



**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1968**



The diagram shows a resistor with four color bands. Arrows point from these bands to the corresponding rows in the table below: the first band to the first color code row, the second band to the second color code row, the third band to the multiplier row, and the fourth band to the tolerance row. A horizontal arrow labeled 'Farbe' points to the right, indicating the color key. The text 'Wert in Ohm' is located at the bottom left.

Farbe	silber	gold	schwarz	braun	rot	orange	gelb	grün	blau	violett	grau	weiß
1. Ring oder 1. Farbpunkt	-	-	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2. Ring oder 2. Farbpunkt	-	-	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Multiplikator	10^{-2}	10^{-1}	1	10	10^2	10^3	10^4	10^5	10^6	-	-	-
Toleranz	$\pm 10\%$	$\pm 5\%$	-	$\pm 1\%$	$\pm 2\%$	ohne Farbe $\pm 20\%$						

Farbkennzeichnung der Widerstände

**Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1968**

Herausgeber : Ing. Karl-Heinz Schubert

Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1968



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 4. 3. 1967

1. — 20. Tausend

Deutscher Militärverlag · Berlin 1967 · Lizenz-Nr. 5

Lektor: Sonja Topolov

Einbandgestaltung: Wolfgang Ritter

Zeichnungen: Heinz Bormann (Vignetten)

Heinz Grothmann (technische Zeichnungen)

Fotos: Werkfotos sowie Archivfotos der Verfasser

Korrektor: Evelyn Lemke

Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Wolfgang Guthmann

Gesamtherstellung: B. G. Teubner, Leipzig III-18-154

7,80

Inhaltsverzeichnis

Kalendarium	9
<i>Dipl.-Journ. G. Wollert</i>	
Der Krieg, der die Elektronik braucht	11
Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (II)	19
<i>Erwin Bekier</i>	
Dieser Mann war der Funker Lenins	25
 Wissenswertes über moderne Technik	
<i>Ing. K. K. Streng</i>	
UKW-Tuner mit Transistoren	30
<i>Obering. G. Wiesner</i>	
ROBOTRON 300	36
<i>Dipl.-Phys. H. J. Fischer</i>	
Anwendungsmöglichkeiten von Fiberoptiken (Lichtleitern)	47
<i>Dipl.-Math. C. Goedecke</i>	
Elektronische Rechenmaschinen als Übersetzer	53
<i>Dipl.-Phys. H. J. Fischer</i>	
Sind Unterwassernachrichtenverbindungen möglich?	63
<i>Ing. R. Anders</i>	
Die Elektronik in der Sportwissenschaft	69
<i>Ing. K. K. Streng</i>	
Einführung in die Problematik des Farbfernsehens (2)	77
<i>Dipl.-Ing. O. Kronjäger</i>	
Betriebszuverlässigkeit und Amateurfunk	83
<i>Dipl.-Phys. H. J. Fischer</i>	
Leitsätze für den Entwurf zuverlässiger Halbleiterschaltungen, für Schaltungsprobung und Bauelementefehler	93

<i>Ing. K. K. Streng</i>	
Kleine Stereopraxis	99
<i>Dr. tech. Béla Magyari</i>	
Kleine Lektion über Bionik	265

Neue Bauelemente

<i>Ing. E. Bottke</i>	
Der Feldeffekttransistor ist im Kommen!	105
<i>Ing. W. Müller</i>	
Anzeigeröhren mit kalten Katoden	113
<i>Dipl.-Ing. A. Bauer</i>	
Neue selektive Bauelemente — Piezofilter	125

Moderne Technik für den Funkamateuer

<i>Dipl.-Phys. J. Lesche</i>	
Schaltungspraxis für die Fuchsjagd (80-m-Band)	131
<i>Till Pricks</i>	
Frequenzmessung im UKW-Bereich	143
<i>Ing. K. H. Schubert</i>	
Empfängerschaltungen für den KW-Hörer	157
<i>Karl Rothammel</i>	
Betrachtungen zur Leistungsfähigkeit horizontaler KW-Antennen ..	169
<i>Hagen Jakubaschk</i>	
Messungen und Prüfungen mit dem Oszillografen	179

Bauanleitungen für Elektroniker

<i>Dipl.-Ing. H. Kuhnt</i>	
Transistormagnetbandgerät selbstgebaut	188
<i>Ing. D. Müller</i>	
Transistorprüfgenerator für den Selbstbau	205
<i>M. Wagner — R. Schlegel</i>	
Spielautomat mit zwei Programmen	215

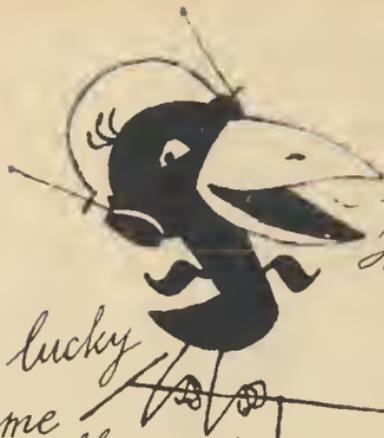
<i>Dipl.-Ing. K. Schlenzig</i>	
Prüfsignalleger TS 7 mit Piezofilter	222
<i>Ing. C. Czirr</i>	
NF-Meßgeräte für den Amateur	227
<i>W. Kriwopalow</i>	
Der elektronische Schießstand	238
<i>U. Swertschow</i>	
Einfache elektronische Lockangel	244
<i>W. Wiegmann</i>	
12 Kanäle — ein Sender für die Funkfernsteuerung, 3fach simultan gesteuert, mit Zeitmultiplexmodulation	248

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

GST-Leistungsschau	258
Der alte Morse und die Nachrichtensoldaten unserer Nationalen Volksarmee	276
<i>Ing. H. Stiehm</i>	
Diplome und Conteste der Funkamateure	279
<i>Erika Schulze</i>	
Erika erzählt von den „Turmfalken“ und ihrem Reservisten	290
Neues von Huggy, dem Elektronenrabben	296
<i>Otto Morgenroth</i>	
Kleines Lexikon für den Newcomer	300

Tabellenanhang

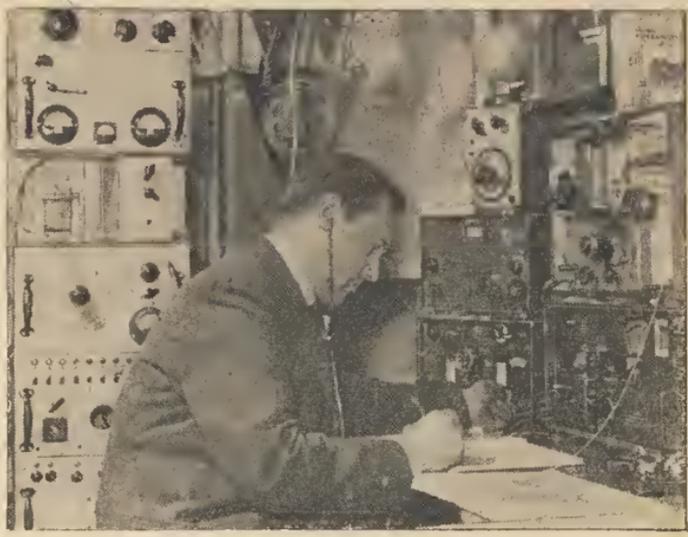
Funktechnische Nomogramme	303
Kennzeichnende Eigenschaften der KWH-Dielektrika für Sinterwerk- stoffkondensatoren	314
Stempel und Kurzzeichen für Kondensatoren aus Sinterwerkstoffen.	314
Weichmagnetische Ferrite von KWH	315
Maniferschalengerne von KWH	316
Primärelemente und Batterien für Transistorschaltungen	316
Anschriften der Radioklubs der GST	320



Huggy's
calling-
Huggy's
calling

1968 lucky
time
on all wares
for old-timers,

new comers,
xyls and yls.
yifb cheerio!



1 9 6 8

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

Der Krieg, der die Elektronik braucht

Dipl.-Journ. G. Wollert

Military electronics

Electronics | May 16, 1966

The war that needs electronics

Das ist ein Bericht über den Einsatz der Elektronik im schmutzigen Krieg des amerikanischen Imperialismus gegen das vietnamesische Volk. Die amerikanische Regierung, die sich schon seit Jahren einer ständig wachsenden Kritik im Ausland und im eigenen Land wegen ihrer verbrecherischen Südostasien-Politik ausgesetzt sieht, versucht mit scheinheiligen Phrasen von Freiheit und Demokratie ihr Tun zu bemänteln. Die in diesem Artikel dargestellten Fakten helfen mit, zu beweisen, daß der amerikanische Imperialismus in Vietnam nichts anderes als eine neue Art von Kolonialpolitik verfolgt, mit dem Ziel, die nationale und soziale Befreiung der Völker Südoasiens zu verhindern und sie seinen Welt-herrschaftsplänen zu unterwerfen. Gleichzeitig zeigen die Fakten aber auch eine Seite der militärischen Schwäche der USA, die in der Unfähigkeit besteht, in der Produktion militärischer Geräte das bekannte Dilemma des kapitalistischen Systems, wie Zersplitterung der Kräfte, Konkurrenzkampf und Profitstreben, auszuschalten. Dieser Beitrag will und kann nicht die ganze Problematik dieses Krieges darstellen, aber bereits der schmale Ausschnitt, den er zeigt, beweist, daß die USA in ihrer Südostasien-Politik vor einem Trümmerhaufen stehen. Je eher die amerikanischen Staatsmänner dies begreifen und daraus ihre Konsequenzen ziehen, um so besser für die USA und die ganze Welt.

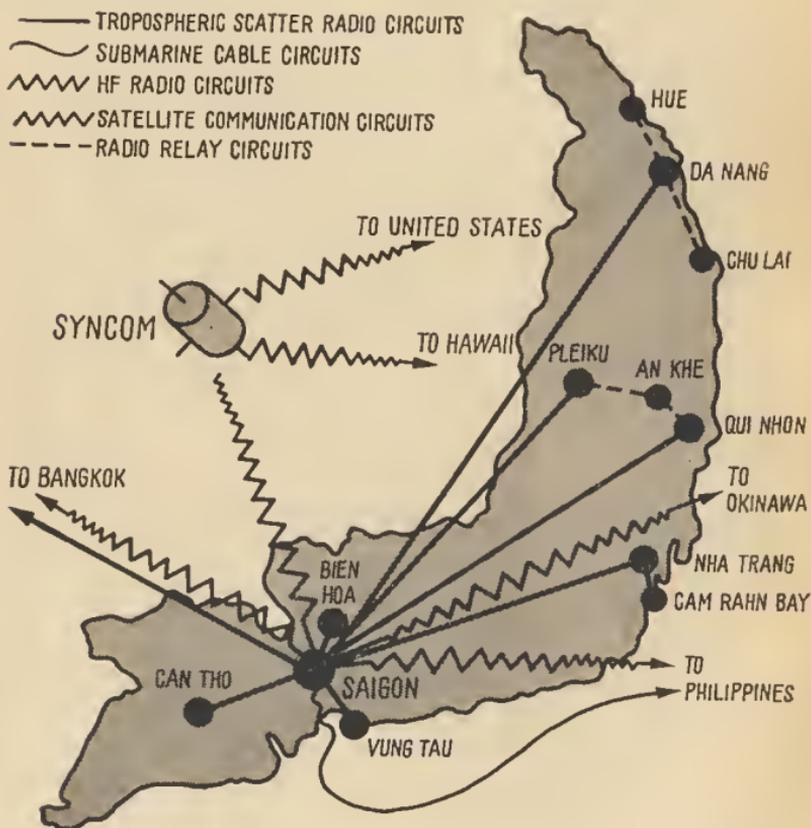
The war that needs electronics (Der Krieg, der die Elektronik braucht) überschrieb die führende amerikanische Fachzeitschrift *Electronics* einen Beitrag. Sie wäre der Wahrheit näher gekommen, hätte sie die Überschrift so formuliert: „Der Krieg, den die amerikanischen Elektronikkonzerne brauchen.“ In diesem Beitrag ent schlüpfen dem amerikanischen Brigadegeneral *Walter E. Lotz*, dem stellvertretenden Stabschef der amerikanischen Aggressionsstreitkräfte in Vietnam für Nachrichtenwesen und Elektronik, bemerkenswerte Eingeständnisse, die den verbrecherischen Charakter des Krieges von seiten der USA enthüllen:

Die Elektronik ist niemals zuvor in einem Krieg so lebhaft in Erscheinung getreten, wie hier in Vietnam. Es gibt drei besonders wichtige Gründe für

den Einsatz der Elektronik in diesem Krieg. Erstens weiß man nie, wo die ‚Front‘ auftaucht – in einem kleinen Dorf, in einer Höhle, in einem Berg oder nachts auf einem Pfad, auf dem Bauern wenige Stunden zuvor Stroh oder Reis transportierten. Um jede Höhle und jeden Baum im Lande zu beobachten und um feindliche Aktionen schon im Keim ersticken zu können, benötigt man ein umfangreiches, organisiertes und kompliziertes Nachrichtensystem. Das gesamte Gelände muß von Nachrichtenverbindungen erfaßt werden.

Der zweite Grund für die große Bedeutung der Elektronik liegt in der Art und Weise, wie der Krieg geführt wird. Kleinere Entscheidungen werden auf höherer Ebene getroffen, als es in vergangenen Kriegen üblich war. Schließlich, so fährt der amerikanische General fort, muß man wissen, wer der Feind ist und wo er sich befindet.

Backbone network



Diese Ausführungen sind äußerst aufschlußreich. Erstens gibt *Lotz* damit zu, daß die USA praktisch den Krieg gegen das ganze vietnamesische Volk führen. Wie wäre es sonst zu erklären, daß man nie weiß, *wo die Front auftaucht und wer der Feind ist*. Zum anderen wird die volle Verantwortung der amerikanischen Regierung für den verbrecherischen Krieg ausdrücklich bestätigt. Wenn *kleinere Entscheidungen auf höherer Ebene getroffen werden, als es in vergangenen Kriegen üblich war* und, wie die Zeitschrift *Electronics* ergänzend bemerkt, *taktische Entscheidungen, die in anderen Kriegen im Felde getroffen wurden, jetzt oftmals vom Pentagon oder sogar vom Weißen Haus persönlich entschieden werden*, so ist damit eindeutig bewiesen, daß die amerikanische Regierung und der USA-Präsident nicht nur über jede Einzelheit dieses Krieges genau unterrichtet sind, sondern sie auch billigen und dafür voll verantwortlich gemacht werden müssen.

Die USA-Elektronik-Monopole und die Regierung in Washington benutzen das Leid und den Tod unzähliger Menschen in Vietnam dazu, ihre Forschungen auf dem Gebiet der militärischen Elektronik weiterzuentwickeln. So schreibt die Zeitschrift *Electronics*: *Die besondere Lage in Südostasien verlangt, daß gewisse Forschungen und Entwicklungen, die woanders nicht möglich sind, an Ort und Stelle durchgeführt werden.*

Das sind Töne, die uns bekannt vorkommen, und die uns an die *Legion Condor* erinnern, an jene militärische Formation der deutschen Faschisten, die im Unterdrückungskampf gegen das spanische Volk u. a. ebenfalls die Aufgabe hatten, militärische Geräte und Waffen zu erproben. Wenige Jahre später richteten sich diese „Forschungen und Entwicklungen“ gegen die friedliebenden Menschen in aller Welt. Wenn überhaupt Unterschiede zwischen den Handlungen der deutschen Faschisten und der amerikanischen Imperialisten in dieser Frage bestehen, so betreffen sie lediglich die Größenordnung. Die heutige „Legion Condor“ der USA in Vietnam umfaßt jetzt über 500 000 Söldner und unglaubliche Mengen von Kriegstechnik aller Art, darunter auch Elektronik. Um keinen Zweifel über das Ziel dieser „Forschungen und Entwicklungen“ aufkommen zu lassen, fügt die Zeitschrift *Electronics* hinzu, daß *die Ergebnisse der Forschungs- und Entwicklungsarbeit in Südostasien nicht allein auf Thailand und Südvietnam beschränkt bleiben. Sie wirken sich aus auf die Forschungszentren in den gesamten Vereinigten Staaten. Die hier geleisteten Forschungen werden nicht nur helfen, den Vietnamkrieg zu führen, sondern sollen die Vereinigten Staaten auch auf militärische Operationen vorbereiten, die sie, falls erforderlich, in ähnlichem Gelände durchführen müssen.*

Dies zeigt deutlich genug, daß die amerikanischen Imperialisten mit dem Gedanken spielen, ihre Unterdrückungskriege auch auf andere Gebiete auszudehnen. Daß die USA solche Pläne nicht nur verkünden, sondern auch an ihrer Realisierung arbeiten, dafür ein Beispiel: Ein Reporter der genannten Zeitschrift berichtet, als wäre es die selbstverständlichste

Sache der Welt, von der Entwicklung an einer Wetterstation, die ein Mann tragen kann. Sie muß handlich und einfach genug für einen nicht speziell ausgebildeten Funker zu handhaben sein. Bei einer unkonventionellen Kriegführung kann es vorkommen, daß ein einzelner in ein feindliches Land gehen muß, um eine größere Invasion vorzubereiten. Er wird spezifizierte Bodenwetterdaten benötigen, um sie den einmarschierenden Truppen zu übermitteln.

Doch der USA-Imperialismus und die amerikanischen Monopole denken noch weiter. Sollte es nicht gelingen, den Krieg weiter auszudehnen, und sollten die Friedenskräfte in aller Welt einen für das vietnamesische Volk annehmbaren Friedensschluß erzwingen, so glaubt man sich auch in dieser Situation bereits heute gesichert.

Mr. W. D. Carter, Direktor des amerikanischen Page-Konzerns, meint: *Da unsere 120 Fußantennen, wenn sie in Beton gelagert sind, leicht bewegt werden können, hat Südvietnam ein schönes ziviles Verbindungsnetz, wenn der Krieg vorbei ist. Es wird den Neid des gesamten Fernen Ostens erregen. Ein Armeebeamter fügt hinzu, daß er bezweifelt, ob die vietnamesische Regierung (das Ky-Regime) finanziell in der Lage sein wird, dieses Netz in Gang zu halten. Wenn die US-Streitkräfte jedoch dort bleiben, wie sie es in (Süd-)Korea taten, könnten die amerikanischen Ingenieure der Page- und Philco-Konzerne dort eine Lebensstellung haben.*

Von der USA-Regierung wurde eine große Zahl von solchen Ingenieuren nach Vietnam geschleust. Sie sind Zivilangestellte und halten die militärischen elektronischen Anlagen der amerikanischen Aggressionsstreitkräfte in stand. *Wir könnten ohne sie nicht auskommen, sagt der amerikanische Brigadegeneral Lotz ohne Zurückhaltung.*

Das ist eine andere große Neuheit auf dem Gebiet der Elektronik in diesem Krieg. Wahrscheinlich arbeitet das erste Mal eine große Zahl in der Industrie beschäftigter, ziviler Funkingenieure mit den Soldaten der Front richtig zusammen. Wir haben jetzt 300 bis 400 solcher Funkspezialisten und werden in 6 Monaten das Doppelte dieser Anzahl beschäftigen.

Doch diese „Invasion“ von zivilen Funktechnikern, die die Voraussetzungen für spätere wirtschaftliche und politische Erpressungen schaffen sollen, wird von den USA nicht nur in Südvietnam forciert. Die Zeitschrift *Electronics* schreibt unter der Überschrift *Thailand: Das Pentagon sträubt sich noch dagegen, offiziell einzugestehen, daß Tausende von US-Technikern in Thailand am Vietnamkrieg teilnehmen. Doch die wie Pilze aus der Erde schießenden Nachrichtenstationen, Funkmeßstationen und Luftstützpunkte sind ein Beweis für die Anwesenheit der Amerikaner, und viele der US-Flugzeuge, die Nordvietnam bombardieren, steigen von Thailand aus auf.*

Der amerikanische Imperialismus stößt beim militärischen Einsatz elektronischer Geräte im Krieg gegen das vietnamesische Volk auf große Schwierigkeiten. Das Profitstreben und der erbitterte Konkurrenzkampf

zwischen den amerikanischen Elektronikkonzernen machen eine Standardisierung der Ausrüstung unmöglich und erschweren die Bereitstellung von Ersatzteilen außerordentlich.

Colonel *Redman*, ein amerikanischer Nachrichtenoffizier in Thailand, äußerte: *Unsere Generatoren geben eine zu geringe Leistung. Sie werden von einer Anzahl Gesellschaften hergestellt. Sie sind nicht standardisiert, ihr Aufbau ist nicht genormt. Wir brauchen aber eine Sorte von Generatoren. Ersatzteile benötigen 6 Monate, um hierher zu gelangen. Auch die Fernschreibeinrichtungen sind nicht standardisiert. Keines der Teile paßt von vornherein. Wir mußten bitten, borgen und stehlen, um ein arbeitsfähiges System zu erhalten. Gegenwärtig haben wir vier verschiedene Arten von Multiplexergeräten.*

Die Bereitstellung von Ersatzteilen für fast alle Funkgeräte der amerikanischen Armee in Vietnam bereitet große Schwierigkeiten. Einen besonderen Fall stellt das Funkgerät ARC-45 dar. Dieses Gerät, das einen kleinen Sender mit geringer Leistung hat, war ursprünglich für einen begrenzten Anwendungsbereich vorgesehen. Als es für den Einsatz im Aufklärungsflugzeug 01-E Cessna angepaßt werden mußte, stellte sich heraus, daß nicht genügend Ersatzteile vorhanden waren. Nicht viel anders verhält es sich mit dem Kurzwellenradargerät vom Typ AN/PSS-4, das Personen und Fahrzeuge auffassen kann. Es gibt für dieses Gerät keine Ersatzteile in Südvietnam.

Bei einem Einsatz stellte sich heraus, daß das Gerät AN/MPQ-4 für die Lokalisierung von Granatwerfern und das Mikrowellenradargerät AN/TPS-33 „unpäßlich“ waren. Bei beiden Geräten waren infolge der hohen Temperaturen insgesamt 5 Transformatoren ausgefallen. Der einzige zur Verfügung stehende Ersatztransformator konnte bereits seit Wochen nicht eingesetzt werden. Zwei Tage später war das Gerät für die Ortung von Granatwerfern immer noch nicht im Einsatz. Auf eine diesbezügliche Frage antwortete ein amerikanischer Major: *Nein, es ist noch nicht da, und das ist auch gut so. Es geht jedes Mal nur 5 oder 10 Minuten und fällt dann aus. Und wenn es arbeitet, dann bestreicht es nur einen Winkel von 22,5°, und das ist hier völlig unzureichend.*

Die Ersatzteilfrage scheidert vielfach an Kleinigkeiten. So sind in Gerätewagen des US-Marinekorps, die für die Navigation benutzt werden, keine Ersatzteile vorhanden. *Es gibt keinen Grund in der Welt, warum nicht alle Ersatzteile für ein vollständiges System in einem Wagen mitgeführt werden können,* sagt verbittert ein amerikanischer Major. *Wenn in unserem Wagen ein Gerät versagt, dann ruft der Bedienungsmann den Instandhaltungsmann, der laut Vorschrift 1000 Fuß entfernt sein muß. Dieser Mann läuft die 1000 Fuß, um zu sehen, wo der Fehler liegt. Dann läuft er zurück, nimmt ein Ersatzteil und kehrt in den Wagen zurück, um den Fehler zu beseitigen. Es gibt keinen Grund dafür, warum nicht jeder Wagen etwas größer sein kann und seine eigenen Ersatzteile bei sich führt. Das einzige Ergebnis des*

jetzigen Aufbaus, sagt der aufgebrachte Major, ist, daß wir die magersten und die am schnellsten laufenden Instandhaltungsmänner des Marinekorps besitzen.

Die amerikanischen Elektronikkonzerne scheinen sich zur Devise gemacht zu haben: Höchster Profit bei geringstem Aufwand. So sieht sich der amerikanische General Lotz zu folgendem Eingeständnis gezwungen: *Obleich viele der in Südvietnam eingesetzten Ausrüstungen in Südkorea ausprobiert wurden, gibt es noch eine erschreckend große Anzahl von Versagern. Der Antennenwählschalter des neuen Einseitenbandempfängers AN/MRC-95 z. B. korrodiert und bricht ab, wenn er naß wird. Das relativ neue Hochfrequenzfunkgerät AN/PRC-47 ist beispielsweise durch eine Schraube am Boden befestigt; wenn man es auf nassen Boden stellt, dringt Wasser in die Öffnung, und das Gerät hört auf zu arbeiten.*

Staub dringt überall ein, und nur ein geringer Teil der elektronischen Ausrüstung ist so gebaut, daß sie dem widerstehen kann. Die hohe Umgebungstemperatur zerstört die Transistoren. Energiegeneratoren schwanken, und Röhren versagen.

Staub scheint für die amerikanischen Geräte überhaupt so etwas wie eine Katastrophe zu sein. Die Geräte ARC-44 und ARC-45, die für Flugzeuge verwendet werden, sind in dieser Hinsicht besonders empfindlich. Wenn das feine rote Mehl in die Abstimmvorrichtung dringt, zerstört es die Drehkondensatoren.

Die amerikanischen Elektronikkonzerne, die aus dem Kriegsbudget des Pentagon, also aus der Tasche des amerikanischen Bürgers, enorme Profite scheffeln, scheinen sich nur geringe Sorge um die Einsatzfähigkeit ihrer Geräte zu machen. So sind eine ganze Anzahl von neuen Ausrüstungen mit großen Mängeln behaftet. Eine neue HF/SSB-Einheit für Weiterverbindungen mit der Bezeichnung 618 T von der Firma Collins, bereitet nach Aussage eines für die Instandhaltung verantwortlichen Offiziers in Nha Trang viel Ärger: *Der Spannungsumformer dieses Geräts ist oft in der Werkstatt. Die Gleichrichter brechen zusammen, und die 2N1523-Transistoren fallen aus. Das ist durch die Stromschwankungen begründet bzw. durch Kurzschluß im Sender, hervorgerufen durch Ausfall der Kraftverstärkeröhren. Wenn ein Transistor ausfällt, folgen alle anderen.*

Neue Ausrüstungen der Marine zur Führung von Flugzeugen bewähren sich ebenfalls nicht. Die alten, wenn auch weniger beweglichen Ausrüstungen konnten 3 Flugzeuge auf einmal lenken. Das neue Gerät lenkt nur zwei. Die alte Einheit konnte kontinuierlich suchen und präzise Spuren geben, die neue kann das eine oder das andere, aber nicht beides. Ein weiterer Rückschritt bei dieser „Neuentwicklung“ ist, daß sie 45 Minuten benötigt, um einsatzbereit zu sein, weil sie aufgeheizt werden muß. Wenn ein Flugzeug landen will und die Station hat abgeschaltet, muß das Luftfahrzeug 45 Minuten über dem Flugplatz kreisen, bis das System betriebsbereit ist.

Über das Funkgerät MRC-95 sagt der Instandhaltungs-offizier Nagamini vom Stützpunkt *An Khe*: *Das einzige Problem mit dem MRC-95 ist eine kleine häßliche Angelegenheit, durch die es oft in die Reparaturwerkstatt muß. Das auf einen Jeep montierte Gerät wird durch die Jeepbatterie oder von einem externen 3-kW-28-V-Generator versorgt. Wenn das Funkgerät in Betrieb ist und jemand den Jeepmotor startet, zerstört ein Stromstoß sämtliche Transistoren.*

Nach Meinung eines amerikanischen Spezialisten hätte das Funkgerät AN/ARC-54 niemals im Flugzeug UH-1D *Iroquois* eingesetzt werden sollen. *Es ist ein guter Empfänger für größere Luftfahrzeuge, wie die CH-47 oder die CV-1 Caribou, aber nicht für dieses Flugzeug, alles geht schief mit ihm.*

Auch im drahtgebundenen Verkehr gibt es enorme Schwierigkeiten. Hierbei sind die Kabel ein besonderes Problem. Capt. Carter, Inspektor für Boden-instandhaltung und Capt. Erxleben, ein Schwadronsnachrichtenoffizier, klagen: *Wir haben zuviel Kabel. Wir haben Drähte, die den Berg hinauf- und hinabführen, die aber ständig beschädigt sind, und zwar durch den Gegner, durch vietnamesische Holzfäller, durch Felssplinter, Korrosion oder durch Ratten. Ratten fressen keinen Gummi, aber sie sind auf Plastik scharf. Glücklicherweise haben wir ein Plastikkabel, das noch mit einem anderen Material überzogen ist und das sie nicht anfressen. Wenn wir das nicht hätten, müßten wir den Krieg einstellen.*

Es könnte nach diesen Beispielen der Eindruck entstehen, als sei die militärische Elektronik der USA durch und durch unzuverlässig. Das ist natürlich nicht der Fall. Der USA-Imperialismus hat in Südvietnam und Thailand eine sehr gefährliche Kriegsmaschinerie aufgebaut. Aber in ihr werden auch die Widersprüche des gesamten imperialistischen Systems deutlich sichtbar. Die technische Perfektion des Mordens an den um ihre Freiheit kämpfenden Völkern Südostasiens hat auch ihre durch das monopolkapitalistische System bestimmten Grenzen. Die Fehler und Mängel in der Kriegsmaschinerie der Vereinigten Staaten zeigen, wenn auch nur auf einem Teilgebiet, die ganze Schwäche und Brüchigkeit des US-Imperialismus.

Vor allem jedoch ist die politische Zielsetzung des US-Imperialismus im Aggressionskrieg gegen das vietnamesische Volk völlig unreal und hat dazu geführt, daß die Völker mehr und mehr dem verbrecherischen Krieg der USA in Vietnam ihren Widerstand entgegensetzen. So kann und wird es nicht ausbleiben, daß der heldenmütige Kampf des vietnamesischen Volkes, unterstützt von den sozialistischen Brudervölkern und allen friedliebenden Menschen in der Welt, dem Mordtreiben des US-Imperialismus früher oder später ein Ende setzt.

Aus unserem Produktions- und Lieferprogramm

Elektronische Zeitrelais und Zubehörgeräte

zum verzögerten Einleiten
von Schaltvorgängen

Thermische Wicklungs- schutze mit Meßfühler

(Heiß- bzw. Kaltleiter)
zur Überwachung von Wick-
lungs- und Lagertemperaturen

Temperatur- Zweipunktregler TZR 1

für Temperaturregelungen
an Plastverarbeitungsmaschinen,
Industrieöfen, Trocknungs-
Wärmeanlagen usw.



Magnetverstärkerdrosseln

zum Aufbau magnetischer Verstärker

Magnetische Leistungsverstärker

zur stufenlosen Änderung von Gleich- bzw. Wechselspannungen
(z. B. bei Drehzahl-, Temperatur-, Helligkeitssteuerungen)

Gleichstromverstärker VG 01

dreistufiger transistorbestückter Verstärker als Schalter für Lichtschranken,
Grenzwertanzeiger mit sprunghafter „Ein-Aus-Stellung“

Pendelblinker

als Blinkspannungserzeuger in der Signal- und Sicherungstechnik
zur optischen Signalgabe

VEB **wetron** WEIDA/THÜRINGEN

Werk für elektronische Baugruppen der Regelungstechnik

6508 Weida, Geraer Straße 36

Telex: 058208 Telegramme: WetronWeida

Telefon: Weida 2 01

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



Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik

Gegen den bereits eingeführten optischen Flügeltelegraphen von *Chappe* konnten sich die elektrostatischen und elektrochemischen Telegraphen nicht durchsetzen.

Eine neue Situation entstand, als etwa 1820 der dänische Physiker *Hans Christian Oerstedt* (1777 bis 1851) das Prinzip des Elektromagnetismus entdeckte. Bei Versuchen mit elektrischem Strom bemerkte er, daß eine in der Nähe des stromdurchflossenen Drahtes befindliche Magnetnadel abgelenkt wurde. Von dem russischen Gelehrten *Pawel Lwowitsch Schilling* (1786 bis 1837) wurde diese Entdeckung für die Anwendung in der Telegrafie vervollkommen. 1832 konnte er in seiner Wohnung in Petersburg den elektromagnetischen Nadeltelegraphen vorstellen. Die Anlage bestand aus einem Sender und einem Empfänger. Der Sender verfügte über eine Klaviatur, die sich bis heute bei den Schreibtelegraphen erhalten

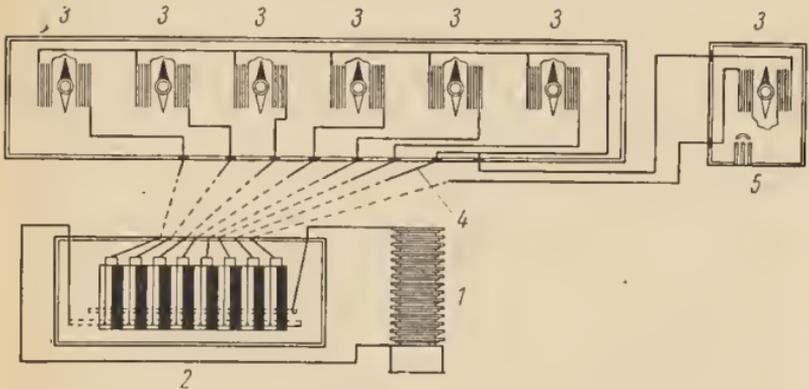


Bild 1 Schema des elektromagnetischen Nadeltelegraphen von Schilling;

- | | |
|-----------------------------------|--------------------|
| 1 - Stromquelle (Vollasche Säule) | 4 - Leitungssystem |
| 2 - Tastatur | 5 - Rußeinrichtung |
| 3 - Magnetnadeln | |

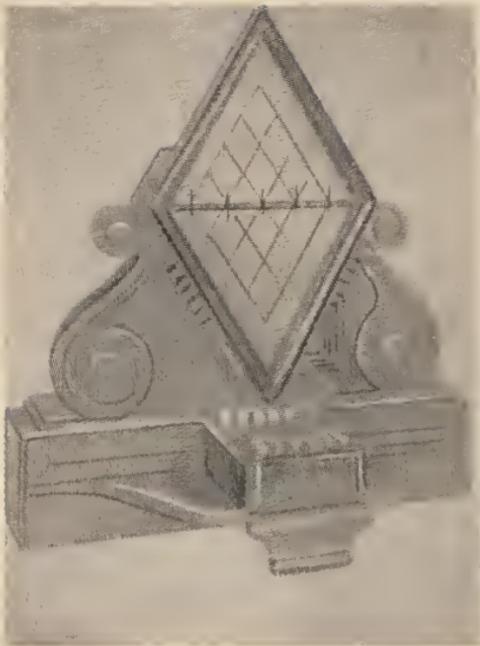


Bild 2
Nadellelegraf von Cooke
und Wheatstone

hat. Beim Empfänger benutzte *Schilling* 6 Magnetnadeln für die Textübertragung und eine Magnetnadel für den Anruf. Die Ablenkungen der Magnetnadeln nach links und rechts stellte *Schilling* zu einem Alphabet zusammen. *Schilling*, der später als Staatsrat in die Gesandtschaft nach München versetzt wurde, führte am 23. 9. 1835 seinen elektromagnetischen Nadellelegrafen auch der Versammlung der deutschen Naturforscher und Ärzte in Bonn vor.

1836 bewies *Schilling* noch einmal die Brauchbarkeit seines Telegrafen, als er über eine Entfernung von 10 km auf Unterwasserleitungen Telegramme übermittelte. *Schilling* schuf damit auch das erste Unterseekabel. Doch weder in Rußland noch in Deutschland konnte sich damals sein elektromagnetischer Nadellelegraf durchsetzen.

Der Heidelberger Professor *Muncke* machte den Telegrafen von *Schilling* durch seine Vorlesungen bekannt. In einer dieser Vorlesungen befand sich 1836 zufällig auch der junge Engländer *William Fothergill Cooke*, der sich in Heidelberg aufhielt, um die Anfertigung automatischer Wachsmodelle zu erlernen. *Cooke* war von dem *Schillingschen* Nadellelegrafen so begeistert, daß er seinen Beruf aufgab und sich fortan nur noch der Telegrafie widmete. Er konstruierte einen Nadellelegrafen mit 3 Nadeln und einem elektromagnetischen Wecker, den er dem englischen Physiker *Charles*

Wheatstone (1802 bis 1875) vorführte. Am 12. 6. 1837 erhielten beide das britische Patent auf ihren 5-Nadel-Telegraphen, der nach 1840 sehr schnell bei den im Bau befindlichen Eisenbahnen in England eingeführt wurde. Durch die Erfolge waren die Namen *Cooke* und *Wheatstone* bald in aller Munde, während an den eigentlichen Erfinder *Schilling*, der 1837 starb, kaum noch jemand dachte. Jedoch muß anerkannt werden, daß *Wheatstone* in seinen Schriften immer nur von Verbesserungen spricht, die er an *Schillingschen* Nadeltelegraphen vorgenommen habe.

Zur gleichen Zeit beschäftigten sich in Deutschland zwei hervorragende Gelehrte ebenfalls mit dem elektromagnetischen Telegraphen, *Karl Friedrich Gauß* (1777 bis 1855) und *Wilhelm Weber* (1804 bis 1891). *Gauß*, der überragende Mathematiker, Astronom, Geodät und Physiker, war Professor der Astronomie in Göttingen und Direktor der dortigen Sternwarte. Der wesentlich jüngere *Weber*, von *Gauß* als Professor der Physik 1831 nach Göttingen empfohlen, arbeitete zu jener Zeit wie *Gauß* an den Problemen des Erdmagnetismus. Die räumliche Entfernung zwischen den beiden Arbeitsstätten regte die beiden Professoren an, sich mit Hilfe der Elektrizität zu verständigen. Erste Versuche erfolgten zwischen der Stern-



Bild 3
Karl Friedrich Gauß
(1777 bis 1855)



Bild 4
Wilhelm Weber
(1804 bis 1891)

warte und einem 100 m entfernten Häuschen, in dem magnetische Messungen durchgeführt wurden, und 1833 nahmen *Gauß* und *Weber* erstmals eine Telegrafenlinie mit elektromagnetischem Telegrafen in Betrieb. Das berühmt gewordene erste Telegramm „*Michelmann* kommt“ besagte, daß der Laboratoriumsdiener *Michelmann* unterwegs sei, um nachzufragen, ob das Telegramm angekommen sei. Nach diesen erfolgreichen Versuchen richteten dann beide ihre Telegrafenlinie zwischen der Sternwarte und dem physikalischen Kabinett ein. Die überbrückte Entfernung betrug etwa 1 km. *Gauß* und *Weber* benutzten nur eine Magnethülse für ihren Telegrafen. Ihr Vorschlag, diesen im Sicherungswesen der entstehenden Eisenbahn zu verwenden, schlug wegen der Kostenfrage fehl.

Während *Gauß* den politischen Bestrebungen der damaligen Zeit fernstehend, war *Weber* schon in jungen Jahren fortschrittlichen Ideen zugewandt. So gehörte *Weber* zu den „Göttinger Sieben“, die 1837 dem verfassungsbrüchigen hannoverschen König die Huldigung und den Eid auf die neue, antidemokratische Verfassung verweigerten. Neben anderen Professoren gehörten zu den „Göttinger Sieben“ auch die beiden Brüder *Jakob* und *Wilhelm Grimm*. Ganz Deutschland bewegte damals diese Protestaktion: Sympathiekundgebungen und Geldsammlungen für die

„Göttinger Sieben“ fanden statt, die entlassen und zum Teil des Landes verwiesen wurden. *Weber* ging als Professor nach Leipzig, wo er bis 1849 wirkte, dann kehrte er als moralischer Sieger heim nach Göttingen, wo er bis zu seinem Tode blieb.

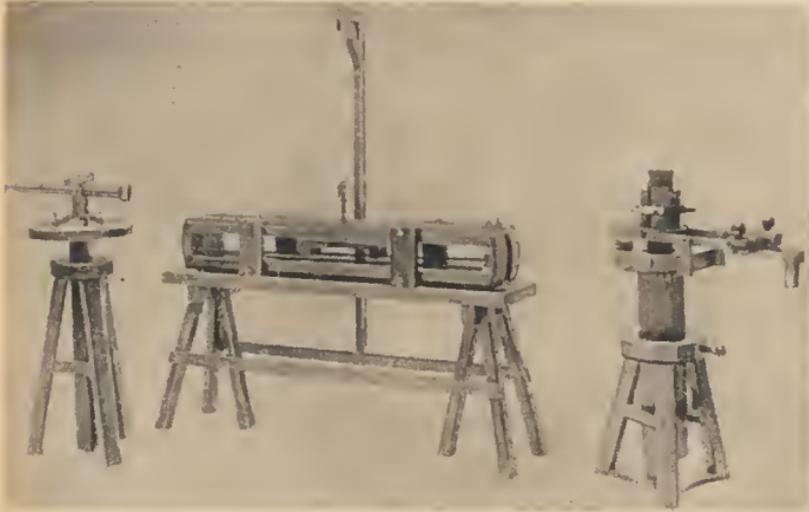


Bild 5 Ansicht des Originals des elektromagnetischen Nadeltelegraphen von Gauß und Weber, der sich im Besitz der Universität Göttingen befindet

Der größte Nachteil der bisher entwickelten Telegraphenapparaturen lag darin, daß man als Nachricht nichts Dauerhaftes erhielt, sondern angewiesen war auf die Zuverlässigkeit und Geschicklichkeit des Aufnehmenden. Darin ist wohl auch der Grund zu sehen, warum weder die Nadel- noch die Zeigertelegraphen in größerem Umfang eingeführt wurden. Erst als 1835 von dem amerikanischen Maler und Erfinder *Samuel Morse* (1791 bis 1872) der erste brauchbare Schreibtelegraph und das aus Strichen (langen Stromimpulsen) und Punkten (kurzen Stromimpulsen) bestehende Morse-Alphabet erfunden wurden, konnte die elektromagnetische Telegrafie ihren Siegeszug um die Welt antreten. Darüber mehr in unserem nächsten Jahrbuch.

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



Dieser Mann war der Funker Lenins

*Erwin Bekier berichtet
von einer
interessanten Begegnung*

Ich begegnete ihm zum ersten Mal in seiner Heimatstadt Leningrad, als er nach 40jähriger Tätigkeit in der Arktis zurückgekehrt war. Er hatte dort als Fachmann viele Funkstationen aufgebaut und zum Teil geleitet, ein Pionier der Erschließung des sowjetischen Hohen Nordens. Als ich mich als Journalist vorstelle, will er mir von seinen Abenteuern in der Arktis berichten, das erscheint ihm im ersten Augenblick naheliegender. Doch dann sprechen wir von einem Erlebnis, das 50 Jahre zurückliegt.

„Das war so“, erinnert sich Doshdikow: „Ich diente im Oktober 1917 in der Funkstation von Zarskoje Selo bei Petersburg (heute Puschkin bei Leningrad); es war die einzige Großfunkstation des russischen Heeres, die nicht nur mit allen unseren Armeestäben, sondern auch mit den Hauptquartieren der damals verbündeten Mächte im Krieg gegen Deutschland, wie Frankreich, England, Italien und sogar Amerika, Verbindung hatte. Nach dem Sturz der Zarenregierung führte der Generalstab des russischen Heeres die Befehle der zeitweiligen bürgerlichen Regierung unter Kerenski aus. Unsere Funkstation wiederum unterstand direkt dem Hauptquartier.“

„Unsere Großfunkstation war, wie man damals sagte, ein sogenannter Intelligenztruppenteil. Für diese Arbeit suchte man die besten, ausgebildeten Mechaniker und selbstverständlich schreib- und lesekundige sowie sprachkundige Menschen aus. Obwohl wir weit außerhalb der Stadt lagen, drangen doch die Gerüchte von den Zusammenstößen zwischen der bürgerlichen Regierung und den Bolschewiki in wenigen Stunden zu uns. Die meisten der Soldaten und auch viele Offiziere der mittleren Laufbahn sympathisierten mit den Bolschewiki. Trotzdem wurden nach wie vor die Befehle des Generalstabs durchgeführt, und auch die Meldungen, die von den Hauptquartieren der verbündeten Armeen und unseren Armeestäben kamen, lieferten wir im Generalstab ab, der sich gegenüber dem Winterpalais — dem Sitz der bürgerlichen Regierung — befand. Es bestand schon lange eine bolschewistische Gruppe unter Leitung des Soldaten Tuslin. Auch ich gehörte dieser Gruppe an. Wir organisierten Versammlungen, und unter unserem Einfluß gründeten die 160 Angehörigen der Funkstation einen Soldatenrat.“

In der Hauptstadt spitzt sich inzwischen die Situation zu. Die deutschen Kaisertruppen nehmen am 21. August 1917 die Stadt Riga. Wir erfahren zuerst davon. Das Oberkommando funkt: ‚Unter dem Druck der überlegenen feindlichen Kräfte mußte die Stadt dem Gegner überlassen werden.‘ Das ist eine niederschmetternde Nachricht. Bald stellt sich heraus, daß General Kornilow die Stadt Riga einfach geräumt hat. Er marschiert auf Petersburg, ‚um die Revolution zu ersticken‘. Hinter Kornilow marschieren unangefochten die deutschen Kaisertruppen. Die bürgerliche Regierung trifft keinerlei Abwehrmaßnahmen. Nur die Partei der Bolschewiki organisiert ihre Roten Garden zum Abwehrkampf. Wir sitzen in der Hauptfunkstation — dem Ohr des Heeres —, und regelmäßig schickt unsere Parteigruppe einen Verbindungsmann in die Stadt, um zu erfahren, wie wir uns verhalten sollen.

An den Funksprüchen, die wir aufgeben müssen, merken wir, daß die bürgerliche Regierung bestrebt ist, ihr ergebene Truppen von der Front nach Petersburg zu rufen. Schüler der Offiziersschulen, Kosakentruppenteile und sogar Studenten und Gymnasiasten aus den Regierungsinternaten werden in die nahe dem Winterpalast gelegenen Straßen- und Häuserviertel beordert. Am 23. Oktober bekommt unsere Funkstation einen Aufruf Kerenskis, einen Hilfeschrei, die zeitweilige Regierung unter allen Umständen zu unterstützen und ihr zu Hilfe zu eilen. Der Aufruf verweist auf die bolschewistische Gefahr, die Rußland mit Hunger und Elend bedrohe.“

Doshdikow denkt einen Moment nach, und ihm fällt sogar der Name des Funkers ein, der diesen Aufruf Kerenskis über den Sender gab: „Der Funker Alexander Tschibisow gibt diesen Aufruf durch. Ich löse ihn vorzeitig ab und funke von mir aus folgende Botschaft in den Äther: ‚An alle — an alle! Genossen Werktätige! — Kerenski betrügt euch, glaubt ihm nicht, nehmt die Macht in eure Hände! Alle Macht den Sowjets!‘“ Am 26. Oktober 1917 fährt Doshdikow mit einem Paket Funktelegrammen zum Smolny.

Dort hatte der Stab der Bolschewiki unter der Leitung von Lenin seinen Sitz. Man verfügte zu diesem Zeitpunkt nur über die kleine Sendestation auf dem Panzerkreuzer „Aurora“ und einige kleinere Funkgeräte von örtlicher Reichweite. Man kann sich also vorstellen, wie groß das Erstaunen im Stab der Revolution gewesen sein mußte, als diese Funkstation die Durchsage Nikolai Doshdikows aufnahm.

Und nun schildert Nikolai Doshdikow, wie er am Tage, der der erste Tag der Oktoberrevolution war, mit dem Mantel eines Fähnrichs und einem französischen Stahlhelm auf dem Kopf mit dem Vorortzug nach Petersburg fuhr, während konterrevolutionäre Truppenteile auf die Stadt zumarschieren. „Mit der Straßenbahn komme ich bis zum Smolny. Hier wimmelt es von Bewaffneten. Leute gehen in das Gebäude und eilen wieder heraus. Autos kommen an und fahren wieder ab. Fast alle haben sich rote

Armbänder oder Mützenbänder angelegt. In den Händen halten sie Gewehre. Vom Gürtel baumeln Revolver, Säbel, Dolche und Handgranaten. Die Matrosen haben Maschinengewehrgrurte kreuzweise über die Brust gewickelt. Einige MG stehen an den Eingängen. Es herrscht ungewöhnlicher Lärm.

Man läßt mich ohne Beanstandung durch.

Nach wiederholtem Fragen komme ich in die dritte Etage. Hier ist es ruhiger.

Wieder frage ich nach Lenin und bekomme endlich eine genaue Antwort: „Zimmer 38.“ Ich finde das Zimmer, aber an der Tür stehen zwei bewaffnete Arbeiter. „Ist hier Lenin?“ frage ich. — „Was willst du?“ — „Ich muß ihn in einer besonders wichtigen Sache sprechen.“ — „Hier gibt es keine besonders wichtigen Sachen, hier sind alle Sachen wichtig.“ — „Ich habe aber ein Paket mit wichtigen Papieren.“ — „Hör mal, weißt du eigentlich, was los ist? Glaubst du vielleicht, Genosse Lenin hat Zeit, jetzt deine wichtigen Papiere zu lesen?“ — „Ich weiß, was los ist. Gerade deshalb bin ich gekommen.“ — „Na, dann gib doch deine Papiere irgend jemand.“ — „Solche Dinge gibt man nicht irgend jemand, diese Papiere muß ich Lenin geben.“ — „Sag mal, wer bist du denn eigentlich, woher kommst du?“ — „Das hättest du gleich fragen sollen. Ich komme von der Großfunkstation und bringe wichtige Funksprüche.“ — „Ich weiß nicht, du siehst mir wie ein Offizier aus.“ — „Wenn du mich nach dem Bart beurteilst, dann könnte ich auch ein General sein.“ — „Generale gibt's nicht mehr, die sitzen.“ Wütend reiße ich mein Paket auf und zeige dem Posten die Funksprüche. „Streng geheim.“ „Nur für Armeestäbe.“ „Vertraulich.“

Beide Rotgardisten blicken auf die Funksprüche und sagen zugleich und in einem Tonfall: „Geh durch.“

Nicht ohne Aufregung öffne ich die Tür und betrete das Zimmer. Im Sessel sitzt Lenin. Ich erkenne ihn sofort nach den Bildern, obwohl ich ihn noch nicht gesehen habe. Ohne Unterlaß wendet er sich an die Umstehenden, mal an den einen, mal an den anderen. Er fragt, antwortet, gibt Befehle und einigen reicht er handgeschriebene Notizen. Ich stehe unbeachtet zwei Schritte vom Tisch.

Nach einer Weile gehe ich etwas dichter zum Tisch. Lenin schaut mich mit rot entzündeten Augen an. „Was haben Sie, Genosse?“ — „Ich bringe Funktelegramme aus dem Ausland. Nachrichten von der Front.“ — „Woher?“ — „Von der Funkstation Zarskoje Selo.“ — „Sagen Sie mal, wer hat vor zwei Tagen von dieser Radiostation für uns agitiert? Wer hat diesen Funkspruch abgeschickt?“

Ich bin verwundert, woher Lenin das weiß, und sage ihm, daß ich es für richtig hielt, nach diesem Aufruf Kerenskis meinen Funkspruch zu senden. „Als was arbeiten Sie?“ -- Ich gebe Auskunft.

„Sie haben eine gute, notwendige Sache gemacht. Ich danke Ihnen für diesen ersten Funkspruch der Sowjetmacht. Das war sehr gut. Ich danke

Ihnen nochmals.‘ Und Lenin reicht mir über den Tisch seine Hand. Mein Paket wird geöffnet. Lenin liest in den Funksprüchen und ruft zwischendurch aus: ‚Sehr interessant! Bekommen Sie viele solcher Funksprüche? Berichten Sie, aber kurz, ganz kurz von der Arbeit Ihrer Funkstation.‘ Ich berichte, daß wir Nachrichten aus Paris und Lyon, aus England, Italien und aus Afrika empfangen sowie daß wir Nachrichten der feindlichen Stationen Deutschlands und Österreich-Ungarns aufnehmen. – ‚Wird aus allen Sprachen übersetzt?‘ – ‚Ja, es wird übersetzt und, soweit möglich, auch dechiffriert.‘ – ‚Und wer nimmt Ihre Funksprüche entgegen?‘ – ‚Wen es interessiert. Unsere Funkstation hat einen Senderadius von 8000 Kilometern.‘ – ‚Ausgezeichnet‘, sagt Lenin. ‚Arbeiten Sie so weiter. Und dieses hier senden Sie nach Ihrer Rückkehr sofort über Ihre Station.‘ Er reicht mir vom Tisch ein mit Schreibmaschine beschriebenes Blatt: ‚An die Bürger Rußlands‘. Dann gibt er mir noch einige Anweisungen: ‚Alle Nachrichten aus dem Ausland bringen Sie täglich hierher. Die Nachrichten, die Sie von uns bekommen und funken, bezeichnen Sie als Regierungsnachricht.‘ So, wie er vorher mit den Matrosen gesprochen hat, so, wie er den letzten Satz betont, ist mir klar, daß ich einen Befehl bekommen habe, daß hier ein Mensch sitzt, der fest an die neue Macht glaubt, deren Führer er ist. Ein Mensch, der keine Zeit verliert, alles, was für die Sache notwendig und wichtig ist, durchzuführen. ‚Sie können gehen!‘

Am nächsten Tag, als ich mit meinem Paket im Smolny ankomme, reicht mir Lenin zwei mit der Schreibmaschine geschriebene Bogen. Zwei Gesetze: Das Gesetz über den Frieden und das Gesetz über den Boden. ‚Sofort und einige Male am Tag funken Sie diese Gesetze! Vier Monate arbeitet Doshdikow als persönlicher Funker Lenins. Er bleibt Kurier zwischen der Großfunkstation und dem Smolny. ‚Es war sehr kalt an einem Tag‘, erinnert sich Doshdikow. ‚Lenin öffnet mein Paket, ich will helfen, aber meine Hände sind immer noch klamm. ‚Was ist denn passiert‘, fragt Lenin und schaut auf meine Hände, die unter dem Einfluß der Zimmertemperatur teils rot werden, teils weiß bleiben. ‚Ich habe meine Handschuhe verloren.‘ Doshdikow sieht mich an, ich sehe, er überlegt, ob heute jemand ermessen kann, was es bedeutete, im Jahre 1917 in Petersburg seine Handschuhe zu verlieren.

‚Lenin geht zum Garderobenständer, greift in seine Manteltasche und reicht mir seine pelzgefütterten Handschuhe. ‚Hier nehmen Sie, im Arbeitszimmer brauche ich sie nicht und im Auto auch nicht.‘“

Doshdikow streicht über seine Hände. Natürlich, heute hätte er sie gern als Andenken, diese Handschuhe, aber damals hatte er sie bis zum April 1918 getragen und dann seiner Mutter geschenkt, als er ins Dorf fuhr, sie zu besuchen.

1918, als die Sowjetregierung schon in Moskau, im Kreml arbeitete, traf Doshdikow noch einmal mit Lenin zusammen. Es ging um das weitere Schicksal der Großfunkstation. In dieser Zeit schien der Frieden her-

gestellt, die aus der Revolution geborene Rote Armee hatte die deutschen Kaisertruppen bei Narwa geschlagen, die Konterrevolution wagte noch nicht, ihr Haupt zu erheben, die Interventen rüsteten erst heimlich zum Überfall auf den ersten Arbeiter-und-Bauern-Staat. Die Großfunkstation wurde der Post unterstellt.

„Und was werden Sie tun“, fragte Lenin seinen Funker. — „Ich gehe in die Arktis“, antwortete Doshdikow. — „Das ist eine gute und nützliche Sache, ich wünsche Ihnen Erfolg in Ihrer Arbeit“, sagte Lenin. Das war Doshdikows letzte Begegnung mit ihm.

Mehr aus dieser Zeit erfahren Sie aus dem Buch *Bis zum Stillen Ozean* von Erwin Bekier, erschienen im Deutschen Militäverlag.

Die USA sagen zwar, Europa hat nichts mit dem Vietnam-Krieg zu tun; in den

Electronics, July 11, 66, las man es anders . . .

Wir zitieren: „Pentagon zeigt Militärexportkaufleuten, wie sie zum Erfolg kommen. — Das Verteidigungsdepartement startet ein intensives Informationsprogramm, um noch mehr Gesellschaften dafür zu interessieren, in ein Exportverkaufsprogramm einzusteigen, und um die bereits daran teilhabenden Gesellschaften zu größeren Anstrengungen anzuspornen. Dazu gehören Großbritannien, Westdeutschland, Italien, Japan und Australien.“

UKW-Tuner mit Transistoren

Ing. Klaus K. Streng

UKW-Tuner waren vor einigen Jahren noch die röhrenbestückten Bausteine. Von Westeuropa, Japan und der Sowjetunion ausgehend, hielt auch hier der Transistor Einzug, nachdem er zuvor eine ausreichend hohe Grenzfrequenz erreicht hatte. In früheren Jahren waren Bedenken laut geworden wegen des angeblich zu großen Rauschfaktors der Halbleiterverstärkerelemente. Doch diese Bedenken verstummten bald angesichts überzeugender Resultate:

Ein UKW-Tuner für das Band II (UKW-Hörrundfunkbereich) erreicht heute Rauschzahlen unter 4 bis 6 dB, Werte also, die der röhrenbestückte UKW-Tuner nie mit konventionellen Röhren in der Serienfertigung brachte.

Heute ist der transistorbestückte UKW-Tuner nicht nur im Kofferempfänger zu finden. Jenseits unserer Grenzen gibt es ihn schon in röhrenbestückten Heimrundfunkgeräten, eben wegen seines geringen Rauschens. Aus dem Jahre 1962 stammt die Schaltung des transistorisierten UKW-Tuners im sowjetischen Rundfunkempfänger *Ausma* (Bild 1). Einer Vorstufe in Basisschaltung folgt eine selbstschwingende Mischstufe, ebenfalls in Basisschaltung. Der UKW-Tuner ist mit dem sowjetischen Koaxialtransistor *II 411* bestückt. Sein Ersatz durch unseren *GF 132* (Vorstufe) und *GF 131* (Mischstufe) ist möglich. Störend für den Nachbau durch den

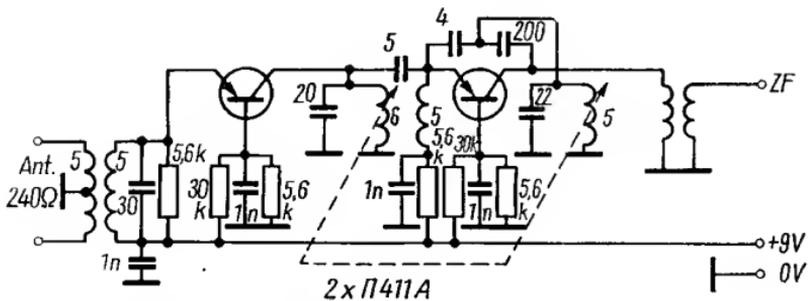


Bild 1 Sowjetischer Industrietuner mit $2 \times II 411 A$

Amateur wirkt vor allem das Zweigang-Variometer für die induktive Abstimmung. Dieses gewährleistet zwar ein günstiges L/C-Verhältnis und folglich große Resonanzwiderstände der Schwingkreise, ist jedoch mechanisch schwer aufzubauen, besonders wenn der Gleichlauf stimmen soll. Man kann das Variometer vorteilhaft durch einen Zweigang-UKW-Drehkondensator (etwa 2×2 bis 12 pF) ersetzen. Allerdings müssen auch die Spulen andere Windungszahlen als im Originalgerät erhalten, wenn der bei uns gebräuchliche UKW-Hörrundfunkbereich (87,5 bis 100 MHz) empfangen werden soll. Der Originaltuner ist für den OIRT-UKW-Hörrundfunkbereich (66 bis 73 MHz) vorgesehen. Für den CCIR-Bereich sind folgende Spulendaten zu empfehlen:

Antennenübertrager — primär 4 Wdg., sekundär 5 Wdg.,
Spule im Kollektorkreis der Vorstufe — 2,5 Wdg.,
Spule im Emittierkreis der Mischstufe — 3,5 Wdg.,
Oszillatortspule — 2,5 Wdg.

Parallel zu dem Oszillatorkreis ist, wie parallel zum Zwischenkreis, je ein 20-pF-Kondensator vorzusehen. Die Spulen sind aus 0,6- bis 0,8-mm-Cu-Draht freitragend oder auf einen verlustarmen Spulenkörper mit 6 mm Durchmesser zu wickeln. Der ZF-Ausgangsübertrager richtet sich weitgehend nach dem Eingang des anschließenden ZF-Verstärkers.

Tuner mit automatischer Scharfabstimmung

Da UKW-Hörrundfunkempfang der Qualitäts-Rundfunkempfang für Musikliebhaber ist, findet man den UKW-Tuner oft mit automatischer Scharfabstimmung versehen, ähnlich wie wir sie im Großsuper *Antonio* vom VEB Goldpfeil Hartmannsdorf (hier allerdings im röhrenbestückten Tuner) finden. Denn der Rundfunkhörer stimmt beim Sendereinstellen nicht exakt auf Bandmitte ab bzw. stimmt seinen Empfänger im Betrieb kaum einmal nach.

Bild 2 zeigt die Schaltung eines UKW-Tuners aus einem Industriegerät von *Graetz*. Die Schaltung ist mit geringen Änderungen heute in vielen industrialisierten Staaten zu finden.

Die Antennenspannung gelangt an den Emitter von T1, der in Basischaltung arbeitet. Der aperiodische Eingangskreis ist auf Grund des niederohmigen Transistoreingangs (etwa 60Ω) zulässig. Die Stufe hat eine sorgfältige Temperaturkompensation. Von den 9 V Batteriespannung fallen immerhin etwa 3 V, d. h. ein Drittel, am Emittierwiderstand ab. Im Kollektorkreis des Vorstufentransistors liegt der erste abgestimmte Schwingkreis. Die Abstimmung erfolgt durch einen üblichen Zweigang-UKW-Schmetterlingsdrehkondensator. Die Ankopplung an die selbstschwingende Mischstufe T2 geschieht mit einem 4-pF-Kondensator.

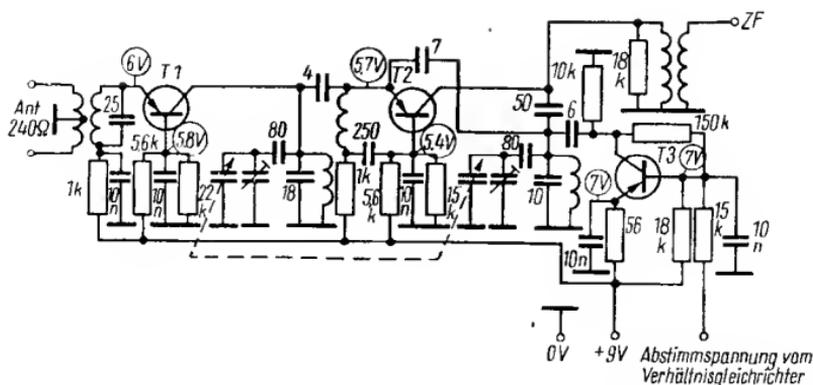


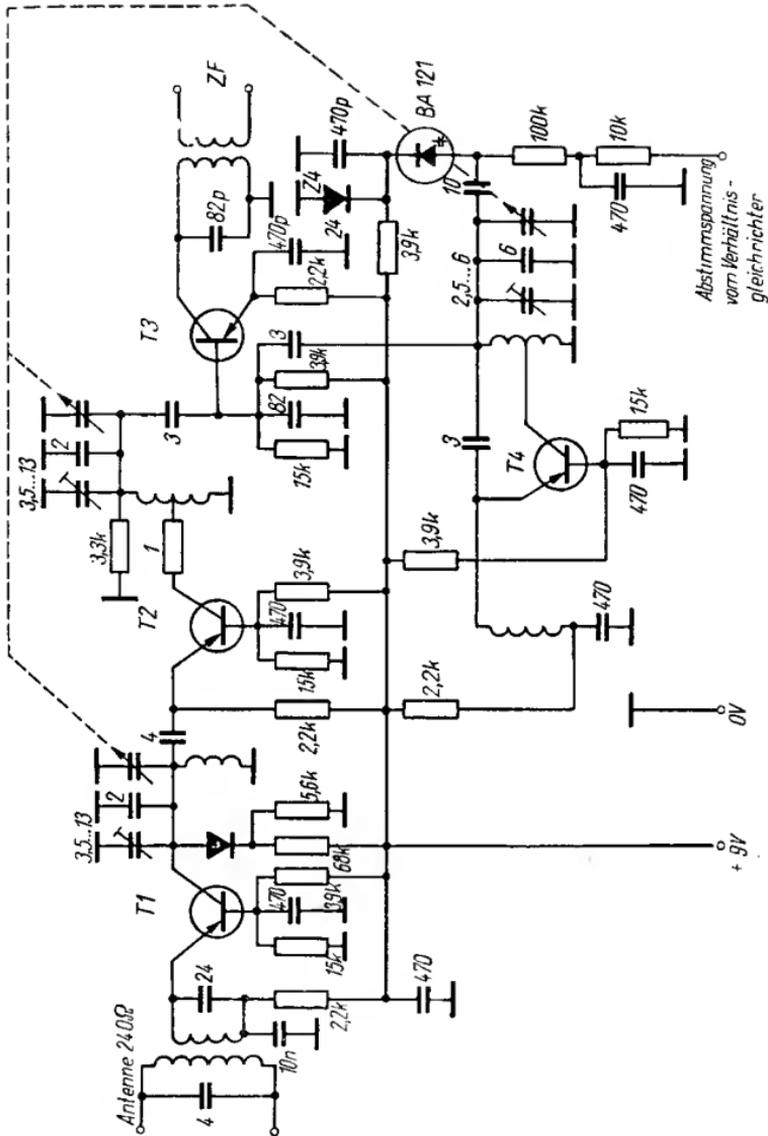
Bild 2 Tuner mit automatischer Scharfabstimmung durch Reaktanztransistor (Graetz)
 (Der Widerstand 15 kΩ an der Basis von T3 muß richtig lauten 150 kΩ)

Die Spule im Emitterkreis ist etwa auf 94,5 MHz (Bandmitte) mit den Schalt- und Transistorkapazitäten abgestimmt. An dem Kollektor ist über einen Kondensator von 50 pF der frequenzbestimmende Schwingkreis des Oszillators angeschlossen. Parallel zu ihm findet man — über einen 6-pF-Kondensator angekoppelt — die automatische Scharfabstimmung in Form einer nicht alltäglichen Lösung.

Die Abstimmung erfolgt durch einen „Reaktanztransistor“ — das Pendant zur Reaktanzröhre. Die Basis des Transistors T3 erhält außer der Vorspannung über 150 kΩ zum Kollektor und 18 kΩ zum Pluspol der Batterie eine abstimmungsabhängige Gleichspannung vom Verhältnisgleichrichter zugeführt. Mit dieser Gleichspannung ändert sich u. a. die Kapazität der Sperrschicht Kollektor-Basis von T3. Da diese Sperrschichtkapazität dem frequenzbestimmenden Oszillatorkreis parallel liegt, beeinflusst sie die Abstimmung des Empfängers und zieht sie — richtige Polung der abstimmungsabhängigen Gleichspannung vorausgesetzt — wieder auf den richtigen Wert, d. h. auf den Nulldurchgang der Spannung.

Diese Schaltung ist darum bemerkenswert, weil sie den Amateur, der bis jetzt noch vor den Kosten (und den oft nicht unerheblichen Beschaffungsschwierigkeiten) für eine Reaktanzdiode wie etwa der OA 910 bzw. SAZ 12 zurückschreckte, finanziell entlastet. Er hat hier eine originelle und preiswerte Möglichkeit zur Realisierung einer automatischen Scharfabstimmung. Die Originalschaltung ist mit den japanischen Transistoren 2SA235A für T1, 2SA235C für T2 und 2SA75B für T3 bestückt. Folgender Ersatz durch HWF-Transistoren ist möglich:

Für T1 GF132, für T2 GF131 und für T3 irgendein NF-Vorstufentransistor. Die Grenzfrequenz bei diesem Typ spielt eine völlig untergeordnete Rolle, denn der Transistor verstärkt ja keine HF-Spannung.



Abstimmspannung -
vom Verhältnis -
gleichrichter

Bild 3 Tuner mit 2 Vorstufen (Grundig)

Die bisher gezeigten UKW-Tuner hatten — wie dies auch bei röhrenbestückten UKW-Tunern üblich — eine Vorstufe vor der Mischstufe. Arbeitet man aber statt dessen mit 2 Vorstufen, so steigt die Empfindlichkeit: 2 bis $2,6 kT_0$ sind durchaus zu erreichen. In Bild 3 ist ein derartiger Industrietuner von Grundig zu sehen. Einer Vorstufe T1 mit dem Transistor *AF139* in Basisschaltung ($f_T = 550$ MHz) folgt eine zweite Vorstufe mit dem *AF178*, ebenfalls in Basisschaltung. Eine vorgespannte Diode *OA90* liegt dem Schwingkreis am Kollektor der ersten Vorstufe parallel, große HF-Spannungen (etwa in unmittelbarer Sendernähe) übersteigen die Vorspannung, die Diode wird leitend und dämpft den Schwingkreis; die folgenden Stufen sind vor Übersteuerung geschützt. Der Schwingkreis am Kollektor der zweiten Vorstufe T2 ist angezapft. Es folgt die Mischstufe T3 — beide mit *AF178*. Die Mischstufe arbeitet in Emitterschaltung, d. h., sowohl die Spannung des Fremdoszillators T4 (ebenfalls ein *AF178*) als auch die verstärkte Eingangsspannung werden jeweils über kleine Kapazitäten der Basis zugeführt. Parallel zum Oszillatorkreis liegt eine Kapazitätsdiode *BA121*, die durch eine Zenerdiode Z4 ständig in Sperrichtung vorgespannt ist.

Dieser Vorspannung überlagert sich wieder die abstimmungsabhängige Gleichspannung aus dem Verhältnisgleichrichter. Da diese stets kleiner als die Vorspannung ist, bleibt die Sperrichtung für die Kapazitätsdiode erhalten, eine Bedingung für ihr Funktionieren. Nicht gezeigt in Bild 3 wird die Begrenzung der Abstimmung mit 2 antiparallel geschalteten Dioden, die den Haltebereich einengt. Diese sehr nützliche Verbesserung ist für das prinzipielle Funktionieren der Tunerschaltung unwichtig. Hier kam es darauf an, eine derartige Industrieschaltung mit 2 Vorstufen zu zeigen — sie sind noch „dünn gesät“.

Vor einigen Jahren drang die elektronische Abstimmung auch bis zum UKW-Tuner vor, und zahlreich sind die Amateure, die diese Neuerung einmal selbst aufbauen und damit experimentieren möchten. Bild 4 zeigt eine einfache Schaltung für einen UKW-Tuner mit 2 Transistoren und vollelektronischer Abstimmung. Wie man aus dem Bild sieht, liegen dem Zwischenkreis und dem Oszillatorkreis je eine Kapazitätsdiode an Stelle eines Drehkondensators parallel. Eine variierbare Gleichspannung verändert die Sperrschichtkapazitäten der Dioden und stimmt auf diese Weise den UKW-Tuner ab. Diese veränderbare Gleichspannung kann durch ein Potentiometer erzeugt werden, das räumlich getrennt vom Tuner angeordnet ist. Die elektronische Abstimmung bietet deshalb ausgezeichnete Voraussetzungen für eine Fernbedienung.

Nun einige technische Einzelheiten für den am Nachbau interessierten Amateur. Wie aus Bild 4 ersichtlich, sind nicht, wie früher angenommen, 2 gegenpolig in Reihe geschaltete Dioden für jeden Schwingkreis erforderlich. Das Kapazitätsverhältnis der Dioden soll etwa 1 : 2 betragen, die Diodenvorspannung darf andererseits nicht unter etwa -2 V sinken, da

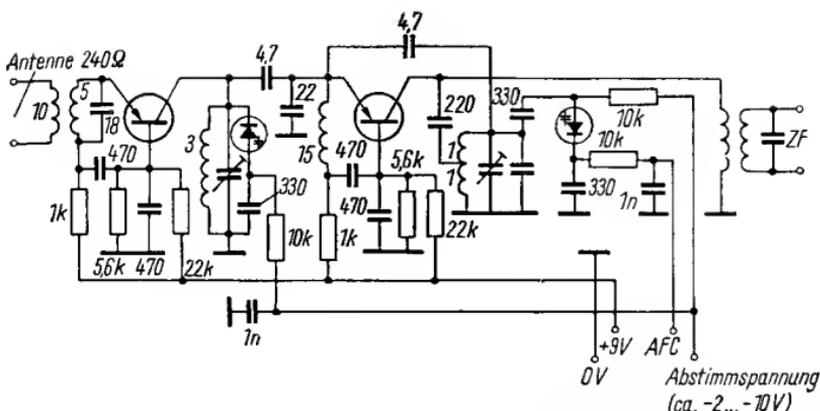


Bild 4 Tuner mit elektronischer Abstimmung durch Kapazitätsdioden

sonst der Verlustwiderstand der Diode den Schwingkreis zu stark bedämpft. Mit einer Spannungsänderung von -2 V bis -10 V wird bei der Diode OA 910 das geforderte Kapazitätsverhältnis annähernd erreicht. Schließlich kann an Punkt AFC wieder die Nachstimmspannung aus dem Verhältnisgleichrichter angeschlossen werden. Die Oszillatorabstimmidiode besorgt dann auch noch die automatische Scharfabstimmung. Soll keine automatische Scharfabstimmung erfolgen, so ist Punkt AFC an Masse zu legen.

Besonders interessant wäre, wenn ein versierter Amateur an Stelle der aufwendigen OA 910 die gleichfalls prinzipiell geeigneten Siliziumzenerdioden verwenden würde. Man könnte außerdem... aber dies soll den nimmermüden HF-Amateuren überlassen bleiben. Ein Wort zur Warnung der Anfänger in der edlen Kunst des HF-Amateurwesens sei allerdings auch gesagt: Der Aufbau eines UKW-Tuners mit elektronischer Abstimmung ist nicht so einfach, wie es im ersten Moment aussieht! Besonders der Gleichlauf von Zwischen- und Oszillatorkreis bedingt langwierige Abgleicharbeiten.

An Hand einiger ausgesuchter Tunerschaltungen wurde gezeigt, wie sich dieser Bauteil unter dem Einfluß der Transistorisierung entwickelt. Er ist heute nicht nur seinem Vorgänger — dem röhrenbestückten UKW-Tuner — in bezug auf Rauschmut und Empfindlichkeit überlegen, sondern erlaubt auch nichtkonventionelle Schaltungen zur automatischen Scharfabstimmung oder eine elektronische Abstimmung, die darüber hinaus ausgezeichnete Voraussetzungen für eine Fernbedienung der Abstimmung bietet.

Dem ernsthaften UKW-Amateur sind auf diesem Gebiet noch viele Möglichkeiten offen, denn längst nicht alles wurde bisher ausgenutzt. Allerdings setzt das Experimentieren auf diesem Gebiet einige Erfahrungen und auch Meßgeräte voraus.

Viel Allgemeines ist schon in Tageszeitungen darüber berichtet worden. Wir wollen nun unseren Lesern einen kleinen technischen Einblick in diese von der internationalen Fachwelt anerkannte DDR-Entwicklung geben, denn die derzeitige schnell vorangehende Entwicklung auf dem Gebiet der elektronischen Datenverarbeitung erfordert, daß sich immer mehr Menschen mit diesem wichtigen Problem vertraut machen. Ständig erhöht sich die Bedeutung der Datenverarbeitung bei der Verwirklichung der technischen Revolution.

Aus der Anwendung der bereits 1918 geschaffenen Hollerith-Lochkartenmaschinen in der Betriebsstatistik wurden elektronische Gerätesysteme



Bild 1 Die Datenverarbeitungsanlage R 300 im Testraum

entwickelt, die in Verbindung mit den Datenfernübertragungsanlagen zum integrierten Leistungs- und Informationssystem (ILIS) führen. Die weitgehende Benutzung einer gemeinsamen vereinheitlichten Datenbasis, die kombinierte Verarbeitung und das Speichern von Daten, die Verbesserung der wissenschaftlichen Leitungstätigkeit und vieles mehr ermöglichen auch kleineren Betrieben, die Vorteile einer Datenverarbeitungsanlage zu nutzen.

Der prinzipielle Aufbau eines Rechenautomaten

Durch die Eingabeeinheit gelangen die Daten und Befehle in den Speicher. Die Ausgabeeinheit liefert die Resultate. Sie sind die Verbindung zur Außenwelt und werden meist als periphere Geräte bezeichnet. Die Speicher (interne und externe) halten die Daten griffbereit und stellen diese dem datenverarbeitenden System in Mikrosekunden zur Verfügung. Gemäß Programm verarbeitet, ausgelöst durch das Steuersystem, das Rechenwerk die Daten und stellt die Ergebnisse der Ausgabeeinheit zur Verfügung, oder sie werden bis zur weiteren Verwendung gespeichert. Eine Anlage zeichnet sich heute nicht allein durch ihre besonders hohe Rechengeschwindigkeit oder durch ihre geringe Zugriffszeit aus, sondern vor allem durch das komplexe Gerätesystem, d.h. durch die Möglichkeit der Variation der peripheren Geräte.

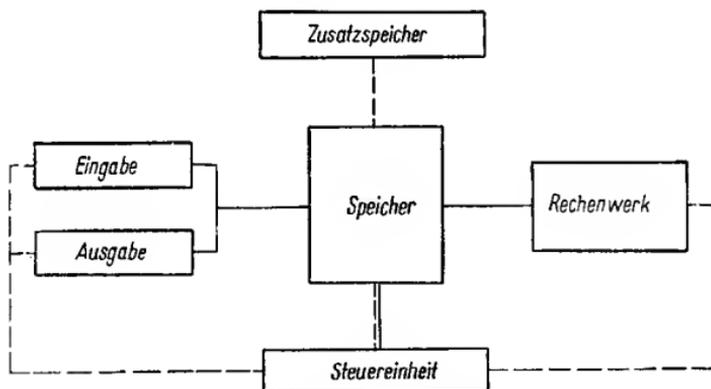


Bild 2 Prinzipaufbau der Datenverarbeitungsanlage R 300

Das Gerätesystem

Bei der Konzipierung der *Robotron 300* ging man vor allem von dem Standpunkt der Datenverarbeitung mit mittlerer Größe und Geschwindigkeit als System mit einer universellen fortschrittlichen Anwendbarkeit aus

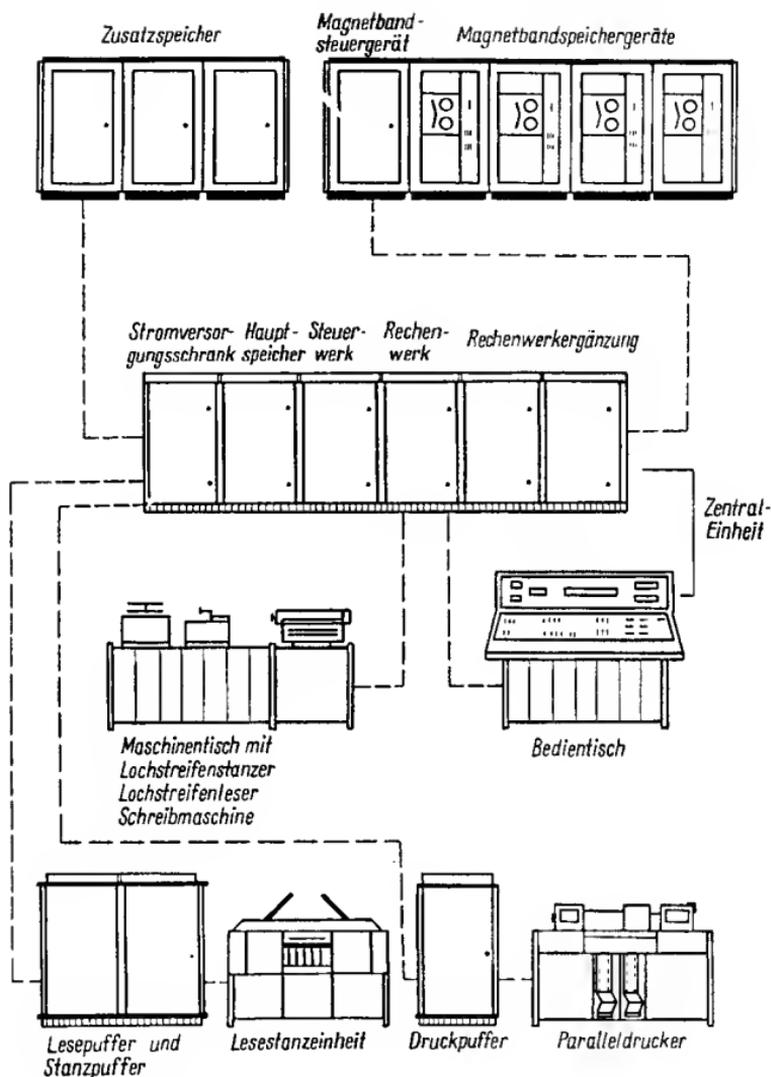


Bild 3 Das Gerätesystem

(Bild 3). Da in der nächsten Zeit ein besonderer Schwerpunkt die Vorbereitung für den Einsatz dieser Anlagen darstellt, müssen bestimmte Kenntnisse der technischen und organisatorischen Möglichkeiten vorhanden sein. Deshalb soll ein Überblick über die technische Gerätekonzeption gegeben werden.

Die Anlage ist nach dem bewährten Baukastensystem aufgebaut. Sie besteht aus 2 unterschiedlich lieferbaren Zentraleinheiten mit Bedientisch, aus den in 2 Größen lieferbaren Arbeitsspeichern und den externen Geräten. Dazu gehören die Magnetbandgeräte, die Lochkartenlese-Stanzeinheit, das Paralleldruckwerk, der Lochstreifenleser, der Lochstreifenstanzer und die Schreibmaschine. Die Anschlußmöglichkeit zur Datenfernübertragung und für eine Prozeßsteuerung ist vorhanden.

Die Anlage arbeitet volltransistorisiert. Sie hat eine speicherprogrammierte Zentraleinheit.

Für die digitalarbeitende Anlage benutzt man den alphanumerischen ¹*) 8-bit-Kode, wobei für die Darstellung der Buchstaben, Ziffern und Zeichen die Kanäle 1 – 2 – 4 – 8 – u – v verwendet werden, der p-Kanal zur Kontrolle des Datentransports, der w-Kanal für die Wortendmarkierung.

Die Verarbeitung der Daten erfolgt serienparallel. Bei der Konstruktion wurde der servicegerechte Aufbau besonders berücksichtigt. Der hohe Standardisierungsgrad des Baukastensystems wirkt sich vorteilhaft auch hinsichtlich der Ersatzteilhaltung aus. Die Gestellverdrahtung ist als Wirewrap-Verbindung aufgebaut (Bild 4). Auf übersichtlich fixierte Meßpunkte wurde besonderer Wert gelegt. Außer einer Prüfung der Ein- und

*) ¹ bis ⁹ siehe Begriffserläuterungen auf S. 45.



Bild 4 Die Rückverdrahtung in Form der Wickeltechnik

Ausgabedaten sind die Netzwerke durch selbständige Paritätskontrollen abgesichert. Ein Anzeigesystem lokalisiert die Fehlerquelle.

Über die vorhandenen Kanäle kann ein Anschluß der verschiedensten peripheren Geräte erfolgen. Es ist die parallele Verarbeitung von 2 unabhängigen Programmen durch die Vorrangsteuerung möglich.

Die Zentraleinheit

Die Zentraleinheit (Bild 5) stellt das Kernstück der elektronischen Datenverarbeitungsanlage *Robotron 300* dar. Sie führt alle Steuer- und Rechengänge durch, die für den Ablauf des Programms notwendig sind. Sie wurde nach dem Einadreßprinzip² aufgebaut. Die kleinere Variante ist für den Einsatz auf ökonomischem und verwaltungstechnischem Gebiet bestimmt. Die größere Anlage kann durch die Rechenwerkergänzung alle 4 Grundrechenarten mit festem und gleitendem Komma durchführen.

Die Grundrechenarten sind fest verdrahtet. Der interne Ferritkernspeicher ist zeichenadressierbar³ für 10000 oder 40000 alphanumerische Zeichen. Die Zugriffszeit⁴ beträgt ≤ 3 Mikrosekunden. Die Ausnutzung der Speicherkapazität erfolgt durch das Prinzip der variablen Wortlänge.

Zum Anschluß der peripheren Geräte stehen je 3 variable Eingabe- und Ausgabekanäle zur Verfügung sowie 3 feste Anschlußkanäle für Maschinentisch, Zusatzspeicher und Magnetbandgeräteeinheit. Die mittlere Arbeitsgeschwindigkeit ist größer als 5000 Operationen je Sekunde.

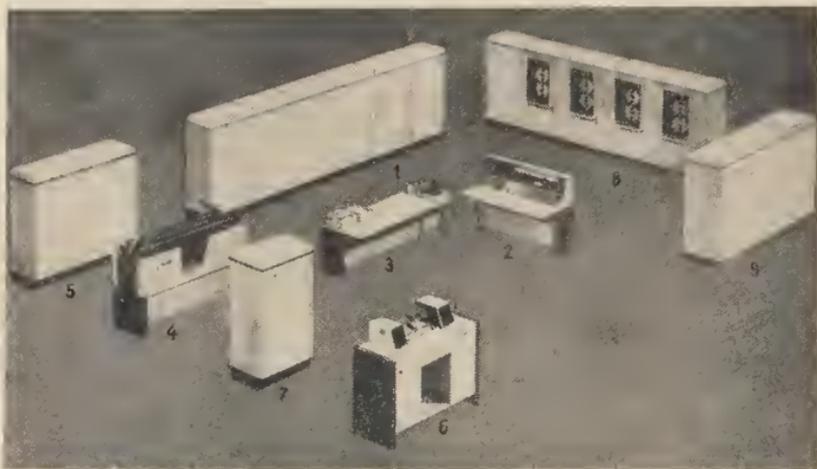


Bild 5 Bildliche Darstellung des Gerätesystems R 300

Der Bedientisch stellt einen Teil der Zentraleinheit dar und dient zur Anzeige des Zustands der Zentraleinheit, der Anzeige des Inhalts der Register und Zähler sowie der Veränderung des Programmablaufs.

Der Maschinentisch

Der Maschinentisch ist mit Schreibwerk, Lochbandleser und Lochbandstanzer zu einer selbständigen Einheit zusammengefaßt. Diese Geräte dienen hauptsächlich zur Ein- und Ausgabe geringer Datenmengen.

Die Verwendung von Lochstreifen als maschinell lesbarer Datenträger ist für viele Anwendungsfälle ökonomischer als die Lochkarte. Über einen variablen Ein- und Ausgabekanal lassen sich weitere gepufferte Lochstreifengeräte anschließen. Dadurch können Vorzüge der Vorrangsteuerung ausgenutzt werden.

Lese-Stanzeinheit

Sie dient zur Verarbeitung von 80stelligen Lochkarten. Der Aufbau wird bestimmt durch 2 gegenläufige Bahnen. Mit einer Geschwindigkeit von 18000 Karten je Stunde verarbeitet sie die Daten, wobei der zwischengeschaltete Pufferspeicher die unterschiedlichen Arbeitsgeschwindigkeiten zwischen Lese-Stanzeinheit und Zentraleinheit ausgleicht.

Die Zentraleinheit ist damit nur während des Datentransports belastet. Zur Kontrolle der gelesenen bzw. gestanzten Daten wird der Informationsgehalt von 2 Lochkarten (80stellig) zwischengespeichert.

Das Paralleldruckwerk

Das Paralleldruckwerk ermöglicht, die in der *R300* errechneten Resultate und Einzelwerte auf übersichtlichen Tabellen darzustellen. Dabei hat es keine Bedeutung, ob es sich um Formulare oder unbedrucktes Papier handelt. Die Herstellung von Original und 2 Durchschlägen ist bei Verwendung von Spezialpapieren möglich. Die Formulargröße wird durch die maximal 110 Zeilen bestimmt.

Das Paralleldruckwerk hat 156 Schreibstellen; jede Schreibstelle kann 57 Zeichen drucken. Neben dem programmgesteuerten Papiervorschub ist ein lochstreifengesteuerter Formulare Schub möglich.

Magnetbandspeicher

Der Magnetbandspeicher stellt einen externen Speicher dar mit auswechselbaren Informationsträgern (Magnetbändern) großer Kapazität. Er dient besonders zur Erweiterung der so wichtigen Speicherkapazität.

Zum Magnetbandspeichergerät gehört das Steuergerät, in dem die funktionellen Steuerungen ausgelöst werden. An das Steuergerät lassen sich bis zu 8 Magnetbandspeichergeräte anschließen. Die Datenübertragung zur Zentraleinheit erfolgt ungepuffert. Das Magnetband hat eine Speicherkapazität von 10^7 alphanumerischen Zeichen.

Zusatzspeicher

Der Zusatzspeicher gestattet eine wesentliche Erhöhung der frei adressierbaren Speichermöglichkeiten. Das Steuergerät für den Zusatzspeicher übernimmt die Steuerfunktionen für die Speicheraggregate. Es können bis zu 4 Magnettrommelspeicher angeschlossen werden. Die durchschnittliche Zugriffszeit beträgt 20 ms.

Stromversorgung

Die Anlage muß mit stabilisierten Spannungen betrieben werden. Diese stellt der Stromversorgungsschrank bereit. Bei Netzstörungen treten solche Sicherungsschaltungen ein, daß die in der Zentraleinheit befindlichen Daten erhalten bleiben. Der Leistungsbedarf einer komplett ausgerüsteten Anlage beträgt etwa 3 kW.

Das Organisationssystem

Für die *Robotron 300* steht eine umfangreiche Programmbibliothek, aufgebaut nach einem einfachen Operationssystem, zur Verfügung. Das Operationssystem sucht auf dem Magnetband das entsprechende Programm und liest es ein. Auf dem Band befinden sich alle durch den MOPS-Compiler⁵ hergestellten Programme.

Da *Robotron 300* durch seine universelle Einsatzmöglichkeit bereits großes Interesse erregt hat, geht es jetzt in der gesamten Volkswirtschaft darum, die Einsatzvorbereitungen durchzuführen. Die internationalen Erfahrungen legen für diesen Abschnitt etwa 3 bis 5 Jahre fest.

Die Vorbereitung vollzieht sich nach den 3 Hauptetappen

- Projektierung,
- Programmierung,
- Organisation der Einführung.

Die Projektierung ist mit einer Vorstudie zu beginnen, bei der vor allen Dingen von den Aufgaben des Betriebs bzw. Industriezweigs und von der jeweiligen Perspektive ausgegangen werden muß. Die komplexe maschinelle Verarbeitung der Informationen ist die Grundrichtung, um zu einem



Bild 6 Jungingenieure — die Meister von morgen

integrierten Datenverarbeitungssystem zu kommen. Besonders unsere jungen Ingenieure finden auf diesem Gebiet einen zukunftssicheren Einsatz (Bild 6).

Eine laufende Weiterqualifizierung ist jedoch für alle Mitarbeiter erforderlich, da sich die Datenverarbeitung auf allen Gebieten in einem hohen Tempo weiterentwickelt.

Technische Daten

Zentraleinheit

Taktfrequenz	100 kHz
Speicherart des Hauptspeichers	Ferritkernspeicher
Speicherkapazität des Hauptspeichers	10000 oder 40000 alphanumerische Zeichen (je nach Ausbau)
Kapazität des Akkumulators ⁶⁾	120 Zeichen
Anzahl der Indexregister ⁷⁾	10
Befehlswortlänge	6 Zeichen
Zeichenverarbeitung	8 bit parallel
Wortverarbeitung	Zeichen in Serie
Wortlänge	variabel
Anzahl der möglichen Grundbefehle	40
Zusatzbedingungen je Grundoperation	40
Adressenrechnung	Indexmodifikation ⁸⁾
	1. und 2. Art sowie Adressensubstitution ⁹⁾ sind möglich
Vorrangprogrammierung	Vorrangprogrammierung ist möglich

Periphere Geräte

Paralleldrucker

Druckgeschwindigkeit	18000 Zeilen/h
Druckstellen	156
Zeichen je Druckstelle	57
Papierbahnen	2 unabhängig voneinander
Formulartransport	auf beiden Bahnen

Lese-Stanzeinheit

Arbeitsgeschwindigkeit	18000 Karten/h
Stellenkapazität	80 Spalten
Stanzprinzip	zeilenweise (alphanumerisch)
Abfühprinzip	Bürstenabföhlung

Magnetbandspeicher

Zeichenübertragungsfrequenz	33¹/₃ kHz
mittlere Kapazität bei angenommener Blocklänge von 1000 Zeichen	10 · 10⁶ Zeichen

Blockföcke	etwa 20 mm
Bandgeschwindigkeit	1,52 m/s ± 1 % bei 49 Hz
Längen des Magnetbands	etwa 750 m
Anzahl der Spuren	8 Spuren
Informationsdarstellung	7 Spuren
Taktgewinnung	Taktspur
Simultanarbeit mit Ferritkernzusatzspeicher ist möglich	

Maschinentisch

Eingabegeschwindigkeit	
Lochstreifen	20 oder 300 Zeichen/s
Kontrollschreibmaschine	max. 10 Zeichen/s

Ausgabegeschwindigkeit	
Lochstreifen	20 Zeichen/s
Kontrollschreibmaschine	10 Zeichen/s

Zusatzspeicher

Speicherkapazität	10000 Zeichen (alphanumerisch) je 8 bit
Erweiterung möglich	10000 Zeichen Ferritkernspeicher und 1 bis 3 Trommelspeicher mit einer Kapazität von 10000 Adressen zu je 10 Zeichen
	oder 1 bis 4 Trommelspeicher mit je 10000 Adressen

Begriffserläuterungen

1) *alphanumerisch*

Darunter versteht man, daß nicht nur Zeichen, sondern auch Buchstaben verarbeitet werden können.

2) *Einadreßprinzip*

Im Befehlsword befindet sich nur eine einzige Adresse, die die Speicherplätze des zweiten Operanden angibt, während der erste Operand und das spätere Resultat sich in einem extra Speicher, dem sogenannten Akkumulator, befinden.

3) *zeichenadressierbar*

Jedes Zeichen des 40 000-Zeichen-Hauptspeichers kann einzeln aufgerufen werden, d. h., es sind nicht nur Worte, sondern jedes einzelne Zeichen adressierbar.

4) *Zugriffszeit*

Zeitdifferenz, die zwischen dem Aufrufen eines Zeichens und dem Lesen liegt. Beispielsweise haben Ferritkernspeicher kurze Zugriffszeiten, während Trommelspeicher sehr große Zugriffszeiten haben.

5) *MOPS*

Dieses Programm ermöglicht ein Arbeiten mit der *R300* in symbolischen Adressen und Befehlen — erleichtert die Programmarbeit.

6) *Akkumulator*

Dient zur Speicherung des ersten Operanden des Resultats mit einer Speicherkapazität von 120 alphanumerischen Zeichen.

7) *Indexregister*

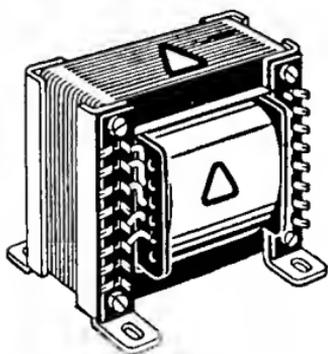
In der *R300* sind 10 Indexregister mit einer Speicherkapazität mit je 4 Zeichen vorhanden. Diese Indexregister dienen zum Zwischenspeichern von Adressen.

8) *Indexmodifikation*

Eine spezielle Art der Adressenänderung. Adressenänderungen sind beispielsweise bei zyklischen Programmen erforderlich.

9) *Adressensubstitution*

Unter der angegebenen bzw. errechneten Adresse findet man im Hauptspeicher eine neue Adresse, die zum Aufrufen der Werte dient, die weiterverarbeitet werden sollen.



TRANSFORMATOREN
ÜBERTRAGER
UND
DROSSELN

GUSTAV NEUMANN KG

SPEZIALFABRIK FÜR TRANSFORMATOREN

5903 CREUZBURG / WERRA THÜR. DDR

Tel. Creuzburg 121/122

Auslieferung über den Großhandel • Betrieb mit Staatl. Beteiligung

Anwendungsmöglichkeiten von Fiberoptiken (Lichtleitern)

Dipl.-Phys. H.-J. Fischer

Es ist seit langem bekannt, daß ein Glasstab Licht durch interne Vielfachreflexionen führen kann. Ein Rundfunkempfänger der Vorkriegsproduktion nutzte diesen Effekt für eine *geografische Senderanzeige* aus. Die Skala hatte die Form einer Europakarte, und am Orte des eingestellten Senders leuchtete ein Lichtpunkt auf. Diese einzelnen Lichtpunkte wurden durch ein System von dünnen Glasstäben von der Abstimmechaniik zur Skalen-Landkarte geführt.

Man untersuchte aber damals nicht die Abhängigkeit der Lichtleiter-eigenschaften vom Durchmesser des Glasstabs. Die Möglichkeit der Übertragung von Bildern durch Bündel von Glasfasern wurde in den Patenten von *Baird* (England) und *Hansell* (USA) in den Jahren 1926/27 angedeutet. Die erste praktische Ausführung dieses Konzepts stammt 1930 von dem Deutschen *Lamm*. Erst 1950 kam jedoch durch die Technik der *optischen Isolation* der Glasfaser eine praktische Technologie zustande. Die optische Isolation kann durch einen Überzug der Fasern mit einem Material niedrigen Brechungsindex erfolgen. Die Arbeiten von *O'Brien* wurden 1954 von der *American Optical Company*, Southbridge USA, zur industriellen Verwertung geführt. In der DDR ist der *VEB Carl Zeiss* mit Fiberoptiken an die Öffentlichkeit getreten.

Die Fiberoptiken arbeiten nach 2 Grundprinzipien:

- Dünne Fasern aus transparentem Material führen Licht mit gutem Wirkungsgrad durch Totalreflexion an den Wänden des zylindrischen Fadens.
- Einzelfasern in einem Bündel leiten Licht unabhängig voneinander weiter.

Die Prinzipien gelten für Fasern mit einem Überzug aus Glas niedrigen Brechungsindex auf einem Kern von Glas mit hohem Brechungsindex. Man kann Fiberoptiken als „Lichtwellen-Hohlleiter“ ansehen. Sie haben gute Übertragungseigenschaften im Bereich des sichtbaren Lichtes und des nahen Infrarots, wie Bild 1 zeigt (Durchlässigkeit als Funktion der

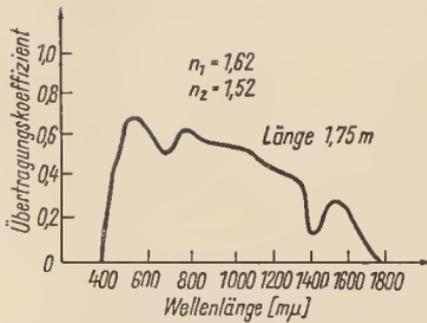


Bild 1
Durchlässigkeit
eines Fiberoptikbündels

Wellenlänge). Bei der Ein- und Auskoppung des Lichtes treten noch zusätzliche Verluste auf: die Fresnel-Reflexionsverluste von insgesamt 10 bis 17 % und die Verluste durch die endliche Packungsdichte des Fiberbündels.

Einzelglasfasern für Lichtübertragung können mit Durchmessern von $2 \mu\text{m}$ bis 1 mm hergestellt werden; die Hauptfaserdurchmesser liegen zwischen 50 und $100 \mu\text{m}$.

Wenn man einige 100 000 einzelne Fasern zu einem Bündel geeignet zusammenfaßt, läßt sich ein *Fiberscope*, d. h. ein flexibles Bildübertragungsgerät hoher Auflösung, aufbauen. Ein 2 m langes Fiberbündel mit 800 000 Elementen und einer Dichte von 10^6 Elementen/ cm^2 hat beispielsweise eine Auflösung von 34 Linienpaaren/ mm .

Der größte z. Z. erreichbare Querschnitt des Bündels ist 1 cm^2 . Das erfordert bereits eine Schutzhülle von 25 mm Durchmesser. Man stellt auch Fiberplatten her, indem kurze Fasern miteinander verklebt oder verschmolzen werden. Derartige Platten lassen sich als Schirme in Katodenstrahlröhren einsetzen und ergeben auch bei starkem Nebenlicht helle, scharfe

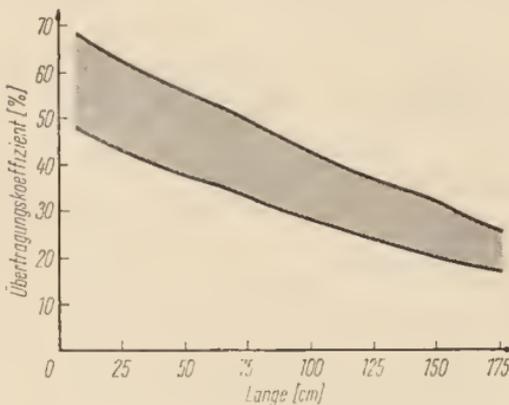


Bild 2
Übertragungseigen-
schaften von Fiberoptiken

Bilder. Man unterscheidet bei den Glasfaserbündeln kohärente und nichtkohärente Bündel. Letztere können nicht zur Bildübertragung benutzt werden, weil in ihnen die Fasern nicht geordnet sind. Übrigens ergibt sich daraus eine optische „Verschlüsselungsmethode“, indem man ein kohärentes Bündel nach einer festgelegten Ordnung umordnet. Dadurch werden Bildpunkte des Originals an andere Orte eines neuen Bildes übertragen, das nur der zu entziffern vermag, der ein gleich geordnetes Faserbündel besitzt und damit das verschlüsselte Bild wieder in das Original zurückverwandeln kann (vgl. *Elektronisches Jahrbuch 1965*).

Bevor auf einige Anwendungen eingegangen wird, folgen die technischen Daten eines Lichtleiters in Faseroptiktechnik, der als repräsentatives Beispiel für den gegenwärtigen Stand der Technik gelten kann:

Fiberdurchmesser — $20 \mu\text{m}$

Eintrittswinkel zum Bündel — 60°

numerische Apertur — 0,5

Brechungsindex des Kernes — 1,62

Brechungsindex des Fibernantels — 1,52

Einsatztemperaturbereich — -20 bis $+85^\circ\text{C}$

Spektralbereich — sichtbares Licht und nahes Infrarot

Übertragungskoeffizient — siehe Bild 2

Nun folgen bildlich noch einige Anwendungsbeispiele für nichtkohärente Lichtleiterbündel. Bild 3 zeigt die Anwendung der Faseroptik als „Übertragungsleitung“ für moduliertes Licht. Mit dem Einsatz der Faseroptik werden teure Bündelungs- und Umlenkeinrichtungen für Licht mit Prismen und Linsen gespart. Man kann derartige Lichtleiter durch Abschirmkästen führen und damit elektrische Störungen eliminieren, auch lassen sich große Potentialunterschiede ohne Mühe verarbeiten (z. B. wenn ein Ende der Übertragungsstrecke auf Hochspannung liegt), da der Lichtleiter ein perfekter Isolator ist, usw.



Bild 3 Faseroptik als Übertragungsleitung für moduliertes Licht

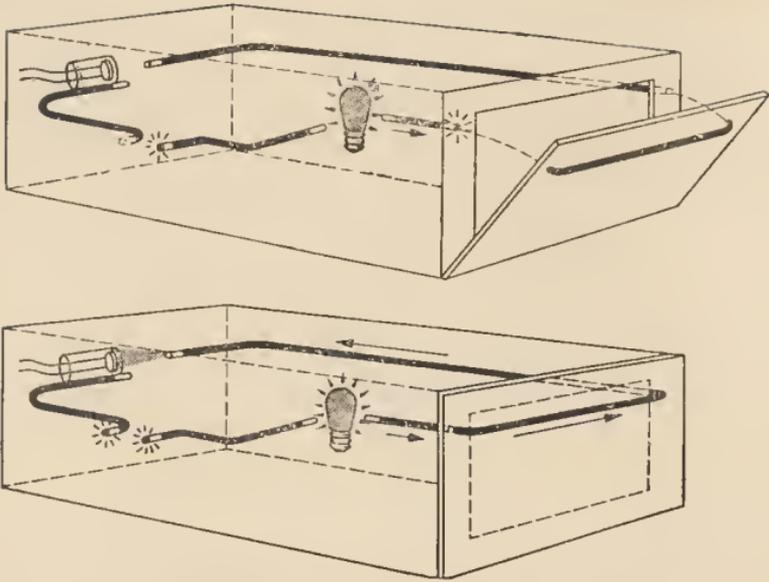


Bild 4 Optisches Sicherungssystem (Verriegelung) mit Lichtleitern

Bild 4 zeigt ein optisches Sicherungssystem gegen das Öffnen spannungsführender elektrischer Geräte und Anlagen. Sobald sich eine Tür öffnet, wird der Lichtleiter unterbrochen, die Fehlzellen erhält kein Licht, und ein Relais schaltet die gesamte Anlage ab. Lichtleitersicherungen sind zuverlässiger als mechanische Verriegelungen; außerdem kann der Bedienende den Zustand der Anlage optisch erkennen. Bild 5 gibt an, wie sich mit Faseroptiken die Frontplatten von Geräten verkleinern lassen.

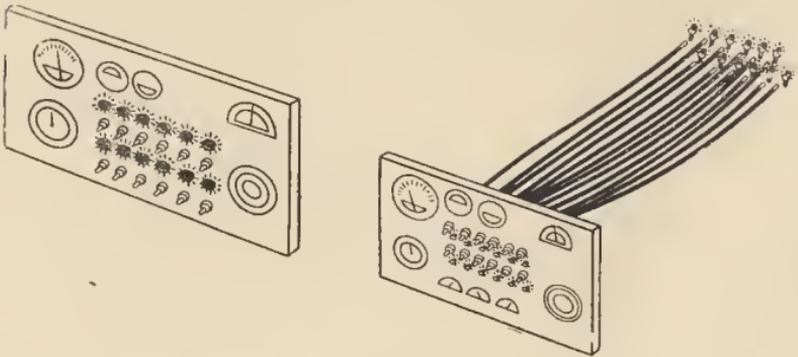


Bild 5 Frontplattenverkleinerung durch Einsatz von Lichtleitern

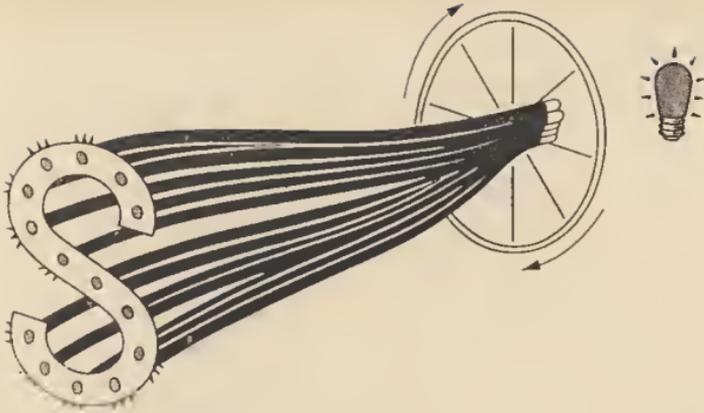


Bild 6 Lichtleiter für „geformte“ Anzeige

Anzeigefelder mit Lampen benötigen einen größeren Platz an der Frontplatte; werden jedoch nur Lichtleitenden vorn herausgeführt, so kann man sie enger zusammenrücken und im Geräteinnern die Lichtquellen dann nach Wahl verteilen.

Bild 6 zeigt den Einsatz der Lichtleiter zur Gewinnung einer „geformten“ Anzeige. Mit einer Lichtquelle läßt sich die ganze Form ausleuchten, und durch Einbringen eines Farbrads in den Strahlengang können noch Farbeffekte erzielt werden. Die nächsten beiden Bilder kennzeichnen die Flexibilität von Faseroptikbündeln. Bild 7 zeigt, wie man Lichtleiter gemeinsam

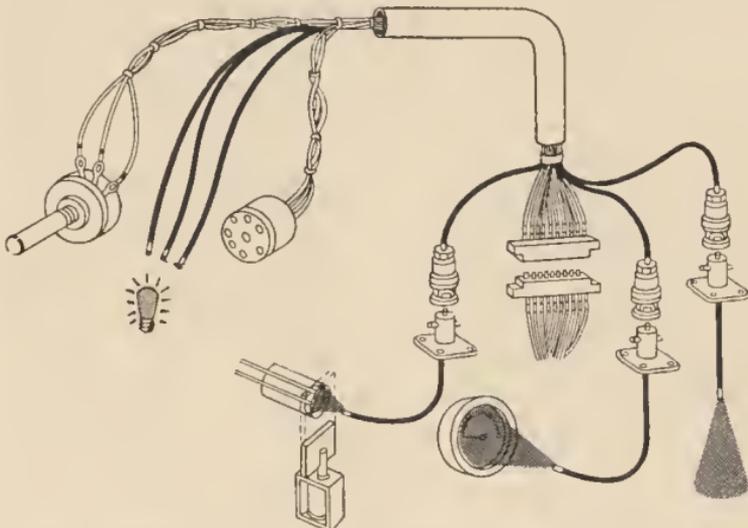
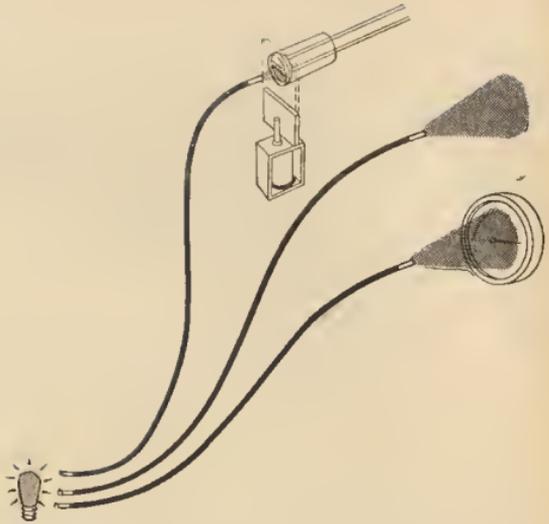


Bild 7 Flexibilität der Faseroptiken-Verlegung im Kabelbaum

Bild 8
Mehrfachausnutzung
einer Lichtquelle
mittels Lichtleiter



mit elektrischen Leitern in Kabelbäumen verlegen und mit einer Lichtquelle mehrere Beleuchtungsaufgaben wahrnehmen kann. Die Faseroptiken können auch mit Steckverbindungen versehen und mit ihren flachen Enden bündig abschließend hintereinandergeschaltet werden. Natürlich tritt durch jede Trennstelle ein Lichtverlust auf, weshalb man die Trennung des Bündels nicht oft durchführen kann. Bild 8 zeigt noch die Mehrfachausnutzung einer Lichtquelle mittels dreier Lichtleiter.

Aus dem Gesagten ist leicht abzuleiten, daß man mit dieser neuen Art der Lichtübertragung ein leistungsfähiges Mittel der optischen Konstruktion besitzt. Große Industrienationen betreiben derartige Forschungen mit hohem Aufwand, um die Automatisierungstechnik damit zu fördern, im Rahmen der Militär- und Weltraumtechnik neue Lösungen für aktuelle Probleme zu finden oder neue wissenschaftliche Meßgeräte bauen zu können. Wenn auch dem Amateur in absehbarer Zeit sicher keine derartigen Lichtleiter zur Verfügung stehen werden — die komplizierte Herstellungstechnologie bedingt auch einen hohen Preis —, so muß er doch über neue Wege der modernen Technik informiert werden, denn durch sein aktives Mitdenken im Beruf ist schon viel Wertvolles entstanden, und der Wissenschaftler kann auf die Hilfe des Amateurs nicht verzichten.

Elektronische Rechenmaschinen als Übersetzer

Dipl.-Math. Claus Goedecke

Seit der Entwicklung der ersten elektronischen Rechenmaschine *Mark I* im Jahre 1944 ist erst ein knappes Vierteljahrhundert vergangen. Aber dieser Zeitraum wurde geprägt von einem unwahrscheinlichen Entwicklungstempo der elektronischen Datenverarbeitung, die mehr und mehr zum unentbehrlichen Helfer auf allen Gebieten unseres Lebens wird. Die Fülle der Anwendungsmöglichkeiten der Rechenautomaten — oder wie sie allgemeiner bezeichnet werden: der elektronischen Datenverarbeitungsanlagen — ist heute kaum noch zu übersehen. Während sie zunächst nur dazu benutzt wurden, rein zahlenmäßig Rechnungen aus den verschiedensten Gebieten von Wissenschaft, Technik, später auch Ökonomie schneller und sicherer auszuführen, ergaben sich im Laufe der weiteren Entwicklung Anwendungsbereiche, die mehr oder weniger mit Zahlen überhaupt nichts mehr zu tun hatten.

Am 7. Januar 1954 versammelten sich in einem Büro der New Yorker Firma *IBM (International Business Machines)* viele Menschen zu einem ungewöhnlichen Schauspiel. Sie wurden Augenzeuge der ersten öffentlichen Demonstration der maschinellen Übersetzung, die auf der elektronischen Rechenanlage *IBM-701* durchgeführt wurde. In den Speicher der Maschine gab man ein russisch-englisches Wörterbuch und das Programm ein, wobei das Wörterbuch aus 250 Worten bestand und das Programm etwa 2400 Befehle umfaßte. Dann stellte man zur Übersetzung einen einfachen Text in russischer Sprache zusammen, der aus der Maschine bekannten Vokabeln bestand.

Der Text wurde im Kode der Anlage auf Lochkarten verschlüsselt, über die Leseeinheit in den Speicher der Anlage überführt, und unmittelbar darauf erschien über den Drucker automatisch die englische Übersetzung des vorgegebenen Textes.

Die zweite Vorführung dieser Art erfolgte Ende 1955 in Moskau auf der sowjetischen Anlage *BESM*. Zur automatischen Übersetzung eines Textes von der englischen in die russische Sprache wurden in die Maschine das Programm und ein Wörterbuch eingegeben, das aus 952 englischen und 1073 russischen Wörtern bestand, d. h., von den englischen Wörtern hat-

ten 121 eine zweifache Bedeutung, was durch einen speziellen Kode am jeweiligen Wort gekennzeichnet war.

Von nun an begann eine ganze Serie erfolgreicher Versuche zur automatischen Übersetzung von einer Sprache in eine andere. Diese Versuche erregten in der ganzen Welt beträchtliches Aufsehen und wurden von der breiten Öffentlichkeit mit großem Interesse verfolgt. Dabei erhob sich immer wieder die Frage, wie so etwas überhaupt möglich ist.

Den Gelehrten und Wissenschaftlern war es gelungen nachzuweisen, daß von elektronischen Datenverarbeitungsanlagen jede beliebige Arbeit übernommen werden kann, die nach streng bestimmten Gesetzen (Algorithmen) verläuft. Man muß diese Gesetzmäßigkeiten nur erkennen, sie in Gestalt einer Folge elementarer Operationen ausdrücken und danach ein Programm für den Automaten herstellen.

Natürlich lassen sich solche Algorithmen auf dem Gebiet der Mathematik auf Grund des Charakters dieser Wissenschaft am ehesten finden. Algorithmen, die für numerische Rechnungen aufgestellt werden, heißen *numerische Algorithmen*. Durch sie wird die Lösung eines mathematischen Problems auf die 4 Grundrechenarten zurückgeführt. So nahm es nicht wunder, daß die Rechenautomaten zuerst für die Lösung solcher Probleme Verwendung fanden, die sich durch mathematische Formeln ausdrücken lassen. In diesem Zusammenhang war die Berechnung der Wettervorhersage möglich. Die Spezialisten dieses Gebietes hatten schon weit früher, als es elektronische Rechenanlagen gab, aus den Informationen über Luftdruck, Temperatur, Luftfeuchtigkeit, Bewölkung und Windrichtung ein mathematisches System von Differentialgleichungen aufgestellt, das die numerische Lösung dieser Aufgabe ermöglichte.

Weitaus schwieriger als die Aufstellung numerischer Algorithmen ist das Auffinden sogenannter *logischer Algorithmen*. Dabei handelt es sich darum, Vorschriften zu finden, die formalgeistige Arbeiten exakt und eindeutig beschreiben. Bei der Anwendung der modernen Datenverarbeitungsanlagen auf solche Probleme hören die Automaten auf, reine Rechenrichtungen zu sein. Die Lösung logischer Aufgaben erfordert nämlich in hohem Maße die Ausführung sogenannter logischer Operationen, die auf den Gesetzen der mathematischen Logik beruhen.

Die Möglichkeit, logische Operationen auszuführen, ist aber keine Eigenschaft speziell entwickelter Automaten, sondern prinzipielle Voraussetzung für die elektronische Rechentechnik. Erst dadurch sind die umfangreichen Anwendungsmöglichkeiten und gewaltigen Rechengeschwindigkeiten und damit die große Bedeutung der elektronischen Rechentechnik zu verstehen, weil der Mensch in einen ablaufenden Rechenprozeß nicht mehr eingreifen muß. Die Anlage trifft auf Grund des vorgegebenen Programms selbst die Entscheidung darüber, ob der eine oder andere Lösungsweg einzuschlagen ist, ob eine Rechnung beendet oder ein bestimmter Zyklus noch einmal wiederholt werden muß.

Während bei mathematischen Problemen die elektronischen Datenverarbeitungsanlagen zum größten Teil arithmetische Operationen durchführen müssen, logische Operationen aber nur hin und wieder auftreten, nämlich gerade dann, wenn Entscheidungen zu treffen sind, werden bei den logischen Problemen zum überwiegenden Teil überhaupt nur logische Operationen durchgeführt. Eine der wesentlichen logischen Operationen ist für alle Probleme die sogenannte *Vergleichsoperation*. Die logischen Aufgaben, die von elektronischen Datenverarbeitungsanlagen gelöst werden können, sind sehr verschiedenartig. Dazu gehören die Steuerung des Rangierverkehrs, die Aufstellung von Fahrplänen, die Diagnostik in der Medizin, Aufgaben aus Kriminalistik und Psychologie, Probleme militärischer Operationen, die automatische Dokumentation, die „elektronische Stenotypistin“ und nicht zuletzt die Übersetzung von einer Sprache in die andere.

Die Bemühungen um die automatische Übersetzung gingen davon aus, daß die Veröffentlichungen in den einzelnen Ländern in starkem Maße zugenommen haben und demzufolge deren Verbreitung auf dem herkömmlichen Wege nicht mehr zu bewältigen ist. Die sprachlichen Unterschiede stellen also ein wesentliches Hindernis auf dem Wege zur Entwicklung kultureller, wissenschaftlicher und gesellschaftlicher Beziehungen dar. Die Automatisierung des Übersetzungsprozesses würde bei der Lösung dieses Problems einen großen Fortschritt bedeuten.

Als Ergebnis dieser Untersuchungen wurde von den Sprachforschern festgestellt, daß das Übersetzen eine formalgeistige Arbeit ist. In anderen Worten bedeutet das, eine Übersetzung läßt sich ausführen, ohne daß man den zu übersetzenden Text versteht. Dazu müssen nur jene Gesetze zusammengestellt werden, durch die zwei verschiedene Sprachen unter Berücksichtigung der grammatischen Regeln miteinander verknüpft sind. Ausgehend von diesen Regeln ist es dann nicht schwer, ein Programm für eine elektronische Datenverarbeitungsanlage aufzustellen und damit den Übersetzungsprozeß zu automatisieren.

Als erstes wird für ein mechanisches Übersetzen das Vorhandensein eines Wörterbuchs vorausgesetzt. Von den mathematischen Anwendungen her dürfte bekannt sein, daß elektronische Rechenanlagen mit Zahlen umgehen können, aber nichts ist über Worte und Buchstaben gesagt. Deshalb müssen zunächst alle Buchstaben durch Zahlen ausgedrückt werden, die in der Maschine in einer Speicherstelle in Dualform auftreten.

Eine Speicherstelle des Speichers einer elektronischen Datenverarbeitungsanlage besteht gewöhnlich aus 7 bis 8 Binärstellen (realisiert durch Magnetkerne), von denen jeweils eine zur Kontrolle der Speicherung dient. Betrachten wir eine Speicherstelle mit 7 Binärstellen (Bild 1), so verbleiben 6 Stellen zur Informationsdarstellung. Damit sind 64 verschiedene Zeichen oder Symbole darstellbar, die durch die Zahlen 0 bis 63 verschlüsselt werden. Damit ließen sich beispielsweise zur Übersetzung die Ziffern

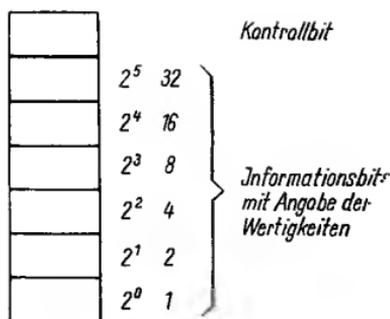


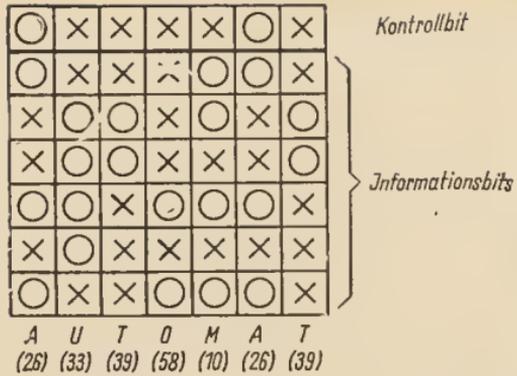
Bild 1
Schema
für den Aufbau einer Speicherstelle

0 bis 9, die großen Buchstaben des Alphabets (26) und Interpunktionszeichen, wie Komma, Punkt, Semikolon, Doppelpunkt oder Fragezeichen, verschlüsseln. Daraus läßt sich aber auch erkennen, daß bei 6 Stellen zur Informationsdarstellung die Verschlüsselung der kleinen Buchstaben des Alphabets nicht mehr möglich ist, da die aufgezählten Zeichen und Symbole bereits 41 der 64 Kombinationsmöglichkeiten belegen und längst

Druck- zeichen	Interne Darstellung dual						Zahlen- wert
	32	16	8	4	2	1	
A	0	1	1	0	1	0	26
B	0	1	0	1	1	1	23
C	0	1	0	0	0	1	17
D	0	1	0	0	1	0	18
E	0	1	0	0	1	1	19
F	0	1	0	1	0	0	20
G	0	1	0	1	0	1	21
H	0	1	0	1	1	0	22
I	1	1	1	0	0	1	57
J	0	1	1	0	0	1	25
K	0	0	1	1	1	1	15
L	1	0	0	0	0	0	32
M	0	0	1	0	1	0	10
N	0	0	1	0	1	1	11
O	1	1	1	0	1	0	58
P	0	0	1	1	0	0	12
Q	0	0	1	1	0	1	13
R	0	0	1	1	1	0	14
S	0	1	1	1	0	0	28
T	1	0	0	1	1	1	39
U	1	0	0	0	0	1	33
V	1	0	0	0	1	0	34
W	1	0	0	0	1	1	35
X	1	0	0	1	0	0	36
Y	1	0	0	1	0	1	37
Z	1	0	0	1	1	0	38

Bild 2 Die Verschlüsselung von Buchstaben im Bull-Kode (Kode T 8)

Bild 3
Die Verschlüsselung
des Wortes „Automat“
im Speicher einer
elektronischen Daten-
rerarbeitungsanlage
(Bull-Kode)



nicht alle Interpunktionszeichen aufgezählt wurden. Eine mögliche Verschlüsselung zeigt Bild 2 (BULL-Kode). Bei der Darstellung des Wortes AUTOMAT in 7 nebeneinanderliegenden Speicherstellen unter Verwendung des aufgeführten Codes erhält man Bild 3. Das Kontrollbit wurde dabei jeweils so belegt, daß die Anzahl der besetzten Binärstellen innerhalb einer Speicherstelle ungerade ist.

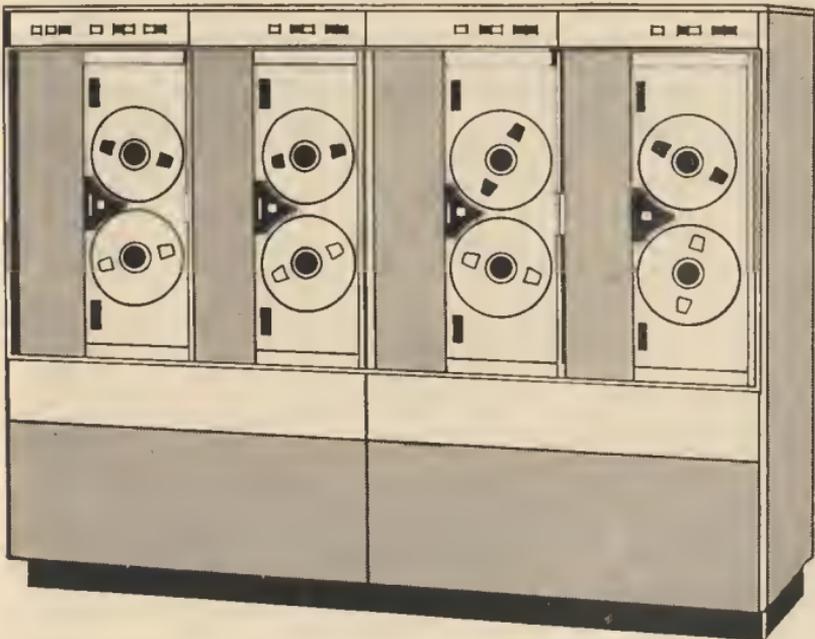


Bild 4 Ansicht der Magnetbandspeichergerte einer elektronischen Datenverarbeitungsanlage

Auf Grund dieser Verschlüsselung läßt sich also die Darstellung eines Wörterbuchs in einer elektronischen Datenverarbeitungsanlage prinzipiell ermöglichen. Da der interne Speicher der Anlage gewöhnlich durch das Programm und den zu übersetzenden Text belegt wird, verwendet man zur Aufbewahrung des Wörterbuchs sogenannte externe Speicher, wie Magnetbandspeichergeräte (Bild 4) oder Plattenspeichergeräte (Bild 5). Dabei befinden sich die Wörter gleicher Bedeutung der vorgegebenen Sprachen in Zellen mit gleichen Ordnungsnummern, um die unmittelbare Zuordnung zu erhalten. Bei der Übersetzung von der russischen in die englische Sprache oder umgekehrt ist aber zusätzlich zu beachten, daß beide Sprachen unterschiedliche Alphabete verwenden.

Bei der Aufstellung eines Wörterbuchs entstehen die ersten Schwierigkeiten dadurch, daß es eine Vielzahl von Worten gibt, die eine mehrfache Bedeutung haben. Dies muß bei der Aufstellung des Programms berücksichtigt werden. Hinzu kommt, daß sich nicht alle Worte mit den entsprechenden Vor- und Nachsilben oder mit allen möglichen Endungen von Deklination und Konjugation speichern lassen. Gewöhnlich speichert man deshalb Wortstämme, während ein Verzeichnis grammatischer Merkmale Bestandteil des Programms ist. Die Auswahl der Wörter für das



Bild 5 Ansicht eines Plattenspeichergeräts mit einer Kapazität von 8,19 Millionen alphanumerischen Zeichen

Wörterbuch erfolgt auf Grund statistischer Untersuchungen im Hinblick auf ihre Häufigkeit und Anwendung.

So umfangreich schon die Arbeit bei der Aufstellung des Wörterbuchs ist, weitaus schwieriger gestaltet sich die Aufstellung des Programms. Jede Sprache hat eine Vielzahl komplizierter Gesetze, eine Vielzahl grammatischer Regeln, die ohne Ausnahme bei der Aufstellung des Programms zu beachten sind. Der erste Versuch der automatischen Übersetzung im Jahre 1954 war so aufgebaut, daß im gesamten Programm lediglich 6 grammatische Regeln berücksichtigt wurden. In Wirklichkeit sind es wesentlich mehr, wobei außerdem die in beiden Sprachen geltenden unterschiedlichen Regeln und der andersartige Satzaufbau berücksichtigt werden müssen. Eine weitere Schwierigkeit der automatischen Übersetzung besteht schließlich darin, daß es in jeder Sprache Worte und Ausdrücke gibt, die sich nicht wörtlich übersetzen lassen.

Der Übersetzungsprozeß selbst zerfällt in 2 Etappen: in die Analyse und in die Synthese. In der ersten Etappe der Übersetzung eines Satzes erfolgt zunächst die Übersetzung der einzelnen Wörter. Dazu wird jedes einzelne Wort mit den Wörtern des Wörterbuchs so lange verglichen, bis bei einem Wort Übereinstimmung besteht. Dieser Prozeß schließt gleichzeitig die grammatikalische Analyse der einzelnen Wörter ein, da im Wörterbuch meist nur der Wortstamm aufzufinden ist.

Auf Grund der enormen Rechengeschwindigkeiten der elektronischen Datenverarbeitungsanlagen erfolgt das Heraussuchen eines bestimmten Wortes aus dem Wörterbuch in kürzester Frist. Bei einem Umfang des Wörterbuchs von 10000 Worten und einer Operationsgeschwindigkeit der Anlage von 100000 Operationen in der Sekunde dauert das Suchen eines bestimmten Wortes im ungünstigsten Fall 0,1 s. Durch programmtechnische Maßnahmen kann man die Geschwindigkeit des Lesevorgangs noch erhöhen, indem man das Wörterbuch in bestimmte Segmente unterteilt. Ein bestimmtes zu übersetzendes Wort wird dann nur mit den Worten des ihm entsprechenden Segmentteils aus dem Wörterbuch verglichen. Damit läßt sich die Dauer des Suchvorgangs um das 50- bis 100fache senken.

In der zweiten Etappe der Übersetzung, der Synthese des übersetzten Satzes, werden die im Wörterbuch gefundenen Wörter entsprechend den vorliegenden grammatischen Merkmalen abgeändert, und mittels der Syntax erfolgen die Ordnung des Satzes und die Ausführung der Interpunktion.

Faßt man die bisherigen Ergebnisse auf dem Gebiet der automatischen Übersetzung zusammen, so läßt sich erkennen, daß eine völlig automatische Übersetzung bei einwandfreier Qualität (auch als *FAHQ*-Übersetzung bezeichnet — *fully automatic high quality translation*) nicht realisierbar ist. Das trifft insbesondere auf schöngeistige Literatur zu, bedingt durch die völlig unterschiedliche Arbeitsweise von Mensch und Maschine.

Gleichzeitig zeichnen sich aber Anwendungsgebiete für die automatische Übersetzung insofern ab, als durch die Beschränkung auf bestimmte Spezialgebiete mit eingegengtem Wortschatz und definierter Wortbedeutung die automatische Übersetzung durchaus sinnvoll und nützlich ist. Zwar werden solche Übersetzungen der Nachbehandlung bedürfen, aber diese Arbeit wird nach internationalen Schätzungen höchstens 10 bis 15 % der ursprünglich benötigten Zeit ausmachen.

Bei der Anwendung elektronischer Datenverarbeitungsanlagen zur automatischen Übersetzung von technischer Fachliteratur schätzt man für die Zukunft den Umfang des erforderlichen Wörterbuchs auf etwa 15 000 Wörter. Die Übersetzungsprogramme werden einen beachtlichen Umfang haben. Gegenwärtig existieren in den verschiedensten Ländern solche Programme zur automatischen Übersetzung. Erst kürzlich erfolgte eine Meldung, nach der erfolgreich Versuche zur Übersetzung aus der chinesischen in die englische Sprache durchgeführt wurden. Diese Meldung ist um so beachtenswerter, als die Struktur der chinesischen Sprache die Sprachforscher noch vor weitaus schwierigere Probleme stellt als bei anderen Sprachen.

Die automatische Übersetzung befindet sich zur Zeit in der Periode, da vorhandene Programme verfeinert und auf bestimmte Spezialgebiete zugeschnitten werden. Im Zusammenhang mit der automatischen Übersetzung führt man gegenwärtig auch sehr interessante Untersuchungen durch bezüglich der Entschlüsselung geheimer Nachrichten, die in einem unbekanntem Kode verschlüsselt sind. Die Entschlüsselung geht so vor sich, daß man einerseits gewisse statistische Eigenschaften des verschlüsselten Textes ausnützt und andererseits die Entschlüsselung durch Proben auf verschiedene Kodes durchführt. Die Anwendung elektronischer Datenverarbeitungsanlagen für diese Zwecke erhöht die Chance auf die Entschlüsselung eines Geheimkodes bedeutend.

Ähnlich verhält es sich mit der Dechiffrierung von Inschriften alter, längst vergessener Sprachen. So gelang es in der Sowjetunion, mit Hilfe der elektronischen Datenverarbeitung Maya-Handschriften zu übersetzen.

Wenn das Problem der automatischen Übersetzung heute auch längst nicht vollständig gelöst ist, so zeichnen sich doch auf diesem Gebiet interessante Aspekte ab. Wenn man bedenkt, daß die ersten Versuche gerade etwas über 10 Jahre zurückliegen, unterdessen die Wörterbücher bedeutend dicker und die Qualität wesentlich besser geworden ist, so kann man der automatischen Übersetzung mit den in diesem Beitrag behandelten Einschränkungen durchaus eine erfolgreiche Zukunft voraussagen.

Literatur

- Goedecke, C.*, Elektronisches Rechnen für den Amateur, Der praktische Funk-amateur, Bd. 53, Deutscher Militärverlag, Berlin
- Goedecke, C.*, Zu einigen Aufgaben der Kybernetik, Elektronisches Jahrbuch 1966, S. 171 bis 178, Deutscher Militärverlag, Berlin
- Götzke, H.*, Programmgesteuerte Rechenautomaten, Fachbuchverlag, Leipzig, 1965
- Poletajew, I. A.*, Kybernetik, Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin
- Rowenski, S.*, Maschine und Gedanke, Passat-Bücherei, Bd. 44
- Tukatschinski, M. S.*, Maschinen als Mathematiker, Deutscher Verlag der Wissenschaften, Berlin

Geduldige „Lehrer“

Prof. Br. erklärte, daß Computer künftig den Lehrer nicht nur von seiner Routinearbeit befreien werden, sondern daß die Studenten mit ihnen entsprechend ihrer individuellen Begabung arbeiten können, wobei sich gute Studenten niemals langweilen, schlechte Studenten dagegen niemals „verloren“ fühlen. Er schloß mit den Worten: „Und außerdem wird der Computer niemals ärgerlich werden und mit den Studenten schimpfen, die schrecklich langsam begreifen . . .“

Halbleiter- Bauelemente

Dioden
Gleichrichterdiode
Transistoren

Fordern Sie unser ausführliches
Prospekt- und Katalogmaterial an!

– kurzfristige Liefermöglichkeiten –



electronic

VEB

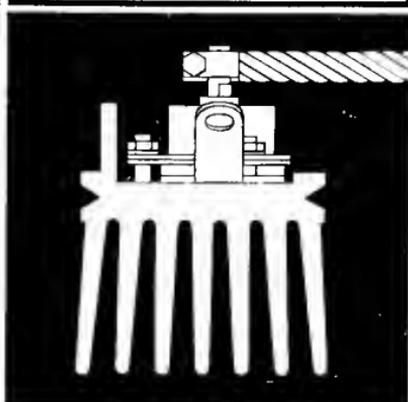
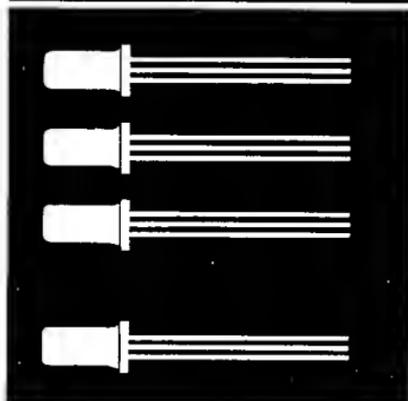
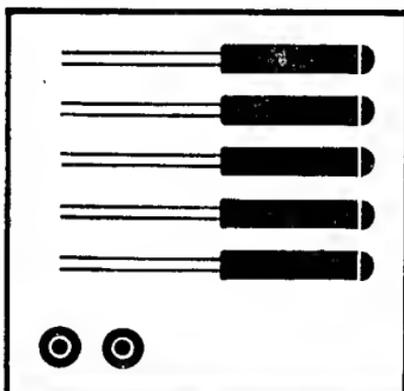
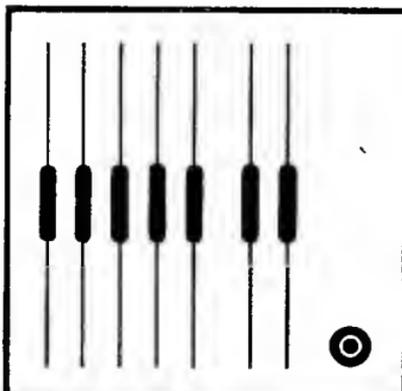
Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)

12 Frankfurt (Oder) – Markendorf

VEB Werk für Fernsehelektronik

116 Berlin-Oberschöneeweide

Ostendstr. 1–5



Sind Unterwasser- nachrichtenverbindungen möglich?

Dipl.-Phys. H.-J. Fischer

Solange Unterseeboote aufgetaucht sind, können sie mit konventionellen funktechnischen Mitteln ihre Nachrichtenverbindungen aufrechterhalten. Auch beim Fahren auf Seehöhe ist noch mit einer wasserdicht angebrachten Stabantenne Funkverbindung möglich, allerdings mit geringerer Reichweite. Welche Möglichkeiten der Nachrichtenübertragung hat jedoch ein getauchtes Unterseeboot?

Das umgebende Salzwasser hat auf Grund seiner physikalischen Eigenschaften (Salzgehalt, Dielektrizitätskonstante usw.) dämpfende Wirkungen auf die hochfrequenten Wellen. Für ebene Wellen in einem dämpfenden Medium gilt die Formel

$$I_x = I_0 \cdot e^{-\alpha x},$$

dabei ist I_x die Intensität im Abstand x , I_0 die ursprüngliche Intensität für $x = 0$ und α der Absorptionsfaktor. Der Absorptionsfaktor läßt sich aus der Dielektrizitätskonstante ϵ , der Leitfähigkeit σ , der Permeabilität μ und der Frequenz f berechnen. Bei Seewasser ist $\epsilon_r = 81$, $\mu = 1$ und $\sigma = 3 \cdot 10^{-2} \Omega^{-1} \text{cm}^{-1}$. Die recht komplizierte Rechnung für α (der Vollständigkeit halber unten angegeben) liefert das Ergebnis, daß z. B. bei 300 kHz und einem Intensitätsverhältnis $I_0/I_x = 10^6$ die Eindringtiefe in Wasser größenordnungsmäßig bei 10 m liegt.

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2$$

$$\alpha_1 = \frac{4\pi \cdot n \cdot x}{\lambda}, \quad n x = \sqrt{\frac{\mu}{2} \left(\sqrt{\epsilon^2 + 4\sigma^2 \cdot \frac{1}{f^2}} - \epsilon \right)}$$

$$\alpha_2 = \frac{1,58}{\lambda^2}$$

Es ist schon lange bekannt, daß sich für den Empfang unter Wasser *magnetische Antennen*, d.h. Rahmen- oder Ferritantennen, besser als *elektrische Antennen* eignen. Man kann also mit magnetischen Antennen vom getauchten U-Boot aus Sender über Wasser bei geeignet gewählter Sendefrequenz empfangen. Damit ist wenigstens eine einseitige Nachrichten-

übertragung zum getauchten U-Boot möglich. Aus der weiter vorn gegebenen Formel läßt sich die Frequenzabhängigkeit der Eindringtiefe ablesen. Es ergibt sich für die Praxis der Bereich der *Längst- und Langwellen* als zweckmäßigste Lösung.

Der Wellenwiderstand des Seewassers $Z = E/H$ (wobei E die elektrische Feldstärke in V/m , H die magnetische Feldstärke in A/m ist) nimmt mit der Wurzel aus der Frequenz zu; bei 100 Hz beträgt er $0,015 \Omega$, bei 10 kHz etwa $0,1 \Omega$, bei 1 MHz 1Ω usw. Er ist also sehr klein, und eine Anpassung an ihn bereitet große Schwierigkeiten. Die Dämpfung nimmt ebenfalls mit der Wurzel aus der Frequenz zu. Bei 1 kHz beträgt sie $0,1 \text{ Np/m}$, bei 100 kHz 1 Np/m und schließlich bei 10 GHz (3-cm-Wellen) 500 Np/m .

Bild 1 zeigt die Gesamtdämpfung der elektromagnetischen Wellen durch die Grenze der Medien Luft/Wasser und durch das Seewasser beliebiger Tiefe. Bei Bild 1 wird eine vertikale Sendepolarisation vorausgesetzt; folgende Dämpfungsfunktionen liegen zugrunde:

$$\alpha \text{ (Grenzfläche)} = 13,25 f^{-0,0667}$$

$$\alpha \text{ (Seewasser)} = 0,0037 D \sqrt{f};$$

f in Hz, D = Eindringtiefe in m, α = Dämpfung in Np. Die Frequenz, bei der die Gesamtdämpfung ein Minimum bei gegebener Tiefe D wird, ist

$$f = (478/D)^{1,76}.$$

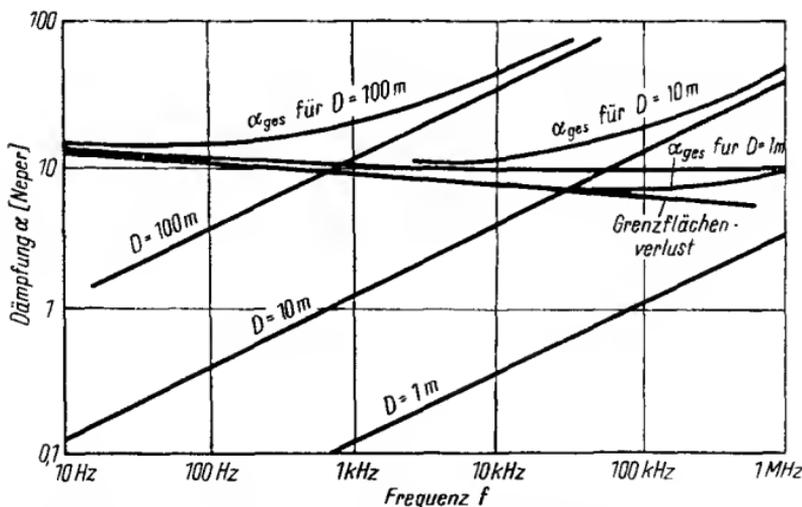


Bild 1 Dämpfung von Längswellen beim Eintritt in Seewasser

Einige charakteristische Werte sollen in der nachfolgenden Tabelle angegeben werden:

Tiefe D in m	f für α_{mln} in Hz	α_{ges} bei f in Np
100	16	13,0 (113,0 dB)
10	900	9,8 (85,0 dB)
1	52000	7,2 (62,5 dB)

Bild 2 zeigt noch die Tiefe D, bei der die Feldstärke in Seewasser auf 1 % bzw. 1‰ (10^{-2} bzw. 10^{-3}) abnimmt, als Funktion der Frequenz; die Leitfähigkeit σ ist der Parameter.

Die größte Tauchtiefe, bei der noch ein Empfang möglich ist, hängt von der Feldstärke über Wasser, der mittleren Störfeldstärke, der Eigenrauschspannung des benutzten Empfängers, der Leitfähigkeit des Seewassers und der Frequenz ab. Bild 3 zeigt die erreichbaren Empfangstauchtiefen als Funktion der Frequenz mit dem Überwasser-Signalrauschverhältnis als Parameter. Mit einer Frequenz von 20 kHz und 60 dB Störabstand über Wasser ist also z. B. eine Tauchtiefe von 33 m möglich. Über die erreichbaren Entfernungen bei Sendeleistungen von 100 kW und 1 MW (Dauerstrich) gibt schließlich noch Bild 4 Auskunft. Dabei wurden folgende Berechnungswerte zugrunde gelegt: $f = 16$ kHz, effektive Antennenhöhe $5 \cdot 10^{-4}$ m (Ferritantenne $18 \mu\text{H}$, $Q = 100$), Rauschzahl des Empfängers $F = 1$, Bandbreite 160 Hz, Leitfähigkeit 1 S/m.

Da sich recht große Reichweiten erzielen lassen, wurde das Längswellen-Nachrichtenübertragungsverfahren für U-Boote im 2. Weltkrieg von Deutschland und den USA angewendet. 1943 errichtete man den U-Boot-Leitsender *Goliath* bei Calbe, der bei 16 kHz eine Sendeleistung von 1 MW

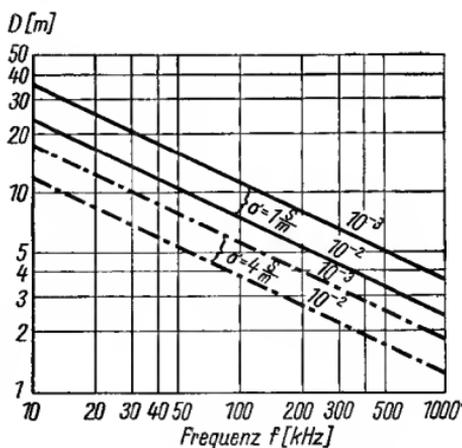


Bild 2
Tauchtiefen für Feldstärkenabnahme
auf 1‰ und 1‰
(Leitfähigkeit $\sigma =$ Parameter)

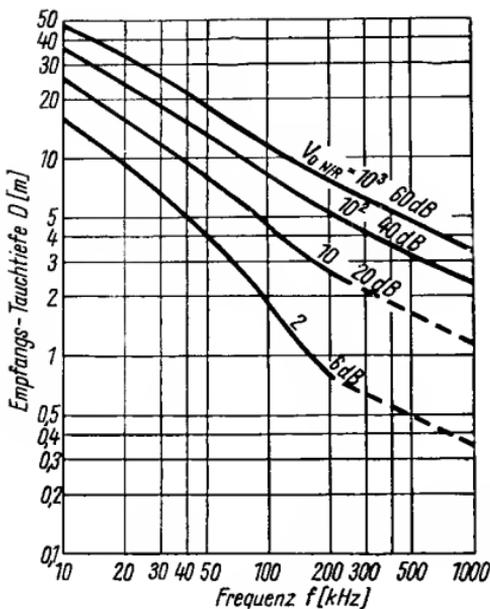


Bild 3
Erreichbare
Empfangstauchtiefen

aufwies. Die Kommandoübertragung erfolgte telegrafisch (s. Tabelle über erzielte Reichweiten, S. 68). Die USA benutzten im 2. Weltkrieg einen ähnlichen Sender mit 16,88 kHz in Haiku auf Hawaii (Hochfrequenzmaschinensender, später Umbau auf Röhrensender 0,5 MW). Zur Zeit besitzen sie 2 Hochleistungssender von 1 MW im Frequenzbereich 14,5 bis 35 kHz bei Washington und bei Camden/Maine, die die Funkverbindungen zu den Polaris-U-Booten aufrechterhalten. Durch Einsatz moderner Signalbehandlungsmethoden können die Reichweiten noch etwas gesteigert werden.

Natürlich sind elektromagnetische Wellen nicht das einzige Unterwasser-Signalübertragungsmittel. Man kann auch Schallwellen zur Nachrichtenübertragung verwenden. Das hydroakustische Nachrichtenverfahren hat natürlich eine weit geringere Reichweite als das elektromagnetische. Wenn man einen selektiven Empfänger (Hydrofon) mittleren Aufwands voraussetzt, genügt zum sicheren Empfang ein Schalldruck von $20 \mu\text{B} = 20 \text{ dyn/cm}^2$. Die Schallgeschwindigkeit im Wasser beträgt $1,5 \cdot 10^3 \text{ m/s}$, der akustische Widerstand $Z = \rho_0 \cdot c = 1,5 \cdot 10^6 \text{ kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$. Die Empfangsintensität der Schallwelle ergibt sich dann zu

$$I_E = \frac{P_E^2}{Z} = \frac{4}{1,5 \cdot 10^6} = 2,67 \mu\text{W/m}^2.$$

Der Schall breitet sich in der See als Zylinderwelle aus. Bei einer Reichweite von 100 km und einer Zylinderhöhe von 600 m errechnet sich die erforderliche Senderleistung zu

$$P_s = 2\pi r \cdot h \cdot I_e = 1000 \text{ W.}$$

Berücksichtigt man noch die Ausbreitungsdämpfung, dann kann man die Reichweite sicher mit 10 kW Schalleistung erzielen. Da die Absorption der Schallwellen mit dem Quadrat der Frequenz zunimmt, ist auch hier mit niedrigen Frequenzen die größte Reichweite erreichbar. Man benutzt dazu eine Frequenz von einigen Kilohertz, die sich mit Maschinenumformern oder mittels Thyristorwechselrichtern erzeugen läßt. Nachteilig ist bei diesem hydroakustischen Nachrichtenverfahren die große Signallaufzeit. Für 40 Seemeilen Entfernung beträgt die Laufzeit der Signale 50 s. Weiterhin wird eine hydroakustische Nachrichtenverbindung durch den Temperaturgradienten des Wassers, durch Salzgehalt, Seegang und durch die Formation des Meeresbodens beeinflusst. Die Störsicherheit ist relativ gut, die Kanalkapazität reicht im allgemeinen für Telegrafieübertragung aus.

Neben diesen konventionellen Nachrichtenmitteln bestehen noch folgende neue Lösungen des Problems: Das getauchte U-Boot setzt Bojen mit hydroakustischen Empfängern und UKW-Sendern aus. Vom U-Boot wird die Boje mit Schallwellen angestrahlt, und oberhalb der Wasseroberfläche setzt die Boje die Nachricht in eine UKW-Sendung um.

Unter Wasser ist auch eine Lichtsprechverbindung mittels grünen Laserlichts möglich. Dabei sind naturgemäß die Reichweiten begrenzt, und ein solches Nachrichtenübertragungsverfahren eignet sich nur für Entfernungen bis zu einigen Kilometern. Auf diesem Gebiet sind die Entwicklungen noch im Fluß.

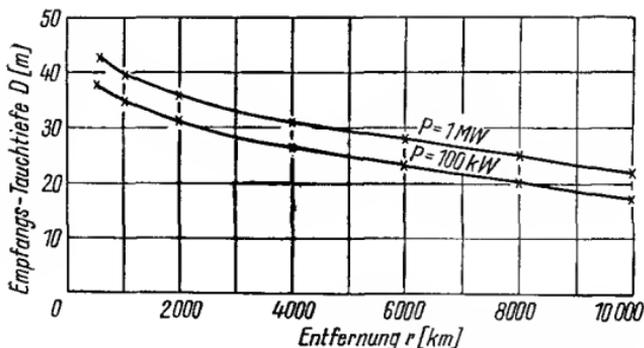


Bild 4 Tauchtiefe als Funktion der Entfernung vom Sender

Es ist jedoch allgemein zu sagen, daß die Nachrichtenverbindung mit getauchten Wasserfahrzeugen große technische Probleme mit sich bringt. Die Tiefseeforschung stellt noch besondere Anforderungen an die Unterwassernachrichtenübertragung, denn dabei sind Tauchtiefen bis 5000 m keine Seltenheit. Zwischen dem *Bathyscaphe* und dem Begleitschiff *Elie Monnier* benutzte der französische Tiefseeforscher *Picard* ein modifiziertes *ASDIC*-Gerät zur Telegrafieübertragung bei 15 kHz. Als Wandler dienen magnetostruktive Nickelschwinger. Ein Schwinger wird im Tiefseetauchergerät sowohl zum Senden als auch zum Empfang benutzt; er ist druckdicht eingebaut.

Literatur

- [1] *Brune, K.*, Über die Ausbreitung elektrischer Wellen im Wasser, Hochfrequenztechnik und Elektroakustik, Bd. 50 (1937), S. 73—80
- [2] *Ziehm, G.*, Empfang und Pellung elektrischer Wellen in Seewasser, Telefunken-Zeitung, Jg. 33 (1960), Heft 128, S. 141—150
- [3] *Fischer, H.-J.*, Kapitel „Hydroakustik“ im „*electronicum*“, DMV Berlin, 1967
- [4] *Schulze-Herringen, E.*, Meilensteine der Groß-Sendertechnik, Festschrift der C. Lorenz AG „75 Jahre Lorenz“

Tabelle der Tauchtiefen, in denen der 1943 errichtete Marine-Sender „Goliath“ empfangen werden konnte. Frequenz etwa 16 kHz. Senderleistung etwa 1 MW. Aufstellungsort: Calbe/Saale aus [4]

Seegebiet	Gesamtentfernung	Davon Entfernung über Land	Tiefe des Rahmens unter der Wasseroberfläche
	in km	in km	in m
Nordsee bis Peterhead-Stavanger	etwa 1000	300	15..25
Eismeer, Barents-See	etwa 2300	1000..1600	13..18
Mittelmeer	etwa 2300	700..800	13..18
Nordatlantik einschl. Seegebiet New York und Lorenz-Golf	5200..7000	700..1400	8..26
Mittelatlantik einschl. Karibisches Meer	etwa 7600	1000..1200	8..20
Südatlantik bis etwa 750 km südlich Kapstadt	etwa 9800	8200	8..12
Indischer Ozean, Straße von Malakka	etwa 8300	7400	8..15

Die Elektronik in der Sportwissenschaft

Ing. Rolf Anders

Wenn in diesem Jahre die besten Athleten der Welt zum friedlichen Wettkampf in Mexiko zu den Olympischen Spielen zusammentreffen, dann werden wohl die wenigsten Zuschauer auf den Gedanken kommen, daß auch die Elektronik einen nicht zu unterschätzenden Beitrag dazu geleistet hat, daß die dort gezeigten sportlichen Leistungen einen solchen hohen Stand aufweisen. Die Zeit, da der Sportler allein auf den Ratschlägen seines Trainers sein sportliches Training aufbaute, seine Kräfte ökonomisch einteilte und den zweckmäßigsten Stil bei der Absolvierung einer Übung einsetzte, ist — zumindest beim Spitzensportler — längst dahin. Heute wird die Arbeit des Spitzensportlers (wobei Arbeit im physikalischen Sinne zu verstehen ist) neben dem Trainer noch von erfahrenen Sportphysiologen, Sportärzten, Psychologen und Physikern ständig unter Kontrolle gehalten. Gerade der hochtrainierte Spitzensportler bewegt sich vielfach mit seinen Leistungen an der Grenze des für den Organismus Zumutbaren.

Die Belastung des Organismus kann der Fachmann jedoch nur mit Hilfe von Messungen kontrollieren. Dabei besteht die Schwierigkeit, daß diese Messungen einmal unmittelbar während der Absolvierung einer sportlichen Übung am Sportler vorgenommen werden müssen und zum anderen den Sportler nicht bei der Ausführung dieser Übung behindern dürfen. Um Messungen am Körper des Sportlers durchzuführen, bedient man sich besonders konstruierter Kleinstrumente, die den Sportler nicht belasten oder behindern, und überträgt die Meßwerte vielfach mittels eines kleinen Senders. Das Meßsignal wird an einer anderen Stelle empfangen und mit besonderen Geräten registriert.

So gelang es zum Beispiel unseren Berliner Wissenschaftlern, das Herz-EKG eines trainierenden Sportlers zu übertragen. Auf diese Weise lassen sich auch Muskelströme und andere biologische Daten drahtlos übertragen, und aus den gemessenen Muskelströmen können die Anteile bestimmter Muskelgruppen bei einer Übung analysiert werden.

Aber nicht nur zur Ermittlung biologischer Werte wird die Elektronik in der Sportwissenschaft herangezogen, sondern auch, um den physikalischen

Ablauf einer bestimmten Bewegung oder Übung eindeutig zu analysieren, um daraus Schlüsse für die zweckmäßigste Technik des Bewegungsablaufs zu ziehen. Der körperlichen Leistungsfähigkeit des Menschen sind gewisse Grenzen gesetzt; Höchstleistungen lassen sich nur durch den zweckmäßigsten Einsatz der Kräfte unter Berücksichtigung der günstigsten physikalischen Gesichtspunkte erreichen. Auch die außerordentlich große Leistungsdichte unter den heutigen Spitzensportlern zwingt zum Einsatz elektronischer Meßmittel. Wo vor Jahren noch Zehntelsekunden über Sieg oder Niederlage entschieden, da sind es heute schon Hundertstelsekunden und in einigen Jahren vielleicht Tausendstelsekunden, die den Sieger vom Besiegten trennen. Auch bei Einschätzung eines Wettkampfgeschehens ist es oftmals für den Kampfrichter nicht möglich, ein absolut gerechtes Urteil zu fällen. Dort, wo es dem einzelnen Kampfrichter oder auch einem Kollektiv überlassen bleibt, eine sportliche Leistung mehr oder weniger objektiv zu beurteilen, wird es immer wieder zu Fehlentscheidungen kommen. All diese Möglichkeiten kennen wir vom Fußballfeld, vom Boxing und anderen Wettkampfsportarten. Leider haben sich im Sport elektronische Bewertungseinrichtungen noch nicht in dem Maße durchgesetzt, wie es nicht zuletzt im Sinne der Sportler selbst wünschenswert erscheinen mag.

Die wohl relativ einfachste Methode, im Sport mit elektronischen Mitteln zu arbeiten, sind Zeitmeßmethoden. So wurde in den letzten Jahren vielfach mit Hilfe von Filmkameras bei Sprintläufen der tatsächliche Sieger ermittelt. Auch der Einsatz von Lichtschranken zur Geschwindigkeitsmessung stellt im Prinzip nichts Neues dar.

So ermittelte schon vor Jahren der Schweizer *Straumann* die Anlaufgeschwindigkeit beim Skisprung mit Hilfe von Lichtschranken, indem er auf der Sprungschanze 2 Lichtschranken montierte. Eine Lichtschranke wurde am Beginn einer genau definierten Meßstrecke und eine weitere am Ende dieser Strecke errichtet. Passierte ein Springer diese Schranken, so löste die erste Schranke einen Magneten aus, der eine normale Stoppuhr betätigte. Beim Durchgang des Springers durch die zweite Schranke wurde die Uhr wieder gestoppt. Die Meßgenauigkeit einer solchen Anlage mit einer einfachen Stoppuhr ist natürlich sehr gering. Auch sogenannte elektrische Stoppuhren, die mit einem Synchronmotor arbeiten, sind nicht genau genug. Sie weisen neben einem Fehler von $\pm 0,01$ s einen zusätzlichen Fehler auf, der in Abhängigkeit von der Frequenz des Lichtnetzes auftritt.

Wesentlich genauere Messungen lassen sich mit der in Bild 1 gezeigten Meßanordnung erreichen. Das Gerät ist mit 2 Röhren, 7 Transistoren und 3 Dioden bestückt. Die Anodenstromversorgung erfolgt mit einer Batterie 22,5 V (E1). Die beiden Röhren werden mit den beiden Batterien 1,5 V (E2 und E3) geheizt. Zur Stromversorgung der Transistoren stehen 2 Batterien 4,5 V zur Verfügung.

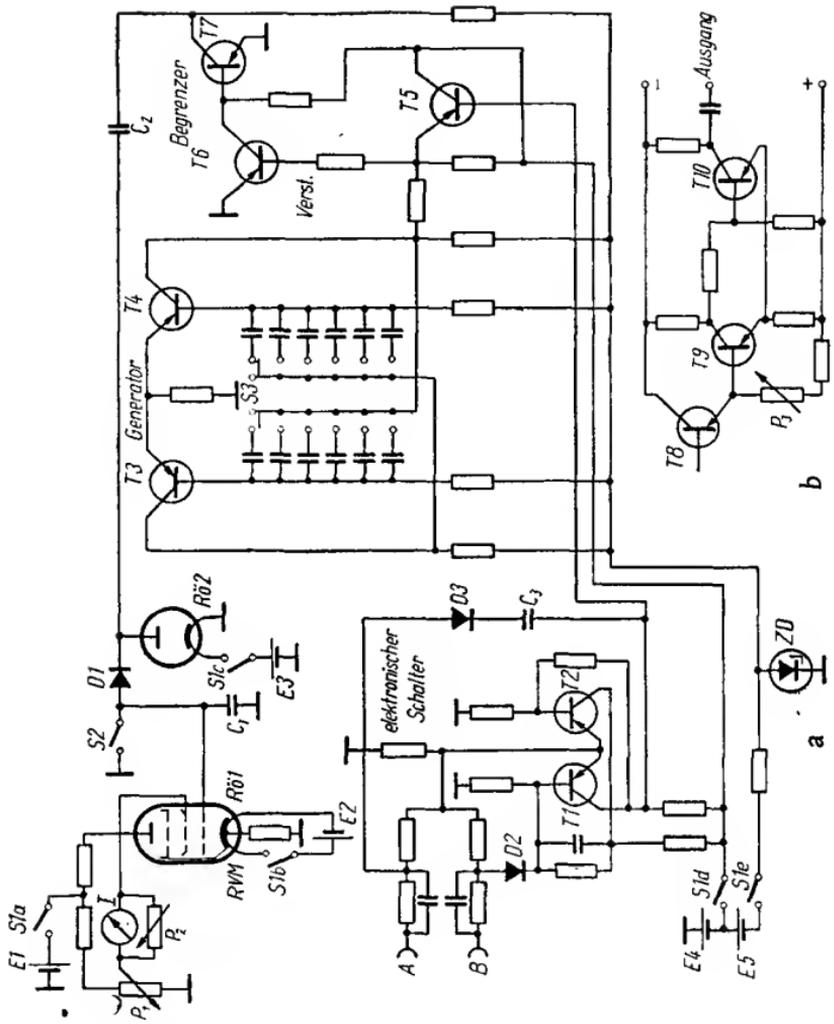


Bild 1

a - Prinzipschaltung einer elektronischen Kurzzeit-Meßuhr

b - Schaltung zur Erzeugung des Schaltimpuls

868

Die Funktionsweise der Schaltung:

Die beiden Transistoren T3 und T4 arbeiten in einer astabilen Multivibratorschaltung und erzeugen somit eine Rechteckspannung, deren Frequenz mit dem Schalter S3 in 6 verschiedenen Stufen eingestellt werden kann. Der Ausgang des Multivibrators ist mit dem als Tor wirkenden Transistor T5 verbunden, das mit den Schalttransistoren T1 und T2 geöffnet bzw. geschlossen werden kann. Gelangt an die Buchse A ein Impuls, so wird der Schalter T1 geöffnet, der wiederum das Tor T5 in den offenen Zustand versetzt. Die vom Multivibrator erzeugten Rechteckimpulse gelangen zum Verstärker T6 und T7, wo sie verstärkt und begrenzt werden. Die Impulse laden den Kondensator C1 auf. Die Kondensatorspannung wird vom Röhrenvoltmeter Röl gemessen und vom Instrument I angezeigt. Der Vollausschlag des Instruments entspricht einer genau definierten Zeit. Wählt man die Multivibratorfrequenz in den Stufen 40 Hz, 200 Hz, 400 Hz, 2000 Hz, 4000 Hz, 20000 Hz, so erhält man für ein Meßinstrument mit einem Vollausschlag von $50 \mu\text{A}$ die Meßbereiche 5 s, 1 s, 0,5 s, 0,1 s, 50 ms und 10 ms. Ein an die Klemme B gelangender Rechteckimpuls schaltet den ganzen Vorgang wieder aus. Dabei wird der Multivibrator vom Tor einfach wieder kurzgeschlossen. Nach erfolgter Messung ist der Schalter S2 zur restlosen Entladung des Kondensators C1 zu schließen und vor Beginn einer neuen Messung wieder zu öffnen. Zur Erzeugung des Schaltimpulses dient der in Bild 1b gezeigte Schmitt-Trigger, dessen Funktionsweise bekannt sein dürfte. Als fotoempfindliches Bauelement wurde ein Fototransistor (T8) eingesetzt. Mit dieser Anlage lassen sich bei relativ hoher Genauigkeit Zeitmessungen in den genannten Zeitbereichen durchführen. Der Aufbau ist entsprechend Bild 2 durchzuführen [1].

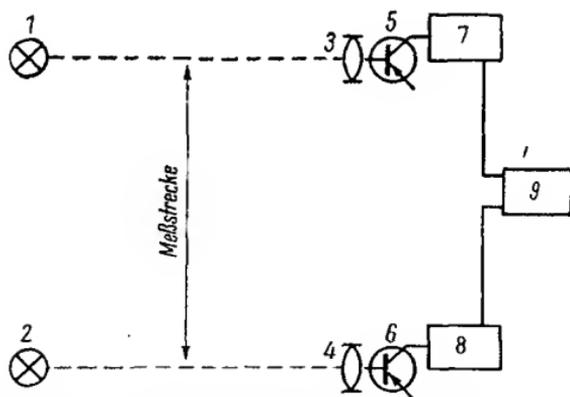


Bild 2 Aufbauschema für eine Zeitmeßstrecke;
 1, 2 - Lichtquelle, 3, 4 - Optik zur Lichtbündelung, 5, 6 - Fototransistor,
 7, 8 - Schmitt-Trigger-Schaltung, 9 - Kurzzeit-Meßuhr (nach Bild 1)

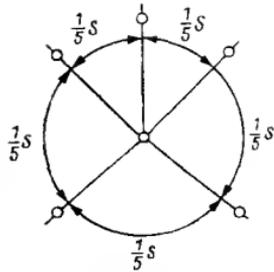


Bild 3

Mit Hilfe eines Stroboskops aufgenommenes Pendel
(Prinzipdarstellung)

Selbstverständlich läßt sich eine solche Anlage nur zur Bestimmung der Geschwindigkeit eines einzelnen Sportlers einsetzen. Soll z. B. die Geschwindigkeit beim Sprint gemessen werden, bei dem mehrere Sportler zu gleicher Zeit oder kurz hintereinander das Ziel passieren, dann muß man für jeden Sportler oder für jede Bahn eine solche Anlage errichten, so daß eine eindeutige Zuordnung der einzelnen Lichtschranken zu den einzelnen Sportlern möglich ist. Bei der Messung der Zeit, die ein Sportler für eine bestimmte Meßstrecke benötigt, sind also Messungen relativ einfach und mit unkomplizierten Meßmitteln möglich. Schwieriger wird es jedoch, wenn man zum Beispiel die Beschleunigung eines ungleichförmig beschleunigten Körpers messen will, wie ihn beispielsweise der Turner bei der Riesenfelge am Reck darstellt. Hier muß man ganz anders vorgehen. Man bedient sich bei einer solchen Messung der Fototechnik. Der rotierende Körper des Sportlers wird mit offenstehender Blende einer Kamera fotografiert. Dabei bleibt der Verschuß der Kamera so lange offen, bis der Sportler eine volle Umdrehung am Reck ausgeführt hat. Das Öffnen und Schließen des Kameraverschlusses werden dabei von einer Lichtschranke mit Fotozellen gesteuert, die der Sportler bei Beginn einer Umdrehung und am Ende derselben passieren muß. Gleichzeitig löst sich beim Öffnen des Kameraverschlusses auch ein Lichtblitzstroboskop aus, das während einer Umdrehung des Sportlers eine Blitzserie abgibt, die am Ende der Umdrehung ebenfalls beendet wird. Der ganze Vorgang geschieht also automatisch. Die Aufnahme nimmt man in einem nicht zu hellen Raum vor. Bei jedem Blitz wird also der Sportler von der Kamera fotografiert. Das Lichtblitzstroboskop läßt eine Einstellung der Blitzserien in verschiedenen Frequenzen zu, die vom Gerät angezeigt werden. Die Frequenzgenauigkeit solcher Blitzgeräte ist sehr hoch. Der Abstand der einzelnen Lagen des Sportlers auf der Abbildung läßt somit eine genaue Berechnung der Winkelgeschwindigkeit des Sportlers zu. Bild 3 zeigt das Prinzip einer solchen Aufnahme eines rotierenden Pendels, dessen Geschwindigkeit ungleichförmig ist. Wie man sehen kann, ist der Abstand zwischen den einzelnen Abbildungslagen unterschiedlich, obwohl die Blitzfrequenz konstantgehalten wurde. Es hat also eine unterschiedliche Beschleunigung des Pendels vorgelegen. Derartige Lichtblitzstroboskope, die sich

hinsichtlich ihrer Lichtleistung für die Untersuchung relativ weit entfernter Gegenstände eignen, wie z. B. bei sportlichen Untersuchungen, nennt man Hochleistungslichtblitzstroboskope [2].

Auf diese Weise lassen sich nicht nur Übungen mit rotierenden Elementen untersuchen, sondern auch andere sportliche Übungselemente, bei denen der Zeitverlauf von Einzelheiten interessiert. So kann man z. B. die Landephase beim Weitsprung, den Stabwechsel beim Staffellauf, den Absprung beim Skisprung usw. untersuchen. Sollen Beschleunigungen von sportlichen Wurfgeräten oder die Beschleunigung des Sportlers selbst bzw. einzelner Körperteile von ihm untersucht werden, dann benötigt man dazu sogenannte Beschleunigungsmesser.

Diese Beschleunigungsmesser werden am Körper des Sportlers angebracht, sie müssen also klein und leicht gebaut sein. Der Meßwert läßt sich nicht in jedem Falle über Zuleitungen abnehmen, weil eine solche Zuleitung die Durchführung der sportlichen Übung behindern bzw. unmöglich machen kann. Es wird also in den meisten Fällen die Forderung bestehen, das Meßsignal drahtlos zu einem Empfänger zu übertragen. Der Empfänger kann dabei meist sehr nahe beim Sportler stehen. Deshalb ist es möglich, auch den Sender sehr klein zu bauen und mit einer sehr niedrigen HF-Leistung auszukommen.

Beschleunigungsmesser benutzen als mechanisch-elektrisches Wandler-system verschiedene Varianten. In der Hauptsache verwendet man piezoelektrische, induktive, kapazitive und Ohmsche Systeme, die die mechanische Größe der Beschleunigung in eine elektrische Größe wie Strom oder Spannung umwandeln sollen. Es wird hier ein Ohmsches System beschrieben, das nicht sehr bekannt ist.

Bild 4 zeigt das eigentliche System des Beschleunigungsmessers. In einer Hülse (1) wurde je eine Metallplatte (2 und 5) angeordnet. Zwischen diesen Platten befindet sich ein Grafit-Kautschuk-Gemisch (3). Die Mischung des elektrisch leitenden Gebildes ist kritisch. In diesen leitenden Stoff ist rechts und links (4 und 6) je ein Silberstift als Kontakt eingelassen. Beschleunigt man jetzt das System in Richtung A, so drückt die obere Metallplatte auf Grund ihrer Eigenmasse das Gemisch etwas zusammen. Je größer die Beschleunigung wird, um so mehr drückt die Platte auf das Gemisch, so daß es zu einer direkten Abhängigkeit der erzeugten Dichte von der vorliegenden Beschleunigung kommt. Der Druck auf das Gemisch bewirkt jedoch auch, daß sich die Leitfähigkeit des Gemisches mit

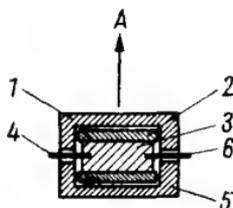


Bild 4
Beschleunigungsgeber mit Ohmschem System;
1 - Hülse, 2, 5 - Metallplatte, 3 - Grafit-Kautschuk-
Gemisch, 4, 6 - Kontaktstifte

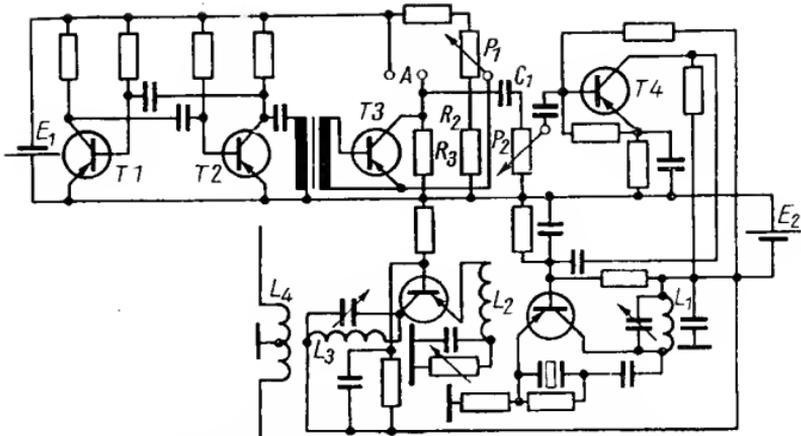


Bild 5 Schaltung des elektronischen Teiles des Beschleunigungsmessers
(mit Modulator und Sender)

zunehmender Beschleunigung erhöht und somit der durch das Gemisch fließende Strom eine Aussage für die vorliegende Beschleunigung darstellt. Es handelt sich um ein Prinzip, das uns vom Kohlemikrofon her gut bekannt ist. Die elektrische Wirkungsweise des elektronischen Beschleunigungsmessers verdeutlicht die Schaltung (Bild 5).

Das System nach Bild 4 wird an den Klemmen A angeschlossen und liegt nun zusammen mit den Festwiderständen R_1 , R_2 , R_3 sowie dem Potentiometer P_1 in einer Brückenschaltung. Die Brücke wird vom Element E_1 gespeist. Solange die eben genannten Festwiderstände $R_1 \dots R_3$ und der Innenwiderstand des Gemisches gleich groß sind, ist die Brückenquerspannung gleich 0. Wird jedoch das System beschleunigt, so ändert sich der Innenwiderstand, und die Brücke kommt aus dem Gleichgewicht, was ein Ansteigen der Brückenquerspannung zur Folge hat. Diese Spannung steht am Kondensator C_1 . Da es sich noch um eine Gleichspannung handelt, endet hier der Signalweg.

Die Gleichspannung muß in eine proportionale Wechselspannung umgeformt werden. Da die Gleichspannung beschleunigungsproportional ist, muß die Umwandlung so erfolgen, daß die erzeugte Wechselspannung ebenfalls beschleunigungsproportional wird. Diesem Zweck dienen der Multivibrator mit den Transistoren T_1 und T_2 sowie der elektronische Schalter T_3 . Der Multivibrator arbeitet auf einer Frequenz von 3 kHz. Er steuert den nachgeschalteten Transistor mit dieser Frequenz an und schließt im Takte der Frequenz die Kollektor-Emitter-Strecke dieses Transistors kurz. Da die Kollektor-Emitter-Strecke dem Brückenquerspannungszweig parallelgeschaltet ist, wird im Takte der Multivibratorfrequenz auch die Meßspannung der Brücke kurzgeschlossen, so daß nunmehr am

Kondensator C1 eine in ihrer Amplitude von der Beschleunigung abhängige Rechteckspannung liegt. Das Potentiometer P1 dient zum Einstellen des Brückengleichgewichts. Mit P2 läßt sich die Meßspannung einregeln. Der nachfolgende Sender weist keine Besonderheiten auf. Er ist mit einem zusätzlichen NF-Verstärker bestückt. Seine Frequenzstabilität wird von einem Quarz (72,2 MHz) bestimmt. Die Sendefrequenz von 144,4 MHz wird durch Frequenzverdopplung erreicht. Der Sender arbeitet mit Schmalbandfrequenzmodulation. Bei der Bestückung der Endstufe mit einem OC 615 und der Verwendung einer $\lambda/4$ -Antenne sind innerhalb eines Bereichs von 1 km immer noch Feldstärken von S6 bei freier Sicht zu erzielen. Beim genannten Anwendungsfall in der Sportforschung reichen derartige Feldstärken völlig aus. Zum Schaltbild sei noch folgendes bemerkt. Die Spulen L1 und L2 sowie L3 und L4 sind auf je einen gemeinsamen Kern gewickelt. Sie wurden im Schaltbild der Einfachheit halber getrennt gezeichnet. An Stelle des beschriebenen Beschleunigungssystems auf Grafit-Kautschuk-Basis kann auch ein anderes System, wie z.B. ein Dehnungsmeßstreifen, eingesetzt werden [3]. Allerdings muß dann die mechanische Konzeption etwas anders ausfallen. Mit diesen wenigen Beispielen ist das Gebiet der Anwendung der Elektronik in der Sportwissenschaft keineswegs erschöpft. Es gibt noch viele Beispiele dafür, aus denen die Bedeutung der Elektronik für dieses Gebiet hervorgeht.

Literatur

- [1] Waddington, D. E. O. N. Transistor stopwatch, Wireless Wld., Bd. 65, Nr. 10, S. 521
- [2] Hochleistungsstroboskop „PR 9100“ der Firma Philips
- [3] Anders, R., „Transistorisierte Meßtechnik“, VEB Verlag Technik, Berlin 1966, S. 64



Schlaf aus der Maschine

In Großbritannien wurde kürzlich ein transistorisiertes Gerät zum In-den-Schlaf-Bringen auf den Markt gebracht. Man benutzte es in Londoner Krankenhäusern, um Schlaflosigkeit und Angstzustände zu behandeln. Die Frequenz kann zwischen 7 und 140 Imp./s angepaßt werden, die Impulslänge jeweils von 1 bis 4 ms. Das Amplitudenmaximum beträgt 27 V. Das Gerät wird in Großbritannien für 340 Dollar verkauft — Österreich hat ein ähnliches Gerät entwickelt. Das „Electrodom“ wendet weißes Rauschen bis zu 20 kHz an, um den Benutzer zum Schlafen zu „überreden“.

Einführung in die Problematik des Farbfernsehens (2)

Ing. Klaus K. Streng

Das Wiedergabeorgan

Im ersten Teil dieser Beitragsreihe (im *Elektronischen Jahrbuch 1967*) erfuhr der Leser, daß „irgendwo“ am Ende der Übertragungskette Studio — Heim, im Farbfernsehempfänger also, 3 Spannungen U_R , U_B und U_G entstehen, die der Amplitude des „roten“, „blauen“ und „grünen“ Bildsignals entsprechen. Er erfuhr ferner, daß es genügt, diese 3 Signale zu übertragen, denn durch die Kombination der 3 Grundfarben in einer geeigneten Bildröhre lassen sich alle Farben des sichtbaren Spektrums mit sehr großer Genauigkeit darstellen.

Wie aber erfolgt die Wiedergabe des farbigen Bildes? Die Möglichkeit, die Bilder von 3 Fernsehbildröhren (jeweils Grün, Blau oder Rot) übereinander zu projizieren, scheidet für die Praxis des Heimfernsehempfängers aus verschiedenen Gründen aus. Man muß das farbige Bild mit einer Bildröhre sichtbar machen können. Jahrelange Entwicklungsarbeiten in verschiedenen Ländern führten zu verschiedenen Lösungen. Man kam am Ende aber stets zu jener Lösung zurück, die zumindest dem Prinzip nach die älteste elektronische Wiedergabeeinrichtung für das Farbfernsehen ist: auf die Maskenbildröhre, auch Schattenmaskenbildröhre oder kurz Dreifarben-Bildröhre genannt. Der Ausdruck *Schattenmaskenbildröhre* kommt den Gegebenheiten am nächsten.

Die Maskenbildröhre

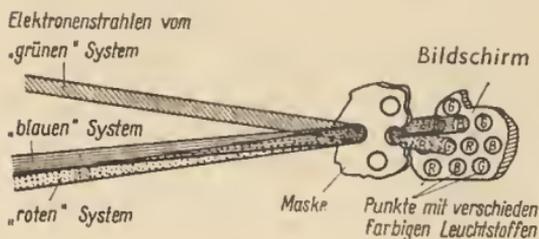
Im Kolben einer Fernsehbildröhre befinden sich 3 Elektronenstrahlensysteme mit je einer Fokussierelektrode. Die Strahlen aus den 3 Elektronenstrahl-, „kanonen“ durchlaufen eine gemeinsame Konvergenzelektrode und treffen dann auf die auf dem Boden der Bildröhre — Innenseite des Schirmes — angebrachte Lochmaske auf. Diese besteht im Prinzip aus einem dünnen Blech mit etwa 400000 feinen Löchern (Bild 1). Die Fertigung der Maske mit ihren zahlreichen mikroskopisch feinen und



*Bild 1
Aufgeschnittene Farb-
fernsehbiröhre A 63 —
11 X mit Ansicht der
Lochmaske, in die 140 000
feine Löcher gebohrt wur-
den (Foto: Valvo GmbH)*

genau angeordneten Löchern bereitet technologisch äußerst große Schwierigkeiten. Heute bohrt man diese Löcher oft mit Laserstrahlen. Die Löcher müssen eng nebeneinander stehen, für den Betrachter kommen roter, blauer und grüner Leuchtpunkt von der gleichen Stelle.

Wie ist dies möglich? Der Elektronenstrahl fällt durch jeweils eins der feinen Löcher der Maske und trifft auf dem Glasboden, d.h. auf dem Bildschirm auf (Bild 2). Hier sind auf engem Raum jeweils 3 Leuchtstoffe mit den Farben Rot, Blau und Grün so angeordnet, daß der rote Elektronen-



*Bild 2
Durch jedes Loch in der Mas-
ke gelangen die 3 Elektronen-
strahlen auf die Leuchtstoffe
auf dem Bildschirm, so daß
jeder Strahl jeweils nur „sei-
nen“ Leuchtstoff trifft*

trahl, also der Elektronenstrahl, der Rot schreiben soll, nur den roten Leuchtstoff trifft, der blaue Elektronenstrahl den blauen Leuchtstoff usw. Auf diese Weise gelingt es, die 3 Elektronenstrahlen so über den gesamten Bildschirm abzulenken, daß die Konvergenz der 3 Strahlen erhalten bleibt: Der grüne Elektronenstrahl trifft immer nur die grünen Leuchtstoffpunkte, der blaue die blauen und der rote die roten. Das weitere ist im Prinzip einfach. Es genügt, die Helligkeitssignale U_R , U_B und U_G dem Wehneltzylinder des für die jeweilige Farbe zuständigen Elektronenstrahlensystems zuzuführen, damit ein farbiges Bild entsteht. Soll die Maskenbildröhre das übliche Schwarz-Weiß-Fernsehbild wiedergeben, dann erhalten alle Wehneltzylinder das gleiche Signal. Allerdings so, daß U_R etwa 30 %, U_G 59 % und U_B 11 % dieses Signals beträgt. Aus Teil I dieser Artikelserie ist bekannt, daß eine solche Aufteilung die Farbe Weiß ergibt. Mit einfachen Spannungsteilern läßt sich die entsprechende unterschiedliche Aufteilung der Steuerspannung erreichen.

Wesentlich schwieriger ist es, die Konvergenz der 3 Elektronenstrahlen zu erhalten. Wir wollen hier nicht eingehen auf die Unterschiede zwischen magnetischer und statischer, statischer und dynamischer Konvergenz usw. Bei Empfängern mit der Schattenmaskenbildröhre werden nicht weniger als 15 Einstellregler betätigt, um die Konvergenz exakt einzustellen. Zum Glück ist diese Einstellung so stabil, daß sie ein für allemal vom Gerätewerk vorgenommen wird — wenn man die Bildröhre nicht auswechselt! Dann muß natürlich die dynamische Konvergenz neu eingestellt werden. Man kann sich vorstellen, was auf den Farbfernsehempfänger-Service-Techniker (schreckliches Wort) zukommt . . .

Wie aber bemerkt der Zuschauer am Bildschirm, daß die Konvergenz nicht stimmt? Einfach daran, daß alle Bilder an den gleichen Stellen rote, blaue oder grüne Farbsäume haben. Dies läßt sich bei bewegten Bildern nicht immer einfach feststellen. Hier ist ein „stehendes“ Testbild günstiger. Aber es gibt noch eine ganz einfache Kontrollmöglichkeit:

Bei der Wiedergabe von Schwarz-Weiß-Bildern sind alle 3 Elektronenstrahlen an jeder Stelle „vorhanden“, und zwar in dem bereits erwähnten Verhältnis 30 % Rot, 59 % Grün und 11 % Blau. Trifft nun der entsprechende Elektronenstrahl nicht haargenau „seinen“ Leuchtstoff, so erscheinen in dem schwarz-weißen Bild rote, blaue oder grüne Farbsäume. Deutlich sieht man diese Farbsäume an Gittermustern.

Es ist noch zu erwähnen, daß z. B. ein gewisser Restmagnetismus der Maske — wie er nach einer bestimmten Betriebszeit der Röhre stets auftritt — die Genauigkeit der Konvergenz (und damit der Farbreinheit) stört. Man muß die Röhre dann *entmagnetisieren*. Der französische CFS-Konzern brachte ein Gerät namens *Servo-chrom* auf den Markt, mit dem u. a. derartige Entmagnetisierungen durchgeführt werden können.

Nachdem klar ist, wie die Maskenbildröhre funktioniert, können wir ein grobes Blockschaltbild des Bildwiedergabeteils eines Farbfernsehemp-

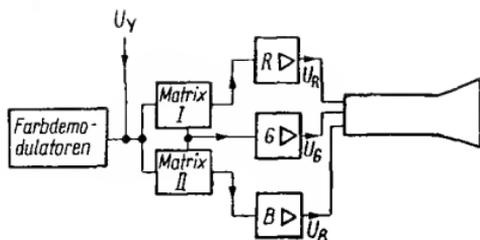


Bild 3
Blockschaltbild des
Wiedergabeteils eines
Farbfernsehempfängers
mit Maskenbildröhre

fängers mit Maskenbildröhre zeichnen (Bild 3). Aus 2 Spannungen — wir nennen sie hier U_I und U_{II} — gewinnt man durch eine Matrixschaltung die 3 Farbartsignale U_R , U_B und U_G . Sie werden jeweils dem Wehneltzylinder „ihres“ Elektronenstrahls zugefügt.

Die Ablenkung in vertikale und horizontale Richtung erfolgt nach den auch für das Schwarz-Weiß-Fernsehen gültigen Prinzipien. Ein Unterschied, obwohl nicht prinzipieller Natur, besteht für die Erzeugung der Hochspannung. Einmal handelt es sich um 3 Elektronenstrahlssysteme, die zu versorgen sind, und 3 Elektronenstrahlssysteme benötigen im ungünstigsten Falle den 3fachen Strom eines einzigen. Zum anderen werden an die Konstanz der Hochspannung einer Farbfernsehbildröhre größere Anforderungen gestellt als an die einer Schwarz-Weiß-Bildröhre: Ein Ändern der Hochspannung aber kommt einer Änderung der Konvergenz der 3 Elektronenstrahlen gleich, d. h., die Farbreinheit bleibt nicht erhalten.

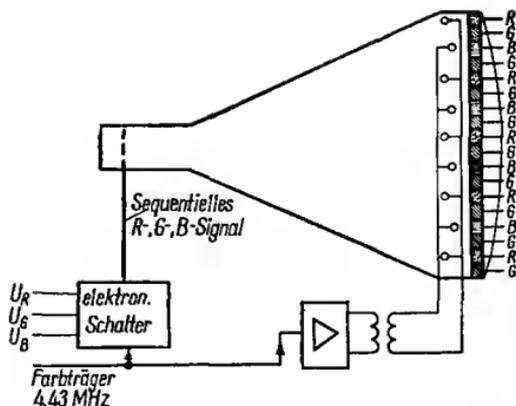
Das Chromatron

Nun ist die Maskenbildröhre nicht die einzige Möglichkeit für die Bildwiedergabe im Farbfernsehempfänger. Besonders stören bei ihr die erwähnte schwierige Einstellung der Konvergenz und das aufwendige Verfahren zur Herstellung von Maske und Bildschirm. Es fehlte deshalb nicht an Versuchen, Bildröhren mit einem Elektronenstrahl für die Wiedergabe farbiger Bilder zu verwenden. Dies ist natürlich mit den uns vertrauten Schwarz-Weiß-Bildröhren physikalisch unmöglich.

Verschiedene Verfahren scheiterten, so z. B. „Apfel“- , „Bananen“- und „Gabor“-Bildröhre. Sie sind nur noch von historischem Interesse. Von einer gewissen Bedeutung ist jedoch die *Chromatron*-Bildröhre, die von der japanischen Industrie zu einer (neuen) Blüte entwickelt wurde.

Bild 4 zeigt die Skizze einer Chromatronbildröhre. Ein Elektronenstrahl wird in einem konventionellen System erzeugt und normal abgelenkt. Im Gegensatz zur Maskenbildröhre, die die 3 Farben jeweils gleichzeitig durch 3 Elektronenstrahlen schreibt, muß der Elektronenstrahl der Chromatronröhre die 3 Grundfarben nacheinander schreiben, und zwar bereits während der Dauer jedes Bildpunkts. Der Wehneltzylinder wird deshalb

Bild 4
Skizze einer Chromatron-
bildröhre



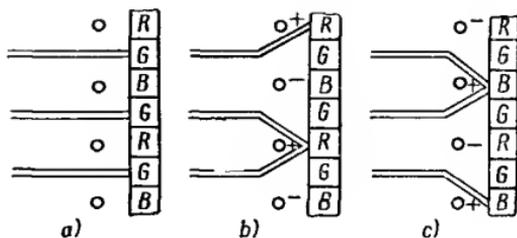
mit hoher Frequenz durch einen elektronischen Umschalter jeweils auf U_R , U_B und U_G geschaltet.

Auf dem Bildröhrenboden trägt man horizontal für jede Zeile 3 Streifen mit verschiedenfarbigen Leuchtstoffen auf. Diese Streifen sind so schmal, daß der fokussierte Elektronenstrahl jeweils nur den mittelsten Leuchtstoff trifft – in Bild 5a z.B. den grünen Streifen (außerdem sind die 3 Leuchtstoffstreifen schmaler als 1 Zeile).

Das Schirmbild wäre folglich ständig grün. Hinter dem Leuchtschirm befindet sich ein engmaschiges Gitter. Durch das Anlegen einer Gleichspannung an das Gitter läßt sich der Elektronenstrahl um eine Kleinigkeit nach oben oder unten ablenken, gerade soviel, daß er den roten oder blauen Leuchtstoffstreifen trifft (Bild 5b und c). Man schaltet den Strahl zwischen den 3 Farben Rot, Grün und Blau synchron mit der Umschaltung des Wehneltzylinders um. Auf diese Weise wird erreicht, daß er während der Zeit, in der ihn das „rote“ Signal steuert, den roten Leuchtstoff, in der Zeit, in der ihn das „blaue“ Signal steuert, den blauen Leuchtstoff trifft und während der Zeit, in der ihn der „grüne“ . . .

Endeffekt: Ein farbiges Bild wird geschrieben, Konvergenzprobleme gibt es nicht bzw. nicht mehr als bei der Schwarz-Weiß-Bildröhre usw.

Bild 5
Durch das Anlegen einer
geeigneten Spannung an
das Farbgitter läßt sich
der Elektronenstrahl
zwischen den verschieden-
farbigen Leuchtstoff-
streifen umschalten



Auch die Technologie des Chromatrons ist etwas einfacher als die der Maskenbildröhre, obwohl ebenfalls noch reichlich kompliziert. Nachteilig sind der große Aufwand des Umschalters, der beim Farbmitter reichlich hohe Spannungen schalten muß, und die relativ geringe Lichtausbeute. In der Tat ist die Maskenbildröhre heller als die Chromatronröhre und alle anderen bisher bekannten Farbfernseh wiedergabeorgane; ein weiterer Grund dafür, warum man bisher immer wieder zu ihr zurückkehrte.

Dazu kommt noch etwas: Bei der Wiedergabe von Schwarz-Weiß-Bildern wird bekanntlich kein Farbunterträger empfangen. Der Umschalter „schwingt frei“, d. h., er schaltet ständig mit etwa 4,4 MHz zwischen den 3 Farben um. Statt zwischen 3 Spannungen U_R , U_B und U_G wechselt der Wehneltzylinder zwischen 3 Teilspannungen (0,3, 0,59 und 0,11 U_V) um. Die Zusammensetzung ergibt ein weißes Signal. Treten Farbsäume im Bild auf, so kann dies nur an einem Defekt der Röhre liegen, nämlich dann, wenn das Farbmitter nicht mehr zu den Farbleuchtstoffstreifen auf dem Bildschirm „paßt“. Dies wird jedoch nicht plötzlich eintreten, sondern muß bereits bei der fabrikmässigen Röhre erkennbar sein. Eine Röhre mit einem derartigen Defekt würde entweder nicht ausgeliefert oder sofort vom Verbraucher reklamiert.

Viel wahrscheinlicher ist es, daß die Schaltspannung für das Farbmitter nicht stimmt. Hat sie einen zu kleinen Wert, so läßt sich der Elektronenstrahl nicht einwandfrei auf den roten oder blauen Streifen lenken. Der Erfolg wäre ein grüner Farbsaum. Ein derartiges Absinken der Schaltspannung ließe sich demnach sofort im Bild bemerken, und die Ursache des Defektes könnte leicht lokalisiert werden.

Die Pläne der Sowjetunion betreffs Farbfernsehen umfassen 1970 ein Produktionsziel zwischen 1 bis 1,5 Millionen Geräten jährlich.

Wir zitieren aus **Electronics**, Oct. 3, 66:

„Die Standardisierung hat in Ostdeutschland die Zahl der Stunden, die für die Elektronik-Konsumgüterproduktion benötigt werden, gewaltig heruntergehauen‘. Für Fernsehgeräte hat sich das Niveau auf 82 % gehoben, d. h., 82 von 100 Komponenten sind allen in diesem Land gefertigten Fernsehgeräten gemeinsam. Das Resultat davon: Man benötigt nur noch 5,4 Arbeitsstunden, um ein Fernsehgerät zu produzieren, gegenüber 27 Stunden im Jahre 1957. Das Niveau der Standardisierung liegt bei Rundfunkgeräten sogar noch höher, und zwar bei mehr als 90 %“.

Einleitung

Überall dort, wo die Elektronik angewendet wird, ist das Problem der Betriebszuverlässigkeit mit einbegriffen. Anders gesagt, jeder Fortschritt in der Technik kommt nicht zur Geltung, wenn nicht gleichzeitig das neue Erzeugnis dieser Technik zuverlässig arbeitet. Das betrifft auch den Funkamateur. Sehr oft sieht er sich dem Problem der Zuverlässigkeit gegenübergestellt, wenn beispielsweise mitten in einem QSO sein Sender die Funktion einstellt. Es muß deshalb einiges über die Betriebszuverlässigkeit gesagt werden, welche Begriffe auftreten und wie man die auf dem umfangreichen Gebiet getroffenen Feststellungen in der Amateurtechnik anwenden kann. Dabei soll nur auf wenige mathematische Zusammenhänge zurückgegriffen werden. Die Ausführungen sind teilweise als Vorschläge zu werten.

Zur praktischen Betriebszuverlässigkeit

Beginnen wir zunächst mit dem Begriff *Betriebszuverlässigkeit*. Darunter wird verstanden, daß ein elektronisches System (Anlage, Gerät, Baugruppe) oder Element (elektronisches Bauelement oder mechanische Einrichtung) mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit die geforderten Funktionen in einem interessierenden Zeitabschnitt erfüllt. Die Wahrscheinlichkeit können wir in einem Zahlenwert ausdrücken. Er liegt zwischen 1 und 0. Beispielsweise bedeutet „1“, daß in dem betrachteten Zeitabschnitt die Anordnung ihre Funktion hundertprozentig erfüllt. Zur Abkürzung des Wortes Betriebszuverlässigkeit wählen wir den Ausdruck *Zuv.* Im Gegensatz zur *Zuv.* muß logischerweise die *Unzuverlässigkeit* genannt werden. Auch sie kann man in einem Zahlenwert ausdrücken, der zwischen 0 und 1 liegt. So würde der Wert „0“ bedeuten, daß keine Unzuverlässigkeit vorhanden ist. Für beide Wahrscheinlichkeitsausdrücke wählen wir

$P(t)$ = Zuverlässigkeit,

$Q(t)$ = Unzuverlässigkeit.

Die internationale Literatur hat für sie die verschiedensten Bezeichnungen eingeführt. Obige Beziehungen lassen also Zeitfunktionen erkennen. Ihre gegenseitige Abhängigkeit erfaßt man in dem Ausdruck

$$P(t) = 1 - Q(t). \quad (1)$$

Wann und wo ein Ausfall vorhanden ist, darüber gibt es verschiedene Auffassungen. Wir legen uns mit folgender Definition fest:

Der Ausfall eines Systems oder Elements liegt dann vor, wenn die Betriebs- oder Ausgangswerte merklich nicht mehr eingehalten werden.

Hierzu 2 Beispiele aus der Praxis der Amateurtechnik:

Fall 1

Eine bestehende Funkverbindung wird plötzlich unterbrochen, weil der Sender ausgefallen ist (z. B. kein Anodenstrom der Endstufe).

Fall 2

Entgegen den früheren guten Modulationsangaben wird jetzt mitgeteilt, daß Verzerrungen vorliegen. Als Ursache stellt sich ein völliger Verbrauch der Endröhre des Modulationsverstärkers heraus.

Im Fall 1 hatten wir einen plötzlichen Ausfall zu verzeichnen, d. h., ohne vorherige Ankündigung trat der Ausfall auf. Im Fall 2 lag dagegen ein Verbrauch der Röhre vor. Man sagt dazu auch, es war eine Alterungserscheinung, eine Ermüdung, vorhanden. Die Istwerte der Röhre lagen also außerhalb der Toleranz der Betriebswerte. Besonders die letzte Art des Ausfalls nehmen die Amateure nicht ernst, da unmittelbar der Geldbeutel angesprochen wird. Etwa nach der Methode, solange sie noch „röchelt“, ist sie noch gut! Inwieweit eine solche Einstellung Berechtigung hat, kann nicht Gegenstand der Betrachtungen sein. Soviel sollte man hierzu noch festhalten, daß durch Ermüdungserscheinungen Reaktionen auf andere Elemente ausgeübt werden, was schließlich um so eher einen plötzlichen Ausfall hervorrufen kann.

Die plötzlichen Ausfälle, sogenannte Zufallsausfälle, können den Amateurbetrieb beträchtlich beeinflussen. Lassen sich derartige Ausfälle verhindern? Dazu die einfache Antwort: „Nein“. Man kann sie nicht verhindern, wohl aber herabsetzen, ja soweit reduzieren, daß sie praktisch nicht mehr in Erscheinung treten. Wie ist das zu erreichen? Der Amateur kann dazu sehr viel beisteuern, indem er die Erkenntnisse, die auf diesem Gebiet gewonnen wurden, beherzigt, und nicht immer wieder von vorn anfängt.

Zur Erhöhung der Zuv. sind deshalb einige Merksätze für die Praxis zu empfehlen:

— Gewöhne dir Exaktheit in deinen Versuchsaufbauten an. Die dafür erforderliche Zeit ist nicht verloren, da undurchsichtig scheinende Fehler unterbleiben.

- Wähle nach Möglichkeit solche Schaltungen für dein Vorhaben, die nachweislich erprobt sind.
- Wähle für den Anfang einfache Schaltungen.
- Beherzige die Hinweise erfahrener Kameraden, sie haben schon das hinter sich, was du gerade erlernen willst.
- Überlaste nie die in der Schaltung verwendeten Bauelemente. Im Gegenteil, nimm bis zum gewissen Grad eine Unterdimensionierung vor (die angeblich strapazierbaren Anodenbleche der Senderendröhre gehören in das Reich der Fabel!).
- Berücksichtige bei deinen Geräten die vorhandene Verlustwärme, d. h., deren Abstrahlung darf andere Bauelemente nicht in Mitleidenschaft ziehen.
- Überlege dir den Aufbau deines Geräts gründlich.
- Wähle die Bedienungselemente so, daß keine gegenseitige Behinderung eintritt. Durch einen Bedienungsfehler soll kein Ausfall entstehen.
- Verhindere den Folgeausfall: d. h., durch Ausfall eines Bauelements dürfen keine weiteren Ausfälle auftreten.

Die aufgestellten Thesen verbürgen keine Vollständigkeit. Soviel kann man aber sagen, daß bei Einhaltung dieser Merksätze die Zuv. wesentlich in positiver Richtung beeinflußt wird.

Von der Zuverlässigkeit der Elemente und der Systeme

In den obigen Merksätzen erscheint unausgesprochen die Anzahl der Elemente. Prinzipiell ist dazu zu sagen, je mehr Elemente in einer Schaltung vereinigt sind, um so unzuverlässiger wird sie. Allerdings muß man dann eine *Serienschaltung* im Zuv.-Sinne haben. Bildlich sieht so etwas aus wie Bild 1. Nach Ausfall eines Elements oder Systems ist diese Kette unterbrochen, die Funktion eingestellt. Diese Grundschaltung kann man sowohl auf Baugruppen, Geräte oder Anlagen verwenden. Wir wollen das an einer Schaltung erklären. Eine elektronische Schaltung gemäß Bild 2 hätte dann im Zuverlässigkeitssinne das Aussehen nach Bild 3.

Bild 1
Serienschaltung im Zuverlässigkeitssinne

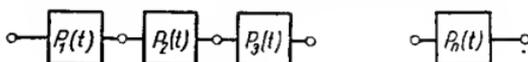
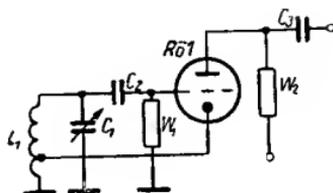


Bild 2
Schaltungsbeispiel zur Zuverlässigkeit



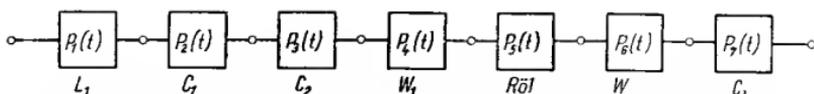


Bild 3 Einzelteil-Serienschaltung im Zuverlässigkeitssinne für das Schaltungsbeispiel

Wir erkennen: fällt irgendein Bauelement aus, so arbeitet die Oszillator-schaltung nicht mehr. Demnach ist die Anordnung nach Bild 3 berechtigt. Oder betrachten wir das Blockschaltbild eines Empfängers. In Bild 4 wurde alles Erforderliche aufgeführt. Jeder dieser Blöcke ist also (wie Schaltung nach Bild 2) unterteilbar.

Genauso kann man vorgehen, wenn man weiß, daß bei Ausfall irgendeines Elements die Funktion des betrachteten Systems gestört ist. Es gibt Systeme, die eine Reihe von Funktionen zu erfüllen haben, in denen bei Ausfall einer Baugruppe nicht alle Funktionen des Systems eingestellt werden. Beispielsweise könnte man einen Amateurempfänger auch dann noch teilweise verwenden, wenn der BFO ausfiel, A3-Empfang wäre ja noch möglich!

Es handelt sich demnach um eine „Vereinbarung“ zwischen Beurteiler und Hersteller eines Geräts. Aus diesem einfachen Beispiel ist ersichtlich, wie problematisch der Ausfall bewertet werden kann. Ferner zeigt das Beispiel, daß die Baugruppe BFO je nach Festlegung des Ausfalls in die Zuverlässigkeitsschaltung einzuordnen ist. Hier muß sie als Abzweigung zum ZF-Verstärker angesehen werden.

Es gibt sehr viele Schaltungen, die man nach dem Gesagten analysieren muß, um eine Aussage über die Zuv. zu erhalten. Deshalb fassen wir betreffs Serienschaltung zusammen: Eine Serienschaltung liegt dann vor, wenn durch einen Ausfall die gewünschte oder geforderte Funktion nicht mehr gegeben ist.

Wir wollen noch etwas zu den mechanischen Einrichtungen erwähnen. Sie können ebenfalls die Funktion eines Systems beeinträchtigen. Man denke z. B. an eine Taste. Grundsätzlich kann man aber festhalten, daß ein plötzlicher Ausfall einer mechanischen Einrichtung wesentlich seltener vorkommt als bei einem elektronischen Bauelement. Wir wollen deshalb vereinbaren: Die Zuv. von mechanischen Einrichtungen hat für die Belange des Amateurs den Wert „1“. Dazu müssen solche Elemente jedoch gewartet werden.

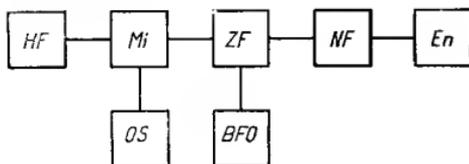


Bild 4
Blockschaltbild eines Amateursupers

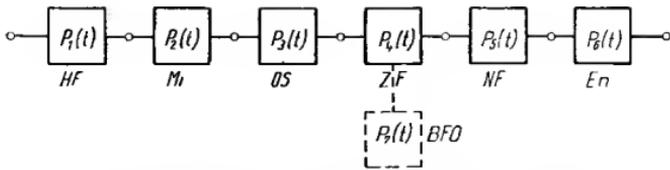


Bild 5 Baugruppen-Serienschaltung im Zuverlässigkeitssinne für den Amateursuper

Das Bestreben geht dahin, die Zuv. der elektronischen Bauelemente ebenfalls dem Wert 1 anzunähern. Die Fabrikation von Bauelementen ist jedoch mehr oder weniger mit Fehlern behaftet. Hinzu kommt, daß die Bauelemente zu einem vertretbaren Preis verkauft werden müssen. Ökonomische Belange spielen also auch eine Rolle. Um trotzdem die Zuv. eines Systems zu erhöhen, bedient man sich der sogenannten *Redundanz*. Darunter ist eine Mehrfachausführung von Bauelementen, Baugruppen, Geräten und Anlagen zu verstehen. „Heiße“ Reserve besagt, ein gleiches Element oder System wird dauernd mitbetrieben. Bei Ausfall übernimmt das andere System die Funktion. Im einfachsten Falle haben wir 2 parallelgeschaltete Bauelemente, wenn es die physikalischen Bedingungen zulassen. Gemäß Bild 6 sind einige Bauelemente angegeben, die man im Zuv.-Sinne als „parallel“ ansehen kann. Da Widerstände allgemein durch Unterbrechung ausfallen, stimmt die elektronische Schaltung mit der Zuv.-Betrachtung überein. Kondensatoren können aber sowohl durch Unterbrechung als auch durch Kurzschluß ausfallen. Besonders bei der Bauelemente-Redundanz ist nicht immer ein voller Ersatz bei Ausfall des Partners vorhanden. Natürlich muß der Aufwand gegenüber dem Nutzen abgewogen werden. Unterdimensionierte Bauelemente

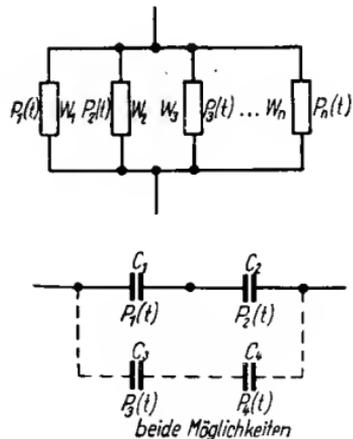


Bild 6 Beispiele für die Anwendung der „heißen“ Reserve

erhöhen ebenfalls oft die Zuv. Um eine Aussage über die Zuv. eines Bauelements zu erhalten, bezieht man sich auf die *Ausfallrate*. Sie ist gleich der relativen Bestandsänderung von Elementen gleichen Typs in einem betrachteten Zeitintervall. Für Systeme gelten prinzipiell die gleichen Festlegungen. Nach Gl. (2) erkennt man, daß zur Ermittlung der Ausfallrate $Z(t)$ im Zeitabschnitt Δt die Elemente ΔN ausgefallen sind. Bei Kenntnis der Funktion $Q(t)$ läßt sich $Z(t)$ ebenfalls berechnen

$$Z(t) \approx - \frac{1}{N} \frac{\Delta N}{\Delta t} = \frac{d Q(t)}{P(t) \cdot dt} \quad (2)$$

Eine Reihe von Bauelementen hat praktisch die Unzuverlässigkeit $Q(t) = 1 - e^{-pt}$. Durch Differentiation von $Q(t)$ und Einsetzen von $P(t)$ aus Gl. (1) in Gl. (2) wird $Z(t) = p$. Unter diesen Bedingungen ist $Z(t) = \text{konstant}$, d.h. zeitunabhängig. Nach der sogenannten *Badewannenkurve* erkennen wir, daß $Z(t)$ nur im Bereich II (Bild 7) obige Bedingungen erfüllt. Die Kurve ist idealisiert. Schlecht gefertigte Systeme werden einen Verlauf von $Z(t)$ haben, wie die gestrichelte Kurve zeigt. Treten nach dem ersten Einschalten von neu hergestellten Geräten Ausfälle infolge unsachgemäßer Fabrikation oder schlechter Bauelemente auf, dann zeigt sich ein Verlauf von $Z(t)$ gemäß Teil I. Nach Behebung der „dünnen“ Stellen verringert sich $Z(t)$, um in den Teil II überzugehen. Teil I bezeichnet man mit *Frühhausfallabschnitt*. Dem Teil der konstanten Ausfallrate schenken wir besondere Aufmerksamkeit. Er charakterisiert nun den Zeitabschnitt der allgemeinen Verwendung des Systems. Hier haben wir also im Abstand $1/p_{\text{ges}} = T = \text{mittlere Funktionsdauer}$ Ausfälle zu erwarten. Ihr zeitlicher Abstand würde theoretisch im Abstand T liegen. Die Bemühungen gehen dahin, T möglichst groß zu machen.

Werden die Abstände der Betriebszeitabschnitte zwischen den Ausfällen geringer, so steigt gemäß Bild 7 $Z(t)$ an, wir nähern uns der allgemeinen Alterung des Systems. Es müßte eine generelle Überholung stattfinden. Für Amateure hat dieser Zeitabschnitt kaum Bedeutung, denn die Technik schreitet fort, andere Gedanken formen schon ein neues System usw. Trotzdem wollen wir einige mögliche Fehler für ein verschleißbehaftetes Gerät nennen. Es sind dies häufigere Ausfälle von Widerständen (Toleranzüberschreitung), von Elektrolytkondensatoren (Austrocknung des

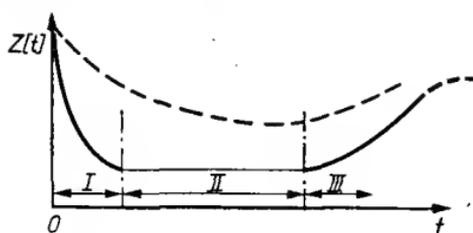


Bild 7
Zeitlicher Verlauf
der Zuverlässigkeit

Elektrolyten) und Kontaktschwierigkeiten an Schaltern und Relais sowie Röhrensockeln.

$Z(t)$ hat die Dimension Zeiteinheit⁻¹. Nimmt man beispielsweise für ein Bauelement $p = 10^{-6} \text{ h}^{-1}$ an, so bedeutet das, von einem Kollektiv von 10^6 Bauelementen gleichen Typs fällt unter den gegebenen Betriebsbedingungen je Stunde etwa 1 Bauelement aus. Hätten wir dagegen nur 10^3 Bauelemente, dann kann 1 Bauelement bei 10^3 h ausfallen.

Die angegebenen Werte wurden auf Grund statistischer Erfassungen ermittelt. Da man den Mittelwert solcher Ausfallzeiten über die Grenzen von 0 bis Unendlich integriert, ist es ohne weiteres einzusehen, daß Exemplare im Kollektiv sind, deren Ausfallzeiten weit ab vom Mittelwert liegen können. Es tritt eine große Streuung um den Mittelwert auf.

Es gibt nun Bauelemente, die sich relativ schnell verbrauchen, d. h., ihre mittlere Lebensdauer M ist gering. Sie gelangen in einer begrenzten Zeit außer Toleranz. Nun, obgleich diese Feststellung getroffen wurde, beginnt sie uns erst dann zu interessieren, wenn die Lebensdauer M in der Größenordnung von T des Systems liegt bzw. was noch schlimmer wäre, wenn $M < T$ ist. Derartige Elemente könnten dann T ungünstig beeinflussen, die Ausfälle würden ansteigen! Bei genannten Elementen bestände nicht die Reziprozität zwischen p und M . Ein typischer Vertreter solcher Elemente ist die Elektronenröhre. Für Langlebensdauerrohre findet man einen p -Faktor von 10^{-6} h^{-1} und ein $M = 10^4 \text{ h}$. Will man also die mittlere Funktionsdauer eines Geräts feststellen, so muß man wissen, welche Bauelemente in der vorgesehenen Schaltung sich bezüglich T rasch verbrauchen. Infolge geringen Aufwands, der allgemein bei Amateurgeräten angetroffen wird, liegt M verschiedener Bauelemente unterhalb T . Daraus folgt: Ist das Gerät richtig hergestellt (Amateurgerät), so sind die sich verbrauchenden Bauelemente nur rechtzeitig zu erneuern. Das trifft besonders auf Röhren zu. Ihre mittlere Lebensdauer liegt bei etwa 2000 h (Röhren des allgemeinen Verbrauchs). Wenn wir bei transistorisierten Geräten vom Verbrauch der Batterien absehen, so tritt bei ihnen häufiger plötzlicher Ausfall auf. Allerdings liegen hier die Ausfallzeitabstände höher als bei röhrenbestückten Geräten. Unter Berücksichtigung der vorzusehenden Wartung an unseren Geräten können wir nun T ermitteln. Die verwendeten Bauelemente haben dann die Zuv. $P(t) \approx e^{-p \cdot t}$. Da wir unsere Schaltung im Zuverlässigkeitssinne als Serienschaltung erkannt haben, wird die Zuv. des Systems

$$P_{\text{Se}}(t) = P_1(t) \cdot P_2(t) \dots P_n(t) = e^{-p_1 t} \cdot e^{-p_2 t} \dots e^{-p_n t}. \quad (3)$$

Es ist ersichtlich, daß man die p -Faktoren addieren kann. Dazu werden die Faktoren nach Art und Anzahl zusammengezählt

$$p_{\text{ges}} = a p_1 + b p_2 + c p_3 + \dots + m p_n = \frac{1}{T}. \quad (4)$$

Hat beispielsweise ein Gerät ein $p_{ges} = 10^{-3} h^{-1}$ und möchte man wissen, welche Zuv. das Gerät für einen 24-h-Betrieb erreicht, so ergibt sich

$$P(t) = e^{-10^{-3} \cdot 24} \approx 1 - 0,024 = 0,976.$$

Von 200 Geräten gleichen Typs werden 5 Geräte wahrscheinlich nicht die gewünschte Zeit überstehen. Wir können aber auch sagen, im Mittel wird ein Gerät etwa 40mal 24 h durchstehen, bevor es einmal ausfällt. Da im Beispiele $T = 1000$ h ist, würde ein fehlerfreies Arbeiten für eine Betriebszeit von $t = 1000$ h nur etwa 37% betragen. Aus Bild 8 können wir T sofort feststellen, wenn wir voraussetzen, daß der mittlere p-Faktor der an der Schaltung beteiligten Bauelemente die angegebenen Werte hat. Schließlich wäre noch darauf hinzuweisen, wie der p-Faktor der Bauelemente abhängig ist von den Einsatzbedingungen der Bauelemente. Nehmen wir beispielsweise eine Anzahl Schichtwiderstände und setzen wir sie verschiedenen Belastungen aus, so werden sie unterschiedlich ausfallen. Wie man leicht einsehen wird, fällt ein Widerstand um so eher aus, je höher die an ihm verbrauchte Leistung ist. Würde man Papierkondensatoren mit einer Betriebsspannung betreiben, die über der zulässigen Nennspannung liegt, dann träten ebenfalls Ausfälle auf. So könnte man

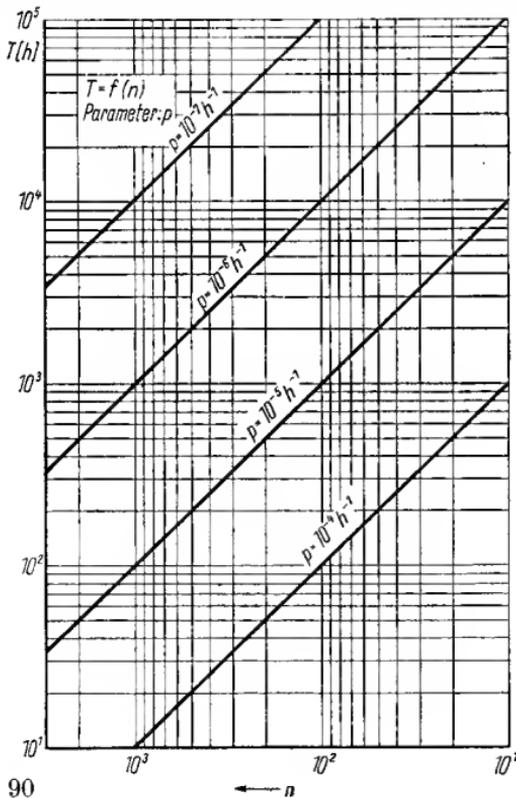


Bild 8
Diagramm zur mittleren
Funktionsdauer

diesen Beispielen viele weitere hinzufügen. Die Abhängigkeit der p-Faktoren ist in der einschlägigen Literatur behandelt. Man muß also bei einer Zuv.-Angabe immer die Einsatzbedingungen mit erwähnen. Aus den schon angegebenen möglichen Werten der p-Faktoren unter Nennbedingungen geht unschwer hervor, daß die Ermittlung solcher Werte selbst für die Bauelemente herstellenden Firmen einen spürbaren Aufwand an Prüflingen und Meßeinrichtungen bedeuten muß. Deshalb kann nur eine kollektive Zusammenarbeit von Hersteller und Anwender zu Ergebnissen führen. Die aus der internationalen Literatur bekannt gewordenen p-Faktoren sind als guter Anhaltspunkt für unsere Berechnungen anzusehen. Wir können annehmen, daß die den Amateuren und sonstigen Anwendern zur Verfügung stehenden Bauelemente ähnliche p-Faktoren haben. Prinzipiell muß man sich aber von dem Gedanken lösen, daß, wenn keine „objektiven“ p-Faktoren von Bauelementen unserer Produktion in ausreichendem Maße bekannt seien, es keinen Zweck hätte, irgendwelche Ermittlungen anzustellen. Es ist schon viel gewonnen, wenn man mit Hilfe der einfachen Berechnungen erkennt, welche sicheren Betriebszeiten unter den angenommenen Werten zu erwarten sind. Will man jedoch sein Gerät mit einem anderen zuverlässigen Gerät vergleichen, dann fällt bei dieser Bezugnahme die Unsicherheit der Annahme weg. Zur Erleichterung der Berechnung geben wir die p-Faktoren von immer wiederkehrenden Baugruppen in einer Tabelle an. Man braucht dann diese Faktoren nur mit der Anzahl gleichartiger Gruppen zu multiplizieren und erhält p_{ges} . Da eine Anzahl Bauelemente nicht typisch in einer jeden Gruppe ist, muß man diese getrennt zu den Gruppen-p-Faktoren addieren.

p-Faktoren in $10^{-6} h^{-1}$

Röhren der allgemeinen Fertigung als Breitbandverstärker	31
Röhren der allgemeinen Fertigung als HF-Verstärker oder Oszillator	24
Röhren der allgemeinen Fertigung als Endstufe	46,5
Röhren der allgemeinen Fertigung als Netzgleichrichter in Doppelweggleichrichtung	25
Langlebensdauerrohre als Breitbandverstärker	16
Ge-Transistoren als Breitbandverstärker	12,5
Ge-Transistoren als Endstufe mit Transformator	15
Ge-Transistoren als HF-Verstärker oder Oszillator	11
Potentiometer	5
Einstellregler	2
Drehkondensator	0,1
Trimmer	1
Netztransformator oder Drossel	0,2
Steckverbindung je Kontakt	0,2
Schalterkontakt	0,5
Schalter	3
Relais	1
Lötstelle	0,03
Bildröhre	10
Subminiaturröhren	40
Stabilisator	25

Folgendes Beispiel möge die Anwendung der obengenannten p-Faktoren zeigen. Ein Empfänger habe 1 HF-Stufe, 2 Oszillator-, 3 ZF-, 1 NF- und 1 Endstufe. Ferner 1 Netzteil mit Doppelweggleichrichtung, 1 Dreifachdrehkondensator, 10 Trimmer, 3 Schalter mit 30 Kontakten, 2 Potentiometer und ebensoviele Einstellregler, schließlich etwa 200 zusätzliche Lötstellen. Damit erhält man folgende Zusammenstellung:

6 HF-Stufen	144	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
1 NF-Stufe	31	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
1 Endstufe	46,5	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
1 Netzteil	25	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
2 Pot.	10	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
2 Einstellr.	4	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
3 Schalter	9	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
30 Kontakte	15	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
1 3-fach-Dr.	0,3	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
10 Trimmer	10	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
200 Lötst.	6	$\cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1}$
	<hr/>	
	$300,8 \cdot 10^{-6} \text{ h}^{-1} = p_{\text{ges}}$	

Das bedeutet aber eine mittlere Funktionsdauer von etwa 3300 h. Diese Zeit können wir jedoch nur dann erwarten, wenn

- die Zeit der Frühausfälle vorüber ist,
- die Dimensionierung und Fabrikation des Geräts richtig erfolgten,
- die angenommenen p-Faktoren im Mittel zutreffen!

Es wurde schon erwähnt, daß Röhren der allgemeinen Fertigung eine mittlere Lebensdauer M von etwa 2000 h haben. Wenn demnach $M < T$ ist, so wäre im Mittel ein Verbrauch der Röhren eher zu erwarten, als das Gerät durch einen Zufallsausfall (plötzlich) funktionsuntüchtig würde. Da die Geräte des Amateurs keineswegs täglich in vielstündigem Betrieb sind, können wir mit einer langen Betriebszeit rechnen.

Zusammenfassung

Es wurde auf die Notwendigkeit von Zuverlässigkeitsbetrachtungen in der Amateurtechnik hingewiesen. Danach kann bereits viel getan werden, ohne die speziellen Zusammenhänge theoretischer Erkenntnisse auf diesem Gebiet zu kennen. Bereits dieser erste Überblick gestattet es, die ersten Berechnungen auf dem Gebiet der Zuverlässigkeit durchzuführen.

Leitsätze für den Entwurf zuverlässiger Halbleiterschaltungen, für Schaltungserprobung und Bauelementefehler

Dipl.-Phys. H.-J. Fischer

In diesem Beitrag werden dem Leser einige Leitsätze zum Entwurf zuverlässiger Halbleiterschaltungen gegeben und für passive Bauelemente die Anwendung der Zuverlässigkeitskriterien dargelegt. Früher wurde die Zuverlässigkeit vorausgesetzt und nicht quantitativ bestimmt,

Heute, bei der immer größeren Bauelementezahl moderner elektronischer Anlagen, spielen diese Probleme eine überaus wichtige Rolle, so vor allem in der Militärtechnik.

- a – In der Schaltung dürfen die Grenzwerte der Transistorparameter nicht ausgenutzt werden. Je näher man an den Maximalwerten liegt, desto geringer wird die Zuverlässigkeit der Schaltung. Besonders zu beachten sind die Parameter Kollektorverlustleistung und Kollektorspitzenspannung. Man muß die Grenzwerte an der oberen Temperaturgrenze zugrunde legen.
- b – Der Arbeitspunkt des eingesetzten Transistors soll unter allen möglichen Betriebsbedingungen und Umgebungstemperaturen in engen Grenzen stabil gehalten werden. Dadurch ergeben sich kleinstmögliche Parameterveränderungen und erhöhte Zuverlässigkeit. Nach Möglichkeit sind gleichstrom- und signalseitige Gegenkopplungen vorzusehen. (Oft angewendete Grundschaltungen: niederohmiger Basisspannungsteiler, großer Emitterwiderstand, Spannungsgegenkopplung vom Kollektor auf die Basis.)
- c – Der Arbeitspunkt des Transistors in der Schaltung darf nicht in ein Gebiet der Kennlinie gelegt werden, wo starke Abhängigkeit der Parameterwerte vom Betriebszustand besteht. Als Beispiel hierfür kann die Abhängigkeit des Stromverstärkungsfaktors vom Emitterstrom dienen. Stellt man den Arbeitspunkt bei kleinen i_e -Werten ein, dann wird $\Delta\beta/\Delta i_e$ groß und die Zuverlässigkeit der Schaltung klein. Man wählt also – trotz möglicher Nachteile bei der Auslegung der Schaltung – einen Arbeitspunkt mit höherem Emitterstrom.

- d – Die Schaltung soll eine Veränderung der wichtigsten Parameter in einem möglichst großen Wertebereich zulassen, ohne daß ein Verlust der Arbeitsfähigkeit auftritt. Je größer dieser „Toleranzbereich“, desto höher die Betriebszuverlässigkeit der Schaltung.
- e – Die Schaltung soll so ausgelegt werden, daß auch eine momentane Überlastung von Transistoren und Dioden ausgeschlossen ist (besonders wichtig bei mehrstufigen, gleichstromgekoppelten Verstärkern, in denen auf Grund unrichtiger Dimensionierung die letzten Transistoren bei Übersteuerung gefährdet sind).
- f – Auf richtige Kühlung der einzelnen Transistoren ist stets zu achten, auch wenn die Grenzwerte nicht erreicht werden. Je näher man einen Transistor an seiner zulässigen Grenztemperatur betreibt, desto geringer wird die Betriebszuverlässigkeit.

Schaltungserprobung

Trotz dieser Leitsätze ist noch keine absolute Sicherheit für die Betriebszuverlässigkeit der Schaltung gegeben. In der nächsten Etappe – der Schaltungserprobung – müssen daher zielgerichtete Prüfverfahren angewendet werden, um die Zuverlässigkeit erkennen zu können.

Die erste Methode besteht darin, die Abhängigkeit der Schaltungskennwerte bei Änderung der Speisespannung zu untersuchen. Man wählt die Schaltung, die den größten Speisespannungs-Toleranzbereich hat. Das ist die einfachste Methode der Betriebszuverlässigkeitsprüfung. Im praktischen Betrieb der Schaltung legt man dann geringere Speisespannungstoleranzen fest.

Die zweite Methode besteht darin, das Weglaufen der Parameter des Transistors oder der Diode zu imitieren. Man vergrößert die Sperrströme (z. B. durch zusätzlich eingebaute Widerstände), verändert den Stromverstärkungsfaktor oder erhöht die Kniespannung (wichtig bei Schalttransistoren) usw. Die Aufgabe ist auch hier: Entwurf einer Schaltung mit größtmöglich zulässigem Änderungsbereich dieser Kenngrößen.

Die dritte Prüfmethode besteht im Einsatz einer größeren Menge von Einzelexemplaren an Transistoren und Dioden in die Schaltung. Dabei ist es besonders wichtig, „Grenzwertexemplare“ zu benutzen, die z. B. sehr hohe Stromverstärkung (verglichen mit dem statistischen Mittelwert) oder hohe Restströme aufweisen. Je weniger sich die Ausgangsparameter der Schaltung beim Auswechseln der aktiven Bauelemente verändern, desto betriebszuverlässiger wird die Schaltung sein.

Die vierte Methode ist die Aufnahme des Temperaturgangs. Es wird die Arbeitsfähigkeit der Schaltung in dem Temperaturbereich untersucht, der vorgeschrieben wurde. Je größer der Bereich ist, in dem die Schaltung

noch funktioniert, desto zuverlässiger arbeitet sie auch unter den Bedingungen der Praxis.

Diese Prüfarten lassen sich auch geeignet kombinieren. Am zuverlässigsten arbeitet die Schaltung, die für alle Tests den jeweilig größten Toleranzbereich hat. Dabei gilt allgemein, daß Ja-Nein-Schaltungen leichter zuverlässig auszulegen sind als linear verstärkende Stufen.

Der Nachteil aller dieser Prüfmethode besteht jedoch darin, daß sie nur qualitative Aussagen gestatten. Fordert man zahlenmäßige Aussagen über die Betriebszuverlässigkeit, so bleibt nichts anders übrig, als mehrere Muster der Schaltung in ihrer Einsatzform längere Zeit zu betreiben und statistische Ermittlungen anzustellen. Diese zeitraubende und Kosten verursachende Aufgabe vereinfacht sich, wenn man auf Grund der angeführten qualitativen Prüfungen am Ende der Entwicklung eine kleine Anzahl zuverlässiger Schaltungen erhalten hat. Je geringer die Zahl der angewendeten Schaltungsvarianten, desto aussagekräftiger das statistische Material und desto höher die Betriebszuverlässigkeit der mit diesen Schaltungsbausteinen gefertigten Geräte.

Die Betriebszuverlässigkeit von Halbleiterschaltungen läßt sich nur in geringem Maße voraussetzen, man muß vorwiegend auf praktischer Erfahrung aufbauen. Die Ergebnisse von Zuverlässigkeitsuntersuchungen sollten systematisch gesammelt und der technischen Öffentlichkeit zugänglich gemacht werden.

Nun noch einige allgemeine Bemerkungen

- Man kann die Ergebnisse von Betriebszuverlässigkeitsuntersuchungen an Schaltungen nicht mit den Stichprobenprüfungen im verkürzten Verfahren an den Bauelementen vergleichen, wie sie der Bauelementehersteller vornimmt.
- Als qualitatives Kriterium für die Einsatzfähigkeit eines Halbleiterbauelements bei längerer Erprobung legt man zweckmäßig die Garantiedaten zugrunde.
- Um zu nennenswerten Gesamtzuverlässigkeitsfaktoren zu kommen, sollte man etwa einen minimalen p-Faktor in der Größenordnung von $5 \cdot 10^{-5}$ Ausfälle je Stunde fordern.

Bauelementefehler

Zum Abschluß einiges über Bauelementefehler. Das Diagramm S. 88 zeigt die als Grundlage für alle Betrachtungen gewählte Kurve für die Verteilung der Fehlerrate oder der entsprechenden Fehlerprozente während der

Lebensdauer eines Bauelements bzw. eines aus diesen Bauelementen zusammengesetzten Geräts. Man erkennt 3 Stufen:

die der sogenannten Frühausfälle,

die der nutzbaren Lebensdauer,

die der Abnutzung oder Alterung.

In der Stufe 1 tritt eine abnehmende Fehlerrate auf; die Frühausfälle sind ein Maß dafür, wie der betreffende Herstellerbetrieb die Technologie beherrscht. Bei einer jahrelang laufenden, vollausgereiften Produktion kann dieser Abschnitt schon konstante Fehlerraten aufweisen. Innerhalb der nutzbaren Lebensdauer ist die Fehlerrate konstant, und die Aussagen erfolgen auf Grund des Exponentialgesetzes. Die Steilheit der Stufe 3 hängt von den Materialeigenschaften und dem Auslastungsgrad des jeweiligen Bauelements ab.

Eine Angabe der Fehlerrate allein nützt nichts, sie muß mit einem Vertrauensmaß und mit den Betriebsbedingungen zusammen genannt werden. Das Vertrauensmaß beruht auf der statistischen Genauigkeit; diese wiederum hängt ab von der Menge der durchgeführten Prüfungen. Je umfangreicher die Prüfungen waren, desto höher liegt das Vertrauensmaß. Eine angegebene Fehlerrate mit festgelegtem Vertrauensmaß (z. B. 70 %) gilt nur bei bestimmten Betriebsbedingungen für das Bauelement. Daher besteht das Problem, eine Fehlerrate bei gegebener Temperatur, Spannung, Leistung usw. in eine äquivalente Fehlerrate bei anderer Temperatur, Spannung usw. umzurechnen. Das geschieht durch Benutzung der sogenannten Beschleunigungsfaktoren. Bei einem Kondensator gibt es beispielsweise einen Spannungsbeschleunigungsfaktor und einen Temperaturbeschleunigungsfaktor. Für den Spannungsbeschleunigungsfaktor gilt folgende Formel:

$$\frac{T_1}{T_2} = \left(\frac{U_2}{U_1} \right)^n;$$

U_2 bzw. U_1 = jeweilige Belastungsspannung des Kondensators bei konstanter Temperatur, T_1 und T_2 = Lebensdauer bei den entsprechenden Spannungen, n = Exponent entsprechend dem dielektrischen Material und der Spannungsbelastungsfläche des Bauelements.

Der Wert von n schwankt entsprechend der verschiedenen Dielektrika, Herstellungsverfahren und Prüfbedingungen. Das Problem ist die Bestimmung des Wertes von n für den spezifischen zu prüfenden Kondensator.

Beispiel

Für einen Papierkondensator, ölgefüllt, über den Belastungspegel zwischen 140 % und 100 % der Nennspannung gilt der Exponent $n = 5$. Die Kondensatoren wurden geprüft und hatten eine Lebenszeit von 10 000 Stunden bei $+85^{\circ}\text{C}$ und 140 % der Nennspannung. Es soll berechnet werden, wie groß die Lebensdauer bei 100 % Nennspannung und gleicher Temperatur ist. Es gilt

$$T_{100} = T_{140} \left(\frac{U_{140}}{U_{100}} \right)^5 = 10\,000 \cdot (1,4)^5 = 53\,500 \text{ h}.$$

Der Beschleunigungsfaktor für dieses Beispiel beträgt $1,4^5 = 5,35$; er gilt nur für dieses Dielektrikum und die angegebene Spannungsbelastung. Allgemein ändert sich der Exponent mit der Spannungsbelastung.

Die Ableitung des Temperaturbeschleunigungsfaktors ist ähnlich wie beim Spannungsbeschleunigungsfaktor. Sie beruht auf einer chemischen Regel, die aussagt, daß sich bei jeder Temperatursteigerung um 10°C die Lebensdauer um die Hälfte verringert. Es gilt für den Temperaturbeschleunigungsfaktor

$$\frac{T_1}{T_2} = 2^{(t_2 - t_1)/n};$$

T_1 und T_2 = Lebensdauer, t_1 und t_2 = entsprechende Temperaturen, n = Temperaturpegel für den entsprechenden Temperaturbereich.

n verändert sich je nach Dielektrikum und Temperaturbelastung.

Beispiel

n soll gleich 10°C sein, die Lebensdauer bei $+125^{\circ}\text{C}$ nach Meßwerten 10 000 Stunden betragen. Wie groß wäre die Lebensdauer bei $+85^{\circ}\text{C}$ gewesen?

$$\begin{aligned} T_1 &= T_2 \cdot 2^{(t_2 - t_1)/n} = 10\,000 \cdot 2^{(125 - 85)/10} = 10\,000 \cdot 2^4 \\ &= 160\,000 \text{ h}. \end{aligned}$$

In diesem Falle ist also der Beschleunigungsfaktor gleich 16. Bei Geräten in der Praxis muß man die mittleren Zeiten zwischen 2 Fehlern entsprechend den gezeigten Gesetzmäßigkeiten berechnen. Für den Praktiker entsteht die Frage, welche Lebensdauer man bei modernen elektronischen Geräten erwarten kann. Bei den angegebenen Werten handelt es sich um Ergebnisse aus den USA, die sich vorwiegend auf militärische Geräte beziehen.

In der folgenden Aufstellung sind einige Werte für die mittleren Zeiten zwischen 2 Fehlern angegeben.

Geräte der Landstreitkräfte

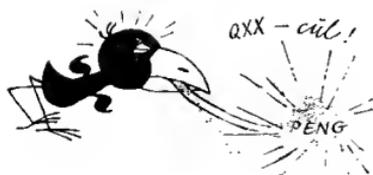
taktisches Funkgerät, fahrbar	160 h
tragbares Kurzwellenfunkgerät	500 h
Richtfunkgerät	2800 h

Geräte der Marine

Kurzgrenzwellensender	165 h
Allwellenempfänger	234 h
Fernschreibgerät	234 h
Kennungsgerät	212 h
Funkpeiler	120 h
passives hydroakustisches Gerät	580 h
Raketen-Feuerleitrechner	88 h

Geräte der Luftstreitkräfte

Datenübertragungsgeräte	46 h
Dezimeterwellen-Sendeempfänger	60 bis 80 h
Kompaß	270 bis 360 h
Autopilot (Selbststeuergerät)	10 bis 80 h
Funkmeßvisier	50 h
Bombenzielgerät	88 h



*Eine Papierantenne, die mit Luft aufgeblasen werden kann und nach Gebrauch weg-
geworfen wird, entwickelte Westinghouse Electric Corp. Diese taktische Antenne ist
mit einem metallisierten Epoxyd-Überzug bestäubt.*

Der Begriff der Stereophonie – *räumliches Hören* – geistert seit Jahren als vielfach unverstandenes Schlagwort durch Presse und Literatur. Die „alten Hasen“ unter den Elektronikamateuren können mit dem Wort etwas anfangen, die Vorstellungen des Anfängers in der Amateurelektronik hingegen sind mitunter ein wenig nebelhaft. Im Gegensatz zum *3-D-Klang* und zu sogenannten *Raumtonlautsprechern* vergangener Jahre ist die Stereophonie ein echter technischer Fortschritt. Er stellt eine Bereicherung des durch Lautsprecher übermittelten Klangerlebnisses dar. Dies wird von keinem Fachmann bezweifelt. Allerdings bedeutet die stereofonische Wiedergabe keine für den Laien schlagartige Änderung des akustischen Eindrucks. Stereophonie zwingt zum konzentrierten Zuhören, eine musikalische „Hintergrundberieselung“ in Stereo ist unmöglich.

Dies als Vorwort. Die heute weit verbreitete Stereophonie bei Schallplatten, Magnetband und Rundfunk (Stereorundfunk) arbeitet mit 2 Kanälen. Diese sind elektrisch völlig getrennt, d. h., es müssen auf der Wiedergabe-seite – die hier vor allem interessiert – mindestens 2 Lautsprecher hinter 2 Verstärkern vorhanden sein, die sich innerhalb außerordentlich enger Toleranzen gleichen.

Das einfachste ist die stereofonische Schallplattenwiedergabe. Man benötigt lediglich einen speziellen Stereoplattenspieler. Stereoschallplatten, die auf einem einkanaligen (*Mono-*)Plattenspieler abgespielt werden, klingen niemals *stereo* – auch wenn Laien das gelegentlich behaupten. Die Zahl der betriebenen Lautsprecher spielt dabei keine Rolle.

Stereoplattenspieler bzw. ihre Tonabnehmer erkennt man an dem eingepprägten Symbol (Bild 1). Sie haben 2 Ausgänge, die je einem Verstärkereingang zugeführt werden müssen. Da ein Kanal für die „rechte“ Seite des Wiedergaberaums, der andere für die „linke“ Seite desselben

Bild 1
Symbol für Stereophonie bzw. stereofonische Geräte



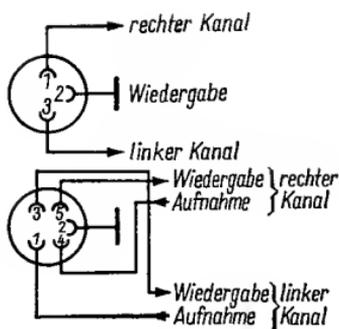


Bild 2
Die genormten Anschlüsse für Stereoeingänge von Verstärkern

bestimmt ist, entsteht die Frage: Welcher Kanal ist rechts, welcher links? Dafür gibt es eine internationale Norm, die Bild 2 zeigt.

Es wurde bereits erwähnt, daß beide Verstärker möglichst gleich sein müssen. Weichen ihre Verstärkungen voneinander ab, so verlagert sich der scheinbare Ort des Schalles in Richtung zu jenem Lautsprecher, der von dem Verstärker mit der größeren Verstärkung gespeist wird. Im Extremfall scheint das ganze Orchester rechts bzw. links zu sitzen, wenn auch gestaffelt, d. h. mehr oder weniger rechts (bzw. mehr oder weniger links). Was tun?

In jeder Stereoanlage gibt es einen sogenannten Balanceregler, mit dem der scheinbare Ursprungsort des Schalles korrigiert werden kann. Die Wirkungsweise ist einfach: Der Balanceregler verschiebt die beiden Verstärkungen gegensinnig so, daß sie gleich groß sind. Sie halten sich dann gewissermaßen Balance. Die Schaltung kann verschieden sein. Bild 3 zeigt einige Beispiele.

Auch der Frequenzgang der beiden Verstärker muß möglichst gleich sein. Sonst scheint die Schallquelle ihren Standort plötzlich zu wechseln, sie scheint zu „springen“, je nachdem, ob ein hoher oder tiefer Ton in den Lautsprechern erzeugt wird.

Weiterhin ist noch die Phasenlage der beiden Verstärkerausgänge zu berücksichtigen. Vor Phasenbeziehungen haben wohl alle Amateure (und auch die meisten Berufstechniker) großen Respekt. Unter Strom, Spannung, Leistung usw. kann man sich leichter etwas vorstellen als unter Phase. Die Phasenlage bei den beiden Stereoverstärkern ist aber relativ leicht zu verstehen:

Ein Schallzug von einer Quelle in der Mitte der Aufnahme, „basis“ trifft gleichzeitig die beiden Mikrofone auf der rechten und linken Seite für die beiden Stereokanäle¹⁾. Zu einer bestimmten Zeit hat die Schallwelle ihr Maximum, die Membranen der Mikrofone werden am meisten auf Druck

¹⁾ Der Einfachheit halber wird hier die sog. AB-Technik, d. h. 1 Mikrophon auf jeder Seite der Basis, vorausgesetzt.

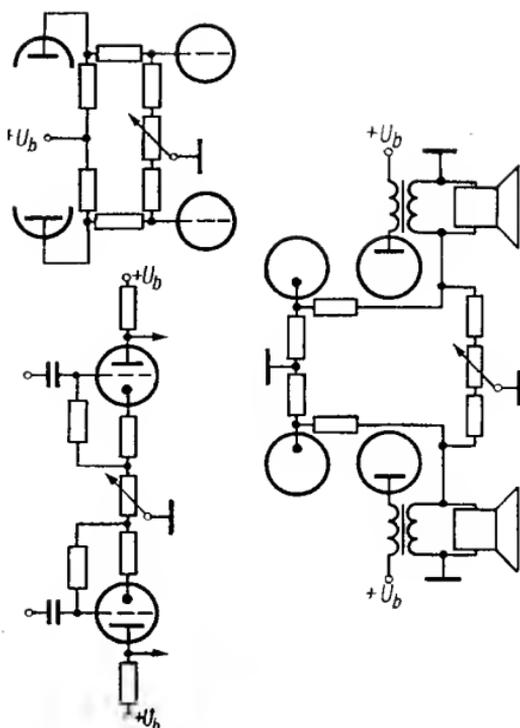


Bild 3
Beispiele für Schaltungen
von Balancereglern
in Stereoverstärkern

beansprucht. Bei richtiger Phasenlage müssen die beiden Lautsprecher im Wiedergaberaum zu dieser Zeit ihre Membranen nach außen „drücken“. Ist nun die Phasenlage beider Verstärkerzüge unterschiedlich, so erreicht ein Lautsprecher etwas später als der andere sein Druckmaximum.

Im Extremfall „drückt“ eine Lautsprechermembran gerade dann, wenn die andere „saugt“. Der stereofonische Eindruck ist dann grob gestört und eine Lokalisierung der Schallquellen (typisch für stereofonisches Hören) nicht möglich.

Dieser Fall (der eine Lautsprecher drückt, wenn der andere saugt) kommt häufig vor. Er entspricht der Verpolung eines Lautsprechers oder einer Phasenverschiebung um 180° . Eine geringere Phasenverschiebung ist nicht möglich, wenn man voraussetzt, daß Verstärker und Lautsprecher in beiden Kanälen jeweils identisch sind.

Nun interessiert den Liebhaber stereofonischer Musik weniger, welches Glied seiner Anlage für die Verpolung „zuständig“ ist, es genügt die Tatsache der Verpolung, denn ihre Auswirkung stört. Schaltet man beide Verstärkereingänge und -ausgänge parallel auf einen Lautsprecher, so muß sich bei gleicher Phasenlage beider Ausgangsspannungen eine Erhöhung der Ausgangsleistung (d. h. der Lautstärke) ergeben. Bei Verpolung

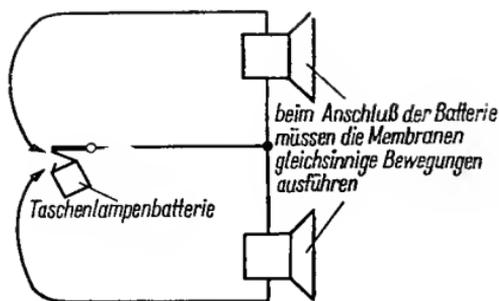


Bild 4
Zum Polaritätstest
von Lautsprechern

eines der beiden Kanäle zeigt sich eine Verringerung der Ausgangsleistung bzw. Lautstärke. Auf diese Art kann man rasch die Verstärker „auf richtige Polung“ bringen.

Bei längeren Lautsprecherleitungen kann es vorkommen, daß die Lautsprecher verschieden gepolt sind. Um das festzustellen, tastet man mit einer Batterie über einen Vorwiderstand von etwa 10Ω die Anschlüsse beider Lautsprecherleitungen ab.

Bei gleicher Polung müssen beide Lautsprechermembranen zum Lautsprecher hingezogen bzw. beide von ihm weggedrückt werden, wenn die Batterie Kontakt gibt. Um die Bewegung der Membran festzustellen, legt man einen oder mehrere Finger auf sie, ohne zu drücken. Man spürt dann die Bewegung der Membran ganz deutlich und kann, falls nötig, einen der Lautsprecher umpolen. Bild 4 verdeutlicht den beschriebenen Test.

Vor den Stereoversuchssendungen des Deutschen Demokratischen Rundfunks wird stets eine kurze Testsendung gebracht bzw. innerhalb dieser Sendung auch eine einfache Überprüfungsmöglichkeit der Lautsprecherpolung. Zweckmäßig ist es, die Lautsprecher über unverwechselbare Stecker anzuschließen, sobald die richtige Polung feststeht. Man spart sich dann eine Kontrolle bei Wiederaufnahme der Anlage bzw. nach längeren Pausen, in denen ein Stecker herausfallen und falsch herum wieder eingesteckt werden kann.

Wie eine Lautsprecherbasis aussehen soll, verrät dem Stercoanfänger jede Veröffentlichung über Stereophonie: Abstand der Lautsprecher etwa 2,5 bis 3 m, günstigster Platz des Zuhörers etwa 1,3 bis 1,5 m vor der Mitte der Basis (Bild 5). Verwendet man Lautsprecherboxen, dann dreht man diese am günstigsten so, daß die gedachte Verlängerung der Lautsprecher-schwingspule den Zuhörer trifft: Er hört nun die hohen Frequenzen besonders gut – natürlich nur, soweit sie vom Lautsprecher wiedergegeben werden.

Da hohe Tonfrequenzen für die stereofonische Wiedergabe besonders wichtig sind, soll man sie niemals in einem Klangregelnetzwerk dämpfen, sei es auch nur, um das Rauschen beim Empfang weit entfernter Stereo-

sender oder das Rauschen abgenutzter Schallplatten zu mildern. Abgespielte Platten oder verrauschter Rundfunkempfang eignen sich nicht für stereofone Wiedergabe. Deshalb ist der Ehrgeiz einiger Amateure, in 150 bis 250 km vom Sender noch stereofonisch empfangen zu wollen, falsch: Sinn der Stereophonie ist doch, eine besonders wertvolle Qualität der Wiedergabe zu ermöglichen. Hierzu ein Hinweis: Sender, die bei Stereoempfang „rauschen“, haben fast immer noch eine ausgezeichnete Qualität bei herkömmlicher, d. h. einkanaliger Wiedergabe. Ursache für das immerhin etwa 20 dB (!) stärkere Rauschen bei Stereorundfunkempfang sind die größere Bandbreite des Stereomultiplexsignals (52 kHz gegenüber dem herkömmlichen NF-Signal mit 15 kHz Bandbreite) und der Pilotton bzw. Hilfsträger.

Im Gespräch über Qualität stereofoner Sendungen drängt sich immer wieder eine Frage auf, die oft, aber leider recht einseitig, auch in der Fachpresse, diskutiert wurde: Kann man für Stereowiedergabe nicht gute Kopfhörer verwenden?

Viele Argumente sprechen dafür, und es ist ein Erfolg dieser Diskussion, daß unsere Industrie seither Stereokopfhörer fertigt. Würden aber Kopfhörer in allen Fällen den Ansprüchen des Rundfunkhörers genügen, so hätten wir wohl heute noch keine Lautsprecher. Zumindest gäbe es heute noch Rundfunkgeräte für den Publikumsgebrauch (hier ist nicht die Rede von Funkempfängern für NVA, Polizei, Post usw.) ohne Lautsprecher, nur für Kopfhöreranschluß. Dies ist nirgends auf der Welt der Fall. Warum sollte es beim Stereorundfunk, der ja eine besonders hochwertige Wiedergabe gewährleisten soll, anders sein?

Damit wird der Wert von Stereokopfhörern nicht bestritten! Aber alles an seinem Platz: Der Tontechniker kann auf den Stereokopfhörer genauso wenig verzichten wie der „höhere“ Amateur — vorausgesetzt, sie beschäftigen sich ernsthaft mit Stereophonie.

Zum Schluß ein kleiner Tip: Falls Sie die Absicht haben, Ihren Bekannten stolz Stereophonie vorzuführen, dann seien Sie vom Ergebnis nicht allzu enttäuscht. Ein großer Teil Ihrer Gäste wird die Vorführung zwar recht nett finden, ohne sich sonderlich dafür zu erwärmen. Schuld ist wahrscheinlich nicht Ihre Anlage, sondern die Tatsache, daß wir „Zivilisationsmenschen“ verlernt haben, richtig zu hören — falls wir es jemals konnten. Aber dies ist ein anderes Kapitel.

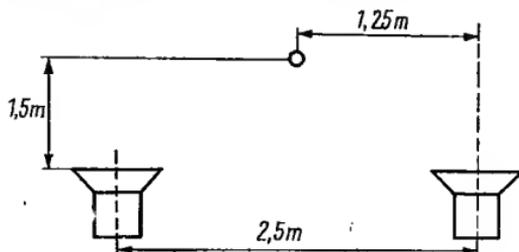


Bild 5
Maße für die Basis
(Wohnzimmerverhältnisse)

VEB INDUSTRIEVERTRIEB RUNDFUNK UND FERNSEHEN

Elektronische Bauelemente direkt zum Verbraucher

Um den hohen Ansprüchen der Bastler genügen zu können, zeigen wir Ihnen in unserem Angebot eine Reihe von Spezial-Bauelementen auf, mit denen der Bau komplizierter Empfangs- und Meßgeräte möglich ist.



Oszillografenröhren

Typ	EVP/MDN	Typ	EVP/MDN
B 4 S 2	66,—	B 10 S 1	109,25
B 6 S 1	74,25	B 13 S 5	261,25
B 7 S 1	81,95	B 13 S 7	522,50
B 7 S 2	155,—	B 13 S 25	503,50
B 7 S 3	222,50	B 16 G 1	503,50
B 7 S 401	378,75	für transistorisierte Geräte	

Senderröhren

Typ		EVP/MDN
SRS 4452	Sendedoppeltetrode	156,25
4451	Sendedoppeltetrode	189,40
552 N	Sendepentode	106,90
551	Sendepentode	150,—

Blitzröhren

Typ	EVP/MDN	Typ	EVP/MDN
XB 80-2	34,30	XB 81-10	17,25
		XB 00-G 173	17,25
XB 81-00	17,25	XB 00-G 195	25,20

Außerdem erhalten Sie bei uns das gesamte Sortiment der Halbleiter sowie Normgehäuse für den Gerätebau (Meßgerätegehäuse nach TGL 200-7094).

Bitte nutzen Sie die fachmännische Beratung in unserer Fachfiliale



RFT-Funkamateureur

8023 Dresden, Bürgerstr. 47 Tel.: 5 47 81

Änderungen im Angebot vorbehalten!

Der Feldeffekttransistor ist im Kommen!

Ing. Ernst Böttke

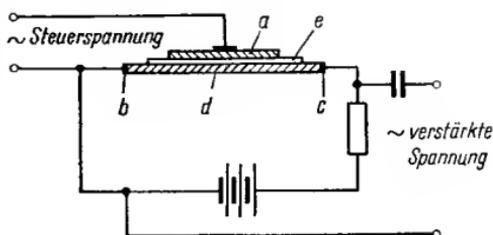
Die Elektronenröhre bietet gegenüber dem klassischen Transistor, der auf dem Prinzip der Ladungsträgerinjektion beruht, den Vorteil, daß sie – wenigstens bis zu einer bestimmten Frequenz – leistungslos gesteuert werden kann. Umgekehrt ist der Transistor der Elektronenröhre überlegen, weil er nur eine Stromquelle niedriger Spannung benötigt und eine wesentlich größere Zuverlässigkeit und Lebensdauer aufweist. Der Feldeffekttransistor vereinigt in sich alle eben genannten vorteilhaften Eigenschaften: Er kann leistungslos gesteuert werden, benötigt nur eine niedrige Betriebsspannung und ist zuverlässig wie ein Transistor. Sogar Feldeffektleistungstransistoren für Niederfrequenz sind rein spekulativ denkbar. Ende 1966, als dieser Beitrag geschrieben wurde, gab es sie jedoch noch nicht.

Was ist ein Feldeffekttransistor?

Beim Feldeffekttransistor erzielt man den Steuereffekt dadurch, daß der Widerstand eines stromführenden Kanals durch *elektrostatische* Einwirkung einer Steuerspannung verändert wird. Eigentlich ist der Feldeffekttransistor nichts anderes als ein kleiner Kondensator, dessen einen Belag ein Querstrom durchfließt (Bild 1). Der Querwiderstand dieses Belags kann durch den Potentialunterschied, der zwischen den beiden Belägen herrscht, verändert und gesteuert werden [1]. Die stromdurchflossene

Bild 1
Prinzipieller Aufbau
eines Feldeffekttransistors;

- a - Steuerelektrode (Gitter = Gate),
- b - Katode (Quelle = Source),
- c - Anode (Senke = Drain),
- d - stromdurchflossene Elektrode (Kanal),
- e - Dielektrikum



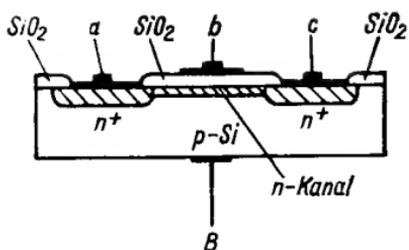


Bild 2
Aufbau eines Metalloxyd-feldeffekt-
transistors (MOS-FET)
vom Entleerungstyp,
bei dem der n-Kanal eindiffundiert ist;
An der Quelle liegt die Katode, an
der Senke die Anode der Gleichstrom-
quelle:
a - Quelle, b - Gitter, c - Senke,
B - Basis

Kondensatorelektrode darf allerdings nicht metallischer Natur sein. In Metallen ist die Konzentration der Ladungsträger (Elektronen) für diese Zwecke viel zu groß. An der dem Dielektrikum zugewandten Seite des stromdurchflossenen Belags würde zwar durch Influenz eine mehr oder weniger große Anzahl von Elektronen angezogen oder abgestoßen, im Verhältnis zur Gesamtzahl der vorhandenen Ladungsträger wären es jedoch verhältnismäßig wenig, so daß eine merkliche Beeinflussung der Leitfähigkeit nicht eintreten könnte. Anders ausgedrückt: In einen guten elektrischen Leiter kann ein elektrisches Feld nicht eindringen. Bei halbleitenden Stoffen dagegen, bei denen sich die Leitfähigkeit in bekannter Weise durch Dotierung in weiten Grenzen verändern läßt, ist dies sehr wohl möglich. Da die elektrostatische Wirkung mit der Entfernung vom Steuerbelag abnimmt, ist noch zu fordern, daß die stromdurchflossene Elektrode sehr dünn sein muß. Die technisch brauchbare Realisierung des Feldeffekttransistors wurde daher erst durch die hochentwickelte Halbleitertechnik möglich.

Wegen der guten Analogie zur Elektronenröhre wollen wir, um das Verständnis zu erleichtern, vor allem den n-Kanal-Feldeffekttransistor mit isolierter Steuerelektrode betrachten [2]. Man bezeichnet ihn nach der Reihenfolge der Schichten als MOS-Feldeffekttransistor (M = Metall = Steuerelektrode, O = Oxid = isolierende SiO_2 -Schicht, S = Semiconductor, d.h. Halbleiterschicht = stromdurchflossene Elektrode).

Hergestellt wird der Silizium-Feldeffekttransistor nach den Arbeitsmethoden der sehr anpassungsfähigen Planartechnologie. Ein schwach p-leitendes Siliziumplättchen wird zunächst durch eine thermische Behandlung an der Oberfläche oxidiert (Bild 2). Mit Hilfe der Fotomaskentechnik, die uns von der Herstellung der Mesa- und Planartransistoren her bekannt ist, werden dann in der gewünschten Geometrie Stellen freigelegt und durch Eindiffusion von Dotierungsstoffen (z.B. Phosphor-Atomen) die n-leitenden Zonen der „Senke“ (*Drain*, hier gleich Anode) und der „Quelle“ (*Source*, hier gleich Katode) hergestellt. Als Brücke zwischen den beiden Zonen entsteht unter der gleichzeitig wachsenden SiO_2 -Schicht der n-Kanal. Er läßt sich — wie in unserem Beispiel — technologisch erzeugen, er kann in bestimmten anderen Fällen jedoch auch erst

bei Anlegen einer Vorspannung an die Steuerelektrode (*Gate* = Gitter) entstehen. Der Kanal ist der wesentliche, oben erwähnte „stromdurchflossene Kondensatorbelag“.

Die Steuerelektrode (Gitter = *Gate*) wird als metallischer Belag auf die isolierende SiO_2 -Schicht aufgedampft. Die Kontaktierung aller 3 Elektroden nimmt man nach den bewährten Methoden der Planartechnik vor. Ferner werden wie beim Planarverfahren auf einer Siliziumscheibe von etwa 1 cm Durchmesser gleichzeitig mehrere hundert Feldeffekt-elemente hergestellt und später voneinander getrennt und in die üblichen Gehäuse eingebaut.

Wie arbeitet der Feldeffekttransistor?

Bild 3 zeigt das Kennlinienfeld eines n-Kanal-Feldeffekttransistors, dessen prinzipieller Aufbau in Bild 2 wiedergegeben wurde [3]. Bei dieser Transistorart sind lediglich Elektronen (deshalb n-Kanal) am Stromtransport beteiligt. Ohne Gittervorspannung ist die Leitfähigkeit des Kanals groß, weil ausreichend Ladungsträger vorhanden sind. Der Strom zwischen der Katode (Quelle oder *Source*) und der Anode (Senke oder *Drain*) steigt fast linear mit zunehmender Spannung an, wie in Bild 3 an der Kennlinie für $U_g = 0V$ zu erkennen ist. Wird die negative Spannung zwischen dem Gitter (*Gate*) und der Katode (Quelle = *Source*) vergrößert, so entsteht durch Influenz an der Unterseite des isolierenden SiO_2 -Dielektrikums eine positive Spannung gegenüber dem Bezugspunkt (Katode), weil die beweglichen Ladungsträger (Elektronen) aus dem leitenden n-Kanal verdrängt werden. Der (Quer-)Strom im Kanal nimmt ab (Bild 3).

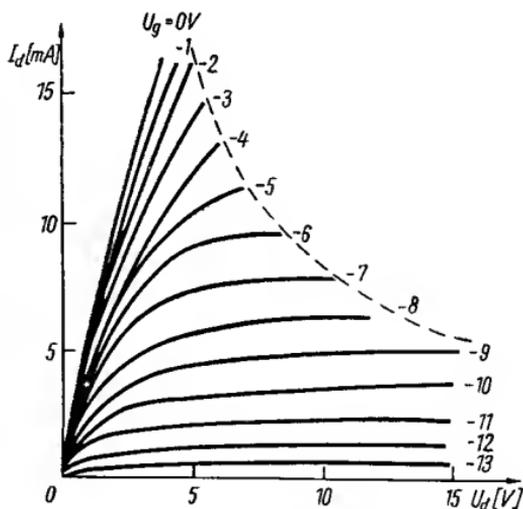
Bild 3
Kennlinienfeld
eines Feldeffekttransistors
nach Bild 2
(Entleerungstyp = depletion
type);

I_d - Anodenstrom = Drain-
strom,

U_d - Anodenspannung
= Drainspannung,

U_g - Gittervorspannung.

Die Ähnlichkeit des Kenn-
linienfelds mit dem einer
Vakuumpenode
ist unverkennbar



Mit zunehmender negativer Gitterspannung wird der Kanal in mehr oder weniger großen Teilen von beweglichen Ladungsträgern (Elektroden) entleert. Deshalb bezeichnet man diese Art von Feldeffekttransistoren auch als *Entleerungstransistor*. Wir haben sie zur Betrachtung deshalb ausgewählt, weil die Analogie zur Elektronenröhre besonders gut ist. Aus der Darstellung in Bild 3 läßt sich erkennen, daß die Kennlinienscharen weitgehend denen von Vakuumpentoden ähneln. Wenn wir die Abhängigkeit $I_a = f(U_g)$ [bzw. $I_D = f(U_g)$, $I_a = I_D =$ Anodenstrom = Senken- oder Drainstrom] des n-Kanal-Entleerungs-Feldeffekttransistors grafisch darstellten, erhielten wir eine ähnliche Analogie.

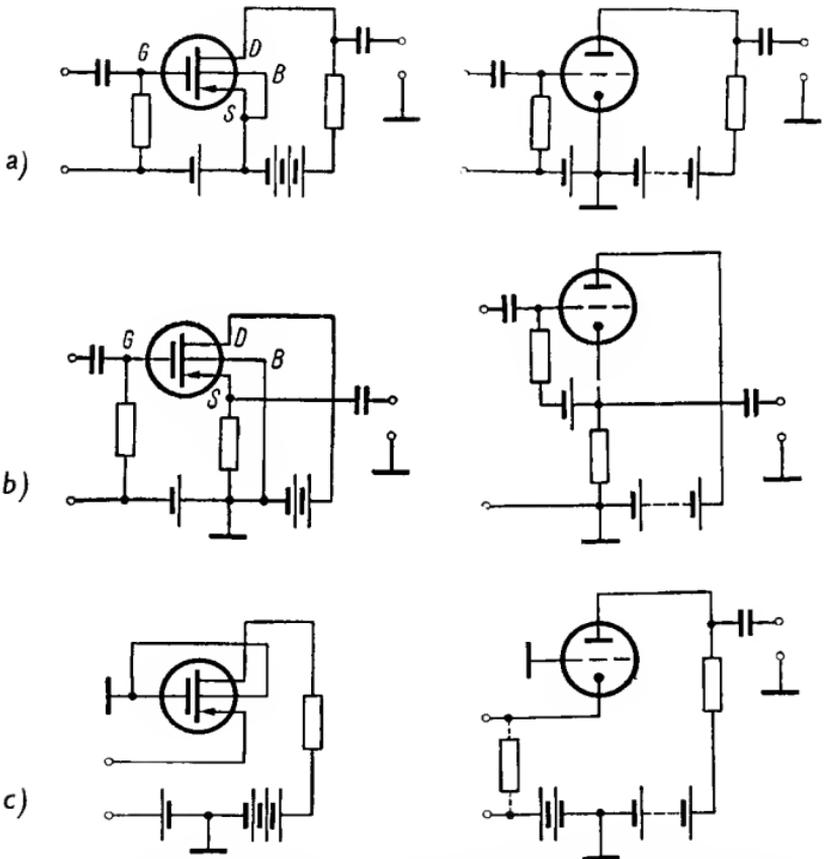


Bild 4 Die 3 Grundschaltungsarten des Feldeffekttransistors; a – die Quellenbasis-schaltung entspricht der Katodenbasis-schaltung, b – die Senkenbasis-schaltung entspricht der Anodenbasis-schaltung, c – die Gitterbasis-schaltung hat bei Röhren und Feldeffekttransistoren die gleiche Bezeichnung

Schaltsymbol und Grundsaltungen

Bleiben wir der besseren Verbindung Röhre-Halbleiter wegen bei dieser Art Feldeffekttransistor. Im Schaltymbol ist der leitende Kanal durch einen starken, senkrechten Strich dargestellt, dem die Steuerelektrode (Gitter = *Gate*) wie der zweite Belag eines Kondensators gegenübersteht (Bild 4). Durch die beiden Stromzuführungen S (Quelle = *Source*) und D (Senke = *Drain*) wird der Stromfluß durch den Kanal angedeutet. Der Pfeil entspricht der Flußrichtung der Elektronen. Der Anschluß des Trägerplättchens wird als Basis B bezeichnet. Analog zu den bekannten Röhrenschaltungen sind auch beim Feldeffekttransistor 3 Grundsaltungen möglich, die der Katodenbasis-, Anodenbasis- und Gitterbasisschaltung entsprechen (Bild 4). Die Spannungsverstärkung in Katodenbasisschaltung (= *Sourcebasisschaltung*) ist ebenso wie bei einer Röhre

$$V = S \frac{R_i \cdot R_a}{R_i + R_a} \approx S \cdot R_a \quad (R_i \gg R_a).$$

Bei Feldeffekttransistoren werden z.Z. (1966) Steilheiten um 2 mA/V erreicht.

Die wichtigsten Eigenschaften

Da die Steuerelektrode G (Gitter) durch die Quarzschicht (SiO_2) von den übrigen Elektroden getrennt ist, haben Feldeffekttransistoren außerordentlich hohe Eingangswiderstände, die bei 10^{13} bis $10^{15} \Omega$ liegen. Sie können deshalb vorteilhaft in Elektrometerschaltungen, Röntgendosismessern, Geigerzählern u.ä. verwendet werden. Die unter der Steuerelektrode liegende Quarzschicht ist etwa $0,1 \mu\text{m}$ stark. Ihre Toleranz stellt die kritische Größe bei der Herstellung von Feldeffektelementen dar. Durch sie wird u. a. die Steilheit und damit die Verstärkerwirkung bestimmt. Die dünne Isolierschicht hat nur eine bestimmte Durchschlagfestigkeit. In Verbindung mit dem sehr hohen Isolationswiderstand können oft unbeabsichtigte, statische Aufladungen beim Transport oder beim Berühren von Feldeffekttransistoren zur Zerstörung der SiO_2 -Schicht führen. Einige Hersteller empfehlen deshalb, bis zum endgültigen Einbau den Gitteranschlußdraht mit dem Basisanschlußdraht zu verdrillen.

Erwähnenswert ist noch, daß die Steuerelektrode von Feldeffekttransistoren auf die im Kanal vorhandenen Majoritätsladungsträger (in unserem Beispiel Elektronen) einwirkt. Die Minoritätsladungsträger, die beim klassischen Transistor mit 2 Sperrschichten am Emitter in den Basisraum injiziert werden und die dessen Verhalten bestimmen, bleiben hier aus dem Spiel. Deshalb sind erstens die elektrischen Eigenschaften von Feldeffekttransistoren weniger von der Temperatur abhängig, und zweitens üben α -, γ - und Neutronenstrahlen einen nur etwa 10mal geringeren,

strom u_c/r_i zum Ausdruck. Das wird dem Leser von der Elektronenröhre her geläufig sein. r_d' und r_s' sind Zuführungs- oder Bahnwiderstände. r_i ist der auf der Ausgangsseite wirksame Innenwiderstand, wie er aus der Kennliniendarstellung nach Bild 3 als differentieller Widerstand grafisch ermittelt werden kann. Die Diode D1 im Ersatzschaltbild versinnbildlicht den Übergang zwischen Draingebiet und Grundmaterial des Plättchens (siehe Bild 2). Die andere Diode D2 symbolisiert den Übergang zwischen der Sourcezone und dem Grundmaterial des Plättchens. Die Basis-elektrode B wird normalerweise mit der Sourceelektrode verbunden. Die Sperrschichtkapazitäten dieser beiden Dioden sowie die Streukapazitäten im Ausgangskreis sind zur Kapazität c_{ds} zusammengefaßt. Wichtig ist noch, daß die Rückwirkungskapazität c_{gd} von der Spannung abhängt. Bei einem bestimmten Typ (Kanalstrom 2 mA) ist sie bei 3 V Spannung 0,5 pF groß. Bei einer Drainspannung von 24 V sinkt sie jedoch auf 0,04 pF ab. Es wird also vorteilhaft sein, Feldeffekttransistoren in HF-Schaltungen mit relativ hoher Spannung zu betreiben. Auf übliche Transistoren trifft das — nebenbei gesagt — auch zu und bei Röhren ebenfalls.

Komplementäre Feldeffekttransistoren

Wir haben bisher von einem Feldeffekttransistor mit isolierter (durch eine SiO_2 -Schicht) Steuerelektrode gesprochen. Das geschah, weil ihr der Verfasser dieses Beitrags die größten Zukunftsaussichten gibt. Die ursprünglich 1952 von *Shockley* [5] angegebene Bauart war ein Sperrschicht-Feldeffekttransistor, bei dem die Steuerelektrode (*Gate* = Gitter) nicht isoliert, sondern über einen pn-Übergang auf den Kanal aufgesetzt wurde. Dieser pn-Übergang wird durch eine Batterie (bei einem n-Kanal-Transistor negativ) in Sperrichtung gegenüber der Quelle (*Source*) vorgespannt. Da der Sperrstrom bei Siliziumbauelementen sehr klein ist, kann die Steuerelektrode als quasi-isoliert angesehen werden. Sonst entspricht alles dem bisher Beschriebenen. In gewisser Beziehung ist die Herstellung von Sperrschicht-Feldeffekttransistoren z.Z. noch einfacher. Sie sind auch gegen Spannungsüberlastungen am Gitter unempfindlicher.

Es wurde ferner in den bisherigen Ausführungen schon darauf hingewiesen, daß bei dem besprochenen n-Kanal-Entleerungs-Feldeffekttransistor die Analogie zur Elektronenröhre besonders gut ist. Die Quellenelektrode (*Source*) liegt am Minuspol der Batterie und läßt sich mit der Röhrenkatode vergleichen. Das Gitter ist negativ vorgespannt, und mit zunehmender negativer Spannung nimmt der an der Senkenelektrode (*Drain*) austretende Elektronenstrom ab. Stellen wir uns jetzt vor, der Kanal (sowie das Quellen- und Senkengebiet) sei p-leitend. Dann kehren sich sämtliche Polaritäten um. Wir haben einen p-Kanal-Entleerungstransistor vor uns. Jetzt liegt der Pluspol der Batterie an der Quellenelektrode, und das Gitter wird positiv vorgespannt. Der Kanalstrom nimmt

mit zunehmender, positiver Gitterspannung ab. Mit den ausgefeilten Arbeitsmethoden der modernen Halbleitertechnik gelingt es, komplementäre Feldeffekttransistoren mit einer Kennlinienübereinstimmung von wenigen Prozent herzustellen.

Diese beiden FET-Arten sind die wichtigsten. Der Vollständigkeit halber sei erwähnt, daß es auch *Steigerungstransistoren* gibt, und zwar wiederum solche mit n-Kanal und p-Kanal. Bei ihnen ist der Stromfluß ohne Gittervorspannung sehr klein. Sie werden in gewissen Fällen für digitale Geräte und Anlagen Bedeutung gewinnen. Die besprochenen *Entleerungstransistoren* sind jedoch wichtiger.

Schlußbemerkungen

Insgesamt ist zu sagen, daß alle Feldeffekttransistorenarten gegen α -, γ - und Neutronenstrahlen etwa eine Größenordnung weniger empfindlich sind als die bisherigen Sperrschichttransistoren. Da zu ihrer Herstellung weniger halbleitertechnologische Schritte erforderlich sind, dürften sie für integrierte Schaltungen besonders geeignet sein, weil die Ausschußrate für das Einzelelement niedriger ist.

Der hohe Eingangswiderstand ermöglicht es, sie in bekannte und bewährte Schaltungen einzusetzen, die an sich für Röhrenbestückung entwickelt wurden [3]. Sie erlauben in NF-Schaltungen die Benutzung hoher Widerstandswerte und kleiner, preisgünstiger Kondensatoren. Dies gilt besonders auch für Klangbeeinflussungsschaltungen in Hi-Fi-Verstärkern. Im Hochfrequenzgebiet können sie bei dem derzeitigen Entwicklungsstand (1966) bis zu Frequenzen von 200 bis 300 MHz eingesetzt werden. In Eingangsstufen direktgekoppelter, meistens symmetrischer Gleichspannungsverstärker haben sich Feldeffekttransistoren ebenso bewährt wie in Zehackerverstärkern.

Zweifellos sind die Feldeffekttransistoren im Kommen. Jedoch ist dieses Gebiet noch keineswegs durchentwickelt, so daß es verfrüht wäre, bereits jetzt Überlegungen über die anwendungsmäßige Abgrenzung zu den Sperrschichttransistoren und den Elektronenröhren hin anzustellen.

Literatur

- [1] Brit. Patentschrift Nr. 439457. Anm. 1935
- [2] *Hofstein, S. R.*, und *Heimann, F. B.*, Silizium-Feldeffekttransistor mit isolierter Steuerelektrode. (The Silicon Insulated Field-Effect-Transistor.) Proceedings I. R. E. 51 (1963) 9, S. 1190—1202
- [3] *Strutt, M. J. O.*, Eigenschaften und Anwendungen der neuen Feldeffekttransistoren. Bull. SEV 56 (1965) 25, S. 1105—1110
- [4] *Griswold, D. M.*, Understanding and Ursing the MOS-FET. Electronics 37 (1964) 31, S. 66—70
- [5] *Shockley, W.*, An Unipolar Field-Effect-Transistor Proc. IRE 40 (1952) 11, S. 1365

Anzeigeröhren mit kalten Katoden

Ing. Winfried Müller

In zunehmendem Maße ist das Ansteigen von Informationen und Daten zu beobachten, die der Mensch heute in seiner technisierten Umgebung benötigt. Mit Vorliebe bedient man sich bei Übertragung und Darstellung von Daten der optischen Anzeige. Diese Vermittlungsmethode wird weder durch Lärm beeinträchtigt, noch setzt sie die Kenntnis der jeweiligen Landessprache voraus (Daten für den internationalen Reiseverkehr auf Bahnhöfen, Flughäfen usw.). Gegenüber den verschiedenen möglichen optischen Darstellungsverfahren, wie der Lumineszenz- oder der Projektionsanzeige, hat sich die gasgefüllte Anzeigeröhre mit kalten Katoden für Ziffern, Zeichen, Buchstaben und Symbolen vorrangig durchgesetzt. Typische Anwendungsgebiete der hier vorgestellten Anzeigeröhren sind

Frequenzmeßgeräte, wissenschaftliche und Industriezähler,
Maschinensteuerungen, Drehzahlmesser,
Rechenmaschinen, Digitaluhren,
Fluglinienanzeige, Rufsignal- und Tableauanlagen,
Lernmaschinen, Tankinhaltsanzeige,
Flüssigkeitszähler, Etagenanzeige für Fahrstühle u. a. m.

Der Vorzug, den die gasgefüllte Anzeigeröhre gegenüber anderen Systemen hat, ist in der Vereinigung mehrerer günstiger Eigenschaften zu suchen.

Es sind das

die geringen äußeren Abmessungen, die bereits bei einzeiliger Anordnung der Röhren zu einer hohen Packungsdichte führen; die selbstleuchtende Gasentladung, die sich in der Form des angewählten Symbols ausbildet, ist auch bei starkem Umgebungslicht über weite, der Symbolgröße angemessene Entfernungen ablesbar;

die Röhren enthalten keine mechanisch bewegten Teile, auch entfällt die Möglichkeit des Ausfalls durch Glühfadenbruch;

weiterhin sind noch außerordentlich geringe Leistungsaufnahme und einfache Ansteuertechnik zu nennen.

Aufbau

In einem Glaskolben befindet sich die Elektrodenanordnung des Anzeigesystems sowie ein unter bestimmtem Druck eingebrachtes Gasgemisch. Das Füllgas besteht aus einer Mischung von Edelgasen und einem Quecksilberzusatz. Der Quecksilberzusatz ist anfänglich in einer Glasampulle innerhalb der Röhre untergebracht. Nachdem die Röhre unter einem bestimmten Druck mit Edelgas gefüllt und vakuumdicht verschlossen ist, erfolgt mit Hilfe eines zu erwärmenden Heizdrahts die Öffnung der Hg-Ampulle. Damit beginnt das frei werdende Quecksilber in der Röhre zu wirken.

Die Beteiligung des Quecksilbers an der Gasentladung führt zu günstigen Eigenschaften der Röhre hinsichtlich der Lebensdauererwartung. Andererseits entsteht durch das Vorhandensein des Quecksilbers ein bläulich-violetter Glimmsaum um die Katode, der die Erkennbarkeit der Anzeige etwas beeinträchtigt. Mit Hilfe eines Rotfilters läßt sich jedoch in einfacher Weise Abhilfe schaffen. Dieses Rotfilter ist auf dem Röhrenkolben aufgebracht. Meist jedoch wird den nicht rotlackierten Röhren eine gemeinsame rote Filterscheibe vorgesetzt, da in Geräten die Anzeigeröhren sowieso durch eine Frontscheibe abzudecken sind.

Die darzustellenden Buchstaben, Zahlen und Zeichen werden in der gewünschten Größe mit Hilfe eines fotochemischen Ätzverfahrens aus einer Metallfolie herausgelöst und bilden die kalte Katode. Die einzelnen Katoden sind isoliert voneinander innerhalb einer topf- oder kastenförmigen Anode übereinander bzw. hintereinander gestapelt. Das die Katoden umgebende Anodengehäuse ist in Blick- bzw. Ableserichtung durch ein durchsichtiges, wabenförmiges Gitter abgeschlossen. Die einzelnen Katoden sind von außen über Sockelstifte oder flexible Drahtanschlüsse elektrisch zugänglich.

Ausführungsformen

Vom VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin, werden z.Z. folgende Anzeigeröhren mit und ohne Rotfilterüberzug gefertigt:

Z 560 M | *Z 5600 M* (Bild 1) Dekadische Ziffernanzeigeröhre mit 15,5 mm hohen Ziffern: 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 0

Z 561 M | *Z 5610* Zeichenanzeigeröhre mit 15,5 mm hohen Zeichen: W, -, A, Ω , +, V, %, \sim .

Die genannten Typen werden frontal durch den Kolbendom abgelesen.

Z 570 M | *Z 5700 M* (Bild 2) Dekadische Ziffernanzeigeröhre mit 13 mm hohen Ziffern: 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 0. Flexible, lötbare Anschlüsse.

Z 870 M | *Z 8700 M* (Bild 3) Biquinäre Ziffernanzeigeröhre mit 15,5 mm hohen Ziffern. Die Röhre hat 2 voneinander abgeschirmte Anoden, wovon



Bild 1
Dekadische Ziffernanzeigeröhre Z 560 M

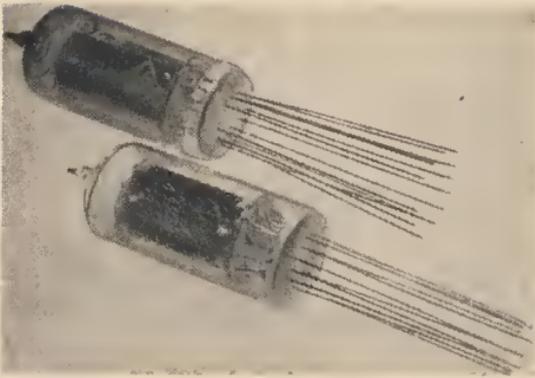


Bild 2
Dekadische Ziffer-
anzeigeröhre Z 570 M



Bild 3
Biquinäre Ziffernanzeigeröhre Z 870 M

einer Anode die geraden Zahlen, der anderen die ungeraden Zahlen zugeordnet sind.

Diese spezielle Anzeigeröhre wird vorteilhaft mit binär aufgebauten Zählkreisen kombiniert. Bild 4 zeigt die Schaltung der Röhre. Die beiden genannten Typen werden seitlich durch den Röhrenkolben abgelesen.

Z 565 M (Bild 5) Die Anzeigeröhre hat die äußeren Abmessungen einer Dekadenzählröhre, z. B. *Z 562 S*. Der jeweilige Schaltzustand wird analog zu den Dekadenzählröhren durch eine punktförmige Glimmentladung dargestellt. Diese Anzeigeröhre verwendet man dementsprechend zusammen mit Dekadenzählröhren. In Zählgeräten, deren Eingangsfrequenz größer ist als die maximale Zählfrequenz von Dekadenzählröhren, werden die ersten Eingangszählkreise mit Elektronenröhren oder Transistoren aufgebaut. Für die Darstellung des Schaltzustands dieser Zähldekaden benutzt man die *Z 565 M*. Für den Betrachter des Geräts ergibt sich dann ein einheitliches Gesamtbild des Anzeigeteils.

Die möglichen Sichtweiten der vorgestellten Anzeigeröhren, mit Ausnahme der *Z 565 M*, genügen den zu erwartenden Sichtdistanzen in Laborräumen, Büros, Kommandostellen u. a. m.

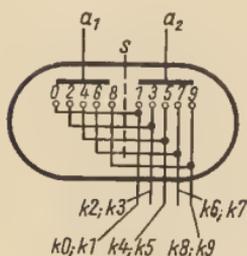


Bild 4
Röhrenschaltbild der biquinären Ziffernanzeigeröhre *Z 870 M*



Bild 5
Dekadische Anzeigeröhre *Z 565 M*

Auf dem internationalen Markt werden Anzeigeröhren mit unterschiedlichen Symbolgrößen angeboten. Die kleinsten nach der skizzierten Technologie aufgebauten Röhren haben 7,7 mm große „Ziffern“. Japanische Ziffernanzeigeröhren dürften dagegen mit 135 mm z. Z. die größten Ziffern haben.

Neben der Leuchtdichte ist die Katodengröße für die maximal mögliche Sichtentfernung von Bedeutung. Zur Information sind in Tabelle 1 für die häufigsten Katodengrößen die zu erwartenden Sichtentfernungen zusammengestellt.

Tabelle 1

Typ	ZM 1120 (Tfk)	Z 560M (WF)	ZM 1040 1040/Valvo	B 7011 (Burrongs)
Ziffernhöhe in mm . .	7,7	15,5	31	57
Sichtweite \approx in m	3—4	8—9	17—18	40—45

Funktion der Anzeigeröhren

Durch Anlegen einer Gleichspannung zwischen der Anode (+) und einer beliebig zu wählenden Katode (—) zündet diese Elektrodenstrecke.

Voraussetzung ist, daß die angelegte Betriebsspannung U_b gleich oder größer ist als die für den jeweiligen Röhrentyp angegebene Zündspannung U_z . Nach Ausbildung der Gasentladung stellt sich zwischen Anode und Katode die Brennspannung U_{Ba} ein. Die verbleibende Spannungsdifferenz zur Betriebsspannung U_b fällt an R_a ab. Dieser Widerstand begrenzt den Katodenstrom auf einen für die Röhre zulässigen Wert. Der sich durch die Gasentladung ausbildende Glimmsaum umhüllt die Katode und nimmt damit deren vorgegebene Form an, z. B. die eines Buchstabens oder einer Zahl.

Schaltungstechnik

Die Anzeigeröhren können mit Gleichspannung (Bild 6a), Halb- (Bild 6b) und Vollwellenbetrieb (Bild 6c) sowie mit Impulsen arbeiten. Reiner Wechselspannungsbetrieb dagegen ist nicht zulässig, da er unweigerlich zu Rückzündungen in der Röhre und damit zu ihrer kurzfristigen Zerstörung führt. Außer bei Gleichspannungsbetrieb sind die Anzeigeröhren mit einer positiven Vorspannung U_{kk} an den Katoden (Bild 7) zu betreiben. Bei den angeführten Betriebsarten wird vorausgesetzt, daß die über einen Vorwiderstand R_a zwischen Anode und Katode wirksame Betriebsspannung U_b den Zündbedingungen entspricht: $U_b > U_z$.

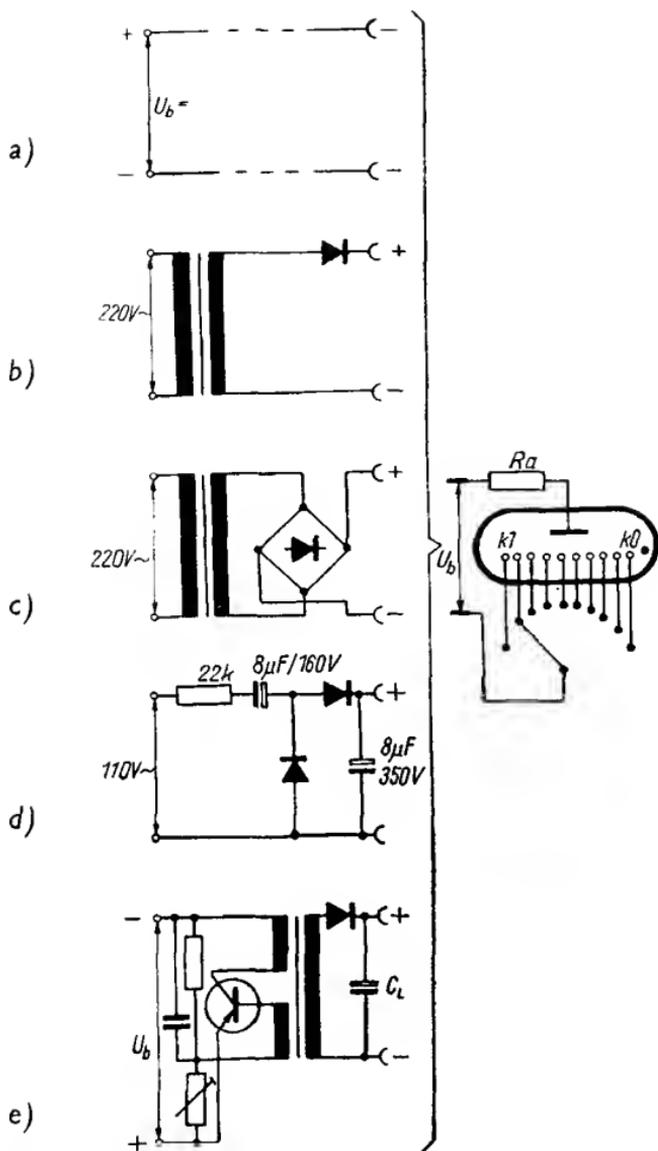


Bild 6 a - Gleichspannungsbetrieb ohne Vorspannung U_{kk} ;

b - Halbwellenbetrieb

c - Vollwellenbetrieb

d - Erzeugung einer Gleichspannung durch Spannungsverdopplung aus dem Netz 110 V

e - Prinzipschaltung eines Transverters zur Erzeugung einer Gleichspannung aus dem Bordnetz von Fahrzeugen

Der zu wählende Vorwiderstand R_a muß so dimensioniert werden, daß der sich einstellende Katodenstrom I_k innerhalb der für diesen Strom angegebenen Grenzwerte liegt. Folgende Zusammenhänge sind deshalb bei der Dimensionierung des Widerstands R_a zu beachten:

- Der mittlere Katodenstrom I_k wird durch 2 Grenzwerte eingeschränkt. Innerhalb dieser Grenzen ist der Betrieb der Röhre zulässig. Der Minimalwert des Katodenstroms $I_{k \min}$ sollte in Interesse einer gleichmäßigen Glimmlichtbedeckung der Katoden und damit einer guten Erkennbarkeit der Symbole nicht unterschritten werden. Der Maximalwert des Katodenstroms $I_{k \max}$ ist auf keinen Fall zu überschreiten. Andernfalls muß man mit einer geringen Lebensdauer rechnen.
- Der maximal zulässige Katodenspitzenstrom $i_{k \max}$ ist ebenfalls durch einen Grenzwert festgelegt. Ein Überschreiten auch dieses Wertes kann eine erhebliche Verkürzung der Lebensdauer oder aber die sofortige Zerstörung der Röhre zur Folge haben.

Die Größe der Katodenströme hängt ab von der Betriebsart, der Betriebsspannung und vom Vorwiderstand R_a . Bei Gleichspannungsbetrieb gilt für die Berechnung des Vorwiderstands R_a nachstehende Beziehung:

$$R_a = \frac{U_b - U_{Ba}}{I_k}.$$

Für Halb- und Vollwellenbetrieb gelten andere Gesichtspunkte, deren Behandlung über diesen Artikel hinausgeht. Es wird deshalb auf die spezielle Veröffentlichung [1] hingewiesen. Für die gebräuchlichsten Betriebsspannungen sind die Vorwiderstände bei Gleichstrom-Halbwellen- und -Vollwellenbetrieb in Tabelle 2 zusammengestellt. Besondere Hinweise

Tabelle 2

Z 560 M/Z 5600 M	170 V	200 V	220 V	250 V	300 V
Gleichstrombetrieb.....	—	33	—	62	91 kΩ
Halbwellenbetrieb.....	15	—	27	36	51 kΩ
Vollwellenbetrieb.....	—	—	—	—	—
Z 570 M/Z 5700 M	170 V	200 V	220 V	250 V	300 V
Gleichstrombetrieb.....	—	33	—	52	82 kΩ
Halbwellenbetrieb*.....	10	16	20	26	36 kΩ
Vollwellenbetrieb*.....	20	32	40	52	72 kΩ
Z 870 M/Z 8700 M	170 V	200 V	220 V	250 V	300 V
Gleichstrombetrieb.....	—	15	—	27	39 kΩ
Halbwellenbetrieb*.....	10	16	18	24	33 kΩ
Vollwellenbetrieb*.....	15	22	27	33	47 kΩ

* Es wird empfohlen, die Anzeigeröhren mit U_{kk} zu betreiben.

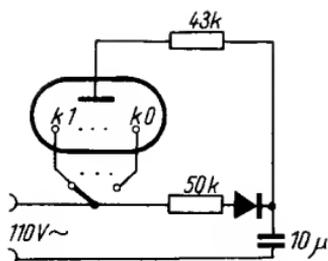


Bild 6f
Erzeugung einer Gleichspannung aus dem Netz 110 V ~ für eine Anzeigeröhre

gelten für Impulsbetrieb dieser Röhren. Sie sind beim Röhrenhersteller zu erfragen.

Obwohl die relativ hohe Zündspannung der Anzeigeröhren entsprechend hohe Betriebsspannungen erfordert, bereitet es keine wesentlichen Umstände, den Betrieb der Röhren am 110-V-Wechselstromnetz durchzuführen. In Bild 6d ist eine Spannungsverdopplerschaltung wiedergegeben, an der eine größere Anzahl von Anzeigeröhren angeschlossen werden können. Im Einzelfall ist die in Bild 6f gezeigte einfache Schaltung anwendbar.

Für solche Anwendungsfälle, wo nur niedrige Gleichspannungen, z.B. Bordspannungen in Kraftfahrzeugen, zur Verfügung stehen, erfolgt die Bereitstellung der Betriebsspannung für die Anzeigeröhren aus einem Transverter.

Bild 6e zeigt die Prinzipschaltung.

Die einfachste Anwendung hinsichtlich der Schaltungstechnik ergibt sich für Anzeigeröhren, wenn sie durch mechanische Schalter, Relais oder Drehwähler geschaltet werden. In diesen Fällen bleiben die nicht betriebenen Katoden von außen her potentialfrei (Bild 6a).

Werden die Anzeigeröhren mit einer anderen als mit einer reinen Gleichspannung versorgt, wie es beispielsweise in Zählschaltungen oder bei Halb- und Vollwellenbetrieb der Fall ist, dann empfiehlt es sich, die Katoden über Vorwiderstände mit einer positiven Spannung vorzuspannen. Die Grundschialtung gibt Bild 7 wieder. Mit dieser Methode wird

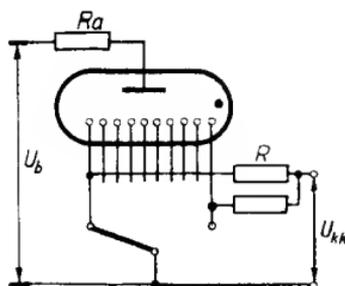


Bild 7
Betrieb von Anzeigeröhren mit Vorspannung U_{kk}

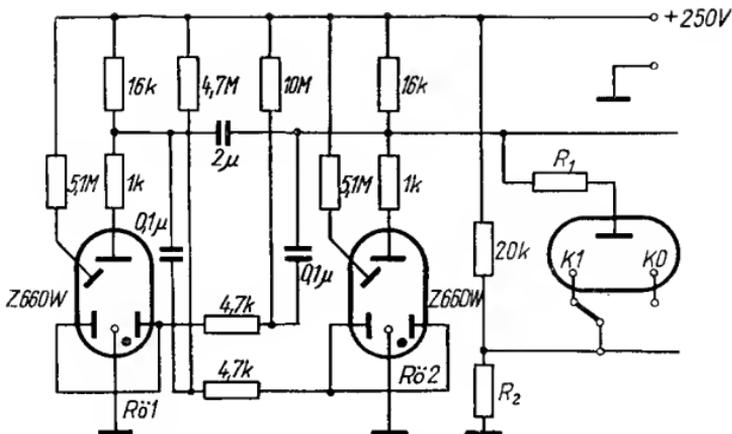


Bild 8 Blinkschaltung für Anzeigeröhren

erreicht, daß die Potentialdifferenz zwischen der Anode und den nicht-gezündeten Katoden auf ein Minimum reduziert ist. Damit kann man die Stromübernahme der nichtbetriebenen Katoden vernachlässigen. Ein störendes Mitglimmen, das sogenannte Hintergrundleuchten, tritt nicht auf.

Bild 8 zeigt eine Blinkschaltung, in der Anzeigeröhren durch einen Multivibrator, bestehend aus 2 Kaltkatodenrelaisröhren, angesteuert werden. Es steht fest, daß blinkende Lichtsignale mit größerer Wahrscheinlichkeit zu bemerken sind, als das bei ständig leuchtenden Lichtsignalen der Fall ist. Einsatzgebiete bilden vorzugsweise Institutionen mit starkem Personenverkehr, z. B. Flughäfen, Polikliniken, Banken. Die Taktfrequenz des Multivibrators liegt bei etwa 1 Hz. Mit der Grundausstattung des Multivibrators lassen sich bis zu 4 Anzeigeröhren Z560M bzw. Z570M ansteuern. Tabelle 3 enthält die Widerstandsgrößen für R_1 , R_2 , die je nach Anzahl der anzusteuern Anzeigeröhren unterschiedlich bemessen sein müssen. Eine Abwandlung dieser Schaltung kann zur Helligkeitsbeeinflussung der glimmenden Katoden der Anzeigeröhren herangezogen werden. Der Multivibrator schwingt dann mit einer höheren Frequenz, so daß für

Tabelle 3

Anzahl der Anzeigeröhren	R_1	R_2
1	27 k Ω	2,3 k Ω
2	11 k Ω	1,9 k Ω
3	1 k Ω	1,7 k Ω
4	1 k Ω	1,5 k Ω

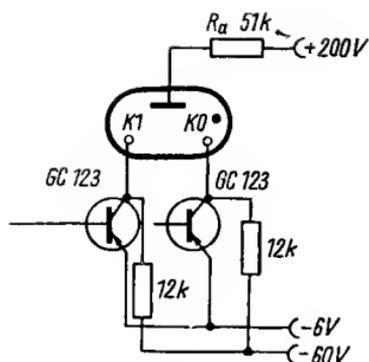


Bild 9
Prinzip der Ansteuerung einer Anzeigeröhre durch pnp-Transistoren

das menschliche Auge die Glimmentladung der Anzeigeröhre flackerfrei zu brennen scheint. Durch Variation der Schwingfrequenz läßt sich die Helligkeit der Anzeigeröhren der Umgebungsbeleuchtung oder der Helligkeit anderer lichtabstrahlender Geräte anpassen. Besonders in abgedunkelten Radarbeobachtungsräumen werden durch diese Möglichkeit die Arbeitsbedingungen erleichtert. Auf die Ansteuerungsmöglichkeit der Anzeigeröhren *Z560M* und *Z570M* durch speziell hierfür entwickelte Dekadenzählröhren *Z572S/Z573C* wurde bereits im *Elektronischen Jahrbuch 1967* und in [2] hingewiesen. Mit Hilfe von Transistoren kann man auch die herkömmlichen Dekadenzählröhren *Z562S* oder *Z564S* mit Anzeigeröhren kombinieren. In ähnlicher Weise erfolgt die Steuerung der Anzeigeröhren in transistorisierten Zählgeräten und Frequenzzählern. Bevor geeignete npn-Transistoren zur Verfügung standen, mußten die Anzeigenverstärker mit pnp-Transistoren aufgebaut werden. Diese Schaltung (Bild 9) hat den Nachteil hohen Leistungsverbrauchs. Denn nur der Transistor ist gesperrt und nahezu stromlos, dessen zugeordnete Katode der Anzeigeröhre gezündet hat. Die übrigen 9 Transistoren dagegen befinden sich im leitenden Zustand, wodurch die Katoden das an den Kollektoren liegende Nullpotential erhalten.

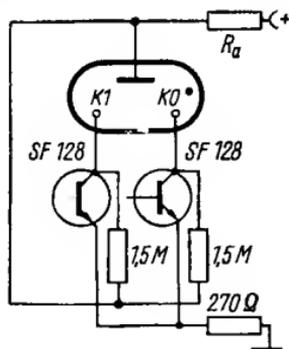
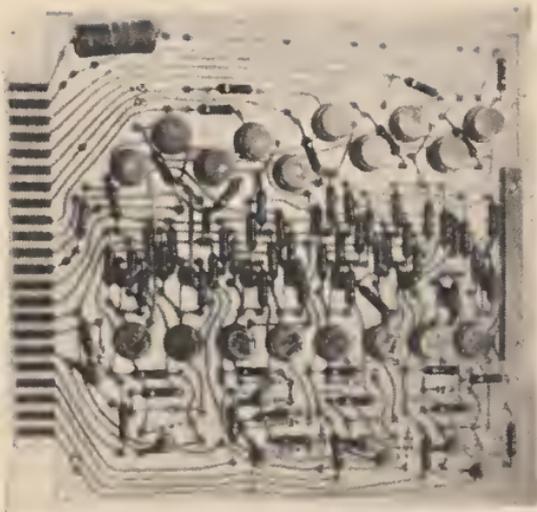


Bild 10
Prinzip der Ansteuerung einer Anzeigeröhre durch npn-Transistoren

Bild 11
Zählbaustein in gedruckter
Schaltungstechnik für
einen Frequenzwähler



Mit dem Aufkommen geeigneter npn-Transistoren (*SF 128*) konnte die Leistungsbilanz wesentlich günstiger gestaltet werden. Nur der Transistor in der Schaltung nach Bild 10 verbraucht Strom, der unmittelbar die Gasentladung einleitet. Die übrigen Transistoren sind stromlos. Die praktische Ausführung einer Zählstufe mit Anzeigeverstärker der Firma *Rochard*, Frankreich, ist in Bild 11 zu sehen. Die einreihige Transistoranordnung stellt den eigentlichen Zählkreis dar. Der Anzeigeverstärker wird durch die übrigen Transistoren (*2N 1390*) gebildet. Sie sind unmittelbar mit dem sogenannten *readout* verbunden. Abschließend sei darauf hingewiesen, daß die Ansteuerung der Anzeigeröhren auch mit Elektronenröhren (Bild 12) und Kaltkathodenrelaisröhren möglich ist (Bild 13) [3].

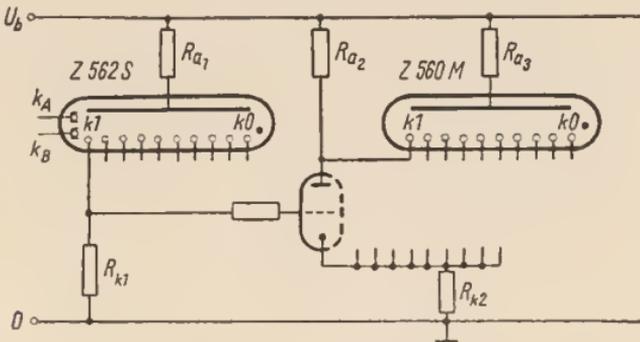


Bild 12 Ansteuerung der Anzeigeröhren durch Elektronenröhren

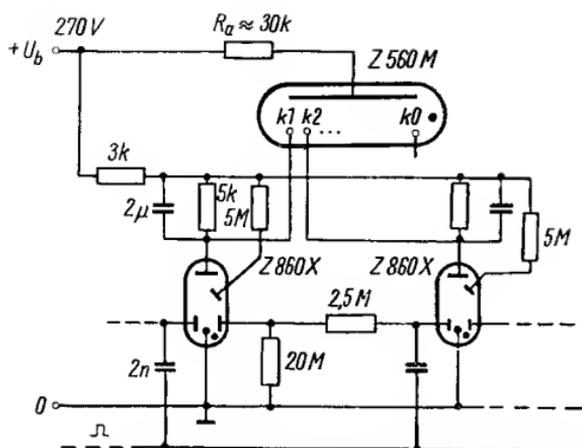


Bild 13 Ansteuerung der Anzeigeröhren durch Kaltkathodenrelaisröhren

Die Schaltungstechnik der biquinären Anzeigeröhre Z 870 M ist diffiziler und bedarf einer weitläufigeren Darstellung. Es wird deshalb auf den sich mit der Anwendungstechnik dieser Röhre befassenden Beitrag [5] hingewiesen.

Literatur

- [1] Müller, W., Berechnung des Ohmschen Lastwiderstandes für Kaltkathodenröhren bei Wechsellspannungsbetrieb, radio und fernsehen 14 (1965), H. 7, S. 203—204
- [2] Müller, W., Elektronisches Digitalzählgerät mit den Dekadenzählröhren Z 572 S, radio und fernsehen 15 (1966), H. 5, S. 156—158
- [3] Müller, W., und Kullmann, J., Die Anwendung von Kaltkathoden-Relaisröhren in einem Zeitmeßgerät mit digitaler Anzeige, radio und fernsehen 12 (1963), H. 2, S. 59—62
- [4] Müller, W., Neue Kaltkathoden-Relaisröhre und einige Anwendungsbeispiele Z 860 x, Z 861 x, Z 660 W, radio und fernsehen, 13 (1964), H. 3, S. 87—90, H. 4, S. 115—116
- [5] Engler, P., Anzeigespeicher und Anzeigeverstärker mit der Z 870 M für biquinäre Zähldekaden, radio und fernsehen 15 (1966), H. 4, S. 115—116, H. 5, S. 137—138
- [6] Firmenschriften Valvo GmbH, Hamburg
- [7] Firmenschriften Burroughs Corporation, Plainfield, USA

Neue selektive Bauelemente der Nachrichtentechnik

Dipl.-Ing. Adolf Bauer

Bei der Suche nach Wegen, den steigenden Forderungen der Nachrichtentechnik hinsichtlich selektiver Bauelemente gerecht zu werden, kommen im wachsenden Maße mechanische schwingungsfähige Gebilde zur Selektionserzeugung in Anwendung.

Mechanische Resonatoren weisen im interessierenden Frequenzbereich wesentlich höhere Güten auf, als man mit herkömmlichen LC-Kreisen erreichen kann. Hohe Resonanzgüten sind aber die physikalischen Voraussetzungen für Filter mit hoher Flankensteilheit. Damit man diese mechanischen Resonanzen elektrisch nutzen kann, sind geeignete Energiewandler erforderlich, die an den beiden Enden eines mechanischen Filters die elektrische in mechanische Energie umwandeln und umgekehrt.

Quarze vereinigen von Natur aus beide Eigenschaften in sich. Quarze sind piezoelektrisch, d.h., beim Anlegen eines elektrischen Feldes ändern sie ihre Länge. Bei geeigneter Geometrie der Quarzresonatoren werden Güten von 10 000 bis 20 000 erreicht. Diese Eigenschaften führten zu einer vielseitigen Entwicklung von Schwing- und Filterquarzen.

Durch die Entwicklung piezoelektrischer Sinterwerkstoffe mit guten thermischen und zeitlichen Stabilitäten sowie verhältnismäßig hohen Güten und mit der etwa gleichzeitig erfolgten Entwicklung magnetostriktiver Ferrite, d.h. Ferriten, die durch ein Magnetfeld Längenänderungen erfahren, waren die Voraussetzungen zum Bau von mechanischen Kopplungsfiltern gegeben.

Im Werk für Bauelemente der Nachrichtentechnik *Carl von Ossietzky*, Teltow, entwickelte man eine Reihe magnetomechanischer Kopplungsfilter, die jetzt produziert werden. Diese Filter erhielten ihren Namen nach dem Magnetfeld, das die magnetostriktiven Ferrite zu Längenänderungen anregt und über das die Energiewandlung erfolgt. Als mechanische Resonatoren dienen meist Zylinder geeigneter Abmessung, die aus einer speziellen Stahl-Nickel-Legierung gefertigt sind und durch zylindrische Koppler zu einem beliebig vielkreisigen Filter verbunden werden können. Den prinzipiellen Aufbau zeigt Bild 1.

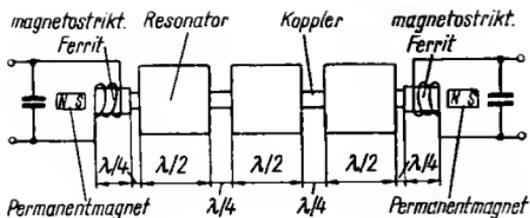


Bild 1
Prinzip eines 3kreisigen
magnetomechanischen
Filters

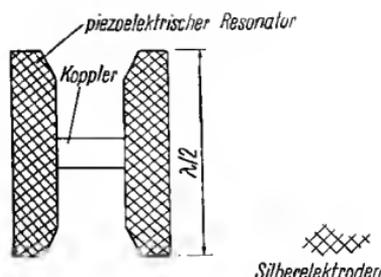
Durch die außerordentlich hohe Güte der Stahlresonatoren und die ihnen eigene hohe Konstanz der Resonanzfrequenz gegenüber Zeit und Temperatureinflüssen können schmalbandige Filter mit so hohen Flankensteilheiten gebaut werden, wie sie mit LC-Kreisen nicht erreichbar sind. Die Größe dieser Filter wird fast ausschließlich durch den Aufwand und durch die Mittenfrequenz bestimmt. Die Länge jedes Resonators muß, wie aus Bild 1 hervorgeht, $\frac{\lambda}{2}$ der benutzten Schwingungsart betragen. Für die verwendeten Stahlresonatoren wurde eine Ausbreitungsgeschwindigkeit der Schallwelle mit $c = 5 \cdot 10^3$ cm/s gemessen. Damit hat ein Resonator für eine Mittenfrequenz von 450 kHz nach der Gleichung

$$c = f \cdot \lambda$$

etwa eine $\frac{\lambda}{2}$ -Länge von 5,5 mm. Aus diesen wenigen Angaben läßt sich bereits abschätzen, wie genau die Resonatoren gefertigt sein müssen, um den Toleranzbedingungen zu entsprechen. Für das obige Beispiel ergibt eine Längenänderung $\Delta l = 0,005$ mm schon eine Frequenzänderung von 400 Hz. Der große Aufwand zum Erreichen dieser Genauigkeit verursacht verhältnismäßig hohe Herstellungskosten. Der Einsatz dieser Filter erfolgt in der kommerziellen Nachrichtentechnik, wo der Preis den technischen Vorteilen untergeordnet werden kann und muß. Der Frequenzbereich dieser Filter ist aber durch die Fertigungstoleranzen nach oben eingeschränkt und läßt sich nur unter größtem Aufwand wenig über 650 kHz ausdehnen. Die Vorteile dieser Filter sollen in einem Satz ausgesprochen werden: *Magnetomechanische Filter* sind schmalbandige, festabgestimmte Filter mit höchster Flankensteilheit, guter zeitlicher und Temperaturkonstanz sowie mit geringem Raumbedarf.

In neuester Zeit werden im VEB Keramische Werke Hermsdorf mechanische Filter entwickelt und gefertigt, die als *elektromechanische Filter* bezeichnet werden müssen. Sie haben einige Eigenschaften der obengenannten Filter bei wesentlich geringeren Herstellungskosten. Sie können überall dort eingesetzt werden, wo der Preis den Einsatz magnetomechanischer Filter nicht erlaubt. Außerdem läßt sich der Frequenzbereich auch auf Frequenzen bis zu 10,7 MHz und unter Benutzung von Ober-

Bild 2
H-förmiges piezokeramisches Filter



wellen möglicherweise noch höher ausdehnen. Zur Zeit werden jedoch nur Filter bei einer Mittenfrequenz um 450 kHz produziert.

Der Grundbaustein dieser Filter ist ein mechanisch gekoppelter 2kreisiger Filterkörper (Bild 2) aus Blei-Zirkonat-Titanat-Keramik, der sich mit konventionellen LC-Kreisen oder weiteren gleichartigen Filterkörpern zu einem mehrkreisigen Filter ergänzen läßt. Die Resonatoren sind plattenförmige Längsschwinger, die aus piezoelektrischem Werkstoff gebildet werden und damit gleichzeitig als Wandler dienen. Die Güte dieser Resonatoren beträgt etwa 400, so daß sie LC-Kreise übertreffen. Die Güte von Quarzen oder Stahlresonatoren wird jedoch nicht erreicht.

Interessant ist die Herstellung dieser Filter, die doch bei gleichen Genauigkeiten, wie sie bei teuren magnetomechanischen Filtern gefordert werden, in den Herstellungskosten niedriger liegen. Der große technologische Unterschied ist dadurch bedingt, daß der Wandlerwerkstoff als Resonatormaterial verwendet wird und man somit mehrkreisige Filteranordnungen immer auf eine Kettenschaltung 2kreisiger Grundkörper zurückführen kann. Diese können einzeln und halbautomatisch in einer elektronischen Schaltung, in der der abzugleichende Resonator als frequenzbestimmendes Oszillatorelement wirkt, auf die Sollfrequenz abgeglichen werden. Ein weiterer Vorteil ist diesen piezoelektrischen Wandlern eigen: Sie benötigen keine Erregerwicklung und keine Permanentmagneten.

Der H-förmige Filterkörper wird durch eine Schleifbearbeitung aus polarisierten Keramikblöcken so hergestellt, daß man daraus als erstes mehrere H-Profilriegel schleift, von denen mit dünnen Diamanttrennschleifscheiben die H-Scheibchen in der gewünschten Stärke von 0,4 mm abgetrennt werden. Im Anschluß an das Trennschleifen erfolgt die Kontaktierung durch stromlose Silberabscheidung, wobei man durch technologische Vorkehrung den Isolationsrand ohne zusätzliche Arbeit mit erhält. Nach dem obengenannten Abgleich wird das fertige Filter in eine Druckkontakthalterung nach Bild 3 eingelegt und durch eine Kappe mechanisch und feuchtedicht verschlossen.

Die Tabelle zeigt die Filtertypen des Fertigungsprogramms des VEB Keramische Werke Hermsdorf.

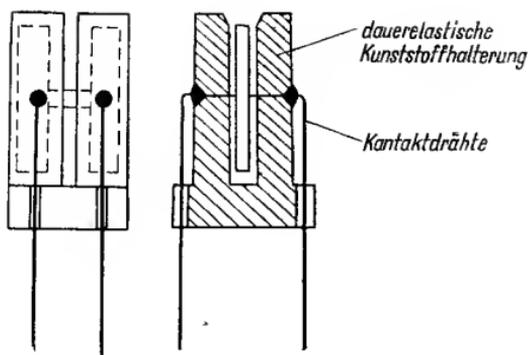


Bild 3
Halterung des H-Filters

Piezelektrische Filter

Typ	Kreis- zahl	f_m in kHz	$b_{0,7}$ in kHz	Selektion in dB	Rückkehr- dämpfung in dB	Grund- dämpfung in dB
SPF 455-9	2	$455 \pm 0,5$	8 ± 1	$S_{10} > 13$	—	4,5
SPf 455 A 6	3	$455 \pm 0,5$	6 ± 1	$S_{10} > 30$	—	10
SPf 455 B 6	4	$455 \pm 0,5$	6 ± 1	$S_{10} > 40$	—	10
SPF 450 C 14	4	$450 \pm 0,5$	14 ± 1	$S_{20} > 40$	> 40	7
SPF 500 C 14	4	$500 \pm 0,5$	14 ± 1	$S_{20} > 40$	> 40	7
SPF 450 D 10	6	$450 \pm 0,5$	12 ± 1	$S_{18} > 60$	> 70	11

Davon sind die ersten 3 Typen für die Anwendung in Rundfunkempfängern vorgesehen, während die letzten 3 Filtergruppen kommerziellen Anwendungen vorbehalten bleiben.

Am vorteilhaftesten erwies sich der Einsatz der Filter *SPF 455-9* und *SPF 455 A 6* in einem AM-ZF-Verstärker für transistorisierte Rundfunkempfänger. Ein solcher Verstärker benötigt für die Selektionserzeugung zusätzlich nur einen einzigen LC-Kreis. Damit entfällt der ZF-Abgleich der Empfänger, da der LC-Kreis nur auf Maximum abgestimmt wird. Bild 4 zeigt die Schaltung dieses Verstärkers. Wie alle mechanischen Filter haben auch die H-Filter, wie diese Filter genannt werden sollen, unerwünschte Nebenresonanzen, die im Weitabselektionsbereich stören können. Aus diesem Grunde sind die Filter *SPF 455-9* und *SPF 455 A 6* mit versetzt gelegenen Störresonanzen ausgeführt, so daß man im gesamten Weitabselektionsbereich eine ausreichende Selektivität erhält.

Das Filter *SPF 500 C 14* kann, in getrennten Stufen eingesetzt, zur Überwachung der Seerotfrequenz 500 kHz verwendet werden. Ein 6kreisiges Filter, das in Handsprechfunkgeräten Anwendung findet, ist das *SPF 450 D 10*. Es bietet eine ausgezeichnete Selektion (Bild 5), die vor allem durch eine phasenrichtige kapazitive Überkopplung erreicht wird.

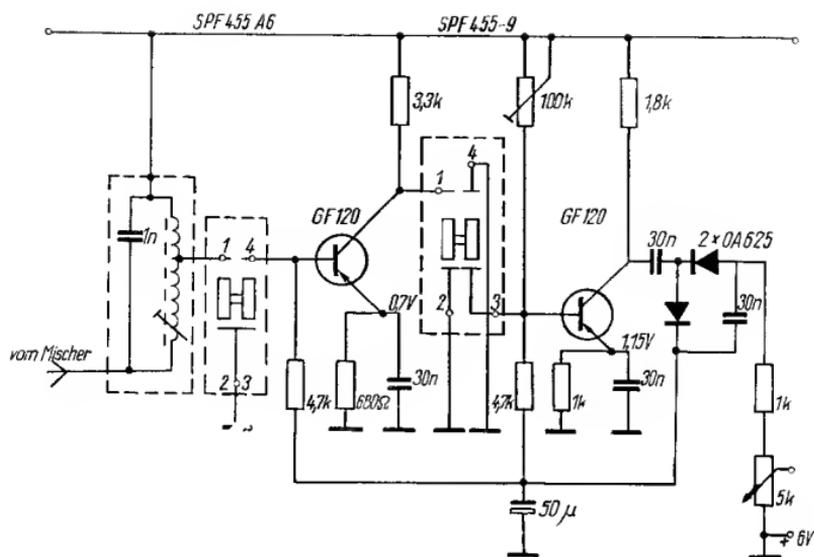


Bild 4 Schaltbild eines AM-ZF-Verstärkers mit Piezofiltern

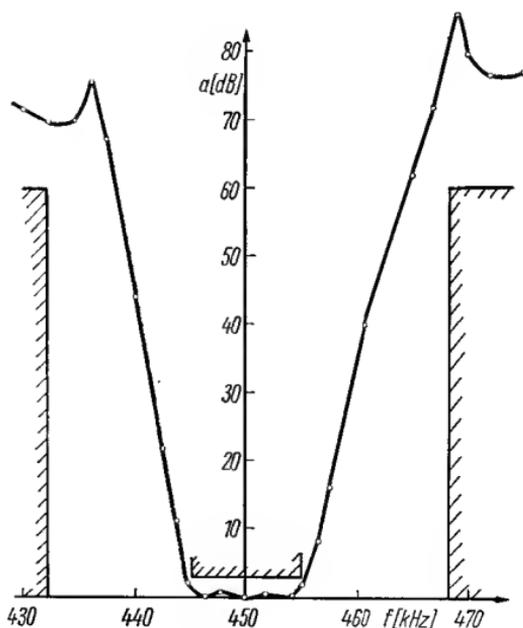


Bild 5
Selektion eines 6kreisigen
Piezofilters

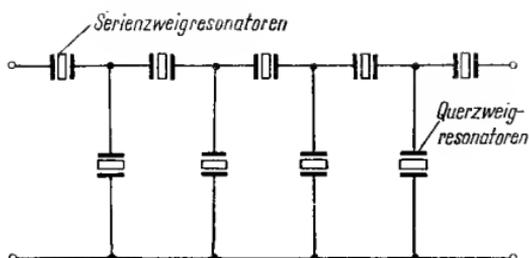


Bild 6
Prinzip eines Ketten-
filters mit keramischen
Resonatoren bei hohen
Frequenzen

Für *mechanische Filter* im MHz-Bereich kommen zur Zeit nur Quarze in Anwendung. Piezoelektrische Sinterwerkstoffe mit hoher mechanischer Güte bieten auch hier Möglichkeiten, Filter mit hohen Flankensteilheiten zu bauen. In diesem Frequenzbereich benutzt man dann nicht mehr Längsschwinger, sondern dünne Scheibenresonatoren, deren Dicke die Mittenfrequenz bestimmt (für 10,7 MHz etwa 0,2 mm).

Die Filterstruktur wird unter Verwendung solcher Zweipole kettenförmig (Bild 6), wobei Serienresonanz der Längszweigresonatoren und Parallelresonanz der Querzweigresonatoren auf Bandmitte abgeglichen sind und Antiresonanzen der Längszweigresonatoren sowie Serienresonanzen der Querzweigresonatoren Dämpfungspole oberhalb und unterhalb des Durchlaßbereichs bilden.

Die elektromechanischen Filter ergänzen die vorhandenen LC-Filter und die magnetomechanischen Filter in günstiger Weise, indem sie bei niedrigen Kosten höhere Selektion im Vergleich zu den LC-Filtern bringen sowie im Vergleich zu LC- und magnetomechanischen Filtern kleineres Volumen beanspruchen. Sie erweitern den Frequenzbereich mechanischer Filter nach oben. Elektromechanische Filter für 455 kHz sind auch dem Amateur zugänglich. Dafür sorgt der zuständige Fachhandel.

Literatur

- Schreckenbach, W.*, Konstruktion und Eigenschaften piezoelektrischer keramischer ZF-Filter, *Nachrichtentechnik* 13 (1963), H. 1, S. 34—36
- Fränkel, H.*, Magnetomechanische Filter, *radio und fernsehen* 14 (1965), H. 19, S. 580—583, H. 20, S. 618—621
- Bauer, A.*, und *Racurow, B.*, Elektromechanische Filter, *radio und fernsehen* 15 (1966), H. 22, S. 677—679, H. 23, S. 727—731
- Schlenzig, K.*, und *Schreckenbach, W.*, AM-Taschenempfänger „Piezo 66“ (Bauanleitung), *radio und fernsehen* 16 (1967), H. 1, S. 24—29

Schaltungspraxis für die Fuchsjagd (Empfängerschaltungen für das 80-m-Band)

Joachim Lesche — DM 2 AB1

Das Interesse an der Sportart „Fuchsjagd“ steigt von Jahr zu Jahr, und auch international gewinnt die Fuchsjagd als Wettkampfdisziplin ständig an Bedeutung. Ursprünglich als „Einlage“ bei Treffen von Funkamateuren, als kleines Vergnügen „so nebenbei“ gedacht, ist die Fuchsjägerei heute zu einer selbständigen Sportart herangewachsen, die nicht nur Funkamateure ausüben, sondern bei der der sportlich begeisterten Jugend die Möglichkeit einer gleichzeitigen Betätigung in körperlicher und technischer Hinsicht gegeben wird. Fuchsjagden sind heute keine Spaziergänge mehr, sondern es handelt sich meist um harte, sportlich betonte Wettkämpfe, die den Beteiligten oft das Äußerste an technisch-sportlichem Können abverlangen. Die gestiegenen Anforderungen beim Aufsuchen der versteckten Sender, also der „Füchse“, erfordern neben der guten körperlichen Kondition des Wettkämpfers eine umfassende Beherrschung der Technik und natürlich auch eine diesen Anforderungen genügende Technik selbst. Es gibt heute kaum noch Fuchsjagden mit nur einem Fuchs — in der Regel sind 2, 3, 4 oder sogar 5 Füchse innerhalb des Wettkampfs aufzusuchen. Es müssen entsprechend viele einsatzfähige, unbedingt zuverlässig arbeitende Sender zur Verfügung stehen und absolut zuverlässige, stabile Empfänger mit hoher Leistung, d. h. Empfindlichkeit, Trennschärfe und Reproduzierbarkeit der Einstellung, geringem Gewicht und hervorragenden Peileigenschaften vorhanden sein. Schwere, unhandliche Geräte scheiden ebenso aus wie Empfänger, die zu kompliziert und zu „feinfühlig“ zu bedienen sind und den harten Bedingungen eines Wettkampfs in ihrer Stabilität nicht standhalten.

Außerdem, und das nicht zuletzt, sollen die Geräte mit angemessenem ökonomischem Aufwand herzustellen sein. Schließlich handelt es sich ja — im Gegensatz zum Stationsempfänger — um Geräte, die nicht jeden Tag gebraucht werden, für die daher der zu treibende Aufwand wohlüberlegt sein muß. Das soll aber nicht heißen, daß es nicht möglich sein könnte, besonders für den Anfänger, für den Hörer oder SWL, auch zu Hause mit dem Fuchsjagdempfänger (dann natürlich mit einer entsprechenden Hochantenne!) am weltweiten Kurzwellenverkehr teilzuhaben.

Die Empfindlichkeit moderner Fuchsjagdempfänger gestattet das durchaus!

Da es aber grundsätzlich darauf ankommt, bereits die Jugend, die Jungen Pioniere, für die Fuchsjagd zu interessieren, ist es jedoch sinnvoll, auch einfache Schaltungen, die selbstverständlich nicht höchste Leistungen bringen können, den Anforderungen kleiner Fuchsjagden jedoch genügen, zu entwickeln und zu bauen. Für die Zwecke der Fuchsjagd-Wettkämpfe im 80-m-Band, einschließlich der Pionierwettkämpfe sowie der vielseitigen Trainings- und Ausbildungsaufgaben, ist eine gewisse „Klasseneinteilung“ der Empfänger erfahrungsgemäß sinnvoll.

- Empfänger für Pionier- bzw. Kinderfuchsjagden:
z. B. Rahmenempfänger mit Diodengleichrichtung und NF-Verstärker;
- Empfänger für Anfängerausbildung sowie für kleinere Wettkämpfe im Kreis- und Bezirksmaßstab:
z. B. einfache O-V-2-Geräte, Reflexaudion-Geräte;
- Empfänger für größere Wettkämpfe:
z. B. mehrkreisige Geradeausempfänger;
- Empfänger für Republik- und internationale Wettkämpfe, also für den Leistungssport:
z. B. sehr hochwertige Geradeausempfänger, aber in den weitaus meisten Fällen Superhetschaltungen verschiedener Art, auch mit zusätzlichen Einrichtungen, wie Feldstärkeanzeige, Radiokompaß u. a.

Im vorliegenden Beitrag sollen aus Veröffentlichungen verschiedener Amateurzeitschriften sozialistischer Länder einige Schaltungen beschrieben werden und als Anregung zum Nachbau – natürlich weitgehend mit einheimischen Bauelementen – dienen. Dazu wurde eine gewisse Auswahl entsprechend den dargelegten „Klassen“ aus der sowjetischen Zeitschrift *Radio*, aus der tschechoslowakischen Zeitschrift *Amatérské Radio* und aus dem GST-Organ *Funkamateúr* getroffen. Es versteht sich von selbst, daß es im Rahmen dieser kurzen Abhandlung nicht möglich ist, auf konstruktive Einzelheiten einzugehen; diese müßten erforderlichenfalls den Originalveröffentlichungen entnommen werden bzw. sollte man beim Nachbau eigene konstruktive Wege erproben. Das Wesentliche, und das besagt ja auch die Überschrift unseres Beitrags, soll die Schaltungstechnik sein, die in den verschiedenen Fällen zur Anwendung kommt. (Für die ständig an Bedeutung gewinnende 2-m-Fuchsjagd wird eine entsprechende Zusammenfassung zu einem späteren Zeitpunkt erscheinen.)

Einen einfachen, aber doch recht leistungsfähigen Pionierfuchsjagd-Empfänger beschreibt *J. Navrátil* [1], siehe Bild 1. Es handelt sich um einen Rahmenempfänger mit symmetrisch ausgeführter Diodengleich-

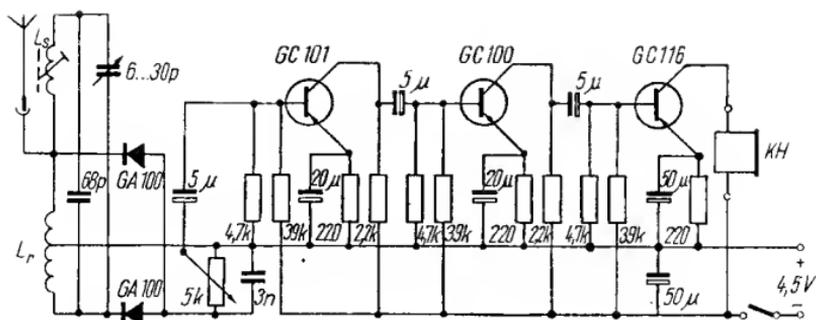


Bild 1 Einfacher Fuchsjagdempfänger für Pionierfuchsjagden [1]

L_r = Rahmen: Alu-Rohr 12×1,38 cm Durchmesser 4 Wdg., CuLS-Draht oder Litze, Anzapfung bei 2. Wdg. ($\approx 16,5 \mu H$)

L_s = Serienspule: Körper 11,5 mm Durchmesser mit Ferritkern (Gewinde $M 10 \times 1$), 36 Wdg., 0,3 mm-CuLS-Draht, (auf ebenfalls $\approx 16,5 \mu H$ abgleichen)

richtung und 3stufigem NF-Verstärker. Dieses Gerät ist in seinem Schaltungsaufbau günstiger als die bei uns bekannten Pioniergeräte mit offenem Drahtrahmen auf Holzkreuz, und es dürfte auch keine besonderen Schwierigkeiten beim Bau derartiger Empfänger geben. Durch die symmetrische Anordnung der beiden Dioden wird eine Zweiweggleichrichtung erreicht, deren Ausgang so niederohmig ist (bedingt durch die jeweils nur 2 Rahmenwindungen!), daß ein gewöhnlicher NF-Verstärker mit 3 Transistoren in Emitterschaltung nachgesetzt werden kann, ohne Anpassungsschwierigkeiten befürchten zu müssen. Die Spule L_s dient zur Festlegung des genauen Frequenzbereichs, ebenso der Kondensator (68 pF) parallel zum Drehkondensator. Letzterer ist im beschriebenen Originalgerät ein Lufttrimmer mit Achse und Drehknopf.

Die Hilfsantenne zur Bestimmung der eindeutigen Senderichtung wird, wie aus Bild 1 ersichtlich, am Verbindungspunkt des Rahmens und der Spule L_s eingekoppelt und nur bei Bedarf verwendet. Es lassen sich statt der angegebenen Dioden- und Transistortypen gewiß auch andere erfolgreich einsetzen, auch Bastlertypen oder brauchbare „Auschuß“-Exemplare. (Diese Feststellung gilt sinngemäß grundsätzlich für alle hier beschriebenen Schaltungen!) Der Rahmen (Alurohr, 12 mm Durchmesser) selbst ist mit seinem Durchmesser von 38 cm recht groß gehalten, sollte aber doch möglichst nicht kleiner ausgeführt werden, um den Dioden auch in einiger Entfernung vom Sender noch genügend HF-Spannung zuführen zu können. Damit das ganze Gerät keine zu großen Dimensionen bekommt, wird der gesamte elektrische Teil einschließlich der 4,5-V-Flachbatterie in ein kleines Kästchen innerhalb des Peilrahmens (an der unteren Seite) eingebaut, wobei die Drahtenden (bzw. Mittelanzapfung)

der Rahmenwicklung durch kleine Aussparungen im Rohr gezogen und in das Gerät geführt werden. Der notwendige Rahmenspalt (etwa 1 cm Öffnung) befindet sich oben am Rahmen genau in der Mitte, also auf der dem Empfängergehäuse abgekehrten Seite des Alurohres.

Konstruktive Einzelheiten und eine einfache Leiterplatte finden sich in [1], es dürfte aber keinerlei Schwierigkeiten bereiten, eine Leiterplatte für die gezeigte Schaltung selbst zu entwerfen und anzufertigen. Als Empfindlichkeitswerte gibt der Autor an:

einwandfreie Hörbarkeit eines 1-W-Senders auf 300 bis 500 m, eines 10-W-Senders auf 1000 bis 1500 m, eines 40-W-Senders auf über 2000 m. Das reicht für den beabsichtigten Anwendungszweck völlig aus. Es lassen sich jedoch nur A3- (bzw. A2-) Sendungen aufnehmen, da keine Rückkopplung oder Überlagerung möglich ist.

Bild 2 zeigt die Schaltung eines 2kreisigen Geradeausempfängers mit Diodengleichrichtung und 3stufigem NF-Verstärker, entnommen der sowjetischen Zeitschrift *Radio* [2]. Er wurde dort innerhalb eines Lehrgangs für junge Fuchsjäger beschrieben, den der bekannte Meister des Sports und mehrfache Fuchsjagd-Europameister A. Gretsichichin (UA 3TZ) veröffentlichte. Dieser Rahmenempfänger, der ebenfalls besonders

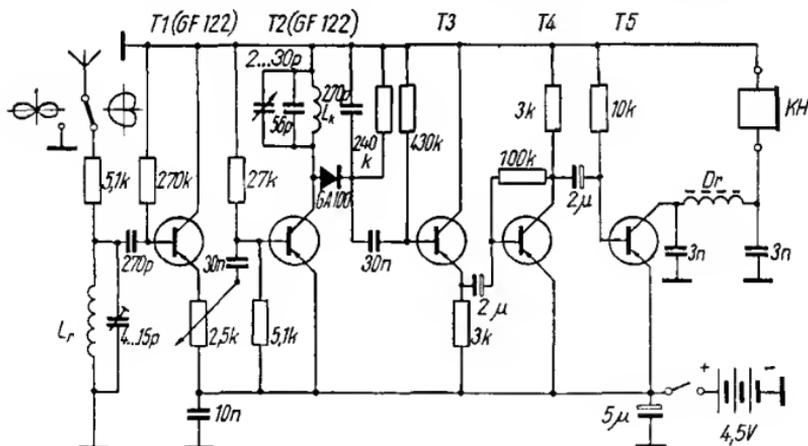


Bild 2 Fuchsjagdempfänger nach dem Geradeausprinzip [2]

L_r = Rahmenantenne, Alu-Rohr $12 \times 1,22$ cm Durchmesser, 6 Wdg., Cu-Litze (Polyäthylen-Isolation oder HF-Litze mit Seidenumspinnung)

L_K : auf 15-mm-Körper (ohne Kern), 60 Wdg., 0,25-mm-CuL-Draht
 D_r : 100 bis 200 Wdg., 0,15-mm-CuL auf Ferritkern von UKW-Drossel (3 mm Durchmesser, 12 mm lg.)

T3, T4, T5: NF-Transistoren (u. U. Bastlertypen, mit Stromverstärkung: > 50)

für die Anfängerausbildung gedacht ist, weist in der Originalausführung folgende Transistorbestückung auf: in den beiden HF-Stufen jeweils den Typ *P402*, in den NF-Stufen 3 Transistoren vom Typ *P13*, wobei die ersteren einen Stromverstärkungsfaktor von 80 bis 100, die letzteren von 50 bis 70 haben sollten. Als HF-Transistoren dürften sich ohne Schwierigkeiten die DDR-Typen *GF122* oder *GF129* eignen; die NF-Transistoren sind unkritisch. Bei dieser Schaltung ist jedoch darauf zu achten, daß die Basiswiderstände den einzelnen Exemplaren angepaßt werden müssen, da ihre Werte in der vorliegenden Schaltungsart (außer der 2. HF-Stufe) reststromabhängig sind.

Die Hilfsantenne ist abschaltbar angeordnet, wodurch die Peilcharakteristik einfach von Achterform auf Kardioide (Herzkurve) umgeschaltet werden kann. Interessant die — in sowjetischen Schaltungen häufig anzutreffende — hochohmige Kopplung zwischen Schwingkreis und folgender Transistorverstärkerstufe. Dadurch lassen sich Schwingkreiszapfungen vermeiden, es ist jedoch die Schaltung des betreffenden Transistors als Impedanzwandler, also in Kollektorschaltung (hochohmiger Basis-Eingang — niederohmiger Emitter-Ausgang) erforderlich. Diese Schaltungsart wird in dem Empfänger nach Bild 2 gleich zweimal angewendet, denn die erste HF- und auch die erste NF-Stufe sind solche Kollektorstufen. Da die HF-Gleichrichtung über eine Diode erfolgt, gibt es keine Rückkopplung, was die Bedienung außerordentlich vereinfacht, allerdings auch keinen A-1-Empfang ermöglicht. Nur die HF-Spannung (am Emitterwiderstand des ersten Transistors) und die Frequenz (am Drehkondensator des Schwingkreises in der Kollektorzuleitung von T2) werden betriebsmäßig eingestellt, andere Bedienungsknöpfe gibt es — außer dem Hilfsantennenschalter und dem Einschalter der Batterie — nicht. Der Tiefpaß nach dem Endstufentransistor dient der Sperrung von HF, die eventuell über die Kopfhörerleitung in das Gerät gelangen könnte. Das Originalgerät wurde in einem 200 mm × 65 mm × 26 mm großen Kästchen aufgebaut, das auch die Batterie enthält und an dessen oberem Ende der 220 mm im Durchmesser betragende Alurohr-Rahmen stabil befestigt ist. Die Hilfsantenne führt in der bekannten Form durch die Rahmenmitte und stellt eine geeignete Teleskopantenne von etwa 1 m Länge dar. Mit dem Trimmer 4 bis 15 pF soll die Rahmenkreisresonanz in die Mitte des interessierenden Bandbereichs (etwa 3570 kHz) gelegt werden. Da dieser Wert von der jeweiligen Rahmenkonstruktion und der damit unmittelbar zusammenhängenden Eigenkapazität des Rahmens abhängt, kann es möglich sein, daß die angegebenen Werte nicht ausreichen und eventuell ein zusätzlicher Festkondensator parallelgelegt werden muß. Das ist von Fall zu Fall durch Probieren zu ermitteln. Bild 3 gibt den HF-Teil eines Zweikreis-Geradeausempfängers mit Rückkopplungsaudion wieder, zu dem in der Originalschaltung [3] ein 2stufiger NF-Verstärker gehört. Es handelt sich also um einen Transistor-1-V-2.

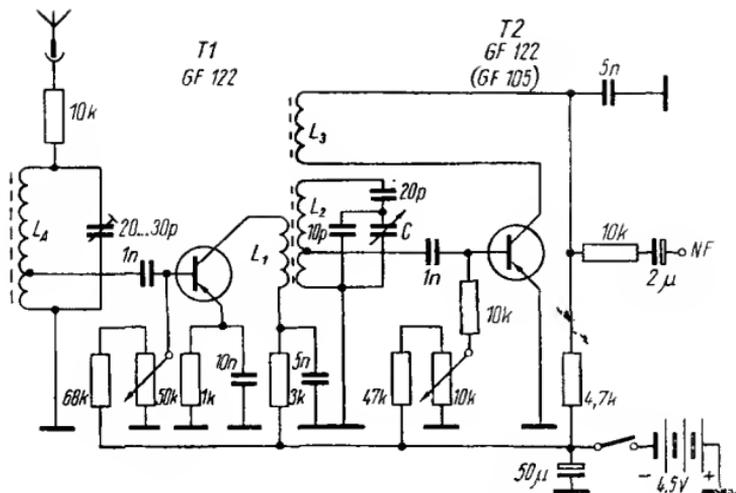


Bild 3 Fuchsjagdempfänger nach dem Geradeausprinzip [3]

$C = 10$ bis 30 pF (Mikki-Drehko)

$L_A = 25$ Wdg., auf Ferritstab 160 mm \times 8 mm (Anzapfung bei 3. Wdg.)

L_1, L_2, L_3 : auf 3-Kammer-Körper mit 5-mm-KW-Kern:

$L_1 = 10$ Wdg., 0,5-mm-CuL

$L_2 = 70$ Wdg., 0,3-mm-CuL, Anzapfung bei 7. Wdg.

$L_3 = 14$ Wdg., 0,5-mm-CuL (Wickelsinn, wie Schaltbild angibt!)

Dieser Empfänger hat sich seit längerer Zeit bereits bei Fuchsjägern des Bezirks Suhl sehr gut bewährt (Suhler Empfänger).

Der Bauelementeaufwand ist im Verhältnis zur Leistung des Geräts recht gering. Als Peilantenne dient ein Ferritstab mit den Abmessungen 160 mm \times 8 mm Durchmesser, der nach den bekannten Grundsätzen abgeschirmt und mechanisch geschützt werden muß. Der Antennenkreis ist wie im vorigen Beispiel fest auf Bereichsmittle abgeglichen. Als Hilfsantenne dient ein Stahldraht (Fahrradspeichen o.ä.), angekoppelt über einen Festwiderstand, im Schaltbild 10 k Ω .

Der Wert dieses Widerstands sollte zur Antennenlänge und den Eigenschaften des Antennenkreises passend so abgeglichen werden, daß man eine einwandfreie Herzkurve mit scharfem Peilminimum erhält, wenn unter normalen Verhältnissen in freiem Gelände auf einen 1 bis 3 km entfernten Fuchssender gepeilt wird. Bei größeren Abweichungen der Luft- und Bodenfeuchtigkeit, in stark bedecktem Gelände, auch z. B. in Stadtgebieten oder gar in Gebäuden kann es zu Veränderungen im Verhältnis magnetische/statische Feldstärke kommen, so daß die gewählte Größe des Widerstands nicht mehr das Optimum darstellt. Für solche schwierigen Fälle ist eine Regelbarkeit günstiger, also Einbau eines kleinen Potentiometers für den Widerstandswert — allerdings durch den Nachteil eines zusätzlichen Bedienungsknopfs erkauft!

Die HF-Empfindlichkeit wird durch das Potentiometer in der Basiszuleitung des Transistors T1, die Rückkopplung durch jenes am Transistor T2 geregelt. Zur Abstimmung dient ein durch feste Parallel- und Seriendensatoren „verkürzter“ Mikki-Drehko (C). Der NF-Verstärker weist keine Besonderheiten auf und wurde deshalb in Bild 3 nicht mit gezeichnet. Eingehende Hinweise über den Aufbau und die Leiterplatte können dem *Funkamateureur* (H. 6/1966) entnommen werden.

Ebenfalls im *Funkamateureur* veröffentlicht wurde das vom Autor dieses Beitrags entwickelte und inzwischen bei mehreren nationalen und internationalen Wettkämpfen bewährte Peilgerät *Gera*. Dieser Kleinsuper mit ZF-Audion wurde unter Verwendung von Spulen des *Sternchen*-Empfängers konstruiert und existiert z.Z. in 3 Varianten (*Gera I*, *Gera Ia* und *Gera II*), die schaltungsmäßig nur gering voneinander abweichen, aber in ihrem mechanischen Aufbau 3 Stufen einer Entwicklungsreihe darstellen [4]. In Bild 4 wird der HF- und ZF-Teil dieses Empfängers in seiner derzeitigen Form (entsprechend *Gera II*) wiedergegeben. Der bei den beiden genannten Vorläufer-Typen verwendete 3stufige NF-Verstärker wurde bei diesem Gerät auf 2 Stufen beschränkt, deren Transistoren möglichst hohe Stromverstärkungswerte haben sollen. Da der NF-Verstärker aber keine Besonderheiten aufweist — 2 Transistoren in Emitter-schaltung —, wurde auf die Wiedergabe ebenfalls verzichtet.

Das Kennzeichen der Empfänger *Gera* ist eine Rahmenantenne mit Alurahmen, deren Durchmesser von ursprünglich 260 mm (*Gera I*) über 220 mm (*Gera Ia*) auf nunmehr 180 mm verkleinert wurde. Die Zahl der Windungen stieg entsprechend von 5 über 6 auf jetzt 8 Windungen. Anzapfung jeweils bei der ersten Windung, vom „kalten“ Ende an gerechnet. Dadurch wurde eine für die Ankopplung günstige, geringe Impedanz bei wesentlich herabgesetzter Rahmenbedämpfung durch den HF-Transistor erreicht. Die damit verbundene höhere Resonanzschärfe des Rahmenkreises verlangt eine Abstimmung dieses Kreises über den Empfangsbereich, um die Vorteile der hohen Kreisgüte voll nutzen zu können und das Empfindlichkeitsmaximum auf dem ganzen Bereich zu erhalten. Die frühere „Zweiknopfbedienung“ der Abstimmung durch getrennte Drehkondensatoren für Oszillator und Eingangskreis wurde durch die Verwendung eines Doppeldrehkondensators (Typ 1002, ΔC 10 bzw. 12 pF, von Elektra KG., Schalkau) abgelöst.

Für den in Bild 4 als Trimpmpotentiometer eingetragenen Widerstand in der Zuleitung der Hilfsantenne (1-m-Teleskopstab) gilt das bereits oben Gesagte entsprechend. In der HF-Stufe sollte unbedingt ein *GF 122* Verwendung finden, für die übrigen Stufen genügen *GF 105*; als Mischtransistor ist jedoch unter Umständen ein *GF 122* günstiger. Die ZF-Audionschaltung erscheint, bedingt durch die verwendeten beiden *Sternchen*-ZF-Spulen, etwas ungewöhnlich, hat sich jedoch gut bewährt. Falls die Rückkopplung zu hart einsetzt, läßt sich durch Verkleinern des Konden-

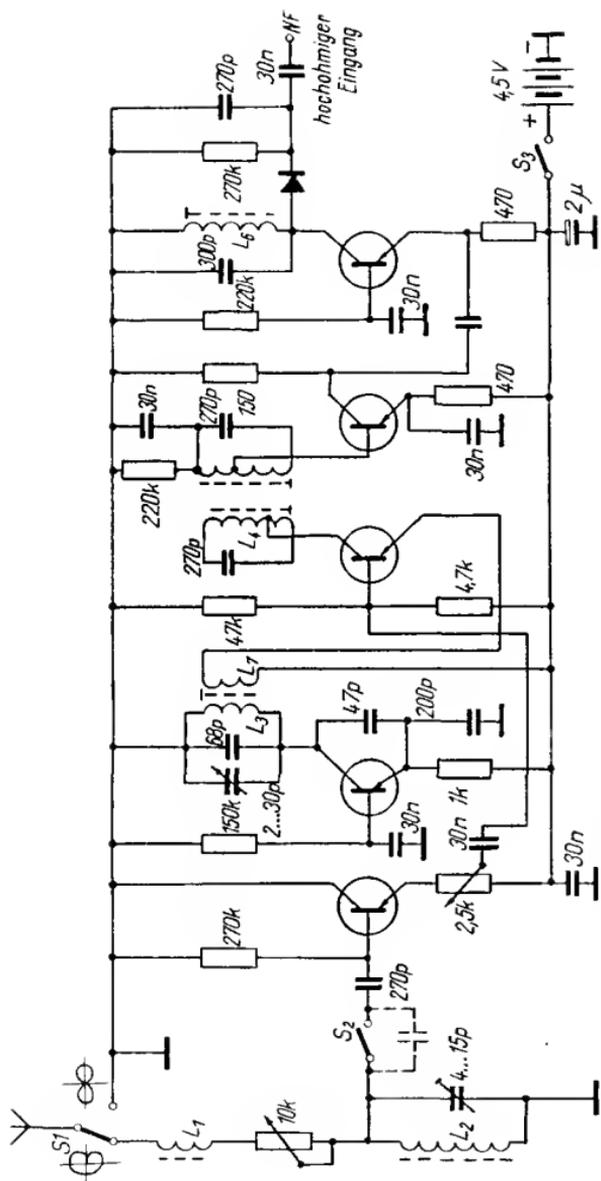


Bild 5 HF- und ZF-Teil eines Fuchsjagdäupers [2]

L1: 150 Wdg., 0,12-mm-CuL, auf kleinen KW-Kammertkörper, Ferritkern 5 mm Durchmesser

L2: 25 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Ferritstab, 160 mm × 8 mm Durchmesser

L3: 47 Wdg., 0,18-mm-CuL, auf kleinen KW-Kammertkörper, Ferritkern 5 mm Durchmesser, darauf L7: 5 Wdg., 0,2-mm-CuLS

L4, L5, L6: je 160 Wdg., 0,12-mm-CuL, auf kleinen KW-Kammertkörper, Ferritkern 5 mm Durchmesser, Anzapfungen: L4

bei 70 Wdg., L5 bei 15 Wdg., L6 bei 15 Wdg., jeweils vom „kalten“ Ende gerechnet (ZF = 465 kHz)

sators 1 nF zwischen Kollektor und Emitter des Audiontransistors ein weicherer Einsatz erzielen. Die geeignete ZF beträgt 450 bis 455 kHz, der Wert ist nicht sehr kritisch, darf aber nach dem Eichen der Oszillator- bzw. Eingangsfrequenz nicht mehr verstellt werden. Das von 3 Klein-Akkus RZP2 gespeiste Gerät hat die Abmessungen (ohne Rahmen) 150 mm × 66 mm × 36 mm, in der Originalausführung — es läßt sich ohne weiteres auch noch kleiner bauen, wenn das erwünscht sein sollte. Die Empfindlichkeit ist ausgezeichnet, aber auch in unmittelbarer Nähe der Sendeantenne läßt sich damit noch peilen, wenn mit dem HF-Regler die Verstärkung des ersten Transistors weit genug verringert wird.

Die Schaltung nach Bild 5, entnommen der Zeitschrift „Radio“ (UdSSR), zeigt wieder die bereits erwähnten Merkmale hochohmiger Kreiskopplung an Kollektorstufen im HF-Verstärker und nach der ZF-Diode an die erste NF-Stufe. Der NF-Verstärker ist 3stufig und entspricht dem des Geräts in Bild 2. Der Empfänger verwendet einen Ferritstab als Peilantenne, was auf Grund der höheren Verstärkung der gewählten Superhetschaltung ohne weiteres möglich ist. Sonst bestehen — trotz der unterschiedlichen Gerätetypen — durchaus Ähnlichkeiten zwischen den Geräten in Bild 2 und Bild 5, so daß sich weitere Erläuterungen erübrigen. Als ZF-Spulen werden Körper aus einem sowjetischen Transistorempfänger eingesetzt, die, da sie nicht abgeschirmt sind, eine magnetische Kopplung zwischen den beiden ZF-Kreisen, zwischen der Mischstufe und der ersten ZF-Stufe zulassen. Dabei sind die beiden Spulen im Abstand von 24 mm voneinander angeordnet (L4 und L5). Die zweite ZF-Stufe ist als Basis-Stufe aperiodisch an die erste ZF-Stufe gekoppelt. Dadurch wird die Bedämpfung des ZF-Kreises am Kollektor dieser zweiten Stufe (Spule L6) geringgehalten. Sämtliche Transistoren des Originalgeräts sind — bis auf den NF-Verstärker — wiederum P402 und müßten ohne weiteres durch GF122 (oder den früheren OC882/883) zu ersetzen sein. Für den Oszillator sowie für die ZF-Stufen wird sich auch der GF105 einsetzen lassen, wobei eventuell einige Widerstandswerte geringfügig geändert werden müßten. Der Schalter in der Hilfsantennenzuleitung dient wiederum zum Umschalten der Peilcharakteristik, während der Schalter vor dem Koppelkondensator (270 pF) zur Basis des HF-Transistors die Aufgabe hat, die Empfindlichkeit des Empfängers bei Annäherung an die Sendeantenne stark herabzusetzen, wobei bei geöffnetem Schalter nur noch die Kapazität des Schalters selbst für die Kopplung wirksam ist. Das Originalgerät hat (ohne Ferritstab) die Abmessungen 250 mm × 65 mm × 26 mm und wird durch eine eingebaute 4,5-V-Flachbatterie gespeist.

Literatur

- | | |
|--|------------------------|
| [1] Amatérské Radio, 12 (1963), H. 8 (ČSSR). | [4] Funkamateu, 1964, |
| [2] Radio, 1966, H. 3 (UdSSR). | H. 12, bis 1965, H. 5. |
| [3] Funkamateu, 1966, H. 5 und 6. | [5] wie [2]. |

Kapazitätsbestimmung mit Drehspulinstrument

Oftmals steht der Amateur vor dem Problem, eine Kapazität zu bestimmen, ohne daß ein entsprechender Kapazitätssmesser zur Verfügung steht. Wie man solche Messungen auch mit einem normalen Multizet ohne großen Aufwand durchführen kann, soll gezeigt werden.

Die Meßmethode beruht auf der Tatsache, daß sich ein an eine Gleichstromquelle angeschlossener Kondensator auf eine bestimmte Kondensatorspannung U_C auflädt. Die Aufladung erfolgt dabei nach einer e-Funktion. Am Ende der Aufladung hat der Kondensator die Elektrizitätsmenge $Q = C \cdot U_C$. Legt man nun einen Kondensator über ein Drehspulinstrument an eine Gleichstromquelle, so schlägt das Instrument entsprechend dem Aufladevorgang des Kondensators aus, verharrt einige Zeit in einer bestimmten Endstellung — dort, wo der Ladevorgang beendet ist — und kehrt dann wieder in seine Ausgangsstellung zurück. Dabei verhält sich der Winkel des Zeiger-ausschlags proportional zur Elektrizitätsmenge. Die eigentliche Messung besteht nun im Vergleich zwischen den Werten eines Normalkondensators und dem unbekanntem Kondensator. Es gilt dabei die Beziehung

$$C_x = C_N \cdot \frac{\text{Skalenteile } C_x}{\text{Skalenteile } C_N}.$$

Beispiel

Ein bekannter Kondensator wurde über ein Drehspulinstrument aufgeladen. Der Kondensator hatte eine Kapazität von $1 \mu\text{F}$ und zeigte am Ende der Aufladung 43 Skalenteile an. Der unbekannt Kondensator wies am Ende der Aufladung 68 Skalenteile aus.

Nach obiger Definition ist dann

$$C_x = 1 \cdot \frac{68}{43} = 1,581 \mu\text{F}.$$

Je kleiner der Kondensator ist, um so größer muß die angelegte Spannung sein. So lassen sich mit diesem Verfahren bei 220 V Gleichspannung und einem $10\text{-}\mu\text{A}$ -Instrument noch Kapazitäten herab bis zu 100 pF bestimmen.

R. A.

DDR-Produktion bestimmend auf dem Weltmarkt

Wir zitieren aus **Electronics**, Sept. 19, 66:

„Elektromat (VEB in Dresden — Anm. d. Red.) erregte beträchtliches Aufsehen mit einer 66 Fuß langen vollautomatischen Widerstands-Produktionsstraße, die in knapp 15 Monaten entwickelt wurde. Man hegt berechnete Hoffnungen, daß Elektromat-Maschinen den westlichen Markt gewinnen. Elektromat hat seine Widerstands-Schleifensrüstung bereits an britische und französische Hersteller verkauft. Man erwartet weiterhin, daß sich westliche Käufer für die vollautomatische Kabelbaum-legemaschine finden. Mit den genannten Maschinen behauptet sich Elektromat: Er überholte den Westen mit Ausrüstungen, die bisher noch niemand herstellte.“

RFET
196 101 34
electronic



Empfängerröhren



Oszillografenröhren



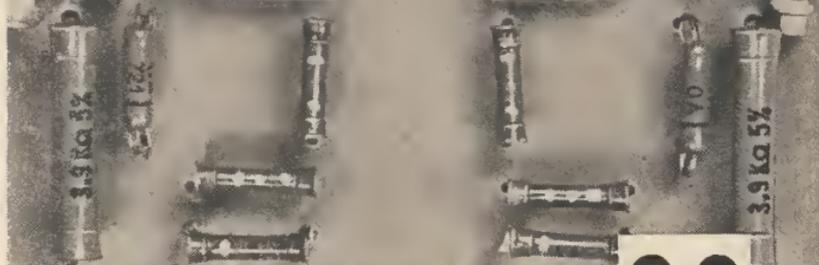
Musikboxen



Elektronische Meßgeräte



Halbleiterdioden



VEB FUNKWERK ERFURT



Unter Frequenzmessung verstehen wir allgemein die meßtechnische Bestimmung einer physikalischen Größe, die als Einheit definiert ist. Ihre gesetzliche Festlegung lautet: *Das Hertz ist die Frequenz eines periodischen Vorgangs von der Periodendauer 1 s.* Das Hertz ist mit der Grundeinheit Sekunde durch folgende Beziehung verknüpft

$$1 \text{ Hz} = 1 \text{ s}^{-1}.$$

Somit ließe sich eine Frequenzmessung durch Auszählen der Perioden in der Zeiteinheit 1 s verwirklichen und wird für langsamer ablaufende periodische Vorgänge auch so angewendet. Dieses als Zählfrequenzmessung bezeichnete Verfahren läßt sich durch geeignete, meist elektronische Zeitmeß- und Zählleinrichtungen auch auf höhere Frequenzen ausdehnen (10 MHz).

Weit verbreitet sind Frequenzmeßeinrichtungen, bei denen eine bekannte Größe mit der zu bestimmenden Größe in Beziehung gebracht oder verglichen wird. Art und zu fordernde Meßgenauigkeit dieser Meßeinrichtungen werden vom Einsatzzweck bestimmt, was sich wiederum im technischen Aufwand der Meßeinrichtung widerspiegelt.

Meßverfahren

Wir unterscheiden bei der Frequenzmessung grundsätzlich zwei Meßverfahren.

- Frequenzmessung mit Hilfe von Resonanzsystemen, in der Literatur auch als *passive Meßverfahren*, die dafür ausgebildeten Meßeinrichtungen als *passive Frequenzmesser*, bezeichnet.
Der Absorptionsfrequenzmesser, vielfach auch Wellenmesser genannt, ist neben einer besonderen Betriebsweise des Grid-Dip-Meters Hauptvertreter dieses Meßverfahrens.
- Frequenzmessung durch Vergleich, vielfach als *aktive Frequenzmessung* beschrieben; analog gelten dann die hierfür ausgebildeten Meßeinrichtungen als *aktive Frequenzmesser*.

Frequenzmessung mit Hilfe von Resonanzsystemen

Hierzu dient der Absorptionsfrequenzmesser, der im wesentlichen aus einem abstimmbaren Resonanzkreis und einem Anzeigekreis besteht. Die Ausführung des Resonanzkreises wird durch den Frequenzbereich bestimmt. Der in Bild 1 gezeigte Absorptionsfrequenzmesser Typ 3014 verwendet bis 300 MHz Schwingkreise, die durch eine konzentrierte Induktivität und einen Drehkondensator dargestellt werden. Bild 2 zeigt einen

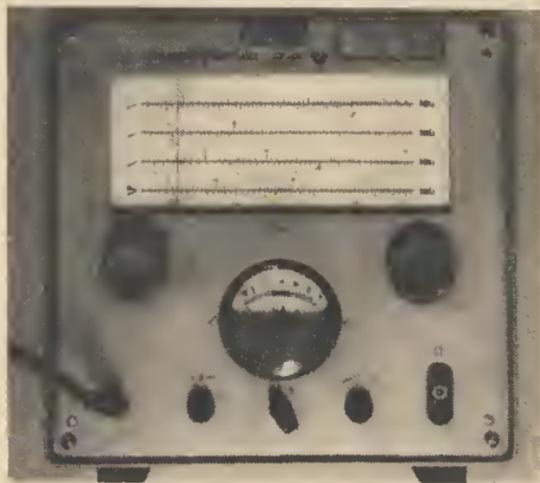


Bild 1
Absorptionsfrequenz-
messer Typ 3014,
10 MHz bis 330 MHz,
VEB Funkwerk Erfurt

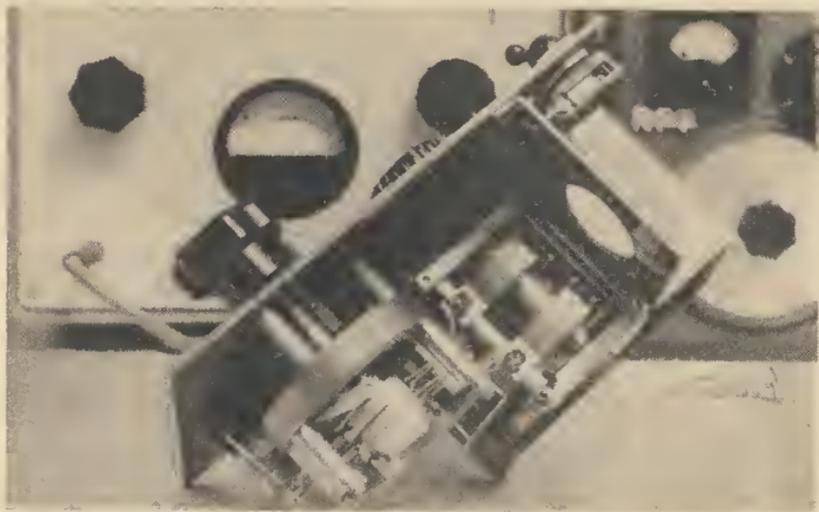
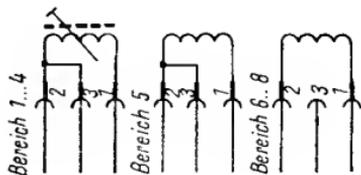
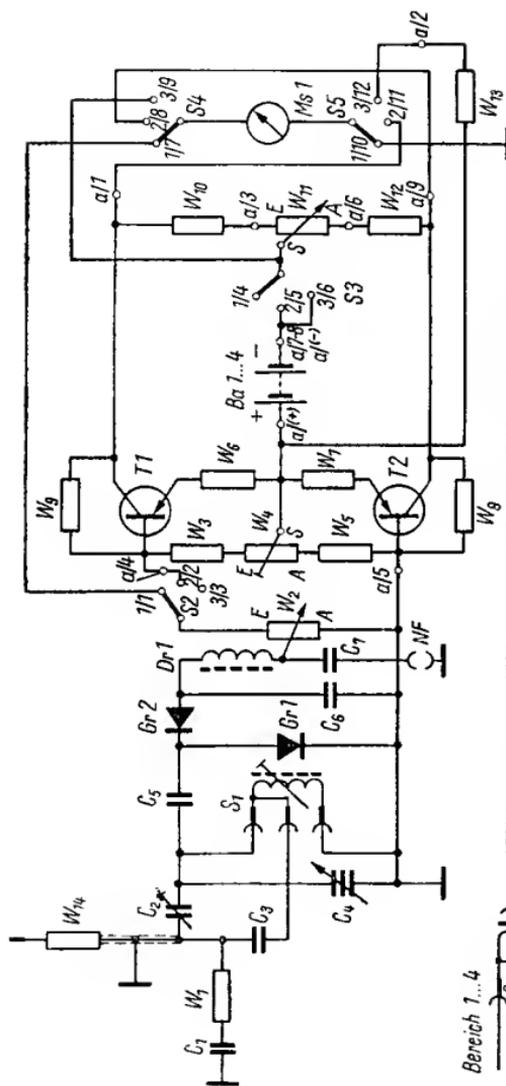


Bild 2 Ansicht eines älteren Absorptionsfrequenzmessers

Bild 3
Schaltung des
Absorptions-
frequenzmessers
Typ 3014



Schalterstellung 1 bei linkem Anschlag des Dreh- knopfes auf der Frontplatte	mechanisch gekoppelt				
	S1	S2	S3	S4	S5
Stellung	Bezeichnung auf der Frontplatte				
1	3,8...15 MHz				
2	74,8...23 "				
3	22,6...35 "				
4	34,6...53 "				
5	52...82 "				
6	87...135 "				
7	133...230 "				
8	228...330 "				

Einblick in einen älteren Absorptionsfrequenzmesser bis 300 MHz, der ähnlich aufgebaut ist. Für Sonderanwendungen sind mit zunehmender Frequenz Leitungs- und Topfkreise vorteilhafter, da sie höhere Kreisgüten ergeben.

Wie aus der Bezeichnung dieser Frequenzmesser hervorgeht, entzieht man dem Meßobjekt bei dem Meßvorgang Energie. Diese Energie wird zu einem Teil im Resonanzkreis verbraucht, daher muß man eine hohe Kreisgüte anstreben, was mit geringen Verlustwiderständen im Kreis gleichzusetzen ist. Der größte Energieanteil wird vom Anzeigekreis über den Resonanzkreis des Absorptionsfrequenzmessers dem Meßobjekt entzogen. Es besteht folglich die Forderung, im Anzeigekreis Meßwerke mit geringem Leistungsverbrauch einzusetzen. Die Verwendung einer Glühlampe im Anzeigekreis eines Absorptionsfrequenzmessers ist daher eine ungünstige Lösung.

Bild 3 zeigt die Schaltung des Absorptionsfrequenzmessers Typ 3014 des VEB Funkwerk, Erfurt. Der Meßbereich erstreckt sich von 10 MHz bis 330 MHz, aufgeteilt in 8 Teilbereiche. Auf den Schwingkreis folgt eine Gleichrichterschaltung (Spannungsverdoppler), deren Ausgangsspannung direkt oder über einen transistorisierten Meßverstärker in Brückenschaltung zur Anzeige dient. Die Zuführung der Meßfrequenzen erfolgt über ein Koaxialkabel, der Eingangswiderstand wird mit 100Ω angegeben. Im Gegensatz dazu gelangt die Meßfrequenz bei den meisten Absorptions-



Bild 4 Einfacher Absorptionskreis von 100 MHz bis 150 MHz

frequenzmessern durch induktive Kopplung vom Meßobjekt zum Resonanzkreis des Absorptionsfrequenzmessers. In Verbindung mit einem Anzeigeverstärker kann die Belastung des Meßobjekts noch herabgesetzt werden.

Die Belastung des Meßobjekts durch den Absorptionsfrequenzmesser, die grundsätzlich als Nachteil empfunden wird, kann zur Frequenzbestimmung ausgenutzt werden. Die Rückwirkungen führen am Meßobjekt zu Frequenz- und Amplitudenänderung. Bei fester Kopplung, z. B. an einen Oszillator, kann das Aussetzen der Schwingungen erreicht werden. Dieser Vorgang tritt auf bei Übereinstimmung der Resonanzfrequenz von Meßobjekt und Absorptionsfrequenzmesser; die zugeordnete Frequenz wird an der Frequenzzeichnung des letzteren abgelesen. Diese Art der Frequenzbestimmung praktiziert man auch noch heute zum Teil am schwingenden Audion einfacher Empfangsgeräte, sie läßt sich sinngemäß an Oszillatoren bis in den dm-Bereich anwenden. Das Aussetzen der Schwingungen am Meßobjekt wird durch Messen des Anodenstroms festgestellt (Stromanstieg beim Aussetzen).

Bild 4 zeigt die einfache Ausführung eines Absorptionskreises für 100 MHz bis 150 MHz, der mit einer zusätzlichen Anzeigeschaltung zu einem vollwertigen Absorptionsfrequenzmesser erweitert werden kann. Die Urf orm dieses Resonators wird als Wendeltopfkreis bezeichnet, er erlaubt es, im 100-MHz-Bereich noch Kreisgüten zu erzielen, die sich durch herkömmliche Schwingkreise nicht verwirklichen lassen. Bild 5 zeigt die maßstäbliche Skizze des Wendeltopfkreises. Die Abstimmung erfolgt durch einen hochwertigen Lufttrimmer von 3 bis 10 pF am heißen Ende der Wendel. Die erreichte Güte beträgt trotz mancher Vernachlässigung gegenüber den Daten der Ursprungsveröffentlichung $Q = 150$ bei 100 MHz und $Q = 220$ bei 150 MHz. Dieser Resonator eignet sich vornehmlich als Bandfrequenzmesser; bei Verwendung eines guten, spielfreien Antriebs und eines massiveren Topfes im Gegensatz zur „Konservendose“, verbunden mit einem Anzeigeverstärker, kann ein Absorptionsfrequenzmesser verwirklicht werden, der auch höheren Ansprüchen des Funkpraktikers genügt.

Frequenzmessung durch Frequenzvergleich

Dieses Meßverfahren setzt in jedem Fall einen Oszillator voraus, dessen Frequenz man mit der des Meßobjekts vergleichen kann. Der Hauptaufwand liegt folglich im Vergleichsoszillator, der sich in präziser und reproduzierbarer Frequenzeinstellmöglichkeit, genauer Frequenzzeichnung mit eindeutiger Ablesemöglichkeit und höchstmöglicher Übereinstimmung von Frequenz des Oszillators mit der Frequenzzeichnung ausdrückt. Durch Überlagerung der Frequenzen des Meßobjekts f_x und der Vergleichsfrequenz f_0 entstehen Schwebungen, die bei Übereinstimmung beider

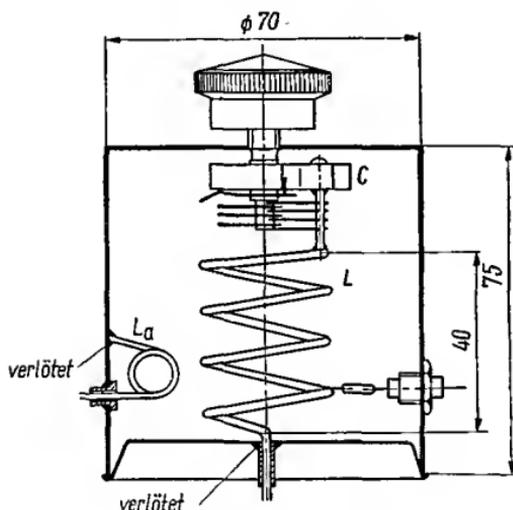
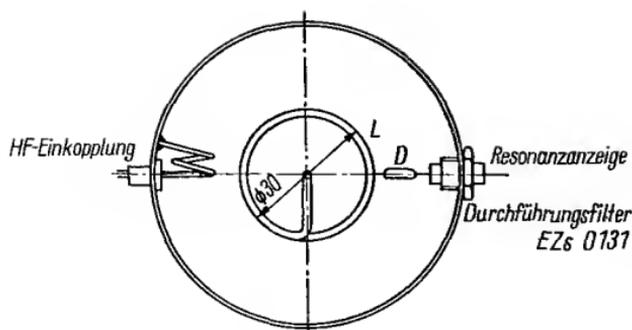


Bild 5 Maßskizze des Absorptionskreises

$L = 3^{3/4}$ Wdg., 1,5-mm-CuAg, 30 mm Durchmesser, Anzapfung für Anzeige $3/4$ Wdg. vom kalten Ende, $L_a = 2$ Wdg., 1,0-mm-CuAg, 10 mm Durchmesser, $C = 3$ bis 10 pF = 150 bis 100 MHz, ($C = 6$ bis 50 pF \triangleq 120 bis 40 MHz), $D =$ Diode GA 100 (OA 625)

Frequenzen gegen Null gehen. Dieser Zustand kann mit Hilfe von Mischschaltungen akustisch oder durch Anzeige erkannt werden. Die Verwendung eines Oszillografen stellt eine weitere Anzeigeform dar. Die akustische Zustandsanzeige ist grundsätzlich mit einem Meßfehler behaftet (durch Frequenzgang der akustischen Übertragungseinrichtung einschließlich des menschlichen Ohres).

Geeigneter ist die Schwebungsanzeige durch ein Meßinstrument, für höhere Ansprüche die oszillografische Methode durch Lissajous-Figuren. Im letzteren Fall werden je einem Plattenpaar der Ablenkung die Frequenz

des Meßobjekts f_x und die Vergleichsfrequenz f_0 zugeführt. Je nach Verhältnis beider Frequenzen ergeben sich bestimmte *Lissajous*-Figuren, wobei $f_x : f_0$ einen Quotienten *ganzer Zahlen* darstellt. Bild 6 zeigt eine Auswahl von *Lissajous*-Figuren, wobei f_x auf die Vertikalauslenkung und f_0 auf die Horizontalauslenkung bezogen ist. Verhältnisse $f_x : f_0$ von 5 : 1 sind noch gut ablesbar. Der Vorteil dieses Meßverfahrens liegt auch in der eindeutigen Zuordnung von $f_x : f_0$, ein Umstand, der bei dem Schwebungsverfahren nicht gegeben ist. Denn auch bei ganzzahligen Vielfachen von $f_x : f_0$ treten Schwebungen auf, d. h., die Bestimmung einer unbekanntenen Frequenz läßt sich zunächst nicht eindeutig vornehmen.

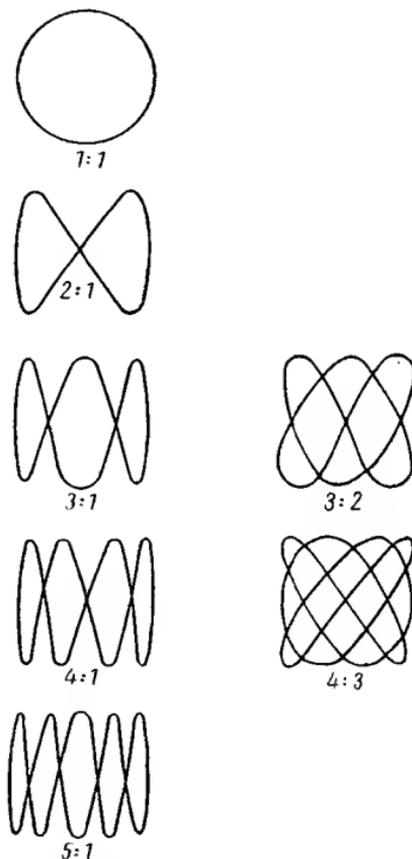


Bild 6

Lissajous-Figuren für einige Verhältnisse $\frac{f_x}{f_0}$,
 f_x bezogen auf *Y*-Verstärker
 f_0 bezogen auf *X*-Verstärker
 bei Amplitudengleichheit und einer Phasenverschiebung 90°

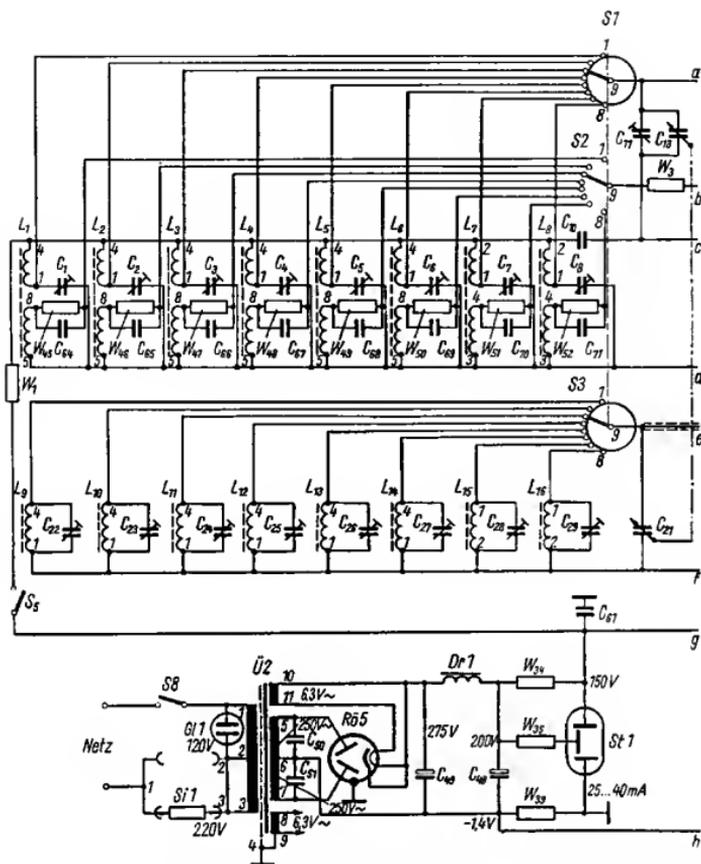
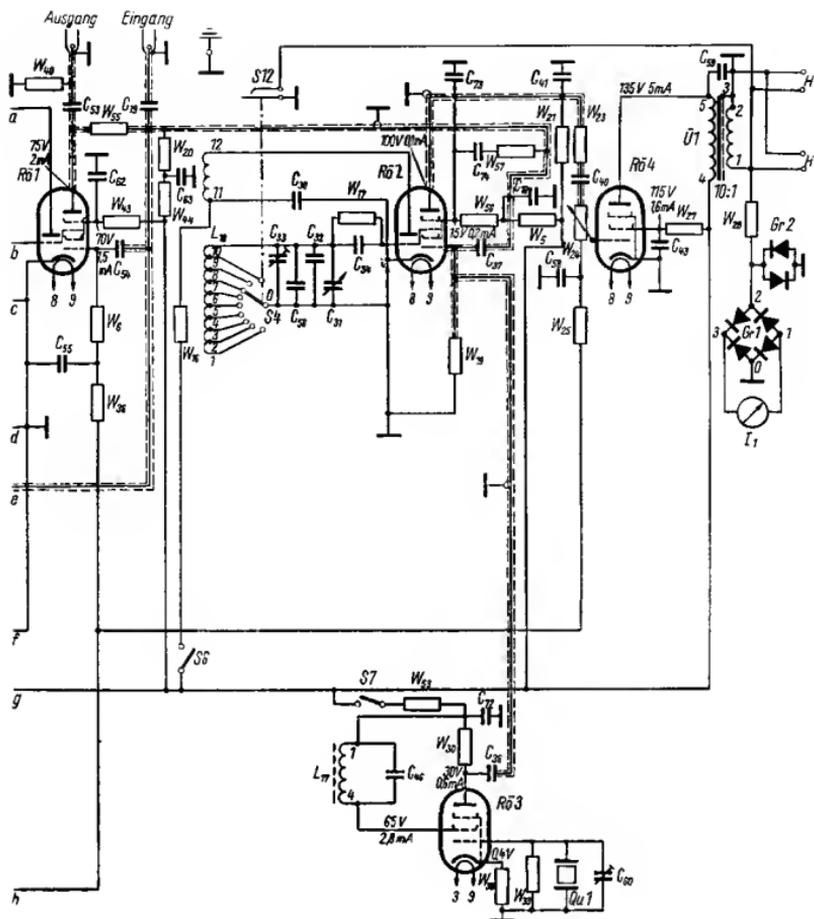


Bild 7 Schaltung des Frequenzmessers Typ 121 (VEB Funkwerk Erfurt)
(Unter G11, 120 V befindet sich eine einfache Leitungs-kreuzung)

Der Amateur wird in der Praxis die Schwebung zwischen f_x und f_0 herbeiführen, f_x mit einem Absorptionsfrequenzmesser annähernd bestimmen und daraus das nächstliegende ganzzahlige Verhältnis zu f_0 ableiten. Hierbei ist zu beachten, daß bei einem Meßfehler des Absorptionsfrequenzmessers von $\pm 1\%$ das Verhältnis $f_x : f_0$ höchstens 50 : 1 betragen darf. Da eine Frequenzmessung im UKW-Bereich in der Mehrzahl nur durch Vergleich von f_x mit den Harmonischen eines Vergleichsoszillators möglich ist, hat die Bestimmung des Verhältnisses $f_x : f_0$ wesentliche Bedeutung. Industrielle Frequenzmesser bedienen sich des sogenannten Grobfrequenzmessers, d. h., der Meßvorgang wird durch direkten Frequenzvergleich eingeleitet. Dann erfolgt die genaue Bestimmung der Frequenz mit Hilfe der Harmonischen eines weiteren Vergleichsoszillators



(Feinfrequenzmesser), der die eingangs aufgeführten Bedingungen einhalten muß, nach der Beziehung $f_x = n \cdot f_0$, wobei n das aus der Grobmessung abgeleitete nächstliegende ganzzahlige Verhältnis $f_x : f_0$ darstellen soll. Der Meßfehler des Grobfrequenzmessers bestimmt auch hier das höchstzulässige Verhältnis $f_x : f_0$, um n eindeutig bestimmen zu können! Die Übereinstimmung der Frequenz des Feinfrequenzmessers mit seiner Frequenzzeichnung kontrolliert man meist durch das Frequenzspektrum eines 100-kHz-Quarzoszillators und korrigiert gegebenenfalls. Sie wird sinngemäß auch am Grobfrequenzmesser mit Hilfe des überprüften Feinfrequenzmessers vorgenommen.

Bild 7 zeigt die Schaltung des Frequenzmessers Typ 121 von RFT, der bedingt auch für Messungen im Frequenzbereich über 30 MHz verwendet

werden kann. Bei Grobmessung wird f_x mit der in R01 erzeugten Frequenz verglichen, nach weiterer Verstärkung der Schwebung im Hexodensystem R02 läßt sich der Schwebungszustand über R04 akustisch oder durch Anzeige an I1 verfolgen. Der Feinvergleich der Frequenz erfolgt in R02, wobei diese Vergleichsfrequenz im Triodenteil unter Verwendung eines hochwertigen Schwingkreises erzeugt wird. Dem Vergleichssystem R02 kann f_x oder die mit f_x auf Schwebungsnull gebrachte Grobvergleichsfrequenz f_{01} oder beides zugeführt werden. Die Anzeige des Schwebungszustands erfolgt wie bei der Grobfrequenzmessung. In R03 wird das von einem 100-kHz-Quarzoszillator abgeleitete Frequenzspektrum zur Kontrolle der Frequenzeichung erzeugt.

Umschaltbare Eingangskreise sollen Mehrdeutigkeiten ausschließen, ihre Resonanzfrequenz ist mit der Frequenz f_{01} des Grobfrequenzmessers identisch, dessen Frequenz an einer Ausgangsbuchse abgenommen werden kann. Sie läßt sich nach Schwebungsvergleich mit dem Feinfrequenzmesser auch für die Frequenzeichung von Empfängern verwenden.

Die Frequenz des Grobfrequenzmessers ist in 8 Teilbereichen zwischen 30 kHz und 30 MHz veränderlich, die des Feinfrequenzmessers in 9 Teilbereichen zwischen 2,4 MHz und 3,8 MHz. Die Meßunsicherheit wird mit kleiner $\pm 0,1\%$ angegeben. Vergleichsmessungen ergaben, daß dieses Meßgerät gerade noch die Bedingungen des § 19 der Anordnung über den Amateurfunkdienst — Amateurfunkordnung vom 22. Mai 1965 — im Frequenzbereich von 3,5 bis 29,7 MHz erfüllt (Festlegung der Bereichsgrenzen).

Bei Verwendung des Frequenzmessers Typ 121 oberhalb 30 MHz muß versucht werden, das Verhältnis $f_x : f_{01}$ zu ermitteln. Die annähernde Bestimmung von f_x mit einem Absorptionsfrequenzmesser ist dabei eine wesentliche Hilfe. Hat man f_x annähernd bestimmt, so wird Schwebung mit f_{01} (Grobfrequenzmesser) herbeigeführt; das Verhältnis $f_x : f_{01}$ sei n_1 . Hierauf erfolgt Schwebungsvergleich von $f_{01} : f_0$ (Feinfrequenzmesser), das Verhältnis $f_{01} : f_0$ sei n_2 . Danach ist f_x durch die Beziehung $f_x = n_1 \cdot n_2 \cdot f_0$ bestimmt, wobei der Meßfehler durch die mehrfache Überlagerung in der Praxis zunimmt.

Grid-Dip-Meter

Das Grid-Dip-Meter ist ein Frequenzmesser, das Frequenzmessungen nach Verfahren 1 und 2 zuläßt. Es besteht im wesentlichen aus einem abstimmbaren Röhrenoszillator und Anzeige des Schwingungszustands durch Messung des Gitterstroms. Die Übereinstimmung der Resonanzfrequenz eines passiven Schwingkreises mit der Frequenz des Grid-Dip-Oszillators führt bei ausreichender Kopplung zu einem ausgeprägten Rückgang (Dip) des Gitterstroms am Grid-Dip-Oszillator, hervorgerufen

durch Energieentzug des Meßobjekts. Die zugeordnete Frequenz wird an der Frequenzzeichnung des Grid-Dip-Meters abgelesen. Die Bestimmung der Resonanzfrequenz von Schwingkreisen mit konzentrierter Induktivität und Kapazität ist auf diese Weise eindeutig. Die Messung anderer Resonanzgebilde (Leitungskreis, Topfkreis, Antennen, abgestimmter Zuleitungen und Resouanzdrosseln) bleibt entsprechend der Anzahl der Erregungsformen mehrdeutig. Durch Ausmessen der einzelnen Resonanzstellen läßt sich in jedem Fall die Grundfrequenz derartiger Schwingkreise ermitteln. Der Anwendungsbereich des Grid-Dip-Meters erstreckt sich bei geeigneter Ausführung und Verwendung einer UHF-Triode bis etwa 700 MHz. Transistorisierte Ausführungen des Grid-Dip-Meters (Transdipper) gewinnen zunehmend an Bedeutung; ihre obere Frequenzgrenze wird vorerst durch den Transistor gesetzt. Bild 9 zeigt die Schaltung eines für den UKW-Bereich geeigneten Grid-Dip-Meter.

Weiterhin läßt sich das Grid-Dip-Meter als Absorptionsfrequenzmesser verwenden. Bei abgeschalteter Anodenspannung ist die Gitter-Katoden-Strecke der Oszillatorröhre als Röhrendiode aufzufassen; man gelangt damit zur eingangs beschriebenen Form des Absorptionsfrequenzmessers. Dabei wird ebenfalls vielfach ein transistorisierter Anzeigeverstärker eingesetzt, der auch in der Betriebsart als Grid-Dip-Meter vorteilhaft ist.

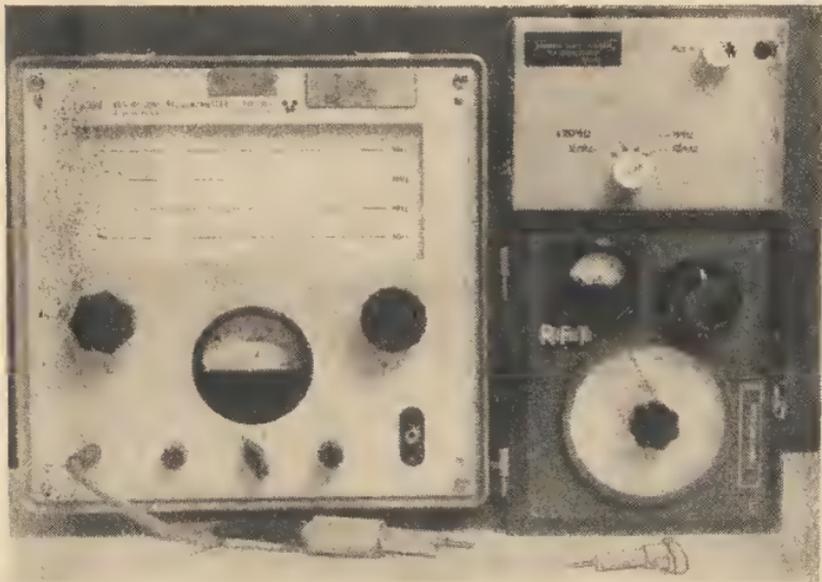


Bild 8 Transistorisierter Eichpunktgeber, darunter älterer Absorptionsfrequenzmesser 15 bis 300 MHz, links daneben Absorptionsfrequenzmesser Typ 3014

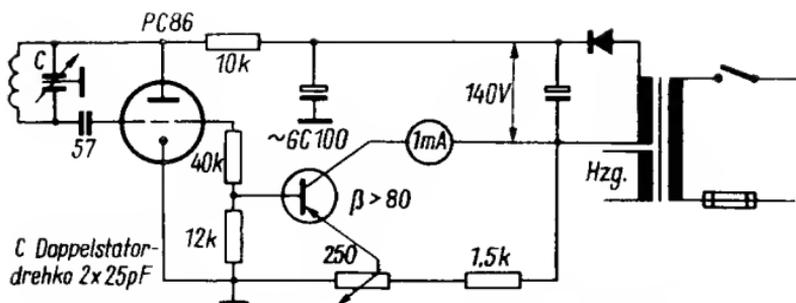


Bild 9 Grid-Dip-Oszillator für UKW mit Transistoranzeigerverstärker

Die erhöhte Anzeigempfindlichkeit läßt eine lose Kopplung zum Meßobjekt zu, die Minderung der Rückwirkungen auf das Meßobjekt führt zu einer besseren Meßgenauigkeit.

Bild 8 zeigt einen transistorisierten Eichpunktgeber. Am Ausgang stehen nach Wahl ein 10-MHz-Spektrum, ein 1-MHz-Spektrum und ein davon abgeleitetes 100-kHz-Spektrum zur Verfügung. Die Frequenzeichung, z. B. eines UKW-Empfängers, wird mit einem Grid-Dip-Meter grob vorgenommen. Selbst bei einem Meßfehler von $\pm 2\%$ sind die 10-MHz-Eichpunkte bei nachfolgender Eichung durch den Eichpunktgeber mit Sicherheit bestimmt. Anschließend erfolgt die Eichung mit dem 1-MHz-Spektrum, die man durch die 100-kHz-Eichung ergänzt. Die Bezugsfrequenz von 1 MHz wird in einem Quarzoszillator erzeugt und von Zeit zu Zeit mit einem Normalfrequenzsender verglichen. Die sich ergebenden Abweichungen, übertragen auf die Vielfachen der Bezugsfrequenz (1 MHz), lassen erkennen, ob die Meßgenauigkeit bestimmten Forderungen genügt.

Nur bei oberflächlicher Betrachtung des § 19 der Amateurfunkordnung ist die Tragweite dieser Bestimmung zu überblicken. Der Amateur sieht sich weit mehr als früher veranlaßt, seine Arbeit auf die erforderlichen Meßeinrichtungen zu konzentrieren. Hierbei wird vielfach übersehen, daß zur Eichung seiner Meßeinrichtung mit einer Meßgenauigkeit von $1 \cdot 10^{-4}$ das Vergleichsnormale eine Größenordnung besser sein sollte! Viele Amateure müßten sich also die Hilfe von Funkfreunden sichern, die über derartige Meß- und Vergleichseinrichtungen verfügen.

Die hier gebrachte Darstellung einiger Meßverfahren und Meßgeräte zur Frequenzmessung sollte auf Möglichkeiten hinweisen, die der ernsthaftige Funkpraktiker bei erträglichem Aufwand verwirklichen kann. Ausführliche Literaturhinweise geben dazu noch weitere Hilfe. Die Frequenzmessung im UKW-Bereich unterscheidet sich — bezogen auf andere Frequenzbereiche — weniger in der Methode als in der Verwendung zweckbestimmter Bauelemente, das sollte man beachten.

Literatur zum Thema „Frequenzmessung“

- [1] *Czech, J.*, Frequenzmessungen mit Elektronenstrahloszillographen, FT 10... 20, 1951
- [2] *Heine, A.*, Der Grid-Dipper, FT, 23/1951, S. 652—654
- [3] *Hoschke, H.*, Resonanzfrequenzmesser für den Amateurbetrieb, FT, 20/1951, S. 570—571
- [4] *Morgenroth, O.*, Amateurmäßige Frequenz- und Wellenlängebestimmung im Bereich der Kurz- und Ultrakurzwellen, FT, 21/1951, S. 590—591
- [5] *Paffrath, G.*, Lecherleitung für genaue Frequenzmessungen, FT, 21/1952, S. 590
- [6] *Hartmuth, M.*, Frequenzbestimmung mittels Oberwellen, FT, 9/1953, S. 269
- [7] *Paffrath, G.*, Frequenznormal mit Leihfrequenz, FT, 18/1953, S. 580—581
- [8] *Hoyer, G.*, UKW-Eichpunktsender für das 2-m-Amateurband, FT, 19/1953, S. 612—613
- [9] *Schweitzer, H.*, Absorptionsfrequenzmesser für Ultrakurz- und Dezimeterwellen, FT, 12/1954, S. 325—326
- [10] *Kühlwein, D.*, Transistor-Dipmeter (2—200 MHz), FT, 16/1962, S. 548—550
- [11] —, Transistorisierte Absorptionsfrequenzmesser für 27, 12 MHz, FT, 12/1962, S. 427—428
- [12] *Gadsch, H.*, Frequenzmeßgeräte im Amateurbetrieb, FA, 1/1958, S. 4—6 und 2/1958, S. 28; 30
- [13] *Jakubasch, H.*, Empfindlicher Transistor-Absorptionsfrequenzmesser, FA, 11/1960, S. 374—375
- [14] —, Normalfrequenzgenerator für 100 kHz mit Transistoren, FA, 11/1960, S. 375—376
- [15] *Strietzel, K.*, Ein einfacher Grid-Dipper, FA, 4/1963, S. 114—115
- [16] *Lilge, F.*, Dip-Meter mit Transistoren, FA, 7/1963, S. 222—223
- [17] *Rebensburg, H.*, Frequenzmessung mit Quarzgenauigkeit, FA, 9/1966, S. 420 bis 422, FA, 10/1966, S. 500, FA, 11/1966, S. 556
- [18] *Baier, H.*, Frequenzmessungen, DF, 1/1953, S. 12—15
- [19] *Herrmann, A.*, Frequenzmessungen höchster Genauigkeit, r. u. f., 12/1954, S. 355—361
- [20] *Körner, W.*, Grid-Dip-Meter, ein Meß- und Prüfgerät für KW und UKW, r. u. f., 18/1955, S. 564—565
- [21] —, Frequenzmessungen nach der Oberwellenmethode, r. u. f., 21/1955, S. 653.
- [22] *Köhler, K.*, Ein Grid-Dipper für UKW und Fernsehfrequenzen, r. u. f., 8/1955, S. 247—248
- [23] *Schubert, K.-H.*, Das Grid-Dip-Meter, ein Universalmeßgerät für den Amateur, r. u. f., 14/1956, S. 428—430, n. 15/1956, S. 462—463
- [24] —, Frequenzmessungen nach der Oberwellenmethode, r. u. f., 4/1956, S. 122.
- [25] *Kronjäger, O.*, Frequenznormal, r. u. f., 11/1958, S. 363—364
- [26] *Wunderlich, W.*, Frequenzvergleich mit hoher Genauigkeit, r. u. f., 24/1958, S. 734—735
- [27] *Kunze, E.*, Einfache Frequenzmessung, r. u. f., 22/1957, S. 704—705
- [28] *Rohde, W.*, Wellenlängenmessungen im Zentimeter- und unteren Dezimeterwellengebiet, r. u. f., 8/1959, S. 236—237

- [29] *Buschmann, E.*, Präzisionsvergleich mit Lissajousfiguren, r. u. f., 8/1959, S. 243—245
- [30] *Taege, W.*, Mischstufe für zwei beliebig hohe Frequenzen, r. u. f., 20/1959, S. 645
- [31] *Köhler, K.*, Bauanleitung für einen Interferenzfrequenzmesser, r. u. f. 4/1960, S. 115—121
- [32] *Henschel, S.*, Ein Transistoreichpunktgeber für den Funkamateurl, r. u. f., 13/1964, S. 343—344
- [33] *Schubert, K.-H.*, Frequenzmessung und Frequenzmesser, PFA, Band 6
- [34] *Fußnegger, F. W.*, Meßtechnik für den Kurzwellenamateur, PFA, Band 12
- [35] *Jakubaschk, H.*, Absorptionsfrequenzmesser (Dip-Meter) mit Transistoren PFA, Band 40, S. 56
- [36] *Autorenkollektiv* Amateurlunk-Handbuch, Deutscher Militärverlag, Kapitel 7
- [37] —, 2. Lehrbrief Schwachstrommeßtechnik, TU Dresden, Absatz 10,2; 10,3
- [38] —, Gerätebeschreibung Präzisionswellenmesser Typ 121, VEB Funkwerk Erfurt
- [39] —, Gerätebeschreibung Absorptionsfrequenzmesser Typ 3014, VEB Funkwerk Erfurt
- [40] *Reck, T.*, Funk-Entstörung im Amateurlunk, PFA, Band 65, S. 45—47

Abkürzungen

FA — Zeitschrift „Funkamateurl“, Deutscher Militärverlag, Berlin

DF — Zeitschrift „Deutsche Funktechnik“
 r. u. f. — Zeitschrift „radio u. fernsehen“ } VEB Verlag Technik, Berlin

FT — Zeitschrift „Funktechnik“, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde

PFA — Broschürenreihe „Der praktische Funkamateurl“, Deutscher Militärverlag, Berlin

Schaltteilliste zu Bild 3

Ba 1 bis Ba 4	Stabelement EJT 1,5 V	S2 bis S 5	Stufenschalter 4 × 3
C1	Rohrkondensator 4,7 nF, 250 V	Ts 1, 2	Transistor GC 100c
C2	Lufttrimmer 5 pF	W 1, 14	Schichtwiderstand 62 Ω
C 3,5	Scheibenkondensator 2 pF, 500 V	W 2	Schichtdrehwiderstand 250 k Ω
C 4	UKW-Drehkondensator	W 3,5	Schichtwiderstand 16 k Ω
C 6	Rohrkondensator 390 pF, 160 V	W 4	Schichtdrehwiderstand 10 k Ω
C 7	Papierkondensator 0,1 μF, 160 V	W 6, 7	Schichtwiderstand 200 Ω
Dr1	UKW-Kleinstdrossel 10 μH	W 8, 9	Schichtwiderstand 200 k Ω
Gr 1,2	Germaniumdiode OA 601	W 10, 12	Schichtwiderstand 12 k Ω
Ms 1	Meßwerk 25 μA, R _i ≤ 6 k Ω	W 11	Schichtdrehwiderstand 5 k Ω
S 1	Spulen-Trommelschalter	W 13	Schichtwiderstand 390 k Ω
			Alle Widerstände für Belastung 0,125 W

Die folgerichtige Entwicklung zum Funkamateurl beginnt mit der Hör-tätigkeit auf den Kurzwellenbändern. Hier kann sich der junge Funk-amateur die ersten Sporen verdienen bei der Beobachtung des Funkver-kehrs, der zwischen den lizenzierten Amateurfunkstationen in aller Welt durchgeführt wird. Diese Amateurfunkstationen arbeiten im KW-Bereich auf folgenden dafür freigegebenen Frequenzbereichen:

Amateurfunkband	Frequenzbereich
80 m	3 500 bis 3 800 kHz
40 m	7 000 bis 7 100 kHz
20 m	14 000 bis 14 350 kHz
15 m	21 000 bis 21 450 kHz
10 m	28 000 bis 29 700 kHz

In den Lehrgängen der Sparte Nachrichtensport der GST kann sich jeder Bürger der DDR die für den Funkamateurl erforderlichen Kenntnisse erwerben. Die Ausbildung erfolgt in den Radioklubs sowie Sektionen und wird von erfahrenen Funkamateuren durchgeführt. Hat man einige Grundkenntnisse erworben, so kann man das DM-Diplom erhalten und als Funkempfangsamateur – als Hörer – am internationalen Amateur-funkverkehr teilnehmen. Die weitere Ausbildung führt dann bis zum Funkamateurl mit Sendegenehmigung.

Doch schon die Hör-tätigkeit ist interessant, zumal es eine Anzahl Diplome für KW-Hörer gibt. Die monatlich erscheinende Zeitschrift *Funkamateurl* bringt in jeder Ausgabe Beiträge für den KW-Hörer. Für die Hörer-tätigkeit benötigte Unterlagen enthält das Buch *Amateurfunkpraxis* von K. Rothammel (DM2ABK) und O. Morgenroth, das 1966 im Deut-schen Militärverlag erschienen ist.

Der Anfänger auf dem Kurzwellengebiet verfügt oft noch nicht über umfassende technische Kenntnisse, so daß er mit dem Bau einfacher Emp-fangsgeräte beginnt. Diese meist in Geradeauschaltung arbeitenden Empfänger lassen bezüglich der Trennschärfe und der Empfindlichkeit

einige Wünsche offen. Doch können diese Schaltungen ohne besondere Schwierigkeiten aufgebaut werden und verursachen keine übermäßigen Materialkosten. Bild 1 zeigt die von *W. W. Diefenbach (DL3VD)* angegebene Schaltung [1] eines KW-Einkreis-Empfängers für alle KW-Amateurbänder. Der Empfänger besteht aus der Audionstufe mit der Röhre *EF80* und einem 2stufigen NF-Verstärker für Kopfhörerbetrieb mit der Röhre *ECC83*. Die Antenne liegt über einem kleinen Kondensator (50 pF) an der Antennenspule *L1*. Auf dem gleichen Spulenkörper befinden sich noch die Rückkopplungsspule *L2* und die Schwingkreisspule *L3*.

Zum Abstimmen des Schwingkreises dient ein Drehkondensator, dem zur Verkürzung für jedes Band ein kleiner Kondensator vorgeschaltet wird. Dadurch erreicht man eine Bandspreizung, d. h., für das schmale Amateurband soll ein möglichst großer Teil der Skalenlänge ausgenutzt werden.

Die Audionröhre arbeitet als Empfangsgleichrichter; die erhaltene NF-Spannung wird zum NF-Verstärker geleitet und von diesem verstärkt. Damit die Empfangseigenschaften verbessert werden, führt man von der Anode aus eine geringe HF-Restspannung zum Schwingkreis zurück, wodurch dieser entdämpft wird. Das ist Aufgabe der zu diesem Zweck regelbar ausgeführten Rückkopplung (40 pF – *L2*). Bei der gezeigten Schaltung erfolgt die Rückkopplungsregelung durch Verändern der Schirmgitterspannung mit dem Potentiometer *P1* (20 k Ω). Die besten Empfangseigenschaften ergeben sich, wenn die Rückkopplung bis kurz vor den Schwingeingang geregelt wird. Bei schwingender Rückkopplung kann man auch unmodulierte Telegrafiezeichen aufnehmen. Das ist ein Vorteil, den andere Schaltungen für den Empfangsgleichrichter nicht aufweisen.

Der 2stufige NF-Verstärker hat keine Besonderheiten. Vor dem Steuergitter des zweiten Triodensystems liegt der Lautstärkereglер *P2* (100 k Ω). Zur Stromversorgung benötigt man eine Anodengleichspannung von etwa 200 V/20 mA und eine Heizspannung von 6,3 V/0,6 A. Für die Bandumschaltung verwendete der Autor einen Tastenschalter. Als Spulenkörper eignen sich Mehrkammer-Trolitulkörper mit HF-Abgleichkern.

Für die angegebenen Kapazitätswerte gelten etwa folgende Windungszahlen:

Band	L1 Wdg.	L2 Wdg.	L3 Wdg.	μ H	Draht mm
80 m	20	28	38	22	0,35-CuL
40 m	12	20	21	7	0,85-CuL
20 m	10	11	11	2	1,0-CuL
15 m	7	10	8	1	1,0-CuL
10 m	6	7	5	0,6	1,0-CuL

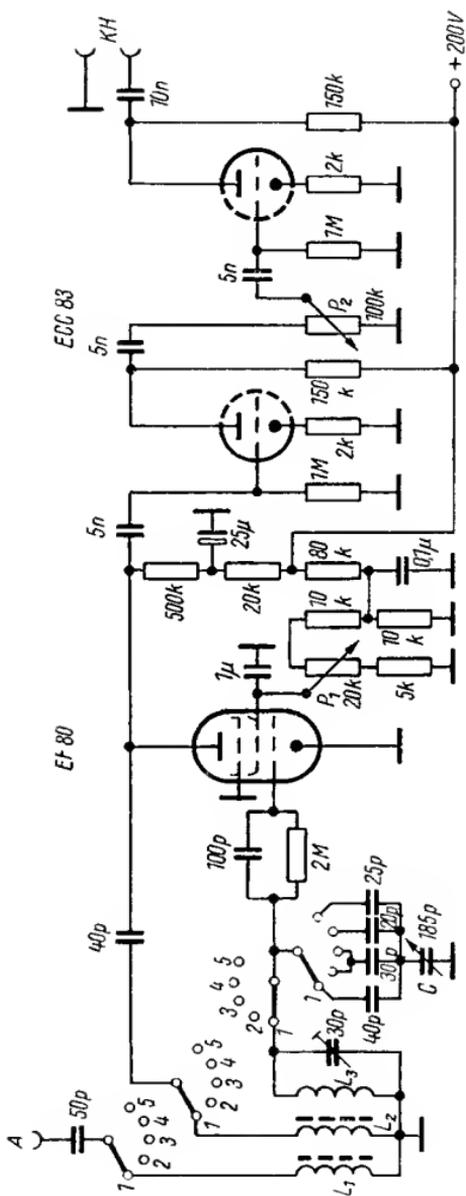


Bild 1 Schaltung eines KW-Einkreis-Empfängers mit 2 NF-Stufen für Kopfhörerbetrieb

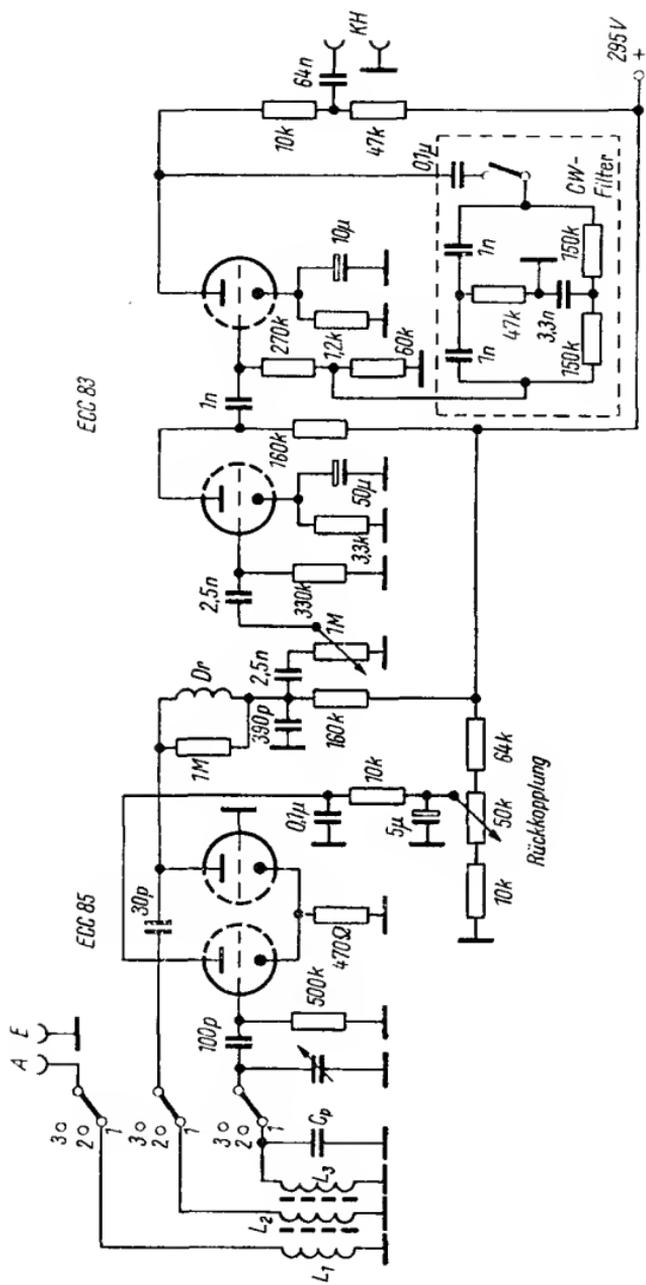


Bild 2 Schaltung eines KW-Einkreis-Empfängers mit katodengekoppelter Eingangsschaltung

Es hat nicht an Versuchen gefehlt, durch spezielle Schaltungsvarianten die Eigenschaften einfacher KW-Empfänger zu verbessern. Bild 2 gibt dafür ein Beispiel von *J. Borovicka (OK1BI)*, das in [2] veröffentlicht war. Die Schaltung arbeitet mit 2 Doppeltrioden, im HF-Teil (Audion) mit einer *ECC 85*, im NF-Teil mit einer *ECC 83*. Die beiden Triodensysteme der *ECC 85* sind katodengekoppelt, wobei das erste System in Anodenbasis-, das zweite in Gitterbasisschaltung arbeitet. Da die Rückkopplung von der Anode der Gitterbasisschaltung aus erfolgt, tritt eine bessere Trennung zwischen Empfangsgleichrichter und Rückkopplung auf. Geregelt wird die Rückkopplung durch Verändern der Anodenspannung der Anodenbasisstufe. Die Schwingkreisschaltung entspricht etwa der von Bild 1. Vor dem Steuergitter der ersten NF-Verstärkerstufe liegt der Lautstärkeregler. Um die Trennschärfe des Empfängers bei Telegrafieempfang zu verbessern, kann ein Doppel-T-Filter eingeschaltet werden. Das CW-Filter liegt zwischen Steuergitter und Anode der letzten NF-Verstärkerstufe als Gegenkopplungsglied. Da die Resonanzfrequenz des Filters bevorzugt verstärkt wird, erhält man eine Trennschärfverbesserung bei Telegrafieempfang. Die Stromversorgung besteht aus einer Anodengleichspannung von etwa 300 V/20 mA und einer Heizspannung 6,3 V/0,6 A. Die Originalschaltung ist ausgelegt für 3 KW-Amateurbänder.

Bild 3 zeigt den HF-Teil für einen einfachen KW-Amateurempfänger [3]. Verwendet wird die aus der UKW-Technik bekannte Gitterbasis-Eingangsschaltung. Der Eingangswiderstand ist sehr niederohmig, deshalb liegt die Katode der Gitterbasisstufe an einer Anzapfung der Schwingkreis- spule. Das Pentodensystem der Röhre *ECF 82* arbeitet in der bereits bekannten Audionschaltung. Hier liegt das Steuergitter auch an einer

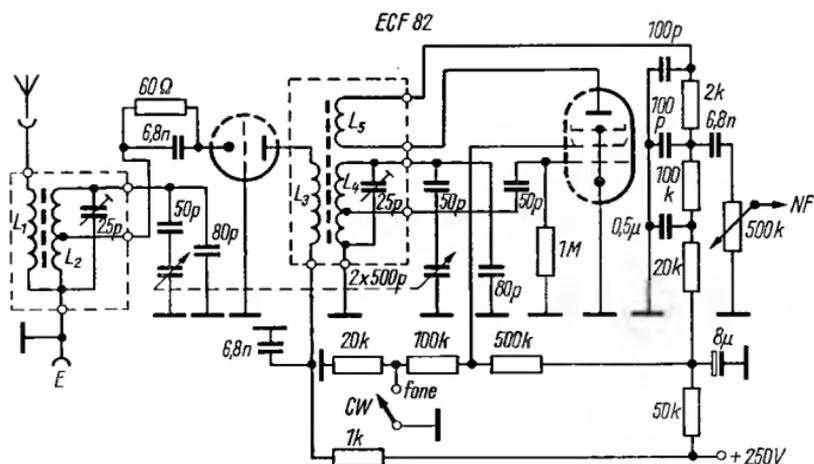


Bild 3 Schaltung eines KW-2-Kreisempfängers mit Gitterbasis-Eingangsschaltung

Anzapfung der Schwingkreisspule, damit man einen hohen Resonanzwiderstand für den Schwingkreis erhält. Da sowohl Eingangs- als auch Audionschwingkreis abgestimmt werden, handelt es sich um eine 2-Kreisempfängerschaltung. Durch geeignete Wahl der Spannungsteilerwiderstände im Schirmgitterkreis des Pentodensystems wird die günstigste Rückkopplung fest eingestellt. Der Schalter verändert die Schirmgitterspannung für Telefonie- oder Telegraficempfang. Als NF-Verstärker eignen sich die in Bild 1 oder Bild 2 angegebenen Schaltungen für Kopfhörerbetrieb. Die Anzapfungen liegen beim Eingangsschwingkreis bei etwa 10 % und beim Audionschwingkreis bei etwa 50 % der Windungszahl (vom masseseitigen Ende aus gerechnet).

Bei der Schaltung nach Bild 4 handelt es sich ebenfalls um einen 2-Kreisempfänger [4]. Für alle Stufen werden Pentoden verwendet (z. B. *EF 80*). Der Empfänger ist als Allwellenempfänger ausgelegt, da er den Frequenzbereich von 90 kHz bis 16 MHz erfaßt. Lediglich der 6. Bereich wurde mit einer Bandspreizung zum Empfang des 80-m-Amateurbands versehen. Die erste Röhrenstufe arbeitet als HF-Verstärker. Da mitunter starke HF-Signale auftreten, läßt sich die Verstärkung dieser Röhre durch Verändern der Schirmgitterspannung regeln. Die Audionschaltung weicht von dem bisher Gesagten etwas ab, da die Rückkopplungsregelung durch einen Drehkondensator erfolgt. Die Gleichspannungen der Audionschaltung werden einem Stabilisator (150 V) entnommen, wodurch ein sicheres Arbeiten der Rückkopplung gewährleistet wird. Der nachfolgende NF-Verstärker ist ebenfalls mit einer Pentode bestückt. Man erreicht damit etwa die gleiche Verstärkung wie mit den bereits angegebenen 2stufigen NF-Verstärkern mit Triodenbestückung (Bild 1 und Bild 2). Die Ankopplung des Kopfhörers erfolgt über einen Ausgangsübertrager, der etwa folgende Wicklungen enthält:

Kernpaket E/I48

primär	1500 Wdg., 0,10-mm-CuL
sekundär (600 Ω)	230 Wdg., 0,25-mm-CuL
sekundär (5 Ω)	22 Wdg., 0,60-mm-CuL

Die erforderliche Anodengleichspannung soll bei etwa 200 V/50 mA liegen, die Heizspannung beträgt 6,3 V/1 A. Die Spulendaten hängen weitgehend ab von den verwendeten HF-Spulenkörpern. In der Originalschaltung wurden Stiefelkörper 8 mm mit HF-Abgleichkern benutzt.

Die einzelnen Empfangsbereiche sind:

Bereich 1	90 kHz bis 200 kHz
Bereich 2	200 kHz bis 500 kHz
Bereich 3	500 kHz bis 1,5 MHz
Bereich 4	1,5 MHz bis 5,0 MHz
Bereich 5	5,0 MHz bis 16,0 MHz
Bereich 6	3,5 MHz bis 3,8 MHz

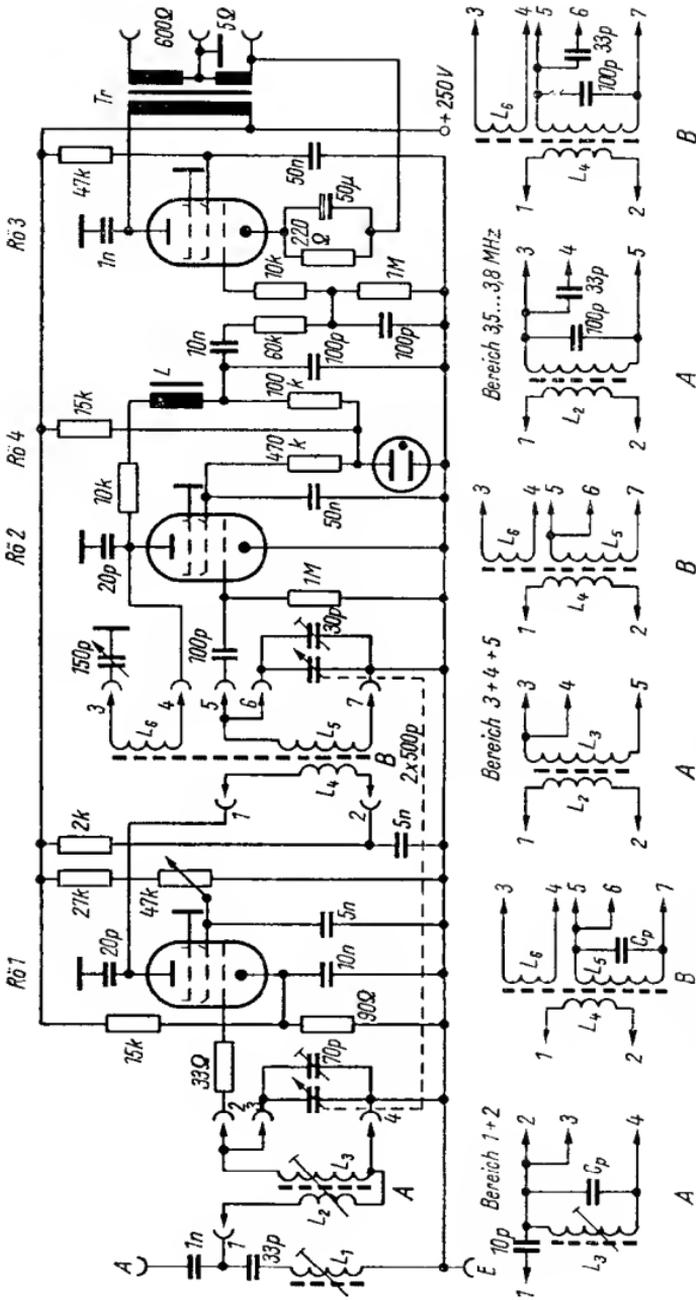


Bild 4 Schaltung eines 2-Kreisempfängers, der in 5 Teilbereichen Frequenzen von 90 kHz bis 16 MHz erfaßt

Für Bereich 6 werden die gleichen Spulen wie in Bereich 4 verwendet. Entsprechend den Angaben in Bild 4 liegen aber zur Bereichseinengung noch Parallel- und Reihen Kondensatoren im Schwingkreis. Es gelten für die HF-Spulen etwa folgende Windungszahlen:

	Bereich	Induktivität	Wdg.	Draht	C _p
1 A	L3	6,2 mH	360	0,1-mm-CuL	30 pF
1 B	L4	—	70	0,1-mm-CuL	—
	L5	6,2 mH	360	0,1-mm-CuL	60 pF
	L6	—	30	0,1-mm-CuL	—
2 A	L3	1,56 mH	180	0,1-mm-CuL	—
2 B	L4	—	60	0,1-mm-CuL	—
	L5	1,56 mH	180	0,1-mm-CuL	30 pF
	L6	—	6	0,1-mm-CuL	—
3 A	L2	—	250	0,1-mm-CuL	—
	L3	220 µH	78	20 × 0,05	—
3 B	L4	—	40	0,1-mm-CuL	—
	L5	220 µH	78	20 × 0,05	—
	L6	—	12	0,1-mm-CuL	—
4 A	L2	—	90	0,1-mm-CuL	—
	L3	22 µH	40	20 × 0,05	—
4 B	L4	—	20	0,15-mm-CuL	—
	L5	22 µH	40	20 × 0,05	—
	L6	—	4	0,15-mm-CuL	—
5 A	L2	—	25	0,15-mm-CuL	—
	L3	2,2 µH	11	20 × 0,05	—
5 B	L4	—	6	0,15-mm-CuL	—
	L5	2,2 µH	11	20 × 0,05	—
	L6	—	2	0,15-mm-CuL	—

Der am Antenneneingang liegende Saugkreis wird für die Frequenz eines störenden Ortssenders dimensioniert. Die in der Audionstufe liegende NF-Drossel besteht aus einem Kernpaket M42 mit etwa 2000 Wdg., 0,12-mm-CuL.

Die Weiterentwicklung der Empfangstechnik führte vom Geradeaus zum Superhetempfänger. Durch die Mischung der Eingangsfrequenz mit einer Oszillatorfrequenz erhält man eine Zwischenfrequenz (ZF), die dann selektiv verstärkt wird. Aufgabe des ZF-Verstärkers ist es, die Empfindlichkeit und die Trennschärfe des Empfängers zu verbessern. In der KW-Praxis dominieren heute Doppel- und Dreifachsuper. Um den Übergang zu dieser Empfängertechnik zu erleichtern, soll abschließend die Schaltung eines einfachen KW-Kleinsupers vorgestellt werden.

Bild 5 zeigt eine von J. Kubik (OK1AF) entwickelte Schaltung [5], die nur 2 Verbundröhren benötigt. Als Misch-Oszillator-Röhre dient die dafür konstruierte Röhre ECH 81. Die Doppeltriode ECC 82 arbeitet mit dem ersten System als ZF-Audion, mit dem zweiten als NF-Verstärker.

Die Schwierigkeit bei der Superhetschaltung besteht darin, daß Eingangskreis und Oszillatorkreis in verschiedenen Frequenzbereichen gleich-

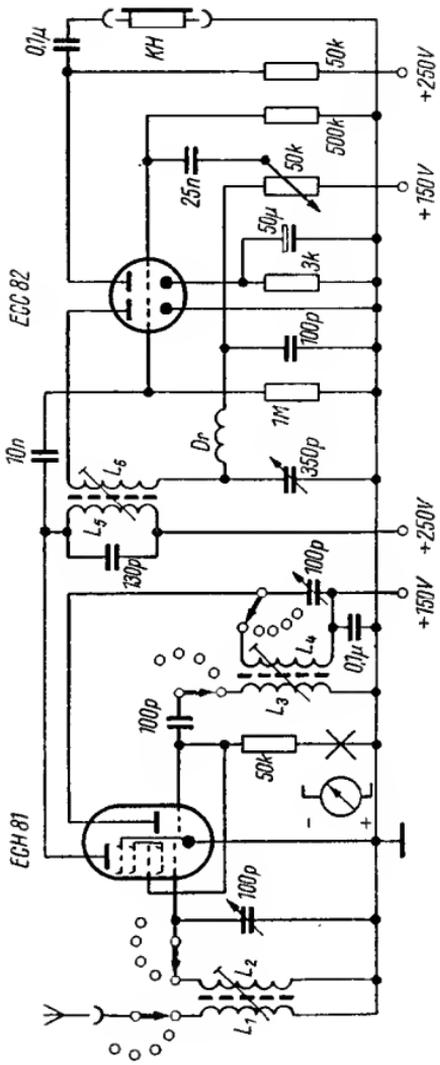


Bild 5 Schaltung eines einfachen KW-Kleinsupers mit einer Zwischenfrequenz von 1,6 MHz

laufend abgestimmt werden müssen, damit man eine feste ZF erhält. Soll die ZF 1,6 MHz betragen und der Eingangskreis von 3,5 bis 3,8 MHz reichen, so muß der Oszillator den Frequenzbereich von 5,1 bis 5,4 MHz erfassen. Es ist

$$5,1 \text{ MHz} - 3,5 \text{ MHz} = 1,6 \text{ MHz}$$

$$5,4 \text{ MHz} - 3,8 \text{ MHz} = 1,6 \text{ MHz}$$

Für die benutzte Zwischenfrequenz (ZF) von 1,6 MHz gibt die nachfolgende Tabelle die einzelnen Frequenzbereiche an.

Band	Eingangskreis	Oszillatorkreis
80 m	3,5 bis 3,80 MHz	5,1 bis 5,40 MHz
40 m	7,0 bis 7,10 MHz	8,6 bis 8,70 MHz
20 m	14,0 bis 14,35 MHz	15,6 bis 15,95 MHz
15 m	21,0 bis 21,45 MHz	22,6 bis 23,05 MHz
10 m	28,0 bis 29,70 MHz	29,6 bis 31,30 MHz

Um für den Anfänger diese Problematik zu vereinfachen, werden die Drehkondensatoren für den Eingangskreis und den Oszillatorkreis getrennt aufgebaut und auch getrennt abgestimmt. Da die ZF und die Skalen-eichung ebenfalls vom Oszillatordrehkondensator bestimmt werden, ist mit diesem die zu empfangende Station einzustellen. Der Eingangskreis wird dann nur auf größte Lautstärke nachgestimmt. Der ZF-Kreis an der Anode der Mischröhre ist fest abgestimmt und enthält zur Verbesserung der Empfangseigenschaften eine Rückkopplungsspule. Mit einem Drehkondensator kann die Rückkopplung geregelt werden. Das Potentiometer vor der NF-Stufe dient als Lautstärkereglер. Für den Betrieb dieser Schaltung wird eine stabilisierte Spannung von 150 V und eine weitere Gleichspannung von 250 V benötigt. Die Heizspannung beträgt 6,3 V.

In der Originalschaltung wurden Spulenkörper mit 10 mm Durchmesser mit HF-Abgleichkern benutzt. Dafür gelten etwa folgende Windungszahlen:

Band	L1	L2	L3	L4
80 m	25	60	30	50
40 m	10	32	15	30
20 m	8	16	12	15
15 m	6	12	8	11
10 m	5	9	6	8

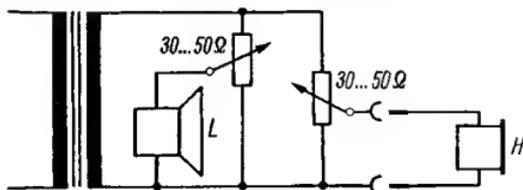
L5 hat etwa 90 Wdg., 0,25-mm-CuL, L6 etwa 25 Wdg., 0,25-mm-CuL; die HF-Drossel etwa 300 Wdg., 0,1-mm-CuL.

Alle vorgestellten Schaltungen sind für den Nachbau geeignet. Um den Abgleich zu vereinfachen und die richtigen Windungszahlen der Spulen festlegen zu können, sollte man ein Grid-Dip-Meter benutzen. Jedem Funkamateurler sei empfohlen, dieses vielseitig anwendbare Prüfgerät zu bauen. Bauanleitungen dazu findet man in der einschlägigen Amateurfunkliteratur.

Literatur

- [1] *Diefenbach, W. W.*, Moderner KW-Einkreisler „Newcomer I a“ für 10 bis 80 m, Funktechnik, H. 3/1960, S. 85
- [2] *Borovicka, J.*, Kratkovlnny prijímac s prínun zesílením, Amatérské Radio, H. 3/1964, S. 72 (ČSSR)
- [3] *K. W.*, Odbíorník počatkujúacego krotkofalowce, Radioamator, H. 4/1963, S. 123 (VR Polen)
- [4] *Hetenyi, L.*, 1-V-1 egyenes rendszerű vevőkeszűlek, Radiotechnika, H. 5/1965, S. 189 und H. 6/1965, S. 214 (VR Ungarn)
- [5] *Kubik, J.*, Komunikacni superhet se dvema elektronkami, Amatérské Radio, H. 1/1963, S. 6 (ČSSR)

Zusatzschaltung am FS-Empfänger für Schwerhörige



In vielen Fällen gibt es Familien mit schwerhörigen Mitgliedern. Es ist dann meist für den Normalhörenden eine Zumutung, bei voll aufgedrehtem Lautstärkereglereiner Darbietung zu folgen. Mit der dargestellten Schaltung läßt sich jedoch Abhilfe schaffen. Es wird an die niederohmige Wicklung des Ausgangsübertragers je ein Potentiometer entsprechend der Schaltung angeschlossen. Dabei soll jedes Potentiometer den doppelten Wert der Lautsprecherimpedanz aufweisen.

Wichtig ist jedoch, daß die Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers keine Verbindung zur übrigen Schaltung hat (z. B. Rückkopplungsverbindung). In diesem Falle sollte man von einem solchen Eingriff aus Sicherheitsgründen absehen.

R. A.

Literatur: Carlson E. C., Close-up TV-Listening, Radio-Electronics, Dezember 1961

Elektronische Bauelemente

Bildaufnahmeröhren
Bildwiedergaberöhren
Gasentladungsröhren
Höchstfrequenzröhren
Senderröhren
Empfängerröhren
Halbleiterdioden
Quarze

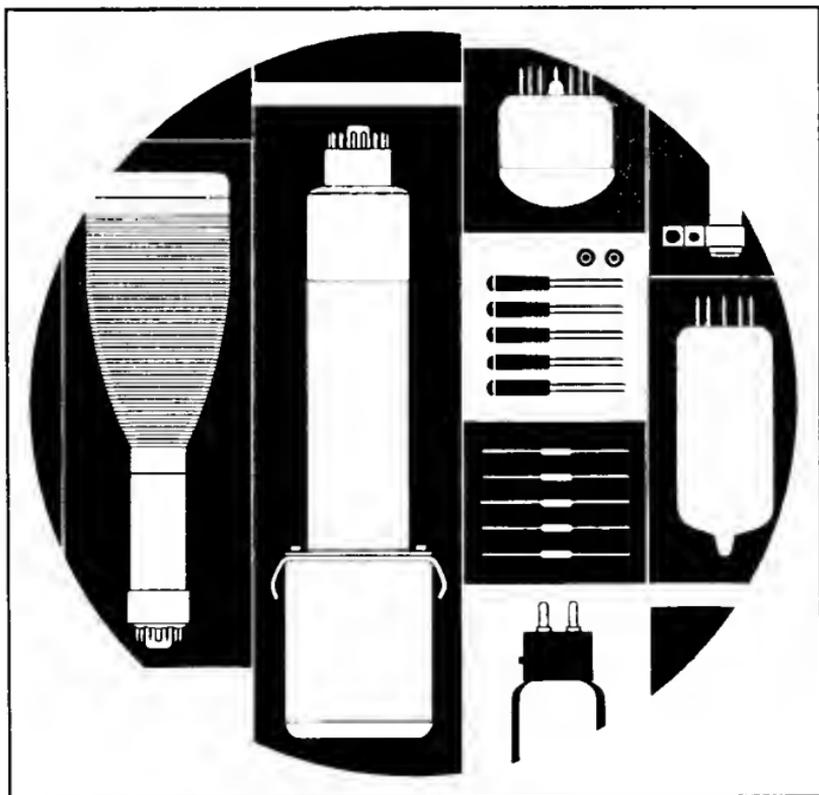
Fordern Sie unser ausführliches
Prospekt- und Katalogmaterial !

VEB Werk für Fernsehelektronik

116 Berlin-Oberschöneweide
Ostendstr. 1-5



electronic



Betrachtungen zur Leistungsfähigkeit horizontaler Kurzwellenantennen

Karl Rothammel
— DM 2 ABK

Der Begriff Antennengewinn kennzeichnet die Leistungsfähigkeit einer Antenne. Er ist eine Verhältnisaussage und gibt an, um wieviel mal mehr Leistung eine bestimmte Antenne in der Hauptstrahlrichtung liefert (oder aufnimmt) als eine auf die gleiche Frequenz abgestimmte Bezugsantenne. Es ist üblich, die Kennwertangabe des Gewinns g im logarithmischen Maßstab in Dezibel (dB) auszudrücken

$$g = 10 \lg \frac{P_1}{P_2};$$

P_1 = Leistung der untersuchten Antenne, P_2 = Leistung der Bezugsantenne.

Soll der Spannungsgewinn in dB angegeben werden, so gilt

$$g = 20 \lg \frac{U_1}{U_2};$$

U_1 = Spannung der untersuchten Antenne, U_2 = Spannung der Bezugsantenne.

Voraussetzung ist, daß beide Antennen den gleichen Speisepunktwiderstand haben. Die Angabe des Gewinns bezieht sich — wenn nicht anders angegeben — immer auf die Hauptstrahlrichtung bzw. Hauptempfangsrichtung. Als Bezugsantenne verwendet man heute allgemein den Halbwellendipol. Seltener wird die Gewinnangabe auf einen isotropen Strahler bezogen. Dieser hat keine Richtwirkung, man nennt ihn deshalb auch Kugelstrahler (Richtcharakteristik kugelförmig). Eine solche Antenne ist in der Praxis nicht darstellbar.

Der Halbwellendipol bringt bereits einen Gewinn von 2,15 dB gegenüber dem Kugelstrahler.

Um den Gewinn einer Antenne festzustellen, sind verschiedene Meßverfahren gebräuchlich. Alle aber haben die Forderung gemeinsam, daß sich innerhalb des Meßfelds eine ebene, homogene Wellenfront ausbreiten kann. Das Meßfeld muß deshalb — bezogen auf die Wellenlänge — möglichst groß sein und darf keine reflektierenden Gegenstände enthalten.

Die Antennen werden gewöhnlich auf hohen Holztürmen aufgestellt, um den Einfluß des Erdbodens (Bodenreflektion) geringzuhalten. Da die Kennwerte einer Antennenform im freien Raum unabhängig von der Resonanzfrequenz die gleichen sind, baut man häufig funktionsfähige Antennenmodelle für den VHF- oder UHF-Bereich und kann dann deren Eigenschaften in einem entsprechend stark verkleinerten Meßfeld bequem messen. Die Ergebnisse können direkt auf eine gleichartige und unter gleichen Umgebungsbedingungen errichtete Kurzwellenantenne übertragen werden. Genaugenommen sind aber die Eigenschaften nur exakt gleich, wenn sich die Antennen über idealer Erde oder unendlich weit vom Erdboden entfernt befinden, denn die Erdbodenleitfähigkeit ist frequenzabhängig. Die begrenzten Möglichkeiten eines Funkamateurs lassen jedenfalls einwandfreie Messungen des Antennengewinns kaum zu.

Der Gewinn einer Antenne steht im direkten Zusammenhang mit ihrer Richtcharakteristik. Ein Antennengewinn ergibt sich dann, wenn die verfügbare Leistung nicht wie beim Kugelstrahler nach allen Richtungen gleichmäßig ausgestrahlt, sondern in eine oder mehrere Richtungen konzentriert wird. Je schärfer diese Bündelung ist, um so größere Anteile der verfügbaren Leistung befinden sich in der Hauptstrahlrichtung, und desto größer ist der Antennengewinn.

Die für Kurzwellenantennen angegebenen Kenndaten sind für den Funkamateurler zunächst von theoretischer Bedeutung, denn sie haben nur unter idealen Umweltbedingungen im freien Raum Gültigkeit. Der Amateur muß aber fast immer mit einer von Gebäuden, Freileitungen, Masten und sonstigen reflexionsfähigen Gebilden „verzierten“ Antennenumgebung vorliebnehmen, und es wird wohl nur in den seltensten Fällen möglich sein, die Sendeantenne so hoch über dem Boden anzubringen, daß man den Einfluß des Bodens auf die Abstrahlung vernachlässigen kann. Es ist deshalb wichtig zu wissen, wie sich die Antennenumgebung auf die Kennwerte, insbesondere aber auf das Strahlungsdiagramm, auswirkt.

Bei diesen Betrachtungen geht man vom elementaren Resonanzgebilde, dem gestreckten Halbwellendipol, aus. Befindet er sich im freien Raum, also unter idealen Umgebungsbedingungen, so beträgt sein Strahlungswiderstand (= Fußpunktwiderstand) $73,2 \Omega$. Das Strahlungsdiagramm zeigt, daß der Halbwellendipol im rechten Winkel zu seiner Leiterachse maximal abstrahlt (= Hauptstrahlrichtung), dagegen in Achsrichtung

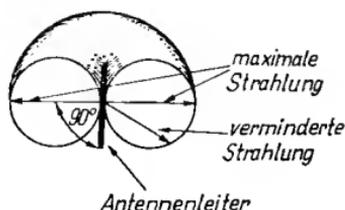


Bild 1
Das Strahlungsdiagramm eines Halbwellendipols im freien Raum (Ringwulst im Schnitt gezeichnet)

keine Energie abgibt (Bild 1). Die Art der Darstellung als aufgeschnittener Ringwulst mit dem Antennenleiter als Achse soll verdeutlichen, daß die Strahlung in alle 3 Dimensionen des Raumes erfolgt. In diesem Falle steht der Dipol senkrecht, daraus ergibt sich eine Rundstrahlung in der waagerechten Ebene (siehe Richtungspfeile der maximalen Strahlung). Orientiert man den Dipol waagerecht im Raum, so ändert sich an seinem Strahlungsdiagramm selbst nichts, es ist lediglich — ebenso wie der Dipol — um 90° in der Ebene versetzt. Leider befinden sich Amateurantennen nicht im freien Raum, sondern in mehr oder weniger großer Annäherung zum Erdboden und zu umgebenden Objekten. Es soll nun der Einfluß der Erdbodennähe auf die Antennenwerte untersucht werden.

Wellen, die eine Antenne senkrecht oder spitzwinklig nach unten zur Erdoberfläche hin abstrahlt, werden dort reflektiert. Diese reflektierten Strahlungsanteile passieren die Antennenstruktur auf ihrem Rückweg und induzieren dabei einen Strom im Antennenleiter. Die Phasenlage und die Größe dieses induzierten Stromes sind von der Aufbauhöhe der Antenne über der reflektierenden Erde abhängig. Der resultierende Antennenstrom besteht deshalb aus 2 Komponenten: Die Amplitude der Hauptkomponente ist durch die Senderleistung und den Strahlungswiderstand bestimmt. Die zweite Komponente besteht aus der vom Erdboden zum Antennenleiter reflektierten Strahlung. Sie kann in Abhängigkeit vom Abstand Antenne — Erde mehr oder weniger in Phase mit der Hauptkomponente sein. Bei Gleichphasigkeit addieren sich die Ströme. Sind sie nicht gleichphasig, so ist der resultierende Antennenstrom gleich der Differenz beider Komponenten. Da die vom Sender zur Antenne gelieferte Leistung P konstant ist, muß sich bei dem durch die reflektierten Anteile veränderten Antennenstrom I nach der Beziehung $P = I^2 \cdot R$ auch die Impedanz R der Antenne ändern. Deshalb entspricht der Fußpunkt-

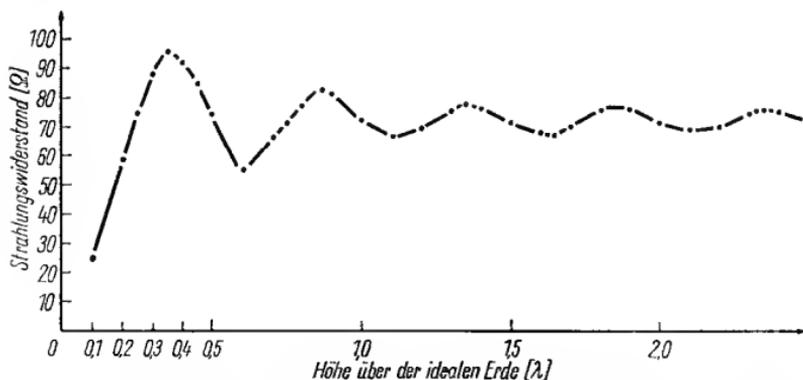


Bild 2 Der Strahlungswiderstand eines waagerechten Halbwellendipols in Abhängigkeit von dessen Aufbauhöhe über der idealen Erde

widerstand einer Antenne bei Erdbodenannäherung nicht mehr dem theoretischen Wert. Wie sich der Strahlungswiderstand eines waagerechten Halbwellendipols in Abhängigkeit von dessen Aufbauhöhe über der idealen Erde verändert, zeigt Bild 2. Man erkennt, daß sich bei Höhen von $\lambda/4$ und Vielfachen der Viertelwellenlänge ($\frac{1}{2}\lambda$, $\frac{3}{4}\lambda$, 1λ usw.) jeweils der theoretische Strahlungswiderstand von 73Ω einstellt. Hierbei wird ein unendlich dünner Antennenleiter vorausgesetzt. Die ideale Erde ist im allgemeinen nicht mit der Erdoberfläche identisch, sie befindet sich entsprechend der Leitfähigkeit der Erdschichten und in Abhängigkeit von der Frequenz mehr oder weniger tief unter der Erdoberfläche und unterliegt außerdem witterungsbedingten Schwankungen (wechselnder Feuchtigkeitsgehalt). Ideale Erdverhältnisse haben nur solche Antennen, die über ausgedehnten Wasserflächen oder größeren Metallflächen (z. B. Blechdächer) aufgebaut sind. Man kann eine solche Erdungsfläche auch künstlich herstellen, indem über, auf oder knapp unter der Erdoberfläche ein weiträumiges und möglichst engmaschiges Drahtnetz angebracht wird. Dabei ist es erforderlich, daß diese Oberflächenleiter nach allen Richtungen um mindestens $\frac{1}{2}$ Wellenlänge größer sind als die Antennenausdehnung.

Für die Praxis am bedeutungsvollsten ist jedoch die Auswirkung der Antennenaufbauhöhe auf die Strahlungscharakteristik von waagerechten Strahlern. Durch die Erdreflexionen wird das Vertikaldiagramm von Horizontaldipolen, das im freien Raum exakt kreisförmig ist, mehr oder weniger stark verformt. Als Vertikaldiagramm eines horizontalen Strahlers bezeichnet man jenes Strahlungsbild, das sich ergibt, wenn man, gesehen in Achsrichtung des Antennenleiters, einen senkrechten Schnitt ausführt (Bild 3). Die Wellen, die mit Winkeln $> 90^\circ$ bis $< 270^\circ$ von der Antenne abgestrahlt werden, gelangen zur Erdoberfläche, die sie reflektiert. Die reflektierten Wellen kombinieren sich nun in Abhängigkeit von der Antennenhöhe und der Erdbodenstruktur mit den direkten Wellen, so daß unter bestimmten vertikalen Winkeln Gleichphasigkeit zwischen direkter und reflektierter Welle herrscht, unter anderen Winkeln jedoch Gegenphasigkeit besteht. Ist die Erdbodenreflexion total (Idealfall), so addieren sich bei Gleichphasigkeit die Anteile der direkten und der reflektierten Welle, bei Gegenphasigkeit löschen sie sich gegenseitig aus (Nullstellen). Zwischen diesen beiden Extremfällen ergeben sich entsprechend

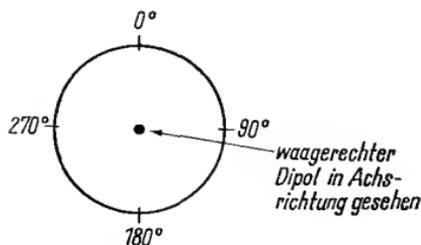


Bild 3
Das Vertikaldiagramm
eines horizontalen Dipols
im freien Raum

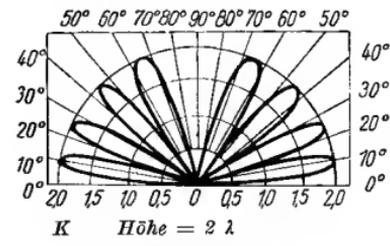
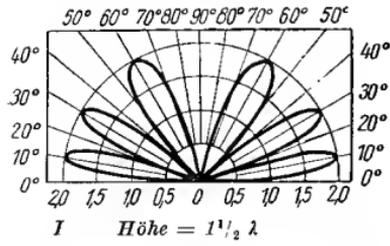
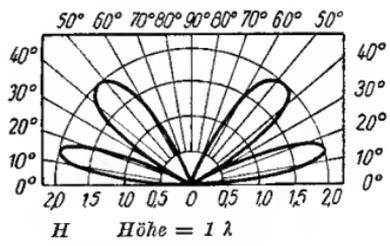
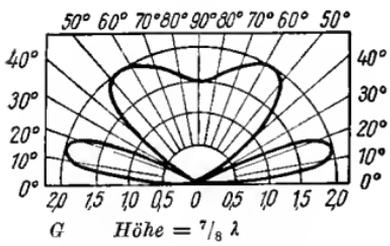
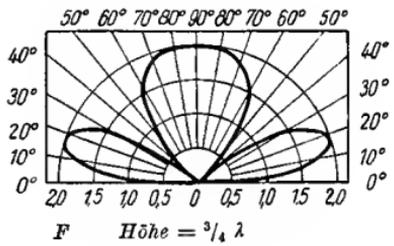
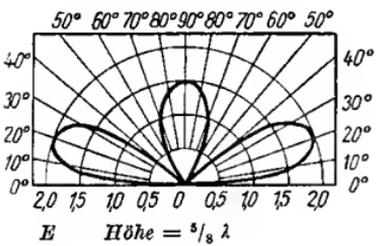
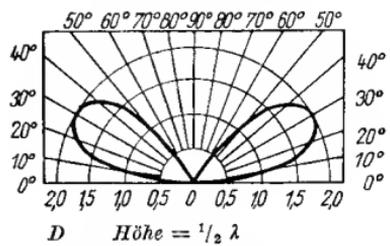
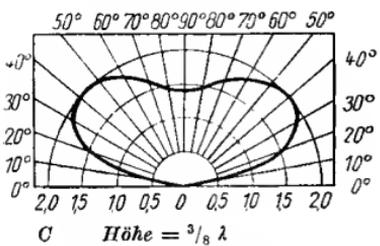
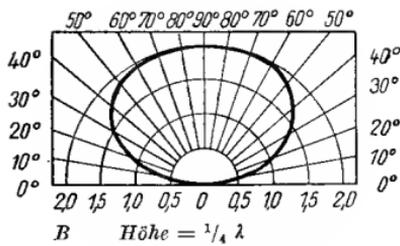
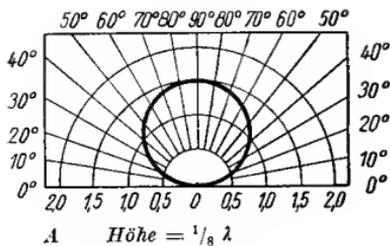


Bild 4 Vertikaldiagramme waagerechter Halbwelldipole in verschiedenen Aufbauhöhen über idealer Erde

der Phasenlage Zwischenwerte als Differenz von direkter und reflektierter Welle.

Bild 4 zeigt, wie sich die auf die Wellenlänge bezogene Aufbauhöhe eines horizontalen Halbwellendipols über idealer Erde auf das Vertikaldiagramm auswirkt. Es wird dabei ein Multiplikationsfaktor angegeben, der immer dann seinen möglichen Maximalwert 2 erreicht, wenn direkte Welle und reflektierte Welle gleiche Phasenlage und gleiche Richtung haben.

Da sich durch die Erdbodenreflexionen das Vertikaldiagramm unter Bildung mehrerer Hauptkeulen nach oben erhebt, nennt man die Winkelgrade zur Horizontalen, bei denen Strahlungsmaximum auftritt, auch Erhebungswinkel. Nach Bild 4 D beträgt z. B. der Erhebungswinkel eines waagerechten Halbwellendipols in $\frac{1}{2}\lambda$ Höhe über idealer Erde 30° . Es läßt sich auch ersehen, daß unter den Winkeln 10° und 55° der Multiplikationsfaktor 1,0 beträgt. Da er sich auf eine Spannung (Feldstärke) bezieht, kann man die Multiplikationsfaktoren auch in Dezibel ausdrücken: $1,0 = 0 \text{ dB}$, $1,5 = +3,5 \text{ dB}$, $2,0 = +6,0 \text{ dB}$ und $0,5 = -6,0 \text{ dB}$.

Um die Bedeutung des vertikalen Erhebungswinkels einer Antenne für den praktischen Funkverkehr über sehr weite Entfernungen (DX-Verkehr) einschätzen zu können, muß man sich mit der Raumwellenausbreitung beschäftigen. Bekanntlich kommen weltweite Kurzwellenverbindungen über Reflexionen an der Ionosphäre zustande. Dieser Vorgang ist in Bild 5 vereinfacht dargestellt. Die Hauptstrahlung einer Antenne, die unter dem verhältnismäßig großen Erhebungswinkel α_1 zur F_2 -Schicht gelangt und dort reflektiert wird, überbrückt mit einem „Sprung“ nur eine relativ geringe Entfernung d_1 . Die etwas flachere Abstrahlung mit dem Erhebungswinkel α_2 zeigt schon eine viel größere Sprungdistanz d_2 . Mit mehreren Sprüngen (im Bild sind nur 2 angedeutet) besteht auch Arbeitsmöglichkeit über sehr große Entfernungen. Dabei ist jedoch zu berücksichtigen, daß jeder Sprung die Strahlung schwächt,

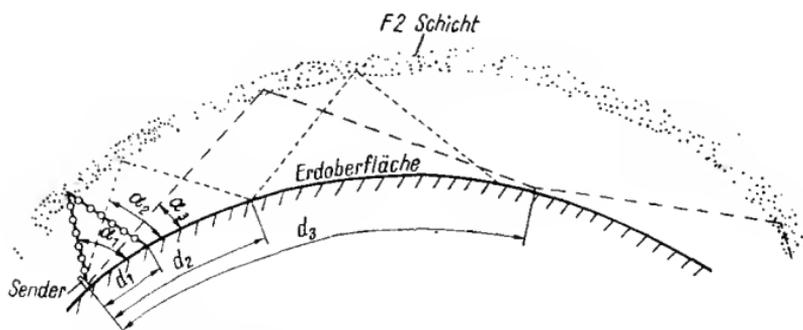


Bild 5 Der vertikale Erhebungswinkel und sein Einfluß auf die Ausbreitung über große Entfernungen

denn bei jedem Durchgang durch die unterhalb der F_2 -Schicht befindlichen absorbierenden Schichten und bei jeder Erdbodenreflexion tritt erneute Dämpfung auf. Ein sehr flacher Erhebungswinkel von $\alpha 3$ ist deshalb für die DX-Arbeit besonders günstig. Die Sprungdistanz d_3 wird dabei schon sehr groß, und es lassen sich mit verhältnismäßig wenigen Sprüngen interkontinentale Entfernungen gut überbrücken. Als Anhaltspunkt sei erwähnt, daß unter günstigen Bedingungen ein Sprung bis zu 4000 km betragen kann.

Die Reflexion in der Ionosphäre ist von der Frequenz abhängig. Mit zunehmender Frequenz muß der Strahl immer flacher auf die ionisierte Schicht auftreffen, damit er noch reflektiert wird. Die Bereiche der optimalen Erhebungswinkel für die einzelnen Amateurbänder liegen etwa wie folgt:

40-m-Band	12° bis 40°
20-m-Band	10° bis 25°
15-m-Band	7° bis 20°
10-m-Band	5° bis 14°

Daraus geht hervor, daß die Energie, die eine Antenne mit Erhebungswinkeln $> 40^\circ$ und $< 5^\circ$ abstrahlt, für Weitverbindungen nutzlos ist. Im übrigen wird die Strahlung, die annähernd tangential zur Erdoberfläche verläuft (Erhebungswinkel $< 5^\circ$), sehr stark von dieser absorbiert. Die Winkelbereiche berücksichtigen, daß die Ionosphäre dauernden Schwankungen unterliegt. Mit den jeweiligen Zustandsänderungen wird auch der optimale Erhebungswinkel ein anderer. Die größtmögliche Aufbauhöhe der Antenne ist die beste, aber bereits bei einer Antennenhöhe von 12 m kann man in den Amateurbändern 10 m, 15 m und 20 m mit guten DX-Ergebnissen rechnen, während bei einer 40-m-Antenne die Bauhöhe nicht unter 15 m liegen sollte.

Natürlich beziehen sich diese Mindesthöhen auf eine freie Antennenumbauung. Nahe gelegene reflexionsfähige Objekte setzen die wirksame Antennenhöhe herab und bewirken schwer übersehbare Veränderungen der Richtcharakteristik. Horizontal polarisierte Antennen reagieren besonders empfindlich, wenn sich in ihrer Nähe waagrecht ausgedehnte Hindernisse befinden wie Freileitungen aller Art, Traufrohre von Metalldachrinnen und waagerechte Dachleitungen von Blitzableiteranlagen. Der Einfluß solcher Hindernisse kann jedoch vernachlässigt werden, wenn deren räumliche Ausdehnung viel kleiner ist als die halbe Wellenlänge, bezogen auf die Arbeitsfrequenz der Antenne. Das besagt z. B., normale Fernsehantennen üben keinen nachteiligen Einfluß auf die Strahlungseigenschaften von nahe gelegenen Kurzwellenantennen aus. Analog wird die Abstrahlung vertikal polarisierter Antennen durch senkrecht ausgehende Objekte, wie Metallmasten aller Art, besonders gestört.

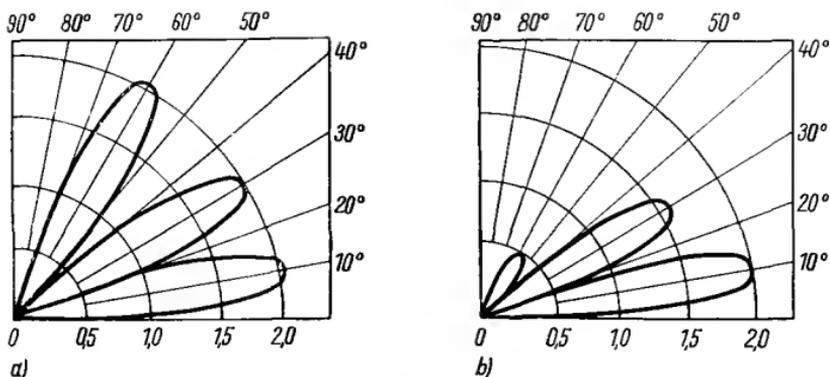


Bild 6 Vertikaldiagramm eines horizontalen Halbwellendipols (a) und einer waagerechten 3-Element-Yagi-Antenne (b) in gleicher Aufbauhöhe von $1\frac{1}{2}\lambda$ über idealer Erde

Interessant ist auch die Tatsache, daß alle Horizontalantennen mit parasitären Elementen bei gleicher Aufbauhöhe die gleichen vertikalen Erhebungswinkel wie ein Halbwellendipol haben. Das bedeutet z. B., eine in $1\frac{1}{2}\lambda$ Höhe über idealer Erde aufgebaute 3-Element-Yagi-Antenne zeigt ebenso wie ein Halbwellendipol Erhebungswinkel von 10° , 30° und 60° (Bild 6). Unterschiedlich ist lediglich der Multiplikationsfaktor für die einzelnen Strahlungsloben. Auf Grund der Richtcharakteristik einer Yagi-Antenne wird die unter dem Erhebungswinkel 60° auftretende Strahlung sehr stark unterdrückt (Multiplikationsfaktor 0,5), bei 30° beträgt der Faktor 1,6. Er erreicht schließlich bei 10° Erhebungswinkel seinen Maximalwert 2,0. Diese Strahlungskonzentration unter niedrigem Erhebungswinkel ist für Weitverbindungen besonders günstig.

Häufig findet man in Beschreibungen von Kurzwellen-Amateurantennen Gewinnangaben, die im Widerspruch zum theoretisch möglichen Gewinn dieser Bauform stehen. Natürlich gibt es nur einen Antennengewinn, nämlich den unter idealen Verhältnissen im freien Raum gemessenen, der sich auch theoretisch aus der Antennenwirkfläche ableiten läßt. Wenn ein Amateur Antennengewinne ermittelt, so geschieht dies — mangels anderer Möglichkeiten — zumeist durch Feldstärkevergleiche im Funkverkehr mit weit entfernten Partnern. Dabei ist außer der zu untersuchenden Antenne noch ein in gleicher Höhe aufgebauter Bezugsdipol erforderlich, des weiteren muß die empfangende Gegenstelle über ein geeichtes „S-Meter“ (Feldstärkeanzeiger) verfügen. Da die Ausbreitung bei diesem Verfahren immer über Reflexionen an der Ionosphäre erfolgt, ist der Erhebungswinkel der Hauptstrahlung im Zusammenhang mit dem Zustand der Ionosphäre ausschlaggebend für das Meßergebnis. Besonders ins Auge fällt die Diskrepanz der Gewinnangaben bei der bekannten Cubical-Quad-An-

tenne. Die für sie propagierten Daten liegen weit über dem theoretisch möglichen Gewinn. Bedenkt man jedoch, daß diese Angaben wahrscheinlich durch das vorerwähnte Verfahren ermittelt wurden, und weiß man ferner, daß die Quad-Antenne ein vertikal gestocktes System darstellt, so sind diese Ergebnisse durchaus glaubwürdig. Vertikal gestockte Horizontalantennen bündeln die Strahlung in der Vertikalebene bei sehr flachem Erhebungswinkel. Die Quad kann deshalb oft interkontinentale Entfernungen mit weniger Sprüngen überbrücken, als dies dem Vergleichsdipol möglich ist (siehe Bild 5). Jeder zusätzliche Sprung verursacht zusätzliche Verluste, die im Meßergebnis zum Ausdruck kommen. Selbstverständlich erhebt dieses Meßverfahren „über die Ionosphäre“ keinen Anspruch auf Genauigkeit, es ist wegen seiner vielen variablen Größen auch nicht reproduzierbar. Trotzdem kann man es als praxisnahe bezeichnen, da die Ergebnisse unter den Bedingungen der Amateurpraxis ermittelt werden und also im Hinblick auf die Verwendung für den Amateur aussagekräftig sind.

Zusammenfassung

Die Leistungsfähigkeit einer horizontalen Kurzwellenantenne im Verkehr über weite Entfernungen (DX-Verkehr) ist in erster Linie vom vertikalen Erhebungswinkel der Hauptstrahlung abhängig. Dieser soll um so flacher sein, je höher die Sendefrequenz ist. Für gute DX-Ergebnisse sollte die Aufbauhöhe einer horizontalen Antenne mindestens $\lambda/2$ über der idealen Erde betragen (10-m-, 15-m- und 20-m-Band). Im 40-m-Band benötigt man eine Höhe von $\frac{3}{8}\lambda$ (etwa 15 m).

Die geometrische Aufbauhöhe ist nicht gleich der effektiven Höhe. Letztere schwankt in Abhängigkeit von der frequenzabhängigen Erdbodenleitfähigkeit und der Bebauung. Es gilt die Regel, daß die größtmögliche Aufbauhöhe immer die beste ist.

Besonders günstig für die DX-Arbeit sind vertikal gestockte Horizontalstrahler wie Cubical-Quad oder „Fauler Heinrich“, weil sie besonders in der Vertikalebene bei kleinem Erhebungswinkel bündeln. Dieser Umstand erklärt die oft zitierte Überlegenheit der Cubical-Quad gegenüber einer 3-Element-Yagi-Antenne, wobei häufig auch die geringere Höhenempfindlichkeit der Quad hervorgehoben wird.

WTB**WISSENSCHAFTLICHE
TASCHENBÜCHER**

Diese Taschenbücher vermitteln dem wissenschaftlich Arbeitenden und Interessierten gut fundierte Darstellungen von hohem Niveau, geben dem Studierenden eine einführende Information über sein Fachgebiet und bieten dem in der Praxis Tätigen die Möglichkeit, sich einen Überblick über ein ihn interessierendes Fachgebiet zu verschaffen.

In der Reihe MATHEMATIK • PHYSIK erschienen u. a.

Elektronik für den Physiker

Von Prof. Dr. HARRY PFEIFER

6 Bände

Band 1: Widerstände, Kondensatoren und Spulen

Band 2: Die Elektronenröhre

Band 3: Schaltungen mit Elektronenröhren

Band 4: Wellenausbreitung

Band 5: Mikrowellenelektronik

Band 6: Halbleiterelektronik

Jeder Band umfaßt etwa 100 bis 160 Seiten mit zahlreichen Abbildungen und Tabellen, Format 11 × 18 cm, mit festem Kartonumschlag versehen, je Band MDN 8,—.

Einzeln oder komplett durch jede Buchhandlung zu beziehen.

Ausführlicher Werbeprospekt mit Inhaltsangaben der bisher vorliegenden Bände der Reihe MATHEMATIK • PHYSIK unverbindlich vom

AKADEMIE - VERLAG • BERLIN

108 Berlin, Leipziger Straße 3—4

Messungen und Prüfungen mit dem Oszillografen

Hagen Jakubaschk

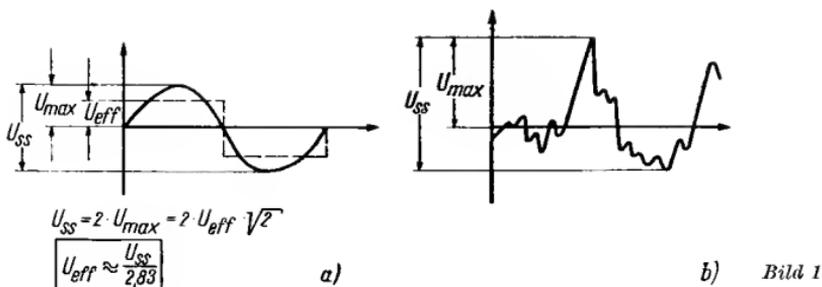
Es ist häufig zu beobachten, daß vorhandene Oszillografen ungenügend ausgenutzt werden, weil man ihre vielseitigen Anwendungsmöglichkeiten zu wenig kennt. Selbst erfahrene Fernsehwerkstattpraktiker sind sich oft nicht klar darüber, daß sich ein Oszillograf nicht nur schlechthin „zum Betrachten von Impulsformen“ eignet, sondern darüber hinaus auch in vielen anderen Fällen ein vorzügliches und vielseitiges Prüf- und Meßmittel ist. Die folgenden Beispiele sollen einige Anregungen geben. Weitergehende Darstellungen und Zusammenfassungen findet der Praktiker in der abschließend angegebenen Literatur.

Amplitudenmessungen

Die Messung von Wechselspannungsamplituden erfolgt meist durch Vergleich von Oszillogrammhöhe der unbekanntenen Spannung mit der einer bekannten Vergleichsspannung. Vorteil des Oszillografen dabei ist, daß sich die Spannungswerte (Maximalspannung oder Amplitudenwerte beliebiger interessierender Punkte eines Oszillogramms) unabhängig von der Kurvenform erfassen lassen. Es können also auch nichtsinusförmige Spannungen – für die bekanntlich die Eichungen üblicher Vielfachmesser, Röhrenvoltmeter u.ä. nicht stimmen – exakt gemessen werden.

In der Impulstechnik wird gewöhnlich die von der Kurvenform unabhängige Spitze-Spitze-Spannung U_{SS} angegeben, seltener die (nur bei Impulsformen ohne Gleichspannungsanteil sinnvolle) Maximal- oder Scheitelspannung U_{max} . Bild 1 verdeutlicht die Zusammenhänge zwischen U_{SS} , U_{max} und der Effektivspannung U_{eff} . Bild 1a zeigt die für Sinusspannungen gültigen rechnerischen Zusammenhänge. Bild 1b gibt die Definition für U_{max} und den einzigen von der Nulllinie unabhängigen und für alle Oszillogrammformen anwendbaren Wert U_{SS} an.

Man stellt die unbekanntene Spannung auf dem Oszillografenbildschirm – der ein vorgesetztes Raster haben muß, am günstigsten ein 5-mm-Raster – auf eine geeignete Höhe mit dem Y-Eingangregler derart ein, daß die



interessierenden Oszillogrammpunkte (im allgemeinen höchster und tiefster Kurvenpunkt entsprechend U_{SS} in Bild 1a) genau auf zwei zu merkenden Rasterlinien liegen; ihr vertikaler Abstand beträgt dann beispielsweise genau 20 mm oder einen ähnlichen markanten Wert. Der Y-Regler am Oszillografen darf nun nicht mehr verstellt werden. Anschließend wird am Y-Eingang an Stelle der zu messenden Spannung eine bekannte, regelbare Wechselspannung angeschlossen und auf genau gleiche Oszillogrammhöhe gebracht wie die zuvor abgebildete Spannung. Nunmehr entspricht der am Y-Eingang anliegende Spannungswert als Spitze-Spitze-Spannung U_{SS} dem Wert U_{SS} (bzw. dem Amplitudenwert der verglichenen Oszillogrammpunkte) der unbekanntten Spannung. Wird als Vergleichsspannung eine Sinusspannung benutzt, z. B. aus einem Tongenerator oder direkt aus der Netzspannung über ein Potentiometer bereitgestellt, so kann der mit normalem Vielfachmesser am Y-Eingang des Oszillografen parallel gemessene Effektivspannungswert U_{eff} gemäß Bild 1a auf den gesuchten Wert U_{SS} umgerechnet werden ($U_{SS} = 2,83 \cdot U_{eff}$).

Auf diesem Wege lassen sich auch einfache Oszillografen verwenden, die keine eingebaute Vergleichsspannungsquelle und keinen geeichten Meßverstärker haben, zusammen mit einer Sinusspannungsquelle und einem üblichen Vielfachmesser zum Messen der Spitze-Spitze-Spannung beliebiger Impulsformen.

Frequenzmessungen

Frequenzmessungen mit dem Oszillografen sind stets Vergleiche der unbekanntnen mit einer bekannten Frequenz. Es gibt dafür verschiedene Verfahren, von denen zwei von Bedeutung sind.

Frequenzvergleich nach Lissajous

Der Oszillograf muß hierzu außer dem Y-Eingang einen Eingang für X-Ablenkung haben, was bei allen modernen Oszillografen der Fall ist. Die eingebaute Zeitablenkung (Kippfrequenz) schaltet man ab, und dem

Oszillografen wird am Eingang Y die unbekannte, am Eingang X die bekannte (Vergleichs-) Frequenz zugeführt. Die zugehörigen Oszillografeneingangsregler sind so einzustellen, daß beide Auslenkrichtungen etwa gleich weit ausgeschrieben werden.

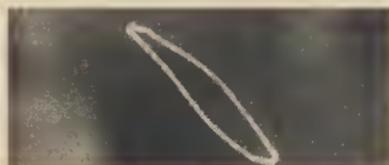
Solange beide Frequenzen nicht mit ganzzahligem Verhältnis übereinstimmen, kommt es zur Abbildung mehr oder weniger schnellbewegter schleifenförmiger Figuren. Man versucht nun durch langsames Ändern der Vergleichsfrequenz (einem Tongenerator, HF-Generator o.ä. entnommen) zunächst einen Stillstand der Figur zu erreichen. Steht die Figur still — was bei höheren Frequenzen eine gute Feineinstellung am Vergleichsfrequenzgenerator und etwas Geschick und Geduld bei seiner Bedienung erfordert —, so kann durch Auszählen ihrer „Knotenstellen“ festgestellt werden, in welchem Verhältnis unbekannte und Vergleichsfrequenz zueinander stehen. Damit ist die unbekannte Frequenz als Vielfaches der (am Vergleichsfrequenzgenerator ablesbaren) Vergleichsfrequenz bestimmt. Bei höheren Frequenzen und geringer Konstanz der unbekannteren Frequenz gelingt es oft nur kurzfristig, Stillstand der *Lissajous*-Figur auf dem Oszillografenschirm zu erreichen. Die Auswertung ist dann Übungssache; schwierig allerdings bei höheren Frequenzverhältnissen als $1:2 \dots 1:3$, während beim Verhältnis $1:1$ (unbekannte Frequenz = Vergleichsfrequenz) das Erkennen der dafür charakteristischen Kreisfigur sogar in Sekundenbruchteilen gelingt. Einige Fotobeispiele zeigen die Auswertung *Lissajouscher* Figuren.

Bild 2 gibt das entstehende Oszillogramm für ein Verhältnis beider Frequenzen von $1:1$ und bei 90° Phasendifferenz wieder. Bild 3 gilt für das gleiche Verhältnis und etwas andere Phasenlage. Bei 0° und 180° Phasendifferenz beider Schwingungen wird ein schräg verlaufender Strich geschrieben. Bei sehr geringen Frequenzdifferenzen gehen Bild 2 und 3 über alle Zwischenformen ständig wechselnd ineinander über; die Figur ist dann

Bild 2



Bild 3



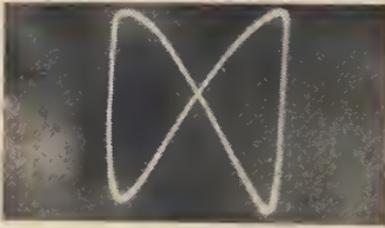


Bild 4



Bild 5



Bild 6

in ständiger Bewegung. Sinngemäß gilt das auch für die folgenden Beispiele, bei denen es insofern von Bedeutung ist, als bei „laufender“ Figur die Knotenstellen kaum exakt auszählbar sind. Bild 4 zeigt die Figur für ein Verhältnis $f_y : f_x = 2 : 1$, Bild 5 das gleiche Verhältnis bei etwas anderer Phasenlage.

Bild 6 entspricht $f_y : f_x = 3 : 1$, Bild 7 wiederum das gleiche bei anderer, für die Auswertung ungeeigneter Phasenlage. Schließlich gibt Bild 8 noch ein Beispiel für das Verhältnis $4 : 1$. In diesem Bild sind 3 Knotenstellen zu erkennen, an denen sich die Schwingungszüge überkreuzen. Zu beachten ist, daß auch die äußeren Schleifenenden zusammen als eine Kreuzung zu denken sind, man zählt also „erkennbare Knotenstellen + 1“ und erhält das Verhältnis der unbekanntes zur bekannten Vergleichsfrequenz. Bild 6 läßt 2 Knotenstellen erkennen, man rechnet $2 + 1 = 3$ und findet somit $f_y : f_x = 3 : 1$. Bild 4 zeigt eine Knotenstelle; $1 + 1 = 2$, also $f_y : f_x = 2 : 1$. Ist die Vergleichsfrequenz f_x größer als die unbekanntes Frequenz f_y , so erscheinen die entsprechenden Figuren um 90° gedreht; die Auszählung erfolgt analog. Bild 9 gibt ein Beispiel für $f_y : f_x = 1 : 2$.

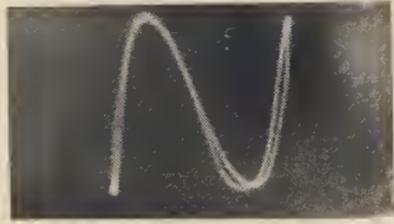


Bild 7



Bild 8



Bild 9

Frequenzvergleich mit Hellmarken

Hierzu muß der benutzte Oszillograf einen Anschluß für Helligkeitssteuerung haben. Die zu messende Frequenz wird unter Benutzung der Kippspannung (Zeitbasis) des Oszillografen normal mit 2 bis 3 Perioden abgebildet und synchronisiert, so daß sich ein stehendes Bild ergibt. Die Vergleichsfrequenz führt man der Hellsteuerung des Oszillografen zu, das ergibt in dem abgebildeten Kurvenzug eine Hell-Dunkel-Modulation. Dies Oszillogramm ähnelt dann einer „Perlschnur“. Bild 10 gibt dafür ein Beispiel. Es empfiehlt sich, dabei die Kurvenhelligkeit geringzuhalten und die Amplitude der Vergleichsfrequenz so zu wählen, daß die „Perlschnur“ gerade ausreichend deutlich sichtbar wird. Um eine schärfere Begrenzung der Leuchtmarken zu erzielen, sollte die Vergleichsfrequenz vorteilhaft eine Rechteck- oder Nadelschwingung sein, jedoch kann man behelfsmäßig auch mit Sinusspannung arbeiten. Durch Verändern der Vergleichsfrequenz läßt sich ein Stillstand der Hellmodulation im abgebildeten Kurvenzug erreichen, wobei die Vergleichsfrequenz so gewählt wird,

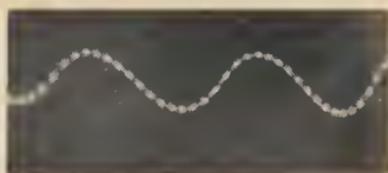


Bild 10

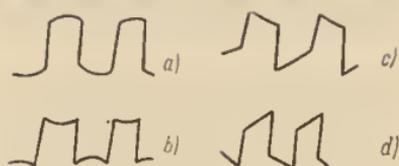


Bild 11

daß auf jede Periode der unbekanntem Frequenz nur 1 bis 4 Hellmarken entfallen. Die Anzahl der stillstehenden Hellmarken je Periode der unbekanntem Schwingung ergibt das gesuchte Frequenzverhältnis. Ein vorgelegtes Raster leistet beim Auszählen der Hellmarken wertvolle Dienste, eine angelegte Linealkante erfüllt den gleichen Zweck. Bild 10 zeigt das Verhältnis gleich 1:18 (zur Verdeutlichung gewählt, für sichere Auszählung bereits ungünstig hoch!), auszuzählen ist selbstverständlich eine volle Periode (2 Halbwellen). Die unbekanntem Frequenz betrug also $\frac{1}{18}$ der Vergleichsfrequenz.

Dieses Verfahren eignet sich insbesondere zur Frequenz- oder Zeitmessung an nichtsymmetrischen Kurvenformen, kurzen Impulsen u.ä., bei denen das *Lissajous*-Verfahren (das für Sinusschwingungen vorteilhafter ist) schwer auswertbare Bilder ergibt.

Prüfungen an NF-Verstärkern

In der NF-Verstärkertechnik kann die oszillografische Rechteckprüfung eine ganze Anzahl sonst notwendiger Messungen und Kontrollen mit werkstatmäßig völlig zureichender Genauigkeit in einem Arbeitsgang ersetzen. Die zur Auswertung der Oszillogrammbilder notwendige Erfahrung ist durch Versuche an einigen wenigen Verstärkern mit bekannten Eigenschaften schnell gewonnen. Benötigt wird ein Rechteckspannungsgenerator, bei dem für NF-Verstärker-Prüfzwecke mit einigen wenigen Festfrequenzen auszukommen ist. Man arbeitet fast immer mit einer „Standard“-Frequenz bei etwa 500 Hz (genauer Wert unkritisch), für genauere Analyse des Verhaltens an der unteren und oberen Frequenzgrenze eignen sich Rechteckfrequenzen bei 100 Hz bzw. 3 bis 5 kHz. Der Verstärkereingang wird mit einer Rechteckspannung geeigneter Amplitude (U_{ss} etwa gleich dem halben maximal zulässigen Verstärkereingangsspegel)

gespeist. Am Ausgang des Verstärkers bzw. der interessierenden Stufe oszillografiert man das Rechteck. Bild 11 zeigt die Charakteristika für die auftretende Rechteckverformung:

- a – Amplitudenanstieg bei tiefen Frequenzen.
- b – Einwölbung des Daches = Amplituden-Abfall bei tiefen Frequenzen,
- c – Phasenvoreilung,
- d – Phasennacheilung.

Da Amplitudengangänderung meist mit Phasengangänderung verbunden ist, trifft man in der Praxis häufig kombinierte Formen aus b und c bzw. a und d an.

Amplitudenabfall bei hohen Frequenzen äußert sich in Verrundung der Impulsvorderkanten (abgerundete Ecken) und Verringerung der Flankensteilheit der Rechteckanstiegsflanken.

Bild 12 zeigt ein nahezu unverändert übertragenes Rechteck, Bild 13 entspricht einem Amplitudenabfall bei tiefen Frequenzen mit gleichzeitiger Phasenvoreilung von etwa 30°. Der Amplitudengang nach hohen Frequenzen ist bei beiden Beispielen bis zum oberen Hörbereich völlig einwandfrei.

Bild 14 zeigt schließlich eine häufige, kombinierte Verformung, wie sie etwa dem NF-Frequenzgang „über alles“ eines durchschnittlichen Rundfunkempfänger-NF-Teils entspricht. Die jetzt mit verstärkter Leuchtkraft sichtbaren Rechteckflanken und abgerundeten Ecken weisen auf

Bild 12



Bild 13

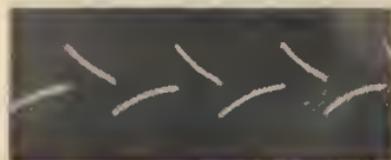


Bild 14



Amplitudenabfall am oberen NF-Bereichsende hin, während das Verhalten bei tiefen Frequenzen etwa dem in Bild 13 erkennbaren entspricht. Neben Frequenz- und Phasengang können mit der Rechteckschwingung auch eventuelle Überschwingerscheinungen erkannt und nach ihrer Ursache analysiert werden (nicht einwandfrei arbeitender Übertrager, falsch dimensionierte Gegenkopplungen, falsche Anpassungen usw.). Bild 15 gibt ein Beispiel für eine schaltungstechnisch bedingte Überschwingerscheinung (Ursache — falsch dimensionierte RC-Gegenkopplung und nicht exakte Ausgangsanpassung). Folgt der Überschwingspitze im Oszillogramm ein abklingender Schwingungszug, so ist eine Induktivität die Ursache. Zur Darstellung solcher Überschwingerscheinungen wählt man zweckmäßig durch Versuch die günstigste Rechteckfrequenz, die dann im allgemeinen bei einigen Kilohertz liegen wird.

Mit Sinuseingangsspannung kann man eine Kontrolle auf richtige Einstellung aller Arbeitspunkte vornehmen. Bild 16 zeigt, daß die Sinus-schwingung bei allmählich erhöhter Eingangsspannung zunächst einseitig begrenzt wird, was auf falsch eingestellten Arbeitspunkt einer Stufe hinweist (wertvolle Methode für Abgleich von Transistorstufen!). Bei richtig eingestelltem Arbeitspunkt beginnt die Begrenzung nach Überschreiten der maximal zulässigen Eingangsspannung auf beiden Halb-

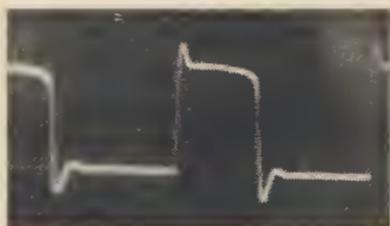


Bild 15

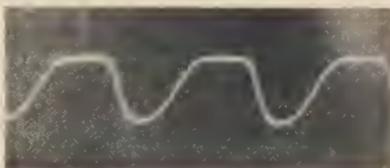


Bild 16

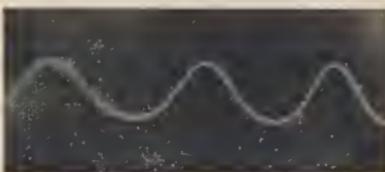
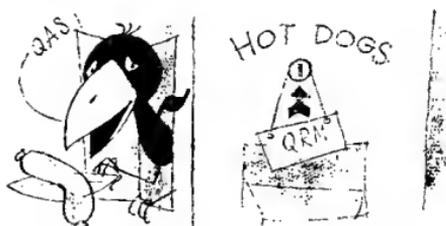


Bild 17

wellen zugleich. Tritt ein Oszillogramm nach Bild 17 auf, so deutet dies auf nichtlinearen Kennlinienverlauf einer Stufe hin. Dies kann außer durch falschen Arbeitspunkt oder falsche Dimensionierung gelegentlich auch durch das Bauelement selbst (Transistoren!) bedingt sein. Ebenso wie begrenzte Sinuskurve (Bild 16) führt auch die nichtlineare Kennlinie (Bild 17) zur Bildung von Oberwellen und damit erhöhtem Klirrfaktor. Das trifft ebenso auf Überschwingerscheinungen zu (Bild 15). Insgesamt kann man daher auch den zu erwartenden Klirrfaktor für die jeweils benutzte Eingangsspannung gut abschätzen, so daß mit der einfachen Rechteck- und Sinusprüfung eines NF-Verstärkers alle interessierenden Daten grob abgeschätzt und die Übertragungsqualität recht genau beurteilt werden können.

Literatur

- Jakubasch*, Oszillografentechnik für den Amateur, Teil 1: Gerätetechnik; Teil 2: Praxis der Oszillografie, Bände 44 und 45 der Broschürenreihe „Der praktische Funkamateurl“, Deutscher Militärverlag, Berlin 1964
- Czech*, Oszillografen-Meßtechnik, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik, Berlin-Borsigwalde 1959



Kalte „hot dogs“

Würstchenverkaufsmaschinen werden die weißbrotkrustigen Würstchenverkäufer in den Straßen Stockholms außer Kurs setzen. Ein solcher Verkaufsautomat enthält 200 gefrorene Frankfurter Würstchen und kann jeweils eine davon mittels Mikrowellen in 12 Sekunden auf 70°C erhitzen und sie verkaufen, sowie eine Münze eingeworfen wird.

Transistor- magnetbandgerät selbstgebaut

Dipl.-Ing. Hartmut Kuhnt

Batteriebetriebene Magnetbandgeräte erfreuen sich einer immer größeren Beliebtheit. Dem Interessierten werden im folgenden Beitrag Hinweise zum Selbstbau eines derartigen Geräts gegeben. Beim Entwurf wurde weniger auf geringen schaltungstechnischen Aufwand, sondern hauptsächlich auf elektrische Leistungsfähigkeit und Übersichtlichkeit im Aufbau geachtet. Zur Erleichterung des Aufbaus, der Inbetriebnahme und der nachträglichen Veränderung ist die Gesamtschaltung in Baugruppen aufgegliedert.

Beschreibung der Schaltung

Entzerrerverstärker

Die Grundsaltung des Entzerrerverstärkers geht auf eine Veröffentlichung von Telefunken [1] zurück.

Der Entzerrerverstärker (Bild 1) wird sowohl zur Wiedergabe als auch zur Aufnahme benutzt.

T1 arbeitet als rauscharme Vorstufe. Im Interesse einer hohen oberen Grenzfrequenz muß der Eingangswiderstand dieser Vorstufe groß gegen die Impedanz des verwendeten Wiedergabekopfs sein. Diese Forderung soll im ganzen zu übertragenden NF-Bereich möglichst gut erfüllt werden. Man verwendet daher niederohmige Köpfe (Richtwert der Induktivität — 50 bis 100 mH).

Damit man einen möglichst großen Eingangswiderstand erhält, wird T1 mit relativ kleinem Kollektorstrom (etwa 250 μ A) betrieben und ein Transistor mit hoher Stromverstärkung eingesetzt. T2 und T3 arbeiten als umschaltbarer Entzerrerverstärker. Die Entzerrung erfolgt nach der NARTB-Norm.

Bei Wiedergabe müssen sowohl die tiefen als auch die hohen Frequenzen angehoben werden. Der erforderliche Frequenzgang wird durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung vom T3-Emitterkreis auf die Basis

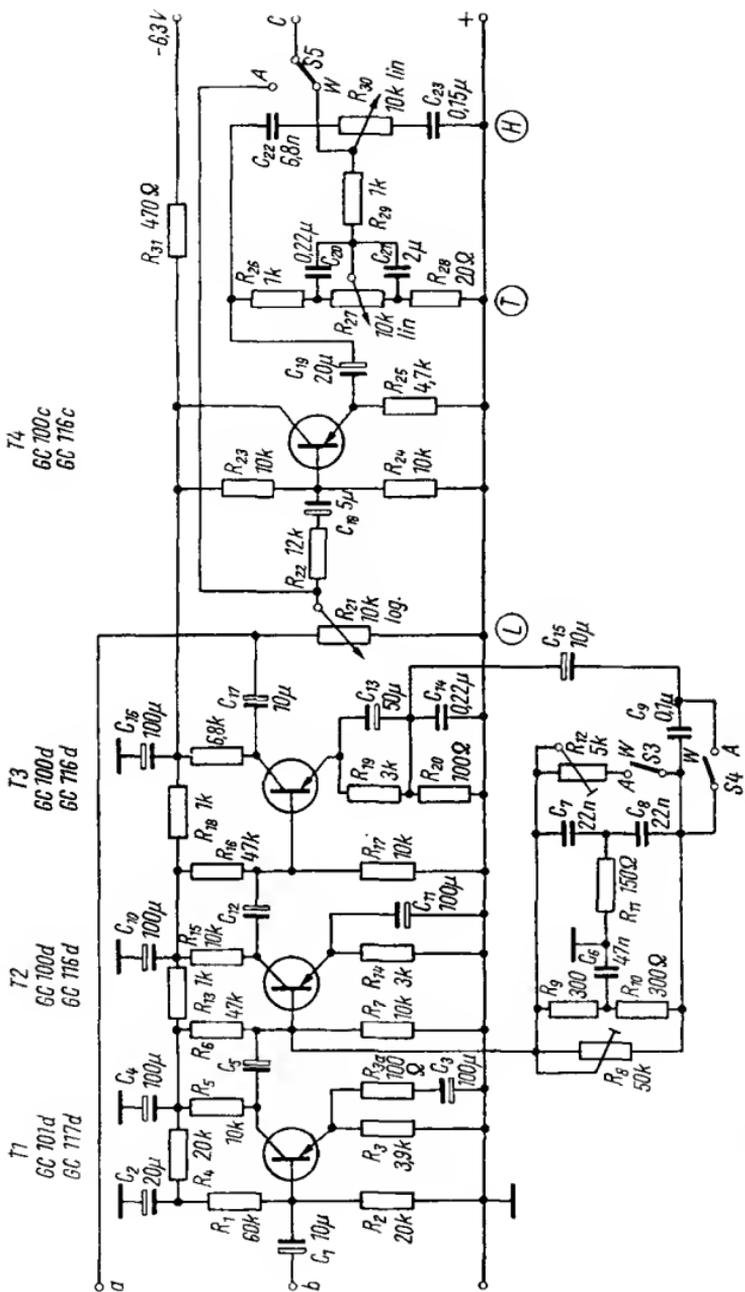


Bild 1 Schaltung des Entzerrerverstärkers mit Klangregelstufe

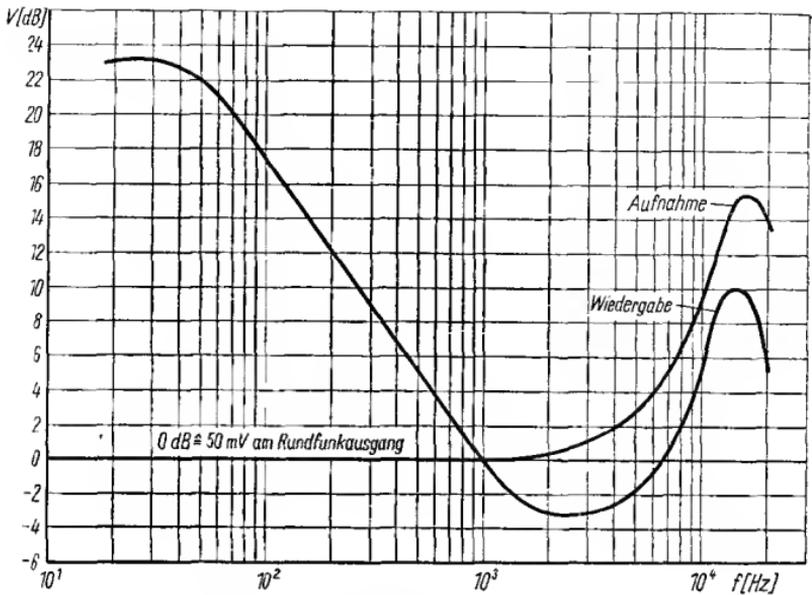


Bild 2 Frequenzgang des Entzerrerverstärkers

von T2 erreicht. C9 sorgt für die Tiefenanhebung. Sein kapazitiver Blindwiderstand nimmt mit fallender Frequenz zu, so daß sich infolge des dadurch verringerten Gegenkopplungsfaktors die Verstärkung nach tiefen Frequenzen zu erhöht. Bei mittleren Frequenzen (etwa 3 kHz) ist die Verstärkung am geringsten. Die hohen Frequenzen werden durch die Wirkung des Doppel-T-Glieds (R9, R10, C6 und C7, C8, R11) angehoben. Infolge der Sperrkreiseigenschaften dieses Gliedes werden die hohen Frequenzen im Gegenkopplungszweig geschwächt, so daß die Verstärkung nach hohen Frequenzen zu wieder ansteigt. Mit R9 kann man den Grad der Anhebung einstellen.

Das auf diese Weise entzerrte Signal wird am Kollektor von T3 angekoppelt und sowohl einer Ausgangsbuchse als auch einer Klangregelstufe zugeführt. Über die Ausgangsbuchse kann ein NF-Verstärker angeschlossen werden. Den gemessenen Frequenzgang des Entzerrerverstärkers bei Wiedergabe zeigt Bild 2.

Für die Messung muß man beachten, daß der Bezugspegel (1 kHz) mindestens 25 dB unter Vollaussteuerung zu wählen ist, damit Übersteuerungen, besonders bei tiefen Frequenzen, vermieden werden.

Bei Aufnahme erfolgt nur eine Anhebung der hohen Frequenzen. C9 wird überbrückt, folglich werden die tiefen Frequenzen linear verstärkt. Mit R12 läßt sich der Grad der Höhenanhebung bei Aufnahme einstellen. Den

gemessenen Aufnahmefrequenzgang des Entzerrerverstärkers zeigt ebenfalls Bild 2.

Die Umschaltung der Betriebsart erfolgt durch entsprechende Kontakte des Tastensatzes. Da die von einer Taste betätigten Kontakte nicht ausreichen, um von Wiedergabe auf Aufnahme umzuschalten, wurden 2 Tasten mechanisch verbunden, so daß sie zusammen betätigt werden. Diese Tasten arbeiten unabhängig von den übrigen Tasten des gesamten Tastenschalters. Sämtliche Stufen des Entzerrerverstärkers sind gegen Temperaturschwankungen durch Basisspannungsteiler und Emitterwiderstände stabilisiert. Reichlich bemessene Entkopplungsglieder in der negativen Versorgungsleitung gewährleisteten eine gute Entkopplung der Vorstufen untereinander sowie der Endstufe.

Klangregelstufe

Die Klangregelstufe gehört konstruktiv zur Entzerrereinheit und ist nur bei Wiedergabe wirksam. T4 arbeitet als Impedanzwandler und belastet die vorhergehende Stufe nur unwesentlich. Beim Klangregelnetzwerk handelt es sich um eine niederohmige Ausführung des bekannten Fächerreglers. Mit ihm können sowohl die hohen als auch die tiefen Frequenzen unabhängig voneinander gehoben oder abgesenkt werden. Bei Wiedergabe läßt sich also eine Frequenzgangkorrektur vornehmen. Dies ist zur Anpassung der Frequenzgänge des verwendeten Mikrofons, Lautsprechers, Wiedergabe- und Aufnahme-raums sehr wünschenswert.

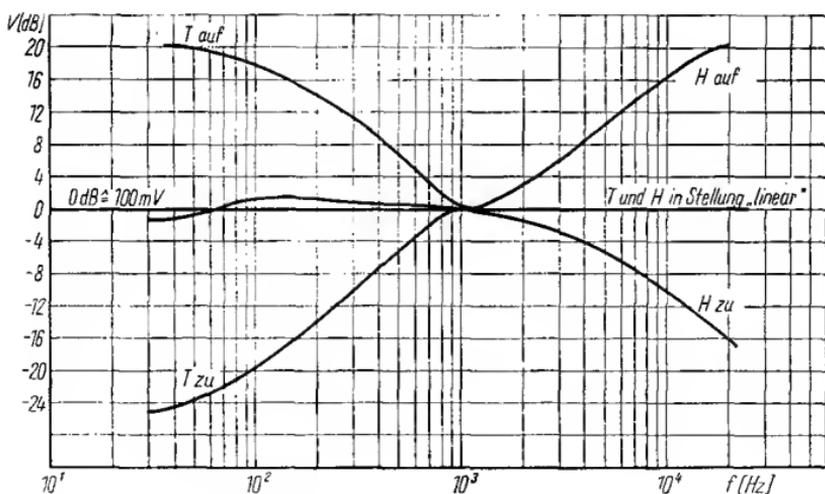


Bild 3 Frequenzcharakteristik der Klangregelstufe

Außerdem kann man durch das Klangregelnetzwerk den Frequenzgang bei der Wiedergabe von Magnetbändern, die auf anderen Geräten bespielt wurden, optimal den Wiedergabeverhältnissen anpassen. Die erreichte Charakteristik des Klangregelnetzwerks für verschiedene Reglerstellungen ist in Bild 3 wiedergegeben.

Endverstärker

Die Schaltung der Baugruppe „Endverstärker“ ist in Bild 4 dargestellt. Das Niederfrequenzsignal durchläuft sowohl bei Aufnahme als auch bei Wiedergabe die Verstärkerstufen T5 und T6. Bei Wiedergabe arbeitet T6 als Treiberstufe der Gegentaktendstufe T7/8, die maximal 1 W Sprechleistung bei einem Klirrfaktor $k \leq 10\%$ abgeben kann.

Bei Wiedergabe erreicht der Endverstärker einen Frequenzgang (-3-dB-Abfall an den Bandgrenzen, gemessen bei 250 mW) von 70 Hz bis 20 kHz. Der Klirrfaktor bei mittleren Frequenzen und einer Ausgangsleistung von 0,5 W bleibt unter 2,0 %. Zur Verringerung der Wirkung der Übergangverzerrungen und zur Kompensation des Anstiegs der Lautsprecherimpedanz bei hohen Frequenzen wurde die Primärseite des Ausgangsübertragers durch eine RC-Kombination (C30, R48) überbrückt. Der Ruhestrom der Endstufe beträgt etwa 5 mA je Transistor. Durch einen temperaturabhängigen Widerstand im Basisspannungsteiler und einen Emittierwiderstand wird die Endstufe thermisch stabilisiert. Die Endtransistoren benötigen ein gemeinsames Alu-Kühlblech von mindestens 50 cm² Fläche bei einer Blechdicke von 1,5 mm.

Treiber- und Endstufenübertrager sind mit relativ großen Blechschnitten ausgestattet, damit man eine niedrige untere Grenzfrequenz und einen guten Wirkungsgrad erreicht. Bei der Inbetriebnahme des Endverstärkers ist auf richtige Polung der Sekundärwicklung W2 des Ausgangsübertragers Ü2 zu achten. R40 muß gegenkoppelnd wirken, d. h., bei richtigem Anschluß von W2 hat die Verstärkung zu sinken, wenn man R40 einbaut. Ist das nicht der Fall, so sind die Enden von W2 zu vertauschen.

Bei Aufnahme wird die Gegentaktendstufe abgeschaltet, und die Treiberstufe arbeitet als Endstufe des Aufsprechverstärkers. Um den Kombikopf stromlinear aussteuern zu können, wird er über einen relativ hohen Vorwiderstand vom Aufsprechverstärker gespeist. Dazu wurde, um genügend Steuerspannung zu erhalten, die Primärwicklung des Treibertrafos aufgestockt.

Der Treiberübertrager wird in dieser Betriebsart zusätzlich auf der Sekundärseite frequenzunabhängig mit einem Widerstand (R47) belastet, damit die untere Grenzfrequenz des Treiberübertragers, die ohne Belastung ansteigen würde, niedrig bleibt.

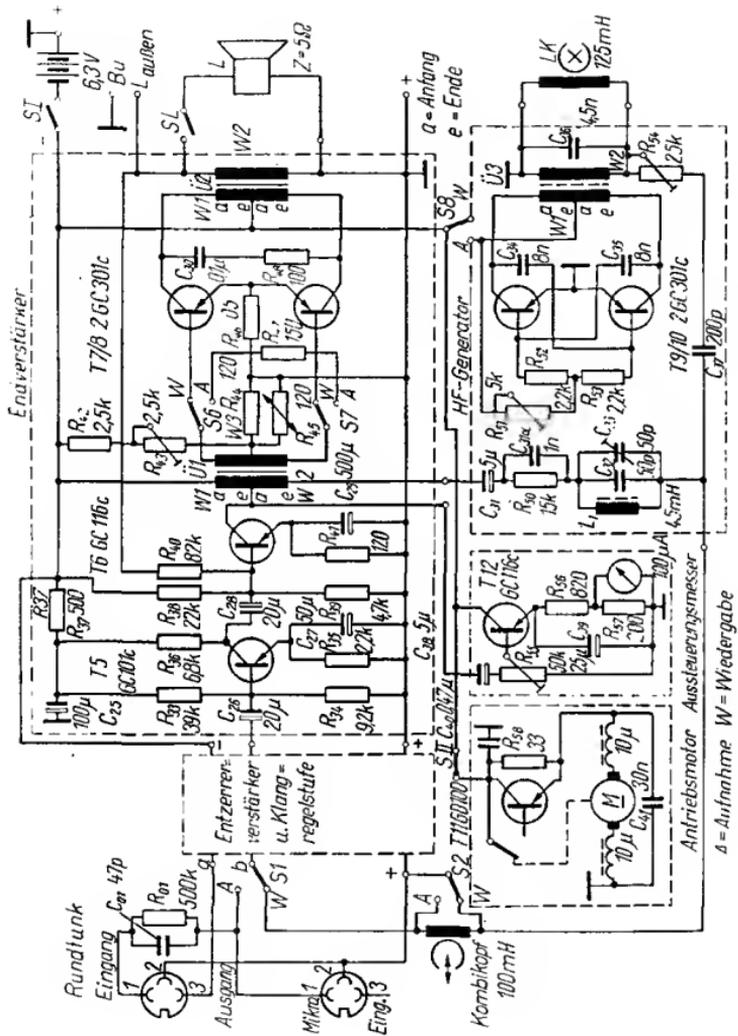


Bild 4 Gesamtschaltung des Magnetbandgeräts

Der eingebaute Breitband-Ovallautsprecher ist vom Typ *LP 561 BB*, hat einen guten Wirkungsgrad und ergibt in Verbindung mit der starken Endstufe eine kräftige Wiedergabe. Bei Bedarf läßt sich ein Außenlautsprecher über Buchse Bu anschließen, wobei der eingebaute Lautsprecher über SL abgeschaltet wird (Schaltbuchse).

Aussteuerungsmesser

Damit der Aufsprechverstärker nicht zu stark belastet wird, ist der Aussteuerungsmesser mit einem Transistor versehen, der gleichermaßen als Gleichrichter und als Verstärker arbeitet. Mit R55 läßt sich die Empfindlichkeit einstellen. Der Kondensator C39 sorgt für einen langen Rücklauf des Zeigers, so daß Anzeige und Ablesen verbessert werden. Das Drehspulmeßwerk sollte möglichst empfindlich sein. Bei Veränderung des Spannungsteilers R56-R57 und von C39 können auch Instrumente bis zu einer Stromempfindlichkeit von 1 mA verwendet werden. Wichtig ist hierbei, daß die Belastung des Aufsprechverstärkers nicht zu groß wird, da andernfalls der Klirrfaktor unzulässig ansteigt.

Löschgenerator

Löschung und Vormagnetisierung des Bandes wird mit einer Frequenz von etwa 80 kHz vorgenommen. Diese Frequenz erzeugt ein separater Gegentaktgenerator, dessen Schaltung ebenfalls Bild 4 zeigt.

Die Frequenz des Generators bestimmt hauptsächlich der Schwingkreis, der aus Löschkopf und Parallelkondensator gebildet wird. Da der Löschkopf eine relativ hohe Spannung benötigt, erfolgt eine entsprechende Transformation mittels Übertrager Ü3. Rückgekoppelt wird der Oszillator durch die 8-nF-Kondensatoren, die zugleich die Steilheitsphase der Transistoren kompensieren. Mit dem 5-k Ω -Einstellregler wird der Arbeitspunkt eingestellt. Seine Einstellung erfolgt zweckmäßig auf gute Sinusform der Spannung am Löschkopf (mit dem Oszillografen messen). Mit dem Röhrenvoltmeter kann man dabei am Löschkopf etwa 35 bis 45 V HF-Spannung messen. Als Löschkopf diene im Mustergerät der Typ *M 9358 L 8 b* mit 1,25 mH Induktivität (aus *BG 23*). Die Transistoren des Löschgenerators müssen keinem Pärchen entstammen, doch sollten sie der gleichen Stromverstärkungsgruppe angehören.

Vormagnetisierung

Die Spannung für die Vormagnetisierung wird dem Löschgenerator über den 25-k Ω -Einstellregler entnommen. Der Kondensator 200 pF verhindert das Abfließen der Niederfrequenz in den Löschgenerator. Der aus L1 und den Parallelkondensatoren gebildete Sperrkreis versperrt der

Hochfrequenz den Weg in den Aufspeechverstärker. Dieser Sperrkreis muß auf Spannungsminimum auf der NF-Seite abgeglichen werden.

Motor

Der kritischste Bauteil eines batteriebetriebenen Magnetbandgeräts ist der Antriebsmotor. Er soll bei geringem Stromverbrauch einen konstanten Baudbetrieb ermöglichen, d. h., die Drehzahl muß bei schwankender Belastung näherungsweise konstant bleiben. Diese Forderung läßt sich nur mit einem geregelten Motor erfüllen. Neben vollelektronischen Regelungen der Motordrehzahl kann man auch mit einem fliehkraftgeregelten Motor die nötige Konstanz der Drehzahl erreichen.

Beim fliehkraftgeregelten Motor öffnet ein Fliehkraftschalter, der meist auf der Motorwelle umläuft, bei einer bestimmten Drehzahl einen Kontakt, der zur Steuerung des Motors verwendet wird. Zur Schonung dieses Kontakts benutzt man meist einen Transistor als Schalter und steuert den Transistor nur über den Fliehkraftschalter des Motors. Bild 5 zeigt 2 geeignete Motoren, die durch Fliehkraftschalter geregelt werden. Der links im Bild sichtbare Motor des Typs *GM 1810RS* stammt von *SEL* und hat eine Drehzahl von 3000 U/min, er ist für 6 V Betriebsspannung ausgelegt. In der Mitte des Bildes sind die Bauelemente der Steuerung und Entstörung erkennbar. Der rechts sichtbare Motor stammt von *Tesla* und trägt die Typenbezeichnung *AYN 550*, er hat eine Drehzahl von 2400 U/min und ist für eine Nennspannung von 4,5 V ausgelegt. Er eignet sich auch für 6-V-Betrieb.

Der in Fonolauferwerke eingesetzte Motor *1020,2* vom VEB Elektrogerätebau Leisnig ist für die Verwendung in tragbaren Magnetbandgeräten nur bedingt geeignet, da er bei seiner Nenndrehzahl $n = 1800$ U/min nur ein relativ geringes Drehmoment abgeben kann. Bei seinem Einsatz muß man für einen kleinen Drehmomentbedarf des Laufwerks (kleine Bandspulen, gute Lager, geringer Bandzug) sorgen. Der letztgenannte Motor hat keinen



Bild 5
Fliehkraftgeregelte
Magnetbandmotoren

nach außen geführten Fliehkraftkontakt, sondern die Regelung erfolgt durch Zu- und Abschalten von Widerständen im Motor selbst.

Im Mustergerät wurde der Motor von *SEL* eingesetzt. Der Steuertransistor T11 wird nur gering belastet. Er kann durch einen 400-mW-Transistor (z. B. *GC301*) ersetzt werden. Über T11 fließt ein Teil des Motorstroms und ein geringer Teil über R58. R58 verhindert das Auftreten gefährlicher Spannungsspitzen beim Abschalten des Motors über den Fliehkraftschalter während des Regelvorgangs. Alle anderen Bauelemente der Baugruppe „Antriebsmotor“ dienen der HF-Entstörung des Motors. Der Schalter S II wird von der Taste geschaltet, die in Stellung „Vorlauf“ die Betätigung der Andruckrolle vornimmt.

Mechanischer Aufbau

Grundplatte

Sämtliche elektrischen Baugruppen sowie Lautsprecher, Batterie- und Laufwerkteile sind an der Grundplatte befestigt. Diese Platte besteht aus Alu-hart von 3,5 mm Dicke und hat die Außenmaße von 290 mm \times 220 mm.

Antriebssystem

Der Bandantrieb erfolgt indirekt, d. h., der Motor treibt über eine 2-mm-Gummipeese eine als Schwungmasse wirkende Scheibe an. Diese Schwungscheibe sitzt auf der Tonwelle und sorgt für einen gleichmäßigen Bandtransport. Als Tonwelle wurde wegen der notwendigen Genauigkeit bezüglich eines schlagfreien Laufes die des *BC23* übernommen. Bild 6 zeigt die Schwungscheibe mit Tonwelle.

An der Schwungscheibe befindet sich noch ein Ansatz mit eingedrehter Nut, in der die Antriebspeese des Aufwickellagers läuft. Die Tonwelle ist

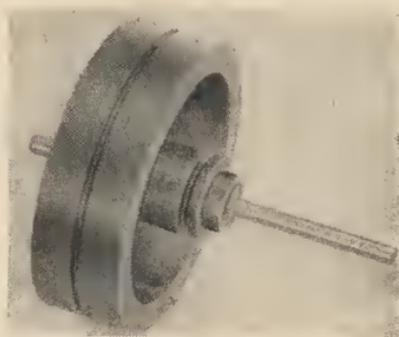


Bild 6
Tonwelle mit Schwungscheibe

in die Schwungmasse leicht eingepreßt. Nach dem Einpressen der Tonwelle wurde die Schwungmasse zwischen den Spitzen einer Drehmaschine aufgenommen, nochmals überdreht und mit der Nut für die Antriebspeese versehen. Als Material für die Schwungmasse wählte der Autor Zinkdruckguß. Geeignet ist aber auch Messing oder Stahl.

Vom schlagfreien Lauf der Tonwelle mit Schwungmasse hängt der Gleichlauf neben anderen Faktoren wesentlich ab. Kurzzeitige Drehzahl-schwankungen des Motors werden teilweise durch die Filterwirkung der Anordnung Schwungmasse-Antriebspeese unwirksam. Als Antriebspeese diente die eines Bandzählwerks von einem Netzmagnetbandgerät.

Die Aufwickelpule wird von der Schwungmasse aus durch eine Stahlspiralpeese angetrieben, die zugleich als Rutschkupplung wirkt, um die Drehzahl des Aufwickellagers den jeweiligen Bedürfnissen anzupassen. Dazu wird die Vorspannung bzw. Länge der Stahlpeese so eingestellt, daß gerade eine sichere Mitnahme der Aufwickelpule bei allen Spulengrößen und Wickeldurchmessern gewährleistet ist. Diese Art der Rutschkupplung erwies sich als drehmomentsparend und betriebssicher. Das Rutschen der Peese geschieht auf der Seite der Schwungmasse (kleiner Durchmesser – kleines nötiges Drehmoment). Gelagert wird die Tonwelle oben in einem Prismenlager aus Polyamid und unten in einem Kugelpapfenlager (beide vom BG 23). Damit sich die Tonwelle beim Betrieb des Geräts in senkrechter Lage nicht hin- und herbewegen kann, legt man in die obere Senkung der Welle ebenfalls eine Kugel (Durchmesser etwa 3,5 mm) ein, die leicht gegen ein Z-förmiges Begrenzungsblech drückt. Einzustellen ist dieses Lager in der unteren Lagerbuchse durch einen Gewindestift.

Die Lagerung der Wellen der Wickellager wird jeweils oben als Kugellager, unten als Kugelpapfenlager ausgeführt. Bild 7 zeigt das montierte Lager mit Antriebs- und Auflagescheibe. Damit die Bandspule sicher auf dem

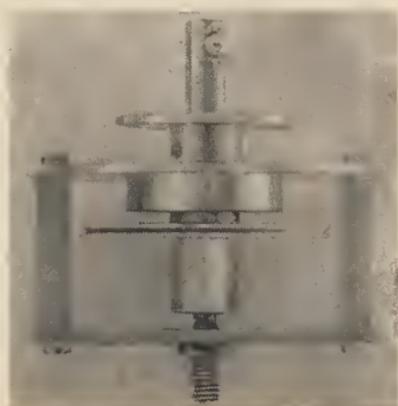


Bild 7
Fertigmontiertes
rechtes Wickellager

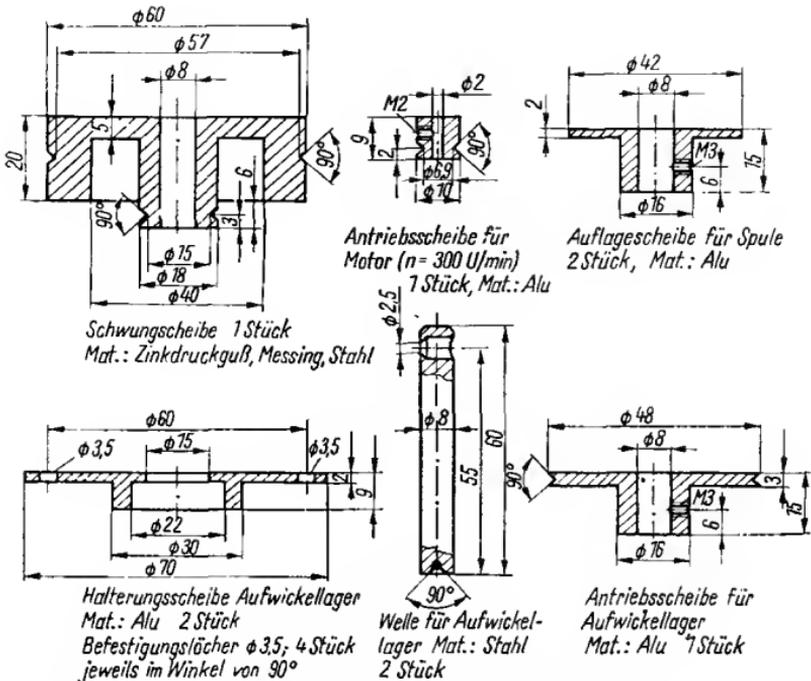


Bild 8 Maße der wichtigsten mechanischen Teile des Laufwerks
 (bei Antriebsscheibe für Motor — oben Mitte — muß es heißen 3000 U/min)

Wellenende über der Auflagescheibe festgehalten wird, sorgt eine eingelassene Kugel, die unter Federspannung steht, für den nötigen Klemmeffekt. Die Kugel selbst sichert man durch Körnerschläge in der Nähe ihrer Bohrung vor dem Herausfallen.

Bild 8 stellt die wichtigsten Teile des Antriebssystems dar. Als Andruckrolle dient die in einer Wippe gelagerte Rolle des BG 23. Diese Wippe wird an einem Hebel von U-förmigem Profil federnd befestigt. Die Andruckkraft ist justierbar und möglichst niedrig einzustellen, damit das Reibmoment im Andruckrollen- bzw. im Tonwellenlager im Interesse eines niedrigen Drehmomentbedarfs klein bleibt. Der Andruckrollenhebel besteht aus einem Streifen von 0,5-mm-Messingblech, der zur Versteifung an den Längsseiten um jeweils 90° angekantet wurde. Dieser Hebel ist mit einer weich eingelöteten Buchse versehen, die zur Lagerung auf einem an der Grundplatte befestigten Bolzen läuft.

In Stellung „Vorlauf“ wird der Andruckrollenhebel durch den Stößel einer Taste geschwenkt und somit die Andruckrolle in Eingriff gebracht. Damit dieser Hebel durch die Taste in seiner Arbeitsstellung arretiert werden kann, muß der Stößel der Taste federnd auf den Andruckrollenhebel

Bild 9
Andruckrollenhebel
mit Andruckrolle



wirken. Zu diesem Zweck wurde ein Winkel mit einer Blattfeder entsprechend an diesen angeietet. Den komplett montierten Andruckrollenhebel zeigt Bild 9.

Vom Andruckrollenhebel wird noch ein weiterer Hebel betätigt, der das Band über eine Höhenführung zwischen Löschkopf und Kombikopf drückt, damit jeweils der nötige Umsehlingungswinkel an den Köpfen gesichert ist. Als Höhenführungsbolzen dienen solche vom BG23. Den Gesamtaufbau des Laufwerks läßt Bild 10 erkennen. Die Köpfe sind durch entsprechende Unterlagen auf die richtige Höhe einzustellen. Der Kombikopf ist taunelbar ausgeführt und deshalb auf einer beweglichen Blechplatte montiert, die durch eine Stellschraube gegen die Grundplatte geneigt und somit justiert werden kann.

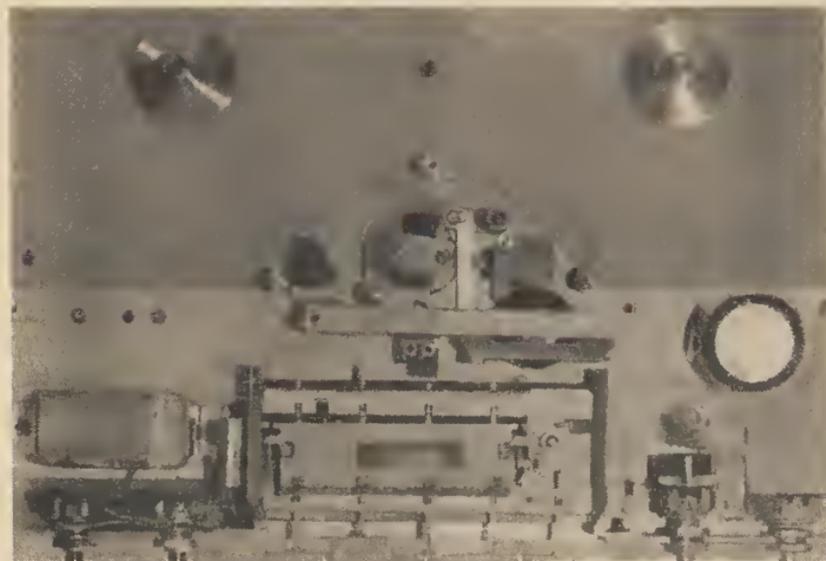


Bild 10 *Vorderansicht des Laufwerks*

Der erforderliche konstante Bandzug wird vor allem durch Andruck des Bandes an den Löschkopf erreicht. Dazu übt eine schwache Blattfeder, die mit dem Hebel verbunden ist, der das Band zwischen Lösch- und Kombikopf führt, einen leichten Druck über ein Filzklötzchen gegen den Löschkopf aus. Unterstützt wird diese Bandbremsung durch das linke Winkellager, dessen Welle ebenfalls eine Stabfeder und Filzklötzchen bremsen.

Beim Aufbau ist auf geringes Spiel der Lagerstellen der bewegten Hebel zu achten, damit das Band stets gleichmäßig und immer in der gleichen Höhe geführt wird, um Höhenverluste durch „Auswandern“ des Bandes am Kombikopf zu vermeiden.

Um den Gesamtaufbau nicht noch mehr zu komplizieren, wurde auf die Realisierung eines schnellen Vor- und Rücklaufs verzichtet. Ein schneller Rücklauf des Bandes ließe sich durch Anwendung einer drehrichtungsabhängigen Kupplung (z. B. Schlingfederkupplung) und eines getrennten Rückwickelmotors (6-V-Spielzeugmotor) relativ einfach verwirklichen und gegebenenfalls nachträglich einbauen.

Elektrische Baugruppen

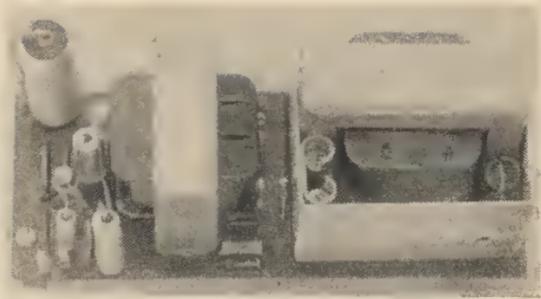
Die elektrischen Baugruppen „Entzerrerverstärker und Klangregelstufe“ sowie „Endverstärker“ sind auf Leiterplatten in gedruckter Verdrahtung aufgebaut und in Bild 11 und Bild 12 dargestellt. Der Löschgenerator mit Zubehör wurde auf einer Hartpapierplatte montiert und wird in Bild 13 gezeigt.

Bild 14 stellt den weiteren Aufbau des Gesamtgeräts dar.



Bild 11 Leiterplatte des Entzerrerverstärkers

*Bild 12
Aufbau
des Endverstärkers*



Der Lautsprecher strahlt aus Platzgründen nach hinten. Das Batteriegehäuse besteht aus Vinidur und nimmt den Akku 6,3 V/2,5 Ah (Fa. Quaiser, Dresden) auf.

Gehäuse

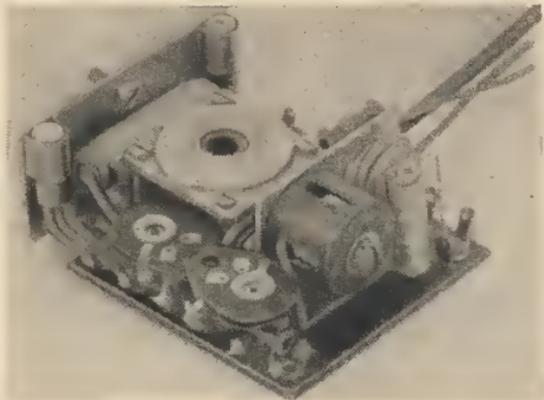
Das Gehäuse wurde aus 8-mm-Sperrholz gefertigt und mit den Durchbrüchen für Lautsprecher, Ladeanzeige des Akkus und die Anschlußbuchsen versehen.

Die Gehäuseoberfläche wurde mit anthrazitfarbenem Kunstleder überzogen und der Griff nach der Bearbeitung verchromt.

Die Abdeckung des Laufwerks besteht aus 1-mm-Alu-Blech und ist wie die Laufwerkoberseite hellgrau spritzlackiert.

Inbetriebnahme

Zuerst sind alle Teile des Laufwerks zu justieren und der Bandtransport zu kontrollieren. Erst wenn das Band einwandfrei transportiert wird,



*Bild 13
Mechanischer Aufbau
des Löschgenerators*

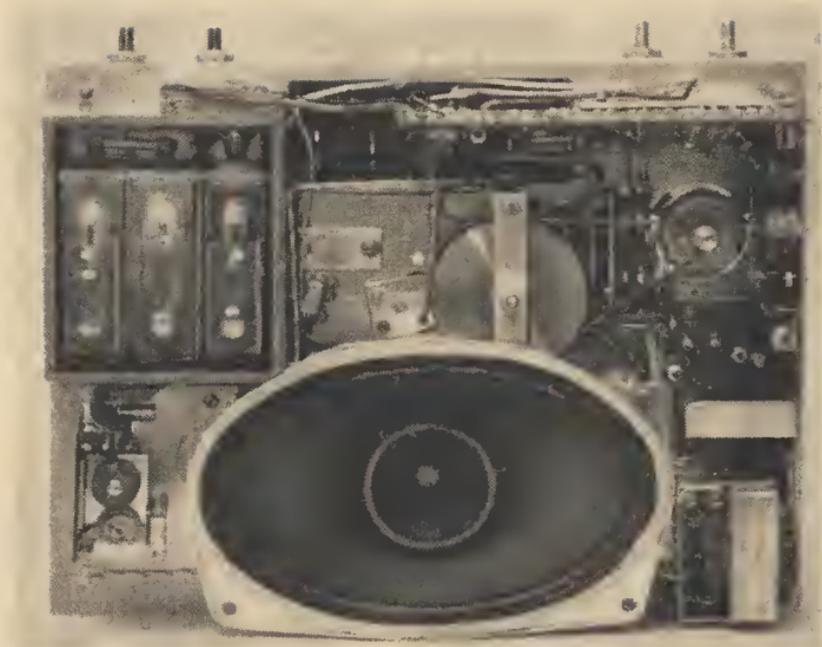


Bild 14 Aufbau des Gesamtgeräts

lohnt sich die Montage der elektrischen Baugruppen. Mit einem bespielten Band in Stellung „Wiedergabe“ justiert man den Kombikopf auf beste Höhenwiedergabe, dabei kann zur Kontrolle an dem Entzerrerverstärker ein sicher funktionierender NF-Verstärker (Radio) angeschlossen werden. Günstig ist es, wenn die NF-Baugruppen schon vor dem Einbau mittels



*Bild 15
Das vollständige Gerät*

Tongenerator, Oszillograf und Röhrenvoltmeter überprüft und eingestellt wurden. Stehen keine derartigen Meßgeräte zur Verfügung, so müssen die einzelnen Stufen nach Gehör überprüft und eingestellt werden.

Wenn die Wiedergabe des Geräts einwandfrei funktioniert, kann man die Löschung und Vormagnetisierung in Betrieb nehmen. Sofern keine Meßgeräte zur Verfügung stehen, wird der Vormagnetisierungsstrom bei mehreren Probeaufnahmen verändert und am Ende so eingestellt, daß keine Verzerrungen mehr auftreten, aber die hohen Frequenzen möglichst gut wiedergegeben werden. Vorher ist der Sperrkreis so einzustellen, daß die HF-Spannung am Übertrager Ü1 minimal wird.

Die Empfindlichkeit des Aussteuerungsmessers stellt man so ein, daß er bei Sprache- oder Musikvollausssteuerung etwa $\frac{2}{3}$ seines Vollausschlags anzeigt.

Schlußbemerkungen

Dem interessierten Tonamateur bietet sich hier ein breites und problemreiches Betätigungsfeld. Die angegebenen Schaltungen können, entsprechend abgewandelt, auch beim Aufbau netzbetriebener Magnetbandgeräte verwendet werden.

Dem wenig Geübten sei jedoch vom Aufbau komplizierter, elektromechanischer Systeme, wie es Magnetbandgeräte darstellen, abgeraten, vor allem, wenn er sich auf Anhieb einen vollen Erfolg erhofft.

Literatur

- [1] *Mattfeld, J. D.*, Ein Tonbandverstärker mit Transistoren, Telefunken-Röhren und Halbleitermitteilung für die Industrie, Nr. 600963
- [2] Katalog Ferrit-Bauteile 1966, VEB Keramische Werke Hermsdorf

Daten der Übertrager und Induktivitäten

Ü1 Treiberübertrager

W1 1×1000 Wdg., 0,12-mm-CuL

W2 1×2000 Wdg., 0,06-mm-CuL

W3 2×335 Wdg., 0,2-mm-CuL, bifilar

Reihenfolge: W3, W1, W2

Kern: EI 42, Dyn.-Blech IV, Schichtung wechselseitig

Ü2 Ausgangsübertrager

W1 2×162 Wdg., 0,38-mm-CuL, bifilar

W2 1×103 Wdg., 0,6-mm-CuL

Reihenfolge: W1, W2

Kern: EI 48, Dyn.-Blech IV, Schichtung wechselseitig

Ü 3 Löschübertrager

W1 2×12 Wdg., 0,4-mm-CuL, bifilar

W2 2×100 Wdg., 0,4-mm-CuL

Kern: Manifer-Schalenkern 22×13 , ohne Luftspalt, aus Manifer 163, A_L -Wert
 $= 2200 \pm 550 \text{ nH/W}^2$

Bestellbezeichnung für Kern und Zubehör

Schalenkern $22 \times 13 - 5135.4 - 4311/2200$ mit

Spulenkörper 5136.1 - 4161 und

Aufbauteile nach 5136.6 - 4143 (nicht unbedingt erforderlich)

Hersteller: VEB Keramische Werke Hermsdorf

L1 Sperrkreisspule

W1 210 Wdg., 0,14-mm-CuL

Kern: Manifer-Schalenkern 14×8 , ohne Luftspalt, aus Manifer 163, A_L -Wert
 $= 1100 \pm 280 \text{ nH/W}^2$

Bestellbezeichnung für Kern und Zubehör

Schalenkern $14 \times 8 - 5135.4 - 3311/1100$ mit

Spulenkörper 5136.1 - 3155 und

Aufbauteile nach 5136.6 - 3118 (nicht unbedingt erforderlich)

Hersteller: VEB Keramische Werke Hermsdorf

Technische Daten

Bandgeschwindigkeit	9,5 cm/s
max. Spulendurchmesser	11 cm
Frequenzgang über alles	80 Hz bis 12 kHz (± 3 dB)
Ausgangsleistung	1 W
HF-Vormagnetisierung	80 kHz
Empfindlichkeit für Vollaussteuerung am Mikrofoneingang	etwa 0,5 mV
Anschlußbuchsen	für Radio/NF-Verstärker und Außenlautsprecher
Betriebsspannung	6 V
Stromversorgung	Akku 6 V/2,5 Ah, kippsicher
Betriebslage	beliebig

Transistorprüfgenerator für den Selbstbau

Ing. Dieter Müller

Der Abgleich von Empfängern kann mit behelfsmäßigen Mitteln wie Grid-dipper, geeichtem Empfänger oder direkt nach einfallenden Sendern nur sehr unvollkommen vorgenommen werden. Maximal mögliche Empfindlichkeit und Trennschärfe werden bei einem solchen Abgleich selten erzielt. Als sicherstes Hilfsmittel beim Empfängerabgleich hat sich der *Prüfgenerator* bewährt, dem die gewünschte Hochfrequenzspannung einstellbar in Frequenz und Amplitude entnommen werden kann. Der beschriebene Generator ist mit Transistoren bestückt und übertrifft in bezug auf Frequenzbereich und -konstanz aus der Literatur bekannte vergleichbare Geräte [1], [2], [3].

Die Schaltung

Die Schaltung des transistorisierten Prüfgenerators zeigt Bild 1. Er besteht aus Oszillatorstufe (T1), Trenn- und Modulatorstufe (T2), NF-Generator- (T3) und Modulationsverstärkerstufe (T4). Die in der Oszillatorstufe erzeugte Hochfrequenzspannung wird der Basis des Modulatortransistors zugeführt.

Bei eingeschaltetem NF-Generator gelangt die von diesem erzeugte Niederfrequenz von 1000 Hz über den Spannungsteiler R22 zur Basis des Transistors T4. Der Emitter dieses Transistors ist mit dem Emitter des Transistors T2 durch einen Elektrolytkondensator gekoppelt. Durch die NF-Spannung über dem Emitterwiderstand wird der Transistor T2 gesteuert und damit das Hochfrequenzsignal moduliert. Durch die Spannungsteiler (R11...R13) kann die Ausgangsspannung bis auf sehr kleine Werte heruntergeregelt werden. Eine Gleichrichterschaltung erlaubt es, die Größe der Ausgangsspannung vor dem Spannungsteiler R12...R14 mit einem Meßinstrument (100 μ A) zu messen, das sich außen an die Buchsen Bu1 und Bu2 anschließen läßt.

Das Gerät kann mit 2 Taschenlampenbatterien (4,5 V) betrieben werden. Die Stromaufnahme beträgt je nach den eingestellten Arbeitspunkten für den Oszillator- und Modulatortransistor 10 bis 25 mA.

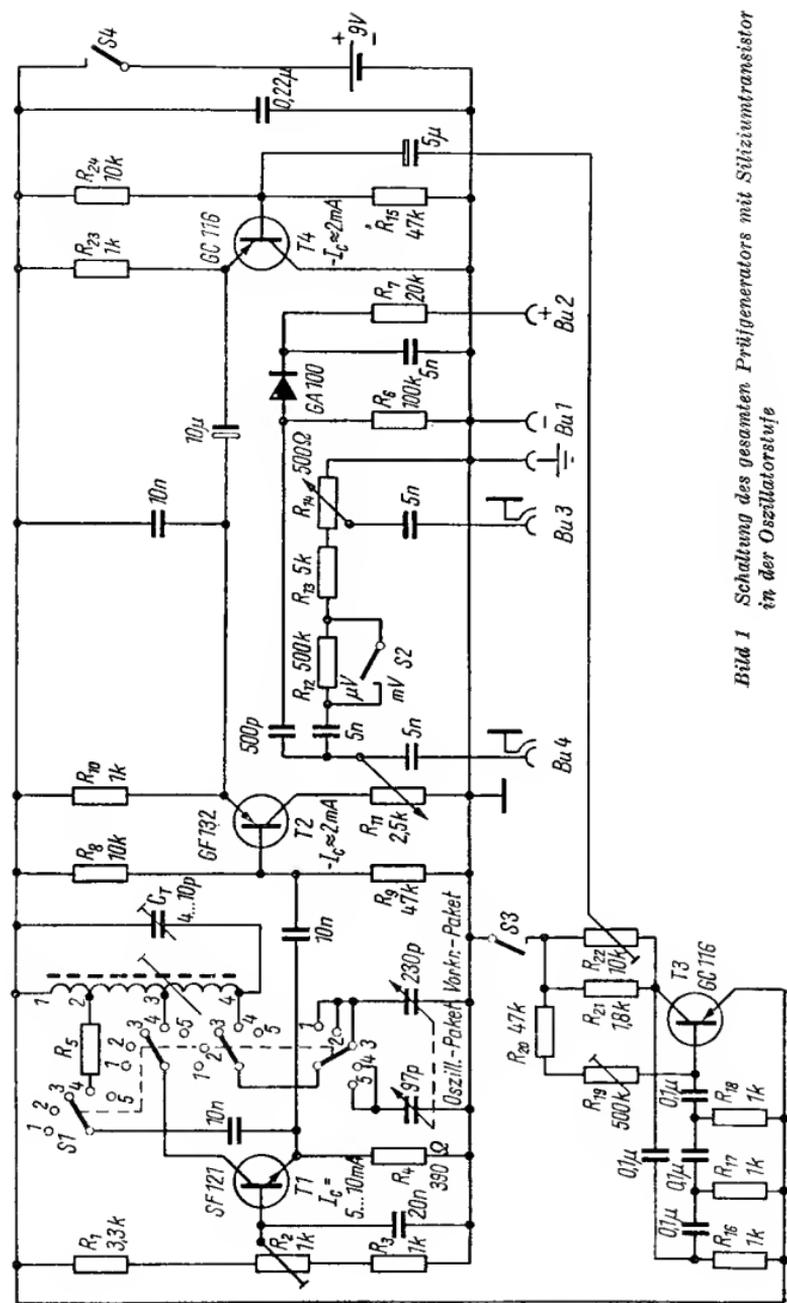


Bild 1 Schaltung des gesamten Prüfgenerators mit Siliziumtransistor in der Oszillatorstufe

Die Oszillatorstufe

Bild 2 zeigt die prinzipielle Schaltung der Oszillatorstufe. In dieser Stufe wurde ein Silizium-npn-Planar-Transistor *SF 121* verwendet, der in Basisschaltung betrieben wird. Am Kollektor liegt dann Plus-, am Emitter bzw. an der Basis Minuspotential im Gegensatz zu den übrigen (pnp-) Transistoren. Der Siliziumtransistor hat gegenüber Germaniumtypen den Vorteil, daß seine Daten wesentlich unabhängiger gegen Spannungs- und Temperaturschwankungen sind.

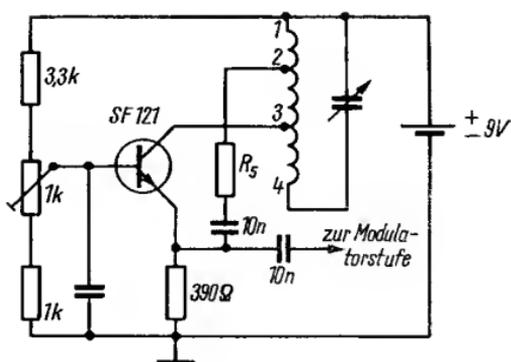
So ändert sich die Oszillatorfrequenz bei einem eingestellten Wert von 5,5 MHz beim Abfall der Batteriespannung von 9 V auf 7 V nur um 800 Hz, beim Abfall auf 5 V um 2,8 kHz. Bei einem Temperaturanstieg von 20°C auf 40°C ändert sich die Oszillatorfrequenz von 5,5 MHz um etwa 1 kHz. Die Frequenzabweichung beträgt daher im Durchschnitt etwa $5 \cdot 10^{-4}$. Die gemessenen Werte der Frequenzabweichung liegen beträchtlich unter denen, die unter ähnlichen Bedingungen mit Germaniumtransistoren erzielt werden können.

Die Abweichungen gehen praktisch in der Einstell- und Ablesegenauigkeit des Generators unter. Es erübrigen sich daher Maßnahmen zur Speisenspannungs- oder Temperaturstabilisierung des Oszillators. Ein weiterer Vorteil des Siliziumtransistors ist die relativ hohe Spannungsfestigkeit der Basis-Emitter-Strecke, die mit 5 V gegenüber 1 V wesentlich höher liegt als bei den Ge-Transistoren (*GF 120* . . . *GF 143*).

Ebenfalls beträchtliche Größen weist die zulässige Verlustleistung auf, die mit 500 mW den 10fachen Wert der GF-Typen erreicht. Das ist besonders deshalb von Bedeutung, weil die Grenzfrequenz mit steigendem Kollektorstrom ebenfalls größer wird. Als Nachteil steht diesen guten Eigenschaften hauptsächlich die relativ große Kollektorkapazität von 20 bis 25 pF gegenüber (der *GF 132* hat dagegen nur 2,4 pF).

Blicke zu wünschen, daß recht bald auch ein verbilligter Bastlertyp dieses Transistors auf dem Markt erscheint.

Bild 2
Prinzipialschaltung der
Oszillatorstufe mit npn-
Transistor in Basis-
schaltung



Da der Oszillatortransistor in Basisschaltung betrieben wird, ist der Spulenaufbau sehr einfach. Man benötigt für jeden Bereich nur eine Wicklung mit 2 Abgriffen. Die Anzapfungen für den Emitter liegen bei 6 bis 8 %, die für den Kollektor bei 35 bis 50 % der Gesamtwindungszahl.

Eine zu oberwellenhaltige Oszillatorspannung (zu feste Kopplung) kann durch das Einschalten eines Widerstands (R5) in die Rückkopplungsleitung zum Emitter behoben werden. Beim Mustergerät war dies nur im Bereich 1 (0,340 bis 1,00 MHz) erforderlich (R5 = 100 Ω). Als Drehkondensator wurde ein T-100-Exemplar verwendet. Für die unteren Frequenzbereiche (bis 7,5 MHz) wird das Vorkreispaket, für die höheren Frequenzen das Oszillatorpaket benutzt. Die Drehkondensatorpakete werden mit dem Bereichsumschalter (S1) mit umgeschaltet. Parallel zu jeder Spule ist zur Einstellung der oberen Frequenzbereichsenden ein Trimmer (4 bis 10 pF) geschaltet. Das untere Bereichsende wird mit dem jeweiligen Spulenkern eingestellt. Die Trimmer am Drehkondensator wurden entfernt. Etwa erforderliche Widerstände R5 sind ebenfalls unmittelbar an den Spulen anzuordnen.

In den Schaltbildern ist der Übersicht halber nur 1 Spule für 1 Frequenzbereich eingezeichnet.

Die Spulen für die übrigen Bereiche hat man sich an den freien Kontakten des Schalters S1 (Bild 1) angeschlossen vorzustellen. Für die verschiedenen Bereiche findet man die Daten der Schwingkreise in folgender Tabelle.

Bereich	Drehkopaket	Spulen- körper- Nr.	An- schl.	Wdg.	Drahtstärke Durchmesser in mm
0,34... 1 MHz	Vorkreis	1 (R5 = 100)	1-2	15	0,12
			2-3	60	0,12
			3-4	170	0,12
0,9... 3,0 MHz	Vorkreis	2	1-2	5	0,15
			2-3	10	0,15
			3-4	60	0,15
2,8... 7,5 MHz	Vorkreis	2	1-2	1,5	0,2
			2-3	14	0,2
			3-4	14	0,2
7,2... 17 MHz	Osz.-Kreis	3	1-2	2,5	0,2
			2-3	20	0,2
			3-4	20	0,2
13,5... 27 MHz	Osz.-Kreis	3	1-2	1,5	0,2
			2-3	8	0,2
			3-4	10	0,2

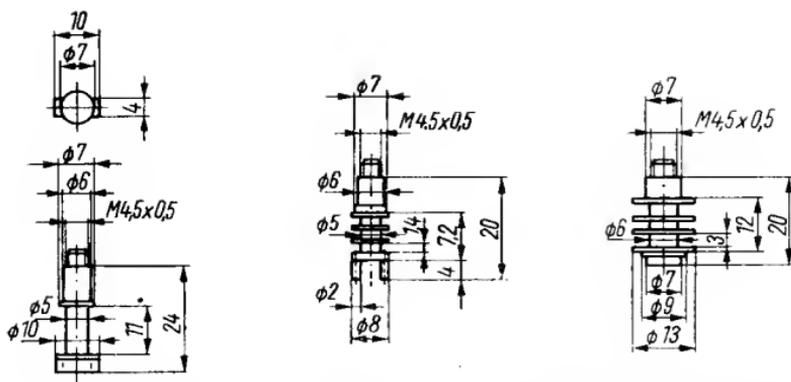


Bild 3 Abmessungen der verwendeten Spulenkörper: rechts — Kammerkörper mit HF-Eisenkern, Mitte — Kammerkörper mit HF-Eisenkern, links — Spulenkörper vom Bild-ZF-Verstärker Start mit Kern

Die Abmessungen der Spulenkörper sind in Bild 3 angegeben. Der Frequenzbereich des Prüfgenerators reicht damit bis etwa 30 MHz. Für höhere Frequenzen eignet sich die Schaltung nicht, wenn dies auch im Interesse einer Erfassung des 10-m-Bandes und des TV-ZF-Bereichs (39,5 MHz) wünschenswert wäre. Ein Seriendkondensator würde einen ungünstigen Skalenverlauf ergeben. Wenn sich auch eine genügend geringe Drehkondensatorkapazität realisieren läßt, so entstehen durch die Kollektorkapazität von 20 bis 25 pF bezüglich der Kapazitätsvariation Schwierigkeiten.

Darüber hinaus sind im Frequenzbereich über 30 MHz verschiedene Transistorparameter, insbesondere die Stromverstärkung bzw. die Steilheit, nicht mehr reell, so daß sich mit der einfachen Basisschaltung nach Bild 2 kein sicherer Schwingungseinsatz erzielen läßt und man zusätzlich phasendrehende Glieder anwenden müßte.

Steht kein Siliziumtransistor zur Verfügung, so kann die Schaltung auch mit Germaniumtransistoren (GF131, GF132) aufgebaut werden. Auf Grund des entgegengesetzten Leitungstyps (pnp) der Ge-Transistoren ist der Transistor umgekehrt zu polen (Bild 4). Der Kollektorstrom darf bei der in diesem Falle zulässigen Verlustleistung von nur 50 mW eine Größe von 5 mA nicht überschreiten.

Die Hochfrequenzspannung am Emitter des Oszillatortransistors bleibt auf den verschiedenen Frequenzbereichen und über dem Gesamtdrehwinkel des Drehkondensators nicht konstant, wie dies analog auch bei Röhrenschaltungen der Fall ist. Die Ausgangsspannung des Generators beträgt je nach Stellung des Drehkondensators und nach eingestelltem Frequenzbereich zwischen 0,3 und 1,5 V. Mit Hilfe des Drehwiderstandes R11 am Ausgang der Trennstufe lassen sich diese Differenzen ausgleichen.

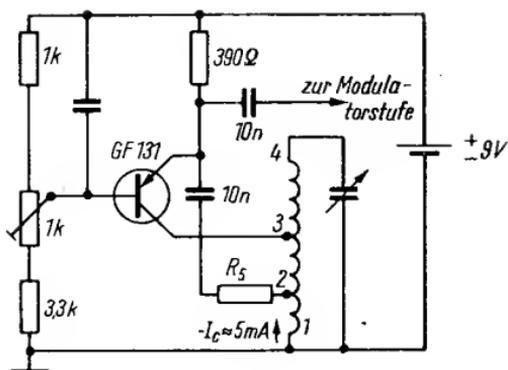


Bild 4
Prinzipschaltung der
Oszillatorstufe mit pnp-
(Germanium-) Tran-
sistor

Zum genaueren Abgleich von ZF-Verstärkern können die Bereiche 1 auf etwa 400 bis 500 kHz, 3 auf etwa 5 bis 6 MHz und 4 auf etwa 10 bis 11,5 MHz eingengt werden. Die Schaltung entspricht dann Bild 6. Bei den eingengten Bereichen wird nur das Oszillatorkpaket des Drehkondensators verwendet. Die Größe der Parallel- (C_p) bzw. Vorschaltkondensatoren (C_v) für die verschiedenen eingengten Bereiche ist dann etwa:

Bereich	C_p	C_v
1 a	100 pF	entfällt
3 a	40 pF	100 pF
4 a	20 pF	50 pF

Diese eingengten Bereiche oder gespreizten Bänder können bei Verwendung der gleichen Spulendaten wie bei den Normalbereichen auf zusätz-

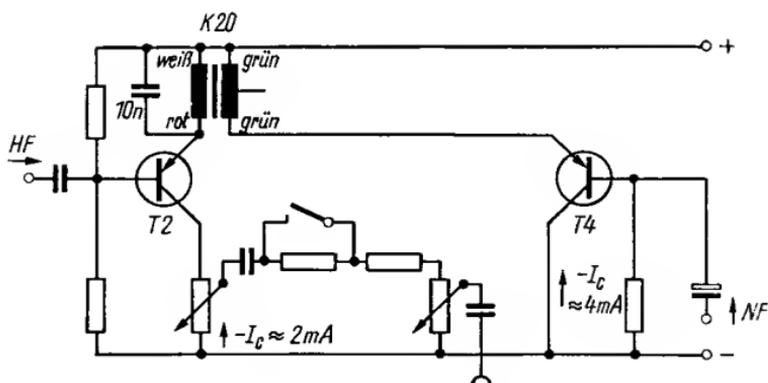
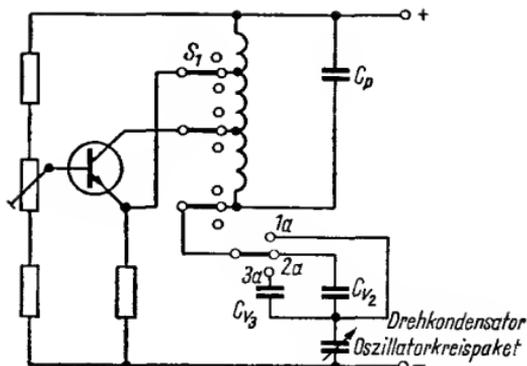


Bild 5 Schaltung der Modulatorstufe unter Verwendung eines Übertragers K20

Bild 6
Prinzipschaltung
der Oszillatorstufe
mit eingegengten Frequenz-
bereichen für den
ZF-Abgleich



lichen Stellungen des Schalters S_1 untergebracht werden. Die angegebenen Werte von C_p und C_v sind nur Richtwerte; die genauen Werte lassen sich beim Abgleich ermitteln.

Der NF-Generator

Der NF-Generator (T3 und T4) entspricht weitestgehend dem 1000-Hz-Generator nach [4] und kann auf der dort angegebenen Leiterplatte aufgebaut werden. Lediglich die Schaltung des als Modulationsverstärker eingesetzten Transistors T4 weicht von der Schaltung des Generators in [4] ab.

Eine andere erprobte Modulationsschaltung (Bild 5) verwendet einen Übertrager (K 20). Die Wicklungswiderstände von Primär- und Sekundärwicklung wirken hierbei als Emitterwiderstände der Transistoren T2 und T4.

Die Modulatorstufe

Diese Stufe wird an der Basis durch die Hochfrequenz des Oszillators gesteuert und, wie beschrieben, am Emitter durch die NF moduliert. Im Kollektorkreis dieser Stufe kann am Schleifer eines Potentiometers R11 die modulierte Ausgangsspannung regelbar abgenommen werden. Hiermit verbunden ist eine Gleichrichterschaltung mit einem Ausgang an den Buchsen (Bu1, Bu2); an dieser läßt sich ein Mikroamperemeter anschließen und die Höhe der Ausgangsspannung ablesen. Durch den Spannungsteiler R12...R14 ist es möglich, diese Spannung bei geöffnetem Schalter S2 auf Werte bis zu einigen Mikrovolt herunterzuregulieren. Bei geschlossenem Schalter S2 kann der Buchse Bu3 eine HF-Spannung von maximal 0,1 V entnommen werden.

Die Anzeige der Ausgangsspannung ermöglicht zwar nur bei entsprechender Eichung eine Absolutmessung, gestattet aber auch, ohne diese Eichung einen konstanten Wert der HF-Spannung einzustellen, was bei der genauen Aufnahme von Durchlaß- bzw. Dämpfungskurven notwendig ist. Da die Modulatorstufe hochfrequenzmäßig in Emitterschaltung betrieben wird, ist hierfür ein Transistor mit hoher Grenzfrequenz erforderlich. Bei einem Frequenzbereich bis 30 MHz sollte dies mindestens ein *GF 132*, besser noch ein *GF 140* sein.

Um die obere Grenzfrequenz noch etwas hinauszuschieben, kann man einen höheren Kollektorstrom, als in der Schaltung (Bild 1) angegeben, einstellen. Wegen des Spannungsabfalls am Emitterwiderstand empfiehlt es sich dann aber, die Modulationsschaltung nach Bild 5 zu verwenden. Soll der Generator nur für die unteren Bereiche ausgelegt werden, genügt als Modulator schon ein *GF 131* oder *GF 130*.

Der Aufbau

Die wichtigste Voraussetzung für die einwandfreie Funktion eines HF-Prüfgenerators ist, daß die Hochfrequenz nicht auf unkontrollierten Wegen aus dem Gerät gelangen kann. Das Gehäuse des Generators wird daher zweckmäßig aus kupferkaschiertem Hartpapier zusammengelötet, wie schon in [3] beschrieben. Oszillator und Modulator sollten in eine, der Spannungsteiler R12...R14 und S2 in eine weitere Kammer eingebaut werden.

Für die Widerstände R12 und R13 verwendet man am besten UKW-Widerstände (ohne Wendel). Auf Grund von Streukapazitäten ist damit zu rechnen, daß besonders bei den höheren Frequenzen am Ausgang (Bu3) nicht exakt die Spannung erscheint, die sich aus dem Teilverhältnis der Widerstände ergibt.

Da der Generator ohnehin nicht für Präzisionsmessungen, sondern in erster Linie zum Empfängerabgleich und für andere Amateurzwecke gedacht ist, stört dies kaum.

Inbetriebnahme und Abgleich

Mit der Inbetriebnahme beginnt man beim NF-Generator. Die Arbeitspunkte der Transistoren T3 und T4 werden eingestellt, und man überzeugt sich davon, daß die NF-Spannung (etwa 0,5 V) am Emitter des Modulators T2 vorhanden ist. Die Arbeitspunkte von Modulator und Oszillator sind zunächst auf möglichst kleine Werte einzustellen. Danach beginnt man mit dem Frequenzgrobabgleich im Bereich 1.

Mit einem Frequenzmesser [5] oder geeichtem Empfänger werden die Bereichsenden festgelegt. Die Größe der HF-Spannung über dem Widerstand R 11 soll zumindest an einer Stelle des Bereichs 1 V übersteigen. Das angeschlossene Mikroamperemeter zeigt dann mindestens 70 μ A an. Wird dieser Wert nicht erreicht, so ist zunächst der Kollektorstrom von T2, gegebenenfalls auch der von T1 zu erhöhen. Auf diese Weise werden alle anderen Bereiche vorabgeglichen, wobei sich die Notwendigkeit ergeben kann, auf den höherfrequenten Bereichen die Kollektorströme weiter zu vergrößern. Zuletzt erfolgt der Feinabgleich mit der Aufnahme der Skalenpunkte.

Literatur

- [1] *Diefenbach, W.*, Transistor-Prüfsender „Subminicheck“, Funktechnik, Nr. 14/1958, S. 485 und 486
- [2] *Hetényi, László*, Tranzisztoros amatőr szignálgenerátor, Rádiótechnika (ungar.), Nr. 4/1961, S. 98 und 99
- [3] *Gapp, J.*, Transistor-Prüfsender für ZF und Mittelwelle, Funkamateureur, Nr. 12/1966, S. 579 und 580
- [4] *Borkmann, I.*, NF-Sinusgenerator für eine Festfrequenz, Funkamateureur, Nr. 1/1966, S. 25 und 26
- [5] *Schubert, K.-H.*, Frequenzmessung und Frequenzmesser, Der praktische Funkamateureur, Band 6, Deutscher Militärverlag, Berlin

Selbstenthüllung

Wir zitieren aus **Electronics**, Aug. 22, 66:

„Himmelhohe Kosten — Obwohl es die Navy niemals zugab, war ihr 600-Fuß-Durchmesser-Funkteleskop in Sugar Grove W. Va. dazu bestimmt, die Funkverbindungen mit Mondreflexionstechnik ‚hinter dem eisernen Vorhang‘ zu belauschen. Als die Konstruktion 1957 begonnen wurde, sagte die Navy, daß dieses Projekt 60 Millionen Dollar kosten würde. 1962 — vollendet waren die Bodenkonstruktionen — betrug die Kosten bereits 135 Millionen Dollar, was vor allem durch technische Schwierigkeiten bedingt war. Nun wurde es McNamara zuviel; er befahl der Navy, die Entwicklung zu stoppen. Zu diesem Zeitpunkt wurden die Kosten zur Errichtung des gewichtigen Parabolspiegels auf 200 Millionen Dollar geschätzt“.

Elektronen- Röhren



electronic

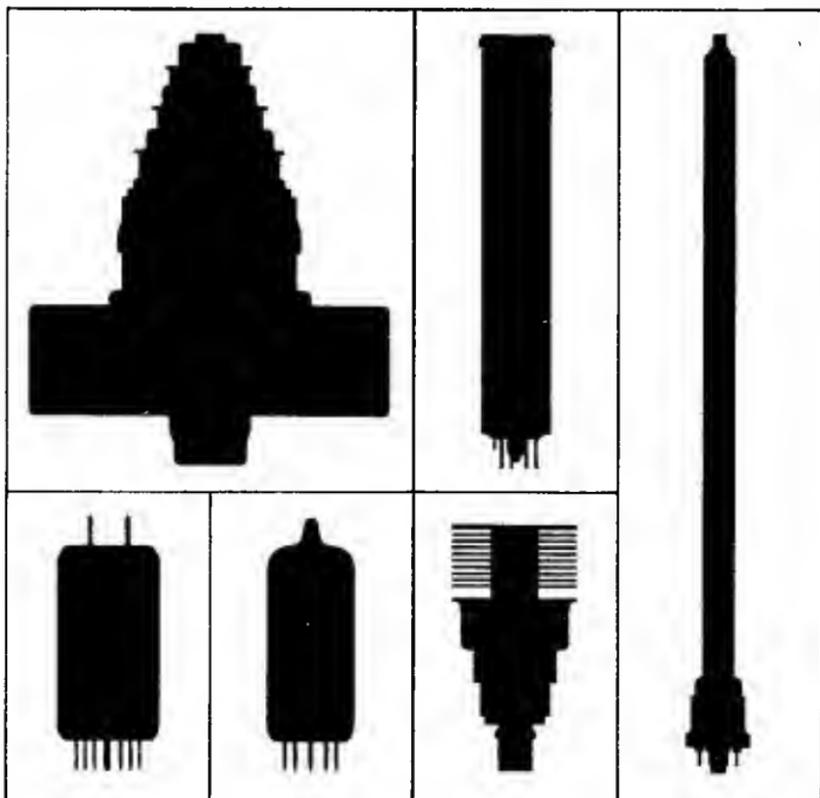


Bildaufnahmeröhren
Bildwiedergaberöhren
Höchstfrequenzröhren
Senderöhren
Empfängerröhren

Fordern Sie unser
ausführliches Prospekt-
und Katalogmaterial!

VEB Werk für Fernsehelektronik

116 Berlin-Oberschöneeweide
Ostendstr. 1-5



Wer hat nicht schon in heiteren Stunden seinem Spieltrieb freien Lauf gelassen, ob im *Mensch ärgere dich nicht*, beim Skat oder mit sonstigen vernünftigen Spielereien. Eines ist allen Spielen gemeinsam: Es gibt Gewinner und Verlierer. Gewinner möchte man gern selbst sein . . .

Man nehme 13 Streichhölzer und 2 Spieler. Jeder Spieler darf 1, 2 oder 3 Hölzer mit einem Zug wegnehmen. Der Partner hat den nächsten Zug, er nimmt ebenfalls 1, 2 oder 3 Hölzer weg. Verloren hat, wer das letzte Streichholz aufnehmen muß. So weit, so gut, das Spiel ist mit Hölzchen, Steinchen, Knöpfen usw. über tausend Jahre bekannt, und man braucht einen Partner zum Mitspielen. Aber muß der Mitspieler eigentlich ein Mensch sein?

Im Zeitalter der technischen Revolution spielen wir das gleiche Spiel *elektronisch* gegen einen „denkenden“ Spielautomaten. An Stelle der Streichhölzer verwenden wir Umschalter, und zwar 13 Stück. Nachdem wir unseren ersten Zug durch Umschalten von 1, 2 oder 3 Schaltern getan haben, zeigt uns die Maschine nach Druck auf den Druckschalter ihren Gegenzug mit Hilfe von Glühlampen an, ob sie 1, 2 oder 3 von den restlichen Schaltern abziehen möchte. Die 4. Glühlampe leuchtet auf, wenn die Maschine „paßt“ oder verloren hat. Das ist eigentlich bereits alles.

Zum Aufbau des Geräts gibt es wenig zu sagen. Die 13 Schalter werden angeordnet, wie in Bild 1 gezeigt. Man kann selbstverständlich auch andere geometrische Anordnungen wählen. Als Stromversorgung dient eine Taschenlampenbatterie. Es sind, technisch gesehen, keinerlei Komplikationen zu erwarten — gute Lötstellen an den Schaltern und Lampen vorausgesetzt! Bild 2 zeigt die Schaltung des Geräts mit einem Programm. Wie ist gegen bzw. mit dieser „denkenden“ Spielmaschine zu spielen? Entweder der Spieler oder die Maschine führt den ersten Zug aus. Er schaltet 1, 2 oder 3 Umschalter nach rechts. Danach drückt er auf den Druckknopf. Die Zahl neben der entsprechenden Glühlampe zeigt an, welchen Gegenzug die Maschine ausführt. Für die Maschine ist nunmehr die entsprechende, von ihr angegebene Anzahl von Schaltern ebenfalls nach rechts umzulegen.



*Bild 1
Ansicht der Frontplatte
des Spielautomaten.
Bei dieser Schalter-
stellung ist der Spiel-
automat für das Pro-
gramm 1 geschaltet.
Die Schalternumerierung
beginnt links außen
mit S 1 und endet mit S 13
über dem Punkt
des Fragezeichens*

Dann führt der Spieler seinen zweiten Zug aus usw. Verloren hat der, der den letzten Schalter Nr. 13 umlegen muß.

Theorie dieses Spieles

Die nachfolgend beschriebene Theorie dieses Spieles liest sich etwas komplizierter, als sie in der Praxis ist. Selbst wer sie überhaupt nicht liest oder nach dem ersten Durchlesen nicht gleich vollständig übersieht, kann das Gerät voll funktionsfähig nachbauen.

Folgende Grundregeln werden bei diesem Spiel vorausgesetzt (Programm 1):

- 1 — Es sind 13 Spielelemente vorhanden (Umschalter).
- 2 — Jeder Partner (Spieler oder Maschine) führt jeweils einen Zug aus, bei dem 1, 2 oder 3 Umschalter geschaltet werden.

- 3 – Nach Druck auf den Druckknopf zeigt die Maschine ihren Gegenzug mit einer Glühlampe an, von Hand des Spielers oder eines Zuschauers ist die Anzahl der von der Maschine angezeigten Zahl von Schaltern umzuschalten. (Der Zug der Maschine wird nicht von der Maschine selbständig ausgeführt, sondern er muß für die Maschine betätigt werden.)
- 4 – Wer den letzten Schalter zu betätigen hat, verliert das Spiel.
- 5 – Die Reihenfolge der umzuschaltenden Schalter ist von 1 bis 13 einzuhalten.

Programmierung 1 zum Spielprinzip

Mit Hilfe der vorgegebenen Programmierung (Bild 2) ergänzt die Maschine nach dem ersten Zug des Spielers immer auf 4, gleichgültig, ob 1, 2 oder 3 Umschalter betätigt werden, so daß der Rest 1 immer für den Spieler übrigbleibt. Der Spieler verliert!

Nähme man also statt 13 nur 5 Umschalter, so wäre die Situation sofort übersichtlich, der Spieler könnte sich bereits beim ersten Zug ausrechnen, daß für ihn 1 Schalter übrigbleibt.

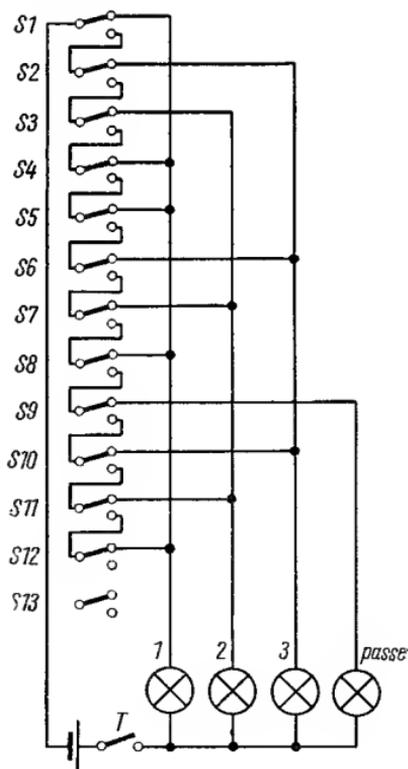


Bild 2
Schaltung des Spielautomaten
für ein Viererprogramm.
Verwendet werden 1polige Umschalter

Beweis

Schaltet der Spieler 1 Schalter, dann ergänzt die Maschine 3.

Schaltet der Spieler 2 Schalter, dann ergänzt die Maschine 2.

Schaltet der Spieler 3 Schalter, dann ergänzt die Maschine 1.

$1 + 3 = 4$, Rest 1 für den Spieler: er verliert

$2 + 2 = 4$, Rest 1 für den Spieler: er verliert

$3 + 1 = 4$, Rest 1 für den Spieler: er verliert

Von 5 ausgehend, ist es dem Spieler also nicht möglich, zu gewinnen, auch wenn er nur 2 oder 1 Umschalter umlegt, da die Maschine immer die Möglichkeit hat, so viele Schalter zu betätigen, daß dem Spieler zuletzt ein Schalter übrigbleibt. Da der Spieler bereits verloren hat, wenn er am Zuge ist und noch 5 Schalter umzulegen hat, untersuchen wir, ob es außer der 5 noch weiteren Summen gibt, die zum Verlieren des Spielers führen.

Wir gingen aus von $(1 \times 4) + 1 = 5$, jetzt untersuchen wir $(2 \times 4) + 1 = 9$ (hier wird das gleiche Spielprinzip verdoppelt). Die Maschine ergänzt nunmehr nach dem ersten Zug auf 4, der Rest 5 bleibt für den Spieler zum Verlieren; der Rest 1 wird nunmehr an den Schluß des Spieles geschoben.

Wir können die Reihe fortsetzen und stoßen auf

$(3 \times 4) + 1 = 13$ Schalter (unsere Variante),

$(4 \times 4) + 1 = 17$ Schalter,

$(5 \times 4) + 1 = 21$ Schalter usw.

Das Spiel ist also erweiterungsfähig, sinnvoll erscheinen 13 oder 17 Schalter.

Allgemein gilt:

$N = (4 \cdot n) + 1$, wobei n der Multiplikationsfaktor ist. Damit gilt ebenfalls allgemein, daß, wenn ein Spieler (Mensch oder Maschine) am Zug ist und ihm eine Anzahl von Schaltern $(4 \cdot n) + 1$ vorgelegt wird, bei einem sinnvollen Spiel des Gegenspielers der ziehende Spieler stets verlieren muß (auch die Maschine). Wenn ein Spieler mehrfach gegen die Maschine spielt — und auch verloren hat —, so wird er seinem persönlichen Intellekt entsprechend die Systematik der Maschine beobachten und bald herausfinden, daß die Maschine nach jedem Zug des Spielers auf 4 ergänzt. Damit wäre die vorgegebene Programmierung durchschaut, und der Spieler könnte nun auch gegen die Maschine gewinnen.

Programmierung 2

Um diesen „Erkenntnisprozess“ möglichst zu erschweren, ist es mit einfachen Mitteln möglich, die Maschine mit 2 Programmen zu versehen (Bild 3). Während wir das Programm 1 als Viererprogramm bezeichnen (die Maschine ergänzt immer auf 4), nennen wir das zweite Programm das Dreierprogramm (die Maschine ergänzt immer auf 3).

Bild 3 zeigt die Schaltung für beide Programme. Die obige Spieltheorie reduziert sich nunmehr. Der Spieler darf jetzt nur noch 1 oder 2 Umschalter betätigen. Von 4 Schaltern ausgehend, ergibt sich:

Schaltet der Spieler 1 Schalter, dann ergänzt die Maschine 2.

Schaltet der Spieler 2 Schalter, dann ergänzt die Maschine 1.

$1 + 2 = 3$, Rest 1 für den Spieler: er verliert,

$2 + 1 = 3$, Rest 1 für den Spieler: er verliert.

Bild 3
Schaltung des Spielautomaten für 2 Programme.
In der gezeichneten Schalterstellung spielt man das Viererprogramm. Nach Umschaltung aller Schalter liegt das Dreierprogramm vor. Verwendet werden 2polige Umschalter

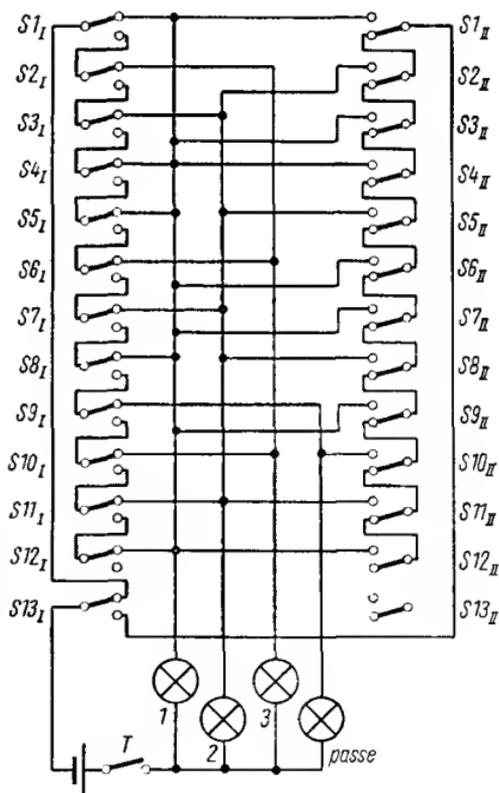




Bild 4
Blick in die Verdrahtung
des Spielautomaten



Bild 5
Ansicht der Frontplatte
des Spielautomaten mit
der Schalterstellung für
das Dreierprogramm

Die allgemeine Formel für das Programm 2 heißt

$$N = (3 \cdot n) + 1.$$

Die einfachste Möglichkeit, beide Programme im Spiel unterzubringen, bietet der 2polige Umschalter. Bei jedem Spiel nach dem 1. Programm wird zugleich mit dem Umlegen jedes einzelnen Schalters das Programm 2 vorbereitet. Sobald der Verlierer den letzten Schalter drückt, ist die Maschine komplett auf das zweite Programm umgeschaltet. Man braucht lediglich dem Spieler mitzuteilen, daß nunmehr an der Stelle von 1, 2 oder 3 Umschaltern nur noch 1 oder 2 Umschalter betätigt werden dürfen. Damit wird es dem Spieler erschwert, die logische Folge der Programmierung zu erkennen.

Jeder, der den ersten Zug ausführt, verliert gegen die Maschine. Zieht die Maschine als erste und zieht der Spieler aus Unkenntnis der Regel eine ungenügende Anzahl, so gewinnt ebenfalls die Maschine. Hat die Maschine als erste gezogen und der Gegenspieler immer die richtige Anzahl geschaltet, so gibt die Maschine das Spiel auf, da sie schon vor dem letzten Zug ihre „Niederlage“ erkannt hat. Das zeigt die Maschine durch Aufleuchten der Lampe „passe“ an.

Der Aufbau des Spielautomaten

Für den Aufbau eignen sich gut Plastebehälter, so wie sie z. B. für das Sortieren von Widerständen, Kondensatoren usw. verwendet werden. Oder man fertigt sich aus Holz, Metall oder Kunststoff einen entsprechenden kleinen Kasten an (Bild 4).

Das Gerät wird für Flachbatterien 4,5 V vorgesehen, es können Glühlampen 3,8 V o. ä. verwendet werden.

Im Mustergerät wurde die Flachbatterie mit Duosan auf den Boden der Plastehülle geklebt. Die Anschlüsse konnten verlötet werden, da die Lebensdauer der Batterie fast mit ihrer Lagerungsdauer identisch ist. Auch bei häufiger Anwendung entsteht nur sehr geringer Stromverbrauch. Diese elektronische Spielmaschine wird sicherlich in Ihrem Freundes- und Bekanntenkreis kein geringes Erstaunen erwecken. Die Freude am Gewinnen ist sicher ebenso groß, als spielte man gegen einen menschlichen Partner. Das Gerät kann auch für psychologische Tests, z. B. bei Aufnahmeprüfungen an Ingenieur- oder sonstigen Schulen, verwendet werden.

Prüfsignalgeber TS 7 mit Piezofilter

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

Signalquellen für die Funktionsprüfung von Verstärkern und Empfängern sind besonders in der handlichen Prüfstiftform sehr beliebt. Der Deutsche Militärverlag trug dem mit seinem Bauplan *Transservice* Rechnung (Original-Bauplan Nr. 7). Die dort beschriebenen Tester zeigen, auf wie vielfältige Art und mit wie wenig Aufwand sich sogar mehrere Frequenzen in einem solchen Prüfstift erzeugen lassen.

Die Gehäuse wurden aus Leiterplattenhalbzeug gefertigt. Das erleichtert nicht nur den Zusammenbau, das Gehäuse wird auf diese Weise gleichzeitig in die Schaltung mit einbezogen: Einmal dient die Folie als Schirm, zum anderen zum Kontaktieren der Batterie. Da diese Einzelheiten im genannten Bauplan nachbausicher beschrieben sind, wollen wir uns an dieser Stelle auf die Wiedergabe im Bild beschränken.

Gewissermaßen „nach Redaktionsschluß“ bot sich nun noch eine sehr interessante und vielen Amateuren sicher zusagende Möglichkeit mit einem neuen Bauelement an, über die im folgenden berichtet wird.

Abweichend von „herkömmlichen“ Schaltungen zur Schwingungserzeugung (der Quarz sei wegen seines hohen Preises ausgeklammert) ist dieser Generator mit einem elektromechanischen Filter ausgestattet. Der vorliegende Beitrag beschränkt sich auf die Testerschaltung. Außer auf die Einzelheiten der technischen Ausführung solcher Prüfstifte geht der obengenannte Bauplan auch ausführlich auf die einfache Herstellung von Leiterplatten ein. (Näheres über die genannten Filter in dem Beitrag auf S. 125.)

Schaltung und Funktion (Bild 1)

Der Generator besteht aus einem HF-Transistor, z. B. vom Typ *GF 120*, der über ein phasendrehendes Glied rückgekoppelt ist. Für dieses Glied, das wie üblich L und C oder R und C enthält, wurde ein piezoelektrisches H-Filter eingesetzt. Entsteht an dessen Anschlüssen 3 und 4 (hier Kollektorkreis) eine Spannungsänderung (z. B. Einschaltimpuls bei Inbetriebnahme), so bewirkt diese in dem zwischen 1 und 2 angeschlossenen piezo-

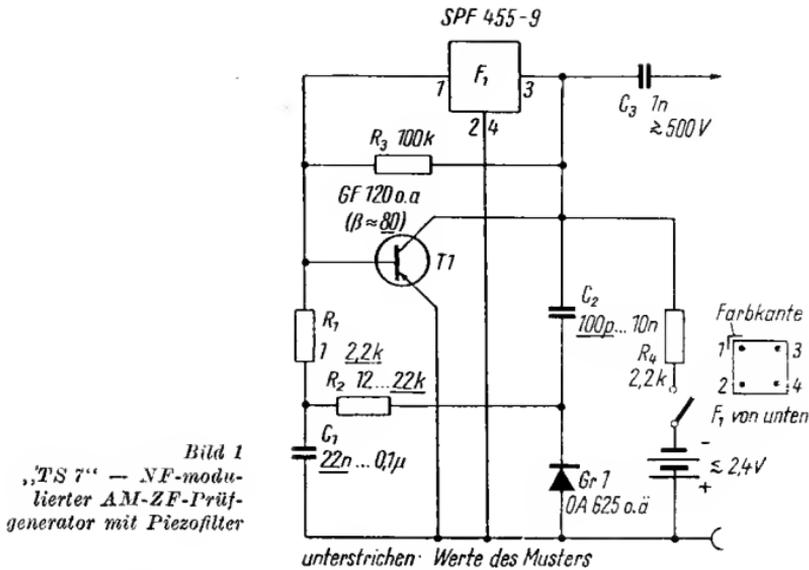
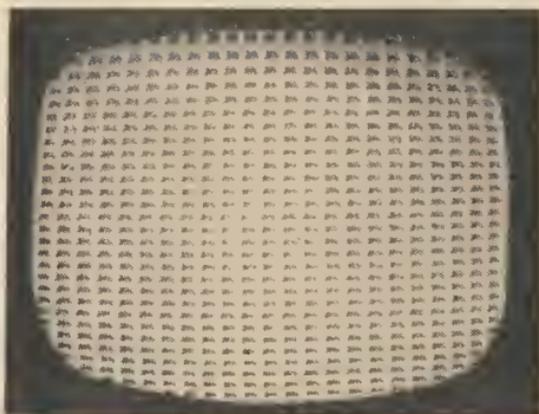


Bild 1
 „TS 7“ — NF-modu-
 lierter AM-ZF-Prüf-
 generator mit Piezofilter

elektrischen Wandler eine reversible mechanische Deformation. Dieser „mechanische Impuls“ gelangt über den Koppelsteg im Filter zum zweiten Wandler, indem daraus wieder eine elektrische Spannung wird. Bei richtiger Polung (vgl. Bild 1) hat diese Spannung genau entgegengesetzte Polarität zum erregenden Impuls. Das aber ist (entsprechende Verstärkung vorausgesetzt) die Bedingung, unter der sich ein Transistor in Emitterschaltung selbst erregen kann: Am Kollektor entsteht jetzt eine größere Änderung. Diese wird wieder in der richtigen Phase auf die Basis geführt usw. Die zur Anfachung einer Schwingung nötige Energie überträgt jedoch das Filter nur für ein schmales Frequenzband: Es ist der Bereich der Haupt-Eigenresonanz des H-Filters, also um 455 kHz (ZF vieler AM-Transistorempfänger).

Gelingt es nun noch, dieses ZF-Signal mit einer hörbaren Frequenz zu modulieren, so läßt sich mit einer solchen Anordnung der ZF-Verstärker von Transistorgeräten bequem testen und abgleichen. Das NF-Signal vermag außerdem in gewohnter Weise, NF-Verstärker zu überprüfen. Ein genügend hoher Oberwellenteil schließlich gestattet sogar einen Funktionstest am Eingang des Fernsehuners, zumindest in den unteren Kanälen. Davon ließ sich infolge der Auswanderung des Bildes leider kein brauchbares Foto anfertigen. Auf jeden Fall steht für die Erzeugung eines Bildmusters am Eingang des Bildverstärkers ein ausreichendes Signal zur Verfügung (Bild 2). Selbstverständlich bieten außerdem die im Abstand von 455 kHz wiederkehrenden Oberwellen, die mit der hörbaren NF moduliert sind, für den Kurzwellenamateur ein recht nützliches Prüf-



*Bild 2
Bildmuster auf dem
Fernschirm bei Ein-
speisung des TS-7-
Signals in den Bildver-
stärkereingang*

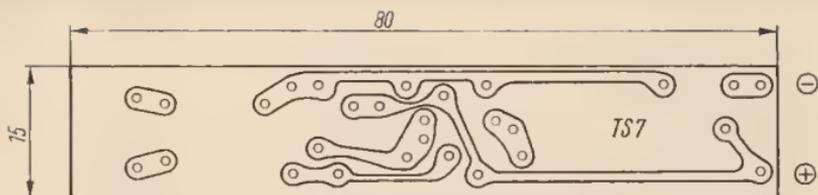
signalspektrum auf allen Bändern. Auf Mittelwelle stehen bei 910 kHz und bei 1365 kHz zwei „Marken“ zur Verfügung. Außerdem können in den verschiedenen Frequenzbereichen u. U. noch Mischprodukte, z. B. mit Harmonischen der Oszillatorfrequenz, auftreten. Entspricht f_z des Empfängers gerade der Testfrequenz, so kann diese bei geringer Eingangselektion auch zum ZF-Teil „durchschlagen“. Die Eigenmodulation des HF-Generators mit NF bewirkt eine Rückführung des gleichgerichteten ZF-Ausgangssignals auf die Basis. Ein Zeitglied sorgt für die periodische Veränderung des Basispotentials im Takte einer hörbaren Schwingung. Das Ergebnis erkennt man in den Bildern 3 und 4. In Bild 4 ist im Rücklauf des Oszillografen noch schwach der HF-Kurvenzug auszumachen.



*Bild 3
Ausgangssignal des
TS-7, mit einem NF-
Oszillografen sichtbar ge-
macht (der NF-Schwin-
gungszug ist gut zu erken-
nen)*

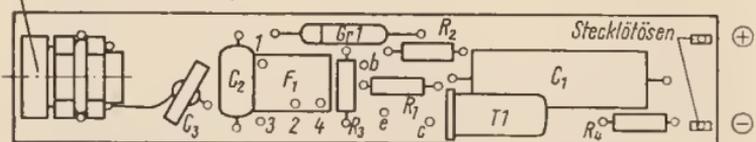


*Bild 4
Ausgangssignal in größe-
rer Auflösung — im
Rücklauf ist
(auf dem Originalfoto)
schwach die
HF-Schwingung zu sehen*



a) Leitungsmuster

Telefonbuchse für die Tastspitze



b) Bestückungsplan

Bild 5 Leitungsmuster- und Bestückungsplanvorschlag für den TS7

Die in Bild 1 genannten Werte sind zwar in weiten Grenzen variierbar, doch sollte man einen möglichst kleinen Energieumsatz anstreben. Das Piezofilter wird in der vorgegebenen Schaltung ja zweckentfremdet eingesetzt; es ist für größere Leistung gar nicht dimensioniert. Dem Autor „starben“ 2 Filter, als die Schaltung durch einen kleinen Kollektorwiderstand und einen entsprechenden Basiswert noch härter ausgelegt war. Als Schlussfolgerung daraus hüte man sich also auch beim Piezo-ZF-Verstärker vor Selbsterregung! Außerdem scheint es noch notwendig, darauf hinzuweisen, daß die Filteranschlüsse möglichst ungekürzt anzulöten sind (mit Schlauch überziehen!), da sie sonst leicht Schaden nehmen.

Praktische Ausführung

Bild 5 zeigt einen Vorschlag für die Anordnung der Teile und für das Leitungsmuster, wenn das im genannten Bauplan verwendete Format gewählt wird. Der Prüfstift erhält dann ein Äußeres nach Bild 6. Er weist



Bild 6
TS 7 in einem aus Leiterplattenmaterial zusammengefügten Hartpapiergehäuse



*Bild 7
Einzelheit „Batterie“ im hinteren Teil des
Gehäuses*

als Batterie 2 in Serie geschaltete 50-mAh-Knopfzellen auf, die zwischen 2 Ladungen etwa 100 Betriebsstunden ermöglichen (Bild 7). Dabei Signalgebern stets die Gefahr besteht, daß mit ihnen Punkte höherer Spannung berührt werden, ist der Ausgang mit einem 1-nF-Kondensator von mindestens 500 V Betriebsspannung abzublocken. Dennoch muß man bei solchen Tests vorsichtig sein (vgl. Bauplan!); überhaupt sollten im Zeitalter des Transistors Reparaturen an röhrenbestückten Geräten dem dafür ausgebildeten Fachmann überlassen bleiben.

Bezugsquellen

Die genannten Piezofilter gelangten inzwischen in den Handel, doch ist die Belieferung zur Zeit noch nicht ausreichend. Am besten schickt man zur Vorbestellung eine Postkarte an das bekannte Versandhaus „funkamateurl“, 8023 Dresden, Bürgerstraße 47.

Der ernsthafte Amateur wird sich bei der Prüfung von NF-Geräten nicht allein auf sein Gehör verlassen, sondern stets bestrebt sein, die Eigenschaften der Geräte durch Messungen zu erfassen. Industrielle Meßgeräte sind jedoch für die meisten Amateure kaum erschwinglich; in diesem Fall bietet der Eigenbau einen Ausweg. Hierzu einige Anregungen.

Tongeneratoren

Um beispielsweise die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung, des Eingangsscheinwiderstands oder der nichtlinearen Verzerrungen zu messen, benötigt man zunächst einen Tongenerator, der Sinusspannungen im Bereich von 40 Hz bis 15 kHz abgibt.

Schwebungssummer

Einen von *J. Franz* entwickelten, einfachen Generator nach dem Schwebungsprinzip zeigt Bild 1 [1]. Durch Überlagern zweier Schwingungen f_1 und f_2 an einem nichtlinearen Glied entstehen zusätzliche Schwingungen der Frequenzen $f_1 + f_2$ sowie $f_1 - f_2$ und eine Anzahl von Oberwellen. Im Schwebungssummer benutzt man die Differenzfrequenz $f_1 - f_2$ zur Erzeugung der Tonfrequenzen, weshalb das Gerät korrekter als Differenz-Tongenerator bezeichnet wird.

Ist eine Frequenz konstant, so kann durch Verändern der zweiten der gesamte NF-Bereich ohne Umschaltung überstrichen werden. Beträgt z. B. f_1 100 kHz und ändert sich f_2 von 100 bis 80 kHz, so erhält man die Differenzfrequenzen von 0 bis 20000 Hz. Die Frequenz f_2 wird durch einen Drehkondensator abgestimmt, der parallel zu einer Festkapazität angeordnet ist. Die beiden Generatoren dürfen nicht aufeinander koppeln, da sonst ein Synchronisierereffekt auftritt, der die Erzeugung tiefer Frequenzen verhindert. Großer Wert muß auf völlig gleichen Aufbau der

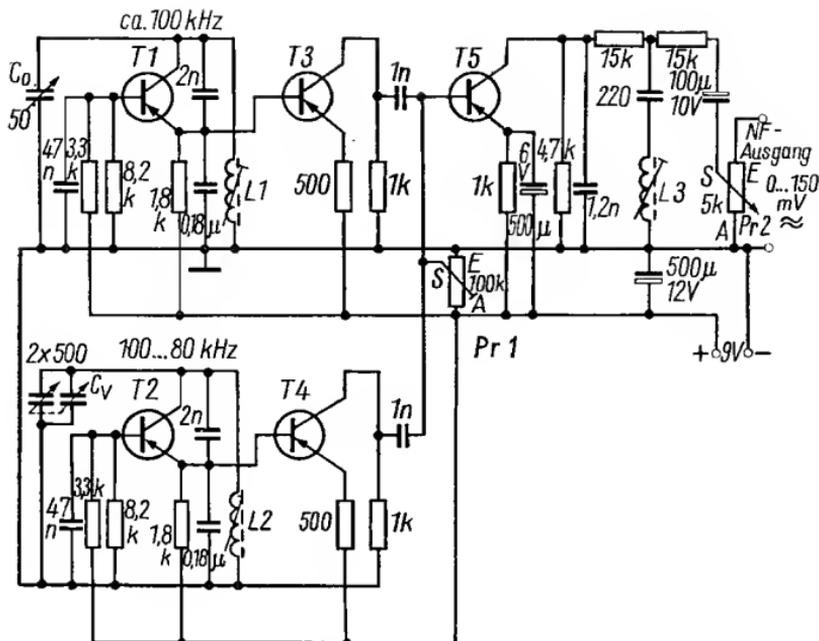


Bild 1 Schaltung für einen Differenz-Ton-Generator (Schwebungssummer)
 T1 bis T4 – GF 100 (OC 871), GF 105 (OC 872), o. ä. mit geringem I_{CEO}
 T5 – GC 116, OC 826 o. ä.

Generatoren gelegt werden, damit Schwankungen der Umgebungstemperatur oder der Betriebsspannung gleichartige Änderungen hervorrufen und eine Änderung der Differenzfrequenz unterbleibt. Ändert sich beispielsweise nur der erste Träger um 0,1 % von 100 kHz auf 100,1 kHz, so erfährt eine mit konstantem zweitem Träger von 99 kHz erzeugte NF von 1 kHz eine Änderung von 100 Hz entsprechend 10 % [2]!

In der gezeigten Schaltung sind beide Generatoren gleichartig aufgebaut. Eine galvanische Verkopplung wird durch Trennstufen vermieden. T1 und T2 schwingen in Basisschaltung. Die Rückkopplung erfolgt über den zum eigentlichen Kreiskondensator 2 nF (Kunststoffolie) in Reihe liegenden Kondensator 0,18 μF. Der Kollektorstrom beträgt etwa 0,5 mA. T1 und T2 sollen unbedingt gleiche Typen sein, um unterschiedliche Drift der Parameter zu vermeiden. Der 0,18-μF-Kondensator bestimmt Schwingspannung und Kurvenform, sein Wert kann in geringen Grenzen variiert werden, um kleinen Klirrfaktor der NF zu erreichen.

Die Trennstufentransistoren T3 und T4 sind gleichstrommäßig mit den Generatoren verbunden. Der Emittterwiderstand bleibt im Interesse einer kräftigen Stromgegenkopplung unüberbrückt. Der Kollektorstrom beträgt 1 bis 2 mA.

Über die Koppelkondensatoren 1 nF wird die HF dem Mischtransistor T5 zugeleitet. Die Einstellung des Arbeitspunkts erfolgt mittels Pr1 auf größte NF-Amplitude bei geringstem Klirrfaktor. Hier liegt der Kollektorstrom bei $0,5\text{ mA}$. Für T5 wird ein NF-Transistor verwendet, da HF-Typen die unerwünschten HF-Reste nur unnötig verstärken würden. Die HF-Siebung erfolgt durch einen Saugkreis, den man auf den Bereich der Oszillatorfrequenzen abstimmt. Pr2 erlaubt den dosierten Abgriff der NF-Spannung. Werden höhere Ausgangsspannungen verlangt, kann man eine Verstärkerstufe nachschalten.

Der praktische Aufbau bereitet keine Schwierigkeiten. Bild 2 gibt eine Anregung für die Verdrahtung. Eine Abschirmung der einzelnen Generatoren kann entfallen, wenn ein Abstand von etwa 15 cm zwischen beiden eingehalten wird. Die Induktivität von L1 bzw. L2 liegt bei $1,3\text{ mH}$. Der Entwickler benutzte Spulen aus $460\text{-kHz-ZF-Filtern}$, deren Parallelkapazität $80\text{ bis }100\text{ pF}$ beträgt. L3 hat $8\text{ bis }9,5\text{ mH}$.

Nach erfolgtem Aufbau kontrolliert man zunächst die Transistorspannungen und -ströme. Als Stromquelle dienen 2 Flachbatterien BDT 4,5 in Reihenschaltung. Steht kein Oszillograf zur Verfügung, so kann zur Kontrolle zunächst ein Rundfunkgerät über den Tonabnehmeranschluß verwendet werden. C_0 wird in Mittel-, C_V in Anfangsstellung gedreht. Nun stellt man mittels Eisenkernabgleich von L1 und L2 Schwebungsnull ein. Beim Eindrehen von C_V wird dann die Tonhöhe rasch ansteigen. Der Eichvorgang erfolgt am einfachsten mit Hilfe eines geeichten Tongenerators unter Zuhilfenahme des Oszillografen. Bei Anschluß der Tongeneratoren an die Y- und X-Eingänge entstehen bei ausgeschalteter Kipp-

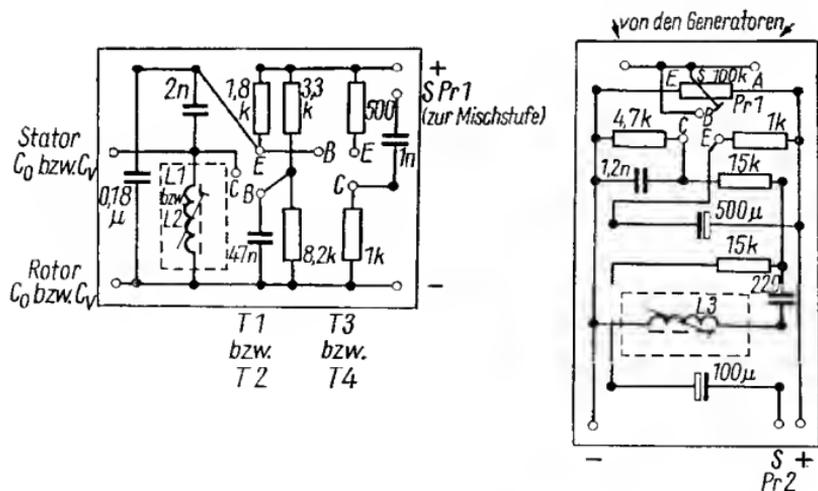


Bild 2 Vorschlag für den Schaltungsaufbau; a - Generatoren, b - Mischstufe

spannung die bekannten *Lissajous*-Figuren, bei einem Frequenzverhältnis 1 : 1 in Form eines Kreises. Während des Eichens ist des öfteren zu kontrollieren, ob die Nullstellung noch stimmt. Abweichungen korrigiert man mit L1. Nach der Eichung werden die Kerne von L1 und L2 mit einem Tröpfchen Wachs festgelegt. Die Nullkorrektor im späteren Betrieb erfolgt dann mittels C₀. Der HF-Anteil der Tonfrequenz wird durch Abgleich von L3 (bei f = 5 bis 10 kHz) auf Minimum eingestellt. Auch eventuell auftretende Pfeifstellen können durch geeigneten Abgleich von L3 beseitigt werden.

RC-Generator

Bei RC-Generatoren wird überwiegend das Prinzip der *Wien*-Brücke angewendet, das jedoch stets die gleichmäßige Veränderung zweier frequenzbestimmender Glieder verlangt.

Ein interessanter Tongenerator, der die Frequenzänderung mit nur einem Abstimmeelement ermöglicht, wurde von *K. F. Heine* erprobt (Bild 3). Die Schaltung enthält 2 Phasenschieberstufen. Die Rückkopplungsbedingung ist bei

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}$$

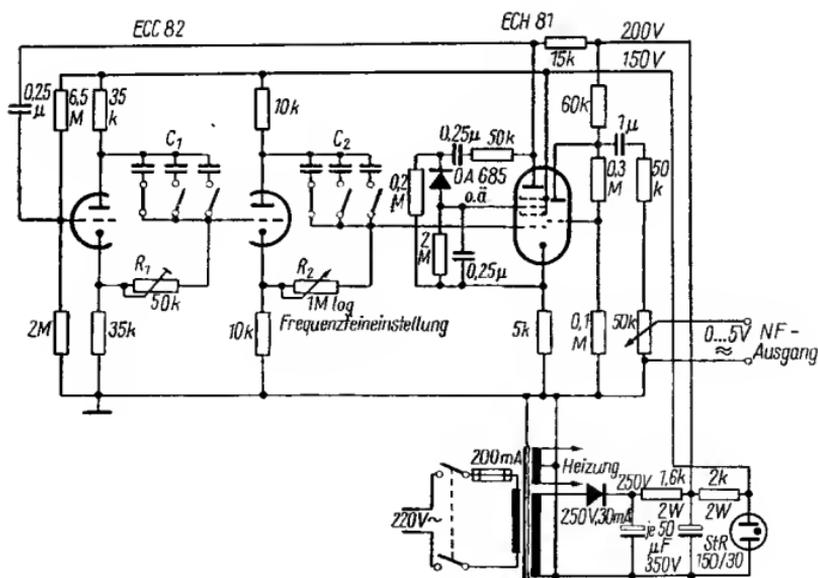


Bild 3 Schaltung für einen RC-Tongenerator

erfüllt, wobei der Verstärkungsfaktor nur wenig über 1 zu liegen braucht. Wird R2 verändert, so ergibt sich bei einem Widerstandsverhältnis von 1 : 1000 eine Frequenzänderung $> 1 : 30$ (bei gleichzeitiger Änderung von R1 und R2 sind Frequenzänderungen bis 1 : 1000 möglich). Im Interesse einer übersichtlichen Skalenteilung ist ein logarithmisches Potentiometer zu verwenden. Soll die höchste Frequenz am rechten Anschlag liegen, so muß die Charakteristik negativ logarithmisch sein. Die Abstimmung ist in 3 Bereiche gegliedert und erreichte mit einem Potentiometer 1 M Ω folgenden Frequenzumfang [4]:

$$\frac{C1}{\Delta f} = \frac{C2 \text{ in nF}}{\text{in Hz}} \quad \frac{100}{10 \text{ bis } 300} \quad \frac{10}{100 \text{ bis } 3000} \quad \frac{1}{1000 \text{ bis } 30000}$$

Es ist darauf zu achten, daß die Katoden- und Anodenwiderstände jedes Röhrensystems der *ECC 82* Übereinstimmung zeigen (2 bis 3 %). Als Verstärkerstufe folgt das Heptodensystem der Röhre *ECH 81* in Gleichstromkopplung. Es ist stark gegengekoppelt, wobei die am Katodenwiderstand abfallende Wechselfspannung gleichzeitig das in Gitterbasisschaltung arbeitende Triodensystem steuert. Der Spannungsteiler 0,3 M Ω /0,1 M Ω sorgt für den richtigen Arbeitspunkt und für eine zusätzliche Gegengekopplung.

Die am Heptodensystem auftretende Wechselfspannung wird nach Gleichrichtung zur Regelung der Schwingamplitude ausgenutzt. Sie beeinflusst das zweite Steuergitter und damit die Verstärkung. Die Amplitude bleibt durch diese Regelung auf ± 1 dB konstant. Sollte ein größerer Abfall bei hohen Frequenzen auftreten, so kann der Katodenwiderstand (5 k Ω) etwas verkleinert werden.

Beim Aufbau ist auf kapazitätsarme Verdrahtung zu achten. Die Speisepannung 150 V wurde stabilisiert, um eine Frequenzdrift bei Netzspannungsschwankungen zu verhindern. Der Netztransformator hat folgende Daten: Kern M 65/26, Netzwicklung 1540 Wdg., 0,22-mm-CuL, Schirmwicklung 160 Wdg., 0,16-mm-CuL (einseitig herausgeführt), Anodenwicklung 2000 Wdg., 0,16-mm-CuL, Heizwicklung 2×25 Wdg., 0,50-mm-CuL.

Röhrenvoltmeter

Der Fehler einer Messung wird außer von der Genauigkeit des verwendeten Meßgeräts entscheidend dadurch bestimmt, inwieweit durch den Meßvorgang die Arbeitsbedingungen des Prüflings unbeeinflusst bleiben. Man wird daher stets bemüht sein, den Eingangswiderstand von Spannungsmessern recht hoch zu halten. Gerade diese Forderung läßt sich mit Transistorschaltungen z. Z. nur schwer erfüllen, so daß die Verwendung von Röhren vorteilhafter ist.

Tonfrequenzmillivoltmeter

Die Messung auch sehr kleiner Wechselfspannungen, z. B. bei der Bestimmung des Aufzeichnungstroms von Magnetköpfen mit Hilfe eines kleinen Reihenwiderstands oder zur Erfassung von Störabständen, ermöglicht ein Millivoltmeter, das von *G. Schellhorn* entwickelt wurde (Bild 4) [5]. Es zeichnet sich durch eine Reihe guter Eigenschaften und durch verhältnismäßig einfachen Aufbau aus. Der Frequenzbereich umfaßt etwa 10 Hz bis 100 kHz, der Eingangswiderstand beträgt 1 M Ω , die Meßbereiche entsprechen 5 mV bis max. 1000 V Vollausschlag.

Die Meßspannung wird in einem Ohmschen Spannungsteiler auf 5 mV Eingangsspannung für die erste Röhre reduziert, wobei die Abstufung so vorgenommen wurde, daß eine Messung im ungenaueren unteren Skalenbereich ausgeschaltet ist. Der Teiler kann mit Hilfe der Formel

$$R_T = \frac{U_E \cdot R_{ges}}{U_{ges}} - R_V$$

auch auf beliebig andere Stufenungen berechnet werden. Hierzu beginnt man mit der Berechnung des höchsten Meßbereichs und erhält den untersten, an Masse liegenden Widerstand. Bei der Berechnung des zweiten Meßbereichs ist dieser dann als R_V zu berücksichtigen. Für die weiteren Bereiche setzt sich R_V aus der Summe der bereits berechneten Teilwiderstände zusammen.

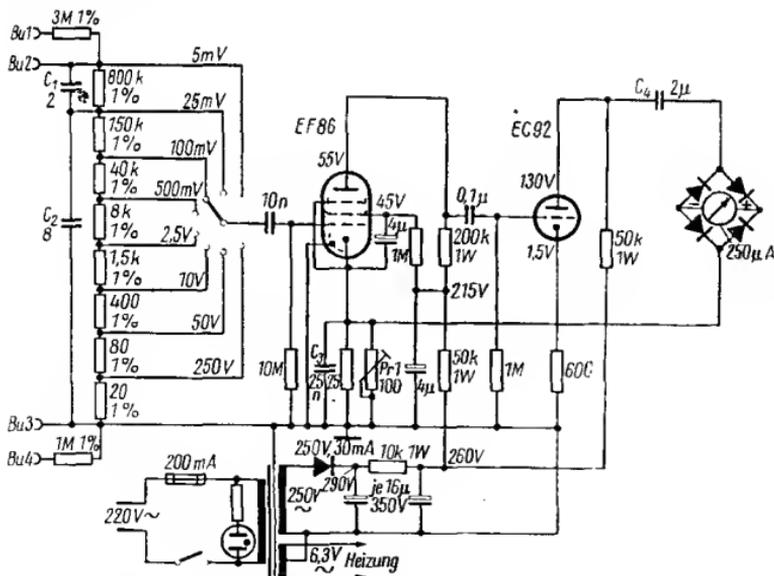


Bild 4 Schaltung für ein NF-Millivoltmeter

Die Kondensatoren C1 und C2 dienen zur Frequenzgangkompensation. Die Werte können je nach Aufbau verschieden sein und werden experimentell erprobt. Ein kapazitiv kompensierter Spannungsteiler ist bekanntlich dann als frequenzunabhängig anzusehen, wenn $R_1 C_1 = R_2 C_2$ gewählt wird.

2 Zusatzwiderstände erweitern die Anwendungsmöglichkeiten. So können durch Verwendung der Buchsen Bu2 und Bu4 symmetrische Wechselspannungsmessungen vorgenommen werden. Die Bereichsendwerte sind mit dem Faktor 2 zu multiplizieren. Zwischen Bu1 und Bu3 kann im Meßbereich 250 V eine Spannung bis zu 1000 V angelegt werden, wie sie z. B. an den Anodenwicklungen großer Kraftverstärker auftritt.

Die Toleranz der Widerstände beeinflußt die Meßgenauigkeit. Die Gittervorspannung der 1. Stufe gewinnt man durch Anlaufstrom. Auf diese Weise wird die Katodenkombination eingespart und eine zusätzliche Frequenzabhängigkeit vermieden. Nach der 2stufigen Verstärkung wird die Meßspannung der Gleichrichterstufe zugeführt, die das Instrument speist.

Die Dioden (OA 625 o. ä.) sollen untereinander übereinstimmen. An Stelle des 250- μ A-Meßwerks können auch andere, z. B. 100- μ A-Typen, Verwendung finden. Sie werden dann mit einem entsprechenden Shunt versehen, der sich wie folgt berechnet:

$$R_p = I_M \frac{R_M}{I - I_M};$$

I_M = Meßwerkstrombereich, I = gewünschter Bereich, R_M = Meßwerk-widerstand.

Man kann ihn auch experimentell erproben. Bei Verwendung von Meßwerken mit $I_M > 250 \mu\text{A}$ muß eine Empfindlichkeitseinbuße des Millivoltmeters in Kauf genommen werden.

Verzichtet man auf die Ablesung im untersten Skalenbereich, so kann die vorhandene Skalenteilung des Meßwerks beibehalten werden, da nur im ersten Skalendrittel Abweichungen von der Linearität auftreten. Andernfalls eicht man die Skala mit Hilfe von Vergleichsgeräten neu.

Die Stabilität des Geräts wird durch starke Gegenkopplungen gewährleistet. Sie sind auf 2 Wege aufgeteilt. So erfährt die 2. Stufe eine starke Stromgegenkopplung in Form des unüberbrückten Katodenwiderstands. Der zweite Weg führt von der Anode der 2. Stufe über den Meßkreis zur Katode der 1. Stufe. Hier ist mit Hilfe eines 100- Ω -Reglers der genaue Verstärkungsabgleich möglich. Dem Höhenabfall der Verstärkung wird durch C3 entgegengewirkt.

Der Netzteil hat einen handelsüblichen Netztrafo mit 250-V-Anodenwicklung und Einweggleichrichtung. Die Mittelanzapfung der Heizwicklung ist an 0 zu legen. Fehlt sie, so muß man einen „Entbrummer“ 100 Ω mit dem Schleifer an 0 einschalten.

Der Aufbau ist nach NF-Gesichtspunkten vorzunehmen. Hierzu gehören z. B. die sternförmige Zusammenfassung aller Nulleitungen an einem Chassispunkt in der Nähe der I. Stufe, abgeschirmte Unterbringung des Netzteils (Chassisunterteilung) und Verdrillen der Heizleitungen. Die Spannungsteilerwiderstände werden zur Erreichung geringster Parallelkapazitäten direkt an die Schalterkontakte gelötet. C4 ist isoliert zu montieren und zum Vermeiden unerwünschter Kopplungen eventuell zu schirmen.

Die Eichung erfolgt mit Hilfe eines Vergleichsgeräts, z. B. unter Verwendung der Netzspannung, durch Einstellen von Pr1 auf Sollanzeige. Für die Beurteilung des Frequenzgangs ist ein Tongenerator erforderlich. An Stelle der ursprünglich vorgesehenen Röhren EF804 und 1/2 ECC81 werden EF86 und EC92 verwendet. Der experimentierfreudige Amateur wird gewiß den Einsatz der Verbundröhre ECF82 erproben, muß jedoch beachten, daß die Röhren EF804 und EF86 speziell für höhere Ansprüche (geringes Brummen und Rauschen) entwickelt wurden.

Gleichspannungsröhrenvoltmeter

Das Messen von Gleichspannungen an den Elektroden von Röhren und Halbleitern erlaubt einen schnellen Rückschluß auf Arbeitspunkt und Arbeitsbedingungen. Es hat jedoch nur dann Aussagekraft, wenn der Eigenwiderstand des verwendeten Spannungsmessers so groß ist, daß die Spannung am Meßpunkt unverfälscht gemessen werden kann. Bekanntlich berechnet sich der Eigenwiderstand R_{iV} eines Spannungsmessers zu $R_{iV} = U_M \cdot D_i$, wobei U_M den Meßbereich und D_i die sogenannte Stromdämmung bedeuten [6]. So hat beispielsweise der bekannte Vielfachmesser I eine Stromdämmung von $333 \Omega/V$ und somit im Meßbereich 30 V einen Eigenwiderstand von $R_{iV} = 30 V \cdot 333 \Omega/V \approx 10000 \Omega$.

Wollen wir damit die Spannung an einem Basisteiler mit den Teilerwiderständen $R_{T1} = 33 \text{ k}\Omega$ und $R_{T2} = 6,8 \text{ k}\Omega$, $U_B = 12 \text{ V}$, bestimmen, so erhalten wir folgendes Ergebnis:

Während die unbelastete Teilerspannung gemäß

$$U_{T1} = U_B \frac{R_{T2}}{R_{T1} + R_{T2}} = 12 \frac{6,8 \cdot 10^3}{33 \cdot 10^3 + 6,8 \cdot 10^3} \approx 2,05 \text{ V}$$

beträgt, messen wir

$$U_{T2} = U_B \frac{R_p}{R_{T1} + R_p} \quad \text{mit} \quad R_p = \frac{R_{T2} \cdot R_{iV}}{R_{T2} + R_{iV}} \approx 4,1 \text{ k}\Omega$$

zu

$$U_{T2} = 12 \frac{4,1 \cdot 10^3}{33 \cdot 10^3 + 4,1 \cdot 10^3} \approx 1,32 \text{ V}.$$

Gitter der 1. Röhre nur $100 \text{ M}\Omega$, so wirkt im Bereich von 1 V und $U_A = 150 \text{ V}$ stets eine Spannung von

$$U_G = U_A \frac{R_E + R_V}{R_{is} + R_E + R_V}$$

$$= 150 \frac{12 \cdot 10^6 + 1 \cdot 10^6}{100 \cdot 10^6 + 12 \cdot 10^6 + 1 \cdot 10^6} \approx 17,3 \text{ V}$$

am Gitter, und das Röhrenvoltmeter ist nicht funktionsfähig. Es wird daher ein keramischer Röhrensockel verwendet und durch ein Metallchassis jeder Kriechweg verhindert. Der Gitteranschluß ist ohne Zwischenstützpunkte über R_V zum Schalter zu führen. Die Spannungsteilerwiderstände werden direkt an die Schalterkontakte gelötet. Als Schalter finden bevorzugt Typen Verwendung, deren Schaltebenen durch ein Schirmblech getrennt sind. Dieses ist an Masse zu legen. Für den Eingang wird eine HF-Koaxialbuchse verwendet.

Das RC-Glied $R_V - C1$ hält Wechselfspannungen vom Gitter fern. C1 muß eine hochwertige Isolation aufweisen. Im übrigen ist der Aufbau völlig unkritisch. An die Siebung der Anodenspannung werden keine besonderen Anforderungen gestellt. Eine Stabilisierung ist nicht erforderlich. Der Netztransformator hat folgende Daten: Kern M 55/20, Netzwicklung 3320 Wdg., 0,12-mm-CuL, Schirmwicklung 234 Wdg., 0,09-mm-CuL, Anodenwicklung 2560 Wdg., 0,09-mm-CuL, Heizwicklung 2×54 Wdg., 0,50-mm-CuL.

Die Eichung wird wie folgt vorgenommen:

- Einstellregler auf Maximalwert stellen;
- Gerät einschalten, U_A kontrollieren;
- mit „0“-Regler Nullausschlag des Instruments einstellen; Gerät etwa eine Stunde in Betrieb lassen und Nullausschlag gegebenenfalls korrigieren;
- bekannte Gleichspannungen (Vergleich mit Vielfachmesser) anlegen und mit den Einstellreglern in den einzelnen Bereichen Sollwert einstellen.

Damit besitzen wir einen Gleichspannungsmesser, der in den einzelnen Bereichen folgende Stromdämmungen aufweist:

1 V — 12 $\text{M}\Omega/\text{V}$	100 V — 120 $\text{k}\Omega/\text{V}$
5 V — 2,4 $\text{M}\Omega/\text{V}$	500 V — 24 $\text{k}\Omega/\text{V}$
10 V — 1,2 $\text{M}\Omega/\text{V}$	1000 V — 12 $\text{k}\Omega/\text{V}$
50 V — 240 $\text{k}\Omega/\text{V}$	

Wer das Gleichspannungsröhrenvoltmeter universell ausnutzen möchte, erweitert es mit einem Gleichrichtertastkopf für Wechselspannungsmessungen. Auch ein Widerstandsmeßzusatz kann leicht angefertigt werden. Anregungen findet man in den bekannten Fachzeitschriften, wie z. B. *funkamateur* oder *radio und fernsehen*.

Literatur

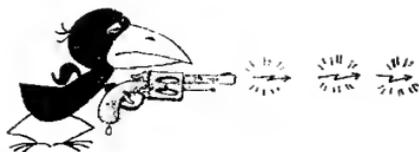
- [1] *Ing. J. Franz*, „Differenz-Ton-Generator DTG“, *Radioschau* 15 (1965), H. 3, S. 132
- [2] *Limann*, Prüffeldmeßtechnik, Funkschauverlag
- [3] *Limann*, „Neuzeitlicher Empfängermeßplatz“, II. Teil, *Funktechnik* 5 (1950), H. 4, S. 116
- [4] *Heine, K. F.*, „RC-Tongenerator“, *Funktechnik* 11 (1956), H. 18, S. 544
- [5] *Schellhorn, G.*, „Mivometer“ *Funktechnik* 11 (1956), H. 18, S. 539
- [6] *Czirr*, NF-Meßpraxis, VEB Verlag Technik Berlin
- [7] *Limann*, „Ein Gleichspannungsröhrenvoltmeter“, *Funktechnik* 4, (1949), H. 9, S. 266

Wir zitieren aus **Electronics**, Sept. 19, 66:

„Drei neue taktische Raketen sollen in Vietnam eingesetzt werden. Obwohl sie eigentlich als Panzerabwehrwaffen vorgesehen waren — Panzer sind jedoch noch nicht gegen die US-Streitkräfte eingesetzt worden —, glaubt die US-Armee, daß die Raketen erfolgreich gegen ‚jede harte Zielscheibe‘, und sei es ein Briefkasten, benutzt werden können. Sowohl die infrarotgelenkte Shillelagh, die Lance als auch die TOW wird in beträchtlichen Mengen hergestellt und kann vom Boden oder von Hubschraubern abgefeuert werden. Alle drei Typen sollen im ersten Halbjahr 1967 ausgeliefert und ausprobiert werden.“

Der elektronische Schießstand

W. Krivopalow



Zielsicher mit dem Gewehr oder der Pistole schießen! Wer träumt nicht davon. Erinnern Sie sich, mit welchem Interesse Sie Filme gesehen oder Bücher über Scharfschützen und Sportschützen gelesen haben, die ihr Ziel nicht verfehlten?

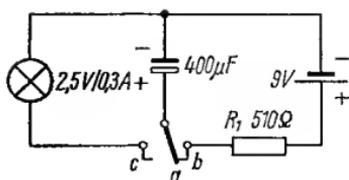
Wir möchten Ihnen empfehlen, eine Pistole zu bauen, mit der man überall auf eine Zielscheibe schießen kann. Unsere Waffe ist völlig ungefährlich, da keine Geschosse benutzt werden, sondern an ihre Stelle der Lichtstrahl tritt. Wir benötigen dazu einige elektrische Bauelemente, eine Batterie und eine Niedervoltglühlampe. Geschossen wird ohne Knall, was aber nicht heißt, daß es uninteressanter ist als beim richtigen Schießen. Wenn man mit der elektronischen Pistole zielsicher schießen kann, fällt es einem leichter, das auch mit einer richtigen Waffe zu tun. Beim Sportschießen mit dem Gewehr oder der Pistole ist die Patronenzahl immer begrenzt. Mit der elektronischen Pistole kann man soviel schießen, wie man will.

Den Schießstand für das Schießen mit der elektronischen Pistole können wir in jedem Raum einrichten. Es wird weder eine Wand noch eine besondere Sicherung benötigt. Auch brauchen wir uns nicht in den Keller oder andere unterirdische Räume zurückzuziehen. Den Aufbau der elektronischen Pistole und das Schießen damit beschreibt der folgende Beitrag.

Unsere elektronische Pistole oder das elektronische Gewehr schießen mit Lichtimpulsen. Wir benötigen also eine Lichtquelle. Für diesen Zweck kann in der elektronischen Waffe für kurze Entfernungen (8 bis 10 m) eine Glühlampe (2,5 V/0,3 A oder 0,07 A) dienen, die einen dünnen Heizfaden haben soll, damit sie nach dem Einschalten der Spannung schnell einen Lichtimpuls aussendet. Das heißt, die Glühlampe soll möglichst trägheitslos arbeiten.

Die Stromversorgung der Lichtquelle erfordert eine Batterie oder einen einfachen Gleichrichter. Die Glühlampe unmittelbar von der Spannungsquelle zu speisen ist unzumutbar, da die Lampe nur kurzzeitig aufleuchten soll und deshalb einen sehr kurzen Impuls elektrischer Energie erhalten

Bild 1
Schaltung des elektrischen
Teiles der Schußwaffe



muß. Die notwendige Energiemenge kann in einem Kondensator gespeichert werden. Betätigt man den Abzugshahn an der Pistole, der mit den Kontakten des geladenen Kondensators verbunden ist, entlädt sich dieser über die Glühlampe.

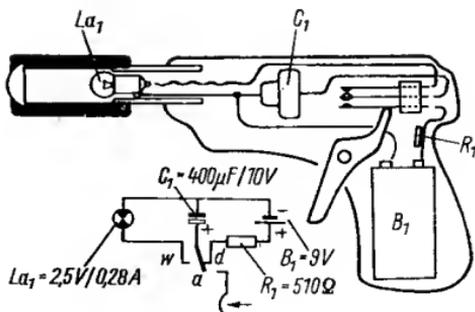
Der Lichtimpuls muß genau in das lichtempfindliche Zentrum der Schießscheibe einfallen. Mit andern Worten, der Lichtstrahl ist in einen feinen, dünnen Strahl zu verwandeln.

Sicher haben Sie in Ihrem Leben bereits Sonnenstrahlen mit einer Linse fokussiert. In unserer Pistole ist also eine Fokussiereinrichtung notwendig. Sie besteht aus einer oder mehreren Linsen. Die beigefügten Bilder zeigen die Schaltung der elektronischen Pistole (Bild 1) und ihren Aufbau (Bild 2).

Aus der Prinzipschaltung geht bereits hervor, daß der Elektrolytkondensator C1 an die Speisebatterie über die normal geschlossenen Ruhekontakte „a—b“ angeschlossen ist. Dadurch wird der Elektrolytkondensator ständig aufgeladen. Als Stromquelle dient in der Pistole eine kleine 9-V-Batterie, wie es sie für Transistortaschenempfänger gibt.

Der Minuspol des Kondensators C1 ist fest mit dem Heizfaden der Glühlampe verbunden. Bei Betätigung des Abzugshahns, d. h., beim Abschuß wird der Kontakt a, an dem der Pluspol des Kondensators liegt, an den Kontakt c gelegt, der mit dem anderen Anschluß der Glühlampe verbunden ist. Damit hat auch der zweite Anschluß der Lampe Verbindung mit dem Kondensator. Der Kondensator C1 entlädt sich über die Glühlampe. Der Entladestrom, der durch den Heizfaden fließt, erwärmt diesen und

Bild 2
Aufbaubeispiel mit einer
Spielzeugpistole



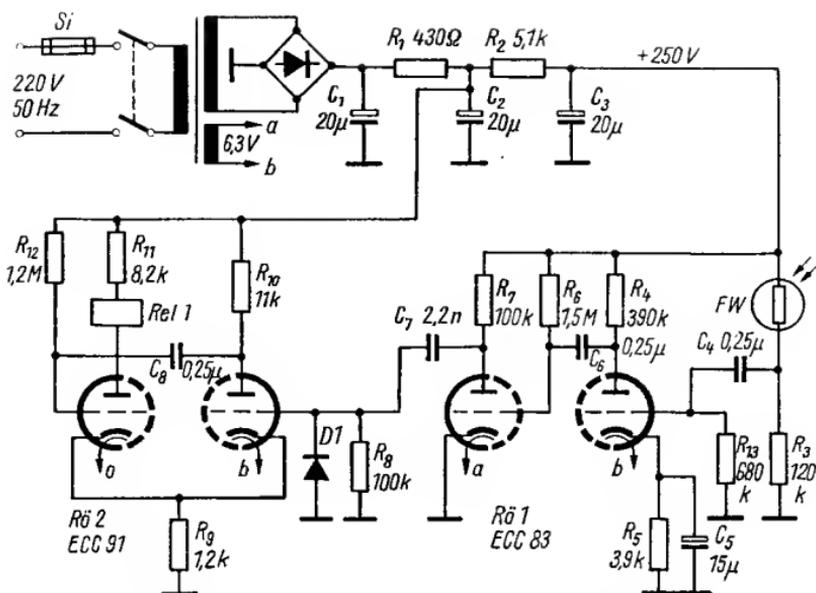


Bild 4 Schaltung der Trefferanzeige mit Röhrenbestückung D1 = GY 100, FW = Cds 8

Durchmesser hervorrufen. Das läßt sich mit dem Reflektor einer Taschenlampe erreichen, bei der an Stelle des Schutzglases eine bikonvexe Linse verwendet wird, deren Fokusabstand gleich dem Abstand Glühlampe-Linse ist.

Der Lichtstrahl (die „Kugel“) muß bei einem sicheren „Schuß“ in der Mitte der Zielscheibe oder an einer bestimmten Stelle auf einer anderen Zielvorlage auftreffen, an der sich ein lichtempfindliches Element befindet. Dieses Element setzt ein Relais in Betrieb, sobald der Lichtimpuls einfällt. Die Kontakte des Relais können eine Signallampe oder bestimmte andere Signaleinrichtungen (Klappscheibe, Zählwerk) in Tätigkeit setzen. Es werden 2 Varianten für eine Zielscheibe, transistorisiert oder auf Röhrenbasis, beschrieben. Die erste Variante ist für Schießentfernungen bis 8 m ausgelegt. Die Röhrenvariante läßt auf Grund höherer Empfindlichkeit Schießentfernungen von 10 bis 15 m zu.

Die Schaltungen für die Zielscheibe zeigen Bild 3 und Bild 4. Die Transistorvariante (Bild 3) besteht aus folgenden Hauptteilen: einem Fotowiderstand, dem 2stufigen Verstärker (Transistoren T1, T2) und der Auslöseeinrichtung (Multivibrator mit den Transistoren T3, T4 und dem Relais Rel 1 als Last). Sobald der Lichtimpuls beim Abschuß auf den Fotowiderstand fällt, entsteht ein Stromstoß. Dieser Impuls gelangt an

den Emitter von T1 ($\beta = 50$). Die Kollektorschaltung ohne Spannungsverstärkung wird erforderlich, weil der Innenwiderstand des Fotowiderstands im Dunkelzustand sehr hoch ist und er nicht unmittelbar an den Verstärkereingang angeschaltet werden kann (Impedanzwandlerfunktion). Der Verstärker hat einen wesentlich geringeren Eingangswiderstand als der Innenwiderstand des Fotowiderstands. Bei unmittelbarer Anschaltung wird keine maximale Empfindlichkeit der Schaltung erreicht.

Die Verstärkung des elektrischen Impulses erfolgt in der Transistorstufe T2. Der Arbeitspunkt wird von einem Spannungsteiler (R2, R3, R5) bestimmt. Die Widerstände werden so gewählt, daß eine maximale Verstärkung des Stromimpulses erfolgt. Der verstärkte Impuls fließt durch die Halbleiterdiode D1. Der Spannungsteiler mit den Widerständen R7 und R8 dient dazu, eine Sperrspannung für die Diode zu erzeugen. Sie beträgt etwa 0,5 V und wird der Stromquelle entnommen.

Zum Arbeitsprinzip des Multivibrators: Es wird angenommen, daß der Transistor T3 geöffnet ist. Infolge eines Spannungsabfalls an der Diode D2, der durch einen Stromfluß im Widerstand R12 entsteht, ist das Emitterpotential des Transistors T4 kleiner (negativer) als das Basispotential.

Der Transistor T4 sperrt. Als Belastung von T4 wirkt die Relaiswicklung. Im gesperrten Zustand fließt kein Strom durch den Transistor, so daß auch der Strom in der Relaiswicklung Null ist. Die Relaiskontakte bleiben so lange geöffnet, wie der Lichtstrahl nicht in das Zentrum der Schießscheibe einfällt. Mit anderen Worten, der Schütze „schießt“ in diesem Fall schlecht. Sobald der Lichtstrahl den aktiven Teil des Fotowiderstands trifft, ändert sich der Innenwiderstand, und am Emitterausgang entsteht ein kurzzeitiger Stromimpuls. Nach der Verstärkung gelangt der positive Impuls an die Basis von T3 und sperrt diesen Transistor. Die Kollektorspannung von T3 erreicht ihren Sperrwert. Dabei wird T4 geöffnet. Jetzt fließt Strom durch die Relaiswicklung. Das Relais zieht an und schließt die Kontakte für die Signaleinrichtung. Der „Schuß“ hat in diesem Fall sein Ziel nicht verfehlt.

Anschließend beginnt sich der Kondensator C4 über die Widerstände R9, R11 und den Widerstand der Strecke Kollektor–Emitter aufzuladen. Sobald das Basispotential von T3 den Wert erreicht hat, bei dem der Transistor öffnet, beginnt Strom zu fließen. Die Kollektorspannung von T3 und die Basisspannung von T4 fallen. Der Multivibrator geht in den Ausgangszustand über. Transistor T3 wird geöffnet, T4 gesperrt. Die Relaiskontakte öffnen. Wenn der Multivibrator kippt, fließt durch T4 und die Relaiswicklung ein großer Strom, hervorgerufen durch die große Induktivität der Relaispule. Die damit verbundene Spannung erhöht die Rückspannung im Abschnitt Kollektor–Emitter des Transistors, so daß er zerstört werden könnte. Um das zu verhindern, liegt parallel zur Relaiswicklung die Diode D3, über die die Stromspitze abgeleitet wird.

Die Stromversorgung der Schießscheibe erfolgt aus einer Taschenlampenbatterie. Die Stromaufnahme beträgt 7 bis 10 mA.

Die Röhrenvariante der elektronischen Schießscheibe gleicht prinzipiell der Transistorvariante. Es sind der Fotowiderstand, ein 2stufiger Verstärker (Röhre RÖ1) und ein Multivibrator mit der Röhre RÖ2 vorhanden. Ein positiver Spannungsimpuls, der am Lastwiderstand R3 nach dem Lichteinfall auf den Fotowiderstand entsteht, gelangt über den Kondensator C4 an das Steuergitter der Röhre RÖ1. Der negative Impuls aus dem Anodenkreis der Röhre fließt über C6 an das Steuergitter des zweiten Systems der Röhre (linke Seite) RÖ1. Die Röhre arbeitet mit Gitterstrom. Hierbei erfolgt eine maximale Verstärkung des negativen Impulsanteils. Der positive Anteil wird abgeschnitten. Der mit dem Differenzierglied R8/C7 und der Diode D1 erzeugte positive Impuls von der Anode dieser Röhre läßt den Multivibrator kippen. Der Multivibrator steuert ein Zählwerk und fixiert auf diese Weise die Treffer oder setzt eine andere Signaleinrichtung, z. B. ein Relais mit einem Anzugsstrom von 10 mA und einem Wicklungswiderstand von 1 bis 10 k Ω , in Tätigkeit.

In Normallage ist das rechte System der Triode RÖ2 gesperrt. Die Vorspannung dazu wird an R9 durch den Anodenstrom des zweiten Systems erzeugt. Er beträgt 10 mA. Sobald ein positiver Impuls an den Multivibrator gelangt – das geschieht, wenn ein Treffer erzielt wurde –, öffnet die Triode. Der negative Impuls, der dann im Anodenkreis der gleichen Röhre entsteht, sperrt die linke Triode; der Multivibrator kippt. Der Zähler oder eine andere Signaleinrichtung beginnt zu arbeiten und zeigt den Treffer an.

Das ganze Gerät wird vom Netz gespeist. Der Netztrafo muß eine Heizwicklung für 6,3 V und eine Anodenwicklung für 250 V haben.

Für die Trefferanzeige kann man verschiedene Signaleinrichtungen (Klappscheiben, Signallampen, Tonsignale oder Zählwerke) verwenden. Alle diese Einrichtungen werden über die Relaiskontakte eingeschaltet. Der Fotowiderstand braucht nicht extra abgedunkelt zu werden. Es empfiehlt sich jedoch, bei hellem Sonnenschein den Fotowiderstand in einem Tubus unterzubringen. Noch bessere Ergebnisse sind zu erreichen, wenn vor dem Fotowiderstand eine kleine Sammellinse angebracht wird. Der Aufbau der Schaltungen ist unkritisch, er kann auf kleinen Chassis erfolgen. Über ein zweiadriges Kabel wird der Fotowiderstand, der sich hinter der Schießscheibe befindet, mit der Schaltung verbunden.

Übersetzt aus „Radio“, H. 9/1966

Einfache elektronische Lockangel

U. Swertschow



Angeln ist ein gesunder Volkssport.

Sicher werden auch eine Anzahl Elektroniker zu den Petri-Jüngern gehören. Für diese empfehlen wir folgende kleine Bauanleitung, jedoch mit einer kleinen Einschränkung: Nicht zu verwenden in den DDR-Gewässern.

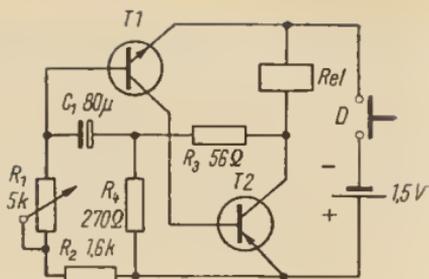
Die nachfolgend beschriebene elektronische Lockangel kommt mit wenig Bauelementen aus. Sie ist einfach aufgebaut und bedarf keiner umfangreichen Montage. Alle Bauelemente, einschließlich der Stromversorgung, sind im Griffstück untergebracht.

Die Schwingenschaltung für die Angel besteht aus einem asymmetrischen Multivibrator. Er erzeugt einheitlich lange und amplitudengleiche Impulse. Die Impulsfolgefrequenz ist im Bereich von 150 bis 500 Imp/min regelbar. Die Regelung erfolgt durch Verändern des Potentiometers R1. Impulsfolgefrequenz und Impulslänge bestimmen die Kapazität C1.

Der Einsatz eines npn- und eines pnp-Transistors in der Schaltung führt zu einem Minimum an Bauelementen. Die Stromversorgung konnte auf 1,0 bis 1,5 V herabgesetzt werden, da der Transistor T2 so arbeitet, daß während des Tastimpulses an der Wicklung des Relais Rel1 die volle Batteriespannung anliegt. Die Kollektorspannung des Transistors T2 beträgt während des Tastimpulses einige Hundertstel Volt. Der Impulsstrom erreicht 400 mA, so daß die Verlustleistung am Transistor 10 mW nicht übersteigt. Der Wirkungsgrad beträgt somit mehr als 90 %.

Für die Angel wurde ein Flachrelais mit einem Wicklungswiderstand von $2,4 \Omega$ verwendet. Ist ein niederohmiges Relais nicht zur Hand, so kann man die Wicklung eines beliebigen Relais dahingehend verändern, daß mit Kupferlackdraht, 0,4 mm Durchmesser, der Spulenkörper vollgewickelt wird. Von dem Relais werden alle Kontakte bis auf die für das elektromagnetische System entfernt. Die Ankerdruckfeder ist zu belassen. Als Stromquelle dient eine Zelle der Stabbatterie 3 V. Die Stromaufnahme ist proportional der Schwingfrequenz und erreicht bei der oberen Frequenz 120 mA. Bei mittleren Frequenzen liegt die Stromaufnahme

Bild 1
Schaltung der beschriebenen Lockangel
T1 — npn-Transistor
(z. B. SF 121), T2 —
pnp-Transistor (z. B.
GC 122)



etwa bei 50 mA, so daß eine Monozelle für ungefähr 10 Betriebsstunden Strom liefert.

Bild 1 zeigt die Schaltung. In Bild 2a ist das Montagebild und in Bild 2b der elektrische Teil ohne Gehäuse dargestellt. Alle Bauelemente der Schaltung sind auf einer 1,5 mm starken Pertinaxplatte mit den Abmessungen 20 mm × 60 mm untergebracht. Die Pertinaxplatte wird an dem Relais

Bild 2a
Aufbauschema
für die elektrische
Lockangel

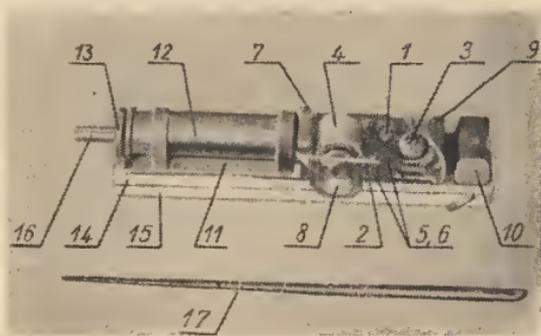
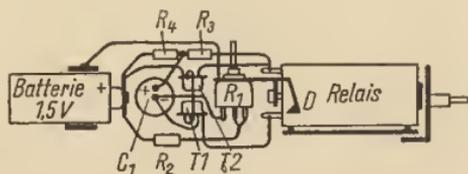


Bild 2b
Ansicht der vom Autor
aufgebauten Schaltung

1 — Transistor T1, 2 — Transistor T2, 3 — Elektrolytkondensator C1, 4 — Potentiometer R1, 5 — Widerstand R3, 6 — Widerstand R4, 7 — Tastkontakt, 8 — Drehknopf für R1, 9 — Pluskontakt für Batterie, 10 — Minuskontakt für Batterie, 11 — Befestigungswinkel des Relais, 12 — Wicklung des Relais, 13 — Anker des Relais, 14 — Pertinaxplatte für Schaltungsaufbau, 15 — Gehäuseteil, 16 — Buchse zur Aufnahme des Kunststoffstabs, 17 — Kunststoffstab

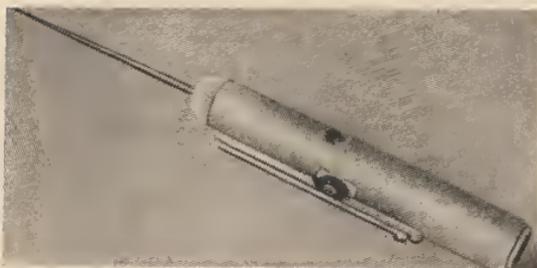


Bild 3
Ansicht der beschriebenen
elektronischen Lockangel

mit Schrauben befestigt. Außerdem sind auf der Platte Messingkontakte für den Batterieanschluß vorzusehen. Das Potentiometer R1 wird an einem Winkel aus 0,5 mm starkem Messingblech befestigt.

Bild 2b zeigt die Anordnung aller Bauelemente auf der Pertinaxplatte, so daß sich eine nähere Erläuterung erübrigt. Es ist nicht erforderlich, auf der Platte spezielle Lötösen für die Verbindung aller Bauelemente anzubringen. Die Lötösen des Relais, des Potentiometers und die Kontakte für die Verbindung mit der Stromquelle reichen aus, um alle anderen Bauelemente zu befestigen.

Für den Druckknopf D wird ein Kontaktpaar (mit Isolierstift) des Relais verwendet. Die Kontakte sind zu einer Klammer zu biegen und an den Winkel, der das Potentiometer hält, anzulöten. Beim Druck auf den Isolierstift bekommt ein Kontakt Verbindung mit einem Anschluß der Relaiswicklung und schließt den Stromkreis über den Minuspol der Stromquelle.

An den Anker lötet man eine Patronenhülse (kleines Kaliber), in die dann ein Kunststoffstab oder eine Angelrute aus anderem Material hineingesteckt wird. Das Griffstück, das die ganze Schaltung aufnimmt, besteht aus einem Stück Plastikmaterial. Am Griffstück ist eine Aufspuleinrichtung für die Angelschnur vorgesehen. Zweckmäßig fertigt man das Griffstück aus einem Vinidurzylinder, der an beiden Enden einen Deckel erhält. In die vordere Seitenwand wird ein Loch von 8 mm für die Angelrute gebohrt. In Längsrichtung erhält das Griffstück eine Aussparung, damit die Batterie und die elektronische Schaltung eingesetzt werden können. Nicht immer wird es möglich sein, das Griffstück aus einem ganzen Stück anzufertigen; in einem solchen Fall klebt man es aus mehreren Teilen zusammen. Eventuelle Ecken und Kanten sind zu bearbeiten.



Bild 4
Teil des Gehäuses, in das
die Schaltung eingesetzt
wird

Eine richtig aufgebaute Schaltung beginnt sofort nach der Stromzuführung zu arbeiten. Bei sehr großer Verstärkung beider Transistoren im Bereich hoher Frequenzen kann es vorkommen, daß der Multivibrator nicht anschwingt. Das ist an dem ständig angezogenen Anker zu erkennen. In diesem Fall empfiehlt es sich, für einen der Transistoren einen mit geringerer Stromverstärkung einzusetzen. Die Schaltung arbeitet sehr zuverlässig, wenn das Produkt der Stromverstärkungsfaktoren beider Transistoren zwischen 2000 und 7000 liegt.

Übersetzt aus „Radio“, H. 3/1966

Einfache Meßschaltung zur Bestimmung sinusförmiger NF-Spannungen bis 10 kHz

Oft besteht die Notwendigkeit, die Frequenz einer sinusförmigen NF-Spannung zu bestimmen, ohne daß ein entsprechendes Frequenzmeßgerät vorhanden wäre. Dazu wird eine bekannte sinusförmige Wechselspannung U an einen Kondensator mit der bekannten Kapazität C_N gelegt und der fließende Wechselstrom gemessen.

Beispiel

Es steht eine Wechselspannung $U = 10 \text{ V}$ und ein Kondensator $C_N = 1 \mu\text{F}$ zur Verfügung. Der fließende Strom wurde mit $I = 33 \text{ mA}$ gemessen. Gesucht ist die Frequenz der Wechselspannung.

Dafür gilt die Beziehung:

$$f = \frac{I}{2 \pi \cdot C \cdot U}$$

Mit den Werten ergibt sich:

$$f = \frac{0,033 \text{ A}}{2 \cdot 3,14 \cdot 10^{-6} \text{ F} \cdot 10 \text{ V}} \approx 530 \text{ Hz.}$$

Obwohl diese Methode nicht sehr genau ist, reicht sie in den meisten Fällen der Amateurraxis im genannten Bereich völlig aus.

R. A

12 Kanäle – ein Sender für die Funkfernsteuerung 3fach simultan gesteuert mit Zeit- multiplexmodulation



Nachdem schon wiederholt Fernsteuersender für 3 bis 4 Kanäle, die für einfache Funkfernsteuerungsanlagen ausreichend sind, veröffentlicht wurden, soll hier eine Sendeanlage beschrieben werden, die auch hohen Ansprüchen gerecht wird. Selbstverständlich ist dieser Sender mit Transistoren aufgebaut. Röhrensender sind für die Fernsteuerung nicht mehr wirtschaftlich vertretbar, da heute mit Transistorsendern eine mehr als ausreichende Entfernung überbrückt werden kann.

Wie aus dem Schaltbild (Bild 1 und Bild 2) zu sehen ist, besteht die Sendeanlage aus dem HF-Oszillator, der PA-Leistungsstufe, dem Modulationsverstärker, dem Ringzähler und den Tongeneratoren I bis III. Dadurch kann man von den 12 Tonfrequenzen jeweils 3 gleichzeitig, also simultan, senden, ohne den Modulationsgrad zu beschneiden. Das ist insofern wichtig, als durch einen kleineren Modulationsgrad der Energiegehalt des Signals geringer wird und somit ein Reichweiteverlust auftritt. Durch den Dreifachsimultan-Betrieb können auch komplizierte Steuervorgänge einwandfrei übermittelt werden.

Der Nachbau der Anlage ist nicht besonders schwierig. Bei sorgfältigem Aufbau, ein wenig Erfahrung mit elektronischen Schaltungen und der Anwendung der angegebenen Bauelemente wird der Sender einwandfrei arbeiten.

Da die Funktion der einzelnen Stufen in der Literatur schon sehr ausführlich beschrieben wurde, soll hier nur das Wichtigste angeführt werden.

Die Schaltungstechnik

Der HF-Oszillator ist quarzgesteuert (27,12 MHz). Durch den Schwingkreis L1-C3, der relativ niederohmig gehalten ist, wird eine saubere HF-Schwingung erzeugt, die sich leicht und ohne Nebenerscheinungen auf die flachere Flanke der Resonanzkurve des Quarzes abstimmen läßt.

Die genaue Windungszahl von L2 zur Ankopplung der PA-Stufe muß experimentell ermittelt werden. Schon eine halbe Windung mehr oder

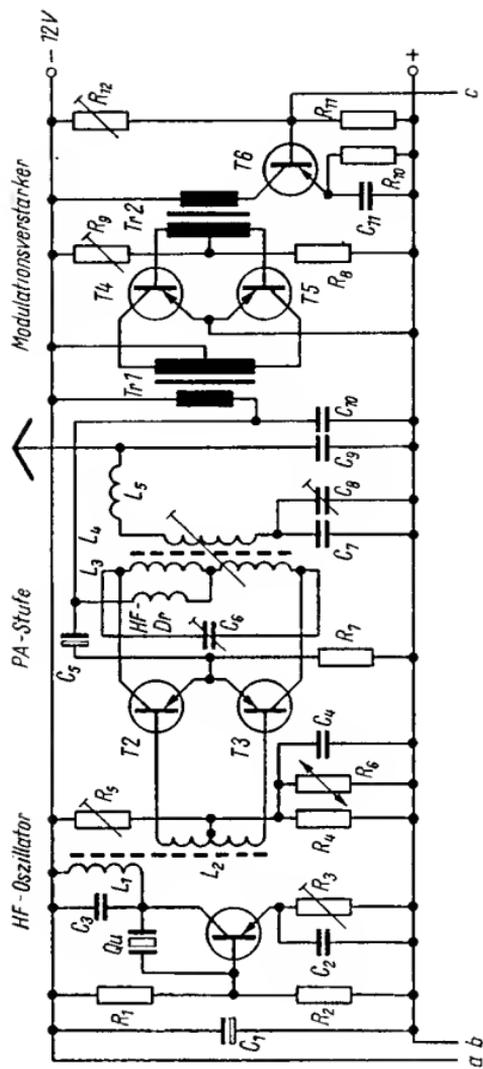


Bild 1 Schaltung des HF-Teils und des Modulationsverstärkers des Fernsteuersenders

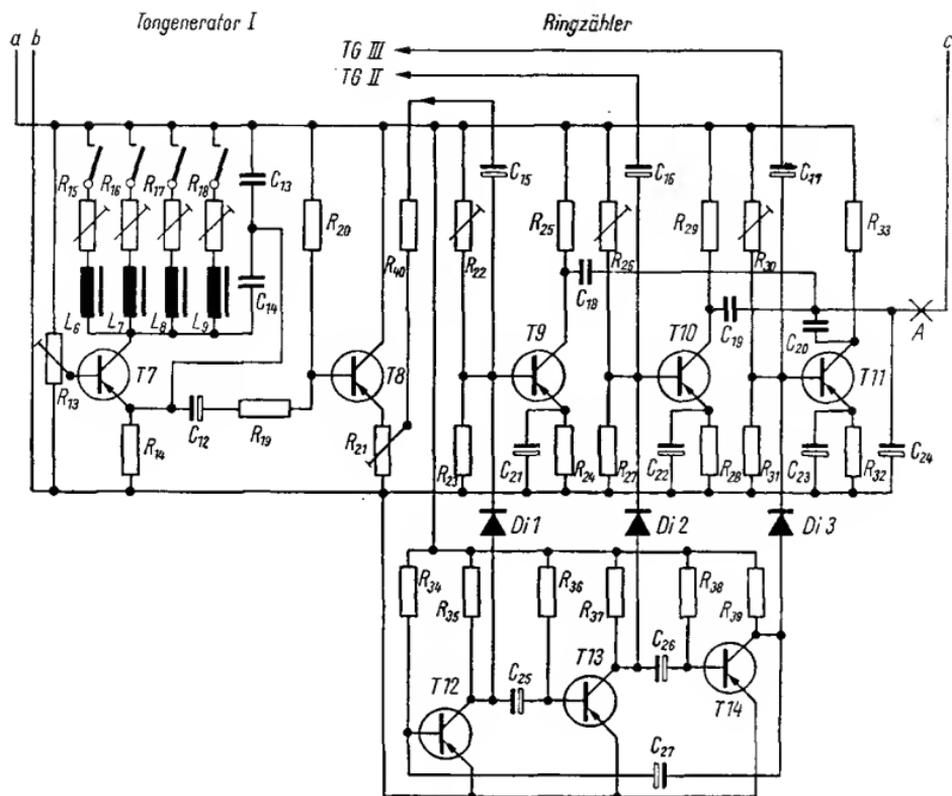


Bild 2 Schaltung für die Tongeneratoren I, II und III sowie den Ringzähler des Fernsteuersenders

(die Tongeneratoren II und III entsprechen dem Tongenerator I)

weniger kann zu einer Leistungssteigerung führen. Die Transistoren T2 und T3 müssen ein gut ausgesuchtes Transistorpaar sein, damit die Abstimmung der Gegentaktchaltung erleichtert wird. Durch die neuen Transistoren GF140...GF143 wird in Verbindung mit einem empfindlichen Empfänger sicher eine Reichweite von über 1000 m erzielt. Diese Transistoren können auch durch andere Typen (z. B. GF131) ersetzt werden. Die damit erhaltene Reichweite ist für die Funkfernsteuerung noch mehr als ausreichend.

Die Doppelmodulation von Kollektor und Emitter hat sich gut bewährt. Obwohl der Sender sinusmoduliert ist, störende Oberwellen daher nicht auftreten, wurde ein Pi-Filter zur besseren Anpassung der Antenne vorgesehen. Der in Gegentaktchaltung arbeitende Modulationsverstärker

erlaubt die Verwendung von **Transistoren** mit geringer Stromverstärkung.

Der Ringzähler schaltet die 3 Tongeneratoren nacheinander an den Modulationsverstärker. Damit ist ein Modulationsgrad von fast 100 % für alle Signale erreichbar. Die einwandfreie Arbeitsweise des Ringzählers sollte möglichst mit einem Oszillografen überprüft werden. Hierzu wird der Y-Eingang des Oszillografen an den Pluspol und Punkt A der Schaltung angeschlossen. Auf dem Bildschirm muß eine durchgehende Gerade erscheinen, die bei Tastung eines Tongenerators in einem Drittel zu einem Schwingungsband wird. Werden 2 oder 3 Tongeneratoren gleichzeitig getastet, so erscheinen 2 bzw. 3 Drittel als Schwingungsband der entsprechenden Tonfrequenzen. Der Ringzähler wird mit R22, R26 und R30 entsprechend eingestellt. Sollten störende Impulse auftreten, hervorgerufen durch die Schaltung der Transistoren des Ringzählers, so können diese mit C24 kurzgeschlossen werden. Die Größe von C24 ist auszuprobieren (Richtwert 20 μF). Durch diesen Kondensator wird allerdings auch die Tonfrequenz der Generatoren belastet. Da die Tonfrequenz aber eine viel größere Amplitude als die eventuell auftretenden Störimpulse hat, gelangt eine ausreichend große Tonwechselspannung zum Modulationsverstärker.

Die Tongeneratoren I, II und III sind gleichartig aufgebaut. Im Schaltbild (Bild 2) ist nur ein Tongenerator gezeichnet. R15 bis R18 dienen zur Einstellung einer gleich großen Spannung für alle Frequenzen eines Tongenerators. Dadurch ist bei der Sinusmodulation ein immer gleichmäßiger Modulationsgrad garantiert.

C13 und C14 sowie L6 bis L9, auch für Tongenerator II und III, haben die aus der Tabelle ersichtlichen Werte, wenn die gleichen HF-Eisenkernspulen benutzt werden. Ich verwende seit längerer Zeit die *Kerne mit Ring* aus den Bandfiltern der Autosuper. Diese kann man von entsprechenden Reparaturwerkstätten bekommen. Die Spulenkörper müssen selbst angefertigt werden und so beschaffen sein, daß ein möglichst großer Wickelraum entsteht.

Ein Wort zur Sinusmodulation. Obwohl sich eine Rechteckmodulation einfacher verwirklichen läßt, wurde dieser Sender sinusmoduliert. Der Grund hierfür ist die Verwendung von Superhetempfängern, mit denen mehrere Fernsteueranlagen gleichzeitig betrieben werden können. Eine Rechteckmodulation des Senders kann dabei zu Störungen führen. Eine entsprechende Superhetempfängerschaltung wird nach gründlicher Erprobung im nächsten *Elektronischen Jahrbuch* veröffentlicht.

Die durch den Ringzähler verursachten „Sendepausen“ werden in den Tonkreisschaltstufen des Empfängers durch größere Rückkopplungskondensatoren von 1 bis 2 μF ausgeglichen.

Der Aufbau

Um den Nachbau zu erleichtern, wurden Leiterplatten für die einzelnen Schaltungsteile entwickelt. Bild 7 bis Bild 9 zeigen die entsprechenden Druckvorlagen. Wie die Bauelementebestückung der einzelnen Platinen aussieht, ist aus Bild 10 bis Bild 12 zu ersehen.

Die fertig bestückten Platinen werden mit Befestigungsbolzen an der Frontplatte angeschraubt. Unterhalb der großen Leiterplatte befindet sich im Gehäuse die Stromversorgung, bestehend aus 6 IKA-Kleinstakkus in Reihenschaltung. Bild 3 bis Bild 6 zeigen den Aufbau des Fernsteuersenders. Die 3 Steuerknüppelschalter für je 4 Tonfrequenzen müssen selbst gefertigt werden. Frontplatte und Gehäuse bestehen aus dünnem Alu-Blech. Die Frontplatte wurde durch 2 Vinidurplatten verstärkt.

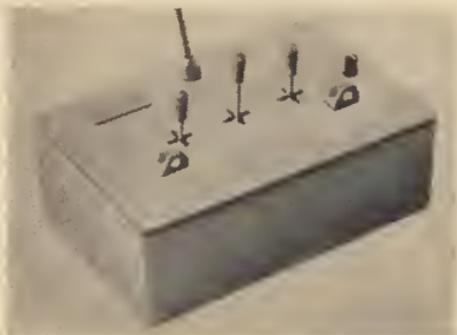


Bild 3
Ansicht des Fernsteuersenders
mit den 3 Steuerknüppeln



Bild 4
Ansicht der Platine
mit dem HF-Teil und dem
Modulationsverstärker

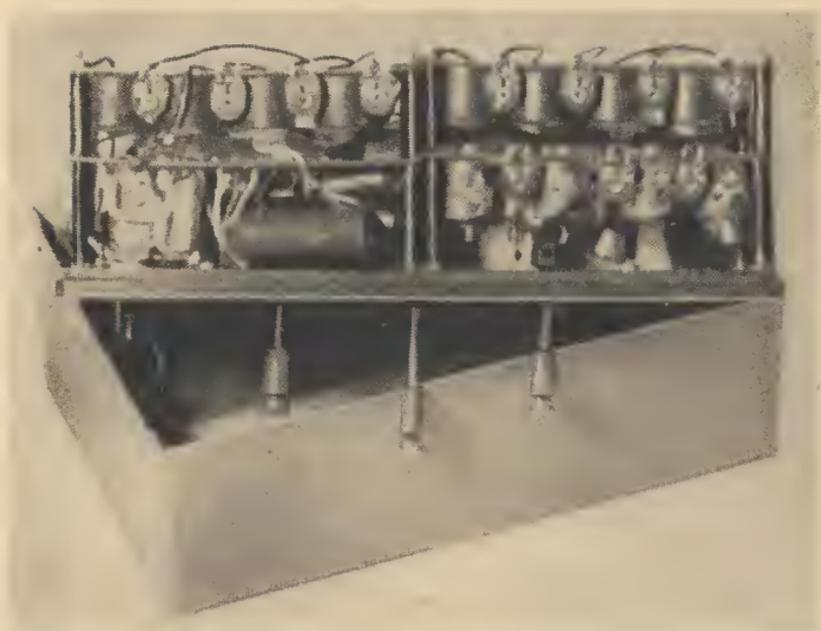


Bild 5 Ansicht der 3 Platinen mit den Tongeneratoren (rechts oben und unten, links oben) und der Platine des Ringzählers (links unten)

Die Inbetriebnahme

Zunächst wird der HF-Oszillator mit L1 auf die Quarzfrequenz abgeglichen. In der PA-Stufe stellt man dann den Kollektorstrom entsprechend der Verlustleistung der Transistoren T2 und T3 ein und stimmt den Schwingkreis L3-C6 mit C6 grob und mit dem Kern von L3 fein auf Resonanz ab. Mit C8 kann nun die beste Abstrahlung der Antenne abgestimmt werden. Im Mustergerät wurde eine CLC-Antenne (Antenne mit in der Mitte angeordneter Verlängerungsspule) benutzt. Zur Kontrolle dieser Arbeiten sind Feldstärkemesser und Milliampere-meter ausreichend.

Für den weiteren Abgleich ist ein Oszillograf mit einem Kontrollschwingkreis, der unmittelbar an die Y-Platten des Oszillografen angeschlossen wird, kaum zu entbehren. Die oszillografische Aufzeichnung der abgestrahlten, modulierten HF wurde in der Zeitschrift *modellbau und basteln*, Heft 3, 1964, beschrieben.

Nachdem ein Kollektorruhestrom von etwa 1 mA für die Transistoren T4 und T5 eingestellt ist, bestimmt man den Modulationsgrad. Dazu werden nacheinander die Tongeneratoren getastet und R21 entsprechend eingeregelt. Die Tongeneratoren sind natürlich, wie vorher beschrieben, mit R13 und R15 bis R18 auf einwandfreie Funktion eingestellt worden.



Bild 6
Ansicht des kompletten Fernsteuersenders
mit der Antenne
(in der Mitte die Ladespule)

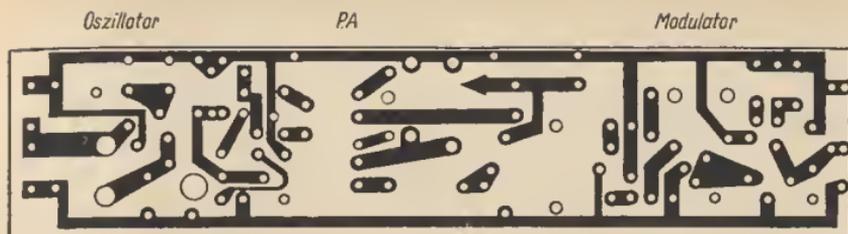
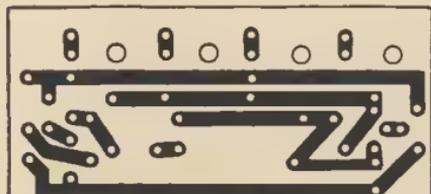
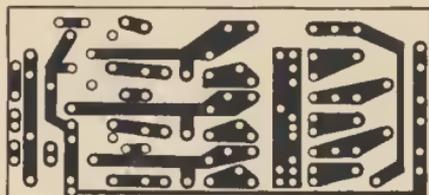


Bild 7 Leiterplatte für HF-Teil und Modulationsverstärker
(Größe 200 mm × 45 mm)



Tongenerator I...III

Bild 8
Leiterplatte für die Tongeneratoren I, II
und III (Größe 100 mm × 45 mm)



Ringzähler

Bild 9
Leiterplatte für den Ringzähler
(Größe 100 mm × 45 mm)

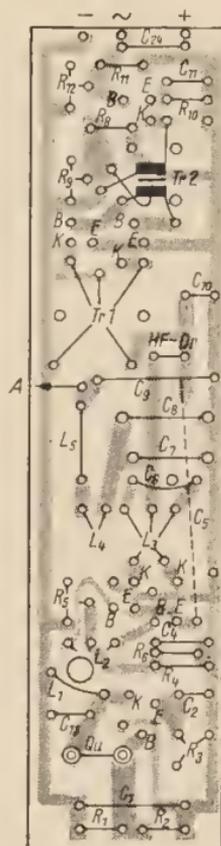


Bild 10
Bestückungsplan für die Leiterplatte HF-Teil
und Modulationsverstärker

Das Schirmbild der modulierten HF bei Tastung eines Tongenerators wird durch das Band des HF-Trägers überlagert und ist daher etwas unscharf. Bei Tastung aller Tongeneratoren läßt sich dann kaum noch eine Tonfrequenz herausfinden. Wenn man jedoch die Zeitachse des Oszillografen auf die Frequenz des Ringzählers einstellt, erkennt man auch jetzt – wie unter Ringzähler schon beschrieben – die 3 Abschnitte der vom Sender abgestrahlten Energie. Der Sender ist damit einsatzbereit.

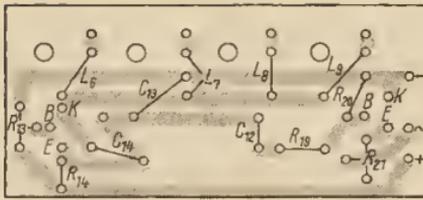


Bild 11
Bestückungsplan
für die Leiterplatte
Tongenerator I, II und III

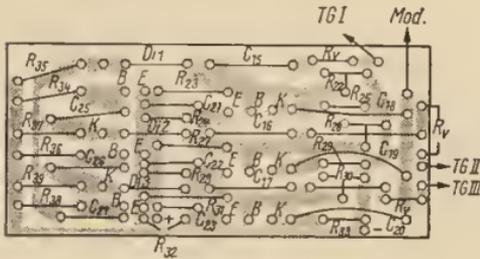


Bild 12
Bestückungsplan für die
Leiterplatte Ringzähler

Tabelle für Tongeneratoren

Kanal	Frequenz in Hz	Anzahl der Wdg.	Draht- durch- messer in mm
Tongenerator I			
C13 = 0,47 μ F	C14 = 0,33 μ F		
1	730	3500	0,08-CuL
2	1080	2400	
3	1320	2000	
4	1610	1600	
Tongenerator II			
C13 = 0,47 μ F	C14 = 0,22 μ F		
5	1970	1500	0,10-CuL
6	2400	1250	
7	2940	1000	
8	3580	810	
Tongenerator III			
C13 = 0,22 μ F	C14 = 0,10 μ F		
9	4370	1000	0,12-CuL
10	5310	810	
11	6500	660	
12	7600	570	

Die Induktivitäten werden aufgebaut mit Mantelkernen aus den Autosuper-Bandfiltern.

Stückliste für den Fernsteuersender

Widerstände 1/10 W

R 1	18 k Ω	R 2	910 Ω
R 4, 6	20 k Ω	R 7, 8	100 Ω
R 10	510 Ω	R 11	10 k Ω
R 14, 23, 25, 26, 27, 29, 31, 40			4,7 k Ω
R 19	51 k Ω	R 20	100 k Ω
R 24, 28, 32	1 k Ω	R 34, 36, 38	24 k Ω
R 35, 27, 39	3,3 k Ω		

Einstellregler

R 3	500 Ω	R 5, 13	25 k Ω
R 9	10 k Ω	R 12, 22, 26, 30	50 k Ω
R 15, 16, 17, 18	100 Ω	R 21	1 k Ω

Trimmer

C 6	4 bis 40 pF	C 8	4 bis 20 pF
-----	-------------	-----	-------------

Kondensatoren

C 1, 12	5 μ F	C 2	1 nF
C 3	47 pF	C 4, 10	5 nF
C 5, 11	10 μ F	C 7	30 pF
C 9	160 pF	C 13, 14	nach Tabelle
C 15, 16, 17	1 μ F	C 18, 19, 20	0,1 μ F
C 21, 22, 23	50 μ F	C 24	etwa 20 μ F
C 25, 26, 27	0,5 bis 1,0 μ F		

Tr 1 Ausgangsübertrager *K 31*

Tr 2 Treiberübertrager *K 30*

D 1, 2, 3 Universaldiode, z. B. *GA 100*

T 1 Transistor *LF 881, GF 131* o. ä.

T 2, 3 Transistor *LF 840, GF 140* o. ä.

T 4, 5, 6, 9, 10, 11, 12, 13, 14 Transistor *LC 824, GC 121* o. ä.

T 7, 8 Transistor *LC 815, GC 116* o. ä.

Tabelle der Spulenwerte

L 1 8,5 Wdg., 0,4-mm-CuL

L 2 etwa 4 Wdg., 0,4-mm-CuL, mit Mittelanzapfung

L 2 neben L 1 auf Spulenkörper 7 mm Durchmesser mit Abgleichkern

L 3 12 Wdg., 0,4-mm-CuL, mit Mittelanzapfung und Anzapfung bei 1,5 Wdg. von den Enden

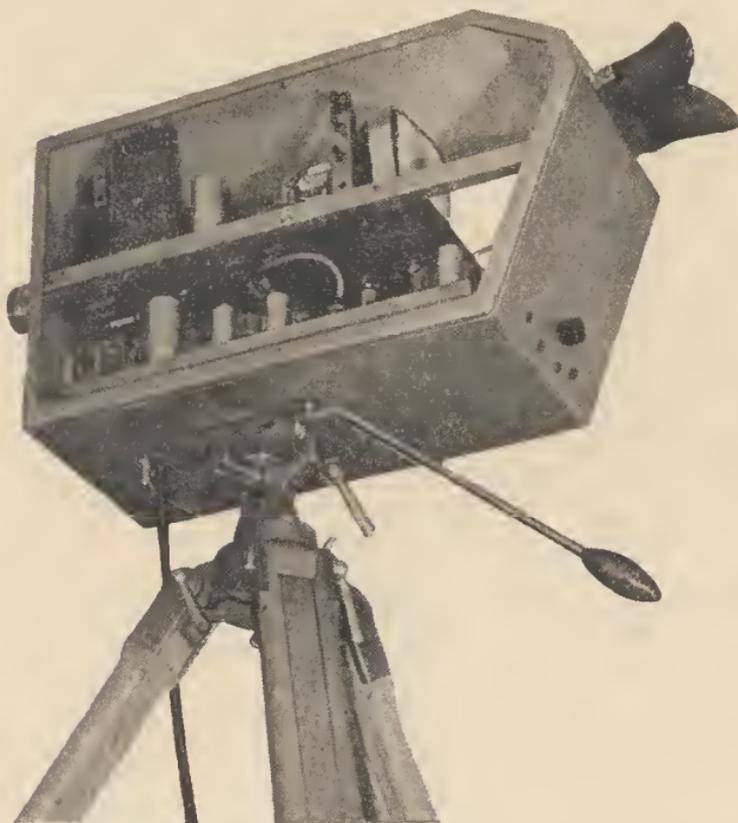
L 4 5 Wdg., 0,4-mm-CuL

L 4 neben L 3 auf Spulenkörper 8 mm Durchmesser mit Abgleichkern

L 5 13 Wdg., 1-mm-CuAg, 10 mm Spulendurchmesser, freitragend, Spulenlänge 20 mm, Lage rechtwinklig zu L 3/L 4

GST-Amateurkonstruktoren stellen aus – IV. DDR-Leistungsschau

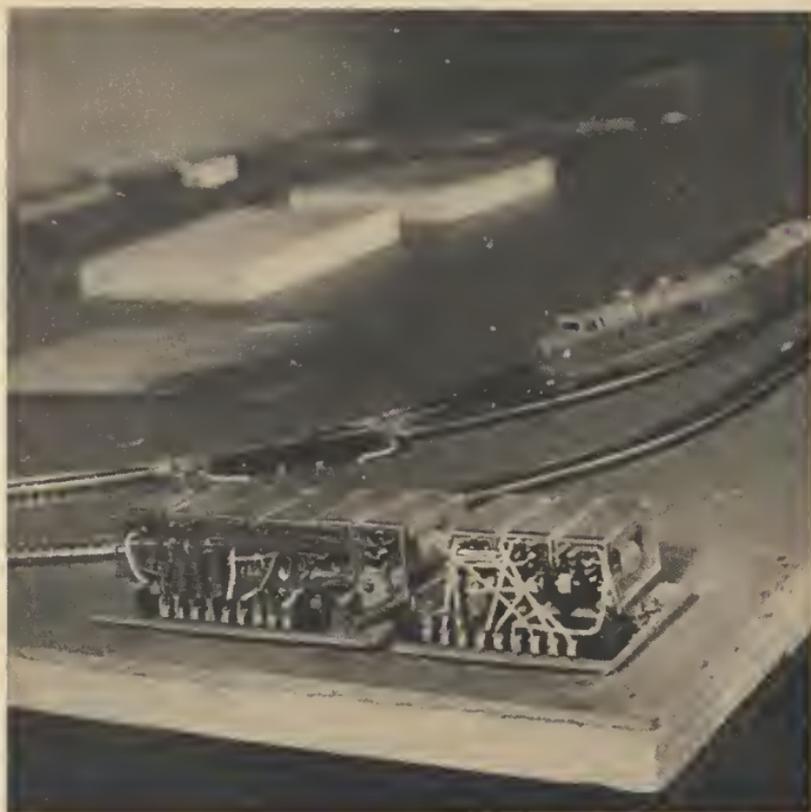
Alle 2 Jahre veranstalten die Nachrichtensportler der GST ihre DDR-Leistungsschau, in der die besten Geräte der Funkamateure und Amateurkonstruktoren vorgestellt werden. September 1966 fand die IV. DDR-Leistungsschau in der Kongreßhalle in Berlin statt. Gezeigt wurden 160 Exponate von 90 Ausstellern. 7 Gold-, 14 Silber- und 30 Bronzemedailles konnten den Konstrukteuren der besten Geräte zuerkannt werden. Interesse für die Arbeit der Nachrichtensportler der GST zeigten etwa 11000 Besucher. Einige der besten Konstruktionen haben wir fotografiert und in dieses Elektronische Jahrbuch aufgenommen.



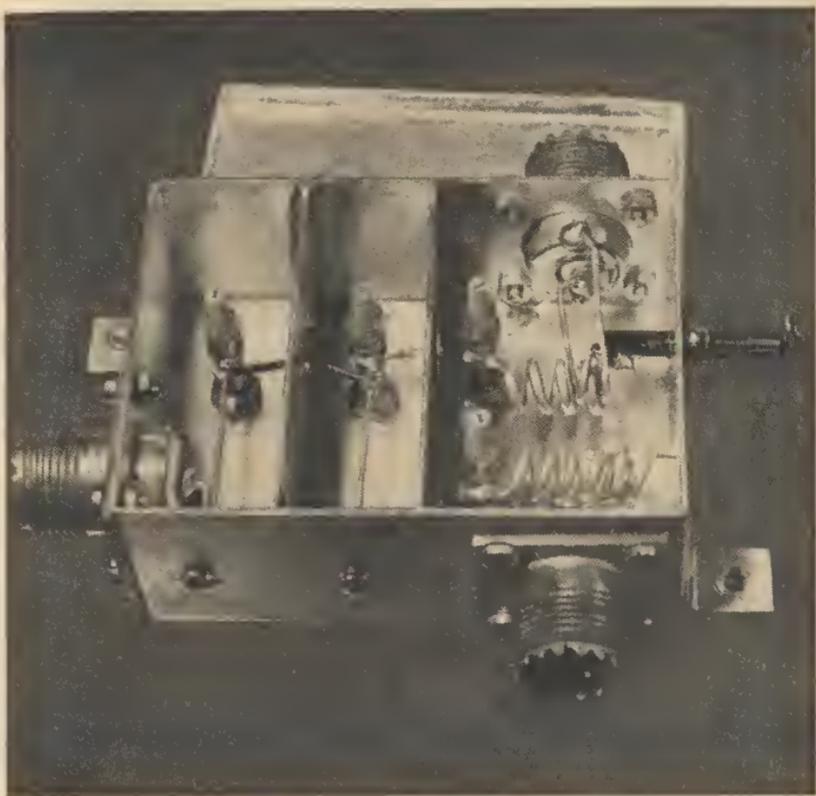
Unter den Nachrichtensportlern der GST gibt es einige Funkamateure, die sich mit der Fernsehaufnahmetechnik befassen. Fernsehkameras, Taktgeber und Bildkontrollempfänger werden selbst gebaut und mit Röhren oder mit Transistoren bestückt. Bald wird auch der erste Amateurfernsehsender der GST in Betrieb sein. Eine besondere Leistung stellt die im Foto gezeigte Orthikon-aufnahmekamera des Funkamateurs J. Rolf, DM 2 BRD, dar, bei der sogar ein Bildkontrollgerät eingebaut ist



Der UKW- und Dezimetertechnik verschrieben hat sich Dipl.-Ing. H. Kuhl, DM 2 CFL. Hier erklärt er seine fernbedienbare Yagi-Antenne für das 70-cm-Amateurband. Rechts daneben sein transistrieretes Funksprechgerät für das 2-m-Amateurband, dem ein Varaktor-Verdreifacher sendeseitig für das 70-cm-Band nachgeschaltet ist. Für den Empfang auf 70 cm befindet sich im gleichen Zusatzgehäuse ein Transistorkonverter, der die Signale in das 2-m-Band umsetzt



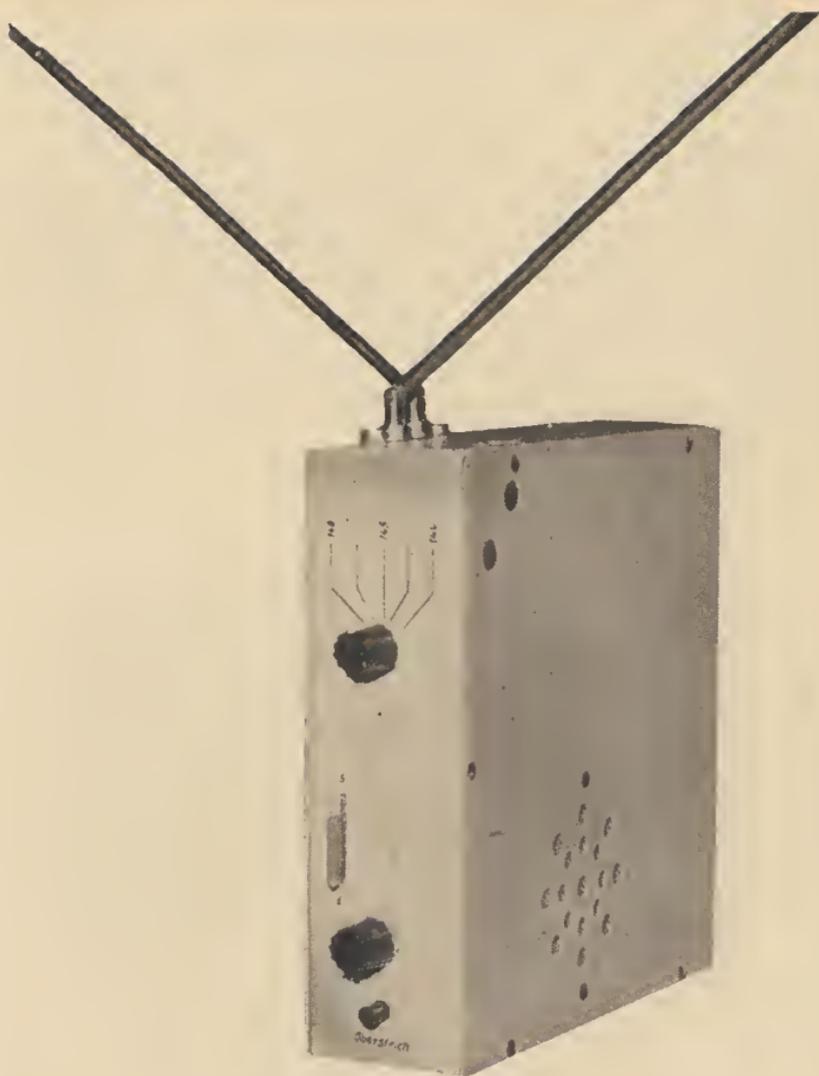
Die Modellbahnanlage mit elektronischer Steuerung der Züge war ein Anziehungspunkt für die Besucher der Leistungsschau. Konstrukteur ist der Funkamateur R. Oettel, DM 2 ATE, der in der DDR durch seine elektronischen Tiermodelle (Schildkröte, Katze usw.) bekannt wurde. Für die Modellbahnfreunde hat der Deutsche Militärverlag bereits einen Originalbauplan herausgegeben, dem bald ein zweiter mit neuen elektronischen Schaltungen folgen wird



Auch an die modernste Technik wagen sich die Funkamateure. Bei den UKW-Amateuren ist es z. B. ein besonderes Problem, eine möglichst rauscharme Eingangsstufe für den 2-m-Konverter zu realisieren. Der Funkamateur H. U. Fortier, DM 2 COO, stellte auf der IV. DDR-Leistungsschau seinen Reaktanzverstärker vor, der mit einer Kapazitätsdiode arbeitet. Die erreichbare Rauschzahl liegt unter $2 kT_0$.



Beliebt bei den Nachrichtensportlern der GST ist die Fuchsjagd. Dabei wird ein im Gelände versteckter Sender mit Peilempfängern gesucht. Für die Fuchsjagd im 80-m-Amateurband konstruierte der Funkamateurl G. Pietsch, DM 2 AVL, diesen handlichen Fuchsjagdpeilempfänger. Im Griff befindet sich die Batterie zur Stromversorgung. Der obere Teil des Geräts enthält einen vollständigen Transistorsuper mit Lautsprecher und Ferritantenne



Kleine handliche Funksprechgeräte lassen sich heute mit Transistoren verwirklichen. Das Foto zeigt einen solchen Sende-Empfänger für das 2-m-Amateurband, den der Funkamateurl J. Klemm, DM 2 BNO, konstruiert hat. Im Gehäuse befinden sich ein Superheterodynempfänger, ein quarzgesteuerter, mehrstufiger Sender, der Modulations- bzw. NF-Verstärker, das Mikrofon, der Lautsprecher und die Stromversorgung

Kleine Lektion über Bionik

Dr. tech. Béla Magyari

Für die Entwicklung der heutigen Wissenschaft ist die Wechselwirkung verschiedener Wissenschaften charakteristisch, wodurch neue Wege und Perspektiven erschlossen werden können.

So entstanden z. B. als Wechselwirkung zwischen der altherwürdigen Biologie und der jungen Elektronik neue „synthetische“ Wissenschaften, die Bionik und die Bioelektrik.

Die *Bionik* (aus dem Griechischen Bios = Leben, Bion = Element des Lebens) untersucht die Möglichkeiten, wie man die Gesetzmäßigkeiten der Biologie in der Technik nutzbar machen könnte, um dadurch die Qualität der technischen Systeme, Maschinen und Geräte zu verbessern und ihre Anwendungsgebiete zu erweitern. (Inzwischen hat sich allerdings weitgehend eine engere Deutung der Bionik verbreitet, gemäß der die Bionik nur die Methoden der Steuerung, Informationswahrnehmung, der Informationsübertragung und der Informationsbearbeitung erforscht, damit an Hand dieser erschlossenen Methoden verschiedene kybernetische Entwicklungen für die Wissenschaft und Wirtschaft durchgeführt werden können.)

Die *Bioelektronik* (oder *Biotechnik*) befaßt sich mit jenen Gebieten, wo technische Systeme, in erster Linie elektronische Geräte, Einrichtungen und Maschinen, zur Erforschung biologischer Vorgänge verwendet werden können. Eines der wichtigsten Gebiete der Bionik ist die *theoretische Bionik*, mit der mathematische Modelle von Lebensvorgängen ausgearbeitet werden.

Eine andere wichtige Zweigwissenschaft bezweckt die Ausarbeitung elektronischer Modelle von Elementen biologischer Systeme und der Vorgänge in ihnen, wie z. B. die Sinnesorgane, Bauelemente des Nervensystems usw. Das sind Modelle, deren Arbeitsweise mit jenen der lebenden Organismen gleich sind. Diese Modelle ermöglichen eine tiefere Erkenntnis der biologischen Systeme und lassen sich bei der Ausarbeitung von technischen Mitteln verwenden, deren qualitative und andere Kennwerte dadurch die früheren übertreffen.

Eine der günstigen Eigenschaften der Bionik liegt darin begründet, daß ihre Ergebnisse sich erst dann auf das menschliche Betätigungsfeld — auf

die Gebiete der Gesellschaft und Technik – übertragen lassen, wenn der Aufbau und die Funktionsweise der lebenden Natur bekannt ist.

Im Bereich der Ausarbeitung bionischer Systeme als Ergebnis der Systematisierung von Kenntnissen und Forschungsarbeiten kann die Bionik folgendermaßen definiert werden: Sie ist eine Wissenschaft, die sich mit all den Systemen befaßt, die die Synthese biologischer und technischer Prinzipien verwirklichen. Noch allgemeiner gesagt: Die Bionik befaßt sich mit den Bedingungen und Methoden der Synthese jener künstlichen Systeme und Vorgänge, die biologische und technische Systeme sowie Prinzipien gleichermaßen darstellen.

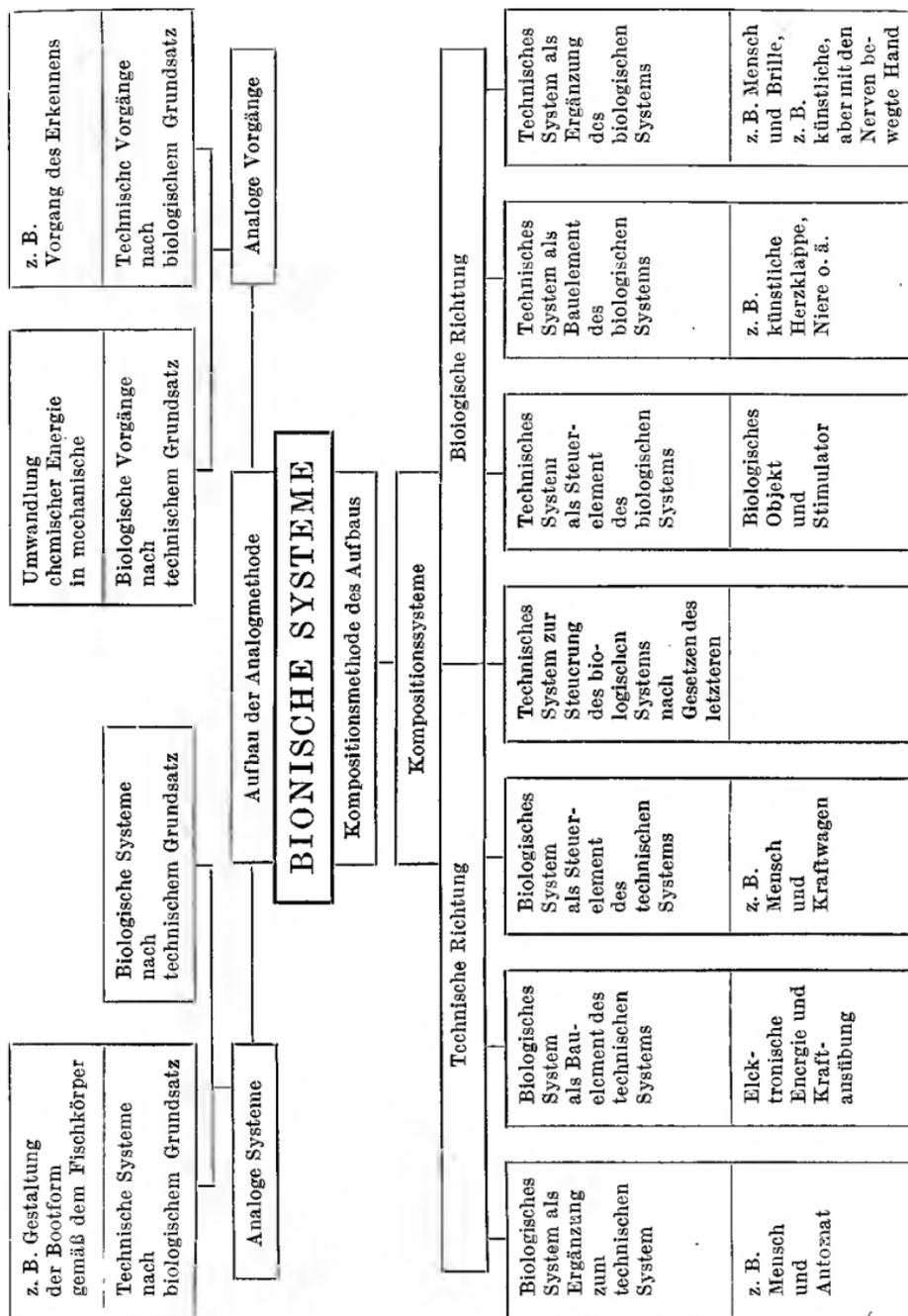
Auf Grund dieser Definition lassen sich die bionischen Systeme folgendermaßen zusammenfassen (siehe Tabelle).

In einem solchen Aufbau bionischer Systeme spielen prinzipiell 2 Methoden eine wichtige Rolle:

- Der mit analogen Methoden erfolgende Aufbau bionischer Systeme und Vorgänge setzt einerseits den Systemaufbau mit technischen Mitteln unter Anwendung biologischer Prinzipien, andererseits den Systemaufbau auf biologischer Basis unter Anwendung technischer Prinzipien voraus.
- Die mit der Kompositionsmethode aufgebauten bionischen Systeme setzen die gleichzeitige Anwendung technischer und biologischer Einheiten voraus.

Die Hauptentwicklungsrichtungen, die mit dem Empfang, mit der Übertragung, der Umformung und Anwendung von Informationen im Zusammenhang stehen, sind folgende:

- Aufbau von Rezeptoren und Analysatoren biologischer Systeme, die einer geringen Energie bedürfen, hochempfindlich und verläßlich sind;
- Erforschung der Funktions- und Wahrscheinlichkeitskennwerte von Neuronen, die die Elemente des Empfangs, der Übertragung, Umformung und Anwendung von Informationen sind;
- Erforschung der Kodierungsmethoden zur Informationsübertragung in biologischen Systemen;
- Erforschung von Nerven und Nervenzentren als komplizierte Systeme, die zur Sammlung, Übertragung, Selektion, Umformung und Verteilung von Informationen dienen;
- Erforschung jener Methoden und Mechanismen, die zur Bestimmung von äußeren Informationsquellen und deren Charakter dienen;
- Bioenergetik und Biotechnik.



Die Bionik leistet bei der Lösung folgender Aufgaben Hilfe:

- Sammeln und Aufarbeiten großer Informationsmengen, Verbesserung der Verlässlichkeit elektronischer Einrichtungen;
- Entwicklung von elektronischen Rechenmaschinen, mit denen die Rechenarbeiten ohne vorangehende Programmierung durchgeführt werden können;
- Entwicklung von adaptiven Systemen, d. h. von solchen Systemen, die ihre Parameter infolge äußerer Einwirkungen automatisch verändern;
- Weitere Miniaturisierung von Bauelementen und Bausteinen elektronischer Einrichtungen;
- Ausarbeitung neuer Methoden zwecks Umformung verschiedener Energiearten in mechanische Bewegung.

* * *

Der Begriff der Bionik ist heute vielen Menschen noch nicht ganz klar. Bei der Behandlung dieses Gegenstandes ist man jedoch in einer günstigen Lage, da gleich mehrere bekannte Ausgangspunkte zur Verfügung stehen.

Gehen wir von der Informationstheorie aus, und zwar von der technischen Kybernetik.

Es gibt kaum eine andere wissenschaftliche Theorie — die Relativitätstheorie inbegriffen —, die sich mit solcher Geschwindigkeit und Intensität den Weg zum Interesse breiter Massen gebahnt hätte wie die Informationstheorie.

Als selbständigen Wissenschaftszweig kann man die Kybernetik ab etwa 1945 bezeichnen. Während der raschen Entwicklung der jüngsten zwanzig Jahre wurden zuerst die theoretischen Grundlagen vertieft, danach breitete sich die praktische Anwendung der Theorie rasch in allen Bereichen der Wissenschaft, Technik und Industrie aus, wobei die elektronischen Computer mehr und mehr ihre „Schatten vorauswerfen“.

Diese modernen digitalen Computer ermöglichen prinzipiell die Automatisierung jeder menschlichen Gehirnfunktion, wenn sich diese in Form eines Algorithmus beschreiben läßt, d. h., wenn sich die gegebene, auf Lösung wartende Gedankenaufgabe in einem Formelsystem eindeutig festhalten läßt.

Eine der verblüffendsten Eigenschaften dieser Computer besteht darin, daß sie universell sind. Das ist einerseits deshalb möglich, weil sich die komplizierten mathematischen Aufgaben auf bestimmte Reihenfolgen einfacher arithmetischer Operationen zurückführen lassen, und andererseits, weil die verschiedensten Vorgänge des menschlichen Denkvermögens in Form von mathematischen Ausdrücken festgehalten werden können. Gerade diese Möglichkeiten bilden die Grundlage dafür, daß der *gleiche* Computer — ausschließlich durch Addition der Zahlenwerte — prinzipiell

zur Lösung der kompliziertesten Berechnungsaufgaben geeignet ist; er vermag beliebig komplizierte Fertigungs- oder Verkehrsprozesse zu steuern, statistische Zusammenstellungen anzufertigen, von einer Sprache in die andere zu übersetzen, Planungsarbeiten durchzuführen, ärztliche Diagnosen zu stellen, Schach zu spielen, formgemäß entsprechende Aufsätze über ein vorgegebenes Thema zu schreiben (allerdings ohne emotionelle Farbtönung), Verse oder musikalische Werke zu verfassen und zahlreiche andere Funktionen auszuführen, die bisher nur der Mensch erledigen konnte.

Es ist wichtig zu bemerken, daß zum Übergang von einem Betätigungsfeld zum anderen keinerlei Änderungen am Computer erforderlich sind; weder die Struktur noch die Schaltung oder die Einstellung muß verändert werden. Lediglich ein neues Programm ist der Maschine einzugeben, und mit dieser sogenannten Programmierung erschöpft sich auch die Aufgabe des Menschen. Von der Maschine wird die ihr anvertraute Aufgabe dann selbständig und richtig gelöst.

Neben der Universalität besteht ein weiterer Vorzug der Computer darin, daß die arithmetischen Operationen mit einer beinahe unglaublichen Geschwindigkeit durchgeführt werden. Schon die ersten elektronischen Rechenmaschinen vollführten mehrere Dutzend bzw. mehrere hundert Operationen je Sekunde, die heutigen Einrichtungen erreichen Geschwindigkeiten von mehreren Millionen in der Sekunde mit 10- bis 15stelligen Zahlen; eine einzige Maschine ist imstande, in wenigen Minuten eine solche Menge an Berechnungsaufgaben zu lösen, für die ein Mensch die Arbeit eines ganzen Lebens benötigen würde. Die Zahl der je Sekunde durchgeführten Operationen repräsentiert als rein quantitativer Kennwert auch die qualitativen Eigenschaften des Computers.

Das Nervensystem von Lebewesen höherer Ordnung entwickelte sich im Verlauf der Evolution von Jahrtausenden, in Folge der natürlichen Zuchtwahl und auf Grund der Umwelteinwirkungen. Das Menschengeschlecht existiert seit etwa hunderttausend Jahren. Während dieser gesamten Entwicklungsperiode, in der sich das menschliche Nervensystem herangebildet hat, fanden unsere Vorfahren — Tiere und Menschen — nur relativ geringe Geschwindigkeiten vor (die Geschwindigkeit der Flüsse, des Windes, der Lauf der Tiere, der Flug der Vögel usw.). Diese Geschwindigkeiten lagen bei 1 km/Std. und erreichten im Höchsthalle 30 bis 50 km/Std. Die für den lebenden Organismus so wichtige Reaktionsfähigkeit (auf Informationen, die von der Außenwelt kommen) gewöhnte sich an diese Geschwindigkeiten und eignete sich deshalb zur Aufnahme, Aufarbeitung und Ausnützung lediglich solcher Informationen, die mit den oben erwähnten Geschwindigkeiten eintrafen.

Bei der Steuerung eines beliebigen Prozesses arbeitet der Mensch die erhaltenen Informationen auf, die zielbewußten Entschlüsse werden erst

danach getroffen. Die gesamte Zeitdauer dieses Vorgangs besteht aus folgenden Teilzeiten:

- Wahrnehmungsdauer (da selbst die Wahrnehmungsorgane eine gewisse Trägheit aufweisen),
- die Dauer, die die Übertragung der Impulse von den Sinnesorganen an die Gehirnrinde benötigt,
- die Zeit der Aufarbeitung der Information im Gehirn bis zum zielbewußten Beschluß,
- die Übertragungsdauer der dem Beschluß entsprechenden Nervimpulse an die Durchführungsorgane
- schließlich noch die Arbeitsdauer dieser Organe.

Diese Zeitspanne zwischen dem Empfang der Information und der Durchführung der Maßnahme beträgt laut psychologischen Versuchen mindestens 0,1 s. Wenn sich also 2 Flugzeuge einander mit einer Geschwindigkeit von je 3000 km/Std. nähern und der Abstand zwischen ihnen, sobald eines der beiden aus den Wolken auftaucht, 150 m beträgt, so ist der Zusammenstoß schon eingetreten, bevor die Piloten mit ihren Ausweichmanövern hätten beginnen können. Der Zusammenstoß ist in diesem Fall eine Folge der Trägheit und begrenzten Reaktionsfähigkeit des menschlichen Nervensystems, d. h., der Mensch kann sich infolge seiner *biologischen Veranlagung* die von der Außenwelt kommenden Informationen nicht in unbegrenzter Schnelligkeit nutzbar machen.

Die Raumschiffe, unsere Verkehrsmittel für zukünftige interplanetarische Verbindungen, bewegen sich mit wesentlich größeren Geschwindigkeiten, und es steht außer Frage, daß die menschliche Reaktionsgeschwindigkeit zum Vermeiden von zufälligen Zusammenstößen zwischen Raumschiffen und kleinen, plötzlich auftauchenden Himmelskörpern (Meteoriten) ungenügend ist.

Ähnliche Beispiele können auch aus dem Gebiet der Steuerung rascher Prozesse angeführt werden, wie chemische Reaktionen oder Atomreaktionen. In solchen Fällen — wenn die Bedienungsperson überhaupt wahrnehmen kann, daß der Prozeß sich nicht in der erwünschten Richtung entwickelt — würden die Vorgänge infolge der Verzögerung der menschlichen Reaktion immer zur Explosion oder zu einer anderen Katastrophe führen, wollte man sich lediglich auf unsere Handlungsfähigkeit verlassen.

Auf diesen Gebieten können kybernetische Maschinen dem Menschen unschätzbare Dienste leisten und tun das heute bereits.

Ohne die neuesten kybernetischen Automatisierungsmittel würde man häufig ratlos vor den Problemen der modernen Steuerungssysteme stehen; denn der Mensch ist nicht nur betreffs der Fragen der Geschwindigkeit und Informationsmenge mit negativen Eigenschaften belastet, die ihn gegenüber kybernetischen Systemen benachteiligen. Es ist bekannt, daß

der Mensch skeptisch, unschlüssig, unsicher, nervös und ermüdbar ist. All diese Eigenschaften kommen auch in der Genauigkeit und Wirksamkeit seiner Tätigkeit zum Ausdruck. Die zur Versorgung der Steuerungsaufgabe verwendete kybernetische Maschine jedoch ist frei von diesen Nachteilen.

Trotz der unbestreitbaren Vorteile der kybernetischen Systeme bleibt der Mensch aber auch bei den modernsten kybernetischen Automaten und kompliziertesten Steuersystemen der wichtigste Faktor und bedeutet gleichzeitig das verlässlichste Glied dieser Systeme. Denn in mancher Hinsicht ist der *menschliche Organismus* – von den erwähnten Mängeln abgesehen – den kybernetischen Automaten *entscheidend überlegen*.

Ein kybernetisches System arbeitet gemäß einem vom Menschen ausgearbeiteten strengen Programm, das alle erwarteten Informationen und die mit diesen zusammenhängenden Reaktionen der Maschine in Betracht zieht. Bei unvorhergesehenen Ereignissen wird der Computer daher entweder aktionsunfähig, oder er steuert den Prozeß weiter, ungeachtet der neuen Umstände, wodurch eine Katastrophe oder ein Unfall verursacht bzw. die Arbeit und damit der gesteuerte Prozeß abgestellt werden kann.

Es wurden zwar schon sich *selbst organisierende Systeme* ausgearbeitet, aber es setzten sich bisher nur die einfachsten Typen durch. Bei diesen Maschinen ist im voraus eindeutig bekannt, welche konstruktiven oder Programmierarbeiten durchgeführt werden müssen, damit eine normale Arbeit auch bei Veränderung der äußeren Bedingungen gesichert bleibt.

In dieser Hinsicht stellt der Mensch auf Grund seiner feineren Fähigkeit für Analyse und Synthese mit den wirksamen Möglichkeiten der Informationswandlung ein wesentlich höheres Niveau dar als das vollkommenste kybernetische System. Die relativ niedrige logisch-formelle Operationsgeschwindigkeit (gegenüber der Maschine) wird durch den Umstand ausgeglichen, daß sich der Mensch nicht dem gesamten Informationsstoff mühsamer Aufbereitung unterwirft, sondern lediglich die wesentlichen Daten auswählt und zur vollwertigen Charakterisierung des zu steuernden Prozesses nur diese als wichtig erkannten und charakteristischen Angaben verwendet.

Die physiologischen Mechanismen sowie die Algorithmen der Denk- und Gedächtnisvorgänge (Information-Wandlung und Information-Speicherung) müssen heute noch als völlig unbekannt bezeichnet werden. Ihre Enträtselung und Erschließung würde zum Entstehen von Einrichtungen führen, die (die höchste Nerventätigkeit des Menschen inbegriffen) die kompliziertesten Formen modellieren könnten.

Der andere wichtige Vorteil des menschlichen Organismus gegenüber kybernetischen Systemen liegt darin, daß die Sinnesorgane, die zur Wahrnehmung der Informationen dienen, vollkommener und anpassungsfähiger sind als die maschinellen Wahrnehmungsorgane.

Die Computer erhalten ihre Informationen häufig aus vorgeschalteten Speichern (Lochstreifen, Lochkarten, Magnetbändern). Diese werden vom

Menschen hergestellt. Die Eingangseinheiten des Computers lesen automatisch diese vorausgehend festgehaltenen Informationen. Die Resultate der aufbereiteten Informationen werden über die Ergebnis-Ausgabereinheiten der Einrichtung in Form von gedruckten Zahlen, Ziffernkodes oder in Form eines aus Buchstaben bestehenden Textes mitgeteilt.

Eine Aufgabe der kybernetischen Technik besteht in der Steigerung von Elastizität und Anpassungsfähigkeit des Informationsaustausches zwischen Mensch und Computer durch Ausarbeitung solcher Informations-*Eingabeeinrichtungen*, die sich zum Empfang und zum Kodieren von Informationen eignen und die der Bedienungsperson bequem sind (z. B. Manuskript, gedruckter Text, technische Zeichnung, Sprache usw.). Eine Erweiterung der Informations-*Ausgabeeinrichtungen* wäre wünschenswert, damit die Informationen nicht nur zahlen- und buchstabenkodiert angegeben würden, sondern in Form von Zeichnungen, räumlichen Abbildungen oder in lebender Sprache zur Verfügung ständen.

Außerdem wäre die Ergänzung der mit verhältnismäßig primitiven Wahrnehmungsorganen – passiven Filtern, die die Informationen nicht analysieren und auswählen – arbeitenden kybernetischen Steuereinrichtungen mit sogenannten nichtprimitiven Wahrnehmungsorganen – die mit technischen Mitteln die breite Skala der Eindrücke, das Sehen, das Hören, das Vibrieren, das Wärmegefühl usw. modellieren können – erforderlich. Solche Meßköpfe würden den kybernetischen Einrichtungen die Wahrnehmung, Analyse und Auswertung von visuellen Abbildungen sowie die Zuordnung von Tönen zu diesen Abbildungen usw. ermöglichen.

Die Verbesserung der technischen Wahrnehmungsorgane kann nur nach **eingehender Untersuchung der Organe ähnlicher Aufgaben des lebenden Organismus** erfolgen, denn diese werden als Muster der technischen Modelle betrachtet.

Der dritte wichtige Vorteil des Menschen und anderer lebender Organismen gegenüber den kybernetischen Systemen der Technik liegt in der wesentlich höheren Zuverlässigkeit der Arbeitsweise, und zwar in folgender Hinsicht: Eine technische Einrichtung ist bereits betriebsunfähig, wenn *eine ihrer Einheiten* ausfällt oder auch nur *ein Bauelement* (Röhre, Transistor, Widerstand, Kondensator) beschädigt wird. Betriebsunfähig ist die Einrichtung auch bei Unterbrechung oder beim Kurzschluß einer Leitung. Eine Zeitlang überschritt die Zahl der eingebauten Bauelemente nicht einige Hundert oder einige Tausend Stück. Besaßen diese Bestandteile eine gute Qualität, so arbeitete die Einrichtung lange Zeit, Wochen, Monate, sogar Jahre fehlerfrei.

Die Geräte wurden aber immer komplizierter, und heute findet man in einer einzigen dieser Einrichtungen Hunderttausende, ja sogar Millionen von Bauelementen. Unter diesen Umständen ist die Ausfallhäufigkeit beträchtlich.

Die *zentralen Nervensysteme* lebender Organismen bestehen aus vielen Milliarden Neuronen (Nervenzellen), und die Arbeitsfähigkeit des Organis-

mus vermindert sich auch dann nicht wesentlich, wenn von diesen Nervenzellen einige Millionen Schaden erleiden oder völlig ausfallen. Dies läßt sich mit der besonderen Struktur des Nervennetzes erklären, das auf Grund der Arbeitsweise des Nervensystems große Zuverlässigkeit aufweist, unabhängig davon, daß die Verlässlichkeit der einzelnen „Bauelemente“, der Neuronen, verhältnismäßig gering ist.

Und schließlich übertreffen alle biologischen Steuersysteme die technischen Einrichtungen bezüglich ihrer Miniatur-Abmessungen und der Wirtschaftlichkeit ihrer Arbeitsweise. Es sei allein darauf hingewiesen, daß die 10 bis 15 Milliarden Neuronen des menschlichen Gehirns einen Raum von nur $1,5 \text{ dm}^3$ einnehmen, wobei der Energiebedarf 30 bis 40 W nicht überschreitet. Wie bekannt, können sich die Neuronen im erregten oder im gebremsten Zustand befinden, d. h., eine Nervenzelle ist ein Element, das zwei stabile Zustände aufweist und hinsichtlich der Arbeitsweise einem Relais mit zwei Positionen gleicht.

Zur Veranschaulichung der extrem geringen Abmessungen und der energetischen Wirtschaftlichkeit der Neuronen stellen wir uns eine technische Einrichtung vor, deren relaisähnliche Elemente die gleiche Stückzahl aufweisen wie die menschlichen Gehirnzellen (etwa 10^{10}). Ferner sei angenommen, daß man ein solches relaisähnlich arbeitendes Element — einen transistorbestückten bistabilen Multivibrator — mit einem Raumbedarf von 1 cm^3 und einem Leistungsbedarf von 0,1 W aufbauen kann. Werden von diesen Multivibratoren 10^{10} Stück eng nebeneinander angeordnet, so ergibt sich bereits ein Raumbedarf von 10^4 m^3 , und für den Betrieb der Einrichtung wären 1 Million Kilowatt nötig. Die gesamte das menschliche Gehirn ersetzende kybernetische Einrichtung würde also einem Wolkenkratzer von $10 \text{ m} \times 10 \text{ m}$ Grundfläche und 100 m Höhe entsprechen und die Gesamtleistung eines modernen Hochleistungswasserkraftwerkes erfordern.

Vergleicht man diese Angaben mit den entsprechenden Kennwerten des Gehirns, dann wird einem klar, daß die technischen Einrichtungen unter den heutigen Voraussetzungen die Vollkommenheit der biologischen Systeme hinsichtlich Abmessungen und Wirtschaftlichkeit nicht einmal annähernd erreichen können.

Wird der Vergleich fortgesetzt, so muß man mit Bewunderung auf die hochgradige Orientierungsfähigkeit der Lebewesen hinweisen (z. B. bei Bienen, Tauben und Fischen). Nicht weniger interessant sind Zweckmäßigkeit und Kompliziertheit der mannigfaltigen chemischen Prozesse der organischen Welt sowie die wunderbare Genauigkeit und Anpassungsfähigkeit der inneren Temperaturregelung des Körpers. Diese Aufzählung ist auch mit der Erwähnung der Regelsysteme des Blutdrucks und der Blutzusammensetzung nicht vollzählig. In der Technik gibt es bis heute keine Einrichtung, die die chemische Energie mit nur annähernd so

großem Wirkungsgrad in mechanische Energie verwandeln könnte wie die Muskelgewebe lebender Organismen.

Die Erforschung dieser Vorgänge und Mechanismen in lebenden Organismen, die Entwicklung verschiedener technischer Einrichtungen auf Grund dieser Forschungsergebnisse bilden die Grundlage der Bionik.

In diesem Zusammenhang sei erwähnt, daß die Aufgabenkreise der Bionik und der biologischen Elektronik gänzlich voneinander abweichen. Die letztere befaßt sich mit der Ausarbeitung und Anwendung von Forschungsgeräten der Biologie, und zwar im Interesse besseren Erkennens der biologischen Prozesse. Eine andere Zielsetzung der Geräte der biologischen Elektronik ist die Beeinflussung der biologischen Vorgänge. Die Auswertung der erschlossenen biologischen Gesetzmäßigkeiten in der Technik fällt daher nicht in die Aufgaben der biologischen Elektronik. Abweichend sind vom Aufgabenkreis der Bionik auch die Probleme der medizinischen Elektronik. Diese dient zur Erzeugung und Anwendung solcher elektronischer Einrichtungen, die sich zur medizinischen Analyse, zur Lösung diagnostischer, therapeutischer und chirurgischer Aufgaben eignen.

Abgesehen von der Verschiedenheit dieser Zielsetzungen, arbeiten *Bionik, biologische Elektronik und medizinische Elektronik* mit gleichen oder sehr ähnlichen Forschungsmitteln. Daraus wird deutlich, wie nützlich es ist, wenn die Fachleute dieser drei Gebiete möglichst eng zusammenarbeiten.

Die Grundgedanken der Bionik, die Annäherung der Konstruktion kybernetischer Einrichtungen von seiten der Bionik, ist vermutlich die vielversprechendste Richtung zur Beseitigung nachteiliger Eigenschaften moderner elektronischer Einrichtungen. Diese sind folgende: unsicheres Verhalten bei nicht programmierten Situationen, Anpassungsunfähigkeit, Unvermögen, die Ereignisse der Außenwelt zu analysieren, zu schmale und einseitige Eingangskanäle der Informationen, unwirtschaftlicher Betrieb und Mängel bezüglich der Zuverlässigkeit.

I. P. Pawlow schreibt in seinem Artikel: *Die Antwort des Physiologen an den Psychologen* folgendes: *Der Mensch ist selbstverständlich ein System (grob gesagt eine Maschine), das ähnlich anderen Systemen der Natur den einheitlichen und unveränderlichen Naturgesetzen unterstellt ist, er besitzt jedoch nach der Erkenntnis und beim Stand der heutigen Wissenschaft ein außergewöhnlich vollkommenes Selbstregelsystem und nimmt damit einen einmaligen Platz ein.* Wie aus dem letzten Teil des Zitats hervorgeht, schließt *I. P. Pawlow* die Möglichkeit nicht aus, daß die Wissenschaft Systeme mit gleicher Vollkommenheit wie die der Lebewesen, darunter auch des menschlichen Organismus, entdecken bzw. sogar hervorbringen könnte.

Die Konstruktion immer vollkommenerer kybernetischer Einrichtungen kann in zwei verschiedenen Richtungen gehen.

Der eine Weg ist jener, auf dem im wesentlichen bis jetzt die Entwicklung verlief. Dieser Weg führt über die logische Synthese der vom Mensch geschaffenen technischen Mittel zu den kybernetischen Einrichtungen.

Kybernetische Einrichtungen dieser Art werden von Ingenieuren und Mathematikern entwickelt, und die Beispiele der Steuermechanismen der lebenden Organismen werden außer acht gelassen. Darüber hinaus ist freilich wahr, daß bei der Ausarbeitung eines Computerprogramms der Mathematiker der logischen Folge der menschlichen Aufgabenlösung zu folgen versucht. Da aber die innere Organisation der Computer von der des menschlichen Gehirns grundsätzlich abweicht, wird häufig die Ausarbeitung eigenartiger, künstlicher Lösungsmethoden erforderlich.

Die Konstruktion kybernetischer Einrichtungen begegnet auf diesem ersten Weg einer gewissen Reihe von Schwierigkeiten, deren Beseitigung die Beobachtung lebender Organismen nicht unbedingt notwendig macht. Aber vor der Ausarbeitung jeder neuen Methode ist es nützlich, wenn geprüft wird, ob nicht schon andere Systeme vorhanden sind, von denen eines als Muster zur Schaffung des neuen Systems dienen könnte.

Der zweite Weg wäre der, bei dem die Steuersysteme lebender Organismen für die Konstrukteure neuer kybernetischer Einrichtungen als Musterbeispiele, und zwar als besonders vollkommene Musterbeispiele dienen. Selbstverständlich darf nicht alles, was die Wissenschaft der lebenden Organismen der Kybernetik bieten kann, blind und ohne Kritik „übersetzt“ werden, sondern nur das, das sich mit dem heutigen Niveau der Technik in Einklang bringen läßt. Außer Frage steht jedoch die Tatsache, daß man schon heute viele Informationsverarbeitungsmechanismen des menschlichen zentralen Nervensystems in die kybernetischen Einrichtungen übertragen kann.

Dieser Entwicklungsgang der neuen kybernetischen Technik ist nicht anders vorstellbar, als daß die sich mit der Kybernetik befassenden Fachleute genauso die Physiologie der höchsten Nervenfunktionen studieren müssen. Dabei sollte in Betracht gezogen werden, daß die wichtigsten physiologischen Mechanismen des Denkens und des Gedächtnisses wissenschaftlich noch nicht erforscht sind. Weitere Erfolge auf diesem Gebiet sind nur im Fall einer engen Zusammenarbeit von Physiologen, Mathematikern und Ingenieuren zu erwarten, da die Erforschung dieser Mechanismen nicht nur die Beobachtung der entsprechenden Vorgänge von der qualitativen Seite her voraussetzt, sondern auch der Anwendung feinsten Versuchstechnik bedarf. Die Durchführung dieser Versuche, die rechnerische Auswertung der Ergebnisse u. ä. sind ohne elektronische Computer und andere elektronische Geräte nicht möglich.

Bei der Erforschung von Mechanismen der menschlichen und tierischen Nervenfunktionen lassen sich auf diesem Weg hervorragende Erfolge erwarten. Die Ergebnisse werden dazu führen, die Systeme kybernetischer Einrichtungen grundsätzlich umzuformen.

Zwar sind die Wege der Bionik heute noch keineswegs übersehbar, doch es steht außer Frage, daß sich diese Wissenschaft so verbreiten wird wie die Kybernetik oder die Elektronik.

Der alte Morse und die Nachrichtensoldaten unserer Nationalen Volksarmee

Viele junge Menschen, die zur Musterung kommen, haben nur geringe Vorstellungen von den Ausbildungsmöglichkeiten in der Nationalen Volksarmee. Mit der Wiedergabe eines Gesprächs zwischen einem Wehrpflichtigen und einem Genossen des Wehrkreiscommandos soll besonders unseren jungen Lesern ein kleiner Einblick in die interessante Nachrichtenausbildung gegeben werden.

Oberleutnant B.: Haben Sie eine bestimmte Vorstellung, in welcher Waffengattung Sie Ihren Ehrendienst leisten wollen?

Wehrpflichtiger: Ich habe mich viel mit funktechnischen Basteleien beschäftigt, auch das Morsealphabet erlernt. Reicht das aus, um in einer Nachrichteneinheit eingesetzt zu werden?

Oberleutnant B.: Nun, die Nachrichtentruppe hat innerhalb der NVA besondere Bedeutung, denn sie ist nicht nur Mittler zwischen den einzelnen Kommandeuren; eine Führung militärischer Einheiten, ein erfolgreiches Zusammenwirken aller Truppenteile, wird erst durch den Einsatz modernster Nachrichtenmittel möglich. Sie können sich also vorstellen, daß gut ausgebildete Menschen notwendig sind, um dieser Aufgabe gerecht zu werden. Deshalb legen wir natürlich Wert auf eine entsprechende Vorbildung unserer Nachrichtensoldaten. Doch das soll Sie nicht erschrecken. Wenn auch die moderne Technik zahlreiche neue Nachrichtenübertragungsverfahren entwickelt hat, das altbewährte Morsealphabet ist noch immer unerläßlich.

Wehrpflichtiger: Würden Sie mir erläutern, wie die technische Grundausbildung vor sich geht?

Oberleutnant B.: In der Nachrichtenausbildung kommt es vor allem darauf an, Spezialisten heranzubilden, die ihre Bewaffnung und Nachrichtentechnik vollkommen beherrschen, die geschickt alle technischen Möglichkeiten auszunutzen verstehen und auf diese Weise ständig einsatzbereite Nachrichtenverbindungen gewährleisten.

Die Nachrichtentruppe unserer Nationalen Volksarmee ist mit den modernsten Geräten ausgerüstet, die verschiedensten Übertragungsverfahren werden angewendet. Heute haben optische und akustische Nachrichtenmittel nur noch begrenzte Bedeutung, im wesentlichen werden elektrische und funktechnische Nachrichtenmittel eingesetzt. Der anfängliche Unterricht in Elektrotechnik ist eine wichtige Grundlage für die spätere Spezialausbildung.

Wehrpflichtiger: Sie sprechen von einer Spezialausbildung, Genosse Oberleutnant. Was ist darunter zu verstehen?

Oberleutnant B.: Entsprechend der Vielfalt der vorhandenen Nachrichtenmittel untergliedert man sie in verschiedene Spezialrichtungen, und damit ergeben sich für die Soldaten auch verschiedene Dienstlaufbahnen. So unterscheiden wir im Bereich der Landstreitkräfte zunächst einmal vier Hauptgruppen, *Funker, Richtfunker, Fernsprecher* und *Fernschreiber*.

Wehrpflichtiger: Erhält der Nachrichtensoldat neben seiner Spezialausbildung auch eine militärische Grundausbildung?

Oberleutnant B.: Auch der Nachrichtensoldat muß Mut, Ausdauer und Gewandtheit besitzen und befähigt werden, große physische sowie moralische Belastungen zu ertragen. Er muß zum entschlossenen und geschickten Handeln erzogen sein, die Pflichten z. B. als Wachposten bzw. als Diensthabender kennen und taktische Grundkenntnisse, etwa über das Tarnen, das Orientieren im Gelände usw. haben.

Wehrpflichtiger: Was wird in den Spezialrichtungen gelehrt?

Oberleutnant B.: Es würde zu weit führen, wollte ich Ihnen alle Ausbildungsfächer eingehend erläutern. Ich möchte Ihnen daher an der Ausbildung eines Funkers den Ausbildungsablauf erklären. Da die Unterrichtsfächer der anderen Spezialrichtungen ähnlich sind, dürfte das genügen. Natürlich ist der Unterrichtsstoff jeweils auf die entsprechende Spezialrichtung zugeschnitten. *Funk-* und *Richtfunkverbindungen* nehmen heute einen wichtigen Platz im System der Nachrichtenverbindungen ein.

Bevor die Funker bzw. Richtfunker das Handhaben der Funk- und Richtfunkgeräte erlernen, beschäftigen sie sich mit den Grundlagen der *Elektrotechnik* und *Hochfrequenztechnik*. Im Unterrichtsfach Funkgerätelehre wird der allgemeine Aufbau der Funkgeräte erläutert. Die angehenden Nachrichtensoldaten werden mit Inbetriebnahme und Bedienung der Geräte vertraut gemacht. Später beschäftigen sie sich mit dem konstruktiv-technischen Aufbau und der Wirkungsweise der Geräte.

Im **Funkbetriebsdienst** müssen die Funker das Morsen, und zwar Hören und Geben, erlernen. — Sie sehen, Ihre Vorübungen mit den Zeichen des

alten Morse* waren nicht umsonst! — Beherrschen alle Teilnehmer das Morsealphabet, dann wird das Hör- und Gebetempo gesteigert. Dieses systematische Training führt zum Erwerb bestimmter Qualifikationen, für die der Nachrichtensoldat auch Qualifikationsabzeichen erhält. Außerdem werden im Funkbetriebsdienst die Regeln des gesamten Funkverkehrs in den verschiedenen Betriebsarten sowie Fragen der Betriebsabwicklung, der Geheimhaltung und der Funkstörungen behandelt.

Wehrpflichtiger: Wer ist nun für Spezialrichtungen geeignet? Und wie stellt man das fest?

Oberleutnant B.: Selbstverständlich spielen bei dieser Festlegung Beruf, Vorbildung, frühere Tätigkeit, eventuelle Qualifikation usw. eine Rolle. In der Spezialausbildung werden sich vorhandene Kenntnisse beispielsweise eines Funk- oder Fernmeldemechanikers, eines Elektrikers oder Kraftfahrers bzw. die im Nachrichtensport der GST erworbenen Fertigkeiten günstig auswirken. Mit den Wehrpflichtigen führen wir Eignungsprüfungen für die Funk- und Fernschreibausbildung durch. Auf Grund der Auswertungsergebnisse werden die geeigneten Soldaten für den späteren Einsatz als Telegrafiefunker bzw. als Fernschreiber vorgesehen. Von allen Nachrichtensoldaten fordert man jedoch gute Auffassungsgabe, schnelles Reaktionsvermögen und hohe Zuverlässigkeit.

Wehrpflichtiger: Die Möglichkeiten dieser Ausbildung scheinen sehr interessant zu sein. Ich würde gern noch wissen, wie man die erworbenen Kenntnisse für den späteren Beruf nutzen kann?

Oberleutnant B.: Der eine oder der andere von Ihnen wird vielleicht seinen Dienst als Soldat auf Zeit oder als Berufssoldat fortsetzen. Aber auch für den Zivilberuf — so wie Sie eben fragten — hat die Ausbildung manchen Vorteil. So nehmen z. B. viele junge Menschen nach dem Ausscheiden aus dem aktiven Wehrdienst ein Ingenieurstudium in diesen Fachrichtungen auf.

Darüber hinaus sollte das vielseitige technische Interesse unserer jungen Menschen nicht zuletzt dazu beitragen, daß sie die erworbenen Kenntnisse und Fertigkeiten stets als anwendungsbereites Wissen im Sinne einer ständigen Verteidigungsbereitschaft bewahren bzw. als Ausbilder der GST an Jugendliebe weitergeben.

*Nordamerikanischer Erfinder und Maler. Baute den ersten Morseapparat und entwickelte das heute international benutzte Morsealphabet.

Diplome und Conteste der Funkamateure

Ing. Heinz Stiehm — DM2ACB

Wie bei jeder Sportart, so gibt es auch beim Amateurfunksport Anhänger, die ihrem Sport nur gelegentlich zum Zeitvertreib nachgehen, und ausgesprochene Leistungssportler. Eine wesentliche Eigenart des Amateurfunksports besteht jedoch darin, daß er sich im Gegensatz zu nahezu allen anderen Sportarten nicht auf dem Sportplatz oder in der Sporthalle, sondern, wenn man von den oft lebenerfüllten Kollektiv- oder Klubstationen absieht, im „stillen Kämmerlein“ des Funkamateurs abspielt. Die „Funkbude“ ist die Arena, in der der einzelne Funkamateur seinem Sport nachgeht. Hier steht er allein, ohne Mannschaft, ohne Gegner, ohne Kampfgericht und ohne beifallsspendende Zuseher, allein mit mehr als 400 000 über 5 Erdteile verstreuten Gleichgesinnten, nur über die kurz- oder ultrakurzwelligeren elektromagnetischen Schwingungen verbunden, die sein Amateursender ausstrahlt.

Sportler wollen untereinander ihre Leistungen vergleichen, wollen miteinander wetteifern, sich gegenseitig zu besseren Leistungen anspornen und um Rekorde ringen. Ob Leichtathleten oder Wassersportler, Wintersportler oder Boxer, Fallschirmspringer oder Motorsportler, ja, selbst Sportangler oder Schachspieler, sie alle haben die Möglichkeit, im gemeinsamen Wettkampf vom Klubvergleich bis zur Weltmeisterschaft oder zur Olympiade die Besten ihrer Sportart zu ermitteln, anders im Amateurfunksport. Diese Eigenart des Amateurfunksports bedingt auch eine besondere Form der Ermittlung der Besten und der Anerkennung ihrer Leistung.

Hierbei müssen zwei Arten der Bestenermittlung unterschieden werden:

- der permanente Wettstreit aller Funkamateure untereinander, der sich über Jahre und Jahrzehnte erstreckt und so lange andauert, wie der betreffende Funkamateur aktiv an diesem Sport teilnimmt;
- nationale oder internationale Wettkämpfe der Funkamateure, die sogenannten *Conteste* (engl.: to contest — miteinander wetteifern), die zeitlich begrenzt sind, meist jährlich wiederholt werden und im allgemeinen über den Zeitraum eines Wochenends andauern.

Während wir auf die Conteste noch zu sprechen kommen, wollen wir uns zunächst dem permanenten Wettstreit der Funkamateure und der Form der Anerkennung für hervorragende Leistungen zuwenden. Jede Funkverbindung zwischen zwei Amateurfunkstationen, zumindest jede Erstverbindung, wird im allgemeinen durch die QSL-Karten* der beiden Stationen schriftlich bestätigt. Durch die QSL-Karte seines QSO-Partners** erhält der Funkamateur, allerdings oft erst nach Monaten oder gar nach Jahren, die schriftliche Quittung für die Richtigkeit der ihm drahtlos bereits übermittelten Daten dieser Verbindung, wie Rufzeichen, Name, Standort, Tag, Stunde, Frequenzbereich, Lesbarkeit seiner Signale, Lautstärke, Tonqualität usw.

Der Außenstehende möchte glauben, daß ein derartiges Verfahren eine recht kostspielige Angelegenheit sei im Hinblick auf die dabei entstehenden Portounkosten. Das trifft nicht zu! Die direkte Zusendung der QSL-Karten wird sich nur auf Einzelfälle beschränken, wenn beide Partner dies aus irgendwelchen Gründen wünschen, beispielsweise, um den Kartenaustausch zu beschleunigen. Meist sind jedoch die genauen Anschriften den Partnern gar nicht bekannt. Im allgemeinen wird die Vermittlung der QSL-Karten von eigens dafür vorgesehenen QSL-Büros der nationalen Amateurfunkverbände vorgenommen, die die Karten untereinander in Sammelsendungen päckchenweise austauschen und ihren Mitgliedern die für sie bestimmten Karten zuleiten.

Liegt schon ein Reiz darin, mit zahlreichen Stationen in möglichst vielen Ländern aller Erdteile in freundschaftliche Funkverbindung zu treten, so wird dieser noch gesteigert durch den Wunsch, die verschiedensten QSL-Karten nachweisen zu können. Dies war in vergangenen Jahren das erstrebenswerte Endziel vieler Amateure. Sie schmückten nicht selten die Wände ihres Shacks mit interessanten QSL-Karten, was diesen auch die scherzhafte Bezeichnung *wallpaper* (engl. Bezeichnung für Tapete) eingebracht hat. Die Amateurfunken unterscheiden heute etwa 350 verschiedene Länder in 6 Erdteilen (Nord- und Südamerika zählen getrennt). Bedingt durch die erfolgreichen Unabhängigkeitsbestrebungen vieler heute noch kolonialer oder halbkolonialer Völker ist die Zahl der zu wertenden Länder stets im Wachsen begriffen. Länder, in denen es aus politischen, ökonomischen oder klimatischen Gründen keine oder nur wenig einheimische Amateure gibt, werden in jüngster Zeit häufig von Amateurfunkexpeditionen (sog. DXpeditions) aufgesucht, die dann für einige Tage oder Wochen einen „weißen Fleck“ auf der Karte der Funkamateure „erreichbar“ machen. Diese Möglichkeit ist nicht nur solchen Amateuren vorbehalten, die von Berufs wegen häufig Weltreisen durchzuführen haben (wie z. B. der im Jahre 1966 leider an Malaria verstorbene englische Telegrafienbeamte *Bing Crosbie, G3NMQ*, dessen Name mit einer Reihe

* Bestätigungskarte.

** Funkverbindungspartner.

von Ländern des afrikanischen Kontinents und des Nahen Ostens eng verbunden ist). Oft wirkt der *ham-spirit*, der Amateurgeist, allein als Triebkraft für derartige Expeditionen. Es ist z. B. das Verdienst des Helden der Sowjetunion *Ernst Krenkel, RAEM*, daß die zum Nordpolgebiet gehörende Inselgruppe Franz-Josef-Land für Funkamateure erschlossen wurde.

Nun wäre es zu umständlich, wenn jeder Funkamateur durch Vorweisen einzelner QSL-Karten seine sportlichen Erfolge dokumentieren sollte. Deshalb wurden von den einzelnen nationalen Amateurfunkverbänden, aber auch von internationalen Dachorganisationen, Diplome gestiftet, die jedem Funkamateur auf Antrag verliehen werden, der die dafür jeweils geltenden Bedingungen erfüllt hat. Dazu ist im allgemeinen durch QSL-Karten nachzuweisen, daß mit einer bestimmten Anzahl von Ländern, mit einer bestimmten Gruppe von Ländern oder mit einer bestimmten Gruppe von Funkamateuren erfolgreiche Funkverbindungen getätigt wurden.

Die Bedingungen und der Weg zur Erlangung der einzelnen Diplome sind häufig recht kompliziert. Deshalb wurde z. B. beim Radioklub der DDR ein Diplombüro (DM-Award-Bureau) gebildet, dessen Aufgabe es ist, die Funkamateure der DDR über die Bedingungen zur Erlangung von Diplomen des In- und Auslands zu unterrichten, ihnen den Diplomerwerb zu erleichtern und durch ständige Zusammenarbeit mit anderen nationalen Verbänden in deren Auftrag für die Funkamateure der DDR die Entgegennahme, Prüfung und Weiterleitung der Diplomanträge durchzuführen. Mitarbeiter des Diplombüros beim Radioklub der DDR sind die in allen Bezirken ehrenamtlich arbeitenden Bezirks-Diplom- und Contestbearbeiter, die, wie das Diplombüro, nach einer für alle Funkamateure der DDR verbindlichen Diplomordnung arbeiten.

Leider werden der Wert und die Bedeutung der Amateurfunkdiplome in jüngster Zeit stark herabgesetzt durch eine seit einigen Jahren bestehende wahre „Diplominflation“. Die einzelnen Amateurfunkverbände übertreffen sich geradezu mit der Ausgabe neuer Diplome, die z. T. zu fast den gleichen Bedingungen erworben werden können und oft zu einer viel zu hohen Gebühr.

Es sind heute weit über 700 verschiedene Diplome bekannt. Der Radioklub der DDR unterstützt und fördert jedoch nur den Erwerb solcher Diplome, die einen wirklich sportlichen Wert haben und den humanistischen und völkerverbindenden Charakter des Amateurfunks widerspiegeln. Das Fehlen eines umfassenden Diplomverzeichnisses in deutscher Sprache stellt eine empfindliche Lücke in der einschlägigen Literatur dar. Deshalb ist es zu begrüßen, daß neben der Zeitschrift *funkamateur* auch das *Elektronische Jahrbuch* sich u. a. die Aufgabe gestellt hat, in Fortsetzungen auf diesem Gebiet zu informieren. In den Jahrbüchern 1966 und 1967 wurden bereits die Bedingungen für eine Anzahl von Diplomen

aus der DDR, der UdSSR, der CSSR, aus Bulgarien, Polen und Ungarn veröffentlicht. Nachstehend soll diese Reihe fortgesetzt werden.

Erleichterte Bedingungen für die Diplome WADM, RADM und SOP

Im *Elektronischen Jahrbuch 1966* wurden die Bedingungen für die vom Radio-klub der DDR herausgegebenen Diplome WADM, RADM und SOP veröffentlicht (S. 357 ff.). Unter Beibehaltung aller sonst dort aufgeführten Bedingungen gilt ab 1. Januar 1966 für die Diplome WADM und RADM nachstehende Klasseneinteilung:

- WADM/RADM IV — 20 Punkte für Verbindungen mit mindestens 10 Bezirken der DDR,
- WADM/RADM III — 40 Punkte für Verbindungen mit mindestens 13 Bezirken der DDR,
- WADM/RADM II — 75 Punkte für Verbindungen mit allen 15 Bezirken der DDR,
- WADM/RADM I — 120 Punkte für Verbindungen mit allen 15 Bezirken der DDR.

Außer für die Betriebsarten cw und fone wird das WADM vom gleichen Zeitpunkt an auch für Verbindungen in SSB (Zweilweg-Einseitenbandtelefonie) ausgegeben. Verbindungen mit DM \emptyset DDR zählen je 5 Punkte.

Für das Diplom SOP gelten ab 1966 die nachstehenden Präfixe: DM, DL/DJ/DK, OZ, LA, OH 1, OH 2, OH 5, OH 6, OH 8, OH \emptyset , SP 1, SP 2, UA 1, UA 2, UP 2, UQ 2, UR 2, SM 1, SM 2, SM 3, SM 5, SM \emptyset , SM 6, SM 7. UKW-Stationen benötigen, unabhängig vom Distrikt, nur 5 der aufgeführten Länder. Im übrigen bleiben die Bedingungen unverändert.

Neue Bedingungen für das Diplom DMCA des DM-CHC- Chapters 23

Im *Elektronischen Jahrbuch 1967* veröffentlichten wir die Bedingungen für das Diplom DMCA — DM-CHC-Chapter-Award — (S. 234 ff.). Dieses Diplom erfreut sich großer Beliebtheit und wurde inzwischen von mehr als 850 Amateuren aus 30 Ländern in 5 Erdteilen erworben. Auf dem III. Jahrestreffen der Funkamateure der DDR 1966 in Berlin wurde daher beschlossen, die Bedingungen ab 1. Januar 1967 wie folgt zu ändern:

Das Diplom DMCA wird in 5 Klassen herausgegeben:

- Klasse I — 10 Mitglieder in 5 Bezirken der DDR,
- Klasse II — 20 Mitglieder in 8 Bezirken der DDR,
- Klasse III — 30 Mitglieder in 10 Bezirken der DDR,
- Klasse IV — 50 Mitglieder in 12 Bezirken der DDR,
- Klasse V — 100 Mitglieder in 15 Bezirken der DDR.

Für je 20 weitere Mitglieder gibt es einen Sticker (Aufkleber) für DMCA V.

Europäische Stationen (außer DM) erhalten für die Klassen IV und V 10 % Ermäßigung hinsichtlich der Mitgliederzahl, außereuropäische 20 % Ermäßigung.

Es gelten alle bestätigten Verbindungen mit den Mitgliedern des DM-CHC-Chapters 23, unabhängig vom benutzten Band, von der Betriebsart oder der Zeit der Verbindung. Wie eine bestätigte Verbindung zählt auch eine beantwortete SWL-Karte eines SWL, der Mitglied des Chapters 23 ist. Für Empfangsamateure gelten die Bedingungen sinngemäß. Die Gebühren betragen für Antragsteller aus der DDR ab 1. Januar 1967 für die Klassen I bis III nur noch 1,25 MDN, für die Klassen IV und V 2,50 MDN und für jeden Stieker —,25 MDN. Ausländer erwerben mit der Klasse V zugleich die Ehrenmitgliedschaft im DM-CHC-Chapter 23 und zählen für alle Bewerber wie Mitglieder.

Die Mitgliederliste des DM-CHC-Chapters 23 hat sich gegenüber dem *Elektronischen Jahrbuch 1967* wesentlich verändert. Sie kann gegen Einreichung eines Freiumschlags beim DM-Award-Bureau angefordert werden.

Neue Bedingungen für das sowjetische Diplom R-6-K

Entgegen der Veröffentlichung im *Elektronischen Jahrbuch 1966* (S. 361) wird das Diplom R-6-K (mit Radiostationen aus 6 Kontinenten gearbeitet) des *Zentralen Radioklubs der UdSSR* jetzt auch für ew- oder fone-Verbindungen (nicht nur für SSB) verliehen.

Erforderlich sind je eine Verbindung mit Europa (außer UdSSR), Afrika, Nordamerika, Südamerika, Asien (außer UdSSR) und Ozeanien sowie 3 Verbindungen mit dem europäischen Teil der UdSSR (UA 1, UN 1, UW 1, UA 2, UC 2, UP 2, UQ 2, UR 2, UA 3, UV 3, UW 3, UA 4, UW 4, UB 5, UO 5, UT 5, UY 5, UA 6, UW 6) und 3 Verbindungen mit dem asiatischen Teil der UdSSR (UD 6, UF 6, UG 6, UL 7, UH 8, UI 8, UJ 8, UM 8, UA 9, UV 9, UW 9, UA ∅, UW ∅).

Es gelten alle Verbindungen nach dem 7. Mai 1962. Für Empfangsamateure gelten die Bedingungen sinngemäß.

Es gibt 3 Klassen des Diploms:

Klasse I — nur 3,5 MHz,

Klasse II — nur 7 MHz,

Klasse III — verschiedene Bänder.

Für Funkamateure aus der DDR ist das Diplom kostenlos.

Neue Bedingungen für das sowjetische Diplom R-150-S

Die Bedingungen des im *Elektronischen Jahrbuch 1966* (S. 362) veröffentlichten Diploms R-150-S (mit Radiostationen in 150 Ländern gearbeitet) haben sich geändert. Es gilt hierfür nicht mehr die DXCC-Länderliste, sondern eine besondere Liste, die 197 Länder enthält. Dadurch werden die Bedingungen teilweise leichter, teilweise aber auch schwerer.

Erforderlich sind betätigte Verbindungen mit 150 Ländern, darunter mit allen 15 Unionsrepubliken der UdSSR (UA/UN/UV/UW — UB/UT/UY — UC — UD — UF — UG — UH — UI — UJ — UL — UM — UO — UP — UQ — UR) ab 1. Juni 1956 auf allen Bändern, jedoch entweder nur in cw oder nur in fone. Die Mindestrapporte sind RST 337 bzw. RS 33.

Sinngemäß gelten die Bedingungen auch für SWLs. Für DM-Amateure ist das Diplom kostenlos.

Es gilt folgende Länderliste:

AP — BY — CE — CN 2/8/9 — CO/CM — CP — CR 3/5 (Port. Guinea) — CR 4 — CR 6 — CR 7 — CR 8/10 (Timor) — CT — CX — DJ/DK/DL (Wdt.) — DJ/DK/DL (West-Berlin) — DM — DU — EA — EA 9 — EA 0 — EI — EL — EP/EQ — ET 2/3 — F/FC — FG 7 — FH 8/FB 8 (Comoro) — FK 8 — FL 5/8 — FM 7 — FO 8 — FR 7 — FY 7 — G/GB/GC/GD/GI/GM/GW — HA/HG — HB — HB 0/HE — HC — HH — HI — HK — HL — HM — HP — HR — HS — HV — I/IS/IT — JA/KA — JT — JY — K/W/KH 0/KL 7 — KB 6/KJ 6/KM 6/KP 6/KW 6 — KC 6/KG 6/KX 6 — KP 4 — KS 6 — LA/LAp/LJ/JW/JX — LU — LX — LZ — M 1/9 A 1 — MP 4 B — MP 4 M/VS 9 O — MP 4 Q — MP 4 T — OA — OD 5 — OE — OH/OH 0 — OK — ON — OY/OZ — OX/KG 1/XP — PA/PI — PJ — PX — PY — PZ — SM/SL — SP — ST 2 — SU — SV — TA/TC — TF — TG — TI — TJ 8/FE 8 — TL 8 — TN 8 — TR 8 — TT 8 — TU 2 — TY 2 — TZ 8 — UA 1/UN 1/UW 1/UA 2/UA 3/UV 3/UW 3/UA 4/UW 4/UA 6/UW 6 — UA 1 (Franz-Josef-Land) — UA 9/UV 9/UW 9/UA 0/UW 0 — UA 0 (Dickson) — UA 0 (Magadan, Oblast 138) — UA 0 (Taimir) — UA 0 (Tuva ASSR, Oblast 159) — UA 0 (Chukotsk) — UA 0 (Yakut ASSR, Oblast 098) — UA 0 (Sachalin, Oblast 153) — UB 5/UT 5/UY 5 — UC 2 — UD 6 — UF 6 — UG 6 — UH 8 — UI 8 — UJ 8 — UL 7 — UM 8 — UO 5 — UP 2 — UQ 2 — UR 2 — VE/VO — VK — VK 9 (New Guinea) — VK 9 (Papua) — VP 1 — VP 2 — VP 3 — VP 6 — VQ 1 — VQ 8 — VR 1 — VR 2 — VR 4 — VR 5 — VS 9 (Aden) — VS 9 M — VU/VU 4 — XE/XF — XT 2 — XU — XV 5 — XW 8 — XZ 2 — YA — YI — YK — YN — YO — YS — YU — YV — ZA — ZB 1/9 H 1 — ZD 3 — ZD 5/ZS 7 — ZE — ZK 1 — ZL — ZP — ZS 1/2/4/5/6 — ZS 3 — ZS 8 — ZS 9 — 3 A — 3 V 8 — 3 W 8 — 4 S 7 — 4 X 4 — 4 W 1 — 5 A — 5 B 4/ZC 4 — 5 H 3/VQ 3 — 5 N 2/ZD 2 — 5 R 8/FB 8 (Malagasy) — 5 T 5 — 5 U 7 — 5 V 4/5 VZ/FD — 5 W 1/ZM 6 — 5 X 5/VQ 5 — 5 Z 4/VQ 4 — 6 O 1/2/6 — 6 W 8/FF 8 (Senegal) — 6 Y/VP 5 (Jamaica) — 7 G 1 — 7 Q 7/ZD 6 — 7 X/FA 8 — 7 Z 3/HZ — 8 F/PK/TM — 9 G 1 — 9 J 2/VQ 2 — 9 K 2 — 9 L 1/ZD 1 — 9 M/VS 1/VS 4/ZC 5 — 9 N 1 — 9 Q 5 — 9 U 5 — 9 X 5 — 9 Y 4/VP 4.

Das Diplom P 75 P (75 Zonen gearbeitet)

Die Funkamateure hatten den Erdball für ihre Zwecke in 40 Zonen eingeteilt (vgl. „Weltkarte der Landeskenner“, *Elektronisches Jahrbuch 1967*, Faltbeilage neben S. 240). Diese Zoneneinteilung ist für viele Diplome heute noch gültig.

Die Genfer Rundfunkverwaltungskonferenz des Internationalen Fernmeldevereins anerkannte bereits die Nützlichkeit und Wichtigkeit der Arbeit der Funkamateure in einer Erklärung zum Amateurfunkdienst und einer neuen Verkehrsordnung vom 21. Dezember 1959. Aus diesem Anlaß hat der *Zentrale Radioklub der ÖSSR* die Funkamateure in aller Welt zum Wettbewerb um das neue Diplom P 75 P aufgerufen.

Die Genfer Verwaltungskonferenz hat den Erdball, im Gegensatz zur bisherigen Einteilung der Amateure, in 75 geografische Rundfunkzonen eingeteilt (vgl. Kartenbeilage).

Jeder lizenzierte Funkamateur, der sich um das Diplom P 75 P bewirbt, soll 2-Weg-Verbindungen in cw oder in fone mit mindestens einer festen Landstation in einer entsprechenden Anzahl dieser „Rundfunkzonen“ ab 1. Januar 1960 nachweisen. Die geforderten Mindestberichte sind RST 337 oder RS 33.

Es gibt 3 Klassen dieses Diploms:

Klasse III — für QSL-Karten aus 50 verschiedenen Zonen,

Klasse II — für QSL-Karten aus 60 verschiedenen Zonen,

Klasse I — für QSL-Karten aus 70 verschiedenen Zonen.

Für Funkamateure der DDR ist das Diplom kostenfrei.

In Verbindung mit der Zonenkarte gilt nachstehende, gekürzte und nach dem neuesten Stand überarbeitete Länderliste (Stand November 1966):

Zone 1 — KL 7 (westl. 142°W); Zone 2 — KL 7, VE 6/7/8 (südl. 60°N und östl. 142°W, Alexander-Archipel und Gebiet um Juneau); Zone 3 — VE 3/4/5/8 (südl. 80°N und zwischen 90° und 110°W); Zone 4 — VE 2 (südl. 80°N und zwischen 70° und 90°W einschl. Baffin-Ins.); Zone 5 — OX, KG 1, XP (südl. 80°N); Zone 6 — W, K 6/7 (Washington, Oregon, California, Nevada, Arizona, Utah, Idaho und der westl. Teil von Montana, westl. 110°W); Zone 7 — W, K 5/7/∅ (North Dakota, South Dakota, Nebraska, Wyoming, Colorado, New Mexico, Texas, Oklahoma, Kansas, Louisiana, Arkansas, Missouri, Iowa, Minnesota und der östl. Teil von Montana, östl. 110°W); Zone 8 — W, K 1/2/3/4/5/8/9 (Wisconsin, Michigan, Illinois, Indiana, Tennessee, Mississippi, Alabama, Georgia, Florida, North Carolina, South Carolina, Virginia, West Virginia, Maryland, Delaware, Ohio, Pennsylvania, New Jersey, New York, Connecticut, Rhode Isl., Massachusetts, New Hampshire, Vermont, Maine); Zone 9 — VE 1, VO (südl. 62°N und östl. 70°W, einschl. Labrador, New Foundland, Nova Scotia, ausschl. Baffin-Ins.), FP; Zone 10 — FO 8 (Clipperton), XE, XF, XE 5, XF 4; Zone 11 — CE (nördl. 20°S), CM, CO, FG 7, FM, FS 7, HH, HI, HK ∅, HP, HR, KC 4 (Navassa-Ins.), KG 4, KP 4, KS 4, KV 4, KZ 5, PJ 2M, TG, TI, TI 9 (Cocos-Ins.), VP 1, VP 2A, VP 2D, VP 2G, VP 2H, VP 2K, VP 2L, VP 2M, VP 2S, VP 2V, VP 5, VP 6, VP 7, VP 9, YN, YN ∅, YS, ZF 1, 6 Y 5; Zone 12 — FY, HC, HC 8 (Galapagos), HK, OA, PJ, PZ, VP 3, VP 4, YV, YV ∅, 9 Y 4; Zone 13 — PY (nördl. 16° 30' S); Zone 14 — CE (südl. 20°S und nördl. 40°S), CE ∅ Z (Juan Fernandez), CP, CX, LU (nördl. 40°S), ZP; Zone 15 — PY (südl. 16° 30' S), PY ∅ (Fernando de Noronha), PY ∅ (Trinidad und Martim Vaz Ins.); Zone 16 — CE (südl. 40°S), LU (südl. 40°S), VP 8 (Falkland-Ins.); Zone 17 — TF; Zone 18 — LA, LA/p, JX (Jan Mayen), LA/p, JW (Svalbard), OH, OH ∅, OY, OZ, SL, SM; Zone 19 — UA/UV/UW 1—6 (zwischen 60° und 80°N und westl. 50°O), UN 1; Zone 20 — UA/UV/UW 1—6 (zwischen 60° und 80°N und östl. 50°O), UA/UW 9-∅ (zwischen 60° und 80°N und westl. 75°O); Zone 21 — UA/UW 9-∅ (zwischen 60° und 80°N und zwischen 75° und 90°O); Zone 22 — UA/UW 9-∅ (zwischen 60° und 80°N und zwischen 90° und 110°O); Zone 23 — UA/UW 9-∅ (zwischen 60° und 80°N und zwischen 110° und 135°O); Zone 24 — UA/UW 9-∅ (zwischen 60° und 80°N und zwischen 135° und 155°O); Zone 25 — UA/UW 9-∅ (zwischen 60° und 80°N und zwischen 155° und 170°O); Zone 26 — UA/UW 9-∅ (zwischen 60° und 80°N und östl. 170°O); Zone 27 — EI, F, G, GB, GC, GD, GI, GM, GW, LX, ON, PA, PI, PX, 3 A; Zone 28 — DJ, DK, DL, DM, FC, HA, HB, HB ∅, HE, HV, I, IT, IS, LZ, M 1, OE, OK, OL, SP, SV, YO, YU, ZA, ZB 1, 4 U, 9 A 1, 9 H 1; Zone 29 — UA/UV/UW 1—6 (südl. 60°N und westl. 50°O), UA2, UB/UT/UY 5, UC 2, UD 6, UF 6, UG 6, UO 5, UP 2, UQ 2, UR 2; Zone 30 — UA/UW 9-∅ (südl. 60°N und westl. 75°O), UH 8, UI 8, UJ 8, UL 7; Zone 31 — UA/UW 9-∅ (südl. 60°N und zwischen 75° und 90°O), UM 8; Zone 32 — UA/UW 9-∅ (südl. 60°N und zwischen 90° und 110°O), JT (westl. 110°O); Zone 33 — C 9, UA/UW 9-∅ (südl. 60°N und zwischen 110° und 135°O), JT (östl. 110°O); Zone 34 — UA/UW 9-∅ (südl. 60°N und östl. 135°O, einschl. Sachalin und Vladivostock, außer Kamtschatka und Kuril); Zone 35 — UA/UW 9-∅ (Kamtschatka und Kuril); Zone 36 — CS 3, CT 2, CT 3, EA 8; Zone 37 — CN 2/8/9, CT 1, EA,

EA 6, EA 9 (Ifni und Span. Marocco), FA, TS, ZB 2, 3 V 8, 7 X; Zone 38 — SU, 5 A; Zone 39 — HZ, JY, MP 4 (Bahrein), MP 4 (Quatar), MP 4 (Trucial Oman), OD 5, TA, TC, VS 9 (Aden), VS 9 K (Kamaran), VS 9 (Sultanat Oman), YI, YK, ZC 1, ZC 4, ZC 6, 4 W 1, 4 X, 7 Z, 8 Z 5, 9 K 2, 9 K 3; Zone 40 — EP, EQ, YA; Zone 41 — AC 3, AC 5 (Bhutan), AP, CR 8 (Damao, Diu), CR 8 (Goa), VS 9 M (Maledive-Ins.), VU (Indien), VU (Laccadive Ins.), 4 S 7; Zone 42 — AC 4 (westl. 90° O), BY, C (westl. 90° O), 9 N 1; Zone 43 — AC 4 (östl. 90° O), BY, C (zwischen 90° und 110° O); Zone 44 — BY, C (östl. 110° O), BV, C 3, CR 9, HL, HM, VS 6; Zone 45 — JA, KA, KA ø, KG 6 I (Bonin, Volcano-Ins.), KR 6/8; Zone 46 — CR 4, CR 3/5 (Port. Guinea), EA 9 (Rigo d'Oro), EA ø, EL, FE 8, FF 8 (bis 5. 8. 1960), TJ, TU (ab 7. 8. 1960), TY (ab 1. 8. 1960), TZ (ab 20. 6. 1960), XT (ab 5. 8. 1960) ZD 1, ZD 2, ZD 3, 5 N 2, 5 T (ab 20. 6. 1960), 5 U 7 (ab 3. 8. 1960), 5 V/5 VZ/FD, 6 W 8/FF 8 (Senegal Rep.), 7 G 1, 9 G 1/ZD 4, 9 L 1; Zone 47 — CR 5, FQ 8 (bis 15. 8. 1960), ST (westl. 30° O), TL (ab 16. 8. 1960) TN (ab 16. 8. 1960), TR (ab 16. 8. 1960), TT (ab 16. 8. 1960); Zone 48 — ET 2/3, FL 5/8, I 5 (bis 30. 6. 1960), ST (östl. 30° O), VQ 4, VQ 5, VQ 6 (bis 30. 6. 1960), 5 X 5, 5 Z 4, 6 O 1/2/6 (ab 1. 7. 1960); Zone 49 — IIS, VU (Andamanen, Nicobaren), XU, XV 5, XW 8, XZ, 3 W 8; Zone 50 — DU; Zone 51 — JZ ø, VK 9 (Papua), VK 9 (New Guinea), VR 4; Zone 52 — CR 6, OQ 5, OQ ø, 9 Q 5, 9 U 5; Zone 53 — CR 7, FB 8/8H 8 (Comoro-Ins.), FB 8/FR 7 T (Tromclin-Ins.), FR (Reunion), VQ 1, VQ 2, VQ 3, VQ 8 (Cargados Carajos), VQ 8 (Chagos-Ins.), VQ 8 (Mauritius), VQ 8 (Rodriguez-Ins.), VQ 9 (Seychelles), VQ 9 (Aldabra-Ins.), ZD 6, ZE, 5 H 3, 5 R 8/FB 8 (Malagasy Rep., ab 1. 7. 1960), 7 Q 7, 9 J 2; Zone 54 — CR 8/1 ø, PK 1/2/3 (Java), PK 4, PK 5, PK 6, VS 1/9 M 2/9 V 1 (Singapore), VS 4, VS 5, ZC 3/VK 9 (Christmas-Ins.), VK 9 (Cocos), ZC 5, 9 M 2, 9 M 6/8; Zone 55 — VK 4 (Australien), VK 5 (North Territory); Zone 56 — FK, FU 8, VR 2, YJ; Zone 57 — ZD 5, ZS 1—9; Zone 58 — VK 6; Zone 59 — VK 1/2/3/7, VK 5 (South Australia); Zone 60 — VK (Lord Howe-Ins.), VK 4 (Willis-Ins.), VK 9 (Norfolk-Ins.), VK ø (Macquarie-Ins.), ZL (Auckland und Campbell), ZL (Chatham-Ins.), ZL (New Zealand), ZL 1 (Kermadec-Ins.); Zone 61 — KB 6, KH 6, KJ 6, KM 6, KP 6, VR 3; Zone 62 — FW 8, KS 6, VR 5, ZM 6, ZM 7, 5 W 1; Zone 63 — CE ø A (Easter-Ins.), FO 8 (Franz. Oceanien), VR 1 (brit. Phoenix-Ins.), VR 6, ZK 1, ZK 2; Zone 64 — KC 6, KG 6 (Marianen); Zone 65 — KG 6 (Marcus-Ins.), KW 6, KX 6, VK 9 (Nauru), VR 1 (Gilbert, Ellice, Ocean-Ins.); Zone 66 — LA/LH 4 (Bouvet), ZD 7, ZD 8, ZD 9; Zone 67 — OR 4, LA usw. (Antaretis zwischen 50° und 80° S und zwischen 20° W und 40° O); Zone 68 — FB 8 (New Amsterdam, St. Paul, Kerguelen), VK ø (Heard-Ins.); Zone 69 — UA 1 KAE-1/6, VK ø, 8 J 1 usw. (Antaretis zwischen 60° und 80° S und zwischen 40° und 100° O); Zone 70 — UA 1 KAE-1/6, VK ø, FB 8 usw. (Antaretis zwischen 60° und 80° S und zwischen 100° und 160° O); Zone 71 — KC 4, ZL 5 usw. (Antaretis zwischen 60° und 80° S und zwischen 160° O und 140° W); Zone 72 — KC 4 usw. (Antaretis zwischen 60° und 80° S und zwischen 80° und 140° W); Zone 73 — VP 8/LU-Z (South Georgia, South Orkney, South Sandwich), CE 9 (South Shetland); Zone 74 — CE 9, KC 4, LU-Z, VK ø, VP 8, ZL 5 usw. (Antaretis zwischen 80° und 90° S, Südpol); Zone 75 — UA 1 usw. (Franz-Josef-Land zwischen 80° und 90° N, Nordpol).

Das Diplom CPR — Contributed to Propagation Research — (Beigetragen zur Erforschung der Ausbreitungsbedingungen)

Die gleiche Zonen- und Ländereinteilung wie beim tschechoslowakischen Diplom P 75 P liegt auch dem CPR-Diplom des Internationalen Amateur-Radioclubs (I. A. R. C.) zugrunde, das von dessen Vizepräsidenten *OK I WI*, *Dr. M. Joachim*, veröffentlicht wurde.

Der I. A. R. C. hat es sich zur Aufgabe gemacht, aus einer Vielzahl von QSO-Daten der letzten 40 Jahre die von verschiedenen Faktoren abhängigen Ausbreitungs-

bedingungen zu erforschen und in einem Atlas zusammenzustellen. Dazu werden alle lizenzierten Funkamateure und SWLs zur Mithilfe aufgerufen. Aus den besonders aufbereiteten Logs der Funkamateure sollen die QSO-Daten durch einen elektronischen Computer (Elektronenrechner) ausgewertet werden. Für die Mithilfe bei dieser interessanten und wichtigen Arbeit wird vom IARC das Diplom CPR verliehen, und zwar in 4 Klassen:

- Klasse I — für mehr als 10000 Verbindungen oder Beobachtungen,
- Klasse II — für mehr als 5000 Verbindungen oder Beobachtungen,
- Klasse III — für mehr als 1000 Verbindungen oder Beobachtungen,
- Klasse IV — für mehr als 200 Verbindungen oder Beobachtungen.

Das Diplom ist kostenfrei. Es zählen alle Logdaten der letzten 40 Jahre, soweit die gearbeitete (oder gehörte) Station einer anderen RR-Zone (geografische Zone nach Rundfunk-Ordnung Genf 1959) angehört als der Antragsteller.

Das eingereichte Log soll also nur Stationen fremder Zonen enthalten. Dabei können QSOs, die länger als 5 min gedauert haben, in Intervallen von jeweils 5 min erneut eingetragen werden.

Das Log soll im Kopf die volle Anschrift des Antragstellers enthalten und wie folgt aufgebaut sein:

TX: W RX: tub Ant: m

Band Mc/s	Calling (Rcvng)	Zone RR	Called (Rcvd)	Zone RR	Date	Hour UT	RST/M of revd stn	cw	AM	SSB	QSL Log
14	DM2ACB	28	UI8KND	30	310766	1702	569	x	0	0	b
14	DM2ACB	28	UI8KND	30	310766	1707	569	x	0	0	b
14	DM2ACB	28	UB5ES	29	310766	1721	599	x	0	0	a
14	DM2ACB	28	JA1FGW	45	310766	2022	569	x	0	0	b
14	DM2ACB	28	WA2AQC	02	310766	2212	579	x	0	0	a
07	DM2ACB	28	UQ2GI	29	010866	0002	579	x	0	0	a

Mustereintragung:

1. Spalte — Schlüsselziffer des benutzten Bandes (2stellig):
 02 = 1,75 MHz (für Sendestationen in der DDR nicht zugelassen)
 04 = 3,5 MHz
 07 = 7 MHz
 14 = 14 MHz
 21 = 21 MHz
 28 = 28 MHz
2. Spalte — eigenes Rufzeichen bzw. DM-Nummer (jede Zeile wiederholen)
3. Spalte — eigene RR-Zone (für DM = 28)
4. Spalte — Rufzeichen der gearbeiteten bzw. beobachteten Station (QSL-Karte der betr. Station soll möglichst vorliegen)
5. Spalte — RR-Zone des Partners (2stellig)
6. Spalte — Datum (6stellig ohne Punkte, um Mitternacht Uhrzeit beachten!)
7. Spalte — Uhrzeit GMT (4stellig, ohne Punkt)
8. Spalte — RST bzw. RS/RSM
9. bis 11. Spalte — die betr. Betriebsart ist anzukreuzen, die übrigen Spalten bekommen eine „0“
12. Spalte — QSL vorhanden: a; QSL noch nicht vorhanden: b

Jährlich wiederkehrende Conteste

Wie bereits ausgeführt, unterscheiden sich die von den einzelnen Amateurorganisationen veranstalteten Conteste von dem permanenten Wettkampf der Funkamateure um einzelne Diplome dadurch, daß sie die Leistungen der Amateure in einem begrenzten Zeitraum messen. Dies können wenige Stunden, ein Sonntag, ein Wochenende oder auch mehrere Tage sein.

Contest-QSOs unterscheiden sich von normalen Amateurfunkverbindungen dadurch, daß sie, um die Contestzeit optimal zu nutzen, außergewöhnlich kurz sind und mit meist großem Sendetempo abgewickelt werden. Oft beschränken sie sich auf den Austausch der Rufzeichen und der vom Veranstalter festgelegten Kontrollziffern, die stets das RST oder RS enthalten. Dabei sollten das „Bitte“ und „Danke“ sowie die amateurmäßigen „73“ nicht vergessen werden.

Neben der anzustrebenden guten Platzierung im nationalen oder internationalen Maßstab, die mit entsprechenden Urkunden anerkannt wird, bieten Conteste mit entsprechender Beteiligung auch die Möglichkeit, fehlende Verbindungen für einzelne Diplome nachzuholen. Sofern der Contestveranstalter mit dem Herausgeber eines bestimmten Diploms identisch ist, verzichtet er für Contest-QSOs, die für Diplome angerechnet werden sollen, zumeist auf die QSL-Karten für diese QSOs und erkennt das Contest-Log des jeweiligen Partners als schriftliche Bestätigung der getätigten Verbindung an Stelle der QSL-Karte an. Deshalb hat die Teilnahme an Contesten für den aktiven Funkamateure doppelte Bedeutung.

Feststehende Contestzeiten:

- | | |
|-------------------------|--|
| 1. Sonntag im Februar | — DM-Aktivitäts-Contest |
| 1. Sonntag im April | — HA-Contest |
| 1. Wochenende im April | — SP-DX-Contest |
| 4. Wochenende im April | — Niederländischer PACC-Contest |
| 1. oder | |
| 2. Wochenende im Mai | — Sowjetischer MIR-Contest |
| 10. bis 20. Mai | — Budapest-Award-Tage |
| Anfang Juni | — Internationale CHC-HTH-FHC-QSO-Party |
| 1. bis 15. Juli | — SOP-Wettbewerb |
| 1. Sonntag im September | — LZ-Contest |



Die 75 geographischen Rundfunkzonen der Erde gemäß der Genfer Rundfunkverwaltungskonferenz des Internationalen Fernmeldevereins (Diplom P 75 P)

3. Wochenende im September — Skandinavischer Aktivitäts-Contest cw
 4. Wochenende im September — desgl. fone
 1. Wochenende im Oktober — WADM-Contest
 1. Wochenende im November — DM-UKW-Contest
 2. Sonntag im November — OK-DX-Contest
 Letzter Sonntag im Dezember — DM-Jahresabschlußwettkampf

Die USA sagen: Satelliten werden nicht zu militärischen Zwecken benutzt.

In den **Electronics**, Sept. 5, 66, las man es anders. Wir zitieren:

„Radiation Incorporated berichtet, daß sie erfolgreich das erste Modell getestet habe, das starke Signale von einem militärischen Satelliten aus der Umlaufbahn sendet.

„Betrifft den am 16. Juni mit einer Titan-3C-Rakete gestarteten Philco-Satelliten: Los Angeles, Aug. 22—26, 1966 ... THIS MESSAGE SENT AND RECEIVED AT THE 1966 WESTERN ELECTRONIC SHOW AND CONVENTION IS AN EXAMPLE OF THE U.S. NAVY'S NEW SPACE AGE VOICE! IT WAS RELAYED THROUGH A MILITARY SATELLITE MORE THAN 18, 000 UNITS ABOVE THE EARTH'S EQUATOR USING ONE OF THE NEW SEAGOING SATELLITE COMMUNICATION TERMINALS BUILT FOR THE NAVY BY HUGHES AIRCRAFT COMPANY FULLERTON, CALIF. THE TERMINAL WILL SUPPLEMENT EXISTING COMMUNICATIONS METHODS AND OFFER RELIABLE LONG RANGE VOICE AND TELETYPE COMMUNICATIONS UNAFLECTED BY SOLAR AND ATMOSPHERIC DISTURBANCES. U. S. NAVY SENDING...“

Das war die Teletype-Nachricht, übermittelt über die Initial Defence Communications Satellites an eine Hughes Aircraft Co. 6-Fuß-Antenne in Wescon.“

Wir zitieren weiter:

„Der Start der nächsten Serie militärischer Satelliten ist für Anfang des nächsten Jahres geplant. Doch es heißt, das Pentagon will den Plan vorantreiben, so daß der Start spätestens in 8 Wochen erfolgt, weil diese Satelliten mehr und bessere Verbindungen nach Süd-Vietnam gewährleisten. Und zwar sollen zwecks Erweiterung der Nachrichtenverbindungen 8 Nachrichtensatelliten mit einer Rakete in den Weltraum geschossen werden.“

Inzwischen ist bekannt geworden, daß diese Satelliten am 18. Januar 1967 gestartet wurden.

Erika erzählt von den „Turmfalken“ und ihrem Reservisten

Harald ist auf die Turmstation gekommen. Er war bei der Nationalen Volksarmee Funker. Nach seiner Rückkehr hörte er von der jungen GST-Funkergruppe und meldete sich eines Tages bei Heinz, ihrem Leiter. Die Gruppe freute sich darüber, denn solche Fachkräfte sind selten.

Harald war sehr ruhig und zurückhaltend; er wurde nur lebhafter, wenn er eine Taste unter die Finger bekam. Harald beherrschte das Geben großartig, und Heinz atmete auf. Ihm war diese gute Hilfe für den Unterricht äußerst willkommen. In Haralds Gesicht trat zum ersten Mal ein warmer Schein, als ihm angetragen wurde, die Ausbildung im Hören und Geben zu übernehmen. Unten im Unterrichtsraum sollte das geschehen, denn auf dem Turm ist kein Platz mehr.

Schon einmal hatten sie damit begonnen. Ja, wann eigentlich? War das wirklich erst ein halbes Jahr her, daß ein zusammengewürfeltes Häuflein dort die ersten Hörversuche unternahm? Damals gab es noch keine Turmstube und kein Stammkollektiv. Die Vorstellung von zielbewußter Arbeit und planmäßigem Aufbau einer Amateurfunkstation bestand nur in der Phantasie von Heinz und seinem Sohn Andreas.

Jetzt ist das schon anders. Aus jenen Anfängen wuchs eine Gruppe. Heinzens technische Träume nehmen nach und nach Gestalt an, und seine jungen Kameraden möchten gern als Mitbenutzer der Station dabei sein. Dazu muß viel gelernt werden, auch Hören und Geben. Beides wird nicht nur bei der Prüfung verlangt, sondern in der Praxis auch tatsächlich gebraucht. Die Jungen sehen das ein, wenn ihre Liebe auch besonders dem Bauen, dem Probieren gehört. Nur Thomas bockt. „Das Gepiepe kapiert ich nie!“ schimpft er in seiner offenen Art. Und doch sitzt er am Freitag mit am Tisch, versucht die ersten Buchstaben zu erhaschen, die, von Harald sauber getastet, über den Kopfhörer zu ihm kommen. Bald aber legt er verzweifelt den Bleistift weg und sieht still zu, wie die anderen angespannt lauschen und eifrig schreiben.

Harald schaut mit hellwachen Augen zu Thomas.

„Ich hör' nichts!“ meint der.

„Versuch's noch mal!“



Gehorsam setzt Thomas den Kopfhörer wieder auf und Harald gibt, langsam und klar. Bei Thomas „kommt einfach nichts an“, an ihm rauscht alles vorbei. Er resigniert fürs erste. Die andern üben weiter. Alle Gesichter spiegeln Konzentriertheit. Erst drei Buchstaben, dann noch einen dazu. Harald ist in seinem Element. Er beobachtet, hilft geschickt und mit viel Einfühlungsvermögen.

Dadididit, dida, dadadit, didada — exakt tackt der Rhythmus über den Draht.

Dann ein Leuchten in Haralds Gesicht und ein kleines, verschmitztes Lächeln: Schneller bewegt sich seine Hand, er geht auf Tempo, versucht, wie weit seine Schüler bereits mithalten können. Und die können . . ., bis er Schluß macht! Heiße Köpfe gab's, aber die Freude ist groß: es hat geklappt. Nur Thomas läßt den Kopf hängen. Doch alle glauben, daß er wiederkommen wird, er hat Willen und Ausdauer.

Heinz gibt ihm eine Taste, paßt auf, daß er im richtigen Rhythmus übt. Und Thomas arbeitet zu Hause weiter, prägt sich die ersten Buchstaben ein. Zäh ist er dabei und läßt nicht locker. Selbst die Mutter wird gefragt, ob es denn richtig sei . . . Als ob sie ihm in diesem „Spezialfall“ helfen könnte! Zur nächsten Übungsstunde erscheint er als erster.

Auch Horst ist heute da. Er ist noch ein wenig fremd in diesem Kreis, denn zum Hörunterricht erscheint er das erste Mal. Harald nimmt seinen Platz ein, und es geht los. Dann noch einmal zur Wiederholung und damit Horst den Anschluß bekommt. Konzentriert üben sie, und auch Thomas bringt allerhand zu Papier. Schon sieht es — trotz einiger Lücken — nicht mehr so hoffnungslos aus wie beim vorigen Mal.

Das Jahresende rückt näher. Die junge Funkergruppe hält Rückschau. Eine bewegte Zeit liegt hinter ihnen: In diesem Jahr wurde die Gruppe „geboren“; sie hat ihre ersten Schritte hinter sich gebracht und ist mitten drin im Werden und Wachsen. Manche Kämpfe gab es zu bestehen gegen äußere Schwierigkeiten und im Ringen um die Entwicklung des Kollektivs. Aber nun ist etwas da, das alle beglückt, manche bereits bewußt, andere nur gefühlsmäßig, eine feste Kameradschaft, in der einer dem anderen hilft. Die zeigt sich auch am Tag vor Silvester. Mittwoch ist nichts Besonderes los auf dem Turm. Aber jeder weiß, Heinz ist oben. Einer nach dem anderen taucht auf. Sogar die beiden Studenten der Gruppe sind jetzt in den Ferien da.

Kaum angekommen, ist Andreas schon eifrig beschäftigt. Auf dem Tisch neben der großen Bohrmaschine hat er einen Empfänger aufgebaut. Nun sitzt er, gespannt lauschend und ganz Ohr für das, was aus dem Äther zu ihm dringt. Eine große Rolle Fernschreibpapier hat er vor sich an die Bohrmaschine geklemmt. Er schreibt und schreibt — die Papierfahne reicht bald bis zum Fußboden. Und dann erscheint Siegfried, stolz, aber sehr behutsam setzt er seinen selbstgebauten Empfänger auf den Tisch.

Er hat also sein Wort gehalten, ihn bald fertig zu bauen und sich nicht zu verzetteln. Das ist wie ein schönes Geschenk. Voller Überzeugung verkündet er nun: „Er geht! Er brüllt sogar!“ „Laß hören“, wird er aufgefordert. Während Siegfried den Anschluß herstellt, kommt Thomas. Alle sammeln sich gespannt um Siegfrieds Werk, aus dem nun die ersten Töne klingen. „Das war drüben lauter“, murmelt Siegfried bestürzt, „nicht wahr, Thomas?“ Der bestätigt das zwar, doch davon wird es jetzt nicht besser. Da stellt Andreas mit geübtem Griff den Apparat auf den Kopf. Siegfried protestiert lebhaft: „Nein, nein, da dürft ihr nicht hinschauen, das ist noch nicht ganz so . . .“

Aber es hilft ihm nichts, zu sehr sind alle daran interessiert, zu ergründen, warum der Empfang nicht besser ist. Heinz untersucht einen Teil nach dem anderen.

Es klopft. — „Das ist Harald!“ —

Er fühlt sich wohl immer noch nicht so ganz „zur Familie gehörig“, daß er anklopft. Still, wie es seine Art ist, lehnt er sich an den großen Oszillografen und schaut. Das emsige Suchen und Beraten geht weiter. Siegfried fragt nun etwas kleinlaut: „Aber gegenüber dem ersten Apparat ist es ein Fortschritt, nicht wahr?“ Das kann ihm jeder mit gutem Gewissen bestätigen. Unversehens ist es spät geworden, doch ehe sie sich trennen, wird Harald noch einmal zum Mittelpunkt. Er erhält an diesem Abend sein Mitgliedsbuch, ist nun voll aufgenommen in das Kollektiv der „Turmfalken“. Alles Gute wünschen sie ihm und sich selbst für das neue Jahr. Sie haben sich viel vorgenommen: Bald soll der Tag kommen, an dem „DM4MM“ das erste Mal in der Luft ist! Nicht lange danach erhält Harald als erster der Gruppe die Funkerlaubnis für Geräte kleiner Leistungen und das Funkleistungsabzeichen. Als ehemaligem Armeefunker fiel es ihm nicht schwer. Als Ausbilder für Telegrafie hat er sich gut bewährt und ist nun ganz in der Gruppe heimisch geworden.

Dieses Zusammenwachsen war nicht immer einfach. Beinahe hätte die Gruppe durch die dumme Überheblichkeit zweier junger Kameraden dieses wertvolle Mitglied verloren. Viel später erst bekannte Harald: „In der ersten Zeit auf dem Turm wäre ich beinahe nicht wiedergekommen. Die beiden warfen immer nur hochtrabend mit Fachausdrücken um sich, man kam sich richtig dumm vor. Damals hab' ich gedacht: Was sollst du hier eigentlich? Da kommst du sowieso nie mit. Dann merkte ich aber, daß alles nur Angabe war. Ich schaff's auch, aber bei mir geht's nun einmal nicht so schnell. Das war bei der Armee genauso. Auf dem Lehrgang war ich kein guter Funker, erst in der Praxis lernte ich das meiste. Man merkt es eben doch, wenn man vorher keine GST-Ausbildung gehabt hat! Doch zuletzt war ich im Stab, und da kommen nicht die Schlechtesten hin.“ Harald nimmt seine Aufgabe sehr ernst. Auch heute ist er ganz selbstverständlich gekommen, obwohl seine Frau Geburtstag hat. „Erlaubt sie das denn?“ fragen die Kameraden.

„Gewiß. Sie hat Verständnis für die GST-Arbeit und weiß, daß sie mir viel Freude macht. Außerdem begreift sie, daß ich euch nicht einfach sitzenlassen kann. Allerdings hinterher noch Biertrinken, da hört ihr Verständnis auf! Aber die GST — ja.“ Soviel Pflichtbewußtsein spornt zu doppelter Aufmerksamkeit an.

Noch eine andere Aufgabe gab es, die Harald ganz selbstverständlich übernahm. Er wurde Funktruppführer bei der vormilitärischen Ausbildung. Wer hätte sich dazu besser geeignet als er? Die gemeinsam mit der Kampfgruppe des Betriebs durchgeführten Übungen sind jedes Mal ein besonderes Erlebnis. Harald gelang es gerade noch, zu Jahresbeginn daran teilzunehmen. Dann war er durch seinen Traktoristenberuf so beansprucht, daß er selten Zeit fand.

So übernahm Erika die Anfänger. Harald fehlte der Gruppe sehr, denn „man“ begann, sich auf die Amateurfunkprüfung vorzubereiten. Man —

das waren selbstverständlich Heinz, Horst, Erika, Norbert, Werner und Wolfgang . . . Und was wurde mit Harald? Unbedingt sollte er dabei sein, das war für die Kameraden klar. Horst traf ihn nie zu Hause an. Sagenhaft fern rückte er, nur undeutliche Nachrichten über seinen rastlosen Einsatz auf den Erntefeldern zu jeder Tages- und Nachtzeit erreichten die Gruppe. Ihm blieb keine Zeit für die Funkerei.

Eines kühlen, regnerischen Abends, als die Kameraden auf dem Heimweg sind, zieht ein dumpfes Grollen die Landstraße herauf. Unheimlich fast, aber imponierend rollen dunkle Ungetüme heran und nehmen die ganze Breite der Dorfstraße ein. Rasselnd und gewichtig braust die Kolonne Mährescher vorüber und verschwindet in der Abenddämmerung. Nur der letzte — Horst entdeckt es zuerst — rollt aus und hält an.

„Harald!“

Da steht er schon, freudig begrüßt, inmitten der Kameraden. Fremd und verwegen schaut er aus in seiner schwarzen Wetterkleidung mit dem verwitterten Filz auf dem Kopf, ebenso schwarz und ölverschmiert das Gesicht. Nur die Augen leuchten hell im letzten Abendschein.

„Seid ihr hier fertig?“ wollen die Kameraden wissen.

„Ja, wir setzen um. In ein paar Tagen geht's ab in den Süden der Republik, sozialistische Hilfe leisten. Es ist unbeschreiblich, wieviel Arbeit es jetzt gibt. Die halbe Nacht mit. Aber wenn das vorbei ist, bin ich wieder dabei!“

„Harald“, schießt Horst los, „machst du mit? Wir wollen die Amateurfunkprüfung ablegen.“

Als er hört, daß noch etwas Zeit bis dahin ist, stimmt er sofort zu.

„Jetzt muß ich aber weiter!“ Nach herzlichem Abschied schwingt er sich auf seine Kombi, und gleich darauf verschluckt die sinkende Nacht den ungefügen Koloß.

Es dauert noch eine ganze Weile, die Herbstbestellung muß erst geschafft werden. Aber dann ist Harald da. Mit aller Energie stürzt er sich wieder in die Gruppenarbeit. Vorsichtig probiert er die Taste.

„Ob's noch geht? Immer die schweren Maschinen, und nun das kleine Ding.“ Es geht, und gut!

„Wie weit seid ihr denn?“ erkundigt er sich.

Erika ist ein wenig stolz, berichten zu können: „Das Alphabet haben wir, auch einige Zahlen.“

„Fein, dann können wir ja auf Tempo arbeiten.“

Alle schreiben eifrig. Als erster legt Horst den Bleistift hin. „Was ist?“ —

„Ach, ich komm' noch nicht mit. Können wir beiden nicht extra zusammen üben?“

Harald ist sofort einverstanden: „Komm nur, bin jetzt abends zu Hause, auch sonntags. Aber womit üben?“

Horst strahlt: „Ich hab' einen Transistorsummer mit Anschluß für zwei Kopfhörer!“

Den hat Erika für ihn gebaut, ihr hatte er seinen Wunsch anvertraut. Nun wird auch Horst bald Anschluß finden an die Leistungen der anderen . . .

. . . Schade, vervielfachen müßte man diese „Haralds“!



Ein Jahr später — Werner bei der Ausbildung der nächsten Jahrgänge

Wir zitieren aus **Electronics**, Oct. 31, 66:

„Der neue top-secret Spionage-Satellit des Pentagons, dessen Entwicklung noch nicht vollständig abgeschlossen ist, wird allein für Entwicklung und Probeflug etwa 200 Millionen Dollar kosten. Zuständig für das Programm sind: Radio Corporation of America, Lockheed Aircraft Corp., TRW Systems Group of TRW Inc. sowie Westinghouse Electric Corp.“

Hallo, Viewers!

Mit dem ersten Ton des Zeitzeichens ist es für *Hans-Werner Tzschichhold* wieder soweit, Ihnen im Auftrag des Elektronenrabens den Lagebericht zu geben.

Sie hören jetzt:



Berlin-Adlershof — Mit großer Freude kann gemeldet werden, das Huggys Kritik im *Elektronischen Jahrbuch 1967* seine Wirkung nicht verfehlte. Das Beispiel des sowjetischen Fernsehens machte Schule, und der Deutsche Fernsehfunk strahlte bereits mehrere ganze Bastelviertelstunden aus.

Berlin-Mitte — In einer gestern noch nicht stattgefundenen Feierstunde dankte der Zentralvorstand der GST Huggy und seinen Mitfahrern nach Radioklub-Adressen. Der Zentralvorstand ist nunmehr in die Lage versetzt, teilweise gewünschte Anschriften zu vermitteln. Postkarte oder Blick auf S. 320 genügt.

Berlin, Karl-Marx-Allee — Der hier wohnende bekannte Karikaturist Erich Schmitt hat für die Neuauflage seines im Eulenspiegel-Verlag veröffentlichten Beruflexikons einen neuen Beruf diesmal nicht erfunden, sondern mitten aus dem Unterhaltungselektronik-Leben geschöpft. In der Rundfunkgeräteproduktion heißt der am Bandende sitzende und dem montierten Gerät den ersten Strom einhauchende Kollege: *Beleber*.

Ob für den Reparaturfachmann der Berufsbegriff *Wiederbeleber* eingeführt werden soll, ist noch nicht entschieden.

Frankfurt/Oder — Mehrere Einwohner der Bezirkshauptstadt konnten in den gestrigen zeitigen Spätnachmittagsstunden beobachten, wie Huggy mit klapperndem Schnabel und hängenden Flügeln das Werktor des

Halbleiterwerks verließ. Es war ihm nämlich nicht mehr gelungen, wenigstens noch einen der vielgepriesenen Zehn-Mark-Beutel mit den 70 Halbleiterbauelementen zu ergattern. Nur wenige Zeit zuvor hatte er nämlich einen der kostbaren und für diese Beutel auf Wunsch der GST speziell entwickelten Baupläne für ein Transistor-Prüfgerät erstanden. Wie mitgeteilt wurde, verkauft das Halbleiterwerk über die Bastelläden vorsortierte Transistoren nunmehr selbst für etwa 1,— MDN das Stück. Da werden aber die Bastlerherzen niedriger schlagen!

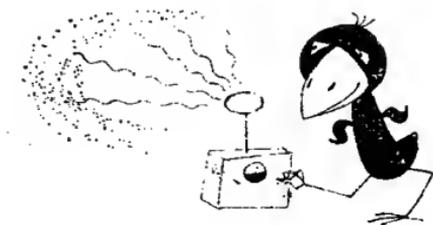
Berlin — Aus sonst gut unterrichteten Kreisen wird gemeldet, daß eine „Zentrale Nachrichtenwerkstatt beim Radioklub der DDR“ ihre Tätigkeit aufgenommen hat.

Mit ADN wurde vereinbart, defekte Nachrichten im Expresßverfahren zu reparieren.

Aus dem Bildungswesen — Statistiken weisen aus, daß die Radiobastler- und -amateurbewegung immer mehr um sich greift. Ein gutes Zeichen, wird doch durch diese Tätigkeit das polytechnische Wissen erweitert. Nur sollte der Bastler, dessen folgender Brief Huggy erreichte, auch daran denken, daß Bildung auf einem Gebiet zur einseitigen Bildung führt.

... Ich habe um meßtabellen gebittet ... Somit habe ich mir einen Vielfachmesser gekauft und kann da leiter als Leihe nichts damit anfangen ... Können Sie mir bitte einen hinweis geben welches Buch oder Proschüre ich mir kaufen muhs, wohrin die am Skalenbogenente aufgedruckten Abkürzungen V, Ω, A erklärt werden ...*

Kap Kennedy — 30 Minuten zum „Wahnsinnigwerden“ verbrachte ein Elektrotechniker beim Versuch herauszufinden, warum ein Satellit seiner Gesellschaft, der das Versuchsgelände gerade verlassen wollte, auf dem Kontrollgerät „dead“ anzeigte, obwohl ein Ingenieur das Projekt wenige Zeit zuvor als „go“ deklariert hatte. Als dieser Ingenieur dem Techniker schließlich zu Hilfe kam, beobachtete er einen Augenblick das Prüfgerät und erkannte das Übel auf der Stelle: Der Techniker hatte auf einen Depletion-(Verarmungs-)Typ des Feldeffekttransistors hin geprüft, während es sich bei dem im Satelliten verwendeten um einen Enhancement-



* Preis etwa 280,— MDN (Anm. d. Red.).

(Übertreibungs-)Typ handelte. Der Grund für dieses Durcheinander war die überaus großzügige Verwendung von Symbolen für die Darstellung des gleichen Isoliergitter-Feldeffekttransistors.

Da sage noch jemand etwas gegen unsere Standardisierung.

Teufelsschlucht — Unter dem Druck einiger Autoren, Lektoren, Korrektoren und Setzer wurde in der bekannten Ausflugsstätte eine interessante Ausstellung eröffnet. In ziemlich unübersichtlicher Art und Weise sind da zu betrachten: Blickschaltbilder, Fernsehturner, Scheibentrümmer, Gegenakt-Endstufen, magnetische Augen, ein Fernmeldeamt, ein Luftschaltrimmer und ein Nachweihgerät für radioaktive Strahlung.

Jeder 10. Besucher erhält als besondere Anerkennung für kontraktlose Betätigung einige Picofaräder.

Und zum Abschluß der Huggy-Nachrichten unser **Wetter-Bericht**:

Wollen wir **wetten**, daß Sie nicht wissen, wer der Hauptgewinner der vorjährigen Preisfrage ist? Nein? Wetten wir ruhig: Unter all den Einsendungen gab es keine einzige richtige. Das muß wohl am Wetter gelegen haben!

Gut Wetter aber nun für alle, die sich in die diesjährige große Preisfrage stürzen!

Wer sind die 3 Autoren und wie lauten die dazugehörenden Buchtitel zu den nachstehend abgebildeten Textstellen. Unbekannt dürften sie elektronischen Lesern keinesfalls sein (außerdem sind sie alle mit Beiträgen in diesem Buch vertreten).

lastung. Die Minimalinduktivität der Kollektorwicklung errechnet sich aus der Formel:

$$L > \frac{\dot{U}^2 R_{e10}}{\omega_c(\dot{U}\beta_0 - 1)} = L_{\min.}$$

Hierbei ist $R_{e10} = r_b + r_c(1 - \alpha_0)$ der Eingangswiderstand des Transistors in Emitterschaltung. Die praktisch eingebaute Induktivität wird etwa 1- bis 4mal größer als L_{\min} gewählt. Die Größe des Kondensators C

11.3. Akustischer Schalter für beliebige Verwendung

Mit einem Gerät nach der Schaltung Bild 166 kann man durch ein Geräusch (z. B. Ruf oder Pfiff) einen beliebigen Schaltungsvorgang auslösen (für Demonstrationszwecke Einschalten der Zimmerbeleuchtung durch Zuruf u.ä.). Das Gerät ist auch als Geräuschmelder brauchbar (akustische Diebstahlsicherung u.ä.). Als Mikrofon

Beispiel

Eine Endpentode EL 84 arbeitet in Eintakt-A-Betrieb. Dabei treten folgende Betriebswerte auf: $I_a = 48 \text{ mA}$, $P = 5,3 \text{ W}$ und $R_a = 5,5 \text{ k}\Omega$. Der zu verwendende Lautsprecher L 2053 PBK (Funkwerk Leipzig) hat einen Schwingungswiderstand von $R_L = 6 \Omega$ und einen Frequenzbereich von 60 Hz bis 15 kHz. Die untere Grenzfrequenz wird daher mit $f_u = 50 \text{ Hz}$ gewählt.

Unter den Einsendern von richtigen **Einsendungen**, die auf (beiliegender) Postkarte bis zum 1. 4. 68 an mich eingeschickt sein müssen, werden unter Ausschluß des Rechtswegs folgende Preise verteilt:

1. Preis — Besuch bei Ihrem Lieblings-Elektronikautor und für 50.— MDN erfüllte Elektronik-Buchwünsche
2. Preis — Literatur aus dem Deutschen Militärverlag im Werte von 50.— MDN
3. Preis — Literatur aus dem Deutschen Militärverlag im Werte von 35.— NDN

Auf besonderen Wunsch der einzelnen Herren oder Damen werden die Bücher von den betreffenden Autoren handsigniert.

Das war's für dieses Jahr. Sie hören mich wieder im nächsten Jahr um die gleiche Zeit.

Hugg(y) — ich habe gesprochen!



Heute: Erdatmosphäre und KW-Ausbreitung

Anomale Dämpfung — Die Störung wirkt sich in ähnlicher Art und Weise aus wie der M.-D.-Effekt, nur erfolgt der Einsatz der Störung weniger plötzlich. Die Dämpfung der D-Schicht zeigt den in Bild 1 dargestellten Verlauf. Ihre Auswirkung ist nicht so einschneidend wie beim M.-D.-Effekt. Im allgemeinen steigen nur die unteren Grenzen des Bereichs brauchbarer Frequenzen über die in den Vorhersagen angegebenen Werte an. Eine Erklärung für die besonders im Winter auftretende Erscheinung wurde noch nicht gefunden.

D-Schicht — Wichtigste Bestandteile: O_2 , N_2 ; mittlere Höhe: 70 km. Die Schicht besteht nur am Tage. Reflexionen von Längst- und Langwellen am Tage, Dämpfung für Kurzwellen. Außer geringen jahreszeitlich bedingten Höhenänderungen ist die D-Schicht konstant.

E-Schicht (Kennelly-Heaviside-Schicht) — Wichtigste Bestandteile: O_2 , N_2 , O; Höhe zwischen 90 und 130 km. Die Ionisierung ist weitaus kräftiger als die der D-Schicht.

Sporadische E-Schicht — Die E_S -Schicht, früher als anomale E-Schicht bezeichnet, liegt in etwa 100 km Höhe, befindet sich also im Ionisationsniveau der normalen E-Schicht. Besondere Reflexionserscheinungen lassen darauf schließen, daß diese sporadische Schicht aus Wolken mit äußerst starker Ionenkonzentration besteht. Diese Struktur kann eine unerwünschte Abdeckung der F-Schicht herbeiführen. An der E_S -Schicht treten außerordentlich kräftige Reflexionen auf. Es können hohe Frequenzen — bis 100 MHz — reflektiert werden. Die Dauer der Abdeckung der F-Schicht ist sehr unterschiedlich: Minuten bis Tage.

In hohen Breiten ist das Auftreten der anomalen E-Schicht meist mit Nordlichterscheinungen verbunden. Man spricht dann von einer „Nordlichtschicht“. Im Gegensatz zu der in unseren Breiten vorkommenden E_S -Schicht finden die Reflexionen in unterschiedlichen Höhen statt. Häufig handelt es sich um eine Art Streureflexion.

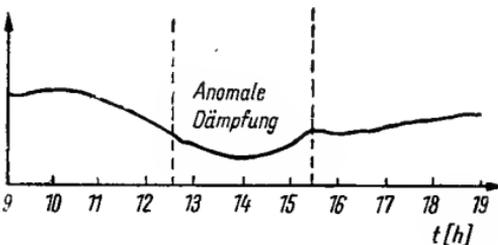


Bild 1

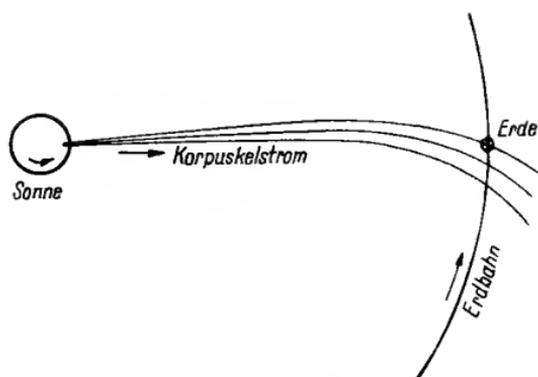


Bild 2

Erdmagnetische Störungen — Sehr häufig den Funkverkehr auf Kurzwelle beeinträchtigende Störungen werden durch eine von der Sonne ausgehende Teilchenstrahlung — Ionen und Elektronen — verursacht. Gelangt ein solcher Korpuskularstrom in Erdnähe (Bild 2), so wird er vom erdmagnetischen Feld erfaßt und zu den Polen abgelenkt. In hohen Breitengraden treten dann Polarlichter auf, und es werden Veränderungen der Ionisationszustände der Hochatmosphäre hervorgerufen.

Exosphäre — Diese „äußere Atmosphäre“ geht allmählich in den freien Weltraum über.

F-Schichten (Appleton-Schicht) — Wichtigste Bestandteile: O, N₂, N. Während der Tagesstunden ist das System in die F₁- und die F₂-Schicht aufgespalten. — Die F₁-Schicht beginnt bei etwa 180 km Höhe und erstreckt sich bis zu 250 km Höhe. Die Schicht ist etwas kräftiger als die E-Schicht ionisiert.

Grenzfrequenz, Dämpfung und Einfallswinkel bestimmen die Ausbreitungsbedingungen über praktisch beliebige Strecken. Zwischen der Grenze der Bodenstrahlreichweite und dem Punkt, an dem die reflektierte Welle auftrifft, liegt ein Bereich ohne oder mit nur schwachem Empfang, die „tote Zone“. Im Umkreis des Senders befinden sich also: der kleine Bereich der rasch abklingenden Bodenstrahlung, die tote Zone und das Gebiet, in das die reflektierte Welle einfällt (indirekte Zone). Die Ausdehnung der toten Zone wird sowohl von der Frequenz der Wellen als auch vom Ionisationszustand der Hochatmosphäre bestimmt. Je größer die Frequenz, desto weiter vom Sender entfernt fällt die Welle ein, und desto breiter ist die tote Zone. Sie kann sich bis auf 4000 km erstrecken.

Ionisation der Hochatmosphäre — Die Ionisation (der Übergang von Molekülen und Atomen in Ionen) geschieht durch Bestrahlung mit Licht-, Röntgen- oder Katodenstrahlen. Ist die Atmosphäre dem Sonnenlicht ausgesetzt, wird sie — in verschiedenen Höhen und mit unterschiedlicher Intensität — ionisiert. Daß sich mehrere Ionisationsmaxima, also mehrere ionisierte Schichten bilden, ist durch die Wellenlänge der wirksamen Ultraviolett Komponente des Sonnenlichts, die unterschiedliche chemische Zusammensetzung der Luft in verschiedenen Höhen und die Eindringtiefe der ionisierenden Strahlung bedingt. In erster Linie werden ionisierte Sauerstoff- und Stickstoffmoleküle, Sauerstoffatome und freie Elektronen gebildet. Infolge der Erdrotation weist die Ionisation einen täglichen Gang auf. Ferner wird sie vom Wechsel der Jahreszeiten und vom Zyklus der im Mittel 11jährigen Sonnentätigkeitsperiode beeinflusst.

Die Bedeutung der ionisierten, elektrisch leitfähigen Schichten liegt darin, daß an ihnen elektromagnetische Wellen definierter Frequenz reflektiert werden können.

Ionosphäre — Dieses Schichtensystem liegt in Höhen zwischen 80 und etwa 500 km. Im Bereich der Ionosphäre findet eine Ionisation von Molekülen und Atomen statt. Damit bietet sie die Voraussetzungen für gewöhnliche Ausbreitungserscheinungen der kurzen Wellen!

Zustandsänderungen der Ionosphäre — Ausbildung und Verhalten der ionosphärischen Schichten sind eng mit der Sonnenstrahlung korreliert, und es ist leicht verständlich, daß ein Zusammenhang mit dem Wechsel von Tag und Nacht (täglicher Gang), der Jahreszeiten (jahreszeitlicher Gang) und der im Mittel 11jährigen Sonnentätigkeitsperiode besteht.

Mechanismus der Kurzwellenausbreitung — Im Bereich der kurzen Wellen erfolgt die Ausbreitung praktisch nur über die *Raumwelle*, die große und größte Entfernungen zu überbrücken gestattet. Die *Bodenwelle* hat kaum Bedeutung, da sie im günstigsten Falle — 80-m-Welle — nicht wesentlich weiter reicht als die optische Sicht.

Die von einer Antenne ausgestrahlten Wellen breiten sich nach allen Richtungen des Raumes aus. Sie dringen in die Ionosphäre bis zu einer Tiefe ein, in der die Ionisierung eine Reflexion ermöglicht. Jedem Ionisationszustand der Hochatmosphäre und jedem Einfallswinkel der Welle entspricht eine bestimmte Grenzwellenlänge, das ist die kürzeste an der Ionosphäre noch reflektierbare Wellenlänge, die kürzer als die Grenzwellenlänge sind, durchdringen die Schichten und verlieren sich im Weltraum.

Mögel-Dellinger-Effekt (Sonneneruptionseffekt) — Der M.-D.-Effekt ist eine zwar eindrucksvolle, aber äußerst unangenehme Störerscheinung: Kurzwellenverbindungen auf der sonnenbeschienenen Erdhälfte werden plötzlich unterbrochen, und nach kurzer Zeit setzt der normale Empfang wieder ein.

Dieser Störeffekt wird von solaren chromosphärischen Eruptionen ausgelöst. Die an aktive Sonnenfleckengruppen gebundenen, engbegrenzten Eruptionsherde senden außer einer korpuskularen Strahlung eine äußerst kurzwellige Strahlung aus. Wie Satellitenbeobachtungen ergaben, handelt es sich um eine Röntgenstrahlung, die sich mit Lichtgeschwindigkeit ausbreitet und somit nach $8\frac{1}{3}$ Minuten auf der Erde eintrifft.

Der Strahlungsstoß ruft eine beträchtliche Ionisierung der D-Schicht hervor.

Stratosphäre — Sie erreicht eine Höhe von etwa 80 km.

Troposphäre — Sie erstreckt sich bis in etwa 10 km Höhe. Eine bei 8 km Höhe beginnende Übergangsschicht ist die Tropopause. In der Troposphäre spielen sich die Wettervorgänge ab.

Funktechnische Nomogramme

Nomogramm 1

Umrechnung von Frequenz in Wellenlänge und umgekehrt

Dem Nomogramm zugrunde liegt die Beziehung

$$f = \frac{c}{\lambda}.$$

Dabei ist f die Frequenz in MHz, λ die Wellenlänge in m und c die Lichtgeschwindigkeit ($= 3 \cdot 10^8$ m/s). Das Nomogramm besteht aus Zahlenleitern. Man sucht den gegebenen Wert auf und liest daneben das gesuchte Ergebnis ab.

Beispiel

Für eine Frequenz $f = 80$ MHz wird die entsprechende Wellenlänge gesucht. Neben dem Wert 80 MHz findet man als Ergebnis

$$\lambda = 3,75 \text{ m.}$$

Welcher Frequenz entspricht die Wellenlänge $\lambda = 2$ m?

$$f = 150 \text{ MHz.}$$

Nomogramm 2

Zeitkonstante eines RC-Gliedes

Die Zeitkonstante

$$\tau = R \cdot C$$

gibt die Zeit an, nach der ein Kondensator auf 63 % der angelegten Spannung aufgeladen bzw. auf 37 % der angelegten Spannung entladen ist. Man erhält die Zeitkonstante τ in s, wenn man R in $M\Omega$ und C in μF einsetzt. Im Nomogramm gilt

$$A - M\Omega, \mu F, s,$$

$$B - \Omega, pF, \mu s.$$

Beispiel

Wie groß ist die Zeitkonstante τ eines RC-Gliedes mit den Werten $R = 50$ k Ω und $C = 100$ pF? Im Nomogramm verbindet man den entsprechenden Punkt auf der R-Leiter mit dem auf der C-Leiter. Da beide Werte nach dem Größenschema B aufgesucht werden, wird das Ergebnis an der geschnittenen τ -Leiter unter B gesucht;

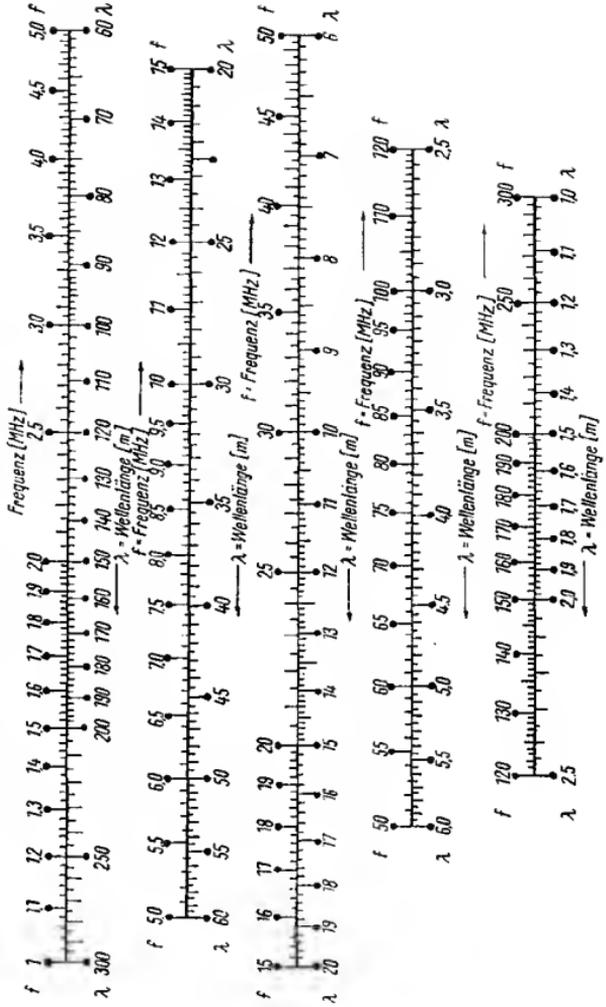
$$\tau = 5 \mu s.$$

$$f = \frac{c}{\lambda}$$

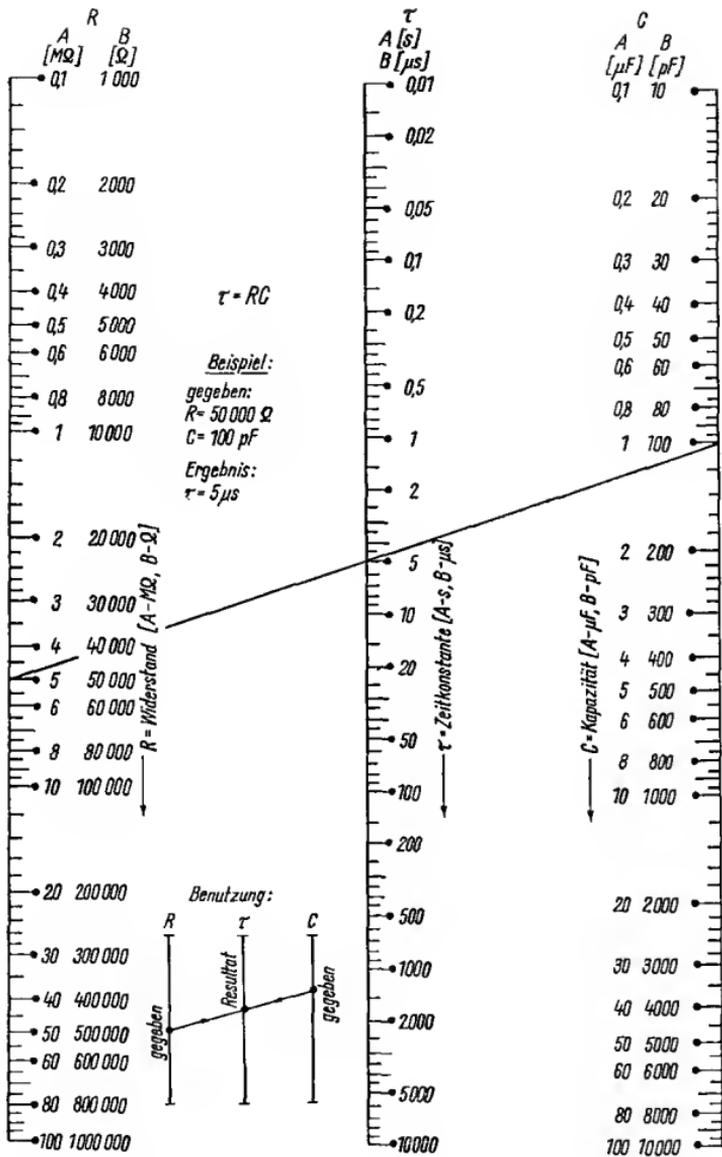
mit $c = 3 \cdot 10^8$ m/s
= Lichtgeschwindigkeit

Frequenz f [MHz]	Wellenlänge λ [cm]
700 000	0,3
30 000	1
10 000	3
3 000	10
1 000	30
300	100
100	300

Frequenz f [MHz]	Wellenlänge λ [cm]
30	10
10	30
3	100
1	300
0,3	1000
0,1	3000
30 kHz	10 000



Nomogramm 1



Nomogramm 2

Nomogramm 3

Berechnung der Korrekturdrossel in Breitbandverstärkern

Bei Breitbandverstärkern wird die obere Grenzfrequenz durch die Streukapazität C_S herabgesetzt. Um diesen Einfluß zu verringern, kann man in Reihe zum Arbeitswiderstand R_a eine Drossel L_a schalten. Das Nomogramm erlaubt die Bestimmung von R_a und L_a ; ihm liegen folgende Formeln zugrunde:

$$R_a = \frac{0,85}{2 \pi \cdot f_g \cdot C_S}$$

und

$$L_a = 0,415 C_S \cdot R_a^2.$$

Beispiel

Die obere Grenzfrequenz soll bei $C_S = 35 \text{ pF}$ auf $f_g = 3 \text{ MHz}$ hinausgeschoben werden. Wie groß muß man den Arbeitswiderstand R_a wählen, und welchen Wert hat die erforderliche Korrekturdrossel L_a ?

Aus dem Nomogramm erhält man

$$R_a = 1280 \Omega,$$

$$L_a = 24 \mu\text{H}.$$

Nomogramm 4

Einfacher Phasenschieber

Die Erzeugung einer phasenverschobenen Spannung ist mit der im Nomogramm angegebenen Schaltung möglich. Für die beiden Spannungen gilt

$$E_1 = E_{1m} \sin \omega t,$$

$$E_2 = E_{2m} \sin (\omega t + \varphi),$$

$$E_{1m} = 2 E_{2m}.$$

Außerdem gilt

$$R_1 = R_2 = R.$$

Das Nomogramm ist aufgebaut nach der Beziehung

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

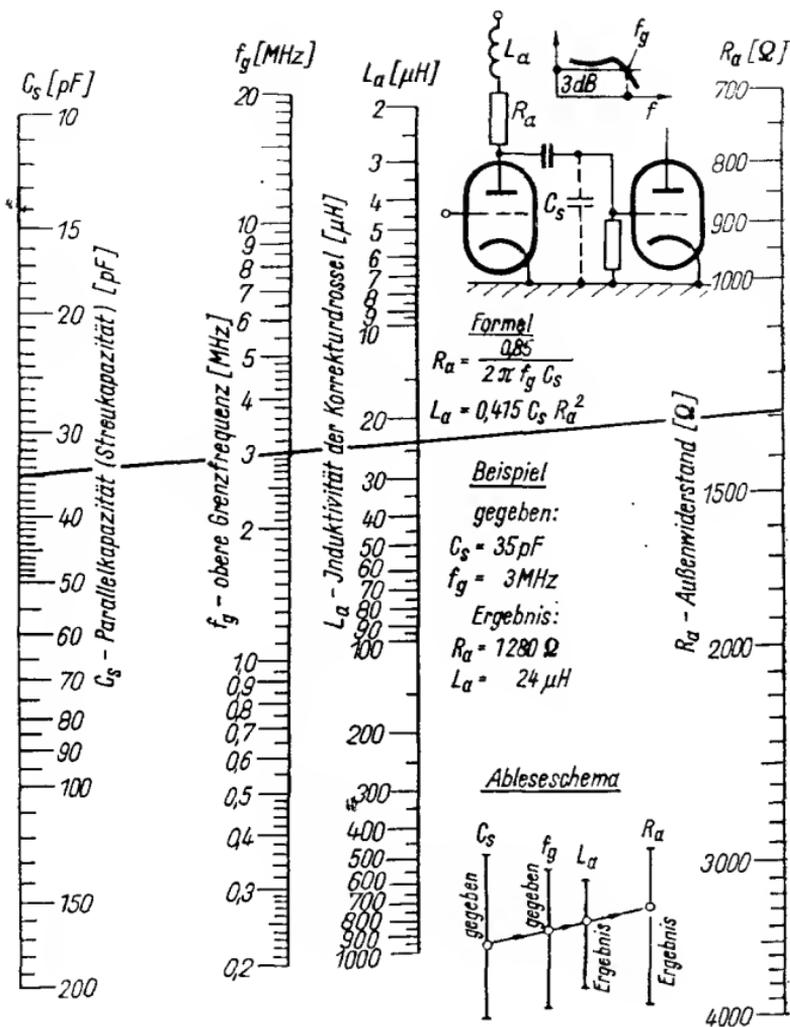
Beispiel

Bei einer Frequenz von $f = 400 \text{ Hz}$ soll mit der im Nomogramm angegebenen Schaltung eine Phasenverschiebung von $\varphi = 118^\circ$ eingestellt werden. Der Kondensator hat einen Wert von $C = 2000 \text{ pF}$. Welcher Widerstandswert für R_3 muß eingestellt werden? Mit den Werten für f und C erhält man den kapazitiven Widerstand

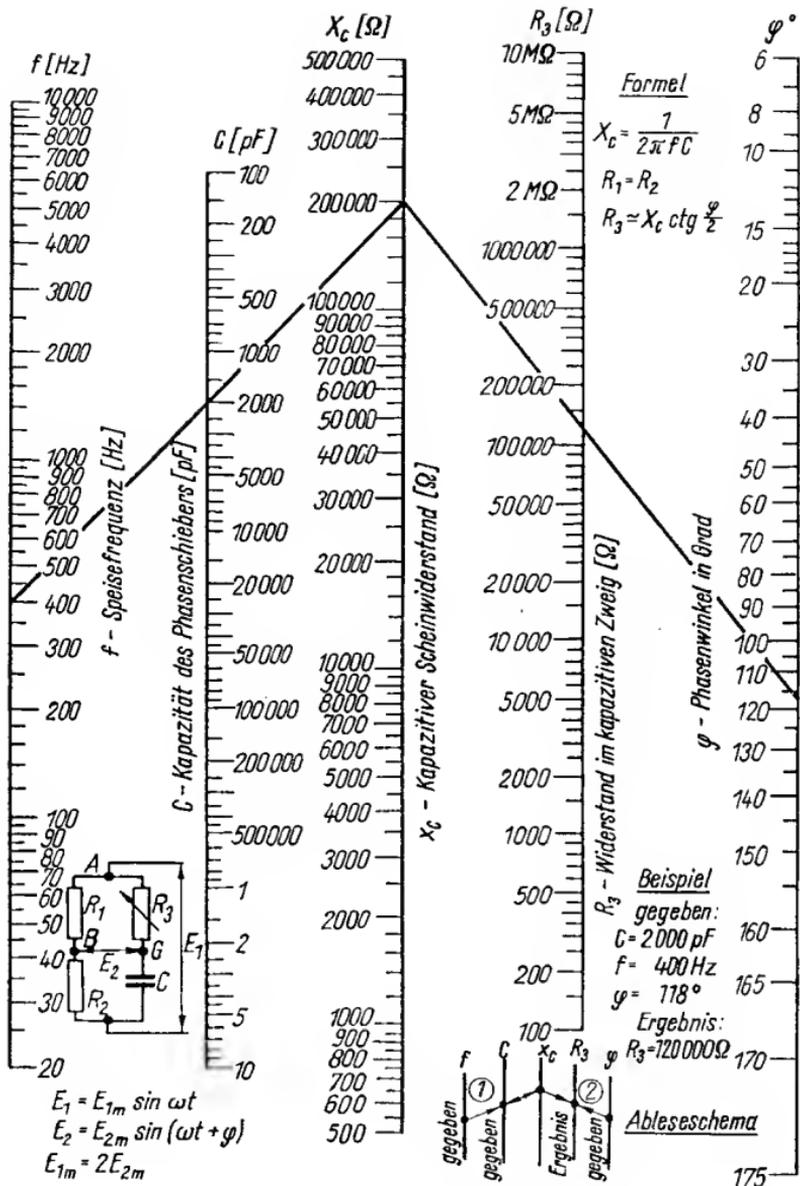
$$X_C = 200 \text{ k}\Omega.$$

Verbindet man diesen Wert mit dem Wert für die Phasenverschiebung φ , so läßt sich am Schnittpunkt mit der Zahlenleiter für R_3 dessen Wert ablesen:

$$R_3 = 120 \text{ k}\Omega.$$



Nomogramm 3



Nomogramm 4

Nomogramm 5

Induktivität einer geschirmten Spule

Die metallische Abschirmung einer Spule beeinflusst den Induktivitätswert einer Spule: er wird kleiner. Den Einfluß berücksichtigt man durch einen Faktor β , mit dem der Induktivitätswert L_0 der Spule ohne Abschirmung zu multiplizieren ist:

$$L_g = \beta \cdot L_0.$$

Der Faktor β ergibt sich aus der nachfolgenden Beziehung, die auch dem Nomogramm zugrunde liegt:

$$\beta = \left[1 - \left(\frac{D_k}{D_g} \right)^2 \right] \left[1 - \left(\frac{l_k}{2l_g} \right)^2 \right].$$

Alle Maße in mm, siehe Zeichnung im Nomogramm.

Beispiel:

Eine Spule hat ohne Abschirmung eine Induktivität von $L_0 = 200 \mu\text{H}$. Wie groß ist die Induktivität L_g der gleichen Spule, wenn eine Abschirmung vorgesehen wird, für die folgende Werte gelten:

$$D_k = 50 \text{ mm}; D_g = 90 \text{ mm}; l_k = 50 \text{ mm}; l_g = 110 \text{ mm?}$$

Aus dem Nomogramm erhält man

$$\frac{D_k}{D_g} = 0,55; \quad \frac{l_k}{l_g} = 0,45; \quad \beta = 0,78;$$
$$L_g = \beta \cdot L_0 = 0,78 \cdot 200 \mu\text{H} \approx 160 \mu\text{H}.$$

Nomogramm 6

Eigenkapazität einlagiger Zylinderspulen

Bei einlagigen Zylinderspulen treten zwischen den Windungen geringe Kapazitäten auf, die bei genauen Schwingkreisberechnungen berücksichtigt werden müssen. Das Nomogramm ist aufgebaut nach der Beziehung

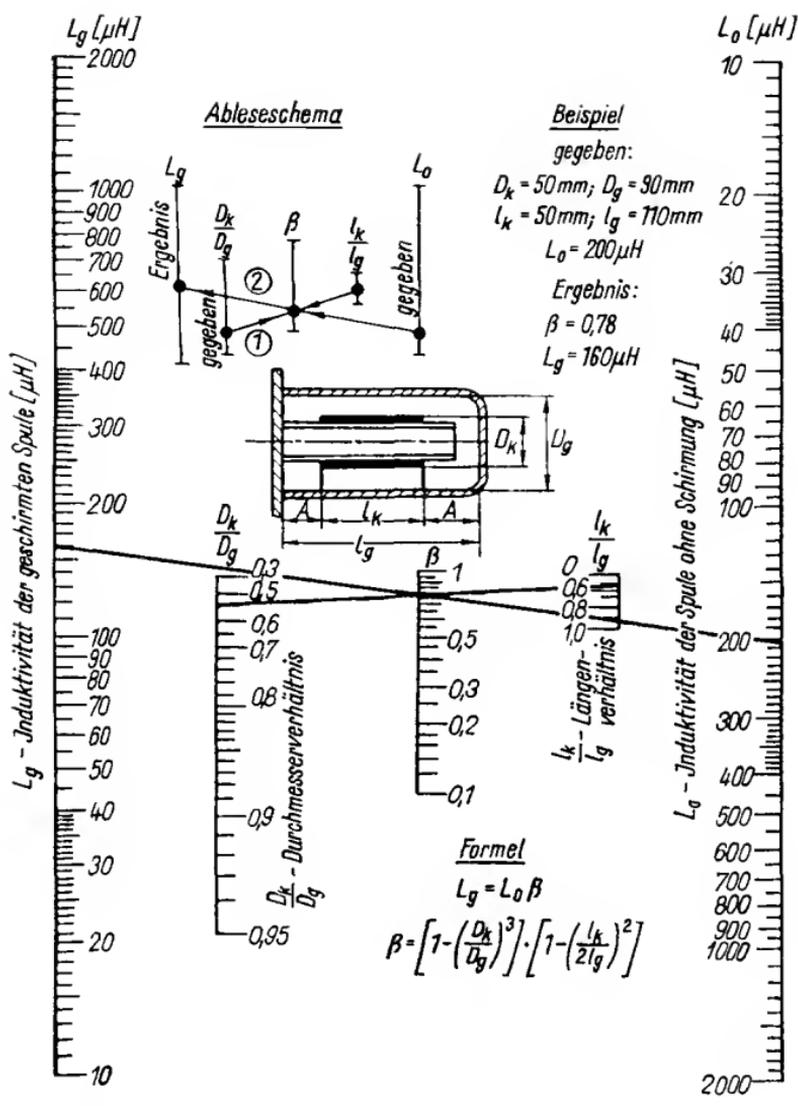
$$C_0 = \frac{\pi \cdot D}{3,6} \cdot \cosh \frac{t}{d}.$$

C_0 = Eigenkapazität der Spule in pF, D = Durchmesser der Spule in mm, t = Windungsabstand in mm, d = Drahtdurchmesser in mm, \cosh = Hyperbolicus.

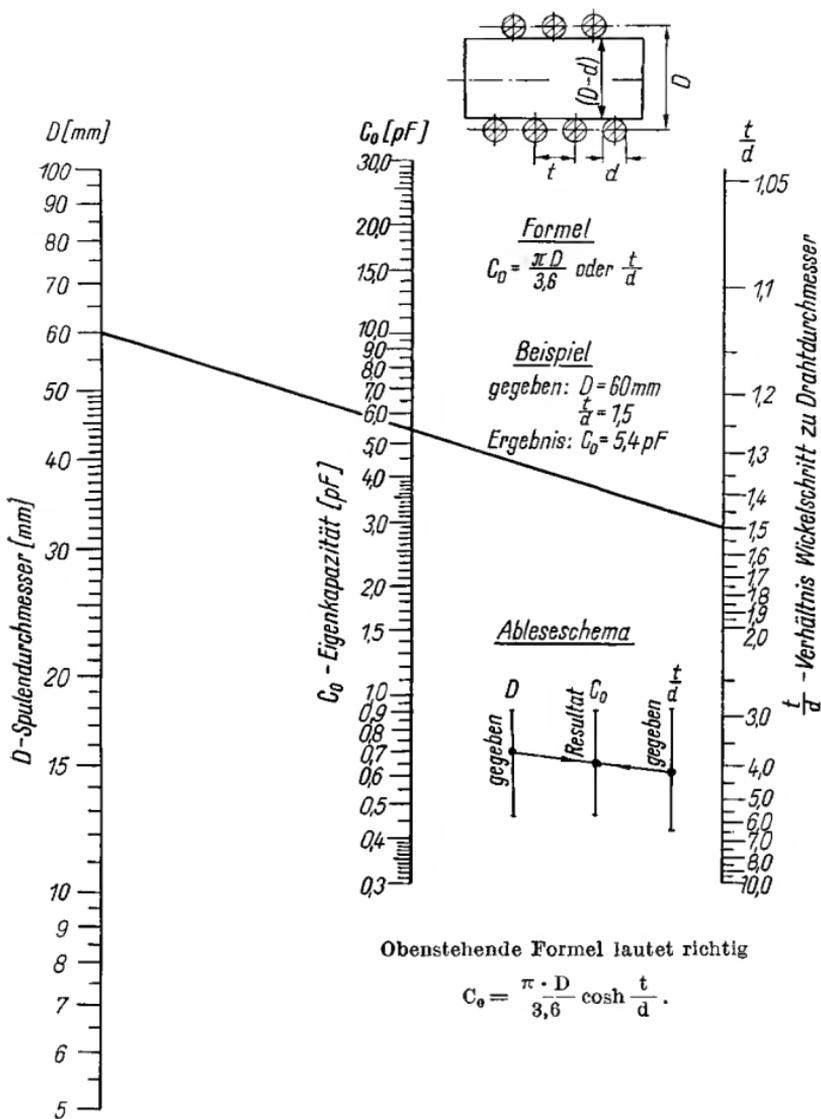
Beispiel

Eine Spule mit einem Durchmesser von $D = 60 \text{ mm}$, einem Windungsabstand von $t = 3 \text{ mm}$ und einer Drahtstärke von $d = 2 \text{ mm}$ hat eine Eigenkapazität

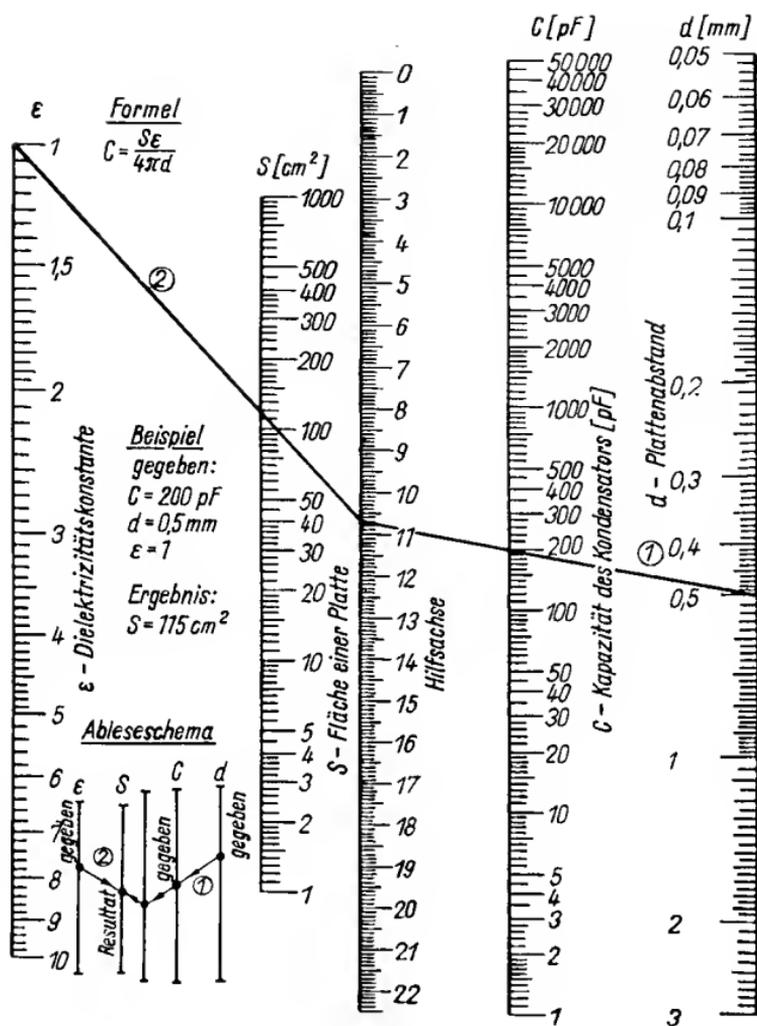
$$\frac{t}{d} = 1,5 \quad C_0 = 5,4 \text{ pF}.$$



Nomogramm 5



Nomogramm 6



Nomogramm 7

Nomogramm 7

Kapazität des Plattenkondensators

Die Kapazität eines Plattenkondensators hängt ab von der Plattenfläche S , dem Plattenabstand d und der Dielektrizitätskonstante ϵ des zwischen den Platten befindlichen Dielektrikums

$$C = \frac{S \cdot \epsilon}{4 \pi d}.$$

Aus dem Nomogramm kann man eine der Größen bestimmen, wenn die anderen drei bekannt sind.

Beispiel

Ein Plattenkondensator soll eine Kapazität von $C = 200 \text{ pF}$ bilden. Für das Dielektrikum gilt $\epsilon = 1$ (Luft), der Plattenabstand ist $d = 0,5 \text{ mm}$. Aus dem Nomogramm erhält man die Plattenfläche zu

$$S = 115 \text{ cm}^2.$$

Kennzeichnende Eigenschaften der KWH-Dielektrika für Sinterwerkstoffkondensatoren entsprechend TGL 5344

Kennfarbe	rot	orange	grün	gelb	blau	braun
Werkstoff- bezeichnung	Calit	Tempa S und S1	Tempa X	Condensa N	Condensa F	Epsilon
Werkstofftyp nach TGL 7838	KER 221	KER 320	KER 331	KER 311	KER 310	KER 351
Dielektrizitäts- konstante des Werkstoffs ϵ_r	$\approx 6,5$	≈ 14 $\approx 19^1)$	≈ 30	≈ 40	≈ 80	≈ 5000
Temperatur- beiwert der Kapazität, TK_C in $10^{-6}/\text{grd}$ (zwischen +30 und +65°C)	+90 bis +160	+30 bis +100 -30 ¹⁾	-150 bis -300	-360 bis -480	-680 bis -860	$\approx -0,5$ bis $-1,0\%/$ $\text{grd}^2)$
Verlustfaktor $\tan \delta$ in 10^{-3} bei 1,0 MHz und 20°C ³⁾	$\leq 0,8$	$\leq 0,4$	$\leq 0,8$	$\leq 1,5$	$\leq 1,0$	$\leq 5,0^4)$ ≈ 8 bis $25^5)$

¹⁾ Mittelwert für Tempa S1.

²⁾ Zwischen 20 und 40°C.

³⁾ Richtwerte für maximale relative Luftfeuchte < 65 %, Stückprüfungen an fertigen Kondensatoren erst ab Nennkapazität > 15 pF.

⁴⁾ Bei 0,3 MHz für ≥ 1000 pF.

⁵⁾ Bei 800 Hz.

Stempel und Kurzzeichen für Kondensatoren aus Sinterwerkstoffen

Nach TGL sollen Kleinkondensatoren aus Sinterwerkstoffen eine Beschriftung erhalten, aus der Kapazitätswerte, Toleranz und Nennspannung ersichtlich sind. Da jedoch bei Kleinstausführungen die verfügbare Oberfläche nicht ausreicht, werden Kurzzeichen aufgedruckt. Bei dem verwendeten Schlüssel bedeuten für die Nennkapazität eine 1- bis 3stellige Zahl den Kapazitätswert in „pF“; Zahlen mit beigefügtem kleinem „n“ den Kapazitätswert in „nF“, für die Kapazitätstoleranz nachstehende Zuordnung der Buchstaben

D	F	G	J	K	M	S
$\pm 0,5$ pF	$\pm 1\%$	$\pm 2\%$	$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 20\%$	+50/-20%

für die Nennspannung

Gleichspannung, mit nachstehender Zuordnung der Buchstaben

a	b	c	d	e	f	g	h
50 V	125 V	160 V	250 V	350 V	500 V	750 V	1000 V

Wechselspannung, mit nachstehender Zuordnung der Buchstaben

u	v	w
250 V	350 V	500 V

Die Prüfspannung wird nicht besonders gekennzeichnet, da sie nach Katalog ein bestimmtes Vielfaches der Nennspannung beträgt.

Bei genügend großer Fläche werden außerdem das Prüf- und Firmenzeichen sowie das Herstellungsdatum hinzugefügt.

Für Scheibenkondensatoren mit 5 mm Durchmesser und Rohrkondensatoren, bei denen die zur Verfügung stehende Fläche auch für die Kurzbezeichnung nicht ausreicht, wird lediglich der Zahlenwert der Kapazität, erforderlichenfall in abgekürzter Form, angegeben.

Kleinkondensatoren aus Sinterwerkstoffen für den Einsatz unter extremen klimatischen Bedingungen werden mit Kunststoff umhüllt. Sie tragen die Buchstabenkennzeichnung „UP“.

Weichmagnetische Ferrite von KWH

(VEB Keramische Werke Hermsdorf)

Werkstoff	Frequenzbereich f_{\min} bis f_{\max} in MHz	Anfangspermeabilität, gemessen am Ring $\mu_i (\pm 20 \%)$
Manifer 110	0,3 bis 3	100
Manifer 140	0,1 bis 1,5	400
Manifer 150	0,001 bis 0,5	800
Manifer 163	0,001 bis 0,5	1000
Manifer 164	0,001 bis 0,5	— ¹⁾
Manifer 173	0,001 bis 0,3	1500
Manifer 174	—	— ²⁾
Manifer 183	0,001 bis 0,3	2200
Manifer 184	—	— ³⁾
Manifer 210	30 bis 100	6
Manifer 220	10 bis 50	15
Manifer 230	5 bis 25	36
Manifer 240	2 bis 6	120
Manifer 250	0,5 bis 2,5	240

Wechselfeldpermeabilität bei $1000 \cdot 10^{-8}$ Vs/cm².

¹⁾ 1200 bis 1800.

²⁾ 1800 bis 2500.

³⁾ > 2500.

Manifer-Schalenkerne von KWH

Schalen- kerngröße in mm	A _L -Nennwert in nH/w ² mit Luftspalt (Richtwert)										ohne Luftspalt
	25	40	63	100	160	250	400	630	1000	1250	in nH/w ²
11 × 6	(0,9)	(0,5)	(0,23)	(0,11)	—	—	—	—	—	—	500
14 × 8	—	(1,2)	(0,65)	(0,27)	(0,13)	—	—	—	—	—	1000
18 × 11	—	—	(1,10)	(0,55)	(0,28)	(0,13)	(0,05)	—	—	—	1600
22 × 13	—	—	(1,80)	(0,88)	(0,45)	(0,22)	(0,12)	(0,5)	—	—	2000
26 × 16	—	—	—	(1,50)	(0,80)	(0,41)	(0,20)	(0,11)	—	—	2250
30 × 19	—	—	—	(2,30)	(1,10)	(0,65)	(0,35)	(0,20)	(0,10)	—	2500
36 × 22	—	—	—	—	(1,95)	(1,00)	(0,55)	(0,30)	(0,15)	(0,11)	3250

Die Klammerwerte stellen die Luftspaltlänge in mm dar.

Primärelemente und Batterien für Transistorschaltungen

Kenngrößen

Offene Spannung U_3 ; auch unbelastete Spannung genannt. Sie wird mit einem hochohmigen Spannungsmesser ($R_i = 10 \text{ k}\Omega/\text{V}$) nach TGL 6245 gemessen.

Arbeitsspannung U_a ; auch belastete Spannung genannt. Sie stellt sich bei einem bestimmten Strom über dem Belastungswiderstand ein, siehe TGL 7487.

Kurzschlussstrom I_k : Er wird mit einem möglichst niederohmigen Instrument gemessen. Der Wert der Klemmenspannung soll bei dieser Messung $\frac{1}{10}$ der Batterienennspannung sein. Kurzzeitige Entladeströme sind bis zum Wert von etwa 10 % des I_k -Frischwertes zulässig. Dauerströme sollen nicht mehr als 1 bis 2 % des I_k -Frischwertes betragen.

Die Leistungen eines Primärelements werden in Entlademinuten oder -stunden angegeben. Die Entladung erfolgt nach einem bestimmten, jeweils von der Batterie abhängigen Modus. Die tatsächlichen Leistungen werden in Form einer Entladekurve erfaßt.

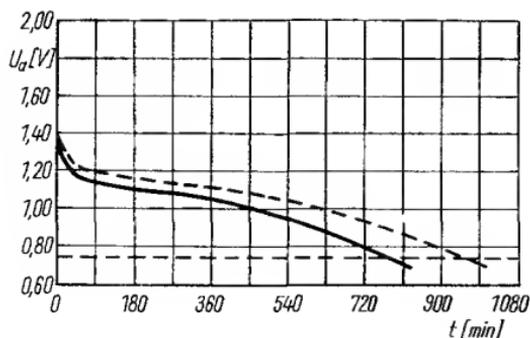


Bild 1
Entladecharakteristik
für Stabelement R 20

Bild 2
Entladecharakteristik
für Stabbatterie 2 R 10

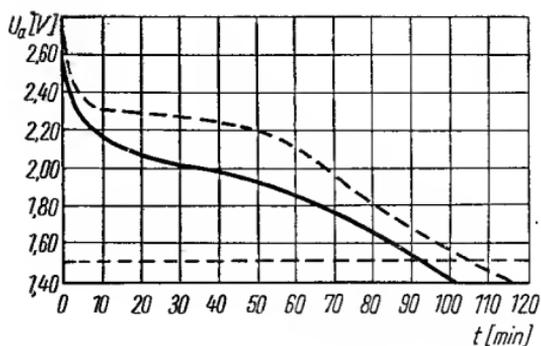


Bild 3
Entladecharakteristik
für Flachbatterie 3 R 12

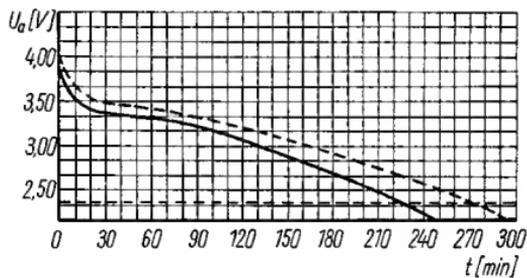
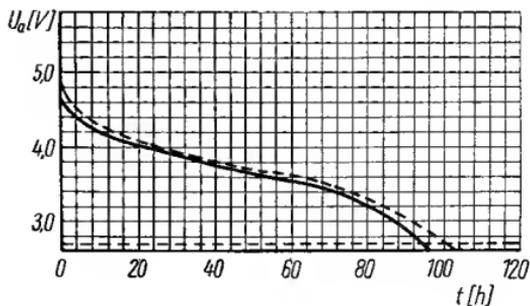


Bild 4
Entladecharakteristik
für Transistorbatterie
3 R 12



VEB Batterien- und Elementefabrik, Tabarz („Thuringia“)

Bezeichnung	Maximalgröße in mm	Masse in g	Nennspannung in V
Stabelement R20/EIT 1,5	63 × 33	85	1,50
Stabbatterie 2 R10/BCT3	74 × 21	40	3,00
Flachbatterie 3 R12/BDT 4,5	66 × 22	110	4,50
Transistorbatterie 3 R12/BDT 4,5	66 × 22	110	4,50

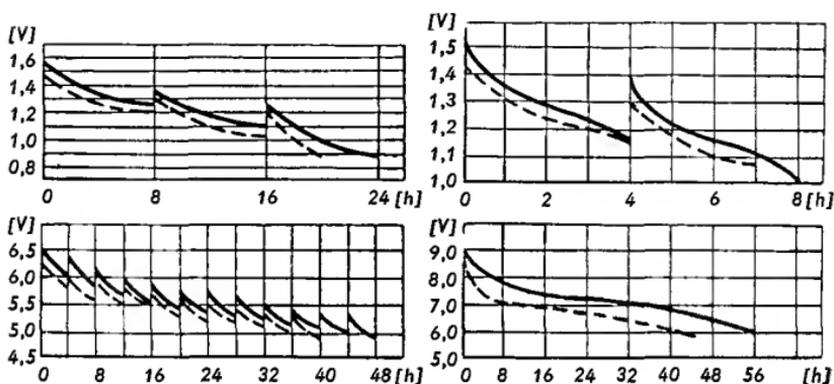


Bild 5 bis 8

Bild 5 Entladecharakteristik für Stabelement EIT-A

Bild 6 Entladecharakteristik für Heizelement EIaT-A

Bild 7 Entladecharakteristik für Batterie BP 1829/9

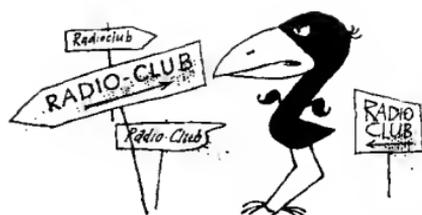
Bild 8 Entladecharakteristik für Heizbatterie BIaT6

(gestrichelte Linie = Frischenladung, ausgezogene Linie = Entladung nach 6 Monaten Lagerzeit)

Offene Spannung in V	Arbeitsspannung in V	Kurzschlußstrom in A	Kapazitätsrichtwert in Ah	Entladekurve Nr.
1,55	1,45	etwa 5,0	4,0	1
3,05	2,70	etwa 5,0	0,40	2
4,65	4,30	etwa 4,5	1,0	3
4,95	4,90	etwa 6,0	1,8	4
(über R = 225 Ω)				

*VEB Berliner Akkumulatoren- und Elementefabrik,
Berlin-Oberschöneeweide („BAE“)*

Bezeichnung	Maximalgröße in mm	Masse in p	Nennspannung in V	Arbeitsspannung in V	Entladekurve Nr.
Stabelement EIT-A/R20	63 × 33	97	1,50	1,45	5
Heizelement ELaT-A/R6	50,5 × 14	14	1,50	1,40	6
Stabelement Leak-proof R20	61,5 × 34	100	1,50	1,45	—
Heizbatterie BLaT6/4 R25	102 × 67	565	6,00	6,00	7
Batterie BP 1829/9	69 × 32 × 23	80	9,00	9,00	8
Heizbatterie BP 4048/9	82 × 104 × 45,5	650	9,00	9,00	—



Anschriften der Radioklubs der Gesellschaft für Sport und Technik

Radioklub der DDR	1055 Berlin	Hosemannstraße 14
Bezirksradioklub Rostock	25 Rostock 1	Wallstraße (Haus der Armee)
Schwerin	27 Schwerin	Wilhelm-Pieck-Straße 12
Neubrandenburg	20 Neubrandenburg	Haus der Kultur und Bildung
Potsdam	15 Potsdam	Berliner Straße 62
Frankfurt/O.	12 Frankfurt/O.	Halbe Stadt 22 (GST-Bezirksvorstand)
Cottbus	75 Cottbus	Ostrower Damm 11
Magdeburg	301 Magdeburg	Hasselbachplatz 2
Halle	402 Halle	Schimmelstraße 7
Erfurt	50 Erfurt	Am Anger 25
Gera	65 Gera	Fuschkinplatz (Haus der Jugend und Sportler)
Suhl	60 Suhl	Lauter Nr. 29 (GST-Bezirksvorstand)
Dresden	806 Dresden	Karl-Marx-Platz 2b
Leipzig	701 Leipzig	Karl-Tauchnitz-Straße 21 (GST-Bezirksvorstand)
Karl-Marx-Stadt	901 Karl-Marx-Stadt	Schloßstraße 7 (GST-Bezirksvorstand)
Berlin	1055 Berlin	Hosemannstraße 14

S, 11



Farbe
→

Farbe	silber	gold	schwarz	braun	rot	orange	gelb	grün	blau	violett	grau	weiß
1. Ring oder 1. Farbpunkt	-	-	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
2. Ring oder 2. Farbpunkt	-	-	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Multiplikator	-	-	1	10	10 ²	10 ³	10 ⁴	-	-	-	10 ⁻²	10 ⁻¹
Toleranz	-	-	+20%	±1%	±2%	-	-	±5%	-	-	-	±10%

Wert
in pF

Farbkennzeichnung der Kondensatoren

