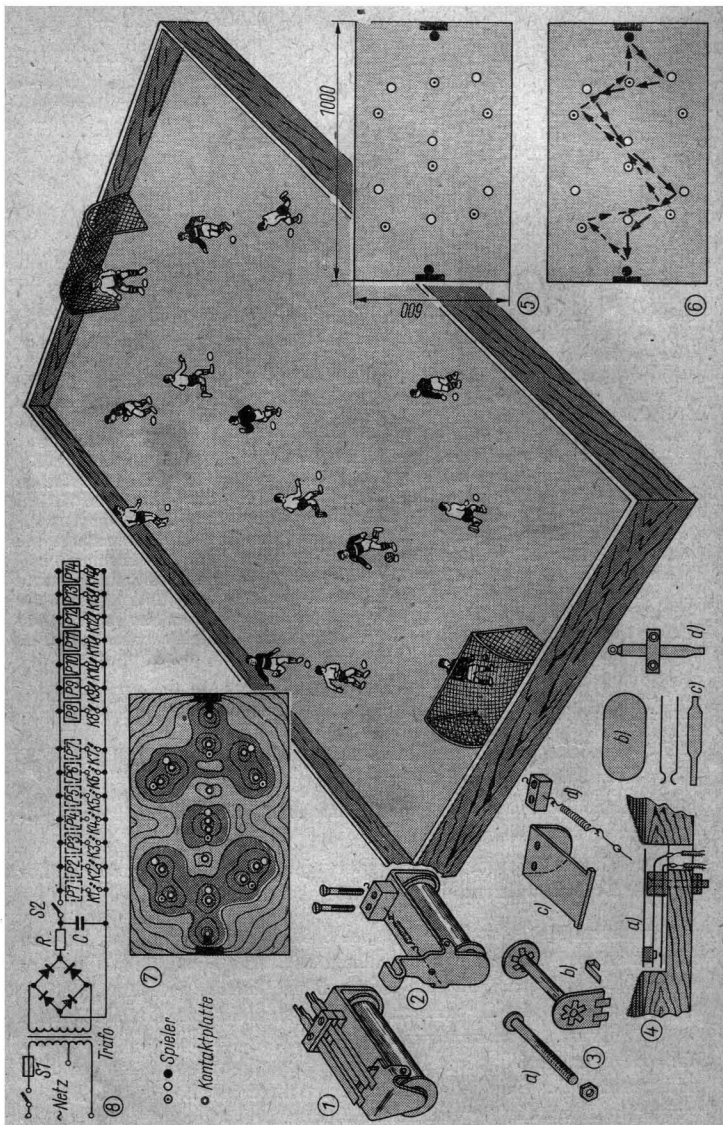
Vor uns befindet sich das elektromechanische Modell eines Fußballspiels. Bevor der Aufbau und das Wirkungsprinzip erläutert werden, einige Worte darüber, was ein solches elektromechanisches Modell überhaupt darstellt.

Die Grundlage bilden ein oder mehrere automatisch arbeitende Einrichtungen. Sobald sie eine «Anweisung» erhalten, treten sie in Tätigkeit, bzw. eine Aktion löst eine Reaktion aus. In den meisten Fällen handelt es sich bei den automatischen Einrichtungen um elektromagnetische Relais, die bei Eintreffen eines elektrischen Signals andere Geräte oder Anlagen einschalten. Automatische Einrichtungen werden nicht nur in Modellen, sondern in Verkaufsautomaten, Kassierautomaten sowie in automatischen Raumstationen verwendet. Mit einem Wort, sie kommen überall dort vor, wo eine Automatik den Menschen ersetzen kann. Das höchstentwickelte Lebewesen auf der Erde ist der Mensch. Sein Verstand ist mit keinem anderen der Wissenschaft bekannten Lebewesen zu vergleichen. Wie ist es also möglich, ein Modell nicht nur eines einzeln wirkenden Menschen, sondern gleich von mehreren, die Fußball spielen, zu schaffen?

Beginnen wir bei der Frage, was das Wesentliche in den Handlungen der Fußballspieler ist? Welchen Spielregeln unterliegt das Spiel?

- Die Fußballspieler einer Mannschaft spielen sich den Ball untereinander zu, und zwar in Richtung des gegnerischen Tores.
- Die Fußballspieler beider Mannschaften trachten danach, in den Ballbesitz zu kommen.
- Der Feldspieler ist daran interessiert, den Ball in das gegnerische Tor zu befördern, während der Torwart das verhindern will.

In unserem Modell steht vor jedem Spieler die Aufgabe: den Ball zu bekommen und ihn in der notwendigen Richtung abzuspieren. Es wäre nun äußerst schwierig, Figuren herzustellen, die sich auf dem Spielfeld frei bewegen. Das ist für unseren Zweck auch nicht erforderlich. Jedoch sind die Figuren so anzuordnen, daß der Ball dem Spieler der eigenen Mannschaft zugespielt wird. Hierzu bedienen wir uns einer kleinen List und gestalten das Spielfeld nicht eben, sondern versehen es mit kleinen Senken, in denen die Figuren stehen. Dadurch rollt der Ball unmittelbar



dem Spieler vor die Füße. Ein ungenaues Abspiel führt dazu, daß der Ball in den Besitz der gegnerischen Mannschaft gelangt. Jetzt kommt der Schuß. Genau in dem Moment, wo der Ball vor das Schußbein des Spielers rollt, wird er wieder angetreten. Dafür nehmen wir die Elektrizität zu Hilfe.

Es ist bekannt, daß, wenn Strom durch eine Spule fließt, diese sich in einen Elektromagneten verwandelt und eiserne Gegenstände anzieht. Die Anziehungskraft wird vergrößert, wenn man die Spule auf einen Eisenkern wickelt. Auf diesem Prinzip beruht das elektromagnetische Relais. Eine Variante davon zeigt Bild 1. Bei Stromfluß durch die Wicklung wird der Anker angezogen. Er öffnet oder schließt Kontakte, die an dem Relais befestigt sind.

Wenn man nun ein solches Relais etwas umbaut und den Anker speziell verformt, wie es Bild 2 zeigt, dann kann man ihn für das Antreten des Fußballs verwenden. Das erfolgt in dem Moment, in dem der Ball an das Schußbein des Spielers herangerollt ist. Durch sein Gewicht schließt er die in der Vertiefung angebrachten Kontakte für das Relais. Es fließt Strom durch die Spule. Das eine Ende des Ankers wird angezogen, während das andere Ende den Ball wieder abspielt.

Die Einrichtung mit dem elektromagnetischen Relais löst also eine der genannten Aufgaben, nämlich das gerichtete Abspiel des Fußballs. Davon gibt es nun 14 Stück in unserem Spielmodell; 7 Spieler je Mannschaft. Die Relais, die unter den Spielern (Figuren) angebracht sind, bilden 7 automatische Einrichtungen, die nach einem vorgegebenen Programm (den Ball von Spieler zu Spieler abzugeben) wirksam werden. Sobald ein Fehler gemacht wird und der Ball in den Besitz der gegnerischen Mannschaft gelangt, tritt das automatische System dieser Mannschaft voll in Tätigkeit. Entsprechend dem vorgegebenen Programm schießen diese Spieler jetzt auf das gegnerische Tor.

Um das Relais für unseren Zweck brauchbar zu machen, wird aus einen 1 mm starken Weicheisenstück der Anker ausgesägt und, wie Bild 2 zeigt, gebogen. Sind keine fertigen Relais vorhanden, so kann man sie sich selbst herstellen (Bild 3). Hierzu wird auf einen 4 mm starken

Bild 1 Elektromagnetisches Relais

Bild 2 Relais nach der Veränderung

Bild 3 Bauteile der selbst zu fertigenden Relais; a – Kern, b – Justierkörper, c – Winkel, d – Feder

Bild 4 Kontaktgruppe; a – Gesamtansicht, b – Kontaktplatte, c – Kontakte, d – Kontaktanordnung

Bild 5 Verteilung der Spieler auf dem Feld

Bild 6 Ballübergabe (Schema)

Bild 7 Relief des Spielfelds

Bild 8 Elektrische Prinzipschaltung

und 30 mm langen Eisenbolzen (a), über den ein Pappkörper zu schieben ist, die Spule (b) gewickelt. Der Kopf des Eisenkerns muß glatt gefeilt werden. Auf den Spulenkörper sind 5000 Windungen 0,07 mm starken Wickeldrahts aufzubringen. Die Wicklungsenden werden an die Kontaktbleche am Wicklungskörper angelötet. Der Eisenkern mit der Spule wird in den Winkel (c) hineingesteckt und mit einer Mutter befestigt. Der Winkel ist aus dem gleichen Material wie der Anker anzufertigen. An dem einen Ende des Ankers befestigt man eine dünne Spiralfeder (3 mm Durchmesser). Das zweite Ende der Feder nimmt eine Isolierplatte (d) auf. Hierzu ist im Anker eine kleine Öffnung zu bohren, durch die ein Stück Kupferdraht von 1 mm Durchmesser und 10 mm Länge geschoben wird. Das eine Ende des Kupferdrahts schließt man mit einer Scheibe ab, die verlötet wird. Am anderen Ende, das wie ein Haken ausgebildet ist, wird die Feder eingehängt. Indem die Länge des Federvorspanns (Kupferdraht) verändert wird, kann der Federzug geregelt werden. Durch die Isolierplatte ist ebenfalls ein Kupferdraht hindurchzuführen. Er wird an beiden Seiten zu einem Haken gebogen. In einen der Haken hängt man das andere Ende der Feder ein.

Das fertige Relais wird mit 2 Schrauben so an der Spielplatte befestigt, daß der gebogene Teil des Ankers über die Platte hinausragt und 3 bis 4 mm Spiel in Längsrichtung hat. Vor dem Anker muß eine Aussparung in der Platte sein, in der die Kontaktgruppe (a) des Relais Platz findet (Bild 4).

Die Kontaktgruppe besteht aus 3 Isolier- und 2 Kontaktplatten. An die obere Kontaktplatte wird die Kontaktscheibe (b) angelötet oder angeklebt. Sie kann aus dünnem Blech, Karton oder Plaste gefertigt werden. Die Kontaktscheibe soll die Relaiskontakte schützen und muß deshalb etwas unterhalb des Spielfeldrands sitzen, damit der Ball in jedem Fall auf sie rollen kann. Die Seiten der Kontaktscheibe, und besonders das freie Ende sind etwas nach oben zu biegen. Die Kontaktplatten (c) können aus dünnem Messingblech hergestellt werden. Beide Platten müssen aber voneinander isoliert sein und bei dem leisesten Druck auf die Kontaktscheibe Kontakt geben. (d) zeigt ihre Befestigung. Die Figuren, unsere Fußballspieler, können aus Holz oder Pappe angefertigt werden. Ein Bein der Figur wird fest mit der Platte verleimt, während das andere in einem Scharnier hängt und mit dem Anker des Relais verbunden ist.

Das Tor wird aus Draht gebogen und mit entsprechendem Material bespannt.

Als Spielfeld dient ein Stück Sperrholz oder Hartfaserpappe mit den Abmessungen 600 mm \times 1000 mm \times 10 mm. Nach Bild 5 sind die Figuren und Tore auf dem Spielfeld zu verteilen. Anschließend werden die Öffnungen für die Anker der Relais ausgesägt und sauber bearbeitet. Die Relais sind so anzuordnen, daß der Ball beim Anstoß dem nächsten Spieler zugespielt wird (Bild 6). Vor jedem Relais wird in der Vertiefung die

Kontaktscheibe angeordnet. Dabei ist zu beachten, daß der gebogene Teil des Ankers den Ball überall dort erreicht, wo er die Kontaktscheibe berührt. Ist das bei allen Spielern gesichert, dann können die Figuren und die Tore befestigt werden.

Jetzt nimmt man Bogen festen Papiers und schneidet entsprechend geformte Teile aus, die nacheinander auf das Spielfeld übereinandergeklebt werden. Das ist erforderlich, damit der Ball von jedem Punkt des Spielfelds aus an das Spielbein eines Spielers rollen kann und von dort aus dem nächsten zugespielt wird. Es sind mehrere Papierschichten erforderlich, die aber von Schicht zu Schicht immer kleiner werden. Das ungefähre Relief des Spielfelds zeigt Bild 7. Mit dunkleren Farben sind die Senken des Spielfelds angedeutet.

Nachdem das Spielfeld seinen unebenen Charakter angenommen hat und der Leim getrocknet ist, wird die Oberfläche mit Sandpapier geglättet. Alle Schichtansätze müssen dabei verschwinden. Wenn man keine Papierschichten übereinanderkleben will, kann man auch Plastilin für die Gestaltung der Spielfeldoberfläche verwenden. Der Ball rollt darauf aber weniger gut, weshalb man das Spielfeld mit Ölfarbe oder Lack überzieht.

Die Spielfeldbegrenzung besteht aus dünnem Sperrholz oder Karton. Sie soll nicht höher als 50 mm sein.

Nachdem der helle, grüne Anstrich des Spielfelds trocken geworden ist, kann das Spiel beginnen. Als Ball dient eine Holz- oder Plastikugel von etwa 14 mm Durchmesser.

Die elektrische Schaltung zeigt Bild 8. Man benötigt für sie 1 Transformator, 2 Ausschalter, 4 Stück Halbleiterdioden vom Typ $\Pi 7 \text{ H}$, 1 Kondensator von $30 \mu\text{F}$, Betriebsspannung von 300 V, 1 Stecker, 1 Sicherung (1 A) sowie industriell gefertigte elektromagnetische Relais. Insgesamt sind 14 Relais erforderlich. Außerdem benötigen wir Schalta Draht und einen Widerstand von 8200Ω . Der Netztrafo soll ein Blechpaket von 20 mm haben. Auf der Primärseite müssen 2400 Wdg. (Abgriff bei 1400 Wdg.) und auf der Sekundärseite 2600 Wdg. aufgebracht sein.

Die Dioden und der Widerstand werden auf einer Montageplatte zusammengefaßt. Der Trafo, der Kondensator und die Montageplatte werden unter dem Spielfeld oder in einem besonderen Kasten untergebracht.

Bevor das Spiel beginnt, stellt man den Netzanschluß her. Beide Schalter stehen auf AUS. Dann ist Schalter S1 einzuschalten. Man legt den Ball auf die Kontaktplatte eines Spielers im Zentrum des Spielfelds. Das Spiel beginnt, wenn wir Schalter S2 einschalten. S2 ist nach jedem Tor aus- und mit Spielbeginn wieder einzuschalten.

Dieses Spiel läßt viel Spielraum für die Phantasie. Man kann z. B. noch ein Signalsystem für die erzielten Tore einbauen oder den Torhüter so gestalten, daß er aus besonderem Anlaß die Arme hochwirft oder sich vorbeugt, wenn aus einer bestimmten Richtung ein Angriff auf das Tor erwar-

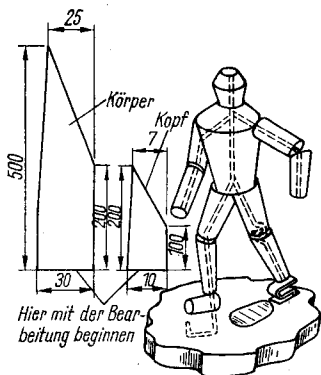


Bild 9
Figur des Spielers zum Nachbau

tet wird. Derartige Varianten gibt es noch mehr, aber die werden unsere Leser sicher gern selbst entwickeln.

Aus der sowjetischen Zeitschrift *Radio*, 2/1967, S. 38–39

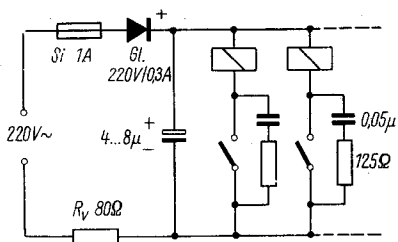


Bild 10
Leicht veränderte
Schaltung
für das nachgebaute
Mustergerät
(Vor dieser Schaltung ist
auf jeden Fall ein Trenn-
transformator zu verwen-
den.)

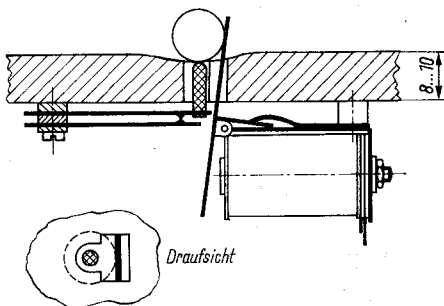


Bild 11
Befestigung der Relais
an der Spielplatte

Beim Aufbau eines Funktionsmusters des elektromechanischen Fußballspiels nach der vorhergehenden Beschreibung ergaben sich einige Änderungen. Es wird empfohlen, beim Nachbau folgendes zu berücksichtigen.

Netzteil — Die Variante mit Netztrafo und Halbleiterdioden in Graetz-Schaltung ist für den Amateur wegen der teuren Dioden recht aufwendig. Die erforderliche Gleichspannung für die Elektromagnete läßt sich einfacher nach der untenbeschriebenen Schaltung bereitstellen. Der zur Glättung der Gleichspannung vorgesehene Elektrolytkondensator sollte nicht zu hoch bemessen werden (etwa 4 bis 8 μ F), da er Energie speichert, die sich beim Betätigen eines der Druckkontakte über die Spulenwicklung stoßartig entlädt (führt zu starker Funkenbildung). Der Vorwiderstand ist erforderlich, um den Strom durch die Spulen zu begrenzen, man sollte eine Drahtausführung mit etwa 50 bis 80 Ω benutzen.

Druckkontakte — Hierfür werden am besten Kontaktpaare aus alten Relais oder anderen Schaltelementen benutzt. Diese haben Silber- oder Hartmetallplättchen, was sich günstig auf die Lebensdauer der Kontakte auswirkt. Es ist nicht zu empfehlen, einfache Messingstreifen dafür zu verwenden, denn sie oxydieren in kurzer Zeit und versagen dann. Die federnde Zunge bekommt in der Nähe des Kontaktplättchens einen Stift aus Kunststoff eingesetzt, der bei der Montage durch die Grundplatte ragt und beim Auftreffen der Kugel den Kontakt zum Auslösen des Elektromagneten schließt.

Ein Weg zur Verminderung der Funkenbildung besteht in der Reihenschaltung eines Kondensators und eines Widerstands parallel zu den Kontaktpaaren. Sollten die Zungen auf den Kugeldruck nicht reagieren, so kann man sie durch Verringern ihres Querschnitts dazu bringen. Das geschieht durch Anbohren oder Befäilen der federnden Zunge.

Magnetspulen — Als Material für die Spulenträger und Anker eignet sich sehr gut Tiefziehblech oder anderes sauberes Eisenblech. Man nietet die Bleche am besten zu einem Paket zusammen und arbeitet mit Eisensäge und Feile die Form aus, nachdem man sich den betreffenden Teil auf dem oberen Blech angerissen hat. Auf diese Weise sind mehrere Teile gleichzeitig fertig. Die Windungszahl der Spulen wurde ermittelt zu 4200 Wdg., 0,1-mm-CuL. Als Kern fand eine M4-Zylinderkopfschraube Verwendung, die zur Befestigung am Spulenträger mit etwa 4 mm M3-Gewinde abgesetzt wurde. Dadurch erreicht man, daß die Schraube nach Anziehen der Mutter fest sitzt. Als Wickelkörper dienen Hartpapierscheiben und ein Stück Isolierschlauch, der genau auf die Schraube paßt. Die Anschlußseite besteht aus 3 Scheiben, von denen die mittlere die Lötflächen trägt. Der Wicklungsanfang wird durch die Bohrung der inneren Scheibe gezogen und an der Lötfläche befestigt. Nun schraubt man die Mutter auf und spannt den auf diese Weise entstandenen Wickelkörper mit dem Schraubenkopf zum Aufbringen der Wicklung in eine Handbohrmaschine. Danach wird die Mutter vorsichtig gelöst und das Ganze unter Festhalten der Scheiben (sie sind ja auf der einen Seite noch nicht befestigt) mit dem Spulenträger verschraubt. Anschließend ist der Anker zu montieren, auf dessen Auflagefläche man vorher ein dünnes Papier- oder Kunststoffplättchen geklebt hat, damit er wegen dem vorhandenen Restmagnetismus nicht am Magnetkern haften bleibt.

Grundplatte — Die Vertiefungen in der Platte müssen etwa 2,5 bis 3 mm betragen und sehr sorgfältig ausgeführt werden, damit die Kugel wirklich in jedem Fall in die Vertiefung rollt. An diesen Stellen bringt man dann jeweils die Aussparungen für Anker und Kontaktstift an. Beim Mustergerät wurden die Vertiefungen mit einem scharfen Ziehheisen ausgeschabt. Als «Fußball» eignen sich Murrn oder Kugeln aus alten Kugellagern mit einem Durchmesser von 8 bis 10 mm.

G. Stern

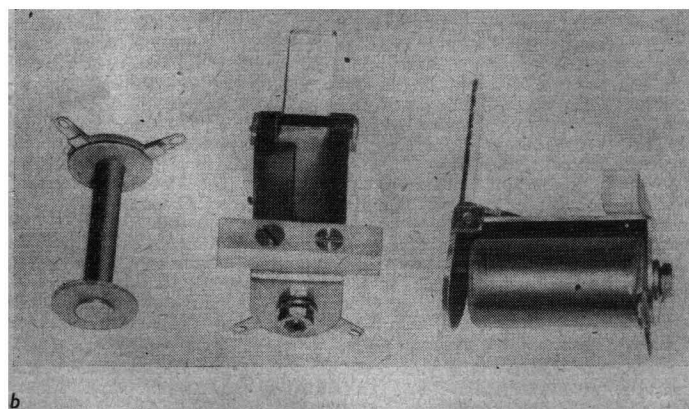
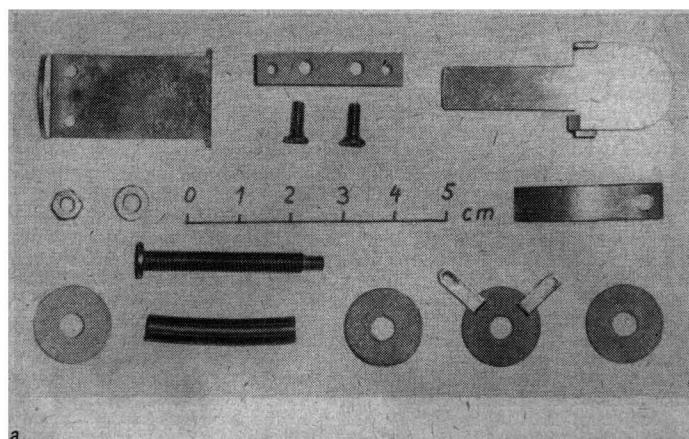
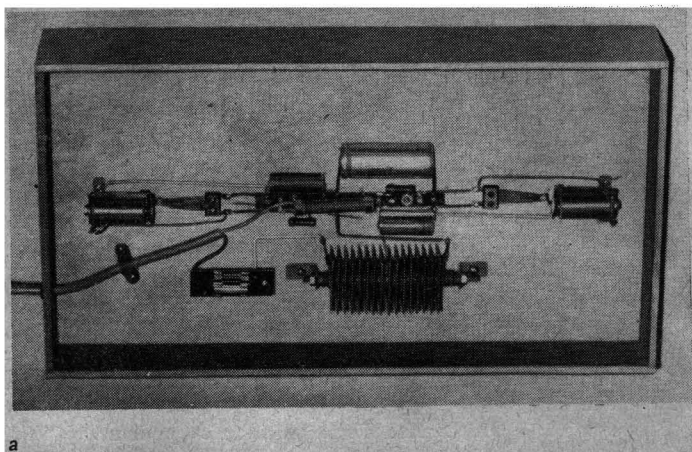
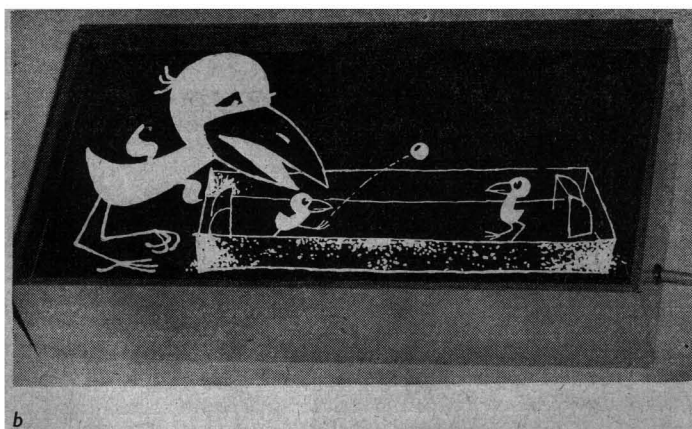


Bild 12a und b zeigen die Einzelteile sowie die Gesamtansicht des selbstgefertigten Relais für das Mustergerät



a



b

Bild 13 Mustergerät «Elektroball»; a – Blick von unten auf die eingebaute Schaltung für 2 Spieler, b – Draufsicht auf das Spielfeld

Wie die Nachrichtentechnik und Elektronik, so hat sich auch der Amateurfunk in den jüngsten Jahren sprunghaft entwickelt. Einstmals «Alleinherrscher» auf den elektromagnetischen Wellen unterhalb 200 m, wurden die Funkamateure im Laufe der Jahrzehnte jedoch zurückgedrängt auf verhältnismäßig kleine «Reservate», auf die internationalen Amateurbänder.

Kaum hatten Funkamateure die Brauchbarkeit der kurzen Wellen zur Überbrückung sehr großer Entfernungen entdeckt, dauerte es nicht lange, und die kommerziellen Funkdienste dehnten sich mehr und mehr auch auf diesen Wellenbereichen aus. Selbst in den schmalen Amateurbändern sind heute die Funkamateure nicht mehr allein. Teils mit behördlicher Zustimmung, teils auch ohne diese (!) sind die Amateurbänder heute auch von Rundfunksendern und anderen Funkdiensten «bevölkert», die versuchen, den Funkamateuren den Rang abzulaufen, was ihnen auf Grund einer meist weit größeren Senderleistung und eines breiteren Frequenzspektrums nicht schwerfällt.

Deshalb erhöhen sich ständig die an eine Amateurfunkstation zu stellenden Anforderungen hinsichtlich Frequenzkonstanz, Zeichengüte, Schmalbandigkeit usw. Auch die Betriebsabwicklung selbst hat eine Änderung erfahren. Wegen der starken Belegung der Amateurbänder ist es auf den Kurzwellenbändern heute fast unmöglich, mit einer «CQ» (an alle) rufenden Station in Verbindung zu kommen, wenn man nicht in der Lage ist, sich schnellstens und genau auf ihre Empfangsfrequenz (meist ihre eigene Sendefrequenz) einzupfeifen. Die zufällige, nicht verabredete Verbindungsaufnahme zwischen 2 Amateurfunkstationen mit beispielsweise verschiedenen Quarzfrequenzen ist heute nur noch im UKW-Bereich möglich. Um sich in ihren «Reservaten» zu behaupten, sind deshalb die Funkamateure und ihre Organisationen daran interessiert, den Amateurfunk auf allen zugelassenen Bändern weitgehend zu aktivieren. Dies Bestreben ist u. a. ein Grund dafür, den Funkamateure vom gelegentlichen «Langeweile-QSO» zu planmäßiger, zielstrebigem Amateurfunkarbeit anzuregen und den Funkamateure auf «Leistungssport» zu orien-



tieren. Jeder Leistungssportler aber braucht ein Ziel und die Möglichkeit, seine Leistung mit der anderer zu vergleichen. Mit Stoppuhr und Bandmaß kann man beim Amateurfunk natürlich nichts anfangen, dieser Sport setzt Maßstäbe durch die Bedingungen für die verschiedensten Diplome, die von den Amateurfunkorganisationen in aller Welt verliehen werden. Dabei gilt es meist, eine bestimmte Anzahl von Ländern, eine bestimmte Gruppe von Ländern oder eine bestimmte Gruppe von Funkamateuren in beliebiger oder auch genau abgegrenzter Zeit zu arbeiten.

Wir kennen heute weit mehr als 700 verschiedene Amateurfunkdiplome, die meist noch in verschiedenen Klassen verliehen werden. Daß auch die Funkamateure der DDR sich würdig einreihen in die Zahl der erfolgreichen «Diplomjäger», beweist die große Zahl der Diplomanträge, die das *DM-Award-Bureau* (Diplombüro des Radioklubs der DDR) jährlich zu bearbeiten hat.*

Nicht alle Amateurfunkorganisationen unterhalten derartige Büros. Es sind vor allem die Amateurfunkorganisationen der sozialistischen Länder, die durch die selbstlose Hilfe ehrenamtlicher Mitarbeiter ihren Mitgliedern durch Beglaubigung und Weiterleitung der Anträge besonders günstige Bedingungen zum Diplomerwerb schaffen. In vielen anderen

* Die Anträge von Funkamateuren der DDR sind grundsätzlich über die Diplombearbeiter der Bezirksradioklubs zu leiten, die im allgemeinen die Anträge auf Erfüllung der Bedingungen und Übereinstimmung mit den QSL-Karten prüfen, die QSL-Karten sofort an die Antragsteller zurückgeben und die Anträge an den zuständigen Bearbeiter des DM-Award-Bureaus weiterleiten. Manche Diplomherausgeber behalten sich jedoch vor, die Richtigkeit der QSL-Karten selbst zu prüfen.

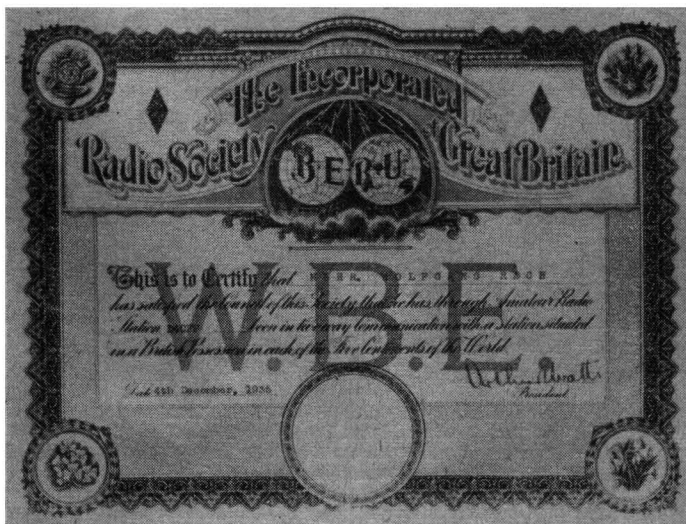
Ländern trägt die Kosten des Diplomerwerbs und das mit dem QSL-Versand verbundene Risiko der Antragsteller selbst.

Seit 1966 wurden im *Elektronischen Jahrbuch* Bedingungen für die verschiedensten Diplome veröffentlicht. Nachstehend soll diese Zusammenstellung fortgesetzt werden.

Die UKW-Diplome DM-QRA und EUROPE-QRA des Radioklubs der DDR

Die im *Elektronischen Jahrbuch 1966* veröffentlichten Bedingungen für die beiden genannten Diplome (S. 358 bis 361) haben sich geändert: Die Diplome werden jetzt auch für Empfangsamateure ausgegeben.

Für das DM-QRA ist es notwendig, nach dem 1. Januar 1963 DM-Stationen aus 12 (Klasse I) bzw. 8 (Klasse II) Großfeldkennern entsprechend einer speziellen QRA-Kenner-Karte auf den Bändern 144 MHz und (bzw. oder) 435 MHz zu arbeiten oder zu hören. Um das Diplom EUROPE-QRA zu erwerben, müssen nach dem 1. Januar 1964 VHF-UHF-Stationen aus 50 (Klasse I) bzw. 25 (Klasse II) Großfeldkennern Europas gearbeitet oder gehört werden. Die Großfeldkenner entsprechen den beiden ersten großen Buchstaben des QRA-Kenners, der von jeder VHF-UHF-Station im QSO und auch auf der QSL-Karte angegeben wird. Für das DM-QRA ist Standortwechsel des Bewerbers innerhalb des eigenen Landes, für das EUROPE-QRA unbeschränkt zulässig. Für beide Diplome gibt es keine Beschränkungen hinsichtlich der Betriebsarten und der Verbindungsarten. Die QSL-Karten müssen beim Antragsteller vorliegen. An Gebühren werden für das DM-QRA 2,— M, für das EUROPE-QRA 5,— M erhoben.



Das sowjetische Diplom SSSR-50

Zum 50. Jahrestag der Großen Sozialistischen Oktoberrevolution stiftete der CRC der UdSSR das Diplom SSSR-50, das von allen Sende- und Empfangsamateuren in der Zeit vom 1. November 1967, 00.00 GMT, bis 31. Dezember 1968, 24.00 GMT, in den Betriebsarten CW, Fone, SSB, RTTY oder auch gemischt erarbeitet werden kann. Beim Erscheinen dieses Jahrbuches besteht also noch die Möglichkeit, das Stationstagebuch auf Erfüllung der Bedingungen durchzusehen.

Erforderlich sind für Funkamateure aus der DDR auf den Kurzwellenbändern 3,5 bis 28 MHz je 50 Verbindungen bzw. Beobachtungen mit oder von verschiedenen Stationen aus der Sowjetunion, darunter je 1 Station aus mindestens 10 verschiedenen Unionsrepubliken und je 2 aus Moskau und Leningrad.

Die 15 Unionsrepubliken und ihre Kenner sind:

Die RSFSR (UA/UN/UW 1, UA 2, UA/CV/UW 3, UA/UW 4, UA/UW 6, UA/UV/UW 9, UA/UW 0), die Belorussische SSR (UC2), die Litauische SSR (UP2), die Lettische SSR (UQ2), die Estnische SSR (UR2), die Ukrainische SSR (UB/UT/UY 5), die Moldauische SSR (UO5), die Aserbaidshanische SSR (UD6), die Armenische SSR (UG 6), die Grusinische (Georgische) SSR (UF6), die Kasachische SSR (UL7), die Turkmenische SSR (UH8), die Usbekische SSR (UI8), die Tadschikische SSR (UJ8), die Kirgisische SSR (UM8).

VHF-UHF-Stationen benötigen auf dem 144-MHz-Band 15 beliebige QSOs, darunter mindestens 5 mit verschiedenen Stationen aus der UdSSR und auf dem 435-MHz-Band mindestens 5 Verbindungen mit beliebigen verschiedenen Stationen. Für die Erfüllung der Bedingungen auf den VHF-UHF-Bändern, die für Hörer sinngemäß gelten, zählen Stationen innerhalb des eigenen Ortes nicht. — Die QSL-Karten der sowjetischen Stationen brauchen bei der Antragstellung noch nicht vorzuliegen. Der Liste mit den üblichen Angaben sind die für die sowjetischen Stationen bestimmten eigenen QSL-Karten beizufügen. Das Diplom ist kostenlos.

Das sowjetische DX-Club-Diplom DXCR

Für dieses Diplom zählen alle bestätigten Funkverbindungen mit Mitgliedern und Anwärtern des neugebildeten DX-Clubs der UdSSR ab 1. Oktober 1967.

Für ein QSO mit einem Anwärter des DX-Clubs erhält der Antragsteller 1 Punkt, für ein QSO mit einem Vollmitglied 2 Punkte und für ein QSO mit einem Ehrenmitglied 4 Punkte. Das Diplom wird in 3 Klassen ausgegeben. 250 Punkte sind für Klasse 1, 100 Punkte für Klasse 2 und 50 Punkte für Klasse 3 erforderlich.

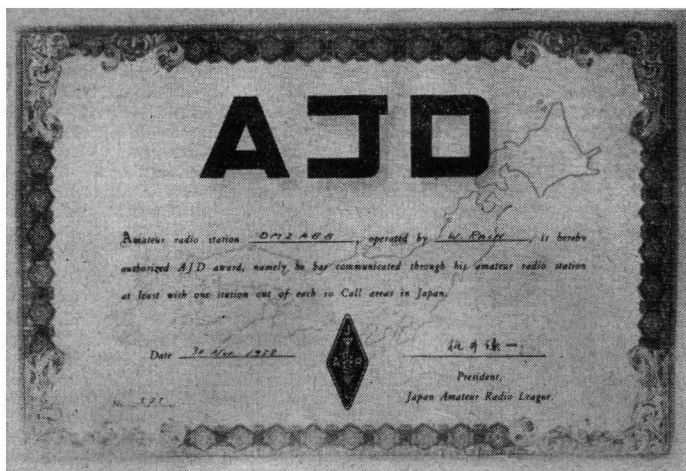
Das Diplom ist für Funkamateure der DDR kostenlos. Die Zugehörigkeit zum DX-Club der UdSSR ist aus den sowjetischen QSL-Karten ersichtlich.

Das sowjetische Diplom BELARUS

Das Diplom BELARUS wurde zum 20. Jahrestag der Befreiung Belorußlands von der Funksporfföderation der Belorussischen SSR gestiftet und wird auf Antrag an alle Amateure der Welt verliehen, die nach dem 3. Juli 1964 die dafür geltenden Bedingungen erfüllt haben. Zugelassen sind die KW-Bänder von 3,5 bis 28 MHz und die Betriebsarten CW, Fone, SSB oder auch gemischt. Die QSL-Karten der QSO-Partner müssen beim Antragsteller vorliegen. Das Diplom wird in 2 Klassen ausgegeben, und zwar:

Klasse I für QSOs mit 50 UC-Stationen aus allen 6 Gebieten;

Klasse II für QSOs mit 25 UC-Stationen aus mindestens 3 Gebieten der Belorussischen SSR.



Die Gebiete (Oblasti) der Belorussischen SSR sind:

- Obl. 005 Brest: UC 2 KQA-KTZ, LA-LZ, NA-NZ, AMA-AMZ;
 Obl. 006 Witebsk: UC 2 KAC, KMA-KPZ, WA-YZ, AGA-AGZ, AWA-AWZ,
 AZA-AZZ;
 Obl. 007 Gornel: UC 2 KAB, KEA-KHZ, OA-OZ, QA-RZ, AOA-APZ;
 Obl. 008 Grodno: UC 2 KXA-KZZ, IA-IZ, AIA-AIZ;
 Obl. 009 Minsk: UC 2 KAA, KAE-KDZ, KUD-KUZ, KWA-KWZ, AA-DZ,
 AFA-AFZ, AHA-AHZ, AQA-AQZ;
 Obl. 010 Mogiljow: UC 2 KAD, KIA-KLZ, KVA-KVZ, SA-TZ, AUA-AVZ.

Für Funkamateure aus der DDR ist das Diplom kostenlos.

Die Bedingungen für weitere sowjetische Diplome waren bereits im *Elektronischen Jahrbuch* 1966 (S. 361 bis 362) und 1968 (S. 283 bis 284) veröffentlicht.

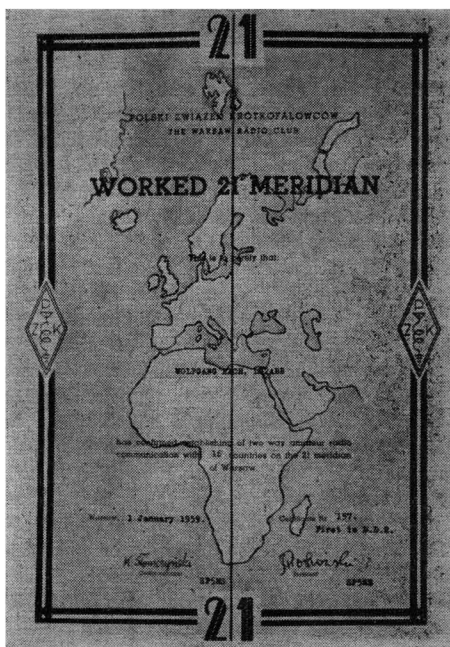
Das polnische Diplom SPPA (SP-Powiats-Award)

Bedingungen für einige Diplome der Volksrepublik Polen sind im *Elektronischen Jahrbuch* 1967 (S. 236 bis 237) zu finden. Ebenfalls von der Polnischen Kurzwellenamateurevereinigung PZK wird für Verbindungen mit 100 verschiedenen politischen Kreisen (Powiats) der Volksrepublik Polen nach dem 1. Januar 1946 das Diplom SPPA verliehen.

Die verwendeten Betriebsarten sind beliebig. Erforderlich für den Antrag ist eine Liste der vorhandenen QSL-Karten, die außer den üblichen Daten die Kennbuchstaben der entsprechenden Powiats enthalten muß. Für Funkamateure aus der DDR ist das Diplom, das sonst 8 IRC kostet, auf der Basis der Gegenseitigkeit kostenlos.

Die VR Polen ist in 426 Powiats eingeteilt. Neuerdings verwenden die polnischen Stationen die Kennbuchstaben auf ihren QSL-Karten. Im Rufzeichengebiet SP1 gelten für die Wojewodschaft Koszalin die Kennbuchstaben EA bis EO, für die Wojewodschaft Szczecin die Kennbuchstaben MA bis MQ. Im Rufzeichengebiet SP2 werden für die Wojewodschaft Bydgoszcz die Kennbuchstaben BA bis BZ, für die Wojewodschaft Gdańsk die Kennbuchstaben GA bis GT benutzt. PA bis PZ und QA bis QM sind die Kennbuchstaben für die Wojewodschaft Poznań und ZA bis ZR für die Wojewodschaft Zielona Góra im Rufzeichengebiet SP 3. SP 4 Wojewodschaft Białystok ist eingeteilt in die Powiats AA bis AT und SP 4 Wojewodschaft Olsztyn in die Powiats OA bis OT. Im Rufzeichengebiet SP 5 Wojewodschaft Warszawa gibt es die Powiats TA bis TZ und WA bis WO. Stationen des Rufzeichengebiets SP 6 verwenden in der Wojewodschaft Opole die Kennbuchstaben HA bis HR, in der Wojewodschaft Wrocław die Kennbuchstaben XA bis XZ und YA bis YJ. Im Rufzeichengebiet SP 7 gibt es in der Wojewodschaft Kielce die Kennbuchstaben CA bis CX, in der Wojewodschaft Łódź die Kennbuchstaben IA bis IZ. Wojewodschaft Lublin im Rufzeichengebiet SP 8 verwendet LA bis LW, Wojewodschaft Rzeszów RA bis RX. Schließlich gibt es im Rufzeichengebiet SP 9 in der Wojewodschaft Kraków die Powiats KA bis KZ und FA sowie in der Wojewodschaft Katowice die Powiats SA bis SZ und NA bis NI.

Eine vollständige Powiatliste würde über den Rahmen dieses Jahrbuchs weit hinausgehen. Sie kann bei Bedarf nachgelesen werden im *Funkamateureur*, Heft 12/1967, S. 615.



Das polnische „Nicolaus-Copernicus-Award“ (NCA)

Zum 500. Geburtstag (1973) des polnischen Gelehrten Nicolaus Copernikus wurde das Diplom „NCA“ gestiftet, das in der Zeit vom 1. 1. 1966 bis 31. 12. 1974 erarbeitet werden kann. Erforderlich sind 500 Punkte, die wie folgt erworben werden können: Für Verbindungen mit der Stadt Toruń können 150 Punkte angerechnet werden, für Verbindungen mit den Städten Włocławek, Frombork, Olsztyn und Kraków, in denen Copernikus ebenfalls gewirkt hat, je 75 Punkte und für Verbindungen mit allen übrigen SP-Stationen je 15 Punkte. Unter den getätigten Verbindungen muß mindestens eine mit der Stadt Toruń sein. In Toruń arbeiten z. Z. die Stationen SP 2 AEO, AVD, BKZ, BLB, BMX, CEX, HL, KBA, MT, PI. Stationen aus der DDR erhalten das Diplom gebührenfrei.

Jährlich wiederkehrende Conteste

Gewöhnlich merkt man es einem QSO (Funkverbindung) nicht an, ob es zufällig zustande gekommen ist, oder ob ein Partner den anderen bewußt ausgewählt hat, weil er dessen QSL-Karte vielleicht für ein zu erwerbendes Diplom benötigt, es sei denn, daß er seinen Partner mit dem ausdrücklichen Hinweis auf eben dies Diplom um beschleunigte Zusendung der QSL-Karte bittet.

Der *newcomer*, ein Funkamateurlaubehaber also, der am Anfang seiner Amateurlaufbahn steht, wird sich vielleicht wundern, an einem Wochenende plötzlich zahlreiche Stationen des gleichen Landes untereinander oder mit verschiedenen Partnern in sehr flüssiger Verkehrsabwicklung und mit großer Gebegeschwindigkeit zu hören, die außer den Rufzeichen sowie knappen Gruß- und Dankesabkürzungen lediglich 5- oder 6stellige Zahlengruppen austauschen. Er ist in einen *Contest* (Leistungsvergleich, Wettkampf) hineingeraten und kann, will er nicht selbst teilnehmen, seine Station getrost wieder ausschalten. An diesem Wochenende gehört das Band (oder auch alle Bänder) den Contestteilnehmern, die in einem nationalen oder internationalen Fernwettkampf um die Plätze der Besten ringen. Zeit sparen, heißt hier Punkte gewinnen!

Während das Ringen um ein bestimmtes Diplom sich manchmal über Jahre erstreckt, gilt es im *Contest*, bestimmte Bedingungen in einer vom Veranstalter vorher festgelegten kurzen Zeitspanne zu erfüllen; oft sind das nur Tage oder sogar nur wenige Stunden. Die Bedingungen für solche *Conteste* können sehr unterschiedlich sein. Meist kommt es darauf an, während des *Contests* möglichst viele verschiedene teilnehmende Stationen zu arbeiten und dabei bestimmte Kontrollzahlen auszutauschen. Diese bestehen meist aus dem RST (Lesbarkeit, Lautstärke, Tonqualität) und einer 3stelligen laufenden Nummer der im *Contest* getätigten QSOs. Für jede neu gearbeitete Station gibt es, meist je Band, eine bestimmte Punktzahl. Die Gesamtzahl der so erarbeiteten Punkte wird oft noch multipliziert mit der Zahl der gearbeiteten Länder, Distrikte oder dergleichen. Die Rangfolge der sich daraus ergebenden Gesamtpunktzahl bestimmt

dann die Placierung im Wettkampf. Die Auswertung erfolgt vom Veranstalter an Hand der von den einzelnen Teilnehmern eingesandten Contestlogs. Ähnlich dem DM-Award-Bureau gibt es beim Radioklub der DDR ein DM-Contest-Büro, das die Funkamateure der DDR über stattfindende Conteste informiert, die Contestlogs von Wettkämpfen des Radioklubs der DDR auswertet und Logs für solche Conteste, die von anderen Veranstaltern ausgeschrieben worden sind, vorauswertet und gesammelt an die Veranstalter weiterleitet.

Als Beispiel seien in Kurzform die Bedingungen für den DM-Jahresabschlußwettkampf angeführt, der alljährlich am letzten Sonntag im Dezember oder am 1. Sonntag im Januar zwischen den Funkamateuren der DDR auf dem 80-m-Band durchgeführt wird. Er wird nur in Telegrafie ausgetragen, wobei sich die Teilnehmer mit dem Anruf «CQ DM» rufen und während des Contests 5stellige Kontrollnummern austauschen. Diese bestehen aus dem gewohnten RST und einer 2stelligen Kreiskennziffer, die innerhalb jedes Bezirks der DDR für jeden politischen Kreis, mit «01» beginnend, eigens für diesen Wettkampf vom DM-Contest-Büro festgelegt worden ist. Jede Station darf während dieses Wettkampfs nur einmal gearbeitet werden. Jedes vollständige QSO zählt 1 Punkt. Die Gesamtzahl der QSO-Punkte wird mit der Zahl der gearbeiteten Kreise multipliziert und auf diese Weise das Gesamtergebnis im Wettkampf ermittelt. Es kommt also nicht nur darauf an, möglichst viele Stationen, sondern auch möglichst viele Kreise zu arbeiten. Um die unterschiedlichen Arbeitsbedingungen berücksichtigen zu können, erfolgt die Wertung in verschiedenen Gruppen: Für Einmannstationen der Lizenzklasse 1, für Einmannstationen der Lizenzklasse 2, für Mehrmannstationen der Lizenzklasse 1, für Mehrmannstationen der Lizenzklasse 2 und für Hörer (SWLs). Änderungen der Bedingungen behält sich der Radioklub der DDR vor.

Die Bedingungen der Conteste, zu denen die Funkamateure der DDR eingeladen werden, werden vom DM-Contest-Büro in der Zeitschrift FUNKAMATEUR oder, wenn sie kurzfristig bekannt werden, im Rundspruch von DM Ø GST, der Zentralen Rundspruchstation des Radioklubs der DDR, bekanntgegeben. Zu Beginn eines jeden Jahres veröffentlicht das DM-Contest-Büro im FUNKAMATEUR einen Contestkalender.

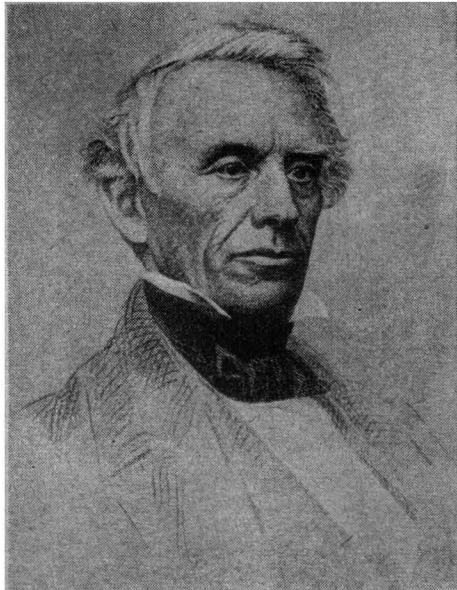
Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (III)

Die Entwicklung der elektrischen Telegrafie ist reich an Namen hervorragender Gelehrter vieler Länder. Aber die meisten der erfundenen Telegrafengeräte konnten sich kommerziell nicht durchsetzen. Wonach viele Wissenschaftler strebten, gelang einem Außenseiter; denn der Amerikaner *Samuel F. B. Morse* (1791–1872) war Kunstmaler.

1791 im Staate Massachusetts geboren, ging *Morse* mit 16 Jahren an die Universität Yale. Nach dem Examen widmete er sich ganz der Malerei; um sich als Maler weiterzubilden, unternahm er von 1811 bis 1815 eine Europareise. Doch wieder daheim, ließen die Kunden auf sich warten. Seine Hoffnung, ein großer Historienmaler zu werden, mußte er bald begraben. So begann er mit Porträts, das Stück für etwa 15 Dollar. Von 1829 bis 1832 hielt er sich wiederum in Europa auf, um für Kunden Kopien von berühmten Gemälden anzufertigen. Auf der langen Rückreise mit dem Segelschiff hörte er in Gesprächen von den Erfindungen, die *Schilling*, *Gauß* und *Weber* gelungen waren. *Morse*, der bereits Kenntnis von der Erfindung des Elektromagneten hatte, fertigte noch auf der Schiffsreise einige Skizzen an, die berühmter wurden als seine Gemälde. Während die europäischen Erfinder ihre Versuche mit dem Nadeltelegrafen und dem elektrochemischen Telegrafen fortsetzten, ging *Morse* durch die Einbeziehung des Elektromagneten den einzig richtigen Weg, der zum Erfolg führte.

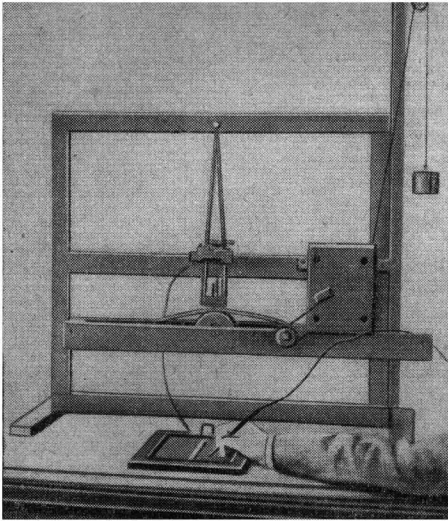
Unter großen Entbehrungen stellte *Morse* 1835 ein erstes Muster seines Telegrafengeräts fertig, das jedoch keine Beachtung fand. Erst 1837 trat er mit einem verbesserten Apparat an die Öffentlichkeit, mit dem auch ein Telegramm durchgegeben wurde. Der Text *Gelungener Versuch mit Telegraph September 4, 1837* wurde in Ziffern übermittelt, die man nach einem von *Morse* zusammengestellten Lexikon übertragen mußte. Daß in der Literatur für dieses erste Telegramm von *Morse* vielfach die Jahreszahl 1835 angegeben wird, erklärt sich damit: Der Autor des Buches *The Telegraph Manual* beging zugunsten amerikanischer Ansprüche eine Fälschung, indem er bei der Wiedergabe des Textes dieser Depesche von den römischen Ziffern bei der Jahreszahl die beiden letzten Striche wegließ, so daß aus 1837 auf diese Weise 1835 wurde.

Bild 1
Samuel F. B. Morse,
der Erfinder
des Schreibtelegraphen
(1791—1872)



Ebenso berühmt wie die Skizzen von *Morse* wurde auch der 1837 von ihm konstruierte Telegrafengerät. Er bestand aus der Malerstaffelei, an die *Morse* alle Zusätze angebaut hatte. Ein Uhrwerk bewegte das Papierband, der Elektromagnet steuerte ein Pendel, an dem der Bleistift befestigt war. Ohne Erregung des Magneten zeichnete der Bleistift einen Strich auf das vorbeiziehende Papierband, bei kurzen Stromimpulsen wurde der Strich durch Zacken unterbrochen. Mit diesen Zacken und einem Entzifferungslexikon übermittelte *Morse* Nachrichten. Damit hatte *Morse* 1837 den Schreibtelegraphen erfunden, der sich in ähnlicher Form durchsetzte und eine breite Anwendung der Telegrafie ermöglichte.

Mit seinem Mitarbeiter *Alfred Vail* verbesserte dann *Morse* den Telegrafengerät dahingehend, daß das Pendel entfiel und der Elektromagnet den Bleistift hob und senkte. Dadurch konnten auf dem Papierband kurze und lange Striche geschrieben werden. Folgerichtig entwickelten beide die heutige Form des Morsealphabets und die Morsetaste, beides unentbehrliche Mittel für das «Morsen». Bei den Versuchen hatten sich ihre Geldmittel erschöpft, doch weder die Regierung noch Privatpersonen waren geneigt, für ihre Erfindung Geld zu geben. *Morse* fuhr nach Europa, nachdem er 1840 in Amerika ein Patent für seinen Telegrafengerät erhalten hatte. Aber in Europa konnte er sich keine Patentrechte sichern. Schließ-



*Bild 2
Die Malerstaffelei
von Morse,
die die Grund-
konstruktion
seines ersten
Schreibtelegraphen
bildete (1837)*

lich bewilligte 1843 der amerikanische Kongreß die Summe von 30000 Dollar zum Bau der Versuchsstrecke Washington – Baltimore (etwa 64 km). Im Mai 1844 war diese Telegrafelinie fertig und wurde ein riesen- großer Erfolg. Sehr schnell richtete man nun zwischen den amerikanischen Städten Telegrafelinien ein, und etwa 100 Telegrafengesellschaften entstanden. 1856 vereinigten sich diese zu der *Western Union*, der heute noch größten amerikanischen Telegrafengesellschaft.

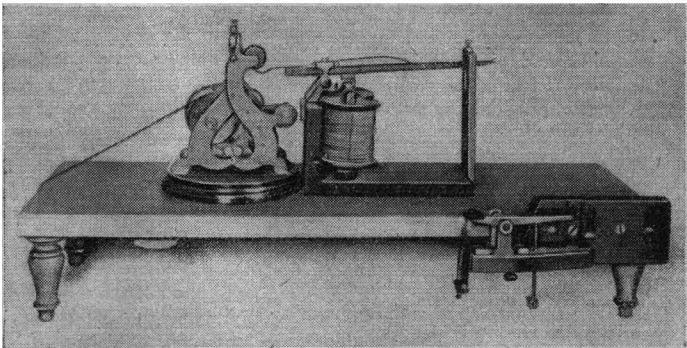


Bild 3 Morseapparat in der Ausführung von 1844

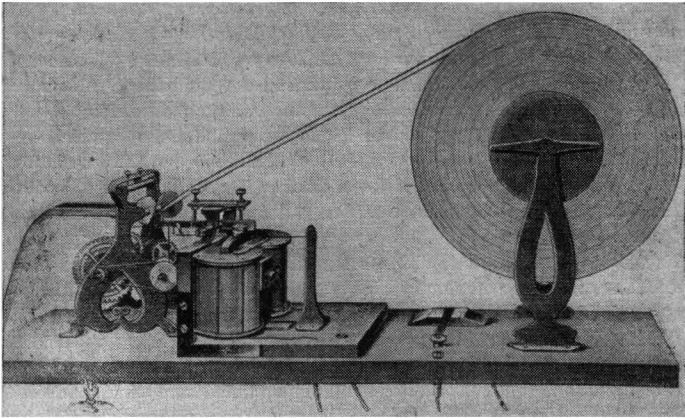


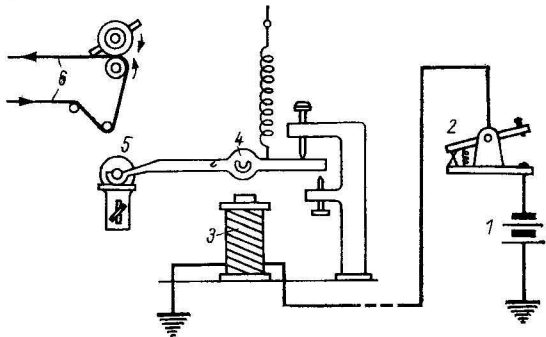
Bild 4 Stiftschreiber von Morse aus dem Jahre 1846, wie er in den Gründerjahren der Telegrafengesellschaften verwendet wurde

Ohne Zweifel hatte sich *Samuel F. B. Morse* große Verdienste um die Entwicklung der Telegrafie erworben, aber es bleibt meist unerwähnt, daß er einen verständnisvollen und uneigennütigen Förderer hatte. *Morse* besaß als Kunstmaler nur wenig Kenntnisse über Elektrizität. Er wandte sich deshalb an den amerikanischen Physiker *Joseph Henry* (1797–1878), der ihm bereitwillig half. *Henry* hatte bereits 1831 über größere Entfernungen einen Elektromagneten in Betrieb gesetzt und im *American Journal of Science* darüber berichtet. 1832 konnte er auf diese Weise Signale an seine Frau zu Hause senden.

Henry selbst erhob keine Prioritätsansprüche und hatte auch seine späteren Erfindungen nie patentieren lassen. Darüber befragt, sagte er,

Bild 5
Prinzipschema
des elektromagne-
tischen Schreib-
telegraphen
von Morse;

- 1 – Batterie,
- 2 – Morsetaste,
- 3 – Elektromagnet,
- 4 – beweglicher
Anker,
- 5 – Farntapf mit
Schreibrolle,
- 6 – bewegtes
Papierband



er tue das nicht, weil es mit der Würde der Wissenschaft unvereinbar sei, die Wohltaten, die sie spendet, zum ausschließlichen Nutzen eines einzelnen einzuschränken. Henry, der auch auf anderen Gebieten der Elektrotechnik Hervorragendes leistete, blieb in seiner Heimat weitgehend unbekannt. In Amerika kannte man schon damals nur 3 Wege zum Erfolg: Erwerb von Reichtum, Besitz politischen Einflusses, militärische Auszeichnung. 1867 erklärte Henry vor der Nationalen Akademie der Wissenschaften, deren Präsident er war, daß hoffentlich eines Tages durch die öffentliche Anerkennung großer wissenschaftlicher Leistungen ein vierter Zugang für die Aspirationen eines lobenswerten Ehrgeizes geschaffen werden möge. Angesichts der Tatsache, daß die amerikanische Regierung auch heute noch anerkannte amerikanische Wissenschaftler in der Öffentlichkeit eggheads (Eierköpfe) tituliert, läßt sich leicht erkennen, daß Joseph Henrys Hoffnungen unerfüllt blieben! Nach dem Tode Henrys hat 1889 der Internationale Elekrikerkongreß in Chicago seinen Namen in die Ehrenliste der Pioniere der Elektrotechnik aufgenommen und eine elektrische Einheit nach ihm benannt. Bekanntlich mißt man die Induktivität einer Spule in H (Henry).

In Europa ging die Entwicklung der Telegrafie auf den alten Wegen weiter. Man verwendete nach 1830 noch den optischen Flügeltelegrafen; die Magnetnadeltelegrafen, Zeigertelegrafen und elektrochemischen Telegrafen konnten sich nur vereinzelt auf kleinen Strecken durchsetzen. 1837 inspirierte Gauß den jungen Münchner Physikprofessor Karl Steinheil (1801–1870) zur Entwicklung eines Schreibtelegrafen. 1840 war das Gerät betriebsbereit. Der Sender bestand aus einem Magnetinduktor, der Empfänger hatte im Spulenfeld 2 Magnetnadeln, an deren Spitzen sich Näpfchen mit Ölfarbe befanden. Auf einem vorbeilaufenden Papierstreifen wurde damit eine 2zeilige Punkschrift erzeugt. Im Prinzip entsprach der Telegrafengerät von Steinheil dem von Morse. Aber in Europa konnte Steinheil damit nur in Akademikerkreisen Interesse erwecken. Die feudalen Verhältnisse in den meisten europäischen Ländern standen einer schnellen Entwicklung der Technik noch entgegen. Morse dagegen fand nach seinen anfänglichen Schwierigkeiten im aufblühenden Kapitalismus Amerikas weit bessere Chancen.

Bei seinen Telegrafieversuchen 1838 entdeckte Steinheil, daß eine Drahrückleitung entfallen konnte; durch die Verwendung der Erde als Rückleiter verbilligte sich der Leitungsbau wesentlich. 1849 richtete Steinheil Telegrafienlinien in Österreich und 1851 in der Schweiz ein, wobei er darauf verzichtete, seine eigenen Apparate zu verwenden. Vielmehr benutzte er für diese Linien den verbesserten Morse-Telegrafen. 1850 schlossen sich Preußen, Österreich-Ungarn, Bayern, Sachsen, Baden und Württemberg im Deutsch-Österreichischen Telegrafienverband zusammen. Der elektromagnetische Telegraf hatte sich endgültig durchgesetzt.



Erika erzählt von den «Turmfalken»

E. Schulze

Die vormilitärische Ausbildung

Vormilitärische Kenntnisse? Selbstverständlich. In der jungen Sektion Funksport wissen Heinz, der Leiter, und seine Kameraden ganz genau, daß es ohne diese Kenntnisse eine GST-Ausbildung nicht gibt, ganz gleich, in welcher Sportart. Nur — man hatte bisher soviel anderes zu tun: Das Turmzimmer mußte als Funkraum ausgebaut, Funktechnik mußte gelernt, Geräte mußten gebaut werden. Kurz, es blieb weder Zeit noch Möglichkeit, eine so umfassende Ausbildung zu organisieren. Sicher wird sie kommen, aber das Wie kann vorläufig niemand voraussehen.

Da hat Hans, der Parteisekretär des Betriebs, eine großartige Idee, die ihn selbst und die jungen Funker gleichermaßen begeistert.

Im Betrieb bereitet die Kampfgruppe seit langem eine große Übung vor. Nun wird der Funktrupp eingeladen: Er soll zur Nachrichtenübermittlung eingesetzt werden.

Aus diesem begrenzten Plan entwickelt sich in den folgenden Beratungen ein ganzes Programm, bei dessen Verwirklichung die Funker Gelegenheit haben werden, die notwendigen Kenntnisse der vormilitärischen Ausbildung zu erwerben und sie zusammen mit der Kampfgruppe in mehreren Übungen zu erproben.

Aufmerksam hören die Jungen zu, als ihnen die Einzelheiten dargelegt werden. Sofort sind sie dabei. Sie empfinden es als eine Ehre, daß sie bei einer solchen Übung mitmachen dürfen. Außerdem rückt dadurch die Lösung einer Frage näher, die zwar noch nicht offen ausgesprochen worden ist, die aber über kurz oder lang große Bedeutung gewinnt. Henner und Roland möchten gern die Mitbenutzererlaubnis für die Amateurfunkklubstation erwerben. Theorie und Praxis der vielfältigen funkfachlichen Gebiete lernen sie im Unterricht der Gruppe bei Heinz, darum ist ihnen nicht bange. In nebelhafter Ferne lag jedoch, wo die Kenntnisse in den vormilitärischen Disziplinen herkommen sollten. Diese beiden Kameraden arbeiteten früher in einer anderen Gruppe, die jetzt nicht mehr besteht.

Nun staunen sie: «Dort wäre das nicht möglich gewesen.» Ja, es zeigt sich schon, wo in einem Betrieb GST und Partei gut zusammenarbeiten, wo man die GST-Ausbildung ernst nimmt und begeistert fördert.

Nun geht es mit Feuereifer an die Vorbereitungen des Einsatzes. Da ist auch gleich das erste Hindernis: Die Gruppe besitzt nur ein einziges Gerät vom Typ FK 1a, und das hat man gerade an eine andere Sektion verborgt. Gebraucht werden aber mindestens drei. Also muß der Kreisvorstand helfen. Es dauert zwar eine Weile, aber eines Tages kommt der Instrukteur für Nachrichtensport mit drei Geräten an. Stets versucht er, was irgend geht, zu ermöglichen. Hochrot im Gesicht, erscheint er auf der Station im Turmzimmer, in jeder Hand eins der schweren Geräte. Er pustet von der Anstrengung, doch sowie er wieder zu Atem gekommen ist, preist er die Qualität der Geräte. Allerdings muß er dann etwas kleinlaut zugeben, daß bei den jüngsten Meisterschaften die Funker mit den Geräten durchfielen, weil die Frequenzabweichungen zu groß waren . . .

Es kostet Heinz viele Stunden mühevoller Arbeit, die vorhandenen Mängel zu beseitigen, dazu noch manchen Fehler, der sich erst noch herausstellt.

Dann werden die Geräte erprobt. Mit Feuereifer sind die jungen Kameraden dabei. Hinaus geht's in den kleinen Gemeindepark, aufs Feld und auf die Straße. Es heißt, Funkverbindung mit dem Turm zu halten. Das klappt, wenn nicht gerade auf der nahen Bahnlinie eine Elektrolok dazwischen«funkt». Immer wieder wird geübt, damit der Funkbetriebsdienst in der vorgeschriebenen Form klappt. Es kostet viel Zeit, bereitet aber auch große Freude, und die Jungen merken, daß sie in der Ausbildung wieder ein Stück weitergekommen sind. Und das wieder spornt sie an, ihr Bestes zu leisten.

Unterdessen gilt es, eine Menge organisatorischer Vorbereitungen zu treffen. Das erledigt Erika im Betrieb. Da wird für die Kameraden, die noch keine eigene GST-Kleidung haben, vom benachbarten Stützpunkt das Notwendige besorgt; es ist wegen eines Autos zu verhandeln, das die Funkgeräte und die Jungen befördern soll. An die Betriebe muß geschrieben werden, in denen die jungen Kameraden arbeiten, um sie vom Dienst freizubekommen . . . Dann ist der große Tag da. Heinz hat die Akkus noch einmal aufgeladen. Die Geräte sind im Wagen verstaut. Dick in Decken verpackt, kann ihnen in dem schmucken «Barkas» nichts passieren.

Aufgeregt laufen die Jungen durcheinander. Henner und Roland sind den anderen überlegen, sie haben schon Einsatzerfahrung. Henner hat außerdem mit Erfolg an einem Lehrgang der GST für Funktruppführer teilgenommen. Deshalb wird diesen beiden die Verantwortung für die Geräte übertragen. Sie sind sich ihrer Würde wohl bewußt. Ordnungsgemäß haben sie die Geräte übernommen. Sie bestehen auch darauf, selbst noch einmal die Funktionstüchtigkeit zu prüfen, wie sich das nach der Funkbetriebsvorschrift gehört. Das bedeutet kein Mißtrauen, nein, was die Jungen von Heinz gelernt haben, wenden sie nun konsequent an.

Für Thomas und Armin aber ist das alles neu. Noch einige Minuten aufgerogten Wartens, dann sind alle beisammen, dazu der junge Ingenieur Jens aus dem Betrieb, der im Einsatz Verbindung zwischen Kampfgruppe und Funktrupp halten soll.

Erika verabschiedet die Jungen. Die Tür des «Barkas» schlägt zu. Ab geht's. Sie schaut hinterher und denkt: Ach ja, man müßte nochmal zwanzig sein und, abgesehen von aller Gleichberechtigung der Frau, eben doch ein Junge . . .

Die Fahrt geht über die Autobahn zum Einsatzort. Dort, am Rande einer alten Sandgrube ducken sich die Wohnraumaracken vom Kinderferienlager eines benachbarten Betriebs. Ringsum buntleuchtender Herbstwald.

Bei der Ankunft erwartet alle ein kräftiges Frühstück. Dann werden die Geräte aufgebaut und auf Einsatzbereitschaft geprüft. Die jungen Kameraden nehmen ihre Sache sehr ernst, und bald ist alles in bester Ordnung. Zwei Geräte werden den abmarschierenden Gruppen der Kämpfer zugeteilt, das dritte bleibt im Lager. Während der Geländeübung des Vormittags wird mit Kompaß und Marschrichtungszahl gearbeitet und zwischen den Gruppen ständig Funkverbindung gehalten. Nur die Verständigung mit dem Lager will nicht recht klappen. Deshalb bauen die Kameraden nach der Rückkehr dort eine Hochantenne auf. Dann geht es nachmittags wieder ins Gelände: Entfernungsschätzen, Geländekunde und Tarnübungen mit Geräten stehen neben dem Funkbetrieb auf dem Programm. Überall herrscht Begeisterung; trotzdem wird streng darauf geachtet, daß alle die Regeln der Funkbetriebsvorschrift einhalten. Verstößt einer dagegen, so erhält er sofort eine Mahnung vom Gegensprecher.

Ein Teil der Kampfgruppenmitglieder teilte zwar anfangs keineswegs die Meinung, daß es nützlich sei, die Gruppe junger Funker mitzunehmen. Im Verlauf der Übung aber überzeugen sie sich davon, daß die jungen Kameraden der GST gute Kenntnisse haben und ernsthaft bei der Sache sind. Dadurch wurden sie zu wertvollen Helfern der Kommandeure.

Die Nacht — nun ja — so warm wie daheim bei Muttern war's nicht, aber es gab genügend Decken. Außerdem, wenn man so gut gefüttert wird, friert man nicht.

Während die Kampfgruppe am nächsten Tag bei ihrem Dienst die Überwindung von Hindernissen und die Selbstverteidigung übt, nehmen die Funker ihren Übungsbetrieb wieder auf, diesmal mit Fahrzeugen, die untereinander und mit dem Lager bei gutem Empfang Verbindung halten. Bis in die benachbarte Kreisstadt kommen sie. Vom Markt aus werden Sprechversuche unternommen, und bei dieser verhältnismäßig großen Weite gibt es noch gute Verständigung.

«Zwanzig Kilometer waren's», erklärte Roland hinterher so überzeugend, daß Thomas und Armin schon bewundernd den Mund aufsperrten.

«Du spinnst ja», stellt aber sofort der nüchterne Henner fest, «zwölf sind's gewesen.»

«Na ja», gibt Roland zu, «war ja nur Spaß! Und zwölf ist ja auch 'ne Menge!»

Es ist wirklich eine ganze Menge geleistet worden in diesen zwei Tagen. Hans, der Parteisekretär, der die Jungen mit viel Verständnis betreute, fand anerkennende Worte.

Die Geräte waren stundenlang im Einsatz, und keines versagte. Da zeigte sich deutlich, was die umsichtige Vorbereitung durch Heinz und die sachkundige Bedienung durch die junge Funkmannschaft bedeutete: Die Apparate gaben her, was keiner der Sachverständigen für möglich gehalten hatte.

Bei der Auswertung zeigte sich, daß es mit dieser Übung gelungen war, etwa die Hälfte des Programms der vormilitärischen Ausbildung zu erfüllen.

So glatt geht die weitere Entwicklung natürlich nicht in jedem Fall. Das ist aber nur ein gutes Zeichen, denn der Grund zu mancher Meinungsverschiedenheit besteht darin, daß die Kameraden sich mehr und mehr eigene Gedanken über die Einsätze machen und selbst bei der Gestaltung mitwirken wollen.

Die Arbeit gewinnt an Qualität, und jede neue Übung, allein oder mit der Kampfgruppe, bedeutet eine Weiterentwicklung. So auch in diesen Frühsommertagen.

Der Einsatz der Funker ist gut vorbereitet, so daß von Anfang an die Aufgaben klar sind und ein zügiger Ablauf gewährleistet ist. Bei dieser Übung soll mit zwei Geräten gearbeitet werden. Heinz hat die Gruppe verabschiedet. Dann besetzt er den Turm, der zum ersten Mal mit einbezogen werden soll. Er wird von Erika unterstützt. Ihr fällt die Aufgabe zu, alle Sprüche mitzuschreiben, die von den Funkern draußen auf dem Turm landen. Zum vereinbarten Zeitpunkt, fernab im Walde, rufen die Stationen sich gegenseitig, rufen beide den Turm. Die Verständigung untereinander klappt gut, nun warten sie gespannt, ob auch die Entfernung zum Turm überbrückt wird.

Da, Heinz antwortet. Die Freude der Jungen ist groß. Sie wissen nun, daß Heinz sie hört, und wollen ihm zeigen, daß sie gut und korrekt arbeiten können. Mit steigender Sonne nimmt dann allerdings die Klarheit der Verständigung ab, bis keine Verbindung mit dem Turm mehr möglich ist. Aber es gelang doch, von dieser ortsfesten Station aus an einer Übung außerhalb des Dorfes teilzunehmen und von dort aus den Funkverkehr zu verfolgen. Das bedeutet auch wieder einen Fortschritt beim Einsatz von Geräten kleiner Leistung.

Alle vier Kameraden haben inzwischen ihren Ehrendienst in der Nationalen Volksarmee angetreten. Henner und Roland verpflichteten sich auf

3 Jahre als Funkmechaniker. Die vormilitärische Ausbildung des noch jüngeren Nachwuchses nahm neue Formen an. Zusammen mit den Schülern der polytechnischen Oberschule im Dorf wurden Ausbildungslehrgänge zum Erwerb vormilitärischer und technischer Kenntnisse durchgeführt. Und dann kam der Hans-Beimler-Wettkampf. Aber das steht auf einem anderen Blatt . . .

Große Ereignisse werfen ihre «Schatten» voraus . . . Immer noch gilt das alte Wort – auch in der GST. Der IV. Kongreß unserer Organisation steht bevor. Schon zeichnet sich deutlich ab, daß seine Beschlüsse, der gesellschaftlichen Weiterentwicklung seit dem III. Kongreß Rechnung tragend, neue bedeutsame Richtlinien für die künftige Ausbildung geben werden.

Gewachsen in einer 16jährigen Erfahrung steht im Mittelpunkt die Hauptaufgabe der GST, die vormilitärische Ausbildung. Spezialkenntnisse zu allen übrigen zu erwerben, heißt das für die Funker. Die Formen und Methoden der vormilitärischen Funkausbildung waren in den vergangenen Jahren sehr vielfältig. Sie alle werden nun einmünden in einem System zielgerichteter Fachausbildung.

So, wie hier geschildert, hatte es angefangen.





Junge Pioniere als Neuerer

G. Junger

Rationalisierung mit einem Telefon-Anrufbeantworter

Wissenschaft und Technik entwickeln sich von Jahr zu Jahr stürmischer. In immer schnellerer Folge entstehen neue Geräte und Verfahren, die die Arbeitsproduktivität steigern und die Selbstkosten der Produktion senken. Die verkürzten Entwicklungszeiten aber erfordern auch eine entsprechende Beschleunigung des Informationsflusses; Diktatanlagen, Vielfältigungsgeräte, elektronische Datenverarbeitungsanlagen usw. müssen in immer breiterem Maße eingesetzt werden. In der Vielfalt der Geräte auf diesem Gebiet klafft jedoch eine Lücke. Es fehlt ein Gerät, das den Informationsfluß garantiert, auch wenn ein Telefonanschluß zeitweise unbesetzt ist.

In solchen Fällen trifft die nachfolgend beschriebene Konstruktion eines automatischen Anrufbeantworters zu, die von einer Schülerarbeitsgemeinschaft im Kreis pionierhaus Berlin-Friedrichshain in Zusammenarbeit mit dem Außenhandelsunternehmen Bergbau-Handel entwickelt wurde.

Der Telefon-Anrufbeantworter ist ein Gerät, das ohne zusätzliche Leitungen in Verbindung mit einem Langzeitdiktiergerät *BG 31* an jeden Telefonanschluß angeschlossen werden kann und bei Abwesenheit des Anschlußinhabers die Bedienung des Telefonapparats übernimmt. Das Telefonnetz wird bei Anschluß dieses Geräts nicht mehr als bisher belastet. Der Anrufbeantworter benötigt als Stromversorgung eine Betriebsspannung von 40 bis 60 V bei 0,04 A. Um Kosten und Platz für die Stromversorgung einzusparen, wird die erforderliche Spannung dem *BG 31* entnommen. Zu diesem Zweck muß der Punkt «—50 V» mit der Steckbuchse für den Rundfunkanschluß (Bu 2/5) verbunden werden. Zum Betrieb des Anrufbeantworters benötigt man ein dem Zweck entsprechend mit Aluminiumfolie präpariertes Magnetband.

Die Folie (aus Zigarettenspackungen 5 mm × 15 mm) wird auf die Rückseite des Tonträgers aufgeklebt.

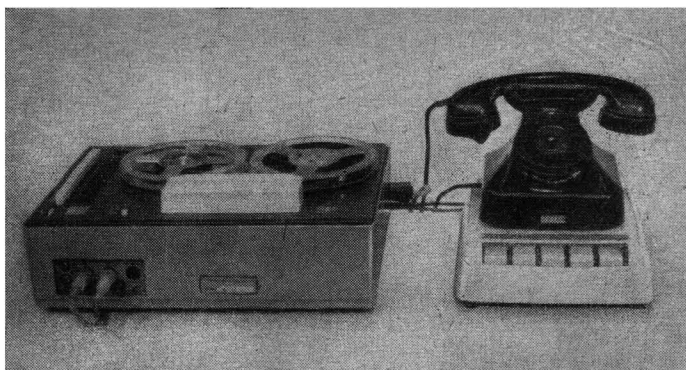


Bild 1 Ansicht der automatischen Telefon-Anrufbeantworteranlage; links Diktiergerät BG 31, unter dem Telefon das beschriebene Gerät

Die Folienstücke werden benötigt:

- a – für die Umschaltung nach dem Meldetext auf Aufnahme,
- b – für die Umschaltung nach der festgelegten Speicherzeit auf Wiedergabe für den Absagetext und
- c – für das Abschalten des Geräts.

Mit einem Magnetband CR 35 können 80 Anrufe von 1 Minute Dauer gespeichert werden. Der zum Schalten benötigte, geteilte Bandführungsbolzen ist im BG 31 so angeordnet, daß die Schaltfolie über den Tonkopf laufen muß und dadurch den Spalt «zuschmiert». Der geteilte Bandführungsbolzen wird deshalb mit dem Bandführungsbolzen auf der Andruckbrücke ausgetauscht, wobei die beiden Anschlußdrähte entsprechend zu verlängern sind.

Schaltstellung „Aus“

Durch Drücken der Taste 3 (Auslösetaste) ist das Gerät ausgeschaltet. Über den Schalter SI/1 werden die ankommenden Leitungen *a* und *b* zum Telefonapparat geschaltet. Die Benutzung des Telefonapparats ist wie bisher möglich.

Schaltstellung „Automatik“

Bei Einschalten der Automatik durch Taste 1 (Schalter SI/1) wird die *a*-Leitung zum Telefonapparat aufgetrennt und auf den Anrufbeantworter

gelegt. Gleichzeitig schließt der Schalter SI/1 des Netzstromkreises. Erfolgt in dieser Schalterstellung ein Anruf, so laufen die Rufimpulse über Kondensator C1 und Trockengleichrichter, werden gleichgerichtet und bringen Relais A zum Anziehen. Kontakt a1 schließt den Stromweg über SI/1 und Kontakt f1 für Relais B. Relais B zieht an und hält sich über Kontakt b1 selbst. Gleichzeitig schaltet Kontakt b2 das Netz ein; das Diktiergerät läuft an. Durch die Schleifenbildung wird im Amt der Ruf ab- und die Sprechleitung durchgeschaltet.

Über Schalter SI/2 ist das Diktiergerät auf Wiedergabe geschaltet und gibt über die Kondensatoren C2 und C3 den aufgesprochenen Melde- und Hinweistext durch. Das entsprechend den Bedürfnissen präparierte Magnetband führt mittels Überbrücken des geteilten Bandführungsbolzens folgende Schaltungen mit Folie durch.

1. Impuls über Buchse 2/4.

Kondensator C4 lädt sich auf. Nach der Aufladung zieht Relais C an und unterbricht mit Kontakt c1 die eigene Stromzuführung. Der aufgeladene Kondensator hält Relais C kurze Zeit. Diese Zeit reicht aus, Relais D über die Kontakte c2 und e2 nach einer Verzögerung (R1, C5) anziehen zu lassen. Die Größe des Kondensators C4 muß so gewählt werden, daß die Haltezeit zum Anziehen von Relais D ausreicht, aber nicht genügt, Relais E anziehen zu lassen. Es empfiehlt sich, die Kondensatoren

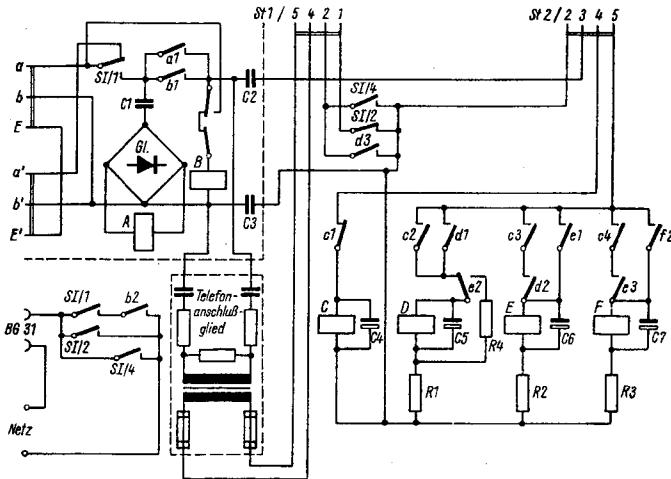


Bild 2 Schaltung des Telefon-Anrufbeantworters

C5...C7 auszumessen, damit sie gleiche Werte haben und die gleichen Verzögerungszeiten bringen. Relais D hält sich aber Kontakt d1 selbst. Kontakt d3 schaltet das Diktiergerät auf Aufnahme, während Kontakt d2 das Anziehen von Relais E beim nächsten Impuls vorbereitet. Über Telefonanschlußglied und Stecker $\frac{1}{5}$ sowie $\frac{1}{4}$ erfolgt die Aufzeichnung der Information.

2. Impuls über Buchse 2/4

Relais C arbeitet wie beim ersten Impuls. Über die Kontakte c3 und d2 erhält Relais E Spannung, zieht verzögert an (R6, C6) und hält sich mit Kontakt e1 selbst. Kontakt e2 schließt über R4 das Relais D kurz. Widerstand R4 verhindert bei der stoßweisen Entladung von C5 das Verschweißen der Kontakte. Relais D fällt ab und schaltet damit das Diktiergerät auf Wiedergabe. Mit Kontakt e3 wird das Ansprechen von Relais F beim nächsten Impuls vorbereitet. Das Diktiergerät gibt über die Kondensatoren C2 und C3 den Text für die Beendigung des Gesprächs durch.

3. Impuls über Buchse 2/4

Relais C arbeitet wie bei den vorherigen Impulsen. Über die Kontakte c4 und e3 erhält Relais F Spannung, zieht an und hält sich über Kontakt f2 selbst. Kontakt f1 trennt die Sprechschleife auf. Relais B fällt ab. Es unterbricht mit Kontakt b2 die Stromzuführung zum Diktiergerät. Als Folge fallen Relais E und F ab. Das Gerät befindet sich im Anfangszustand.

Schaltstellung Abhören

Mit Taste 2 (SI/2) stellt man zum Abhören des Magnetbands ein. Schalter SI/2 schaltet die Netzspannung an das Diktiergerät. Gleichzeitig wird die Wiedergabe (St 1/1) aufgehoben. Das Diktiergerät kann jetzt mit den Drucktasten gesteuert werden. Der Telefonapparat ist wie bei Schalterstellung «Aus» durchgeschaltet.

Schalterstellung Mitschneiden

Diese Schalterstellung dient als Vorbereitung für die Benutzung von 4-Spurgeräten, da das Mitschneiden wichtiger Telefongespräche bei üblichen Diktiergeräten die aufgesprochenen Melde- und Absagetexte löschen würde. Die entsprechende Leitung ist deshalb noch nicht an Schalter SI/4 angelötet. Durch Drücken der Taste 4 (SI/4) wird das Dik-

tiergerät an das Netz, gleichzeitig die a-Leitung an das Anschlußglied und das Diktiergerät auf Aufnahme geschaltet.

Am Diktiergerät muß immer die Drucktaste «Netzschalter» gedrückt sein. Das Diktiergerät *BG 31* hat gegenüber dem *BG 31-2* eine Netzstrom-Ausfallautomatik, die für Buchse $1/1$ außer Kraft gesetzt werden muß. Die Leitungen von $vs^{2/1}$ Kontakte 2 und 3 werden von den Kontaktfahnen gelöst und zusammengelötet.

Sollte die Wiedergabe über das Telefonnetz zu leise sein, so kann die Lautstärke durch folgende Veränderungen verbessert werden: Überbrücken von W7 und einseitiges Abtrennen von W8. Das Diktiergerät bleibt trotz der Veränderungen voll einsatzfähig.

Die Telefonanlagen in den Betrieben, aber auch die örtlichen Telefonnetze der Deutschen Post unterscheiden sich voneinander (GWN-, EWA-, MWN- und BASA-Anlagen). Daher müssen die beiden Relais A und B genauestens justiert werden, damit ein einwandfreies Arbeiten des Geräts gewährleistet ist. Relais A muß bei Rufimpulsen sicher anziehen, darf jedoch nicht bei Schaltimpulsen anziehen, wie sie beim Einschalten des Geräts oder beim Umschalten in der Telefonzentrale von Sprech- auf Wählspannung entstehen. Relais B hingegen erhält 60 V Anzugsspannung, muß sich jedoch bei etwa 5 V Sprechspannung halten. Es ist daher zu empfehlen, die Schaltung von Geräten, die in Betriebsanlagen benutzt werden, mit folgender Schaltungsänderung aufzubauen (Bild 3). In diesem Fall kann die für das Gerät benötigte Spannung dem Telefonnetz entnommen werden. Bei dieser Änderung erfolgt die Belegung des Telefonschlusses bei Schaltstellung «Automatik» über die c-Leitung. Bei einem Anruf erhält die c-Leitung Pluspotential. Relais A zieht an und schließt

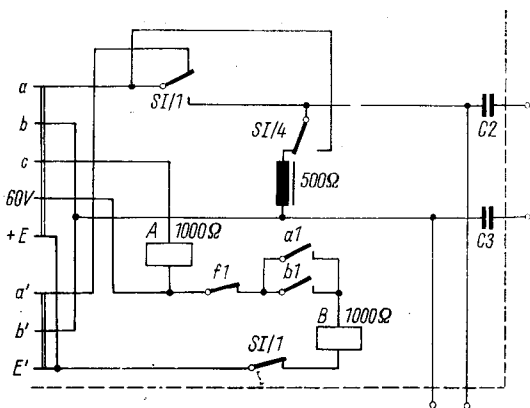
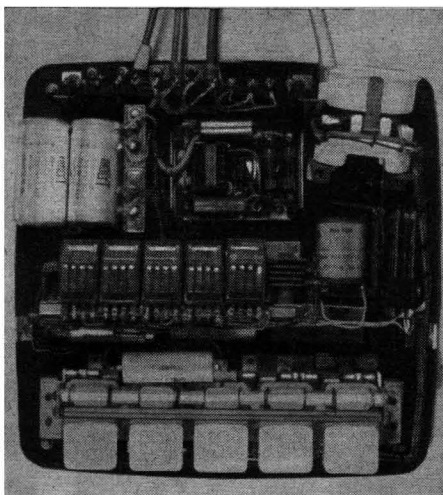


Bild 3 Schaltungsänderung für den gestrichelt eingerahmten Teil in Bild 2



*Bild 4
Der auf einer Pertinax-
platte aufgebaute Telefon-
Anrufbeantworter*

Kontakt a1. Über f1 und a1 erhält Relais B Spannung und zieht an. Es hält sich über Kontakt b1 selbst. Gleichzeitig wird die Sprechschleife über Kontakt b3 geschlossen. Kontakt b2 schaltet das Diktiergerät netzseitig ein. Der Meldetext wird über die Kondensatoren C2 und C3 auf die Telefonleitung gegeben. Nach Beendigung des Absagetextes zieht Relais F an und trennt die Minusleitung für Relais B auf. Relais B fällt ab und unterbricht mit Kontakt b3 die Netzleitung zum BG31. Das Gerät befindet sich im Anfangszustand. Der nächste Anruf kann erfolgen.

Der Anschluß des Geräts an das Telefonnetz ist bei der Deutschen Post anzumelden.

Bauteile

R1, 2, 3	1 k Ω	R4	100 Ω
C1	2 μ F-MP	C2, 3	1 μ F-MP
C4	100...200 μ F/100 V		
C5, 6, 7	500 μ F/25 V		
Relais A	100 Ω	Relais B (RH100)	3000 Ω
Relais C	3 k Ω	Relais D, E, F	960 Ω
Gl. = Selengleichrichter		20 V/0,08 A	
Telefon-Anschlußglied		203919	
Tastenschalter		BG 20	



Pünktlich fünf Minuten vor acht Uhr sitzt Huggy elektronikgeladen an seinem Schreibtisch und beginnt ohne die landesübliche Diskussion über das gestrige Vogelkonzert und ohne expreß rabenschwarzen Kaffee zu bestellen mit der Arbeit.

«Kollegin Tippy, bitte, zum Diktat!»

Gutgefiedert, bestens moduliert und mit frischlackierten Krallen erscheint Tippy.

«So, zuerst ein Fernschreiben an das award-ologische Zentralamt für Statistik. Schreiben Sie: Teile mit, daß drei Brotkörbe voll Einsendungen zum vorjährigen Preisausschreiben eingingen. Einige Einsender arbeiteten zwar nicht mit doppeltem Boden, dafür aber mit dreifachen Karten, andere beschwerten sich über die Leichtigkeit der Fragen, um dann mit ebensolcher Leichtigkeit falsch zu denken. Unter den Einsendern waren Junge Pioniere und auch schon ausgewachsene sowie andere Angehörige der NVA, außerdem Schüler, Facharbeiter, Ingenieure, Diplom-Ingenieure, Doktoren aller Fachrichtungen, ein Professor der Chemie, Rentner und insgesamt, krächze-und-schreibe, 3 (in Worten: drei) ganze Frauen. Es sei denn, unter denen, die ihren fach-männischen Absender vergaßen, befanden sich auch fach-weibliche Personen.»

Telefonklingeln.

«Hier Huggy! — Leider augenblicklich qrl — up tmw!»

Während Tippy den Fernschreiber bedient und das Ergebnis des Preisausschreibens hinausjagt, betrachtet Huggy schmunzelnd den Stapel lobender Zuschriften, und ihm schwillt bei dem in 108 Varianten wiederkehrenden Motto — Weiter so! — der gar nicht vorhandene Kamm gewaltig. ds lb oms! denkt er, schaltet aber pflichtbewußt sofort um auf berechtigte oder unberechtigte Kritik.

«Weiter im txt, Kollegin! Die äußerst zahlreichen spezial-spezialen Wünsche werden später spezifisch speziell und individuell beantwortet. Schreiben wir vorerst einen Rundspruch an alle, die ein jährliches Sachwörterverzeichnis vermissen. Werte Elektroniker, das ist technisch leider nur alle drei Jahre möglich. ‚Erste Hilfe‘ will statt dessen die Unterteilung

des Inhaltsverzeichnisses leisten. Die nächsten Stichwörter verzeichnen wir wieder im Jahrbuch 1970. 73 usw.»

«Apropos 1970», piepst Tippy dazwischen. «Da feiern Sie ja Ihr fünfjähriges Dienstjubiläum!»

«Ok, y! Fünf Jahre Huggy-Dienst der Elektronik! Da sollten sich Rundfunk und Fernsehfunk mal 'ne grüne Welle abschneiden. Dort will man aber anscheinend immer noch nicht viel von der Elektronik wissen. Die ‚Kramkiste‘ — elektronisch betrachtet — ist doch meist nur eine Krimskramskiste, weil unsachgemäß dargeboten. Erfahrungsaustausch von Arbeitsgemeinschaften und Radioklubs, Buchbesprechungen, Elektronikurse würden sicher großen Anklang und Ansicht finden. Auch bei Prof. Flimmrich hat außer einem kleinen Fuchsjagdfilm noch nichts über die Mattscheibe geflimmert. Vielleicht könnte man nach der Russisch-, Englisch- und Mathematik-Fernsehakademie auch mal eine für die Elektronik ins Bild setzen und damit die Gedankenstörung beseitigen, daß Massenelektronikarbeit nur eine Sache der Massenorganisationen wie Junge Pioniere, FDJ und GST ist. Sollte sie nicht auch die eines Massenmediums sein? Oder fehlt da noch ein Handschreiben des Ministers für Elektronik bzw. die Stiftung der ‚goldenen Elektronikwelle‘? Es muß ja auch nicht gleich um solch druckfehlernde Probleme gehen wie das ‚Seekampf-Fernsehen‘ (Secam!).» — Tippy umfaßt ihren Bleistift kämpferischer, und schon geht es weiter. — «Beantworten wir jetzt die liebevollen und besonders zahlreichen Hinweise auf die ‚schlanke Linie‘ unserer Jahrbücher. Hihi, das ist aber nur eine optische Täuschung. Wir halten uns jetzt schon seit mehreren Jahren streng an die vorgeschriebenen 320 Diätseiten, benutzen aber im Interesse der elektronischen Masse einen kleineren Schriftgrad. Auch wurde die Auflage erhöht, damit auch die Masse der Leser munter wachsen kann. Haben Sie? Also freundliche Grüße, wie immer . . . Halt — noch ein PS. Dem vielfältigen Verlangen nach vermehrten Bauanleitungen können wir leider nicht bedingungslos nachkommen. Jahrbuch ist Jahrbuch und hat Charakter, d.h., neben Bauanleitungen und Tabellen ist ihm auch die Information unerläßlich. Um die immer wieder gefragte Weltweiteit werde ich mich allerdings fliegend bemühen. . . .» — «. . . Entschuldigung, Kollege Huggy, es sind jetzt genau noch zehn Minuten bis zum Abflug. Und da wären noch die Wunschzettel!» — «Ach ja, die Wunschzettel! Obwohl ich mir manchmal schon wie ein Weihnachtsmann vorkomme und nicht wie ein Rabenvater: Alle Wünsche können wir auch in diesem Jahr nicht erfüllen, aber erst einmal kennen müssen wir die Wünsche unserer Leser. Manchmal werden die Wünsche dann ein wenig auf Eis gelegt, wie etwa der nach Bauanleitungen für Schaltungen mit Thyristoren, Elementen, mit denen ein Amateur vorläufig noch keineswegs in seinem Element sein kann. Information aber kommt rechtzeitig. Pse, ein wenig Geduld, uns steckt noch der Ärger mit den angekündigten Tunnelioden für Amateure in den Federn!»

Kleines Lexikon für den Newcomer

Funkaufklärung — Abfangen von Meldungen über den Gegner mit Hilfe von Funkempfangsgeräten, die es gestatten, den Inhalt zu dechiffrieren und an Hand verallgemeinerter Angaben den Bestand und die Standortverteilung der gegnerischen Kräfte festzustellen. Bei der Funkaufklärung wird die Funkpeilung und das Abfangen von Meldungen angewandt.

Funkentfernungsmesser — Spezielles funktechnisches Gerät zur Entfernungsmessung mittels elektromagnetischer Wellen. Das Wirkungsprinzip besteht in der Zeitmessung für den Durchlauf von Funksignalen zwischen 2 Punkten. Das Gerät wird in der Funkmeßtechnik, in der See- und Flugnavigation, in der Geodäsie und Hydrographie sowie in anderen Bereichen eingesetzt, wo es auf eine hohe Entfernungsmessgenauigkeit ankommt.

Funkfeuer — Landfunkstelle, die einen bekannten geografischen Standort hat und unterschiedliche Signale ausstrahlt. Flugzeuge und Schiffe können nach den ausgestrahlten Signalen mit Hilfe des Funkpeilers die Richtung bzw. die Entfernung zum Funkfeuer bestimmen. Es gibt Funkfeuer mit Dauerstrich- und Impulsausstrahlung.

Funkhöhenmesser — Spezielles Funkmeßgerät zur Bestimmung der wahren Flughöhe von Flugzeugen und anderen Flugapparaten. Die Entfernungsmessung geht auf funktechnische Methoden zurück. Das Gerät besteht aus einem Sender, einem Empfänger, den Antennen und dem Anzeigergerät.

Es gibt 2 Arten:

- Geräte, die mit Impulsmodulation arbeiten;
- Geräte, die mit Frequenzmodulation arbeiten.

Die erste Art wird für Messungen in großen Höhen eingesetzt. Für kleinere Höhen dienen Geräte mit Frequenzmodulation (bis zu Flughöhen von 1500 m mit einer Genauigkeit bis zu 2 m). Diese Geräte benutzt man auch für das Landen nach technischen Geräten.

Funkkompaß — Ein automatischer Funkpeiler in Flugzeugen, der zum Peilen von Funkfeuern und zur Flugnavigation dient. Mit dem Funkkompaß läßt sich der Standort des Flugzeugs bestimmen. Außerdem kann die Flugrichtung kontrolliert und das Funkfeuer nach dem Funkkompaß angefliegen werden. Der Funkkompaß mißt den Winkel zwischen Flugrichtung und Richtung auf das angepeilte Funkfeuer.

Funkmeßaufklärung — Eine Aufklärungsmethode, bei der die Daten über die aufzuklärenden Ziele (gegnerische Objekte) mittels Funkmeßgeräten ermittelt werden. Die Funkmeßaufklärung kann den Bestand, die Standortverteilung und den Charakter der Ziele am Boden, auf See und in der Luft bestimmen. Es können Raketen- und Artilleriestellungen des Gegners ausgemacht und ihre Koordinaten ermittelt werden. Außerdem kann man die Flugbahnen von Raketen und Granaten

bestimmen, das Epizentrum von Kernwaffendetonationen anschnelden (spezielle Art der Peilung) und den Standort vieler anderer Objekte feststellen. Funkmeßaufklärungsgeräte können an Bord von Flugzeugen und sonstigen Flugapparaten, auf Gefechtsfahrzeugen sowie auf Überwasserschiffen, U-Booten und an Land installiert werden.

Funkmeßbild — Funktechnische Abbildung des Geländes, die auf dem Sichtgerät eines Funkmeßgeräts mit Rundsichtdarstellung (PPI-Darstellung) beobachtet werden kann. Funkmeßgeräte mit Rundsichtdarstellungen werden auf Flugzeugen, auf Schiffen und an Land eingesetzt.

Funkmeßkontrast — Unterschiedliche Reflexionen von elektromagnetischen Wellen an einzelnen Objekten im Verhältnis zur Umgebung und den sie umgebenden Gegenständen. Der Funkmeßkontrast eines Zieles hängt von den Reflexionseigenschaften des Zieles im Verhältnis zum Hintergrund ab.

Funkmeßtarnung — Ein Komplex von organisatorisch-technischen Maßnahmen, die zum Ziel haben, die Funkmeßaufklärung durch gegnerische Geräte zu erschweren. Zur Täuschung des Gegners gehört auch das Anlegen von Scheinzielen.

Funkmeßzünder — Kontaktlose Zünder, die nach funktechnischen Prinzipien arbeiten. Der Sender des Funkmeßzünders strahlt elektromagnetische Wellen aus, die vom Ziel reflektiert werden. Die reflektierten Wellen nimmt ein Empfänger auf, der sie verstärkt und der in einer bestimmten Entfernung zum Ziel den Zündmechanismus auslöst. Funkmeßzünder werden in Boden-Luft-Raketen, in Boden-Boden-Raketen, in Artilleriegeschossen und in Bomben eingesetzt.

Funkrichtung — Methode zur Organisation von Funkverbindungen bei den Streitkräften. Mit dieser Methode wird die Verbindung nur zwischen 2 Kommandeuren oder Stäben mit Hilfe von speziell dafür bereitgestellten Funkgeräten und Funkdaten, wie Wellenlänge, Rufzeichen usw., aufrechterhalten. Diese Form der Funkverbindung ist sehr zuverlässig und leicht zu organisieren. Die Funkrichtung zeichnet sich im Verhältnis zu einem Funknetz durch hohe Durchlaßfähigkeit für Informationen und durch gute Tarnmöglichkeiten aus. Nachteilig wirkt sich aus, daß man für Funkrichtungen eine große Anzahl von Funkgeräten bereitstellen muß. Außerdem entfallen Zirkularsendungen.

Funktechnische Mittel — Gesamtheit des funktechnischen (funkelektronischen) Geräteparks, der in Flugzeugen, Schiffen, Raketen und anderen Objekten zur Zielauffassung, zur Sammlung und Auswertung von Informationen, zur Lagedarstellung, zur Zielzuweisung und Feuerleitung sowie zur Automatisierung der Truppenführung eingesetzt ist. Dazu gehören Funk- und Funkmeßgeräte, hydroakustische Geräte, Fernsehgeräte und andere Mittel für die Zielauffassung und Feuerleitung, elektronische Rechenmaschinen und Datenverarbeitungsanlagen, Zielsuchlenksysteme usw.

Funktechnische Truppen — Spezielle Truppenteile, deren Aufgabe darin besteht, die funktechnische Aufklärung zu Land, zu Wasser und in der Luft durchzuführen. Sie erzwingen Störungen gegen funktechnische Mittel des Gegners und stellen den Einsatz von Waffen, Kampftechnik und Flugapparatur sicher. Die funktechnischen Truppen sind nach Abteilungen und Einheiten gegliedert, die zum Bestand der verschiedenen Waffengattungen und Spezialtruppen gehören.

Funküberwachung — Empfang von Funksendungen des Gegners mit speziellen Funkempfangsgeräten. Die Funküberwachung hat zum Ziel, den Inhalt der Funksendungen zu entschlüsseln und Aufklärungsangaben zu gewinnen.

Radiosonden — Ein kleiner Ballon, der spezielle Geräte zur Messung und zur drahtlosen Übertragung (Funkübertragung) von Werten, wie Luftdruck, Temperatur und Luftfeuchtigkeit, enthält, die in der Hochatmosphäre (bis 30 km) gemessen werden. Radiosonden können auch zur Bestimmung der Windrichtung und der Windgeschwindigkeit in höheren Schichten der Atmosphäre dienen.

Tabellenanhang

Das System *ursamat*

Die Automatisierung technologischer Prozesse ist heute eine vordringliche Aufgabe. Von der Sektion 8 des Rates für Gegenseitige Wirtschaftshilfe (RGW) wurde deshalb der Beschluß gefaßt, für die automatische Überwachung, Regelung und Steuerung (URS) ein einheitliches, international abgestimmtes universelles Gerätesystem zu schaffen. Das Baukastensystem erfaßt alle Einrichtungen zur

Informationsgewinnung,
Informationsübertragung,
Informationsverarbeitung,
Informationsnutzung.

Diesen Empfehlungen entspricht das System *ursamat*. Die Vorsilbe *ursa* ist vom Warenzeichenverband Regelungstechnik e. V. gesetzlich geschützt und in 13 Ländern prioritätsbegründet angemeldet. Das System *ursamat* wurde auf der Leipziger Messe vorgestellt. Es ist aufgeteilt in einzelne Zweige, die wiederum zahlreiche Gerätesysteme und Einrichtungen umfassen.

Für seinen Anteil an der Entwicklung dieses universellen Bauein- und Gerätesystems wurde das Kollektiv *ursamat* der VVB Regelungstechnik, Gerätebau und Optik 1967 mit dem Nationalpreis 1. Klasse für Wissenschaft und Technik ausgezeichnet.

Gliederung des Systems *ursamat*

● *ursakont*

Dieser Zweig umfaßt alle Geräte und Einrichtungen zur Informationsgewinnung (Meßeinrichtungen) einschließlich Anzeige- und Registriergeräten.

Der Zweig *ursakont* wird unterteilt in folgende Gerätesysteme:

ursapond System von kraftkompensierenden Meßeinrichtungen für die wichtigsten Prozeßparameter mit pneumatischem und elektrischem Ausgang

- ursatherm* elektrische Temperaturmeßeinrichtungen *ursabar* (Druck- und Temperaturmeßeinrichtungen nach manometrischem Prinzip)
- ursaflux* Volumen- und Durchflußmeßeinrichtungen mit analogem und Frequenzsignalausgang
- ursalot* elektrische und elektromechanische Füllstandsmeßeinrichtungen für Behälter
- ursalyt* kontinuierlich arbeitende Betriebsmeßeinrichtungen für die Analyse von Stoffeigenschaften
- ursaflop* mechanische und elektromechanische Zähleinrichtungen
- ursazent* Weg-, Winkel- und Drehzahlmeßeinrichtungen
- ursacord* Anzeige- und Registriereinrichtungen mit elektrischem und pneumatischem Eingang

● **ursatron**

Dieser Zweig umfaßt alle elektronischen Steuerungs- und Regelungseinrichtungen zur Informationsverarbeitung.

Er umfaßt folgende Gerätesysteme:

- ursalog* System von elektrisch-digitalen Bausteinen und Funktionseinheiten
- ursadyn* System von elektrisch-analogen Bausteinen und Funktionseinheiten
- ursatrans* Einrichtungen zur Fernmessung und Fernsteuerung, aufgebaut aus *ursalog*-Bausteinen. Die Informationsübertragung kann drahtgebunden und drahtlos erfolgen
- ursadat* Einrichtungen und Anlagen zur zentralisierten Meßwerterschfassung mit der Möglichkeit der Erweiterung zur Meßwertverarbeitung — Prozeßrechner
- ursamar* Einrichtungen und Anlagen zur elektrisch-analogen Informationsverarbeitung

● **ursapneu**

Dieser Zweig umfaßt alle Einrichtungen zur Übertragung und Verarbeitung pneumatischer Signale 0,2 bis 1 kp/cm². Er gliedert sich in folgende Gerätesysteme:

- ursabal* Einrichtungen zur analogen Informationsverarbeitung, z. B. Regler *Cronibal*
- ursabran* Bausteine und Einrichtungen zur digitalen Informationsverarbeitung, z. B. System *dreloba*

● ursastat

Dieser Zweig umfaßt alle Einrichtungen und Geräte, die ohne Hilfsenergie arbeiten.

Er gliedert sich in folgende Gerätesysteme:

ursarel Meßfühler mit Relaisausgang

ursadir direktwirkende Regler, z. B. in der Kälte- und Wärmetechnik

● ursawirk

Dieser Zweig umfaßt BMSR-Stelleinrichtungen der verschiedenen Hilfsenergiearten.

Er umfaßt folgende Gerätesysteme:

ursamot Einrichtungen zur Wandlung von Einheitssignalen in Stellgrößen zur Nutzung durch Stellglieder

ursastell Stellglieder, wie Ventile, Drosselklappen und Schieber, zur Beeinflussung des Prozesses

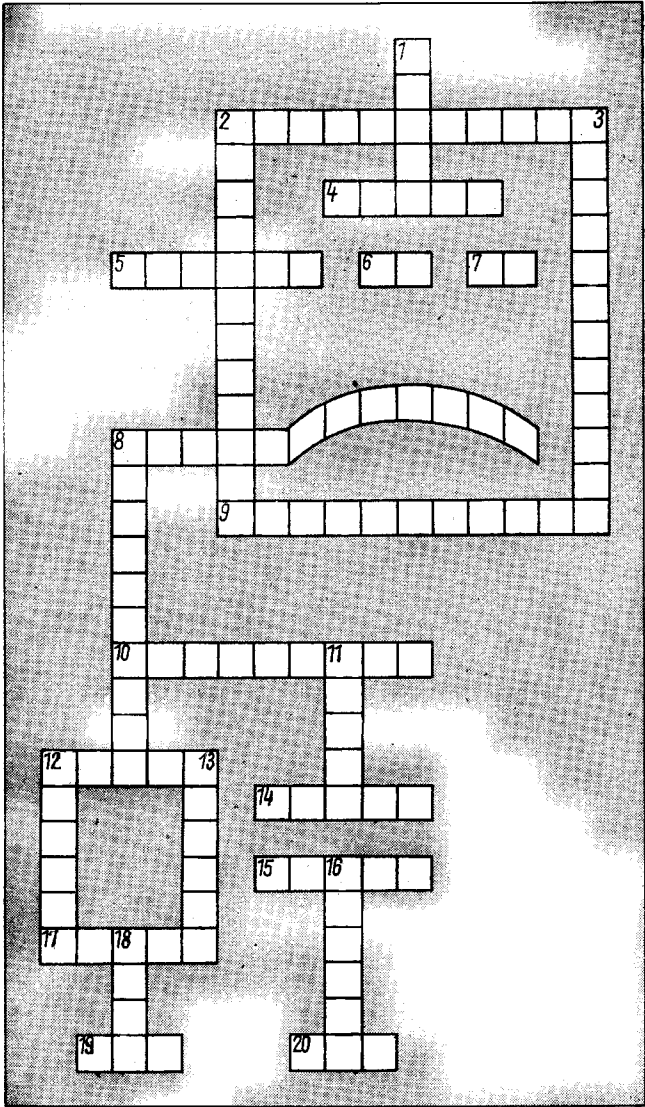
Das bekannte pneumatische Niederdrucksystem *unalog* des VEB GRW Teltow (0 bis 100 mm WS) ist nicht Bestandteil des Systems *ursamat*, kann aber mit entsprechenden Zwischengliedern mit diesem zusammengeschaltet werden.

Literatur

- [1] *Fuchs, H.*, Das System „ursamat“, msr 9 (1966), H. 9, S. 135–137
- [2] *Roeber, R.*, URS Rahmekonzeption für den BMSR-Gerätebau in der DDR; msr 8 (1965), H. 5, S. 147–154
- [3] *TGL 14091*, Steuerungs- und Regelungstechnik – Benennungen und Begriffe

Waagrecht: 2 Lauffeldröhre; 4 nicht gekrümmte Fläche; 5 Hauptphase des Stapellaufs; 6 Verkehrsabkürzung im Funkdienst (Warten Ziel); 7 Verkehrsabkürzung im Funkdienst (hier); 8 Betriebsart elektrischer Widerstandsöfen; 9 eigene Standortbestimmung; 10 Motorgenerator; 12 organische Verbindung; 14 Firmenzeichen der volkseigenen Glühlampenindustrie; 15 Teil elektrischer Maschinen; 17 elektrische Maßeinheit; 19 engl. eins; 20 Verkehrsabkürzung im Fernschreibverkehr

Senkrecht: 1 Einrichtung, mit der eine Größe an einer Stelle des Raumes ohne erhebliche Störung gemessen werden kann; 2 spezielle Antenne; 3 auf dem Leistungsschild angegebene Leistung; 8 hier laufen die Wicklungsenden eines Mehrphasensystems zusammen; 11 Sammelbegriff für die technischen und organisatorischen Vorgänge zur Erzeugung und Auswertung von elektrischen Echos mit Hilfe sehr kurzer elektrischer Wellen; 12 künstliches Eichmaß; 13 Gitterwerk; 16 negativ geladene Elektrode; 18 Einheit der Lautstärke



Funktechnische Nomogramme

Nomogramm 1

Parallelschaltung von Widerständen und Induktivitäten, Reihenschaltungen von Kondensatoren

Das Nomogramm basiert auf der Beziehung

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}.$$

Es ist darauf zu achten, daß alle Werte in gleichen Einheiten angegeben werden. Bei der Parallelschaltung zweier Induktivitäten muß man berücksichtigen, daß die beiden Spulen nicht miteinander koppeln dürfen.

Beispiel

Gegeben sind die parallelliegenden Widerstände $R_1 = 500 \Omega$ und $R_2 = 750 \Omega$. Wie groß ist der resultierende Widerstand dieser Parallelschaltung? Man verbindet die Werte auf den Außenleitern und liest am Schnittpunkt mit der Mittelleiter das Ergebnis ab.

$$R = 300 \Omega$$

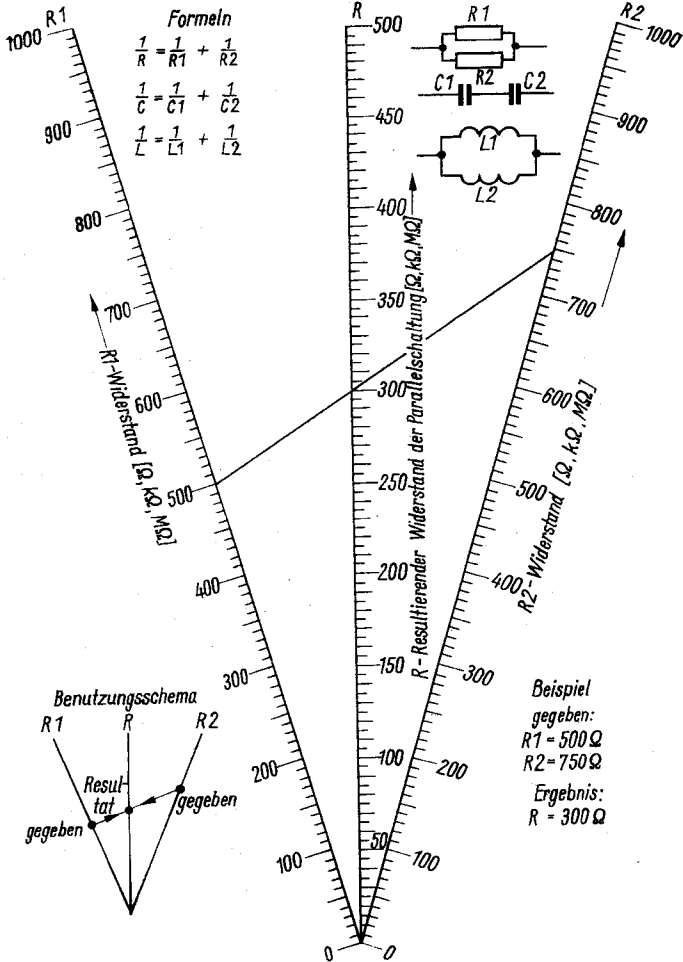
Nomogramm 2

Zeitkonstante eines RL-Gliedes

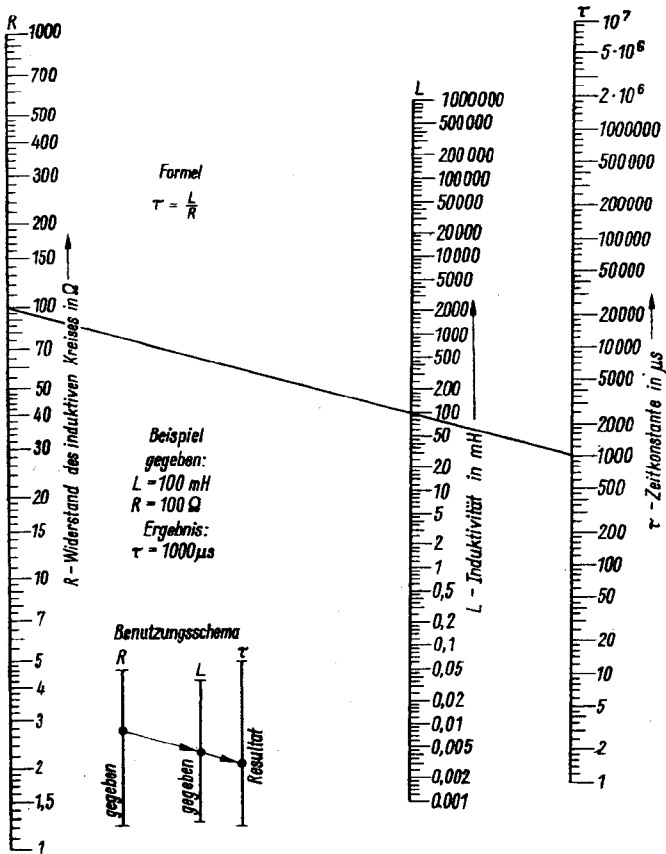
Ein RL-Glied ist die Kombination eines ohmschen Widerstands R und einer Induktivität L . Liegt in der Vierpolschaltung L im Längsweig und R im Querweig, so handelt es sich um einen Tiefpaß. L im Querweig und R im Längsweig ergeben einen Hochpaß. Eine kennzeichnende Größe des RL-Gliedes ist die Zeitkonstante

$$\tau = \frac{L}{R}.$$

Nomogramm 1



Nomogramm 2



Beispiel

Welche Zeitkonstante τ hat ein RL-Glied mit den Werten $L = 100 \text{ mH}$ und $R = 100 \Omega$? Die angegebenen Werte verbindet man zwischen R-Leiter und L-Leiter und verlängert bis zur τ -Leiter:

$$\tau = 1000 \mu\text{s} = 1 \text{ ms.}$$

Nomogramm 3

Phasenschieber

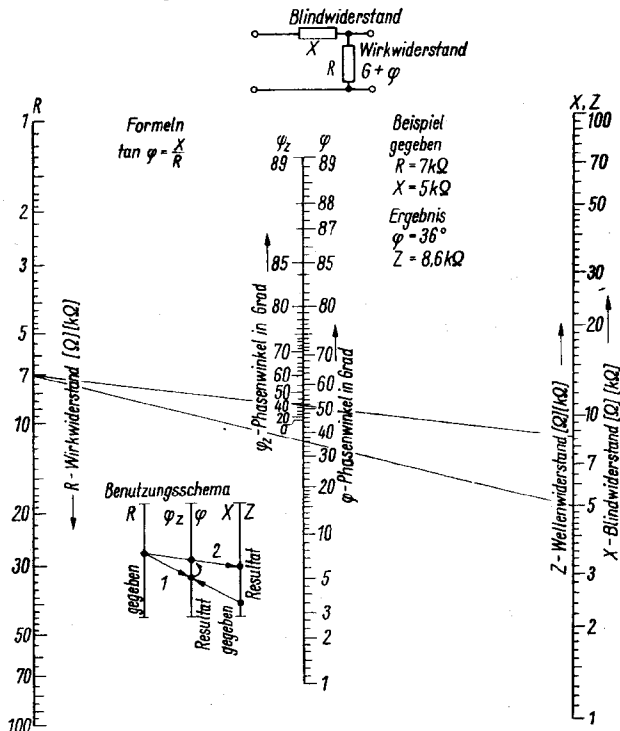
Mit dem meist aus Widerständen und Kondensatoren bestehenden Phasenschieber erhält man aus einer Wechselspannung eine gleichfrequente Wechselspannung mit anderer Phasenlage. Liegt der Kondensator im Längsweig und der Widerstand im Querweig, so gelten die Beziehungen

$$\tan \varphi = \frac{X}{R}$$

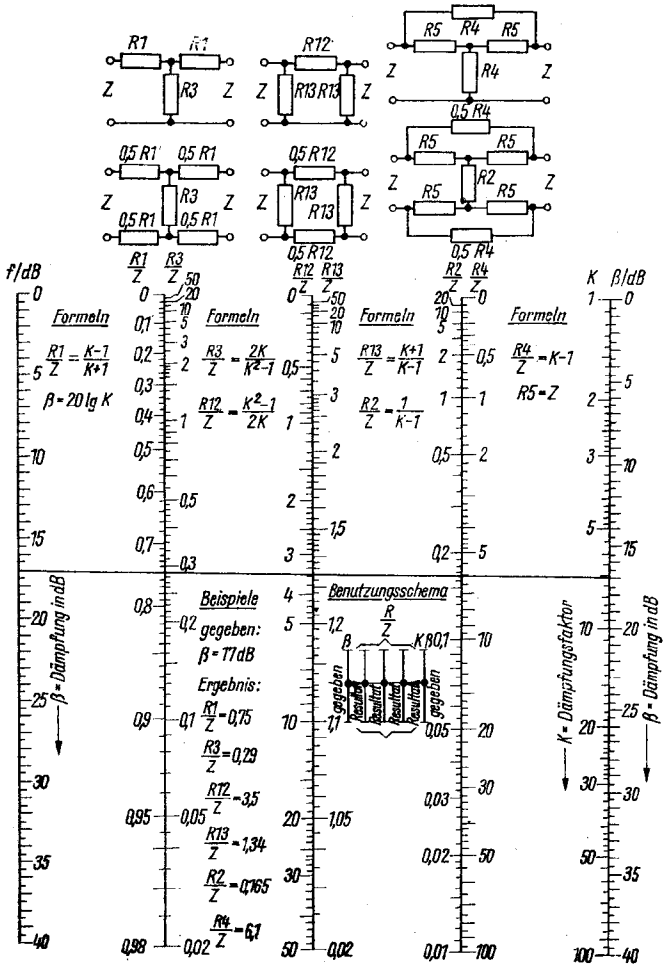
Für den Wellenwiderstand der Schaltung gilt

$$Z = \frac{R}{\cos \varphi}$$

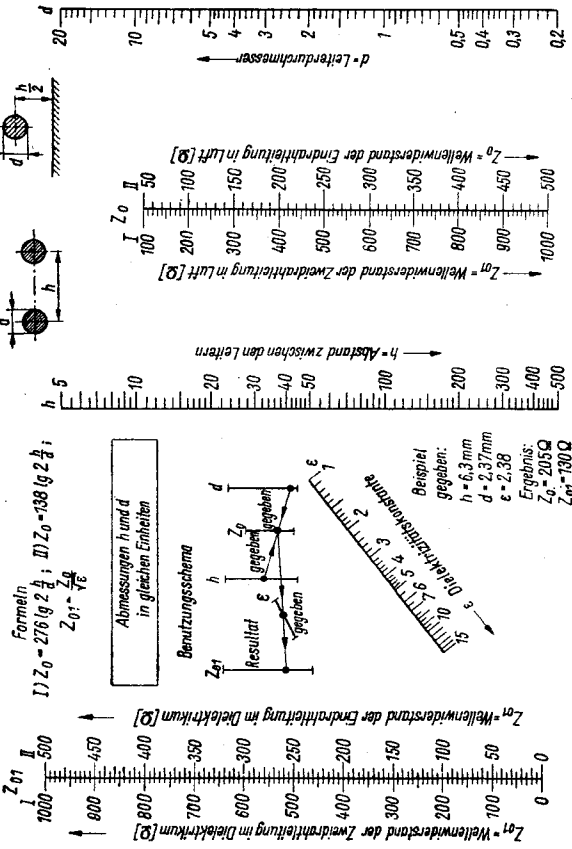
Nomogramm 3



Nomogramm 4



Nomogramm 5



Beispiel

Gegeben sind die Werte $X = 5 \text{ k}\Omega$ und $R = 7 \text{ k}\Omega$. Wie groß ist der zusätzliche Winkel φ , wie groß wird der Wellenwiderstand Z ? Man verbindet die beiden Widerstandswerte und legt mit dem Schnittpunkt an der φ -Leiter den Winkel

$$\varphi = 36^\circ$$

fest.

Um den Wellenwiderstand Z zu erhalten, verbindet man den Wert für R mit dem Winkel 36° auf der φ -Leiter. Dieser Strahl wird verlängert bis zur X - Z -Leiter, dann liest man ab:

$$Z = 8,6 \text{ k}\Omega.$$

Nomogramm 4

Berechnung von Dämpfungsgliedern in T- und II-Schaltung

Dämpfungsglieder sind Vierpole mit ohmschen Widerständen, wobei die Dämpfung sowohl von der Frequenz als auch vom Wellenwiderstand unabhängig ist. Mit dem Nomogramm lassen sich für die gewählte Schaltung bei vorgegebener Dämpfung und erforderlichem Wellenwiderstand die einzelnen Widerstandswerte berechnen. Mit K wird der Dämpfungsfaktor angegeben.

Beispiel

Es soll eine Dämpfung von $\beta = 17 \text{ dB}$ erreicht werden. Man verbindet diesen Wert auf den beiden Außenleitern und liest die R -Werte im Verhältnis zu Z ab.

$$\begin{array}{lll} R1/Z = 0,75 & R12/Z = 3,5 & R2/Z = 0,165 \\ R3/Z = 0,29 & R13/Z = 1,34 & R4/Z = 6,1 \end{array}$$

Nomogramm 5

Wellenwiderstand der Zweidrahtleitung im freien Raum und der Eindrahtleitung über Grund

Für beide Leiteranordnungen kann man die Werte für Luft als Isolator und für einen Stoff mit einer bestimmten Dielektrizitätskonstante berechnen. Der rechte Teil des Nomogramms dient zur Berechnung der Werte bei Luft (Z_0); der linke Nomogrammteil berücksichtigt das Dielektrikum (Z_{01}).

Beispiel

Gegeben sind die Werte $h = 6,3 \text{ mm}$, $d = 2,37 \text{ mm}$ und $\epsilon = 2,38$ einer Zweidrahtleitung.

Aus dem Nomogramm erhält man die Werte

$$\begin{array}{l} Z_0 = 250 \Omega \\ \text{und} \quad Z_{01} = 130 \Omega. \end{array}$$

Begriffe aus der Schwingquarztechnik (II)

(Teil I wurde veröffentlicht im *Elektronischen Jahrbuch 1967*, S. 308–311).

Bei Vernachlässigung der Verluste gilt

$$\text{für die Serienresonanzfrequenz } f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L1 \cdot C1}},$$

$$\text{für die Parallelresonanzfrequenz } f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{L1 \frac{C1 \cdot C_0}{C1 + C_0}}}.$$

Der relative Frequenzabstand zwischen beiden Frequenzen ist

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} = \frac{1}{2} \frac{C1}{C_0}.$$

Durch das Vorschalten einer Serienlastkapazität C_{sL} kann die Serienresonanzfrequenz in Richtung der Parallelresonanzfrequenz auf die höhere Frequenz f'_s gezogen werden. Für die Ziehverstimmung gilt

$$\frac{f'_s - f_s}{f_s} \approx \frac{1}{2} \frac{C1}{C_0 + C_{sL}}.$$

Dabei wird der dynamische Verlustwiderstand auf den Wert

$$R_{sL} \approx R1 \left(1 + \frac{C_0}{C_{sL}}\right)^2,$$

transformiert.

Eine Parallellastkapazität C_{pL} verringert die Frequenz f_p auf f'_p in Richtung von f_s . Für diese Ziehverstimmung gilt

$$\frac{f'_p - f_p}{f_p} \approx \frac{1}{2} \frac{C1}{C_0 + C_{pL}}.$$

Mit einem Quarz kann daher in Serienresonanzschaltung durch eine Serienlastkapazität C_{sL} die gleiche Frequenz eingestellt werden wie in Parallelresonanzschaltung mit gleich großer Parallellastkapazität C_{pL} . Es gilt also für den gleichen Quarz

$$f'_s = f'_p \quad \text{für} \quad C_{sL} = C_{pL}.$$

Oszillatorschaltungen

In Serienresonanzschaltung erregt sich eine Arbeitsfrequenz in der Nähe der Serienresonanzfrequenz f_s des Quarzes. Die Schaltung schwingt um so leichter an, je kleiner der dynamische Verlustwiderstand $R1$ ist.

Eine Parallelresonanzschaltung erzeugt eine Frequenz in der Nähe der Parallelresonanzfrequenz f_p des Quarzes. Ein hoher Parallelresonanz-

widerstand begünstigt das Anschwingen des Quarzes. Für diesen Parallelresonanzwiderstand gilt

$$R_p = \frac{1}{R_1 \cdot (C\omega_0^2 + C_{pL})^2}$$

Parallelresonanzschaltungen werden relativ selten benutzt. Bei beiden Schaltungen nimmt die Schwingfähigkeit in dem Maße ab, wie der Schwingquarz aus der Serien- bzw. Parallelresonanz herausgezogen wird. Die Phasenteilheit des Quarzscheinwiderstands hat zwischen diesen beiden Frequenzen eine Nullstelle. Bei einigen Schaltungen ist es möglich, durch das Ziehen auch die Anschwingfähigkeit herabzusetzen, es erhöht sich der dynamische Verlustwiderstand, bzw. es verringert sich der Parallelresonanzwiderstand.

Im Frequenzbereich von 1 bis 40 kHz kann man die 3poligen Biengewingsschinger in einer aperiodischen Schaltung betreiben (Bild 1 und 2). Die Schaltung schwingt in der Nähe der Serienresonanzfrequenz. Zum Ziehen der Frequenz nach höheren Werten dient der Trimmer C_{Tr} . Die Röhrenschaltung (Bild 1) hat eine Amplitudenbegrenzung, die die

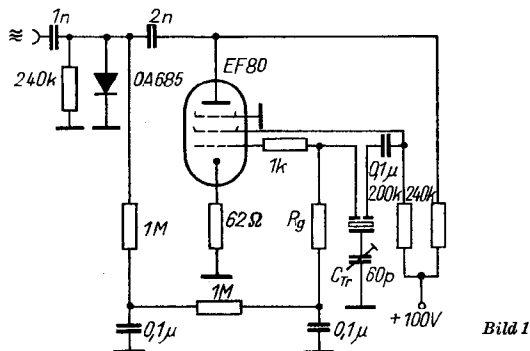


Bild 1

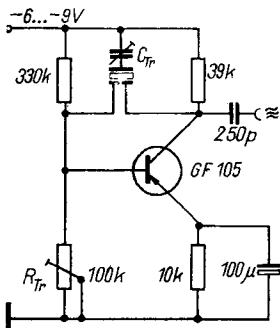


Bild 2

f in kHz	R_g in kΩ
1 bis 5	2000
5 bis 35	200
35 bis 40	50

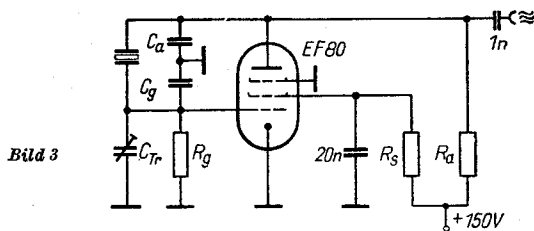
Frequenzkonstanz erhöht und eine Überlastung des Quarzes verhindert. Für den Widerstand R_g gilt die Tabelle auf Seite 310.

Bei der Transistorschaltung (Bild 2) ist der Wert des Widerstands R_{Tr} so niedrig zu wählen, daß die Schaltung noch sicher anschwingt.

Für höhere Frequenzen (30 kHz bis 3 MHz) können Längs-, Flächen- oder Dickenschwinger in der aperiodischen Parallelresonanzschaltung betrieben werden (Bild 3 und 4). Eine veränderbare Gitter-Katoden-Kapazität dient zum Ziehen der Frequenz. In der Röhrenschaltung (Bild 3) ist die Wechselspannung über dem Schwingquarz (Belastung) durch die Größe des Schirmgitterwiderstands beeinflussbar. Die an der Quarzfassung wirksame Lastkapazität C_L bestimmt die Frequenz.

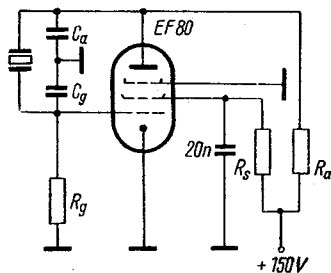
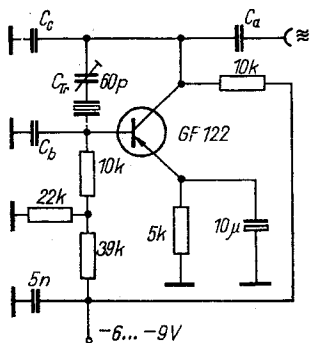
Es gilt

$$C_L = \frac{C_a(C_g + C_{Tr})}{C_a + C_g + C_{Tr}}, \quad C_a \approx C_g.$$



Werte für Bild 3:

f in kHz	R_g in k Ω	R_a in k Ω	R_s in k Ω	C_a, C_g in pF
30 bis 500	150	80	250 bis 2000	80 bis 100
> 500	25	80	250 bis 2000	80 bis 100



Bei der Transistorschaltung nach Bild 4 ist

$$C_{Tr} = \frac{C_b \cdot C_c \cdot C_a}{C_b \cdot C_c + C_b \cdot C_a + C_c \cdot C_a}, \quad C_a \approx C_b \approx C_c.$$

Es gilt folgende Tabelle:

f in kHz	C_a, C_b, C_c in pF
10 bis 50	4000 bis 2000
50 bis 200	2000 bis 1000
200 bis 1000	1000 bis 400
1000 bis 10000	400 bis 40
10000 bis 30000	40 bis 10

Bild 5 zeigt eine weitere aperiodische Parallelresonanzschaltung, die sich für Frequenzen bis 40 MHz eignet.

f in kHz	R_g in k Ω	R_a in k Ω	R_s in k Ω	C_a, C_g in pF	C_L in pF
800 bis 20000	25	80	2000	60	30
20000 bis 30000	25	80	2000	40	20
30000 bis 40000	25	80	1000	20	10

Für C_a , C_g und C_L einschließlich der Kapazitäten des Schaltungsaufbaus, der Röhre und des eventuell vorhandenen Thermostaten. Zum Anfachen der Schwingung muß die Röhre folgende mittlere Steilheit S' haben:

$$S' = \frac{1}{R_a \cdot \ddot{u} (1 - \ddot{u})}.$$

Dabei ist

$$\ddot{u} = \frac{C_a}{C_a + C_g}$$

und

$$1 - \ddot{u} = \frac{C_g}{C_a + C_g}.$$

Für höhere Frequenzen (10 bis 100 MHz) verwendet man Oberwellenquarze. Besonders eignet sich dafür die *Butler*-Schaltung nach Bild 6. Der Anodenschwingkreis muß eine Güte von < 100 aufweisen.

Für die Schwingbedingung gilt

$$S_1 \cdot S_2 \cdot R'1 \cdot R'2 \cdot R_a \geq R + R'1 + R'2.$$

Dabei ist

$$R'1 = \frac{R1}{1 + S1 \cdot R1} \quad \text{und} \quad R'2 = \frac{R2}{1 + S2 \cdot R2}.$$

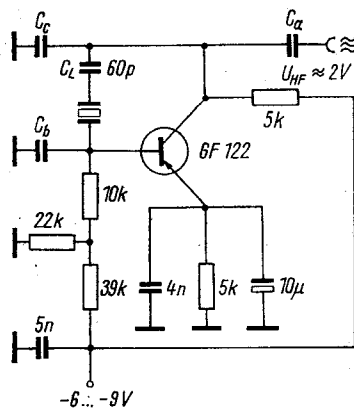
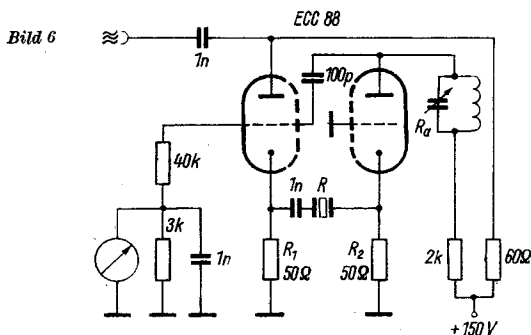


Bild 7

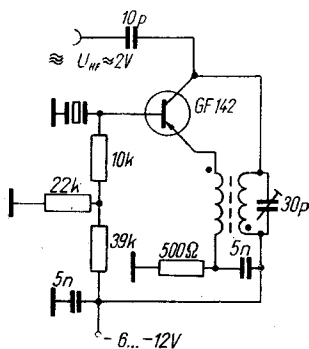
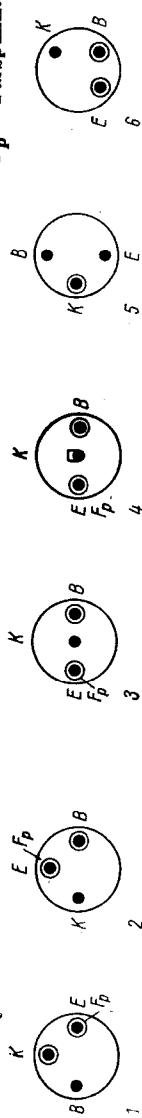


Bild 8

Bild 7 zeigt eine Transistorschaltung für den Frequenzbereich von 10 bis 30000 kHz mit Grundwellenquarz (dazu Tabelle von Bild 4).

Für den Betrieb von Oberwellenquarzen im Frequenzbereich von 20 bis 100 MHz zeigt Bild 8 eine geeignete Transistorschaltung.

Daten sowjetischer Transistoren

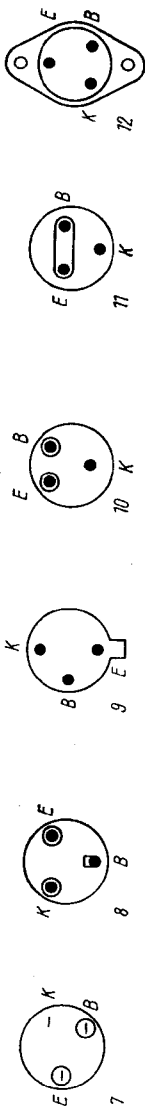
 F_p = Farbpunkt

	$-U_{CB_0}$ in V	$-I_{cmax}$ in mA	P_{max} in mW	β	bei I_c in mA	$f_T [f_\beta]$ in MHz	F in dB	Typ	Bemerkung	An- schluß- schema
II 42 A	15	30	200	30...50	10	1	—	pnp	Schalttransistor	
II 42 B	15	30	200	45...100	10	1	—	pnp		
II 213 A	45	5000	10000	>20	—	0,15	—	npn	Silizium-HF- Transistor	
II 213 B	45	5000	10000	>40	—	0,15	—	npn		
II 214 B	60	5000	10000	>20	—	0,15	—	npn	HF-Leistungs- transistor	
II 214 Γ	60	5000	10000	>20	—	0,15	—	npn		
II 216 B	35	7500	24000	10	—	0,1	—	npn	Silizium-HF-Lei- stungstransistor	
II 216 Γ	35	7500	24000	80	—	0,1	—	npn		
II 217 B	60	7500	24000	15...30	—	0,1	—	npn	Silizium-HF-Lei- stungstransistor	
II 217 Γ	60	7500	24000	15...40	—	0,1	—	npn		
II 423	10	10	50	>18	5	0,1	10	pnp	Silizium-HF- Transistor	
II 504	30	10	150	30...100	—	120	—	pnp		
II 504 A	30	10	150	10...35	—	>20	—	npn	Silizium-HF- Transistor	
II 505	20	10	150	25...80	—	>20	—	npn		
II 505 A	20	10	150	40...150	—	>20	—	npn	HF-Leistungs- transistor	
II 607	15	200	1500	20...60	—	>20	—	npn		
II 607 A	15	200	1500	20...80	100	100	—	pnp	Silizium-HF-Lei- stungstransistor	
II 608	15	200	1500	60...200	100	100	—	pnp		
II 608 A	15	200	1500	20...80	100	100	—	pnp	HF-Leistungs- transistor	
II 609	15	200	1500	60...200	100	100	—	pnp		
II 609 A	15	200	1500	20...80	100	100	—	pnp	Silizium-HF-Lei- stungstransistor	
II 702	70	2000	4000	60...200	1000	100	—	pnp		
II 702 A	70	2000	4000	25	1000	4	—	npn		

МП 37 А	20	150	15...30	1	1	—	npn	speziell für Fernsehgeräte	8
МП 37 Б	20	150	25...50	1	1	—	npn		
МП 38 А	20	160	45...100	1	2	—	npn		
МП 39 Б	20	150	20...60	1	0,5	—	npn		
МП 40	20	150	20...40	1	1	—	npn		
МП 40 А	20	150	20...40	1	1	—	npn		
МП 41	20	150	30...60	1	1	—	npn		
МП 41 А	20	150	50...100	1	1	—	npn		
ИТ 108 А	15	75	20...50	1	[0,5]	—	npn	Miniaturtran- sistor für Unter- haltungselektronik	1
ИТ 108 Б	15	75	35...80	1	[1]	—	npn		
ИТ 108 В	15	75	60...130	1	[1]	—	npn		
ИТ 108 Г	15	75	110...250	1	[1]	—	npn	Miniatur- transistor	1
ИТ 109 А	15	30	20...50	1	1	—	npn		
ИТ 109 Б	15	30	35...80	1	1	—	npn		
ИТ 109 В	15	30	60...130	1	1	—	npn		
ИТ 109 Г	15	30	110...250	1	1	—	npn		
ИТ 109 Д	15	30	20...70	0,1	3	—	npn		
ИТ 109 Е	15	30	50...100	0,1	5	—	npn		
ИТ 308 А	20	150	20...75	10	>20	8	npn		
ИТ 308 Б	20	150	50...120	10	>20	8	npn		
ИТ 308 В	20	150	80...200	10	>20	8	npn		
ИТ 309 А	10	50	20...70	1	>20	—	npn	Miniatur- transistor	2
ИТ 309 Б	10	50	60...180	1	>20	—	npn		
ИТ 309 В	10	50	20...70	1	>20	10	npn		
ИТ 309 Г	10	50	60...180	1	>20	—	npn		
ИТ 309 Д	10	50	20...70	1	>20	—	npn		
ИТ 309 Е	10	50	60...180	1	>20	—	npn		
ИТ 310 А	12	20	20...70	1	>20	3	npn		
ИТ 310 Б	12	20	60...180	1	>20	3	npn		
ИТ 310 В	12	20	20...70	1	>20	4	npn	Miniatur- transistor	9
ИТ 310 Г	12	20	60...180	1	>20	4	npn		
ИТ 310 Д	12	20	20...70	1	>20	4	npn		
ИТ 310 Е	12	20	60...180	1	>20	4	npn		

Daten sowjetischer Transistoren

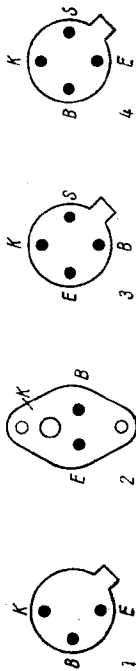
(Fortsetzung)



	$-U_{CB0}$ in V	$-I_{cmax}$ in mA	P_{max} in mW	β	bei I_c in mA	$f_r [f\beta]$ in MHz	F in dB	Typ	Bemerkung	An- schluß- schema
IT 311 A	12	20	150	15...180	15	100	—	npn		11
IT 311 B	12	20	150	30...180	15	100	—	npn		11
IT 311 B	12	20	150	15...50	15	100	—	npn		11
IT 311 Γ	12	20	150	30...80	15	100	—	npn		11
IT 311 Д	12	20	150	60...180	15	100	—	npn		11
IT 313 A	15	10	100	20...250	5	> 300	—	pnp		11
IT 313 B	15	10	100	20...250	5	> 450	—	pnp		11
IT 320 A	20	150	200	20...80	10	180	—	pnp		4
IT 320 B	20	150	200	50...120	10	200	—	pnp		4
IT 320 B	20	150	200	80...250	10	260	—	pnp		4
IT 701 A	60	12000	50000	10	5000	0,05	—	pnp		6
KT 601 A	100	30	500	16	10	40	—	npn	Planartransistor	6
KT 801 A	80	2000	5000	13...50	1000	10	—	npn		10
KT 801 B	60	2000	5000	20...100	1000	10	—	npn		10

KT 802 A	150	5000	50000	15	2000	10		Planartransistor für Fs-Geräte	7
1T 303 A	12	10	100	15...50	—	> 20	—	npn	4
1T 303 B	12	10	100	30...80	—	> 20	—	npn	4
1T 303 B	12	10	100	60...160	—	> 20	—	npn	4
1T 303 Γ	12	10	100	15...50	—	> 20	—	npn	4
1T 303 Δ	12	10	100	30...80	—	> 20	—	npn	4
1T 303 E	12	10	100	60...160	—	> 20	—	npn	4
1T 308 A	20	50	150	25...75	—	90	—	ppp	3
1T 308 B	20	50	150	50...120	—	120	—	ppp	3
1T 308 B	20	50	150	80...150	—	120	—	ppp	3
1T 308 Γ	20	50	150	100...300	—	120	—	ppp	3
1T 403 A	45	1250	—	20...60	100	[0,008]	6	ppp	10
1T 403 B	45	1250	—	50...150	100	[0,008]	—	ppp	15
1T 403 B	60	1250	—	20...60	100	[0,008]	—	ppp	12
1T 403 Γ	60	1250	—	50...150	100	[0,006]	—	ppp	15
1T 403 Δ	60	1250	—	50...150	100	[0,006]	—	ppp	15
1T 403 E	60	1250	—	> 80	450	[0,008]	—	ppp	12
1T 403 Ж	80	1250	—	20...60	100	[0,008]	—	ppp	15
1T 403 И	80	1250	—	50...150	100	[0,008]	—	ppp	15
2T 301	10	10	150	20...60	—	30	—	npn	2
2T 301 A	10	10	150	40...120	—	30	—	npn	2
2T 301 B	10	10	150	10...32	—	30	—	npn	2
2T 301 B	10	10	150	20...60	—	30	—	npn	2
2T 301 Γ	10	10	150	10...32	—	30	—	npn	2
2T 301 Δ	10	10	150	20...60	—	30	—	npn	2
2T 301 E	10	10	150	40...120	—	60	—	npn	2
2T 301 Ж	10	10	150	80	—	60	—	npn	2

Neuere Transistoren der DDR-Fertigung

(siehe auch Tabelle in *Elektronisches Jahrbuch 1966*, S. 382)

Typ	$-U_{CE0}$ in V	$-I_{Cmax}$ in mA	P_{max} in mW	β	bei I_C in mA	f_T in MHz	$R_{\theta A}$ grad./mW	t_j in °C	Verwendung	An- schluß- schema
GC 102	15	50	—	> 29	2	6	0,5	75	Vorstufentransistor } tauschbarer Vorstufen- } transistor	1
GC 103	15	15	—	> 29	2	$> 1,2$	0,5	75		1
GC 104	15	15	—	> 29	2	$> 1,2$	0,5	75		1
GD 125	66	1300	1000	> 15	500	0,200	15 grad./W	75	48-V-Schalttransistor 48-V-Schalttransistor	2
GD 175	50	3000	4000	> 15	1500	0,200	7,5 grad./W	75		2
GS 121	20	100	—	> 29	100	—	0,43	80	langsamer Schalttransistor	1
GF 108	15	15	—	> 29	2	6	0,5	75	HF-Transistor } für AM-ZF-Stufen } für AM-ZF-Verstärker	1
GF 126	25	10	50	> 40	1	> 1	0,6	75		3
GF 128	25	10	50	> 40	1	100	0,6	75		3

GF 129	25	10	50	> 40	1	> 10	0,6	75	für FM-ZF-Stufen	8
GF 145	20	10	60	—	—	> 250	0,75	90	Mesa HF-Transistor,	4
GF 146	20	10	60	—	—	> 250	0,75	90	Verstärkung bis 260 MHz	4
SF 121	20	100	600	> 15	50	> 60	0,25	175	Planar-Transistor für	1
SF 122	33	100	600	> 15	50	> 60	0,25	175	HF-Verstärkung und	1
SF 123	66	100	600	> 15	50	> 60	0,25	175	Schaltzwecke	1
SF 126	33	500	600	> 20	50	60	0,25	175	Planar-Epitaxie-Transistor	1
SF 127	66	500	600	> 20	50	60	0,25	175	für HF-Verstärkung u. mit-	1
SF 128	100	500	600	> 20	50	60	0,25	175	telschnellen Schaltbetrieb	1
SF 131	20	50	300	> 20	10	200	0,5	175	Planar-Transistor	1
SF 132	40	50	300	> 20	10	200	0,5	175	Planar-Transistor	1
SF 136	20	200	300	> 20	10	300	0,5	175	Planar-Transistor	1
SF 137	40	200	300	> 20	10	300	0,5	175	Planar-Epitaxie-Transistor	1
GD 190	30	1500	4000	20...80	—	0,350	10 °C/W	85	neuer 4-W-Typ für	2
GD 191	40								GD 150 bis 180	
GD 192	50									
GD 240	30	3000	10000	20...80	2000	0,450	4 °C/W	85	10-W-Leistungstransistor	2
GD 241	40									
GD 242	50									

1.—25. Tausend

Deutscher Militärverlag · Berlin 1968 · Lizenz-Nr. 5

Lektor: Sonja Topolov

Einbandgestaltung: Wolfgang Ritter

Illustrationen: Heinz Bormann

Zeichnungen: Heinz Grothmann

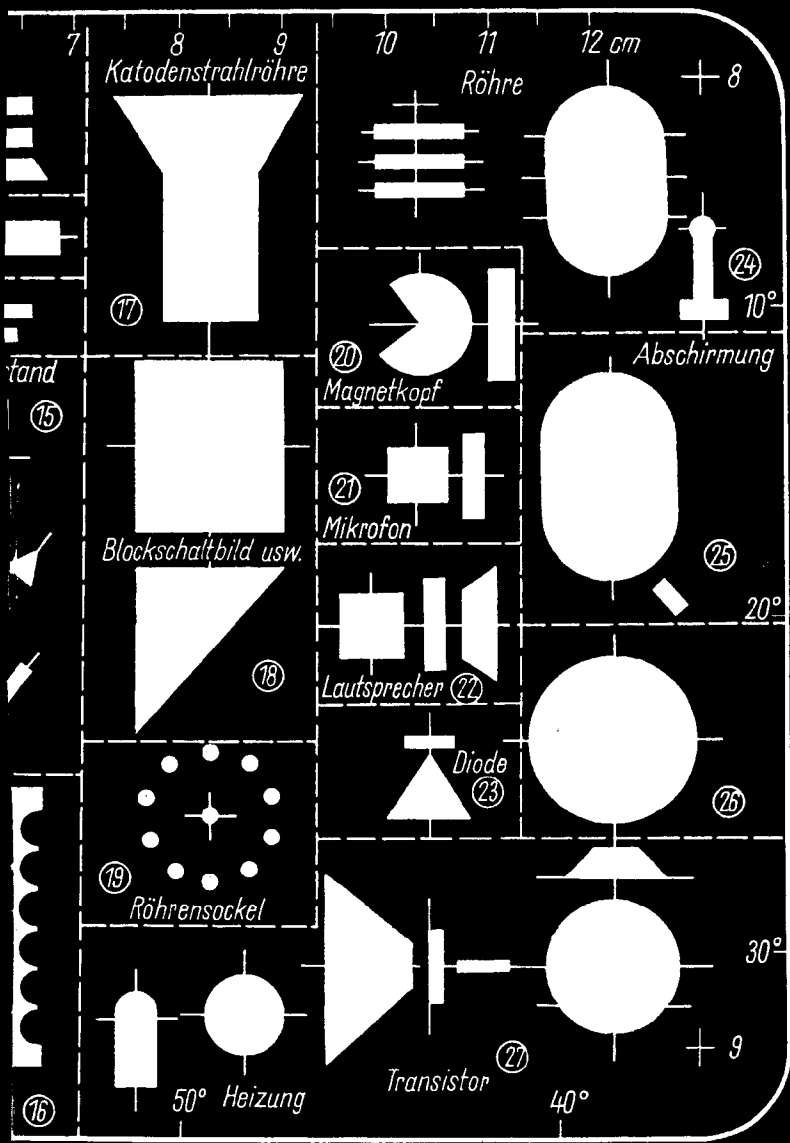
Fotos: Werkfotos, Archivfotos der Verfasser

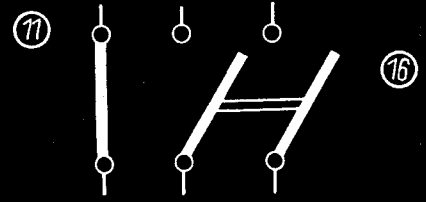
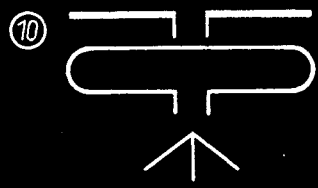
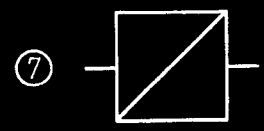
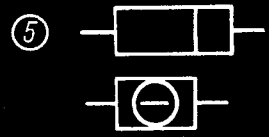
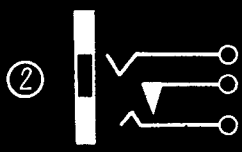
Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Elisabeth Jandke

Vorauskorrektor und Korrektor: Johanna Pulpit

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

7.80

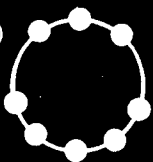




⑮



19



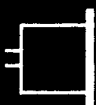
27



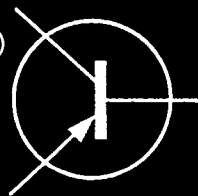
20



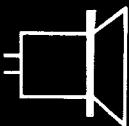
21



27



22



23



24

