

FUNK AMATEUR

UHF-ANTENNENVERSTÄRKER · ELEKTRONISCHER
SELBSTBEDIENUNGSAUTOMAT · VERBESSERUNG
DES „STERNCHEN“ · UMSCHALTAUTOMATIK FÜR
AMATEURSTATION · BERECHNUNG EINES REGEL
NETZTEILS · DER FREQUENZVARIABLE QUARZ
OSZILLATOR · KLANGREGELSTUFEN-BAUGRUPPE

PRAKTISCHE ELEKTRONIK FÜR ALLE



BAUANLEITUNG: ELEKTRONISCHE SICHERUNG

Preis 2,50 M

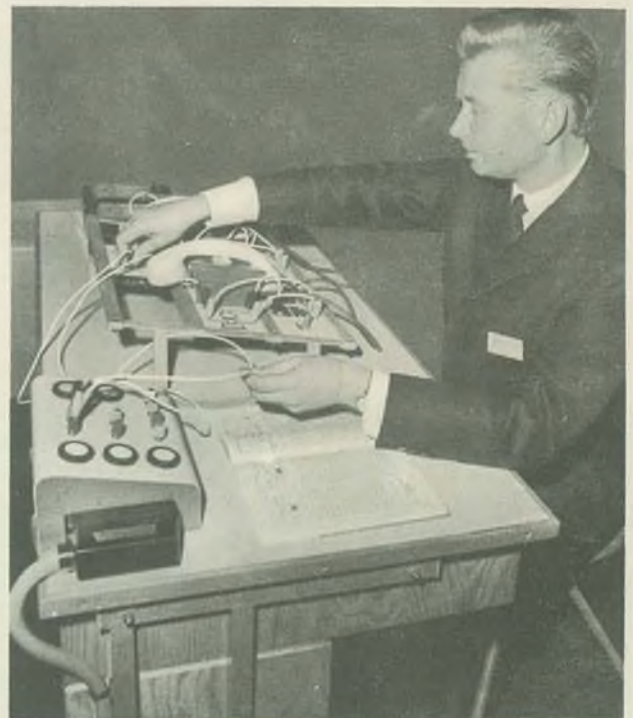
31 747

9

1971

Sonderpreis für die DDR 1,30 M

Grundmodell Fachunterrichtsraum Elektrotechnik/Elektronik



1	3
	2
	4

Bild 1: Anordnung der Bauelemente auf standardisierten Bausteinträgern, Aufbewahrung im Einhängeschränk des Schülerarbeitsplatzes



Bild 2: Günstige Zugriffsbedingungen zu den Schülerarbeitsmitteln gewährleisten einen schnellen und kontinuierlichen Übergang von theoretischem Unterricht zu selbständiger experimenteller Schülertätigkeit

Bild 3: Anordnung der Bausteine auf einem Arbeitsgestell, das eine gute Stabilität und leichte Überschaubarkeit des Versuchsaufbaus gewährleistet. Der Energieblock ist mit Signaltastern und Meldeleuchten ausgerüstet



Bild 4: Veränderungen im Versuchsaufbau können schnell vorgenommen werden. Die gute Raumnutzung ist durch die zweckmäßige konstruktive Gestaltung des Arbeitsgestells gegeben. Arbeitsunterlagen und Bücher können unter das Gestell geschoben werden

FUNKAMATEUR

ist eine Zeitschrift des Zentralvorstandes der Gesellschaft für Sport und Technik und erscheint im Deutschen Militärverlag Berlin.

Chefredakteur der Presseorgane der Gesellschaft für Sport und Technik: Oberstleutnant Dipl. rer. mil. Wolfgang Wünsche.

Verlag und Redaktion haben ihren Sitz in 1055 Berlin, Storkower Straße 158. Telefon: 53 07 61

Redaktion FUNKAMATEUR

Verantwortlicher Redakteur: Ing. Karl-Heinz Schubert, DM 2 AXE, Org.-Politik: Rudolf Bunzel, DM-2765/E. Technik: Dipl.-Ing. Bernd Petermann, DM 2 BTO, Redaktionelle Mitarbeiterin: Renate Genth, Zeichnungen: Heinz Grothmann. Lizenznummer 1504 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der DDR.

Gesamtherstellung: 1/16/01 Druckerei Märkische Volksstimme, Potsdam
Verlagsort ist Berlin.

Erscheinungsweise und Preis

FUNKAMATEUR erscheint einmal monatlich. Einzelheft 2,50 M, Jahresabonnement 30,- M, ohne Porto. Sonderpreis für die DDR: Einzelheft 1,30 M, Jahresabonnement 15,60 M. Bezugszeit monatlich.

Bezugsmöglichkeiten

FUNKAMATEUR kann in der DDR über die Deutsche Post und in den sozialistischen Ländern über den jeweiligen Postzeitungsvertrieb bezogen werden. In allen übrigen Ländern über den Internationalen Buch- und Zeitschriftenhandel und die Firma Deutscher Buch-Export und -Import GmbH, DDR-701 Leipzig, Leninstr. 16. In der BRD und in Westberlin über den örtlichen Buchhandel und die Firma Buch-Export und -Import GmbH, DDR-701 Leipzig, Leninstr. 16.

Anzeigen

laufen außerhalb des redaktionellen Teiles. Die Anzeigenannahme obliegt der DEWAG-Werbung, 102 Berlin, Rosenthaler Str. 28/31, sowie allen DEWAG-Betrieben und -Zweigstellen in den Bezirken der DDR. Zur Zeit gilt die Anzeigenpreisliste Nr. 7.

Manuskripte

Für unverlangt eingesandte Manuskripte übernimmt die Redaktion keine Gewähr. Merkblätter zur zweckmäßigen Gestaltung von Manuskripten können von der Redaktion angefordert werden.

Nachdruck — auch auszugsweise — ist nur mit Quellenangabe gestattet.

AUS DEM INHALT

Unsere Aufgaben nach dem VIII. Parteitag	420
Funk- und Fernsprechübung für Pioniere	422
25 Jahre Zentraler Klub der Funkamateure der UdSSR	423
Die unsichtbare Front	424
Funkverbindung auf dem Mond	426
Langsame Datenübertragung per Telefon	427
FUNKAMATEUR-ELEKTRONIK-INFORMATION	429
Ein UHF-Antennenverstärker	430
Verbesserungen am Taschenempfänger „Sternchen“	431
Umschaltautomatik für die Amateurfunkstation	433
Elektronische Zweipolsicherung als Baustein	434
Helligkeitssteuerung und Drehzahlsteuerung mit Thyristoren	435
Leiterplatten-Datenblatt Nr. 42: Klangregelstufe für NF-Verstärker	441
Fernabstimmung von Antennenverstärkern	442
Berechnung eines Regelnetzteils mit geringer Brummspannung und kleinem Innenwiderstand	443
Erfahrungen mit einem frequenzvariablen Quarzoszillator	446
Mehr Quarzfrequenzen für das 2-m-Band	447
Einfacher Oszillator mit Feldeffekttransistoren	448
Tips zum Bau eines transistorisierten VFO	449
Reineke II — ein guter Empfänger für den KW-Hörer	450
Grundlagen der automatischen Aussteuerungsregelung bei Heimmagnetbandgeräten	451
Elektronischer Selbstbedienungsautomat	455
Unser Jugend-QSO	458
FA-Korrespondenten berichten	460
YL-Bericht	461
CONTEST	462
UKW-QTC/DX-QTC	463
Zeitschriftenschau	466

BEILAGE

Stammbaum der Halbleiterbauelemente	XXXIII/XXXVI
-------------------------------------	--------------

TITELBILD

Bunt und vielseitig ist das Angebot an transistorisierten Koffer- und Taschenempfängern der Elektronikindustrie der DDR
Foto: K.-H. Schubert

Unsere Aufgaben nach dem VIII. Parteitag

Der VIII. Parteitag der Sozialistischen Einheitspartei Deutschlands ist in den Produktionsstätten, an den Lehranstalten, in der Landwirtschaft, in den wissenschaftlichen Forschungseinrichtungen, in den Verwaltungen, im gesamten Volk Anlaß zum Handeln geworden.

Arbeit und Kampf für das Wohl der arbeitenden Menschen war sein revolutionäres und humanistisches Leitmotiv.

Genosse Erich Honecker sagte im Bericht des ZK der SED: „Wir kennen nur ein Ziel, das die gesamte Politik unserer Partei durchdringt, alles zu tun für das Wohl des Menschen, für das Glück des Volkes, für die Interessen der Arbeiterklasse und aller Werktätigen. Das ist der Sinn des Sozialismus. Dafür arbeiten und kämpfen wir.“

Unter diesem Leitmotiv legten die Diskussionsredner ihre Probleme sachlich und mit revolutionärer Leidenschaft dar. So wirkten Sachlichkeit und revolutionäre Leidenschaft positiv, weil sie eine Einheit bildeten.

Dabei hat der VIII. Parteitag klar gezeigt, daß wir das Große nur erreichen, wenn wir das Kleine nicht vergessen. Er war auch insofern sachlich und revolutionär, als er sich mit den kleinen und großen Dingen zugleich beschäftigte. Der Parteitag stand mitten im Leben unserer Republik; er gab Antwort auf die Fragen, die das Leben selbst gestellt hat.

In diesem Sinne sind die Menschen unseres Staates an die Auswertung des

VIII. Parteitages der SED gegangen, um die richtigen Ansatzpunkte für die Lösung der gestellten Aufgaben zu finden. Sie folgten der Entschließung, in der es u. a. heißt: „Der VIII. Parteitag der SED wendet sich an alle Mitglieder und Kandidaten der Partei, an die Arbeiterklasse, die Genossenschaftsbauern, die Intelligenz und alle Werktätigen der DDR mit dem Appell, in gemeinsamer schöpferischer Arbeit die großen und schönen Aufgaben der weiteren Gestaltung der entwickelten sozialistischen Gesellschaft zu lösen.“ So war und ist es auch in unserer Organisation. Der Vorsitzende des Zentralvorstandes der GST, Genosse Generalmajor Teller, führte als Delegierter des Parteitages unmittelbar nach dessen Beendigung mit den Mitarbeitern des Zentralvorstandes eine erste Auswertung durch und gab die Orientierung für das richtige Umsetzen der Beschlüsse für unsere Aufgaben als Gesellschaft für Sport und Technik. Dabei spielten selbstverständlich die Probleme die Hauptrolle, die mit der Festigung der Arbeiter-und-Bauern-Macht, der Stärkung der Landesverteidigung und der wehrsportlichen und physischen Vorbereitung der Jugend zusammenhängen.

Davon war auch die große, mit einem Kampfappell verbundene Aktivtagung unserer Organisation am 1. Juli in Riesa getragen, auf der die Grundorganisation der GST des VEB Rohrkombinat Stahl- und Walzwerk Riesa zum sozialistischen Wettbewerb für das neue Ausbildungsjahr 1971/72 alle Grund-

organisationen zum aktiven Mitwirken aufrief.

Ableitend von der Feststellung im Bericht des Ersten Sekretärs des ZK, Genossen Honecker, an den Parteitag, „Angesichts der zunehmenden Aggressivität des Imperialismus und seiner konterrevolutionären Praktiken ist die Landesverteidigung planmäßig zu vervollkommen und zur Stärkung der Verteidigungskraft der sozialistischen Staatengemeinschaft beizutragen“, stellte Generalmajor Teller fest, daß die vormilitärische Ausbildung der Jugend unserer Republik eine objektive Notwendigkeit im Prozeß der sozialistischen Erziehung der Jugend ist, um diese – wie auf dem VIII. Parteitag gefordert – politisch-moralisch und physisch auf den Wehrdienst vorzubereiten. Das heißt aber auch gleichzeitig, in der wehrsportlichen Tätigkeit die sinnvolle und nützliche Beschäftigung der Jugend unbedingt zu verstärken.

Das bedeutet – auf eine Kurzform gebracht – den Inhalt der Anordnung Nr. 100/1971-72 des Zentralvorstandes der GST im Sinne des VIII. Parteitages zu durchdenken und unter dem Motto „GST-Auftrag V/20“ in die Praxis umzusetzen.

Dazu gehört u. a.:

- Alle Mitglieder in die Aufgabenstellung einbeziehen und ihre schöpferische Mitarbeit voll nutzen;
- eine Atmosphäre politischer Aktivitäten schaffen;
- ein festes sozialistisches Wehrmotiv herausbilden;

Aus dem Wettbewerbsaufruf

der GO des VEB Rohrkombinat Stahl- und Walzwerk Riesa zu Ehren des 20. Jahrestages der Gründung der GST

Unter der Losung

„Der Partei ergeben, dem Sozialismus verschworen –
Bekenntnis und Tat
für den Schutz der DDR“

gewinnen wir die Stahlwerker-Jugend zum Kampf um Bestleistungen in der vormilitärischen Ausbildung und im Wehrsport.

Wir richten an alle Grundorganisationen, Sektionen und Ausbildungseinheiten, an jedes Mitglied unserer Organisation den Aufruf, im Ausbildungsjahr 1971/72 den sozialistischen Wettbewerb unter dem verpflichtenden Namen „GST-Auftrag V/20“ zu führen.

Unsere Grundorganisation entfaltet die Bestenbewegung auf der Grundlage exakter und abrechenbarer Kampfpro-

gramme mit dem Ziel, den Titel „Ausgezeichnete Grundorganisation der GST im Ausbildungsjahr 1971/72“ zu erreichen.

Wir werden folgende Aufgaben lösen:

1. Ausgehend von der Tatsache, daß Bestleistungen vor allem politische Klarheit erfordern, werden wir uns durch eine zielstrebige politisch-ideologische Arbeit die Ideen des XXIV. Parteitages der KPdSU und des VIII. Parteitages der SED zu eigen machen, überall Klarheit in den Köpfen schaffen und unter Führung unserer Parteiorganisation, gemeinsam mit der FDJ, die Wehrbereitschaft und Wehrfähigkeit erhöhen.

2. In dem Bewußtsein, daß die Anforderungen an die sozialistische Landes-

verteidigung ständig wachsen und höhere Maßstäbe an die allseitige Vorbereitung auf den Wehrdienst setzen, gilt unsere ganze Aufmerksamkeit einer qualifizierten, programmgetreuen vormilitärischen Ausbildung.

3. Geleitet von den Beschlüssen der 6. Tagung des ZV der GST werden wir die wehrsportliche Tätigkeit bedeutend erweitern und vor allem viele junge Arbeiter in den Brigaden und Bereichen für eine regelmäßige wehrsportliche Tätigkeit gewinnen.

4. In der Erkenntnis, daß die Lösung unserer Aufgaben die ständige organisatorische und politische Festigung und Stärkung der Grundorganisation

- die wehrsportlichen Aufgaben und die Spartakiadebewegung als festen Bestandteil in die gesamte Tätigkeit einbeziehen.

Wer an diese Aufgaben mit revolutionärer Sachlichkeit herangeht, wird feststellen können, welche Reserven noch vorhanden sind.

Was liegt allein schon an möglichen und notwendigen Initiativen in der Forderung: Alle erreichen, jeden gewinnen und keinen zurücklassen!

Das neue Ausbildungsjahr hat begonnen. Kennt jedes Mitglied schon seine Aufgabe und ist sie in die Arbeitspläne mit eingegangen? Welche persönlichen Verpflichtungen wurden von der Aufgabe der Sektion, Grundorganisation oder Ausbildungseinheit abgeleitet? Sind diese zum Bestandteil des Kampfprogrammes und zum Inhalt des Wettbewerbs beim Kampf um den Titel „Beste“ geworden?

In der Nachrichtenausbildung und im Nachrichtensport gibt es neben den eben gestellten Fragen noch einige Besonderheiten, die in der Anordnung Nr. 100/1971-72 genannt sind und in Auswertung des VIII. Parteitages durchdacht und gelöst werden müssen, ohne „außerplanmäßige Wunder“ zu verlangen!

Schon selbstverständlich und immer wieder aktuell in unserer sozialistischen Gesellschaft ist die Losung: „Arbeite mit! Plane mit! Regiere mit!“

In diesem Zusammenhang müssen wir die Arbeitsfähigkeit der Kommissionen für Nachrichtensport und auch die Wirksamkeit der Kreisausbildungsleiter Nachrichten sehr kritisch überprüfen und dafür sorgen, daß genügend solche ehrenamtlichen Kameraden für diese Funktionen tätig werden, die sich im Prozeß ihrer verantwortungsvollen Arbeit

zu sozialistischen Persönlichkeiten entwickeln. Das soll die ehrenamtlichen Gremien als Organe der Vorstände besser befähigen, die vielfältigen Aufgaben lösen zu helfen.

Die Anstrengungen zur Gewinnung von männlichen Jugendlichen bis zu 16 Jahren und zur Bildung von Sektionen an den POS werfen die Frage auf, ob genügend Ausbilder und Funktionäre zur Verfügung stehen. Wenn ja, dann ist zu prüfen, ob ihre Fähigkeiten und Kenntnisse vom Bewußtsein her den Anforderungen entsprechen, nämlich mitzuhelfen, einen der Arbeiterklasse würdigen Nachwuchs wehrpolitisch und wehrsportlich zu erziehen und auszubilden.

Hieraus ergeben sich außerdem bestimmte Konsequenzen für die inhaltliche Gestaltung der Qualifizierungslehrgänge für Ausbilder und Funktionäre auf allen Ebenen und selbstverständlich für die effektivste Nutzung dieser Lehrgänge! Zur Landesverteidigung wird im Bericht des Genossen Honecker gesagt: „Die Erhöhung der Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft der Nationalen Volksarmee verlangt klassenbewußte Kämpfer, die auf der Grundlage der marxistisch-leninistischen Theorie die sozialistische Militärwissenschaft meistern, die modernen Führungsmittel, Bewaffnung und Technik beherrschen.“ Entsprechend dieser klaren Forderung haben wir allen Grund zu überprüfen, wie wir den Nachholbedarf in der zu leistenden Vorarbeit durch die Ausbilder von Tastfunkern und Fernschreibern für die Laufbahnen der NVA aufholen.

Die Beschlüsse der 6. ZV-Tagung über die Aufgaben zur Entwicklung des Wehrsports in unserer Organisation sind nicht bis an alle Mitglieder herangetragen worden. Es gab dabei einen

großen Informationsverlust. Deshalb braucht uns nicht zu wundern, wenn unsere Mitglieder in diesem Zusammenhang wenig Initiative entwickeln.

Unter diesem Aspekt müssen wir vor allem den sozialistischen Wettbewerb sehen, in den alle Kameraden einbezogen werden sollen, damit den Erfahrungen und dem Ideenreichtum des gesamten Kollektivs Geltung verschafft wird. Dazu ist aber notwendig, in der entsprechenden politischen Arbeit mit unseren Kameraden auch die richtige Sprache zu finden. Halten wir uns dabei an Lenin, der mit dem Entwurf eines Textes nicht zufrieden war. Er sagte: „Er muß ausführlicher, agitatorischer, emotioneller sein – klarer, sachlicher!“ Hier wird in kürzester Form gesagt, wie man mit den Menschen reden muß.

Sachlich! Man muß die Sache in ihrer ganzen Realität ausführlich darlegen, damit sich die Angesprochenen ein Urteil bilden und mitdenken können.

Klar! Man muß sich so ausdrücken, daß die Logik der Sache erkennbar und die Sprache verstanden wird.

Emotionell! Auch die revolutionäre Leidenschaft muß mitsprechen, denn es geht ja nicht nur darum, sich verständlich zu machen.

Es ist agitatorisch im Sinne Lenins, die Menschen ernstzunehmen, sie zu informieren, mit ihnen zu beraten und sie für die Sache zu bewegen, die ihre eigene Sache ist. So hat der VIII. Parteitag zu den Genossen und Bürgern der DDR gesprochen.

Lernen wir daraus und nehmen uns einen Schwerpunkt nach dem anderen vor und kämpfen wir im Sinne des VIII. Parteitages der SED um die Erfüllung unserer Aufgaben.

H. Reichardt

Abt.-Ltr. Nachrichtenausbildung

erfordert, werden wir das innerorganisatorische Leben interessanter und jugendmäßiger gestalten sowie die Leitungsstruktur konsequent durchsetzen.

Wir werden uns an der Vorbereitung und Durchführung der gesellschaftlichen Höhepunkte des Ausbildungsjahrs 1971/72, besonders der „Woche der Waffenbrüderschaft“, dem 100. Geburtstag von Ernst Thälmann und dem 20. Jahrestag der Gründung der GST beteiligen.

Geführt von unserer Parteiorganisation wollen wir Höchstleistungen zu Ehren des V. Kongresses der GST vollbringen und dazu alle erreichen, jeden gewinnen und keinen zurücklassen. Mittelmaß gilt für uns nicht – jeder kämpft um Bestleistungen!

Wir werden unser Kampfprogramm der Leitung der Grundorganisation der SED übergeben und in den einzelnen Etappen des Wettbewerbs über seine Realisierung vor der Partei Rechenschaft ablegen.

Wir rufen alle Grundorganisationen, Sektionen und Ausbildungseinheiten auf:

- Kämpft auf der Grundlage der Beschlüsse des VIII. Parteitags der SED und des IX. Parlaments der Freien Deutschen Jugend um Höchstleistungen bei der Erfüllung der Anordnung 100/1971-72 durch aktive Teilnahme am sozialistischen Wettbewerb, insbesondere der Bestenbewegung.

- Bestimmt eure eigene Kampfposition und Zielstellung im sozialistischen Wettbewerb in einem von der Mitgliederversammlung beschlossenen Kampfprogramm.

- Gestaltet den sozialistischen Wettbewerb lebendig und bezieht alle Mitglieder und Jugendlichen ein.

- Jedes Mitglied und jeder Jugendliche, alle Kollektive leisten ihren Beitrag zur Erfüllung des Kampfprogramms durch die Übernahme persönlicher und kollektiver Verpflichtungen.

- Jedes Mitglied und jedes Kollektiv erhält einen „GST-Auftrag V/20“.

Vorwärts zum V. Kongreß und zum 20. Jahrestag der Gründung der GST!

Funk- und Fernsprechübung für Pioniere

Für die Arbeitsgemeinschaften Automatisierungstechnik/Elektrotechnik und Pionierfahrschule wurde im Mai von der Station „Junger Naturforscher und Techniker“ sowie dem Patenbetrieb VEB Mineralölwerk Lützkendorf und der GST des Werkes eine kleine Funkübung am Scherbitzberg bei Naumburg veranstaltet.

Die Organisatoren beschlossen, mit geringem materiellem Aufwand für die 31 Pioniere im Alter von 10 bis 12 Jahren einen Leistungstest im Stationsbetrieb durchzuführen. Station 1 war ein Wissenstoto mit zehn Fragen aus Technik und Schule, Station 2 eine Fernsprechübung, bei der die Pioniere ohne Hilfe eine Fernsprechleitung mit drei Sprechstellen aufbauen mußten. Eine Schaltung wurde mit ausgehändigt.

Die Station 3, eine drahtlose Nachrichtenanlage, nach dem Prinzip der Kabelsuchtechnik aufgebaut, war für die Pioniere am spannendsten. Hierfür standen zur Verfügung: zehn Foni-Geräte sowie 10...60- Ω -Kopfhörer – 1200 m NGA-Leitung 2,5 mm² Alu und ein Kabelsuchgenerator (Eigenbautransverter ohne Gleichrichter) 1000 Hz, 2 W (Anschluß an der 6-V-Kfz-Handlampensteckdose).

Leitung war ein Erdspieß im Boden eingeschlagen und das Leitungsende geerdet (etwa 50 Ω Erdübergangswiderstand).

Die Vorbereitungszeit betrug für zwei Personen etwa zwei Stunden. Trotz des hohen Erdübergangswiderstandes war der 50- Ω -Ausgang am Kabelsuchgenerator bis etwa 18 m neben der Leitung mit dem Foniempfänger noch hörbar. So war die erste Vorbereitung technisch gelöst, ohne eine Lizenz oder Funkerlaubnis zu benötigen.

Jeder Pionier erhielt seine Aufgabe schriftlich. Gestartet wurde mit den Foni-Empfängern, die sich sehr gut eig-

In 2-Minuten-Abständen mußten die Pioniere die zweite teilweise unsichtbare Leitung im Laufschrift nach dem Gehör verfolgen, um die Kontrollpunkte 4 und 8 zu finden. Unsere Pioniere und Gäste des Patenbetriebes waren von der technischen Übung begeistert. Der Versuch war ein erstes Erfolgserlebnis für die künftige neue Arbeitsgemeinschaft „Junge Funker“.

Die Fernsprechübung hat den Pionieren ebenfalls viel Spaß bereitet.

Die Übung war ein Beweis dafür, daß nicht immer viel Geräte und viel Geld erforderlich sind, um mit der Technik etwas zu organisieren. Einen Original-Kabelsuchgenerator (Funkwerk Kölleda oder Dresden) kann man auch für derartige Zwecke einmal bei der Deutschen Post, der Energieversorgung oder der Wasserwirtschaft ausleihen.

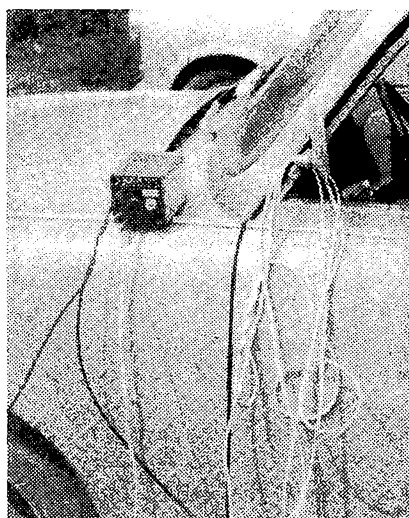
Mit diesem Bericht wollen wir zeigen, wie die Pioniergemeinschaften für den Nachrichtensport in der GST interessiert werden können. Qualifizierte Kameraden der GST sollten den Arbeitsgemeinschaften mit Rat und Tat zur Seite stehen. Die Bereitschaft der interessierten Schüler ist da. Es muß nicht immer ein Ausbildungstützpunkt mit



Kamerad Peter Kölling, DM 2 EHH, gibt letzte Informationen vor dem Start



Pioniere am Start



Der Eigenbaukabelsuchgenerator am Trabant (Handlampensteckdose) provisorisch angeschlossen



Aufgepaßt, hier liegt die Leitung im Erdreich

Die technischen Vorbereitungen durch das Kollektiv der Station „Junger Naturforscher und Techniker“ sah folgendermaßen aus:

An einem Waldweg (Start) wurde der Kabelsuchgenerator aufgestellt und an die NGA-Leitung angeschlossen. Nachdem etwa 150 m sichtbar verlegt waren, wurde der Rest der Leitung im Wald in großen Schleifen und zickzack wahllos über Bäume und am Boden weitergeführt. Am Ende der 1200-m-

neten und billig sind (2. Wahl, Stck. 10,00 M, Kopfhörer 60 Ω 4,20 M, bei VEB Materialreserven Berlin, Greifswalder Str. 207 – Tel. 53 03 91).

Wir hatten diese Empfänger als Stabilitätsgründen in selbstgefertigten PVC-Gehäusen mit zwei UKW-Steckerbuchsen für den Hörer untergebracht. Dadurch konnte die sehr schwache Hörerschnur mit Stecker entfallen.

allen technischen Raffinessen vorhanden sein.

Auch eine Hörausbildung in einem Klassenraum läßt sich drahtlos über Induktionsschleifen mit einem alten Rundfunkempfänger durchführen.

G. Schulze

Literatur

FUNKAMATEUR Sonderausgabe 1964, S. 22...24 desgl., Sonderausgabe 1965, S. 11...12

25 Jahre Zentraler Klub der Funkamateure der UdSSR

Die Funkamateurbewegung in der UdSSR entstand mit der Entwicklung der sowjetischen Funktechnik zu Beginn der zwanziger Jahre. Im Januar 1925 hatte Fjodor Lbow mit einem Kollegen aus dem Nahen Osten das erste QSO auf Kurzwelle.

Um die Erfahrungen der Funkamateure wirksamer für die Belange der Volkswirtschaft und der Landesverteidigung nutzen zu können, wurde im Mai 1946 der Zentrale Klub der Funkamateure der UdSSR gegründet.

Das Bestreben, im Amateurfunkwesen wegweisend zu sein, ist für die praktische Tätigkeit des Zentralen Klubs der Funkamateure der UdSSR in all den Jahren seiner Existenz bezeichnend.

So war es, als sich unsere Radiobastler Ende der vierziger Jahre an den Bau der ersten Fernsehgeräte machten, als im Jahre 1957 Tausende von Funkern die Beobachtung der Funksignale des ersten sowjetischen künstlichen Erdtrabanten aufnahmen und als sich die Funkamateure an der Aufstellung einer Karte der elektrischen Leitfähigkeit der Böden der UdSSR beteiligten.

Gegenstand besonderer Fürsorge des Zentralen Klubs der Funkamateure der UdSSR ist die Arbeit der Radiobastler. Sie sind die zahlenmäßig stärkste Sparte. Ihre Leistungen werden jährlich auf den Unionsausstellungen der Radiobastler DOSAAF demonstriert. Die Unionsleistungsschauen der Radiobastler wurden zu einer guten Tradition und sprechen überzeugend von dem Willen der Funkamateure, ihr Schaffen den Interessen der Heimat zu widmen.

Aufschlußreich ist, daß die Anzahl der zur Einführung in die Volkswirtschaft bestimmten elektronischen Geräte in den letzten Jahren auf den Unionsfunkausstellungen anstieg und heute fast 40 Prozent aller ausgestellten Konstruktionen ausmacht. Nach unvollständigen Angaben sparte die Anwendung von Konstruktionen der Funkamateure in der Produktion allein im Jahre 1969/70 dem Staat mehr als 18 Millionen Rubel. In der funktechnischen Bibliothek des Klubs werden mehr als 10 000 Beschreibungen von Amateurlonstruktionen aufbewahrt. Viele Werke, Institute und Konstruktionsbüros sind sehr daran interessiert.

Augenblicklich ist in den Klubs der Funkamateure des Landes die Vorbereitung auf die nächste Unionsausstellung des Schaffens der Funkamateure der DOSAAF in vollem Gange. Sie soll im Oktober in einem Pavillon der Ausstellung der Errungenschaften der Volkswirtschaft unter der Devise „Die Funkamateure für den technischen Fortschritt“ stattfinden. Mit welchen Neuentwicklungen uns die Funktechniker

2,7 Millionen QSL-Karten vermittelte das QSL-Büro des Zentralen Klubs der Funkamateure der UdSSR im Jahre 1970. Der Austausch mit sozialistischen Ländern stieg um 11 Prozent, mit den Entwicklungsländern um 17 Prozent.

★

Im vergangenen Jahr wurden 3712 sowjetische Amateurfunkdiplome an Funkamateure aus 43 Ländern verliehen. Etwa 65 Prozent erhielten Bewerber aus sozialistischen Ländern. Funkamateure aus der DDR erhielten 677 Diplome.

★

1400 Funkamateure aus 43 Ländern erfüllten die Bedingungen für das „Jubiläumsdiplom“, darunter 76 aus der DDR. Sie stehen damit an der Spitze der sozialistischen Länder.

★

Sowjetische Kurzwellenamateurer erwarben 1970 4367 Diplome aus 42 Ländern. 4073 Stationen nahmen an insgesamt 26 Contesten des Auslands teil. Dabei errangen sie 47 erste, zweite oder dritte Plätze.

★

(K) Bei den KW-Hörern der UdSSR führt mit 282 gehörten Ländern (179 bestätigt) UA6-150-78. Die meisten bestätigten Länder hat UA3-127-1 (186 bestätigt, 237 gehört).

★

(K) Bei den UdSSR-Meisterschaften der KW-Amateurer 1970 belegte Georgi Rumjanzew (UA 1 DZ) den ersten Platz. In den acht Stunden, die für den Wettkampf gewertet wurden, stellte er 412 Verbindungen her. Das sind im Durchschnitt jede Stunde 51 QSOs, also für jedes nur eine durchschnittliche Zeit von 1 Minute und 10 Sekunden. UA 1 DZ arbeitete jedoch im Wettkampf weiter über die Wertungszeit hinaus und stellte mit 591 QSOs in 12 Stunden einen neuen Unionsrekord auf. Bei den Frauen gewann Jelena Stankijena – UP 2 GA – mit 267 QSOs in 8 Stunden vor UY 5 OP und der Vorjahrsiegerin UW 3 FH.

erfreuen werden, ist schwer vorauszusagen. Eins steht aber fest: Von den Beschlüssen des XXIV. Parteitages der KPdSU beflügelt, werden sie all ihr Wissen aufbieten, um einen würdigen Beitrag zur Beschleunigung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts und zur Erfüllung des neuen Fünfjahrplans zu leisten.

Der Zentrale Klub der Funkamateure organisiert und veranstaltet gemeinsam mit dem Funksportverband der UdSSR jedes Jahr Unionsvergleiche und Meisterschaften der RSFSR und der UdSSR im Kurz- und Ultrakurzwellenverkehr sowie Wettkämpfe der Funkmehrkämpfer, der Fuchsjäger und der Schnelfunker. Im vergangenen Jahr wurden 44 Wettkämpfe ausgetragen, an denen 10 Auswahlmannschaften der RSFSR und der UdSSR teilnahmen.

In unserem Lande sind hervorragende Funksportler herangewachsen. Zu ihnen gehören der Fuchsjäger, mehrfacher Europameister und Träger der Medaille „Für hohe sportliche Leistungen“, Meister des Sports A. Gretsichichin; der mehrfache UdSSR-Meister im Kurzwellenverkehr und Sieger vieler internationaler Wettkämpfe, Meister des Sports G. Rumjanzew; der mehrfache Sieger bei Wettkämpfen der RSFSR, der UdSSR und bei internationalen Vergleichen, einer der besten Mehrkämpfer unter unseren Funkern, der Ehrenmeister des Sports J. Starostin und viele andere.

Spricht man von den Sportlern des Äthers, so muß man auch an das Kollektiv der Funkstation des Zentralen Klubs denken. Ihr Rufzeichen UK 3 A ist unter den Kurzwellenamateurern unseres Landes und im Ausland wohlbekannt.

Der Klub sorgt für ausgedehnte internationale Verbindungen der sowjetischen Funksportler, im besonderen mit den sozialistischen Staaten und den Entwicklungsländern. Der Austausch von QSL-Karten belief sich auf mehr als 2,7 Millionen Karten. Interessant ist, daß der Austausch mit den sozialistischen Ländern in diesem Jahr um 16 Prozent und mit den Entwicklungsländern um 28 Prozent gestiegen ist.

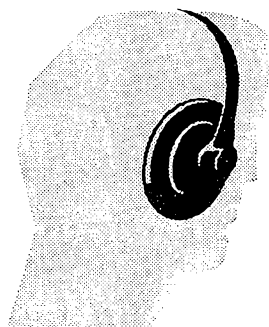
Allein im letzten Jahr hat unsere internationale Gruppe über 8000 Diplome für sowjetische und ausländische Bewerber bearbeitet, darunter für Kurzwellenamateurer aus 43 Ländern 1400 „Jubiläumsdiplome“, die vom Funksportverband der UdSSR anlässlich des 100. Geburtstags W. I. Lenins gestiftet worden waren.

I. Demjanow,
Leiter des Zentralen Klubs
der Funkamateure

SKIZZEN AUS DER GESCHICHTE

DES MILITARISCHEN NACHRICHTEN- WESENS

VERFASST VON W. KOPENHAGEN



DIE UNSICHTBARE FRONT

(Fortsetzung aus Heft 8/71)

Nach Angaben von H. Bonatz, dem ehemaligen „Chef der Abteilung Funkaufklärung“ in Hitlers Kriegsmarine, wurden seine Spezialisten auch dazu eingesetzt, eigene Schlüsselmittel auszuarbeiten oder neue Schlüsselmittel – z. B. die Mitte der zwanziger Jahre entwickelte erste elektrische Schlüsselmaschine ENIGMA – auf ihre Zuverlässigkeit zu erproben. Unzufrieden waren die Funkspionagespezialisten mit der geografischen Lage Deutschlands, da sie dadurch nicht in der Lage waren, weit genug zu „lauschen“. Deshalb versuchte man, mit anderen kapitalistischen Staaten zusammenzuarbeiten. So wurde mit finnischer Hilfe Funkspionage gegen die sowjetische Marine betrieben. Auch mit Italien wurde zusammengearbeitet. Das faschistische Franco-Spanien ermöglichte es der Marine Hitlerdeutschlands, von spanischem Boden aus „Funkaufklärung“ zu betreiben und die Aufklärungsergebnisse nach Berlin zu übermitteln.

Interessant war, daß ab 1935 auch gegen den Verbündeten Italien Funkspionage betrieben wurde.

Bis kurz nach dem Überfall auf Polen blieb der B-Dienst in der Struktur bestehen. Er veränderte sich jeweils mit dem Überfall eines weiteren europäischen Landes, da den Eroberern die B-Stellen der Marine auf dem Fuße folgten. Die größte Ausdehnung hatte das Marinefunkspionagenetz im Jahre 1943.

Als nach dem Vorrücken der Alliierten, besonders der sowjetischen Streitkräfte, die Hitlerarmeen immer mehr zurückgedrängt wurden, ging auch eine B-Stelle nach der anderen verloren. Mit Bedauern wird heute in Westdeutschland darüber geschrieben, daß viele Unterlagen der „Funkaufklärung“ verloren gingen. Mit sichtlichem Stolz wird aber vermerkt, daß die „... Funkaufklärung der Seekriegsleitung, dem Befehlshaber der U-Boote, den Befehlshabern und Kommandanten in See, dem Führer der Schnellboote, um nur einige Führungsstellen zu nennen, viele und einwandfrei zutreffende Nachrichten über den Feind gebracht hat, die als wesentliche Unterlagen für die Kriegführung, für die Erstellung der Feind-

lage von beiden Oberbefehlshabern der Kriegsmarine anerkannt und beachtet wurden.¹

Nach der Zerschlagung des Hitlerreiches übergaben die in Flensburg-Murwik versammelten Marinespezialisten den Engländern die gesamten noch vorhandenen Unterlagen.

Später schrieben sie ihre Erfahrungen für die westlichen Alliierten nieder, und noch etwas später begannen sie wiederum, dem deutschen Imperialismus ihre Kräfte zur Verfügung zu stellen. Heute verfügen in Westdeutschland die Landstreitkräfte, die Luftwaffe und auch die Marine über Stellen zur Funkaufklärung – Fernmeldeaufklärung genannt – mit denen sie vorwiegend in Richtung sozialistische Staaten spionieren.

Konkrete Angaben über Methoden der Funk- und Funkmeßspionage durch die westdeutsche Kriegsmarine machte der im Jahre 1969 in der DDR übergetretene ehemalige Korvettenkapitän Kündiger am 29.05.1969 in einem Pressegespräch, das vom Deutschen Fernsehfunk ausgestrahlt wurde. Die Angaben belegen, daß die Spionagetätigkeit der faschistischen Marine durch die Bonner Kriegsmarine lückenlos weitergeführt wurde. Hier einige der Fakten.

– 1945/46 bereits unternahm Kapitän zur See Klose (siehe auch den Film „Rottenknechte“) Spionagefahrten mit Schnellbooten bis zum Finnischen Meerbusen.

– Klose ist maßgeblich an der Planung für die Projekte „Trave“ und „Oste“ beteiligt.

– 1962/63 unternahmen speziell „ausgerüstete“ Flotteneinheiten zur Tarnung „Übungsfahrten“ in der mittleren Ostsee.

– Das „Trave“-Projekt nimmt Gestalt an. Sinn und Ziel bestehen darin, Radar und Küstenfunkstationen – speziell in der Gdanzker Bucht – auszuspiionieren.

– 1964 beginnt die große „Trave“-Planung.

– Von Juli bis September 1968 werden mit den Schiffen „Trave“ und „Oste“ heimlich Fahrten unternommen und Manöver der sozialistischen Flotten ausgespäht. Es vergeht keine Übung der Volksmarine, bei der die „Oste“ nicht dabei ist. Ununterbrochen betrei-

ben „Trave“ und „Oste“ im Raum der Danziger Bucht Spionage, indem sie sich ständig ablösen.

Dabei registrierten sie den Schiffs- und Flugzeugverkehr, beobachteten das Küstengebiet und zeichneten den Funkverkehr sowie die Ausstrahlung von Radargeräten auf. Die Besatzungen beider Schiffe bekamen aber zu spüren, daß die Verteidigungskräfte der sozialistischen Staaten wachsam sind, denn die Spionageschiffe waren nie allein auf See. Über eine Begleitfahrt polnischer Einheiten berichtete Tadeusz Pajda in „Express Wieczorny“: „Der Steuermann nahm Kurs auf das Ziel. Die Silhouette des fremden Schiffes wuchs. Es zeigten sich der Mast, die dunkle Kuppel, dann die hellen Deckaufbauten, die Antennen sowie eigenartige Geräte und Gegenstände, die andere Schiffe gewöhnlich nicht mitführen. Wir fuhren an den ungebetenen ‚Gast‘ heran und drehten in einiger Entfernung von ihm bei. An der Bordwand des westdeutschen Schiffes, das ebenfalls beidrehte, waren deutlich die Zeichen ‚A-52‘ und am Heck die Flagge der Bundesmarine zu erkennen.“

Diese Szene spielte sich in der Ostsee im Gebiet der Bucht von Gdansk in der Nähe des Hafens Krynica Morska, etwa 20 Seemeilen vor der polnischen Küste, ab. Was hat ein westdeutsches Kriegsschiff in diesem Gebiet zu suchen?

Die „A-52“ ist die berühmte „Oste“, eines der Spionageschiffe der Bundesmarine, die schon seit langem in der Nähe der polnischen Hoheitsgewässer kreuzen.²

Sehen wir uns diese „eigenartigen“ Schiffe einmal etwas näher an. In „Weyers Flottentaschenbuch – 50. Jahrgang 1969/70“, herausgegeben von Gerhard Albrecht im J. F. Lehmanns Verlag München 1970 sind über beide Schiffe nur spärliche Angaben zu finden, obwohl dieses Buch als Standardwerk der Schiffserkennung gilt.

„Trave“: Wasserverdrängung 750 ts, Geschwindigkeit 12,0 Knoten, Fahrstrecke 1100 km, Brennstoff 153 ts Schweröl, Leistung des Motors 900 PS, Länge 54 m, Breite 8,4 m, Tiefgang 4,0 m, Besatzung 45 Mann. Gebaut auf der Werft Davide und S. Lauzen im Jahre 1942 als Tender, frühere Namen „Cornelia“ und „Flint“. 1952 – 54 umge-

baut. Läuft als „Hilfsschiff“ der westdeutschen Bundesmarine unter der Bezeichnung A-51.“

„Oste“: Wasserverdrängung 567 ts, Geschwindigkeit 12,0 Knoten, Maschinenleistung 1600 PS, Länge 48,8 m, Breite 9,0 m, Tiefgang 5,2 m. Wird als „Versuchsschiff“ unter der Bezeichnung A-52 geführt. Das Schiff ist mit speziellen Apparaturen für die Funk- und Funkmeßaufklärung im Werte von einigen Millionen Mark ausgerüstet. Gebaut wurde das Schiff im Jahre 1943 in Oslo auf der Werft Akers Mekan Verkstad für die faschistische Kriegsmarine als Bergungsschlepper „Paddefjord“ und erhielt die Baunummer 502. Als USN 101 wurde das Schiff von den Amerikanern als Schlepper verwendet. Die Bonner Kriegsmarine erhielt das Schiff am 21. Januar 1957. Über den weiteren Werdegang dieses Schiffes schreibt die Fachliteratur: „Im Jahre 1963 wurde das Fahrzeug als Tender beim 1. Minensuchgeschwader geführt und ab 1967/68 offiziell als „Meßboot“ deklariert und in den Bestand des Minenlegegeschwaders eingereiht(!). Es soll zu Messungen aller Art eingesetzt werden.“⁴

Offensichtlich haben die Bonner Störkräfte die Aktionen des faschistischen B-Dienstes und ihrer amerikanischen Lehrmeister „ausgewertet“ und versu-

chen nun sogar, diese zu übertreffen. Davon zeugt die Tatsache, daß „Trave“ und „Oste“ nicht die einzigen westdeutschen „Pueblos“ geblieben sind. Hinter harmlosen Namen und irreführenden Bezeichnungen verbergen sich bereits eine ganze Reihe von Spionageschiffen der Bonner Kriegsmarine. Hier einige Beispiele:

Das westdeutsche „Wehrforschungsschiff“ „Planet“ soll für die Bonner U-Boote die günstigsten Fahrtrouten und Tauchtiefen auskundschaften. Dazu ist die „Planet“ mit hydrometeorologischen Geräten ausgerüstet.

Ein „Meßboot“ ist der ehemalige Schlepper 4888 „Friedrich Voge“, der ähnliche Aufgaben wie die „Trave“ zu erfüllen hat. Im Jahre 1969 wurde auch bekannt, daß die Bundesmarine die modernen Hochseetrawler „Hoheweg“ und „Mellum“ über die Atlantische Reederei angekauft hat und in Jahresfrist zu „Meßbooten“ umbauen ließ. In Dienst wurden die Schiffe natürlich unter einem anderen Namen gestellt. Wie verlautet, baute die Hamburger Norderwerft den ehemaligen Hochseetrawler „Hoheweg“ zum „Elektronischen Meßschiff I“ um. Vorrangig soll dieses Schiff ebenso wie das Schwester-schiff „Mellum“ in der Ost- und Nordsee Verwendung finden.

Diese Beispiele zeigen, daß die Kriegs-

marine der BRD alles unternimmt, um umfangreiche Unterlagen über die fahrenden Einheiten der sozialistischen Ostseeanliegerstaaten, über die Küstenverteidigung dieser Länder sowie über ihr Funk- und Funkmeßfeld zu sammeln. Diese Unterlagen werden für die Vorbereitung eines neuen Krieges dringend gebraucht.

Ein Journalist aus der Volksrepublik Polen, der Gelegenheit hatte, von Bord eines polnischen Wachtschiffes die „Oste“ zu beobachten, schrieb darüber: „Dieser ‚Kollege‘ des amerikanischen Spionageschiffes ‚Pueblo‘ verbarg keineswegs seine Spionageabsichten. Man konnte deutlich die Ausstattung sehen, die unter anderem radioelektronischen Ortungen dient.“⁵

Nun könnte jemand vielleicht meinen, diese Beispiele von elektronischer Spionage mit Hilfe verschiedener kleiner Schiffseinheiten fielen alle in die Zeit vor der Brandt-Regierung, in die Zeit vor SPD-Kriegsminister Schmidt. Unwiderlegbare Fakten sprechen da jedoch eine andere Sprache. Sie zeigen, daß auch auf diesem Gebiet eine durchgehende Linie, eine Kontinuität von der kaiserlichen über die Weimarer und faschistische bis zur bundesdeutschen Kriegsmarine (gleichgültig, ob unter Adenauer, Erhard, Kiesinger oder Brandt) zu verzeichnen ist. Nur einige Angaben dazu: Die schwedische Zeitung „Ny Dag“ schrieb im Dezember 1969, eine der ersten Maßnahmen Schmidts in seiner neuen Funktion habe darin bestanden, „... auf eine bemerkenswerte Weise die Militärsplionage auszubauen.“ Ny Dag wies auf die Aktivität von Spezialverbänden der Bundeswehr im Äther bei der Organisation der Konterrevolution in der CSSR hin und erklärte, daß zwei „Seevermessungskreuzer“ und 5 „Seeraufklärer“ der BRD mit Spionageaufträgen im Einsatz seien und zahlreiche neue Kräfte für die „Fernmelde- und elektronische Aufklärung“ gewonnen werden, wobei Bedingung ist, „... mindestens eine Ostsprache zu beherrschen.“⁶ In der nächsten Folge beschäftigen wir uns mit einer anderen Seite der westdeutschen „Elektronischen Aufklärung“.

[1] Benetz, Heinz: Die deutsche Marine-Funkaufklärung 1914-1945, Darmstadt 1970, S. 22

[2] zitiert nach „Presse der Sowjetunion“, Nr. 61/1969, S. 22

[3] Die Kennung A erhalten westdeutsche Hilfsfahrzeuge

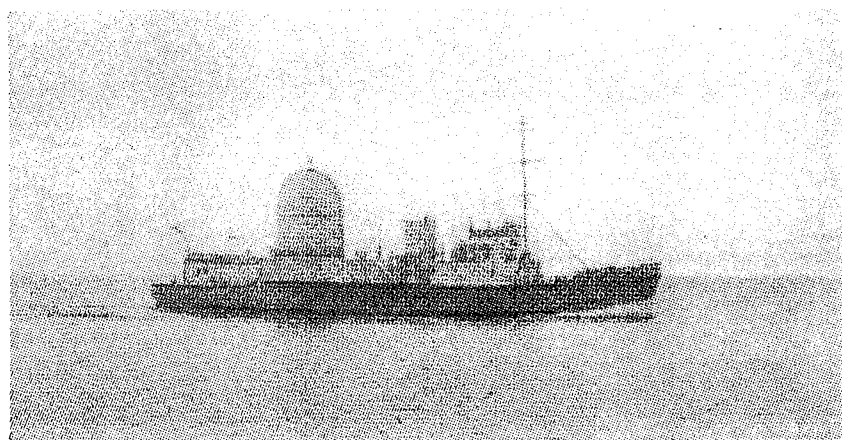
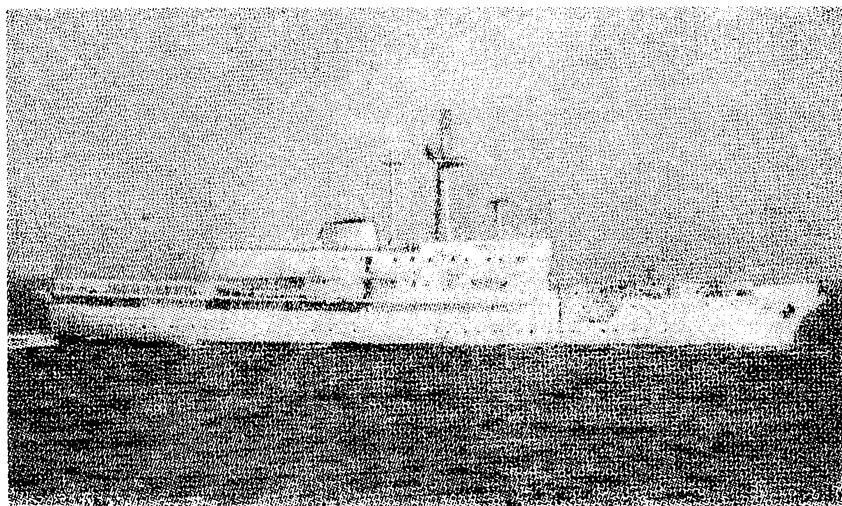
[4] Marinewesen 5 1969, S. 629

[5] zitiert nach ND, Berliner Ausg. vom 13. 2. 1969

[6] siehe ND, Berliner Ausg. vom 20. 12. 1969

Literatur: militärtechnik 6/70, S. 286, Marinewesen 9 70, S. 1146

Oben: Das Wehrforschungsschiff „Planet“, darunter das Spionageschiff „Oste“



Funkverbindung auf dem Mond

Die Erfolge der sowjetischen Raumforschung, die in den letzten Jahren erzielt wurden, aktualisieren das Problem von Funkverbindungen auf dem Mond. Es darf in diesem Zusammenhang auf die Entwicklung sowjetischer automatischer Stationen hingewiesen werden, die den Mond umflogen, die der Erde abgewandte Seite fotografierten und weiche Landungen auf dem Mond ermöglichten. Mit Luna-16 wurden Bodenproben vom Mond automatisch aufgenommen und zur Erde befördert, und die erfolgreiche Tätigkeit von Lunochod erleben wir täglich. Alle

2. Die Mondoberfläche hat, wie Messungen und zur Erde gebrachte Bodenproben ergaben, eine Basaltstruktur. An der Mondoberfläche liegen einzelne Steine, die von einer mehr oder weniger dicken Mondstaubschicht bedeckt sind. Dieser Boden weist eine geringe Leitfähigkeit und eine große Absorption elektromagnetischer Wellen auf.

Darüber hinaus gibt es in der Mondlandschaft viele Berge, die zum Teil höher sind als die auf der Erde. Zu allem wäre noch hinzuzufügen, daß der im Verhältnis zur Erde geringere Radius (1738 km, die Erde dagegen 6370 km) ebenfalls zu den ungünstigen Bedingungen für die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen auf dem Mond zählt. Das ist auch erklärlich, weil die elektromagnetischen Wellen bei einem kleinen Radius schlechter gebeugt werden. Unter Berücksichtigung aller Schwierigkeiten, denen die Ausbreitung elektromagnetischer Wellen auf dem Mond unterliegt, sollen drei besondere Möglichkeiten der Wellenausbreitung betrachtet werden:

- Wellenausbreitung über relativ ebenen Flächen;
- Wellenausbreitung in Gebieten mit relativ hohen Bergen;
- Wellenausbreitung über große Entfernungen, bis zu Funkverbindungen zwischen den Mondpolen.

Die elektrischen Eigenschaften des Mondbodens kommen den von trockenem, steinhaltigem Erdstoff nahe. Wellen von einer Länge unter 100 m werden von solchem Boden stark absorbiert. Daraus folgt, daß Kurz- und Ultrakurzwellen für Nachrichtenverbindungen über relativ große Entfernungen auf dem Mond ungeeignet sind. Geeignet erscheinen äußerst lange Wellen. Es ist jedoch bekannt, daß mit zunehmender Wellenlänge die Abstrahl-

fähigkeit der Antennen abnimmt. Um nun eine optimale Variante für Mondnachrichtenverbindungen auszuwählen, ist eine Reihe von Problemen zu lösen. Wissenschaftler haben festgestellt, daß unter den oben genannten Umständen Wellenlängen um 1000 m für Nachrichtenverbindungen auf dem Mond am besten geeignet sind. Die genaue Wellenlänge hängt jedoch von der zu überbrückenden Entfernung ab.

Um die Bedingungen auf der Mondoberfläche mit denen auf der Erde zu vergleichen, ziehen wir Bild 1 heran. Die Grafik verdeutlicht die Abhängigkeit der Feldstärke von der Ausbreitungsentfernung elektromagnetischer Wellen. Die Kurve, die die Bedingungen auf der Erde abbildet, gilt für eine Erdstoffart, die der Mondoberfläche sehr nahe kommt. Die Berechnungen wurden für eine geerdete Vertikalantenne bei einer Senderleistung von 1 kW auf der Wellenlänge 1000 m durchgeführt.

Die Wellenausbreitung auf der Mondoberfläche, dessen Radius 3,68 mal kleiner ist als der der Erde, unterliegt größeren Beugungsverlusten. Je kleiner der Radius, um so geringer ist die Diffraktion. Die zweite Kurve verläuft deshalb bedeutend unterhalb der erstgenannten.

Wenn die Ausbreitungsbedingungen für elektromagnetische Wellen auf dem Mond auch nicht ideal sind, so ist der Empfang äußerst günstig. Auf dem Mond gibt es keine atmosphärischen Störungen, so daß in einem ausreichend schmalen Band, d. h. bei langsamer Übertragung von Telegrafiesignalen, Verbindungen über große Entfernungen gehalten werden können. In ebenen Gebieten des Mondes lassen sich unter diesen günstigen Empfangsbedingungen Verbindungen über einige 100 km halten. Sobald jedoch abschirmende Objekte (Berge) in der Aus-

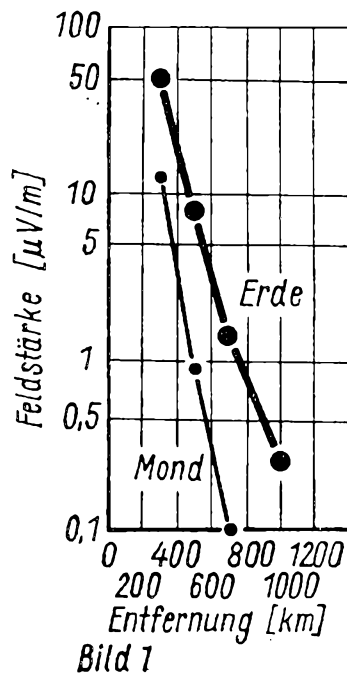


Bild 1

zur Monderforschung durchgeführten Experimente machen auf das Problem der Funkverbindungen auf unserem natürlichen Erdtrabanten und eine Reihe andere praktische Probleme aufmerksam. Auf welche Weise können Forscher auf dem Mond, ob es Menschen oder Automaten sind, untereinander Informationen austauschen?

Zunächst ist festzustellen, daß das Herstellen einer Funkverbindung zwischen zwei Funkstellen auf dem Mond viel schwieriger ist als auf der Erde. Dafür gibt es mehrere Gründe.

1. Der Mond hat keine Atmosphäre und keine Ionosphäre. Somit scheidet die Anwendung von Ionosphären- und Troposphärenwellen unter Mondbedingungen aus. Auf der Erde werden solche Wellen für Nachrichtenverbindungen über große Entfernungen ausgenutzt.

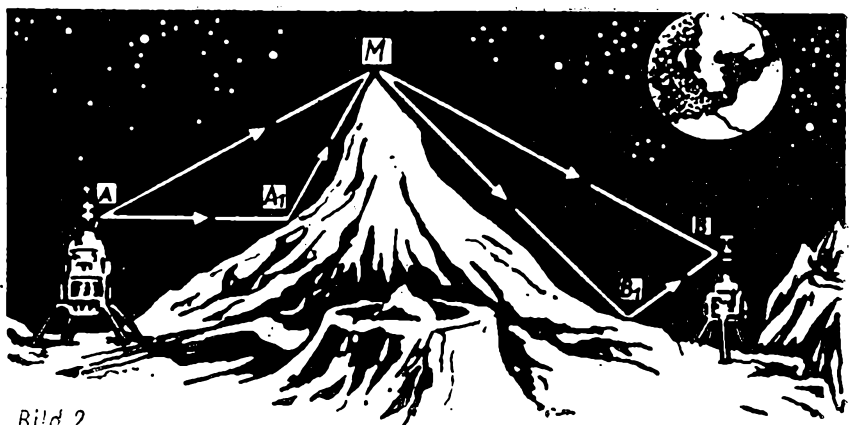


Bild 2

breitungsrichtung der elektromagnetischen Wellen vorhanden sind, kann die unter Erdbedingungen erprobte „4strahlige Ausbreitung“ ausgenutzt werden. Die schematische Darstellung einer Funkverbindung nach dieser Methode zeigt Bild 2. An den Punkten A und B befinden sich über der Mondoberfläche Antennen. Bei richtig gewählten Höhen der Sende- und Empfangsantennen sind die Phasen aller

sicherzustellen, daß die Antenne der Relaisstelle im Punkt M von beiden Punkten A und B auf der Mondoberfläche „sichtbar“ ist. Den kosmischen Raum überwinden die elektromagnetischen Wellen ohne Verluste zu erleiden. Wie die Versuche von Nachrichtenverbindungen mit kosmischen Objekten zeigen, können unter diesen Bedingungen Informationen mit kleinen Sendeleistungen übertragen werden.

Befinden sich ein oder beide Punkte auf der Mondoberfläche auf der der Erde abgewandten Seite, so ist nur die Möglichkeit der Funkverbindung über einen künstlichen Mondsatelliten gegeben. Dieser Mondsatellit muß jedoch eine Relaisstelle an Bord haben. Es ist klar, daß auch in diesem Fall der Mond-

satellit von den betreffenden Punkten auf der Mondoberfläche aus „sichtbar“ sein muß. Einfache Berechnungen haben ergeben, daß ein stationärer Mondsatellit (ein Umlauf in 27 Tagen) etwa 85 000 km von dem Mondmittelpunkt entfernt sein muß.

Es gibt genauere Berechnungen und man entwickelt auch zuverlässige Nachrichtenmittel, die Nachrichtenverbindungen zwischen gleichzeitig auf der Mondoberfläche befindlichen automatischen Stationen aufnehmen und halten können.

Übersetzung eines Beitrages von M. Doluchanow in der sowjetischen Zeitschrift „Radio“, Heft 12/1970; Übersetzer: W. Krüger

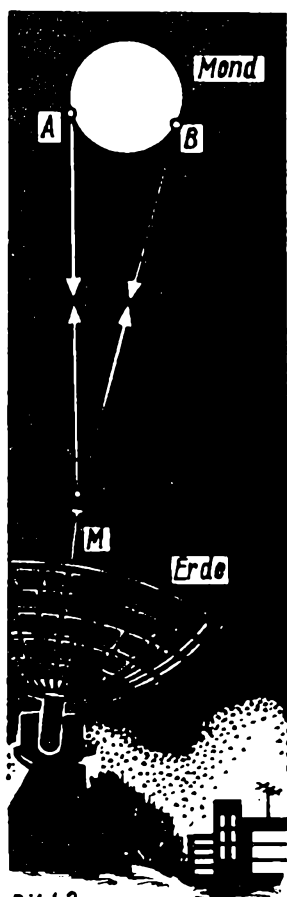


Bild 3

vier am Empfangsort eintreffenden elektromagnetischen Wellen gleich, so daß die Feldstärke um den vierfachen Betrag dadurch ansteigt. Die Feldstärke steigt im Verhältnis zu einer einfallenden Welle um 12 dB.

Bei Funkverbindungen über große Entfernungen, z. B. bis zu den Mondpolen, d. h. bis zu diametral entgegengesetzten Punkten auf der Mondoberfläche, muß man zwei Varianten unterscheiden:

1. Beide Punkte liegen auf der der Erde zugewandten Seite des Mondes (siehe Bild 3);
2. beide Punkte liegen auf der der Erde abgewandten Seite des Mondes.

Im ersten Fall kann eine Funkverbindung zwischen A und B über eine auf der Erde im Punkt M aufgestellte Relaisstelle hergestellt werden. Dabei ist

Langsame Datenübertragung per Telefon

Für die dezentrale Primärdaten-Erfassung wurden Teledaten-Endgeräte entwickelt, mit denen sich Daten geringen Umfangs über das normale Fernsprechnetz übertragen lassen. Die Eingabe der Daten erfolgt manuell mittels Tasten an der Teledaten-Sendestelle. Dieser Datensender besteht aus einem normalen Fernsprechengerät, das durch eine Tastatur mit 16 Tasten erweitert wurde. Er wird wie ein normales Fernsprechengerät an eine Fernsprechananschlußdose angeschlossen und kann als Fernsprecher benutzt werden. Eine Zusatz Taste am Sender ermöglicht es, bei Bedarf das Gerät auf Datenbetrieb umzuschalten. Dabei wird das Mikrofon abgeschaltet und ein Hörverstärker betriebsbereit geschaltet, der die Rückinformation (Informationsrückfluß vom

Datenempfänger zum Sender) akustisch hörbar macht.

Der Teledaten-Empfänger, der als automatischer Teilnehmer arbeitet, wird ebenfalls wie ein Fernsprecher angeschlossen. Zusätzlich wird noch ein 220-Volt-Anschluß benötigt. Dieser Empfänger ermöglicht dem Empfang, die Speicherung, die Vollständigkeitsprüfung und Umschlüsselung der im Tonfrequenzcode 2 (1 aus 4) von der Sendestelle ankommenden Signale auf den R-300-Code sowie die Auslöschung der Daten mittels Lochstreifen mit einer Geschwindigkeit von etwa 15 Zeichen/s. Der Datensender wird dort installiert, wo die zu übertragenden Daten anfallen, so z. B. in der Nähe von Maschinen, chemischen Anlagen, Energieanlagen usw. als Produktionskontroll-einrichtungen, in Betriebsteilen zur Unterstützung der Leitungstätigkeit, in Handelsbetrieben, Institutionen usw. Der Teledaten-Empfänger wird an zentraler Stelle installiert, so daß die empfangenen Daten in einem Rechner oder Organisationsautomaten verarbeitet oder in anderer Form weiterverarbeitet, weitergeleitet oder ausgewertet werden können.

Fünf bis 20 Teledaten-Sendestellen und eine Empfangsstelle bilden eine Teledaten-Anlage. Neben ihrer selbständigen Stellung ist sie bevorzugt als Datensammelsystem im Rahmen des komplexen RFT-Nachrichtensystems INTERCOMAT geeignet. Dabei kann sie als Zubringer für andere RFT-Datenübertragungsgeräte bis 200 Baud Einsatz finden.



Unter dem Motto „Botschaft an das 21. Jahrhundert“ wurde im Genfer Ausstellungspalast die internationale Fernmeldeausstellung „telecom 71“ gezeigt. Veranstalter war der Internationale Fernmeldeverein. Die DDR war mit einem Kollektivstand der nachrichtenelektronischen Industrie, der Deutschen Post und des Außenhandelsbetriebes Elektrotechnik Export/Import vertreten. Eine Regierungsdelegation der DDR unter Leitung des Ministers für Post- und Fernmeldewesen, Rudolph Schulze, besuchte die Ausstellung. ★ An der Technischen Universität Dresden wurde am 25.6.1971 die 2. wissenschaftliche Konferenz der Sektion Elektrotechnik eröffnet, an der fast 500 Wissenschaftler und Praktiker aus der DDR teilnahmen. ★ Eine sowjetische Rechenanlage „Minsk 32“ wird Ende des Jahres in Hennigsdorf installiert. Bereits jetzt

testen die Hennigsdorfer Datenverarbeiter Programme in Betrieben, die den Rechner schon besitzen, um die Anlage vom ersten Tag an voll auslasten zu können. ★ Im Berliner Werk für Fernsehelektronik wird gegenwärtig an der Realisierung von 107 Neuerervorschlägen gearbeitet. Die Arbeitsgemeinschaft von Dipl. Ing. Oekonom Henry Liedtke beschäftigt sich mit der rationalen Bildröhrenverpackung. ★ Mit Hilfe eines Computers soll jetzt in Canada die Synchronisation von Filmen erleichtert und damit Personal, Zeit und Geld gespart werden. ★ Der Transport von Wasserdämpfen durch hohle Laserstrahlen soll in Zukunft zu einer der wichtigsten Methoden der Versorgung von Orbitalstationen mit Wasser bei längeren Flügen werden. Diese Hypothese stellte die Moskauer Zeitung „Sozialistischeskaja Industrija“ auf.

Aus Industrie und Wissenschaft

Die Funkelektronik ist das „Nervensystem der Weltraumfahrt“. Sie stellt die Verbindung zwischen der Erde und den Raumschiffen und Apparaturen her, die zum Mars fliegen, auf dem Mond arbeiten oder, wie die Orbitalstation Salut, den erdnahen Raum erforschen. Eine größere Reichweite der kosmischen Funkverbindung wird auch durch den Übergang zu kürzeren Radiowellen als die des UKW-Bereichs, durch eine stärkere und selektive Bündelung der Energie sowie durch optimale Verfahren der Kodierung, der Modulation und des Empfangs erreicht.

Solarzellen der Raumschiffe können in Zukunft auch auf der Erde als Energiequellen Bedeutung erlangen. Fachleute sind bereits dabei, die kosmische Helioteknik auch in der Volkswirtschaft anzuwenden. So wurde beispielsweise ein Transistorradio konstruiert, das an Stelle der Batterien Platten mit Fotozellen enthält. Es reicht aus, das Radio dem Sonnenlicht auszusetzen; dann beginnt es zu spielen.

Im Kombinat VEB Funkwerk Erfurt war das Mitglied des Politbüros des ZK der SED, Kurt Hager, bei der Übergabe eines teilautomatisierten Bereichs der Serienfertigung von modernen plastumhüllten Halbleiterbauelementen anwesend. 450 Funkwerker hatten in Vorbereitung des VIII. Parteitag des SED an diesem Vorhaben mitgewirkt. Die gefertigten Silizium-Halbleiterdioden und MOSFET-Transistoren ermöglichen es, Geräte und Anlagen der elektronischen Industrie bei gleichzeitiger Qualitätsverbesserung kleiner zu gestalten. Das bulgarische Institut für Projektie-

rung und Konstruktion von Motoren und Kraftfahrzeugen in Sofia hat das erste bulgarische Elektromobil entwickelt. Das „Elmo-70“ kann mit einer aufgeladenen Batterie 230 km zurücklegen und entwickelt eine Höchstgeschwindigkeit von 55 km in der Stunde.

Die VR Bulgariens nimmt im Laufe des 6. Fünfjahrplans die Produktion von Radaranlagen für die Schifffahrt auf. Ein entsprechendes Werk wird in Warna gebaut. Es wird mit hochproduktiven Anlagen aus der Sowjetunion und der DDR ausgerüstet. Außerdem soll das Werk Funkgeräte und Geschwindigkeitsmesser für die Schifffahrt herstellen. Die Versuchsmuster werden bereits erprobt. Wichtige Voraussetzungen für die Aufnahme der Produktion hat das Forschungs- und Projektierungsinstitut für Funkelektronik geschaffen.

Die von der Industriezweigleitung „Tesla“ verwalteten 28 Unternehmen der Elektronik, der Radio- und Schwachstromtechnik der ČSSR haben im vergangenen Fünfjahrplan ihre Produktion verdoppelt. Die etwa 80 000 Beschäftigten der Tesla-Werke fertigten Fernsehsender und Fernsehübertragungsanlagen, Fernsehempfänger, Elektronenmikroskope, elektronische Geräte, Telefon- und Fernschreibzentralen, moderne Computer, elektronische Bauelemente sowie im zunehmenden Maße auch Erzeugnisse der Mikroelektronik an. Die Entwicklung der Schwachstromtechnik soll besonders rasch entwickelt werden. In der Mikroelektronik soll die Produktion in den nächsten Jahren verfünffacht werden.

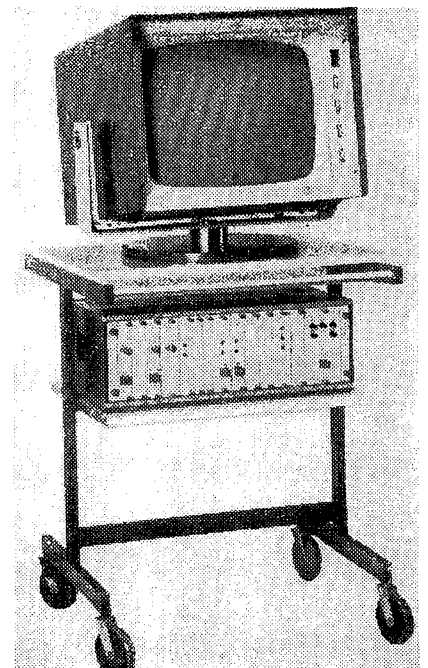
Röntgenfernsehanlage RFA 3

Die neuentwickelte Röntgenfernsehanlage RFA 3 zeichnet sich gegenüber bisherigen Ausführungen durch verbesserte optisch-elektronische Übertragungs- und Wiedergabeparameter, geringe Masse, kleine Abmessungen, geringen Stromverbrauch und eine außerordentlich hohe Zuverlässigkeit infolge Ausrüstung mit Silizium-Transistoren und integrierten Schaltkreisen aus. Zur Vereinfachung der Bedienung und zur besseren Erkennbarkeit der Röntgenfernsehbilder tragen u. a. eine verzerrungsfreie Regelung (umschaltbar auf Klein- bzw. Großfeldauswertung), eine elektronische Kreisaustastung, eine einschaltbare Aperturkorrektur, eine kontinuierliche und einstellbare Gradationsausdehnung sowie eine große Übersteuerungsfestigkeit bei.

Technische Daten

Frequenzgang	6 MHz ± 1 dB ± 3 dB
Auflösung	10 Per./mm
Modulationstiefe bei 5 MHz	20 %
Rastergeometriefehler	± 3 %
Regelumfang	kleiner als 10:1
Ausgangspegel	UBAS ± 1 V an 75 Ω , weiß positiv
Anzahl der Ausgänge	2
Taktgeber	625 Zeilen, 50 Halbbilder/s
Leistungsbedarf	etwa 80 VA
Masse	Kamera etwa 2,9 kg Betriebsgerät etwa 18,0 kg

Hersteller: VEB Studiotechnik Berlin



Stereofonie über 4 Kanäle

Zu Zeiten der ausschließlichen monofonen Rundfunkübertragung versuchte man dem Hörer den „Raumklang“ dadurch zu vermitteln, in dem man dem Rundfunkempfänger mehrere Lautsprecher zuordnete, und das als „3-D-Technik“ bezeichnete. Die Bemühungen um eine ambiofone Übertragungstechnik, bei der ein Kanal das Schallereignis und ein zweiter Kanal die Raumakustik überträgt, findet man nur im Kino mit der Vielkanaltechnik (4 Kanäle bei Cinemascope, 6 Kanäle bei Todd AO). Einen wesentlichen Fortschritt brachte erst die Stereofonie mit 2 Übertragungskanälen für Rundfunk, Schallplatte und Magnetband.

Aber auch der Stereofonie sind noch Einschränkungen auferlegt. Sie hängen wesentlich damit zusammen, daß die Symmetrieachse der Wiedergabeanlage eine Rolle spielt, und daß den beiden Kanälen nur unzureichend die Raumakustik des Aufnahmerraumes beigegeben werden kann. Aber mit dem Fortschreiten der Technik gehen die Bemühungen um eine vollendete, originalgetreue Musikübertragung weiter. Ob als spektakulär oder als ein technischer Fortschritt, das wird erst die Zukunft erweisen, stellt sich die Quadrofonie vor. Entwickelt in Japan und den USA, erregte sie bei den jüngsten Vorführungen in einigen westeuropäischen Ländern großes Aufsehen. Quadrofonie oder 4-Kanal-Tontechnik basiert auf 4 getrennten Übertragungskanälen, 2 für das Schallereignis und 2 für die Raumakustik. Das bedingt natürlich, daß auf der Wiedergabeseite ebenfalls 4 getrennte Lautsprecherboxen verwendet werden. Im einfachsten Fall werden 2 Boxen (Schallereignis) vor dem Hörer, und 2 Boxen (Raumakustik) hinter dem Hörer angeordnet. Der Aufwand auf der Wiedergabeseite entspricht also etwa dem von 2 Stereoanlagen.

Weitaus schwieriger sind die Probleme der Rundfunkübertragung bzw. der Speicherung von 4 Kanälen. Es muß ja immer die Kompatibilität zu bereits bestehenden Verfahren beachtet werden.

Verhältnismäßig einfach löst sich das Problem für die Magnetbandtechnik, da man ja die 4-Spur-Technik in einer Lauffrichtung voll ausnutzen kann. Für die Rundfunkübertragung ist der Einsatz von 2 Stereosendern im UKW-Bereich undiskutabel. Ob eine 4-Kanal-/2-Kanal-Matrix-Schaltung mit dem gewünschten Erfolg realisierbar ist, bleibt noch offen.

Ähnliches gilt für die Schallplatte. Die Informationskapazität der beiden Rillenflanken wird mit der heutigen Schneidetechnik bereits getrennt ausgenutzt. Beim japanischen Verfahren „CD-4“ werden die Raumakustik-Kanäle mit einer Trägerschwingung 30 kHz umgesetzt und damit die Schallereignis-Kanäle frequenzmoduliert, so daß in jede Rillenflanke 2 Informationen geschrieben werden können.

Was sich inzwischen lebhaft entwickelt, das ist eine sogenannte „Pseudo-Quadrofonie“. Dabei ist noch offen, ob sie nicht eventuell ausreichend ist, da die Kanäle zur Übertragung der Raumakustik einen verhältnismäßig geringen Informationsgehalt haben. Beim japanischen „Quadrophonic Synthesizer QS 1“ (SANSUI) werden aus der 2-kanaligen Stereoinformation Raumhall und Reflexionen ausgesiebt, beeinflußt und entsprechend verstärkt den beiden rückwärts angeordneten Lautsprechern zugeführt. Dabei wird eine Vielzahl von Möglichkeiten ausgenutzt, um elektronisch die Raumakustiksignale zu manipulieren. In Anbetracht der geringen Bedeutung der Übertragung der Raumakustik sollte man meinen, daß die „Pseudo-Quadrofonie“ vollauf ausreicht, um die Konzertsaalatmosphäre in das Wohnzimmer zu bringen.

FUNKAMATEUR ELEKTRONIK INFORMATION

Aus der Direktive 1971/75

Die Entwicklung und Bereitstellung elektronischer Datenverarbeitungsanlagen und peripherer Geräte ist auf der Grundlage der mit den sozialistischen Ländern abgestimmten Entwicklung auf die planmäßige Erweiterung der Datenverarbeitungskapazitäten in Betrieben, wissenschaftlichen Einrichtungen und staatlichen Planungs- und Leitungsorganen zu richten. Die Produktion von EDV und peripheren Geräten ist in den volkseigenen Kombinen Robotron und Zentronik durch eine effektive Auslastung der Produktionskapazität auf 250 bis 300 Prozent zu erhöhen.

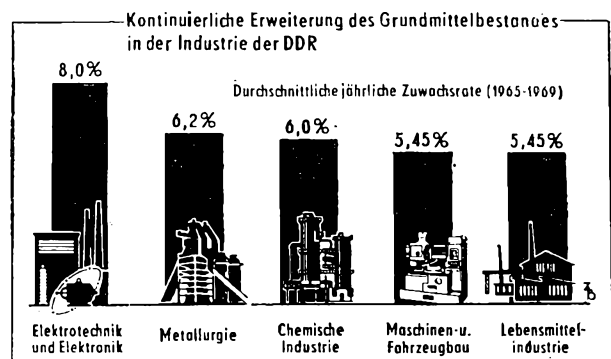
Die Hauptaufgaben beim Einsatz der EDV-Technik in der Volkswirtschaft bestehen darin, durch gute organisatorische Vorbereitung eine mehrschichtige Auslastung und einen hohen Nutzen beim Anwender zu sichern sowie eine rationelle territoriale Koordinierung der Datenverarbeitungskapazitäten zu organisieren.

Die VVB und die Ministerien haben die Ausarbeitung von EDV-Projekten und -Programmen einheitlich zu planen. Dabei ist zu gewährleisten, daß die Systemunterlagen, die durch den VEB Kombinat Robotron bereitgestellt sind, rationell genutzt werden.

Zur Senkung des materiellen und finanziellen Aufwandes bei der Errichtung von Datenverarbeitungsstationen hat der VEB Kombinat Robotron die effektive Durchführung der Projektierungs-, Montage- und Bauleistungen auf der Grundlage staatlicher Normative zu sichern.

Aktuelle Grafik

Für die Steigerung der Arbeitsproduktivität und die Erhöhung der Effektivität ist die Durchführung der komplexen Rationalisierung, der Teilautomatisierung sowie der Automatisierung einiger ausgewählter Vorhaben von entscheidender Bedeutung. Der Grundmittelbestand in der Volkswirtschaft der DDR hat sich in den letzten Jahren wesentlich erhöht und wird in diesem Jahr 465 Mrd. Mark betragen. Der überwiegende Teil davon sind Grundmittel der produzierenden Bereiche. In der Industrie, im Bau- und Verkehrswesen wurden im Zeitraum 1966 bis 1970 für rund 48 Mrd. Mark neue Maschinen, Ausrüstungen und Anlagen investiert, wobei der Anteil automatisierter Maschinen in den letzten 3 Jahren besonders schnell angewachsen ist.



Ein UHF-Antennenverstärker

W. KOCH

Schon mehrfach sind im FUNKAMATEUR UHF-Konverter für den Selbstbau beschrieben worden [1], [2], [3]. Dabei sei besonders an den Beitrag von OM Ing. Wessolowsko [2] hingewiesen. Die übersichtliche Darstellung läßt bei sachgemäßem Nachbau Erfolg erwarten. Der von mir nach diesen Unterlagen aufgebaute UHF-Konverter hielt Vergleiche mit Industriekonvertern unserer Produktion hinsichtlich Verstärkung und Signal-Rauschverhältnis stand.

Leider sind nicht in allen Gegenden die Feldstärken unserer UHF-Sender so stark, daß ein einwandfreies Bild empfangen werden kann. Manchmal liegt es, besonders bei Bandkabel, auch an der beträchtlichen Dämpfung der Ableitung. Ein Ausgleich der Dämpfung durch einen Antennenverstärker ist dann sehr zu empfehlen. Der beschriebene einstufige UHF-Antennenverstärker ist so eingerichtet, daß sich mehrere Einzelverstärker leicht zu einem mehrstufigen Antennenverstärker koppeln lassen. Man kann dann sehr gut die Gewinnzunahme beobachten und einschätzen, ob noch eine weitere Stufe erforderlich ist. Die besten Ergebnisse erzielte ich mit einem zwei-

stufigen UHF-Antennenverstärker unmittelbar hinter der Antenne und einem einstufigen UHF-Antennenver-

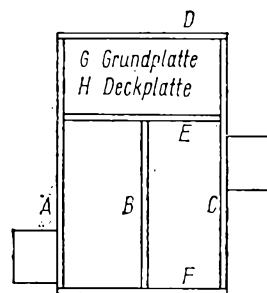


Bild 1

Bild 1: Gehäuse

stärker vor dem Konvertereingang. Selbstverständlich wäre es auch denkbar, einen mehrstufigen UHF-Antennenverstärker in ein geschlossenes Gehäuse zu bauen, wobei es dann zweckmäßig ist, die einzelnen Stufen über Koppelschleifen induktiv zu verbinden [6].

1. Schaltung

Der einstufige UHF-Antennenverstärker arbeitet mit einem Transistor T1

(AF 239) in Basisschaltung. Das von der Antenne abgegebene Signal (Anpassung 60Ω) wird über eine Anzapfung (Abstand vom kalten Ende 12 mm bei AF 239, 14 mm bei AF 139 oder GF 145) in den Eingangskreis eingespeist. Diese Anzapfung im Eingangskreis stellt gleichzeitig einen wirksamen Schutz des Transistors T1 vor Überspannungsspitzen dar [5]. Vom Eingangskreis gelangt das Signal über C1 zum Eingang des Transistors T1. Das verstärkte Signal wird auf den Ausgangskreis geführt und dort über eine Anzapfung (Anpassung 60Ω , Abstand vom kalten Ende 9 mm bei AF 239, 11 mm bei AF 139 oder GF 145) entnommen (Bild 4). Für die Basisspannung sorgen die Widerstände R1 und R2.

2. Mechanischer und elektrischer Aufbau

Prinzipiell lassen sich Verstärker dieser Art in der Anschlußdose der Antenne unterbringen [5]. Um einer Schwingneigung oder nachträglicher Verformung vorzubeugen, wurde ein stabiler, nicht zu kleiner Aufbau gewählt. Die Anordnung der Bauelemente, Trimmer, Leiter erfolgte nach elektrischen Gesichtspunkten (Bild 3) und kann abgeändert werden. Räumlich günstiger wäre zum Beispiel eine waagerechte Montage der Trimmer C2 und C3 parallel zur Grundplatte G. Die Abstimmung müßte dann für C2 an der Wand F, für C3 an der Wand E durch die Wand D erfolgen. Auch wohlüberlegte Aufbauten ohne Trennwand E und ohne Durchführungskondensatoren C4, C5 wären denkbar.

Zunächst beginnt man mit der Herstellung der Platten A bis G aus kupferkaschiertem Halbzeug. Für die Trennwände E und B ist doppelkaschiertes Material zu empfehlen. Anschließend werden die entsprechenden Bohrarbeiten durchgeführt. Die genauen Maße sind Bild 2 zu entnehmen.

Zur Vermeidung vorzeitiger Oxydation des Materials werden die fertigen Platten mit „ATA fein“ o.ä. glänzend gerieben und dann mit gelöstem Kolophonium (Spiritus als Lösungsmittel) bestrichen. Eine gut leitende Oberfläche ist wegen des Skin-Effektes wichtig. Außerdem erleichtert der Kolophonium-Schutzfilm die Lötarbeiten.

Es ist jetzt zweckmäßig, vor dem Zu-

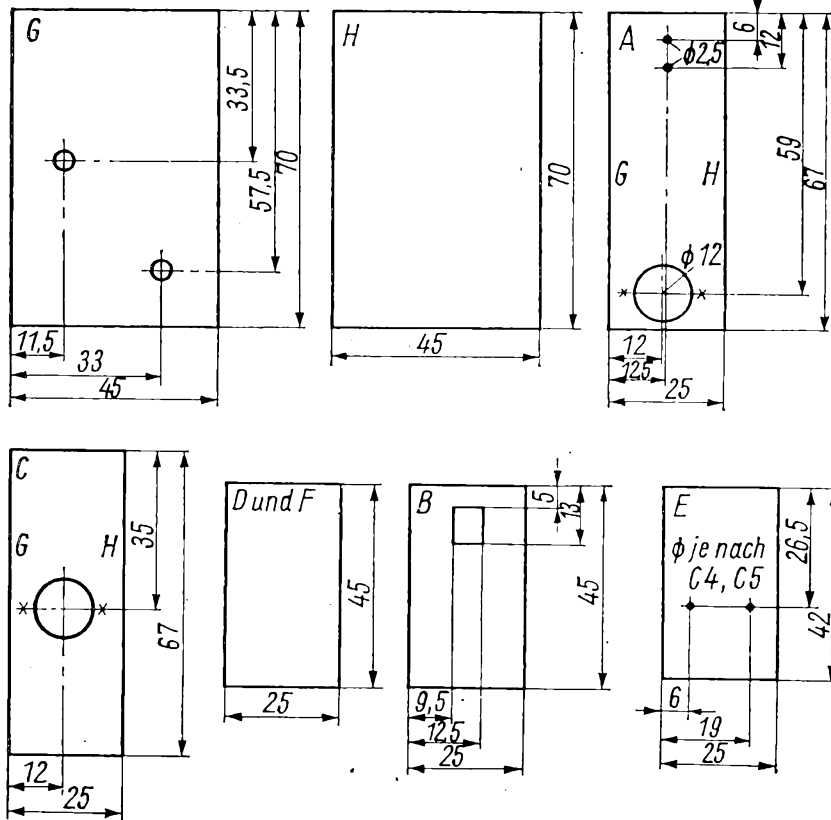


Bild 2

Bild 2: Maßangaben für die Einzelplatten des Gehäuses

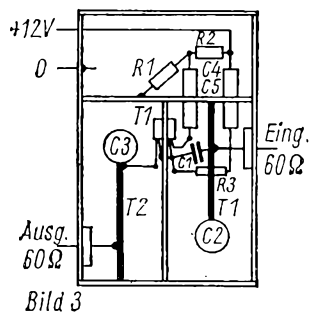


Bild 3: Verdrahtungsplan für den UHF-Antennenverstärker. Die Durchführungskondensatoren C4, C5 sind wegen besserer Übersichtlichkeit nebeneinander statt übereinander gezeichnet

sammenbau der Platten zum Gehäuse in die Trennwand E die Durchführungskondensatoren C4, C5 und die Schichtwiderstände R1, R2 einzulöten, sowie die Ränder der Platten A, B, C, E leicht zu verzinnen (schnelle Bewegung des LötKolbens längs des Randes). Dadurch werden dann beim Zusammenlöten die Lötzeiten wesentlich verkürzt. Ein Ablösen der Kupferfolie vom Untergrund durch Hitzeentwicklung war nicht zu beobachten. Jetzt kann der Einbau der Eingangs- und Ausgangsbuchse und des Schwingkreises mit den Trimmern C2 und C3 erfolgen. Die Trimmer werden isoliert montiert (Pertinaxscheibe) und auf kürzestem Wege nach Masse geführt. Die Leiter der Schwingkreise bestehen aus versilbertem Kupferdraht (2 mm Durch-

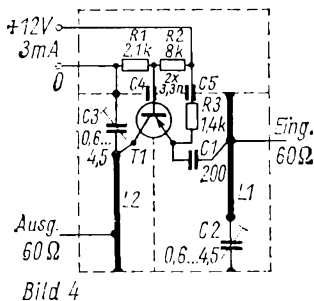


Bild 4: Schaltung für den UHF-Antennenverstärker. L1, 2 bestehen aus versilbertem Kupferdraht von 2 mm Durchmesser und 28 mm Länge. T1 ist ein AF 239 (evtl. auch AF 139 oder GF 145)

messer, 28 mm Länge). Auf eine saubere Leiteroberfläche ist zu achten. Die verwendete Eingangs- und Ausgangsbuchse kann direkt als Anzapfung an die Leiter gelötet werden. Abschließend erfolgt dann der Einbau der Bauelemente T1, C1, R3. Durch die Öffnungen in der Wand A erfolgt die Stromversorgung.

3. Inbetriebnahme und Abgleich

Nach sorgfältigem Vergleich des aufgebauten UHF-Antennenverstärkers mit der Schaltung (Bild 4) wird die Betriebsspannung von 10...12 V angelegt; es muß ein Strom von etwa 3 mA fließen. Auf die richtige Polung der Betriebsspannung ist zu achten! Sehr gut eignet sich für die erste Inbetriebnahme eine einstellbare Span-

nungsquelle, bei der unter Beachtung der Stromstärke die Spannung von 0 V bis 12 V vergrößert wird. Dadurch läßt sich eine durch Schaltfehler verursachte Zerstörung des Transistors T1 vermeiden. An den Eingang wird jetzt die Antenne angeschlossen, der Ausgang wird mit dem Eingang des UHF-Konverters verbunden. Bei gewissenhaftem Aufbau und richtig vorgewähltem Kanal ist bereits ein Bild sichtbar. In der Reihenfolge Trimmer C3 – Trimmer C2 werden die Kreise auf Maximum abgeglichen. Beim Abgleich sind alle Kanäle des Bandes IV einstellbar. Dem einstufigen UHF-Antennenverstärker können etwa folgende Kenndaten zugeordnet werden [4]:

Verstärkung	9...12 dB
Bandbreite	20...50 MHz
Rauschzahl	4...8 kTo

Literatur

- (1) Wunderlich, W.: Bauanleitung für einen transistorisierten UHF-Konverter, FUNKAMATEUR 19 (1970), H. 4, S. 171 und H. 10, S. 496
- (2) Ing. Wessolowski, G.: Transistorisierter UHF-Konverter für das II. Fernsehprogramm, FUNKAMATEUR 19 (1970), H. 5, S. 237
- (3) Wagner, H.: UHF-Konverter zum Selbstbau, FUNKAMATEUR 19 (1970), H. 11, S. 545 und 20 (1971), H. 1, S. 34
- (4) Streng, K.: UHF-Fernsehempfang, Verlag Technik Berlin, 1961
- (5) Köhler: Transistorisierter Antennenverstärker in der Dipolanschlußdose für Fernsehempfangsantennen für den UHF-Bereich, Funktechnik 18 (1963), H. 4
- (6) Streng, K.: Fortschritte beim UHF-Fernsehen, Elektronisches Jahrbuch 1970, S. 305 (Schaltfehler beachten!)

Verbesserungen am Taschensender „Sternchen“

Ing. D. MÜLLER

Das „Sternchen“ weist drei Eigenschaften auf, die mancher „Sternchen“-Besitzer gern beseitigt sehen möchte:

- die hohen Betriebskosten infolge der erforderlichen Spezialbatterien,
- die geringe (NF-)Empfindlichkeit,
- die relativ schlechte Wiedergabequalität.

In [1] wird gezeigt, wie durch einen relativ tiefgreifenden Umbau allen drei Übeln zu Leibe gegangen werden kann. Mit einem weniger aufwendigen Um-

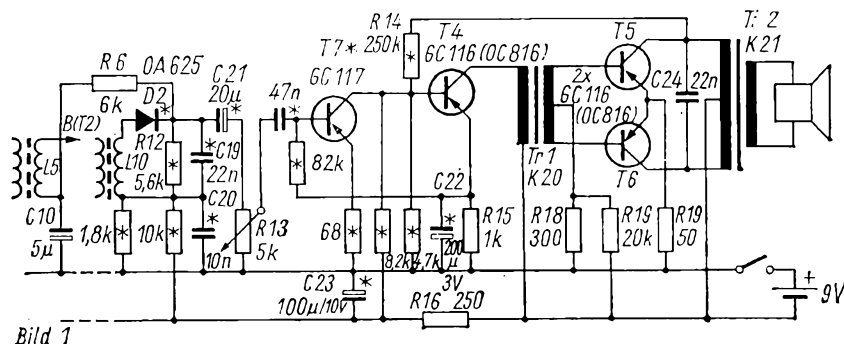
bau wurde im vorliegenden Mustergerät der Versuch gemacht, den Übeln 2 und 3 beizukommen.

Schaltung

Bild 1 zeigt die geänderte Schaltung des „Sternchen“. Die Änderungen betreffen den NF-Teil, die Regelschaltung und eine zusätzliche Bedämpfung des Eingangskreises. Der NF-Teil wurde in Anlehnung an den in [2] beschriebenen Verstärker geändert und erhielt somit eine Vorstufe. Die NF-Empfindlichkeit

des Gerätes wird dadurch etwa um den Faktor 10 verbessert und beträgt somit ebenfalls 1...2 mV Eingangsspannung für eine Ausgangsleistung von 50 mW wie bei anderen Transistorempfängern. Die eigentliche Endstufe bleibt unverändert. Lediglich der Spannungsteilerwiderstand R17 wird auf 10...20 kΩ verringert, um einen genügend großen Ruhestrom der Endstufe (1...2 mA) zu erzielen. Die Primärwicklung des Treibertransformators wird direkt an den Minuspol der Betriebsspannung angeschlossen, der Siebkondensator C23 auf 100 µF vergrößert, wodurch eine bessere Entkopplung der Vorstufen gegenüber der Leistungsstufe erzielt wird. Hierdurch wird das unangenehme „Blubbern“ bei stark angebrauchter Batterie weitestgehend vermieden.

Bild 1: Schaltung des geänderten „Sternchen“. Mit * bezeichnete Bauteile wurden wertmäßig geändert, anders angeschlossen oder zusätzlich eingefügt



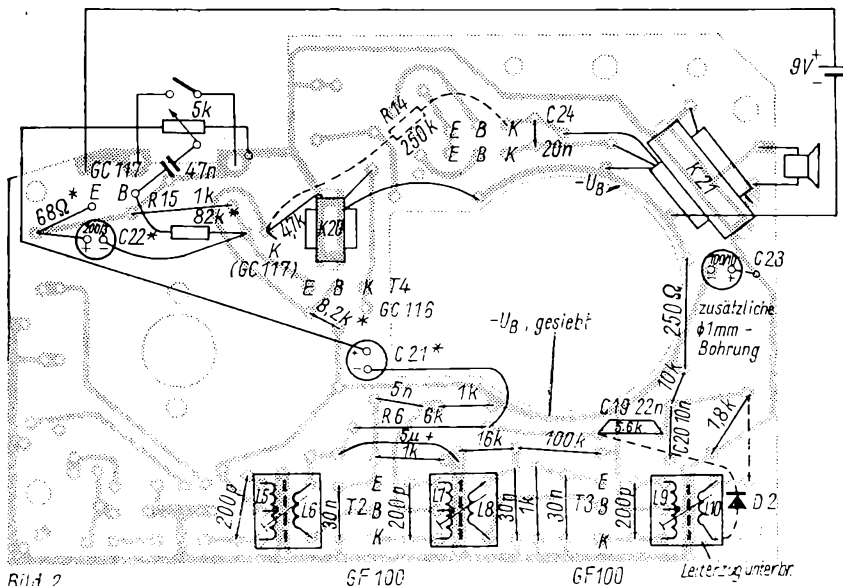


Bild 2

Bild 2: Leiterplatte des „Sternchens“ mit Bestückungsplan für den geänderten Teil

Der auf $200\ \mu\text{F}$ vergrößerte Kondensator C22 verhindert eine in dieser Schaltung mögliche Gegenkopplung der niedrigen Frequenzen vom Emitter der Treiberstufe zur Basis der Vorstufe. Der Treibertransistor erhält an Stelle des eingepreßten Basisstromes durch R14 eine feste Vorspannung, die sich aus den Widerständen $4,7\ \text{k}\Omega$, $8,2\ \text{k}\Omega$ und dem Kollektorstrom von T7 ergibt. Der ursprüngliche $250\ \text{k}\Omega$ -Widerstand (R14) wird als Gegenkopplung zwischen Kollektor eines Endstufentransistors und Basis des Treibertransistors eingeschaltet. Der relativ kleine Koppelkondensator von $47\ \text{nF}$ hält die niedrigeren Frequenzen vom NF-Teil fern, um Verzerrungen durch den Ausgangsübertrager zu vermeiden. Die Regelschaltung für die 1. ZF-Stufe wurde generell geändert. Das „kalte“ Ende der Auskoppelspule (L10) des letzten ZF-Kreises wurde von Masse getrennt und erhält über einen Spannungsteiler

$10\ \text{k}\Omega$ – $1,8\ \text{k}\Omega$ eine feste (negative) Vorspannung. Diese Vorspannung wird um die von der Demodulatoriode D2 erzeugte (positive) Regelspannung verringert. Diese Schaltung wird in nahezu allen modernen Empfängern angewendet und ist wirksamer als die der „Sternchen“-Originalschaltung. Der Widerstand R5 ($60\ \text{k}\Omega$) erübrigt sich dabei.

Bei besonders stark einfallenden Ortsendern reicht auch die verbesserte Regelschaltung einschließlich der Dämpfungsdiode D1 nicht mehr aus. Hier hilft nur rücksichtslose Reduzierung der HF-Signalspannung. Sie erfolgt durch eine abschaltbare Bedämpfung des Eingangskreises.

Der Lautsprecher wird nicht mehr über die Schaltbuchse, sondern direkt an den Ausgangsübertrager angeschlossen. Die dadurch freigewordene Schaltbuchse wird zum Ein- bzw. Abschalten eines entsprechenden Dämpfungswiderstandes benutzt. Dieser kann Werte zwischen wenigen $\text{k}\Omega$ und etwa $20\ \text{k}\Omega$ aufweisen. Wird ein Kurzschlußstecker in die Schaltbuchse eingeführt, liegt der Dämpfungswiderstand parallel

zum Kreis und verringert dessen Güte und damit die HF-Spannung am Mischtransistor, so daß keine Übersteuerung der 2. ZF-Stufe auftreten kann. Naturgemäß muß der Eingangskreis bei entferntem „Ortsstecker“ mit dem Vorkreistreimer C1 etwas nachgestimmt werden.

Umbau

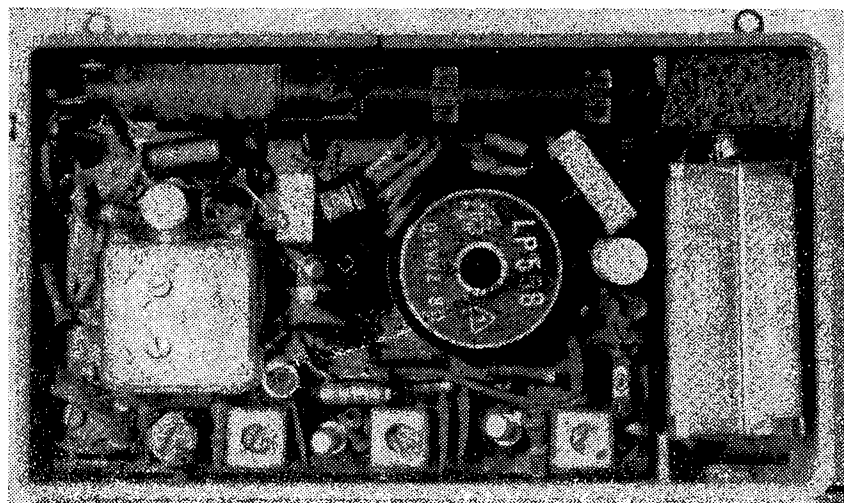
Der Umbau des „Sternchens“ beginnt mit der Demontage der meisten mit * bezeichneten Bauteile. Es müssen ausgelötet werden: die Kondensatoren C19, C20, C21, C23; die Widerstände R5, R12, R14; die Diode D2 und der Anschluß der Primärwicklung des Treibertrafos am (gesiebt) Minuspol der Speisespannung. C19 und C20 werden nahe ihrem alten Standort entsprechend Bild 2 wieder eingelötet. C21, C22 und C23 werden durch raumsparende, moderne Miniaturelkos (TGL 200-8308) ersetzt, wodurch Platz für die zusätzlich benötigten Bauteile gewonnen wird. Für C23 ist eine zusätzliche 1-mm-Bohrung (Bild 2) erforderlich. R5 entfällt vollkommen. Anstelle von R12 (parallel zu C19) wird ein $5,6\ \text{k}\Omega$ -Widerstand eingelötet. R14 wird zum Schluß unter der Leiterplatte als Gegenkopplungswiderstand zwischen der Basis des Treibertransistors und dem Kollektor eines Endtransistors (T5 oder T6) angebracht. Zusätzlich werden eingelötet:

- an die Basisleitung T4: $8,2\ \text{k}\Omega$ nach $-U_{\text{B}}$, gesiebt;
- $4,7\ \text{k}\Omega$ nach $+U_{\text{B}}$, sowie der Kollektor von T7;
- an die $+U_{\text{B}}$ -Leitung der $68\ \Omega$ -Emitterwiderstand von T7;
- an die Emitterleitung von T4 der $82\ \text{k}\Omega$ -Basisvorwiderstand von T4;
- Emitter und Basis von T7 werden an die freien Enden der entsprechenden Widerstände angelötet, ebenso der $47\ \text{nF}$ -Koppelkondensator.

Um die Spule L10 von Masse ($+U_{\text{B}}$) trennen zu können, muß, wie in [1] beschrieben, der Leiterzug unter dem letzten Filter unterbrochen werden (Bild 2, rechts unten). Die Diode D2 wird auf die Leiterseite verlegt. In dem gewonnenen Raum auf der Bestückungsseite werden die Spannungsteilerwiderstände $10\ \text{k}\Omega$ und $1,8\ \text{k}\Omega$ angeordnet. Der Dämpfungswiderstand für den Eingangskreis wird zwischen die Kontaktfeder der Schaltbuchse und den entsprechenden Drehkoanschluß gelötet. Die Buchse selbst bleibt mit Masse ($+U_{\text{B}}$) verbunden. Bild 3 zeigt eine Ansicht des geänderten Mustergerätes.

Literatur

- [1] Müller, D., Taschenempfänger „Sternchen“ für Betrieb mit 3-V-Batterie, FUNKAMATEUR 18 (1969), H. 12, S. 589–591
- [2] Müller, D., Ein vielseitig einsetzbarer Transistorverstärker, FUNKAMATEUR 18 (1969), H. 4, S. 168–170



Umschaltautomatik für die Amateurfunkstation

A. AURICH – DM 2 DWN

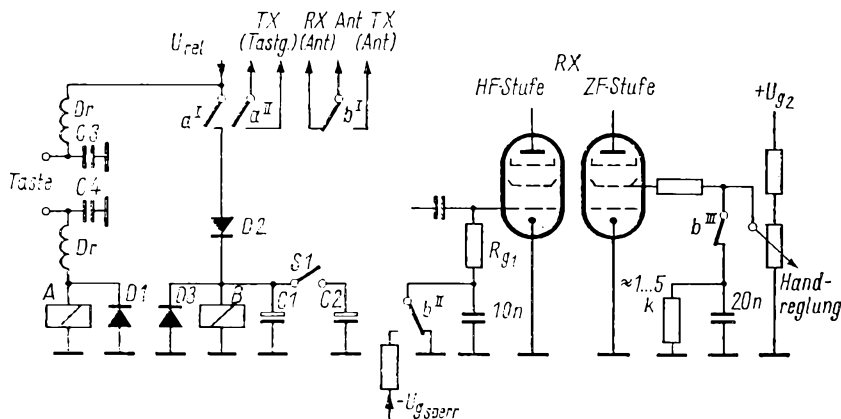
Der Funkbetrieb, vor allem auf den höheren Bändern, verlangt vom Amateur neben einer guten Betriebstechnik oft auch ein schnelles Reagieren auf eine plötzliche Veränderung einer bestimmten Situation. Das wiederum stellt gewisse Ansprüche an die Stationsausrüstung. So kann man z. B. in Contesten kaum bestehen, wenn man den Sender noch mit der Hand auf Senden bzw. Empfang umschalten muß und nicht so ohne weiteres mal schnell 'reinhören' kann. (Es soll sogar noch Amateure geben, die die Antenne mit der Hand umstecken.) Nun ist zwar derjenige fein heraus, der einen Empfänger mit sehr großem Regelungsumfang und außerdem zwei Antennen besitzt, aber wer hat schon so viel Platz, um sich zwei Antennen leisten zu können. Außerdem möchte man ja auch die meist guten Eigenschaften der Sendeanenne mit für den Empfang ausnutzen. Die meisten Selbstbauempfänger besitzen auch oft keine so gute Regelung, daß man sich ohne jegliche zusätzliche Abschwächung (leiser drehen) das Signal vom eigenen 200-W-Sender anhören kann. Um diese Probleme zu umgehen, wurde vom Verfasser eine

Schaltung entwickelt, die folgende Funktionen erfüllt:

- Sperrung der HF-Stufe des Empfängers
- starke Verminderung der ZF-Verstärkung
- Umschaltung der Antenne
- Tastung des Senders

Alle Funktionen werden einzig und allein durch den Druck auf die Taste (bzw. El-Bug) ausgelöst. Wenn das Geben eine bestimmte Zeit unterbrochen wird, schaltet die Station wieder auf Empfang um. Man ist damit ohne großen technischen Aufwand (Halb-)BK-fähig. Die Schaltung (Bild) arbeitet folgendermaßen: Beim Drücken der

schr langsames Geben möglich ist. Im Mustergerät besteht C2 aus 5000 μF (zusammengesetzt). C3 und C4 sowie Dr1 und Dr2 dienen zur HF-mäßigen Verblockung der Tastleistung. Als Relais fanden 2 Stück für 12 V umgewinkelte Zettler-Relais Verwendung. Will man größere Leistungen schalten, so empfiehlt es sich für Relais B eines mit entsprechender Kontaktbelastbarkeit (niederohmige Antenne) bzw. Kontaktisolierung (hochohmige Antenne). Ein Koaxrelais ist nicht erforderlich. Die Sperrung der HF-Stufe erfolgt ganz einfach durch Umschalten des „kalten Endes“ des Gitterableitwiderstandes von Masse (bzw. AVC) auf eine Sperrspannung (Mitte). Die ZF-Verstärkung



**10 Jahre
Institut für Nachrichtentechnik**

Das Institut für Nachrichtentechnik (INT) konnte am 1. Juli 1971 auf ein 10jähriges Bestehen zurückblicken. Als wissenschaftlich-technisches Zentrum der VVB Nachrichten- und Meßtechnik gegründet, obliegt ihm die Aufgabe, die wissenschaftlichen Potenzen des Industriezweiges zu konzentrieren und den für die Weltmarktfähigkeit der Erzeugnisse notwendigen Entwicklungsvorlauf zu sichern. Zu diesem Zweck wurde auf der Grundlage weitsichtiger Prognosen zur Entwicklung der Teilgebiete und des Gesamtsystems der Nachrichtentechnik eine Forschungs- und Entwicklungskonzeption ausgearbeitet. Sie gewährleistet, daß die erzielten Resultate schnell in die Produktion übergeleitet werden. Interdisziplinär und interstrukturell zusammengesetzte Forschungs- und Entwicklungskollektive tragen die Verantwortung von Beginn der bestätigten Forschungskonzeption bis zur Aufnahme der Prototyp-Fertigung der neuen Erzeugnisse im Produktionsbetrieb.

Taste zieht Relais A an, damit auch Relais B. Durch die Kontakte bI, bII, bIII werden der HF-Stufe des Empfängers negative Spannung zugeführt, die ZF-Verstärkung herabgesetzt und die Antenne umgeschaltet. Der Kontakt aII schließt sich im Geberrhythmus und tastet den Sender. Unterbricht man die Tastung so lange, daß die Spannung an C1, der zur Abfallverzögerung von Relais B dient, unter die Haltespannung sinkt, so fällt es ab, und damit ist die Station wieder empfangsbereit. Die Dioden D1 und D3 dienen zum Löschen der beim Abfallen des Relais entstehenden Induktionsspitze. Es wurden OA 685 verwendet. D2 verhindert eine Rückwirkung von C1 und Relais A. Es wurde eine 1-A-Si-Diode verwendet. Die Größe von C1 hängt vom Wicklungswiderstand des Relais B ab und muß ausprobiert werden. Im Muster wurden 2000 μ F eingesetzt. Das ergab eine Abfallverzögerung von etwa 0,5 s. Durch den zuschaltbaren Kondensator C2 kann man eine noch größere Abfallverzögerung erreichen, so daß auch

wird durch Vermindern der Schirmgitterspannung einer Stufe stark reduziert (rechts). Ist die Sendeleistung nicht sehr groß, so kann ganz auf eine ZF-Regelung verzichtet werden.

Der konstruktive Aufbau bleibt jedem selbst überlassen. Man sollte jedoch auf jeden Fall Koaxkabel für die Zuleitung zum Antennenumschaltkontakt verwenden.

Die gewählte Relaisanordnung hat allerdings den Nachteil, daß Relais B um einen geringen Sekundenbruchteil später anzieht als Relais A. Die PA läuft während dieser Zeit ohne Belastung. Die Zeit ist allerdings so kurz, daß diese Betrachtung nur theoretischen Wert besitzt. Wen es trotzdem stört, der kann durch entsprechendes Justieren den Kontakt aII gegenüber aI mechanisch verzögern. Dazu gehört allerdings eine gehörige Portion Fingerspitzengefühl.

Die beschriebene Schaltung arbeitet seit etwa einem Jahr ausgezeichnet und ohne Ausfälle.

Elektronische Zweipolsicherung als Baustein

M. ELSASSER

1. Allgemeines

Um elektronische Netzteile, besonders aber auch die angeschlossenen Schaltungen (Endstufe des NF-Verstärkers) zu schützen, werden immer häufiger elektronische Sicherungen eingesetzt. Solche Sicherungen haben gegenüber Schmelzsicherungen den Vorteil, daß sie extrem schnell abschalten. Darüber hinaus bieten sie die Möglichkeit, den jeweiligen Bedingungen entsprechend, die Ansprechschwelle auf wenige mA genau stufenlos zu wählen. Ein Experimentiernetzteil mit elektronischer Sicherung ist praktisch kurzschlusssicher und schützt in fast allen Fällen die angeschlossenen Geräte vor eventuellen Irrtümern (falsche Spannung, verwechselte Anschlüsse usw.).

Allgemein ist es üblich, beim Aufbau einer elektronischen Sicherung das Prinzip des bistabilen Multivibrators zugrunde zu legen. Im Bild 1 wird eine elektronische Zweipolsicherung [1] gezeigt, die bei wesentlich geringerem Aufwand an Bauelementen und Schaltungstechnik die gleichen Vorteile der bisher bekannten Ausführungen bietet.

2. Schaltungsbeschreibung

Der von E nach A fließende Laststrom erzeugt über R1 und T1 einen mit steigender Last zunehmenden Spannungsabfall. Mit R2 wird das negative Potential an der Basis von T2 so eingestellt, daß T1 ausreichend durchgesteuert ist. Mit R3 kann die Ansprechschwelle der Sicherung in dem Bereich von etwa 20 mA bis 3 A variiert werden. Die un-

tere Grenze wird durch die Restströme von T1 und T2 mitbestimmt. Die obere Grenze wird einmal durch den eingesetzten Typ für T1, zum anderen von der Stromverstärkung von T3 beeinflusst. Wird die Sicherung in Geräten bei Betriebsströmen $\geq 1,0$ A eingesetzt,

spannung von T3. Die Sicherung sperrt solange, bis die Last kurzzeitig abgeschaltet wird. Durch ein Verringern der Last kann sich die Sicherung nicht zurückstellen. Dadurch ist die elektronische Zweipolsicherung auch für NF-Verstärker ideal geeignet (ein Wiedereinschalten bei überhitzten Endtransistoren ist nicht möglich!).

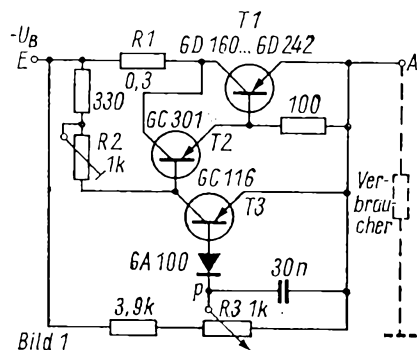


Bild 1: Schaltung der elektronischen Zweipolsicherung

sollte R1 entfallen, da der über T1 entstehende Spannungsabfall dann ausreicht, die Funktion der Sicherung zu gewährleisten.

Die Sicherung unterbricht den Stromkreis (die negative Phase), wenn der Laststrom soweit angestiegen ist, daß am Punkt P (Bild 1) eine Spannung

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

entsteht, wodurch T3 leitend wird und T1 gesperrt.

Es bedeuten: U_D = Durchlaßspannung der Diode, U_{BE} = Basis-Emitter-Einsatz-

3. Aufbau- und Einschalthinweise

Die elektronische Sicherung wird entweder als selbständige Baugruppe nach Bild 2 aufgebaut oder in die gedruckte Leiterplatte eines elektronisch stabilisierten Netzteils mit einbezogen. Die Einfügung in den Laststromkreis ist im Prinzip an keine bestimmten Forderungen gebunden. Im Hinblick auf die glättende Wirkung und den entstehenden Spannungsabfall wird die elektronische Sicherung zweckmäßig hinter der Siebdrössel (bzw. Widerstand) oder an deren Stelle eingefügt. Wenn die elektronische Zweipolsicherung zum Beispiel in Experimentier- oder Regelnetzteilen eingebaut wird, können die freien Stifte der Zeibina-Steckleiste für die Herausführung der Anschlüsse für R3 benutzt werden.

Der 0,3- Ω -Widerstand (R1) muß je nach der maximal vorgesehenen Belastung bemessen werden. Der 100- Ω -Widerstand ist mit 0,25 W, alle übrigen mit 0,125 W auszulegen. Die Schichtdrehwiderstände (R2 und R3) sind 0,2-W-Typen. T3 sollte geringen Reststrom und eine möglichst große Stromverstärkung besitzen. Für T1 und T2 reichen Transistoren der Verstärkungsgruppe A aus. Wie die Erfahrungen am Mustergerät ergaben, ist weder der Leistungstransistor noch der GC 301 mit Kühlflächen zu versehen. Das trifft auch bei maximalem Kollektorstrom von T1 zu. Die Arbeitsweise der beschriebenen Sicherung kann als äußerst exakt bezeichnet werden. Beim Mustergerät konnte festgestellt werden, daß mit Erreichen der eingestellten Abschaltchwelle (etwa 3 mA vor der Schwelle) die Spannung am Verbraucher leicht absinkt. Mit Erreichen des eingestellten Abschaltstromes bricht die Spannung schlagartig auf Null zusammen. Es fließt dann nur noch der Reststrom der Schaltung, der bei 15 mA liegt, sofern ein Arbeitsstrom von mindestens 1,0 A eingestellt wurde.

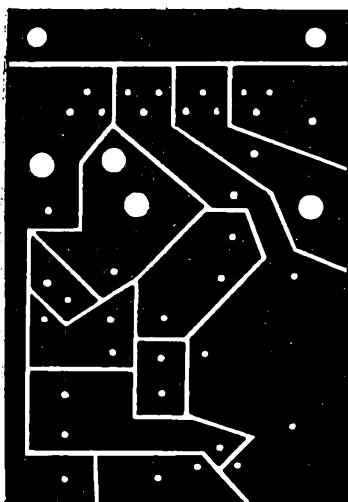


Bild 2

Bild 2: Leitungsführung der Platine für die elektronische Sicherung nach Bild 1

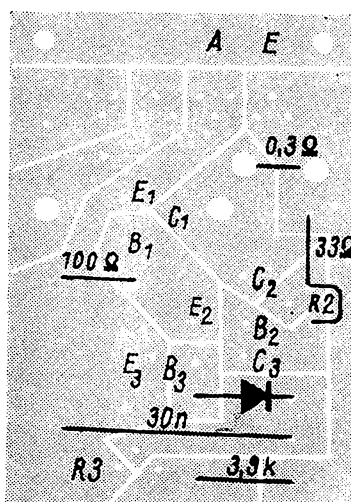


Bild 3

Bild 3: Bestückungsplan zur Leiterplatte nach Bild 2

Literatur

[1] Katalog Halbleiterschaltungen des Kombinats VEB Halbleiterwerk Frankfurt (O.).

Helligkeitssteuerung und Drehzahlsteuerung mit Thyristoren

H. KÜHNE

Seit einiger Zeit werden in den einschlägigen Amateurgeschäften Thyristoren angeboten. Es handelt sich speziell um die Typen KT 501 bis KT 505 und KT 710 bis KT 714 der Firma Tesla sowie um den sowjetischen Typ KU 201 K. Dabei ist der zuletzt genannte Thyristor besonders preiswert zu erhalten (unter 20,- M). In dem folgenden Beitrag sollen zwei typische Anwendungsbeispiele mit Thyristoren beschrieben werden. Zu Beginn werden einige Grundlagen besprochen, die zum Verständnis der Arbeitsweise der Schaltung notwendig sind. Es kann dabei aber nicht auf viele spezielle Eigenschaften der Thyristoren eingegangen werden. Der interessierte Leser findet am Schluß des Beitrages die notwendigen Literaturangaben, wenn er sich umfassender informieren will.

Die Grundlagen der Thyristoren

Der Thyristor ist ein relativ junges Bauelement. Seine Wirkungsweise läßt sich mit der eines Thyratrons vergleichen. Der Thyristor sperrt zunächst in beiden Stromrichtungen. Wenn man an die Steuerelektrode (auch Tor oder Gate genannt) einen Stromimpuls legt, so wird das Bauelement „gezündet“ und dadurch in der Schallrichtung leitend. In der anderen Richtung sperrt der Thyristor immer. Der Thyristor wird deshalb auch steuerbarer Gleichrichter genannt. Von der IEC wurde der Begriff Thyristor definiert als „steuerbare Siliziumzelle“. Welchen Aufbau hat der Thyristor? Dieses Bauelement besteht aus insgesamt vier Schichten (Zonen). Zwei dieser Schichten sind p-dotiertes Silizium und die restlichen sind n-dotiertes Silizium. Es wurden auch Thyristoren aus Germanium hergestellt, die aber nicht mehr gebräuchlich sind. Die Zonenfolge des Thyristors ist pnpn. Entsprechend Bild 1 ergeben sich bei dem gesteuerten Gleichrichter die drei Sperrschichten Sp1, Sp2 und Sp3. Als Anode wird die erste p-Schicht bezeichnet. Die Katode ist die letzte n-Schicht. Als Durchlaßrichtung des Thyristors gilt die Richtung von der Anode zur Katode. Damit der Thyristor gezündet werden kann, muß an die Steuerelektrode ein Stromimpuls gelegt werden. Die Steuerelektrode ist an die zweite p-Schicht angeschlossen. Damit eine Zündung erfolgt, muß die Steuerspannung so zwischen die Steuerelektrode und die Katode gelegt werden, daß sich der positive Pol der Zündspannung an der Steuerelektrode befindet.

Die Wirkungsweise des Thyristors geht aus der Prinzipschaltung Bild 1 und aus seiner Kennlinie Bild 2 hervor. Im Bild 1 liegt ein Thyristor in Reihe mit

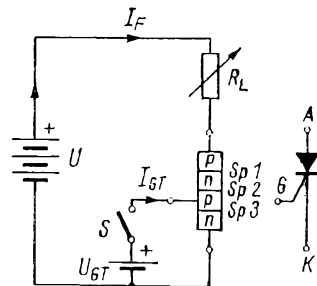


Bild 1

Bild 1: Prinzipielles Anschlußbild des Thyristors

dem Lastwiderstand R_L , an der Speisespannung U . Der positive Pol der Speisespannung liegt über R_L , an der Anode des Thyristors und der negative Pol an der Katode. Die Sperrschicht Sp2 wird deshalb in Sperrichtung, und die Sperrschichten Sp1 und Sp3 werden in Durchlaßrichtung beansprucht. So

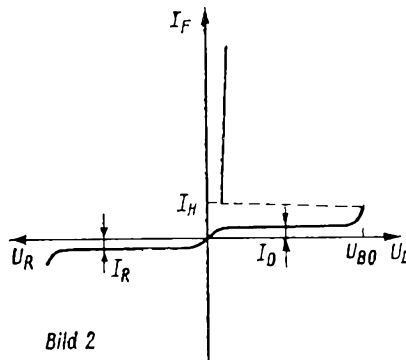


Bild 2

Bild 2: Kennlinie des Thyristors

lange der Schalter S noch geöffnet ist, fließt durch den Thyristor nur ein geringer positiver Sperrstrom in Durchlaßrichtung I_D (vergleiche Bild 2). Damit der Thyristor gezündet wird, muß der Schalter S geschlossen werden. Dadurch fließt von der Steuerspannungsquelle U_G ein positiver Strom in die Steuerelektrode. Durch die damit verbundene Injektion von Ladungsträgern in die p-Schicht der Steuerelektrode wird die Sperrschicht Sp2 abgebaut und der Thyristor leitet. Dieser Abbau der Sperrschicht Sp2 vollzieht sich in wenigen Mikrosekunden.

Die Größe des im eingeschalteten Zustand fließenden Stromes hängt von der Speisespannung U , vom Lastwiderstand R_L , und von dem Innenwiderstand des Thyristors ab. Wenn man nach der erfolgten Einschaltung des Thyristors den Schalter S wieder öffnet, so hat das keinen Einfluß auf die Leitfähigkeit des Thyristors. Die Sperrfähigkeit kann nur dadurch wiederhergestellt werden, daß der Laststrom einen bestimmten Wert unterschreitet. Dieser Strom ist eine charakteristische Größe für einen bestimmten Thyristortyp, man nennt ihn den Haltestrom I_H . Damit der Laststrom diesen Wert unterschreitet, muß man entweder den Lastwiderstand vergrößern (wie im Bild 1 angedeutet), oder man verringert die Batteriespannung U soweit, daß I_H unterschritten wird. Der Thyristor sperrt dann wieder auch in Schallrichtung, und er kann mit S erneut eingeschaltet werden.

Von besonderem Interesse ist der Betrieb eines Thyristors mit einer Wechselspannung. Die meisten Anwendungen der Thyristoren beruhen auf dieser Betriebsweise. Im Bild 3 ist die entsprechende Prinzipschaltung gezeigt, und im Bild 4 sind die dazugehörigen Spannungsformen dargestellt. Wird der Thyristor wie im Bild 3 betrieben, so arbeitet er als gesteuerter Gleichrichter. Der Thyristor liegt mit dem Lastwiderstand in Reihe an einer Wechselspannungsquelle. Eingeschaltet wird der Thyristor mit Impulsen, die von einem Impulssteuergerät geliefert werden. Die Breite dieser Steuerimpulse muß so gewählt werden, daß er den Einschaltvorgang der Zelle überdauert, da nur dann eine sichere Zündung gewährleistet ist. Übliche Steuerimpulsbreiten sind Zeiten von 50 μs bis 200 μs . Wenn die Last stark induktiv ist, so werden breitere Steuerimpulse benötigt, weil bei einer solchen Last (z. B. Motor) der Strom bekanntlich langsamer ansteigt. Es dauert also länger, bis der Strom durch den Thyristor den Haltestrom überschreitet.

Die Schaltung Bild 3 arbeitet wie folgt: An der Reihenschaltung von Thyristor und Last liegt die Wechselspannung entsprechend Bild 4a. Zu einem bestimmten Zeitpunkt gibt das Impulssteuergerät einen positiven Zündimpuls auf das Gate des Thyristors (Bild 4d). Dadurch wird der Thyristor gezündet, und durch die Last fließt der Strom entsprechend Bild 4c. Bei jedem Nulldurchgang der anliegenden Wechselspannung wird der Stromfluß unterbrochen. Der Thyristor muß also bei

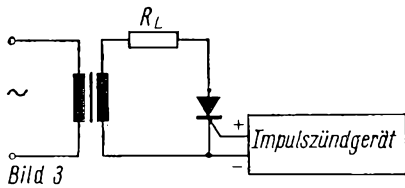


Bild 3: Schaltung des Thyristors bei Betrieb mit Wechselspannung

der Wiederkehr der positiven Halbwelle erneut gezündet werden. In den Zeiten, in denen durch den Thyristor kein Strom fließt, liegt an ihm eine Sperrspannung, deren Verlauf Bild 4b zeigt (unter der Abszisse). In einer vollen Periode der Wechselspannung kann der Thyristor einmal gezündet werden. Das ist bei der positiven Halbwelle möglich. Diese Halbwelle überstreicht einen Winkel von 180° (volle Periode = 360°). Den Winkelbereich, in dem der Thyristor leitet, nennt man den Stromflußwinkel. Wenn also der Zündimpuls mit dem Beginn der positiven Halbwelle den Thyristor zündet, so beträgt der Stromflußwinkel 180° . Wird er aber erst einige Zeit nach dem Beginn der positiven Halbwelle gezündet, so verringert sich der Stromflußwinkel des Thyristors. Durch die zeitliche Verschiebung des Zündimpulses mit dem Beginn der positiven Halbwelle kann man somit den Stromflußwinkel und damit den Mittelwert des Laststromes kontinuierlich verändern. Eine solche Betriebsweise des Thyristors nennt man Phasenschnittsteuerung. Es muß beachtet werden, daß der Strom, der durch die Last fließt, ein Gleichstrom ist. Es können demzufolge mit dieser Schaltung nur Verbraucher gesteuert werden, bei denen ein Betrieb mit Gleichstrom zulässig ist.

Als Abschluß der allgemeinen Betrachtungen zum Thyristor noch einige vereinfachte Definitionen charakteristischer Strom- und Spannungswerte. Bei den Spannungen zwischen der Anode und der Katode müssen besonders zwei beachtet werden: die maximale negative periodische Sperrspannung U_{Rmax} und die maximale positive periodische Sperrspannung U_{Dmax} .

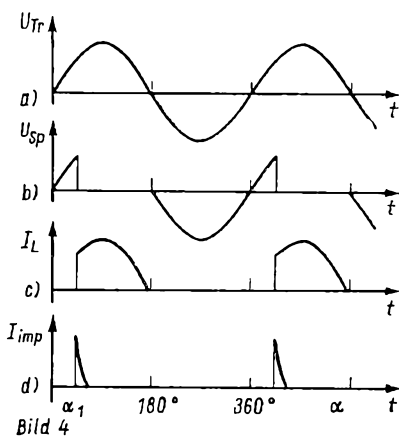


Bild 4

Diese beiden Spannungswerte geben an, wie hoch die entsprechenden periodischen Spannungen sein dürfen, damit der Thyristor nicht zerstört wird. Wenn möglich, sollte man in Schaltungen Thyristoren einsetzen, bei denen die zulässigen Werte für U_{Dmax} und U_{Rmax} um den Faktor 1,5 bis 2 größer sind als die auftretenden Spitzenwerte. Ein anderer wichtiger Spannungswert ist die Nullkippspannung U_{HO} . Das ist die positive Spannung, bei der der Thyristor ohne Steuerstrom vom gesperrten in den leitenden Zustand übergeht.

Bei den Strömen zwischen Anode und Katode sind ebenfalls drei Werte von besonderer Bedeutung. Da ist zunächst der schon genannte Haltestrom I_H . Das ist der kleinste Wert des Durchlaßstromes, bei dem der Thyristor noch im leitenden Zustand verbleibt. Wesentlich ist der Dauergrenzstrom I_{FAV} des Thyristors. Als I_{FAV} wird der arithmetische Mittelwert des dauernd zulässigen Durchlaßstromes bei einphasiger Einwegschaltung bezeichnet. Der Stromflußwinkel beträgt 180° . Der Effektivwert dieses Stromes ist um den Faktor 1,57 größer. Ein weiterer Wert ist der Stoßstrom i_{Ftohl} . Das ist der Strom, der maximal während der Dauer einer 50-Hz-Halbwelle auftreten darf.

Für die Zündung des Thyristors sind folgende Kennwerte wichtig: Der Zündstrom I_{FT} ist der Strom, bei dem ein Einschalten des Thyristors erreicht wird. Dieser Zündstrom ist abhängig von der Spannung, die zwischen Anode und Katode anliegt. Als Zündspannung U_{FT} wird die Spannung bezeichnet, die sich bei dem Fließen des Zündstromes über der Steuerstrecke einstellt. Damit soll die Nennung der wichtigsten Daten der Thyristoren beendet werden. In den unten angegebenen Literaturstellen findet man Näheres über die hier nicht genannten Eigenschaften der Thyristoren und deren Kennwerte.

Nach den allgemeinen Angaben über die Thyristoren werden im folgenden zwei spezielle Schaltungen mit diesen Bauelementen beschrieben. Die Aus-

wahl der Schaltungen erfolgte so, daß sie in der Amateurpraxis möglichst vielseitig eingesetzt werden können. Die erste Schaltung ist eine Steuerung zur Steuerung der Helligkeit von Glühlampen. Solche Schaltungen werden in der Literatur auch als Dimmerschaltungen (to dim [engl.] = abblenden) bezeichnet. Neben der Verwendung zur Helligkeitssteuerung ist diese Schaltung aber auch überall dort zu verwenden, wo eine kontinuierliche Steuerung der Leistung an einem ohmschen Widerstand gewünscht wird. Im Rahmen der maximalen von der Schaltung abgegebenen Leistung kann man z. B. die Temperatur von Lötkolben, Bügelisen, Wärmestrahlern usw. mit dieser Schaltung steuern. Die zweite Schaltung ist speziell zur Steuerung der Drehzahl von Gleichstrom- bzw. Universalmotoren entwickelt worden. Der induktive Charakter solcher Lasten erfordert eine von der Dimmerschaltung etwas abweichende Dimensionierung. Mit der zweiten Schaltung können wieder im Rahmen ihrer Leistungsabgabe die verschiedensten Geräte gesteuert werden. Als Beispiele seien nur einige Haushaltsgeräte genannt, bei denen eine Steuerung der Drehzahl erwünscht sein kann: Nähmaschinen, Handmixer, Staubsauger und Saftzentrifugen. Eine besonders für den Bastler interessante Anwendung ist die Steuerung der Drehzahl von Heimwerkerbohrmaschinen.

Die Dimmerschaltung

Eine Schaltung zur Steuerung der Helligkeit von Glühlampen zeigt das Bild 5. Die Schaltung hat eine maximale Leistung von ca. 300 W. Vor dem eigentlichen Thyristorregelteil wurde ein Brückengleichrichter geschaltet. Mit dieser Maßnahme wird ein 100-Hz-Halbwellenbetrieb erreicht. Die Reihenschaltung von Lastwiderstand und Thyristor wird also nur mit einer positiven 100-Hz-Halbwellenspannung versorgt.

Eine solche Betriebsweise ist bei Dimmerschaltungen immer dann erforder-

Bild 4: Spannungs- und Impulsformen zu Bild 3

Bild 5: Schaltung der Helligkeitssteuerung mit einem Thyristor

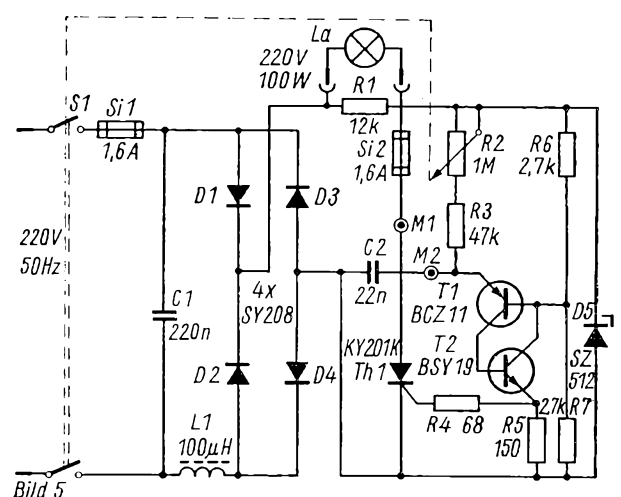


Bild 5

lich, wenn normale Glühlampen verwendet werden sollen. Wird nämlich eine Dimmerschaltung für den 50-Hz-Halbwellenbetrieb (also Einweggleichrichtung mit einem Thyristor) aufgebaut, so ist die Helligkeit der Lampen selbst bei vollem Stromflußwinkel von 180° wesentlich geringer, da die Lampeleistung nur etwa halb so groß wie bei dem direkten Betrieb am 220-V-Netz

Brücke zu entnehmenden Stromes ist dann doppelt so groß, also 1,4 A.

Der Stromflußwinkel des Steuergerätes Bild 5 läßt sich von minimal 0° bis maximal 160° ändern. Steuern läßt sich der Stromflußwinkel in einem Bereich von 8° bis 160°. Die Steuerbarkeit in dem Stromflußwinkelbereich von 0° bis 8° ist bei der Verwendung dieser einfachen Zündschaltung nicht gegeben. Aus dem zuletztgenannten Steuerbereich kann man den Steuerwinkel oder auch Zündwinkel der Schaltung ablesen. Unter diesem versteht man den Winkel, bei dem der Zündimpuls den Thyristor zündet. Wenn man von dem Winkel der vollen Halbwelle – 180° – den Stromflußwinkel subtrahiert, so erhält man den Zündwinkel. Der Zündwinkelbereich betrug bei dem Mustergerät 20° bis 172°. Innerhalb dieses Winkelbereiches liefert also das Steuergerät Impulse zur Zündung des Thyristors. Wie arbeitet die Dimmerschaltung? Die Netzspannung gelangt über einen zweipoligen Schalter zunächst auf den Brückengleichrichter. Zwischen dem Schalter und dem Gleichrichter befinden sich noch eine Sicherung und das aus C1 und L1 bestehende Entstörnetzwerk. Dieses erfüllt zwei Aufgaben. Zunächst ist es deshalb erforderlich, weil bei der Phasenschnittsteuerung eines Thyristors hochfrequente Störungen bis zu einigen MHz entstehen. Das ist durch den schnellen Einschaltvorgang des Thyristors bedingt. Der Einbau eines solchen Netzwerkes ist deshalb unbedingt erforderlich, damit diese Störungen nicht in das Netz gelangen. Zusätzlich schützt das Netzwerk die im Gerät enthaltenen Bauelemente (besonders die Dioden D1 bis D4 und den Thyristor) vor impulsartigen Überspannungen, die vom Netz kommen. Am Brückenausgang liegt die Reihenschaltung von Thyristor und Lastwiderstand (im Bild durch die Lampe La dargestellt). In diese Reihenschaltung ist die Sicherung Si2 eingefügt. Diese soll den Thyristor vor einem Kurzschluß des Ausgangs schützen. Bei dem Musteraufbau wurde für den Thyristor der sowjetische Typ KY 201 K verwendet. Dieser Typ war in der Verkaufsstelle RFT-Amateur in Leipzig zu bekommen. Es können aber auch die Tesla-Typen KT 713 und KT 714 verwendet werden. Diese Typen waren in Halle und Leipzig zu erhalten. Von dem Typ KY 201 K sind dem Autor folgende Daten bekannt:

$$I_{\text{FAR}} = 2 \text{ A}$$

$$I_{\text{Stoß}} = 10 \text{ A}$$

$$U_{\text{Dmax}} = U_{\text{Rmax}} = 300 \text{ V}$$

Da bei dem direkten Betrieb am 220-V-Netz die maximale Spannungsspitze $220 \text{ V} \cdot \sqrt{2} = 311 \text{ V}$

ist, ist dieser Typ eigentlich nicht mehr für die vorgesehene Anwendung geeignet. Es ist aber bekannt, daß sowjetische Bauelemente (besonders Thyri-

storen) eine Sicherheitsreserve von 20% haben. Man kann also mit Sperrspannungen von etwa 350 V rechnen. Wenn man diese Reserve ausnutzt, so ist ein direkter Betrieb am Netz möglich. Von einem Sicherheitsabstand kann dann allerdings keine Rede mehr sein. Wie aber ein mehrwöchiger Dauerbetrieb zeigte, sind diese Thyristoren recht zuverlässig. Es traten keine Ausfälle auf. Wenn aber Thyristoren mit Sperrspannungen von 400 V bis 600 V zur Verfügung stehen, so sollte man besser solche Typen einsetzen.

Ebenfalls am Brückenausgang liegt die Transistorschaltung, die die Zündimpulse liefert. Zur sicheren Zündung bei Widerstandslast benötigt der KY 201 K einen Zündstrom von etwa 20 mA. Die Zündspannung, die sich dann zwischen der Zündelektrode und der Katode einstellt, beträgt etwa 3 V. Bei der Schaltung Bild 5 ist der Zündimpuls-generator mit dem Thyristor galvanisch gekoppelt. Der eigentliche Zündimpuls wird durch die Entladung eines Kondensators über die Tor-Katodenstrecke bereitgestellt. Der Zündimpuls-generator wird mit einer trapezförmigen 100-Hz-Halbwellenspannung, die mit dem Netz synchron ist, versorgt. Diese Spannung wird mit der Z-Diode D5 und dem Widerstand R1 hergestellt. Der Spitzenwert der Trapezspannung ist gleich der Z-Spannung von 12 V. Der Widerstand R1 sollte eine Belastbarkeit von etwa 5 W haben. Parallel zu der Z-Diode liegt der aus den Widerständen R2 bis R7, dem Kondensator C2 und den Transistoren T1 und T2 gebildete Impuls-generator. Dieser Generator ist ein mit Transistoren realisierter Unijunction-Transistor-Impuls-generator. Er arbeitet folgendermaßen:

Man nehme an, der Kondensator C2 ist entladen, und es hat gerade eine positive Halbwelle begonnen. An der Z-Diode liegt demzufolge eine Spannung von 12 V. Die beiden Transistoren T1 und T2 sind gesperrt. Der Kondensator C2 wird nun über die Widerstände R2 und R3 aufgeladen. Die Basis von T1 liegt an dem Mittelpunkt des von R6 und R7 gebildeten Spannungsteilers. Die Aufladung des Kondensators C1 wird solange andauern, bis der Transistor T1 zu leiten beginnt. Das ist bei einer Kondensatorspannung von etwa 6,5 V der Fall. Wenn T1 zu leiten beginnt, so wird auch T2 leitend werden, weil der Kollektorstrom von T1 in die Basis T2 fließt. T2 schließt aber seinerseits den Widerstand R7 kurz, wodurch der Steuerstrom von T1 vergrößert wird. Durch diese Rückkopplung wird der Kondensator C2 entladen.

Bei der Entladung entsteht in dem Emitterwiderstand R5 ein positiver Stromimpuls, der über R4 dem Thy-

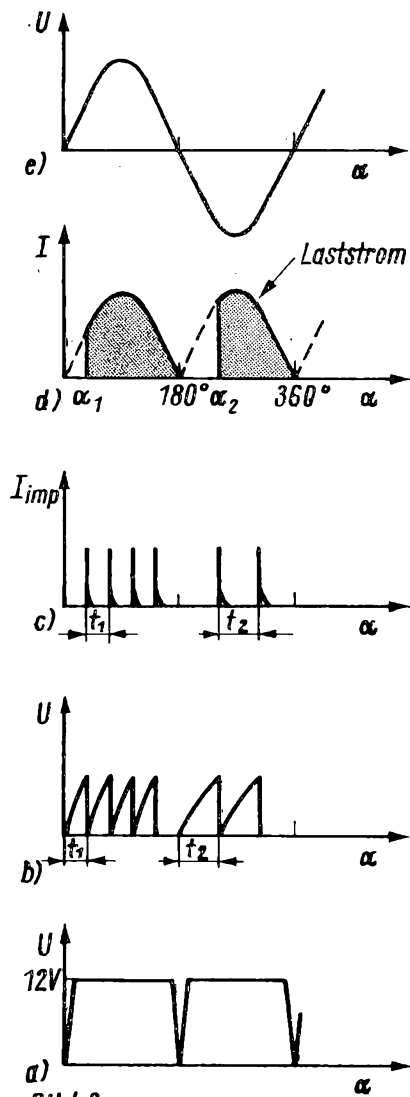


Bild 6

Bild 6: Impulsplan zu Bild 5

ist. Die Brückengleichrichtung bringt noch den zusätzlichen Vorteil, daß der Thyristor in Sperrrichtung nicht beansprucht wird. Gleichzeitig liefert sie die zum Betrieb des Steuerteils (dieser erzeugt die Impulse zur Ansteuerung des Thyristors) erforderliche positive Halbwellenspannung.

Die oben angegebene Leistung wird von den in dem Graetzgleichrichter verwendeten Dioden bestimmt. Für diese Dioden gilt bei einer maximalen Umgebungstemperatur von 45°C, wenn sie ohne Kühlflächen eingebaut werden, ein Durchlaßstrom von 0,7 A. Der arithmetische Mittelwert des aus der

ristor zugeleitet wird. Der Thyristor wird also bei der Kondensatorentladung gezündet. Wenn das Potentiometer R2 auf seinen größten Wert eingestellt wird, so dauert es natürlich entsprechend lange, bis der Kondensator C2 aufgeladen wird. Der Thyristor wird also erst dann gezündet, wenn die Halbwelle fast beendet ist. Das bedeutet aber einen kleinen Stromflußwinkel im Lastkreis. Wird dagegen R2 kurzgeschlossen, so erreicht der Kondensator C2 sehr schnell die Schaltspannung der Kombination T1/T2, und der Thyristor wird schon kurz nach dem Beginn der Halbwelle gezündet. In diesem Fall ergibt sich der größte Stromflußwinkel im Lastkreis.

Wenn dieser Betriebszustand eingestellt wurde, so ergibt sich noch folgender Effekt: Durch die schnelle Aufladung und Entladung von C2 hat dieser die Möglichkeit, sich in der gleichen Halbwelle noch mehrmals aufzuladen und zu entladen. Bei jeder Entladung werden aber wiederum Steuerimpulse an das Gate des Thyristors gegeben. Diese haben jedoch auf dessen Funktion keinen Einfluß, da er schon bei dem ersten Impuls gezündet wird. Sollte der Thyristor von dem ersten Impuls einmal nicht gezündet werden, so übernimmt der zweite Impuls mit Sicherheit die Zündung des Thyristors. Die Schaltung ist also eine einfache Art der Mehrfachimpulszündung. Zur Veranschaulichung sind im Bild 6 die wesentlichsten Spannungsformen, die bei der Dimmerschaltung auftreten, einmal für einen relativ großen Stromflußwinkel und einmal für einen kleineren Stromflußwinkel dargestellt. Das Bild 6a zeigt die an der Katode der Z-Diode liegende Trapezspannung. Die Spannung, die über dem Kondensator C2 liegt, zeigt das Bild 6b. Man erkennt, daß er nach der Zeit t_1 aufgeladen ist und bei seiner Entladung den Steuerimpuls für den Thyristor erzeugt. Diese Impulse zeigt das Bild 6c. Jedesmal nach der Zeit t_1 – bzw. t_2 , wenn der Stromflußwinkel geändert wird – gibt die Schaltung einen weiteren Steuerimpuls ab. Da die Zeit t_1 dem Winkel α entspricht, wird bei diesem Winkel der Thyristor eingeschaltet. Der dabei fließende Laststrom wird im Bild 6d dargestellt. Im Bild 6e ist die Eingangsspannung der Dimmerschaltung gezeigt. Aus dem Bild 6a ist auch zu entnehmen, warum der Steuerwinkel der Schaltung nicht von 0° bis 180° gehen kann: Die Impulsschaltung wird mit einer Trapezspannung versorgt.

Wenn nun der Steuerwinkel 0° erreicht werden soll, so müßte der Kondensator C2 schlagartig aufgeladen werden, um bei seiner Entladung sofort den Thyristor zu zünden. Das ist aber gar nicht möglich, weil erstens die Versorgungsspannung für die Zündschaltung trapezförmig ansteigt und zweitens die

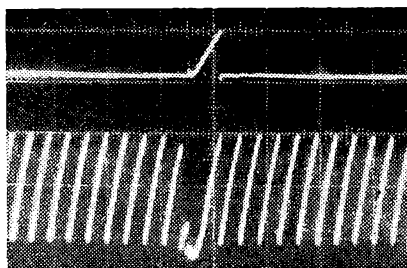
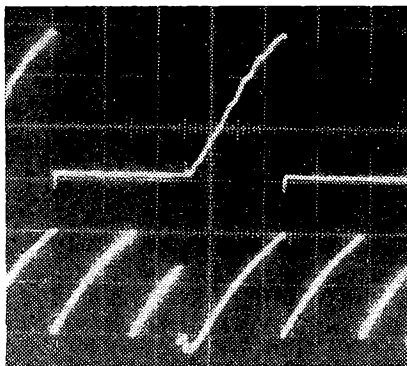
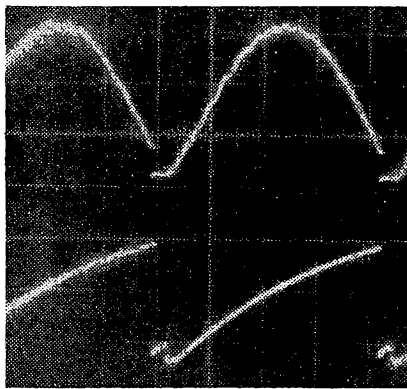


Bild 7 bis 9: Oszillogramme der Spannungen an den Meßpunkten M1 (obere Kurve) und M2 (untere Kurve) der Schaltung Bild 5 bei verschiedenen Stromflußwinkeln

Aufladung von C2 immer eine gewisse Zeit benötigt. Der obere Grenzwert des Zündwinkels von 180° wird, weil die Versorgungsspannung des Zündimpuls-generators am Ende der Halbwelle nicht schlagartig abfällt, ebenfalls nicht erreicht. Die Schaltung ermöglicht zwar einen Stromflußwinkel von 0° ; die Steuerbarkeit ist aber erst von einem Stromflußwinkel ab etwa 8° gegeben.

Abschließend soll noch auf eine Tatsache hingewiesen werden, die man bei dem Aufbau der Schaltung beachten sollte. Wenn die Schaltung zur Helligkeitssteuerung von Glühlampen verwendet wird, so muß beachtet werden, daß der Kaltwiderstand dieser Lampen beträchtlich unter dem Widerstand liegt, der sich im Betrieb einstellt. Bei dem Einschalten der Anlage sollte man, damit der Spitzenstrom der Dioden und des Thyristors nicht überschritten wird, dafür Sorge tragen, daß die Lampe oder auch Heizung zunächst mit einem kleinen Stromflußwinkel betrie-

ben wird. Dadurch sind die Spitzenströme automatisch wesentlich verringert. Der Aufbau des Gerätes sollte so ausgelegt werden, daß diese Bedingung zwangsläufig erfüllt wird. Eine günstige Möglichkeit bietet sich dazu durch die mechanische Kopplung des Netzschalters S1 mit dem Potentiometer R2, das den Stromflußwinkel einstellt. Wenn der Schalter eingeschaltet wird, so muß das Potentiometer seinen größten Widerstand haben. Dadurch wird ein kleiner Stromflußwinkel gesichert, und die Lampe erwärmt sich bei dem Aufdrehen des Reglers R2, so daß bei den großen Stromflußwinkeln schon nahezu der Betriebswiderstand erreicht ist.

Der praktische Aufbau empfiehlt sich in ein isoliertes Gehäuse mit Schuko-stecker am Eingang und Schukodose am Ausgang. Bei dem Mustergerät wurden mit einem Zweistrahloszillografen die Spannungsverläufe an den Meßpunkten M1 und M2 aufgenommen. Diese Oszillogramme zeigen die Bilder 7 bis 9. Der obere Bildteil stellt immer die Spannung über dem Thyristor dar. Diese Kurve entspricht der im Bild 4b gezeigten, nur daß in den Bildern 7 bis 9 100-Hz-Halbwellenbetrieb vorliegt. Die unteren Spannungskurven zeigen den Verlauf der Spannung über C2. Bei allen drei Bildern wurde ein anderer Stromflußwinkel eingestellt.

Schaltung zur Steuerung der Drehzahl von Gleichstrommotoren

Es wird nun eine Schaltung beschrieben, mit deren Hilfe man die Drehzahl von Gleichstrommotoren bzw. Universalmotoren mit einer Leistung von maximal 300 W steuern kann. Auf mögliche Anwendungen einer solchen Schaltung wurde oben schon hingewiesen. Die Schaltung zur Motorsteuerung zeigt Bild 10. Diese ist in einigen Punkten der Dimmerschaltung recht ähnlich. Der stark induktive Charakter der Last machte aber einige Änderungen erforderlich.

Nach dem Netzschalter folgt die Sicherung und das Entstörnetzwerk. Es wurde hier ein etwas anderes und wirkungsvolleres Netzwerk verwendet. Dieses Netzwerk besteht aus den Kondensatoren C1 und C2 und den auf einen gemeinsamen Kern gewickelten Spulen L1 und L2. Die Netzspannung wird wieder von einem Brückengleichrichter gleichgerichtet. Aus den von diesem gelieferten Halbwellen schneidet der Thyristor die dem gewünschten Stromflußwinkel entsprechenden Anteile heraus. Der Thyristor wird bei jeder Halbwelle gezündet. Durch die im Lastkreis liegende induktive Last steigt der Strom im Lastkreis nach der Zündung langsamer an als bei einer ohmschen Last. Es dauert also länger, bis der Haltestrom des Thyristors überschritten wird. Aus diesem Grund

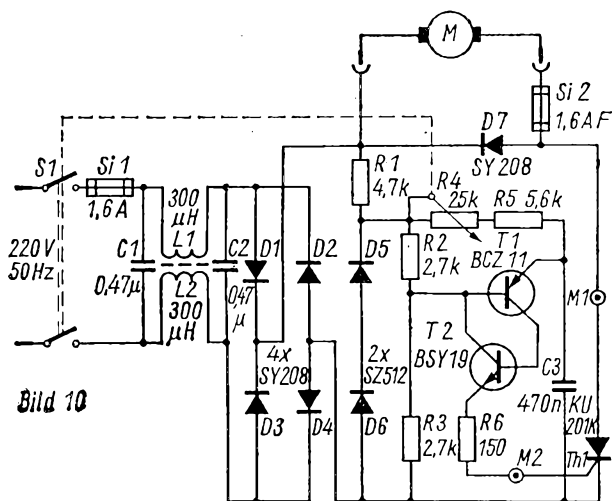


Bild 10: Schaltung der Motorsteuerung mit einem Thyristor

müssen die Zündimpulse länger sein, damit eine sichere Zündung von Th1 erreicht wird. Die erforderlichen längeren Zündimpulse verlangen eine Änderung des Zündimpulsengenerators, auf die weiter unten noch eingegangen wird.

Durch die induktive Last macht sich noch ein weiterer unangenehmer Effekt

folgenden Halbwelle fließt also immer noch Strom durch Th1. Im eingeschwungenen Zustand stellt sich dadurch ein welliger Dauerstrom ein, der nicht mehr durch die Zündwinkelverstellung beeinflusst werden kann. Die Motordrehzahl ist also keiner Kontrolle mehr unterworfen. Dieser Effekt tritt besonders in Erscheinung, wenn die Induktivität des Motors groß ist. Zur Veranschaulichung zeigt Bild 11 den Verlauf des Stromes im Lastkreis des Thyristors einmal für ohmsche Last (Bild 11b) und zum anderen für induktive Last (Bild 11c).

Welche Möglichkeiten gibt es nun, diesen Effekt zu beseitigen bzw. stark zu mindern? Eine Möglichkeit besteht darin, von dem 100-Hz-Halwellenbetrieb abzugehen und den Motor mit 50-Hz-Halwellen, also mit einer Einweggleichrichterschaltung, zu betreiben. Der Thyristor wird bei dieser Betriebsweise mit Sicherheit auch dann gelöscht, wenn der Löschwinkel α_2 (Bild 11c) größer als 180° ist. Diese Möglichkeit soll aber nicht weiter besprochen werden, weil man hier mit einer Leistungsminderung rechnen muß, es sei denn, man verwendet einen Motor, der speziell für den Betrieb mit 50-Hz-Halwellen ausgelegt ist. Eine Variante, den Motor mit 100-Hz-Halwellen zu betreiben, ist der Einsatz von zwei Thyristoren. Bei dieser Schaltung werden zwei Gleichrichter einer Brückenschaltung durch Thyristoren ersetzt. Die Regelmöglichkeit durch die Verstellung des Steuerwinkels bleibt bei einer solchen Schaltung auch bei 100-Hz-Halwellenbetrieb erhalten. Dieser Lösungsweg soll aber auch nicht näher beschrieben werden, da er meistens aus preislichen Gründen für den Amateur nicht in Betracht kommt. Die dritte Möglichkeit ist das Einfügen einer sogenannten Freilaufdiode parallel zu dem Motor. Diese Diode ist dem Motor so parallelgeschaltet, daß sie, wenn in dem Motor Strom fließt, in Sperrrichtung gepolt ist. Von dieser Möglichkeit wurde in der Schaltung Bild 10 Ge-

brauch gemacht, dadurch konnte der 100-Hz-Halwellenbetrieb beibehalten werden.

Welche Wirkungen treten bei dem Betrieb mit einer Freilaufdiode auf? Wenn der Motorstrom bei einem Winkel von kleiner als 180° schon Null geworden ist, so hat die Diode keine Funktion zu erfüllen. Sie tritt in Tätigkeit, wenn bei einem Winkel von 180° noch Strom durch den Thyristor fließt. In diesem Moment ist die Speisespannung des Steuerteils Null geworden. Man kann sich nun vorstellen, daß die Verbindung von der Katode des Thyristors Th1 über den Brückengleichrichter D1 bis D4 zur Katode der Freilaufdiode D7 eine niederohmige Strecke ist. Bei dem Abbau der in dem Motor gespeicherten Energie hat der dabei fließende Strom die gleiche Richtung wie der Strom, der bisher durch den Thyristor geflossen ist. Für diesen Moment des Nulldurchganges der Netzspannung, bei dem der Thyristor noch nicht gelöscht ist, kann man das im Bild 12 gezeigte Ersatzschaltbild aufstellen. Wie man in diesem Bild sieht, liegt dem Motor einmal die Reihenschaltung des Brückengleichrichters mit dem Thyristor und zum anderen die Freilaufdiode parallel.

Durch die wesentlich geringere Schleusenspannung (das ist die Spannung, die in Durchlafrichtung über der Freilaufdiode abfällt) der Diode D7 gegenüber dem Spannungsabfall über dem Thyristor Th1 übernimmt D7 den nach dem Winkel von 180° noch fließenden Strom, und der Thyristor wird gelöscht. Diese Übernahme beginnt natürlich nicht genau bei 180° , sondern sie setzt fließend bei schon etwas kleineren Winkeln ein. Die Übernahme beginnt dann, wenn der Augenblickswert der Speisespannung den Spannungswert unterschreitet, der über dem durchgeschalteten Thyristor abfällt. Da der Thyristor unter Mithilfe der Freilaufdiode nun am Ende der Halbwelle gelöscht ist, ist es möglich, mit der Verstellung des Zündwinkels die Drehzahl des Motors über den gesamten Bereich des Zündwinkels zu steuern.

Bei der aufgebauten Schaltung wurde der kleinste Zündwinkel mit 40° ermittelt. Der Stromflußwinkel beträgt in diesem Fall 140° . Als maximaler Zündwinkel wurde 156° gemessen. Das entspricht einem Stromflußwinkel von 24° . Der Steuerbereich ist bei diesem Schaltbeispiel nicht so groß wie bei der Dimmerschaltung. Das ist durch einige Veränderungen am Zündimpuls-generator bedingt, die getroffen werden mußten, damit der Thyristor auch bei induktiven Lasten sicher gezündet werden kann. Wie oben schon einmal angedeutet, steigt der Strom im Thyristor bei induktiver Last nicht so schnell an wie bei Widerstandslast. Es dauert deshalb etwas länger, bis der

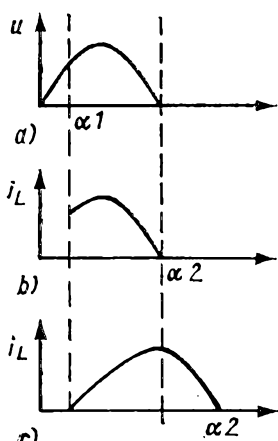


Bild 11

Bild 11: Verlauf des Laststromes bei ohmscher Last (b) und bei induktiver Last (c) im Thyristorkreis

bemerkbar. Analog zu dem langsamen Ansteigen des Laststromes nach der Zündung des Thyristors kann es bei induktiven Lasten vorkommen, daß der Strom bei der Beendigung der Halbwelle noch nicht Null ist. Dadurch wird der Thyristor nicht gelöscht. Bei der

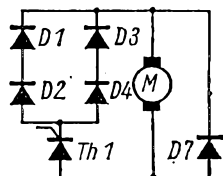


Bild 12

Bild 12: Ersatzschaltbild zur Erklärung der Wirkungsweise der Freilaufdiode

Haltestrom des Thyristors überschritten wird. Für die Zündimpulse muß man daraus die Bedingung ableiten, daß sie mindestens solange andauern, bis der Strom I_H überschritten wird. Wegen dieser Forderung konnte für die Motorsteuerung nicht die gleiche Zündschaltung benutzt werden wie bei der Dimmerschaltung, denn diese liefert zu schmale Impulse.

Die Breite der Zündimpulse wurde mittels zweier Maßnahmen vergrößert: Zunächst wurde die Trapezspannung verdoppelt. Anstelle nur einer Z-Diode wurden zwei mit einer Spannung von 12 V verwendet. Die Benutzung einer 24-V-Diode ist möglich, sie muß aber gekühlt werden, da sonst die Verlustleistung überschritten wird. Durch die Erhöhung der Trapezspannung ist die Schaltspannung, bei der die Kombination T1/T2 leitend wird, auch doppelt so groß. Weil der Kondensator anstelle von etwa 6,5 V nun erst bei etwa 12,5 V entladen wird, fließt der zur Zündung notwendige Impulsstrom länger durch den Steueranschluß des Thyristors. Außerdem wurde der Kapazitätswert des Kondensators C3 wesentlich vergrößert. Auch das ergibt eine Verlängerung der Zündimpulsdauer. Weil der Kondensator so stark

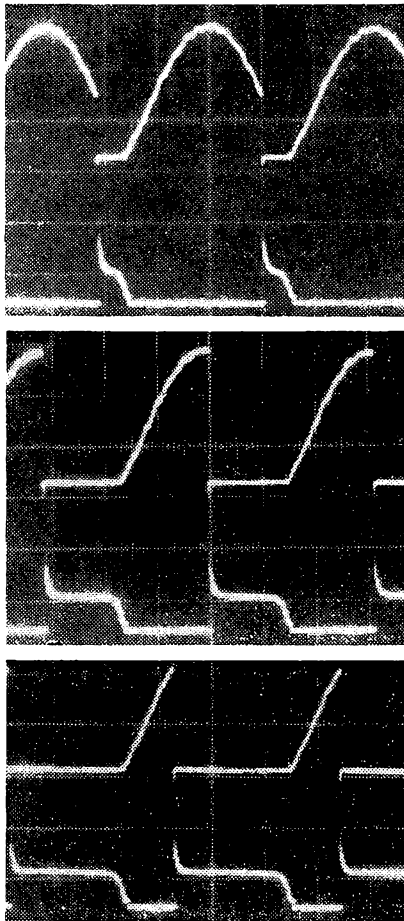


Bild 13 bis 15: Oszillogramme der Spannungen an den Meßpunkten M1 (obere Kurve) und M2 (untere Kurve) der Schaltung Bild 10 bei verschiedenen Stromflußwinkeln

vergrößert wurde, mußten die Widerstände, die seine Aufladezeit bestimmen, entsprechend verkleinert werden. Die Zeiten, die zur Aufladung von C3 zur Verfügung stehen, sind ja immer kleiner als die Dauer einer positiven Halbwelle. Durch die verkleinerten Widerstände R4 und R5 hat dieses Zündgerät nicht mehr die Eigenschaft, eine Zündimpulsfolge zu liefern. Das ist dadurch bedingt, daß auch der kleinste mögliche Ladestrom des Kondensators C3 immer noch größer ist als der Haltestrom der Kombination T1/T2. Diese Kombination kann nämlich nicht wieder sperren, wenn der Ladestrom einen bestimmten Wert überschreitet.

Erst wenn die Trapezspannung bei der Beendigung der Halbwelle Null wird, sperren die Transistoren T1 und T2 wieder. Bei diesem Zündgerät wird deshalb immer in jeder Halbwelle nur ein Zündimpuls abgegeben. Der stark vergrößerte Ladestrom dieser Zündschaltung ermöglicht es, für T1 auch einen Germaniumtransistor zu verwenden, weil an die Sperr Eigenschaften der Basis-Emitterstrecke nicht mehr so große Anforderungen wie bei der Schaltung Bild 5 gestellt werden. In den Bildern 13 bis 15 sind in den oberen Oszillogrammen die Spannungsverläufe über dem Thyristor und in den unteren Oszillogrammen die den

jeweils verschiedenen Stromflußwinkeln entsprechenden Zündimpulse dargestellt. Diese Oszillogramme wurden mit einem Zweistrahlsozillografen an den Meßpunkten M1 und M2 aufgenommen.

Für den Aufbau des Steuergerätes zur Steuerung der Drehzahl von Gleichstrommotoren gelten die für die Dimmerschaltung gegebenen Hinweise. Mit der Schaltung Bild 10 lassen sich natürlich auch Widerstandslasten, z. B. Glühlampen, steuern. Diese Schaltung ist also auch für solche Zwecke zu verwenden, wenn man von dem kleineren Zündwinkelbereich gegenüber der Schaltung Bild 5 absieht. Die Leistung beider Steuergeräte kann durch die Kühlung der in den Brückengleichrichtern verwendeten Dioden noch etwas gesteigert werden. Wenn man jede dieser Dioden mit einer etwa 30 mm mal 30 mm großen Kühlfläche versieht, so erhöht sich der zulässige Durchflußstrom auf 1 A. Damit steigt die Leistung der Steuerteile auf 440 W an.

Wenn der Steuerteil Bild 10 für eine Handbohrmaschine verwendet werden soll, so ist die Verwendung eines stärkeren Thyristors (z. B. ST 111/6 oder ST 111/8 des HFO) angebracht. Bei dem Gebrauch von Handbohrmaschinen kann es vorkommen, daß diese blockiert werden. Die von dem Steuerteil zu liefernde Leistung übersteigt dann schnell den zulässigen Wert.

Ergänzungen und Berichtigungen zu „FM-Schaltungen für den UKW-Amateur“

(s. Heft 8/1970, S. 400)

Bei Bild 8 ist zu beachten, daß rechts neben dem 10-pF-Kondensator eine abgeschirmte Leitung und keine Masseverbindung vorliegt. Der unterste Kondensator dient dazu, eine möglichst lineare und symmetrische Demodulationskurve zu erreichen. Sein Wert liegt etwa bei 20 bis 30 pF. Das Bandfilter ist ein ZF-Filter für die ZF des betreffenden Empfängers; es kann also ggf. ein 455-kHz-AM-Filter sein.

Der Abschnitt von der 3. Zeile der ersten Spalte bis zur 6. Zeile der zweiten Spalte wurde von der Redaktion eingefügt. Dabei wurden leider direkt über Bild 8 zwei Begriffe verwechselt. Der Satz muß richtig heißen: „Der Modulationsindex ist dann etwa 2,4, d. h. der Hub ist die mit 2,4 multiplizierte Modulationsfrequenz (bei 1 kHz NF also 2,4 kHz Hub).“

Die zweite beschriebene Methode heißt übrigens „Bessel-Null-Methode“. Im Zusammenhang mit ihr sollen hier noch die Bestimmungen des Amateurfunkgesetzes erläutert werden. Dort wird der Modulationsindex als Verhältnis des Frequenzhubs zur höchsten Modulationsfrequenz (NF) bezeichnet. Bei einer im Amateurfunk üblichen höch-

sten NF von etwa 3 kHz und einem (auf die höchste NF bezogen!) maximal zulässigen Modulationsindex von 1 bedeutet das einen Maximalhub von ± 3 kHz. Allgemein wird der Modulationsindex bei FM jedoch als Verhältnis des Frequenzhubs zu einer beliebigen Modulationsfrequenz definiert [1], [2].

Das bedeutet in der Praxis, daß für eine niedrigste Modulationsfrequenz von 300 Hz bei dieser Frequenz der Modulationsindex 10 werden darf, ohne daß der durch die oben angestellten Überlegungen ermittelte Frequenzhub von ± 3 kHz überschritten wird.

Zusammengefaßt: Der Modulationsindex darf um so größer werden, je niedriger die Modulationsfrequenz ist, ohne daß die Bestimmungen des Amateurfunkgesetzes verletzt werden. Bei Messungen darf der zulässige Hub nur überschritten werden, wenn der Sender nicht strahlt (einwandfreie Kunstantenne).

Literatur

- [1] Fachkunde für Funkmechaniker, Teil III, VEB Verlag Technik Berlin, 1963
- [2] Dr. Geiger, K.: Modulation, Reihe Elektronik für den Praktiker, VEB Verlag Technik 1963

Klangregelstufe für NF-Verstärker

Entwickler: E. DÜRSELEN

1. Kurzbeschreibung

Die Schaltung auf der Leiterplatte stellt zwei unabhängig voneinander verwendbare Klangregler zur Höhen- und Tiefenreglung dar.

2. Verwendung

Die beiden Regler können mit Tandempotentiometer für Stereoverstärker oder mit einfachen Potentiometern für

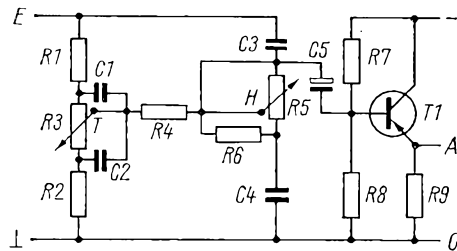


Bild 1

Bild 1: Schaltung der Klangregelstufe

Normalverstärker, z. B. in einem größeren Mischpult (jeder Eingang erhält eine getrennte Höhen- und Tiefenreglung) verwendet werden.

3. Technische Daten

$U_{II} = 12 \text{ V}$, $I_{II} \approx 5 \text{ mA}$

Absenkung der Höhen um etwa 15 dB,

Absenkung der Tiefen um etwa 20 dB.

4. Elektrischer Aufbau

Das NF-Signal gelangt über den Eingang jedes Reglers auf die Tiefenkombination R1, R2, R3, C1, C2 und auf die Höhenkombination R5, R6, C3 und C4. Bei aufgedrehter

Tiefenreglung stellt die Kombination einen kleinen Widerstand für niedrige Frequenzen dar, die dann gegen Masse kurzgeschlossen werden. Bei aufgedrehter Höhenreglung stellt die Kombination einen kleinen Widerstand für hohe Frequenzen dar, die dann ebenfalls gegen Masse kurzgeschlossen werden. Frequenzen um 1 kHz werden durch die Regelung nicht beeinflusst.

Der Eingang ist niederohmig, der Ausgang der Höhen- und Tiefenkombination hochohmig; deshalb wurde anschließend eine Kollektorstufe vorgesehen, um den Ausgang hochohmig zu belasten und um den Eingangswiderstand der nächst folgenden Stufe niedrig zu halten.

5. Konstruktiver Aufbau

Der Aufbau der Schaltung erfolgte auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen $150 \text{ mm} \times 90 \text{ mm}$, die der RFT-Norm entspricht. Um die Leiterplatte mit dem Gerät zu verbinden, wurde eine 24polige Zeibina-Messerleiste vorgesehen. Wird nur eine Regelschaltung benötigt, kann man die Schaltung auch auf eine Leiterplatte mit den Abmessungen $120 \text{ mm} \times 55 \text{ mm}$ aufbauen, die ebenfalls der RFT-Norm entspricht. Als Verbindung zum Gerät wird dann eine 12polige Zeibina-Messerleiste verwendet.

6. Stückliste

R1 = 10 k Ω	R6 = 39 k Ω	C2 = 22 nF
R2 = 1 k Ω	R7 = 100 k Ω	C3 = 10 nF
R3 = 100 k Ω	R8 = 30 k Ω	C4 = 100 nF
R4 = 3,9 k Ω	R9 = 3 k Ω	C5 = 50 μ F
R5 = 47 k Ω	C1 = 2,2 nF	T1 = GC 116

Literatur

- [1] Fischer, H. J., Schlenzig, K.: Schaltungssammlung für den Amateur, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969
- [2] Schaltungen aus der Halbleiterpraxis, FUNKAMATEUR, H. 7, 1969, S. XXII

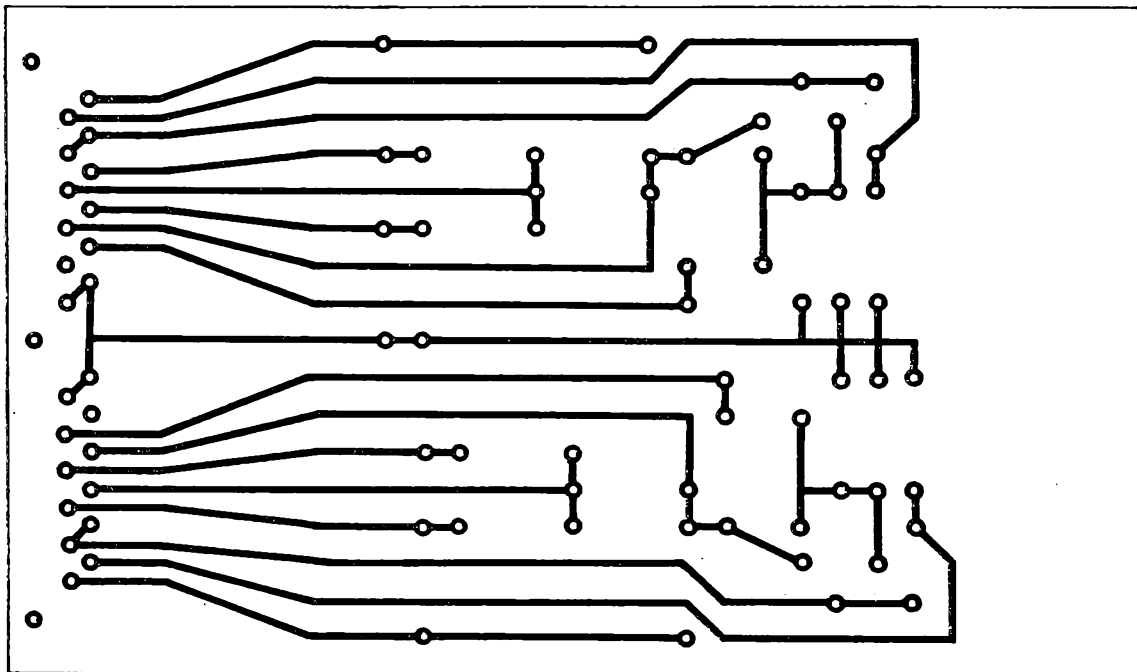


Bild 2

Bild 2: Leitungsführung der Leiterplatte für die Klangregelstufe

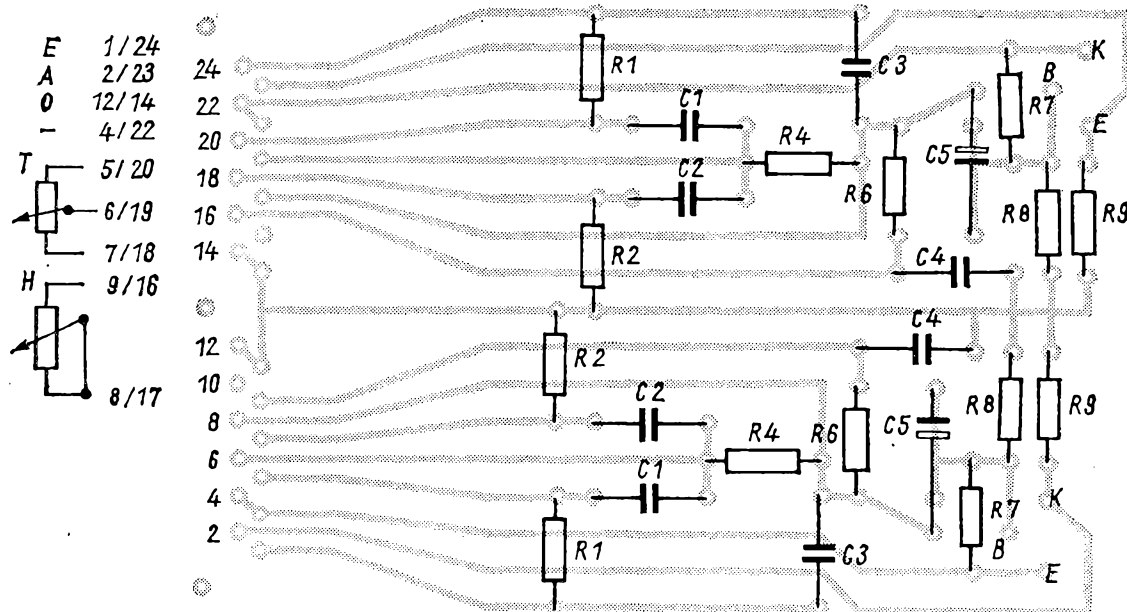


Bild 3

Bild 3: Bestückungsplan zur Leiterplatte nach Bild 2

Fernabstimmung von Antennenverstärkern

I. LINKE

Es soll eine Schaltung beschrieben werden, bei der Speisespannung und Abstimmspannung gemeinsam über das Antennenkabel zum Mastverstärker bzw. Mastkonverter geführt werden (Bild). Eine im Bereich von 15...40 V einstellbare Gleichspannung wird über Dr3 beim Empfänger in das Antennenkabel eingespeist. C5 hat die Aufgabe, ein Eindringen der Gleichspannung in den Empfänger zu verhindern. An der Verstärkerseite wird die Gleichspannung über Dr2 und R1 an der Z-Diode auf 12 V stabilisiert. Diese 12 V bilden die Speisespannung für den Verstärker bzw. Konverter. Der Kondensator C3 verhindert einen Kurzschluß der Betriebsspannung über die Auskoppelwicklung des zu versorgenden Gerätes. Parallel zu R1 wird über R2 und Dr1 die Abstimmspannung für die Kapazitätsdiode abgegriffen. Sie entspricht der Differenz von Betriebsspannung und Z-Diodenspannung.

$$U_{\text{abst}} = U_b - U_z \quad (1)$$

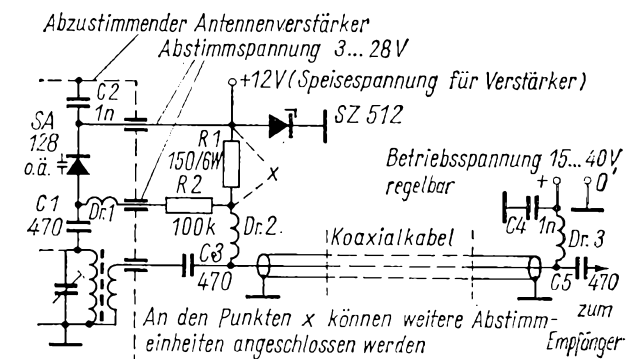
Ist $U_b = 15 \text{ V}$, so ist nach (1) $U_{\text{abst}} = 3 \text{ V}$, ist $U_b = 40 \text{ V}$, so ist $U_{\text{abst}} = 28 \text{ V}$. Der Z-Diodenstrom ist

$$I_z = \frac{U_b - U_z}{R_1} \quad (2)$$

Bei $U_b = 15 \text{ V}$ wird $I_z = 20 \text{ mA}$, bei $U_b = 40 \text{ V}$ entsprechend 187 mA. Der Leitungswiderstand sowie der Durchlaßwiderstand der Z-Diode wurden vernachlässigt. Für die Z-Diode sind entsprechende Kühlmaßnahmen vorzusehen. Wird C1 in den Bereich von einigen pF gelegt, so kann man mit dieser Schaltung selbstverständlich auch eine Feinabstimmung realisieren. Der erfahrene Amateur kann die Schaltung auf andere Betriebs- und Abstimmspannungen umrechnen oder für Bandkabel abändern.

Die Drosseln Dr1...Dr3 sind abhängig von der Betriebs-

frequenz. Sie entsprechen in der Drahtlänge etwa einem Viertel der Betriebswellenlänge. Bei UHF z. B. 8...12 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf 3...4 mm Durchmesser mit einem Windungsabstand von etwa 0,5 mm gewickelt. Bei VHF können die üblichen kleinen Modelleisenbahn-Entstördrosseln verwendet werden. Die Anschlußdrähte der Drosseln zum Kabel sind so kurz wie möglich zu halten.



Die Schaltung ließ unter Verwendung verschiedener Z-Dioden und Kapazitätsdioden einen großen Anwendungsbereich zu. So ist es z. B. möglich, einen mit drei Kreisen abgestimmten UHF-Konverter vom Fernsehgerät aus zu speisen und abzustimmen. Der Netzteil muß eine stetig regelbare, gut gesiebte Gleichspannung im Bereich von 15...40 V bei einer Belastung von mindestens 0,2 A abgeben. Bei mangelhafter Siebung kann eine Brummodulation der Kapazitätsdiode(n) auftreten, was sich besonders beim Oszillator unangenehm bemerkbar macht.

Stammbaum der Halbleiterbauelemente

M. WAGNER – DM 2 ADD

„Transistoren, Dioden, Gleichrichter“ erhält man zur Antwort, wenn nach Halbleiterbauelementen gefragt wird. Diese Bauelemente werden bis heute schon in mehreren Milliarden Stück in vielen Ländern produziert. Diese Bauelemente sind es auch, die den Begriff „Halbleiter“ populär werden ließen.

Nur wenig mehr als 20 Jahre sind seit 1948 – der Erfindung und damit der Begriffsprägung des Transistors – vergangen. Heute verbindet sich mit dem Begriff „Transistor“ bereits vom Kindergartensproßling an das tragbare Rundfunkgerät. Dabei ist der Urvater der Transistoren heute bereits vergessen. Seine Nachkommen sind kraftvoller, leistungsfähiger, stabiler, widerstehen Hitze und Kälte, beherrschen höchste Geschwindigkeiten und werden zu unvorstellbaren Stückzahlen vermehrt.

Mit dem tieferen wissenschaftlichen Eindringen in die Reinstdarstellung von Grundwerkstoffen wurden immer mehr physikalische Effekte erkannt und industriell genutzt. Damit erweiterte sich die Familie der Halbleiter auf weit über 100 verschiedene Bauelemente mit unterschiedlichen Anwendungszwecken. Die Namensgebung für neue Sprößlinge wird durch unterschiedliche Merkmale bestimmt.

- Das Bauelement wird nach seinem Stammvater, z. B. dem Erfinder bzw. Entdecker des Effekts, benannt, z. B. Gunn-Oszillator, Zener-Diode, Hall-Generator, Gausistor.
- Das Bauelement wird nach technischen Herstellungsverfahren benannt, z. B. Legierungstransistor, Planar-Transistor, Epitaxie-Transistor, Dreischicht-, Vierschicht-, Fünfschichtdiode.
- Das Bauelement wird in Anlehnung an bereits bekannte technische Begriffe benannt, z. B. Thyristor nach Thyatron.
- Das Bauelement wird nach Abkürzungen technischer Eigenschaften und Herstellungsverfahren benannt, z. B. MOSFET = Metall-Oxyd-Schicht-Feldeffekt-Transistor, wobei diese Abkürzungen vielfach aus dem angelsächsischen Wortschatz stammen, z. B. PAD = post alloy diffusion (nach der Legierung diffundiert).
- Mit dem Namen sollen Gebrauchswerteigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten aufgezeigt werden, z. B. Fotodiode, Hochspannungsgleichrichter, Thermoelement.
- Es werden firmeneigene Bezeichnungen gegeben zur Unterscheidung gegenüber den Produkten anderer Hersteller, z. B. Binistor, Pylistor, Dynaquad, Transistron, Trinistor – alles firmeneigene Bezeichnungen für den Thyristor.
- Es werden mehr oder weniger poetische Namen nach Formen aus der Umwelt gegeben, z. B. Mesa-Transistor, nach den Tafelbergen, den Mesa's in Californien benannt, die in ihrer Form dem Innenaufbau des Mesa-Transistors ähnlich sehen.
- Nach den Größen bzw. Leistungsverhältnissen, z. B. Kraftthyristor (ASEA, Schweden) oder Mikroelektronik, Molekularelektronik, Mikromodultechnik.

Im nachstehenden „Stammbaum der Halbleiterbauelemente“ wurde versucht, eine Gliederung nach homogenen Volumenhalbleitern und nach Sperrschichthalbleitern vorzunehmen, die aus einem oder mehreren entgegengesetzt leitfähigen Übergängen (pn-Übergängen) mit entsprechend kontaktierten Anschlußmöglichkeiten bestehen. Homogene Volumenhalbleiter üben unter dem Einfluß des jeweiligen physikalischen Effekts über das gesamte Material ohne jegliche Sperrschicht ihre halbleitende Wirkung aus.

Die folgende Beschreibung einiger physikalischer Effekte folgt der dekadischen Bezeichnung im „Stammbaum“. Da

nur einige bedeutende Effekte beschrieben werden, sind Lücken in der dekadischen Folge vorhanden.

1.0 Druck-Effekte

1.1.1 Piezo-Effekt

Der Piezo-Effekt beruht auf der Erzeugung elektrischer Spannungen durch mechanische, und zwar durch den Druck. Gibt man den mechanischen Spannungen eine geeignete Richtung, so wird dieser Effekt um eine Größenordnung gesteigert. Damit werden die Durchbrucheigenschaften des pn-Übergangs reversibel verändert.

Angewandt wird der Piezo-Effekt in Schallempfängern (Mikrofon), Dehnungs- und Stauchungsmessern (DMS), Tonabnehmern und Beschleunigungsmessern. In der Medizin werden die Piezo-Kristalle als Herzschrittmacher und kleinste Dauerbatterien eingesetzt. Für die Leistungselektronik scheinen die Grenzen durch die relativ geringe Leistung solcher piezoelektrischer Bauelemente gegeben zu sein. Sie muß in erster Linie gesteigert werden; dann könnte man sich an das Problem der Lärmbekämpfung oder Ausnutzung des Lärms zur Eigenversorgung mit Strom (Düsenflugzeuge) heranwagen. Es sind auch Bauelemente in Verbindung mit Bionik denkbar, die auf mechanischen Spannungen aufbauen. Interessant wäre auch die Umkehrung, Erzeugung mechanischer Spannungen durch elektrische.

3.0 Galvano-magnetische Effekte

3.1.2 Magnetfeldplatten

Feldplatten sind magnetisch steuerbare Halbleiterwiderstände (aus InSb). Der Widerstand nimmt im Magnetfeld zu, die Linearität zwischen der Spannung und der Stromstärke bleibt für jedes eingestellte Magnetfeld erhalten.

3.1.5 Hall-Effekt

Bei einer senkrechten Anordnung des Magnetfeldes zu der Stromrichtung eines Leiters oder Halbleiters erfolgt eine Ablenkung der Ladungsträger, die die Hall-Spannung hervorrufen. Allgemein ist die Ablenkung senkrecht zur Stromrichtung und dem Magnetfeld. Anderenfalls entsteht noch ein zusätzlicher Spannungsabfall längs des Leiters. Eng mit dem Hall-Effekt verwandt sind der Thomson-, Ettinghausen-, Nernst-, Righi-Ledne-Effekt und ihre weiteren Variationen. Die Anordnung bleibt die gleiche, geändert wird die erzeugende Ursache oder die Anordnung des Magnetfeldes, und zwar parallel zur Stromrichtung. Man nutzt hier auch die Tatsache aus, daß ein Magnetfeld Temperaturveränderungen hervorrufen kann.

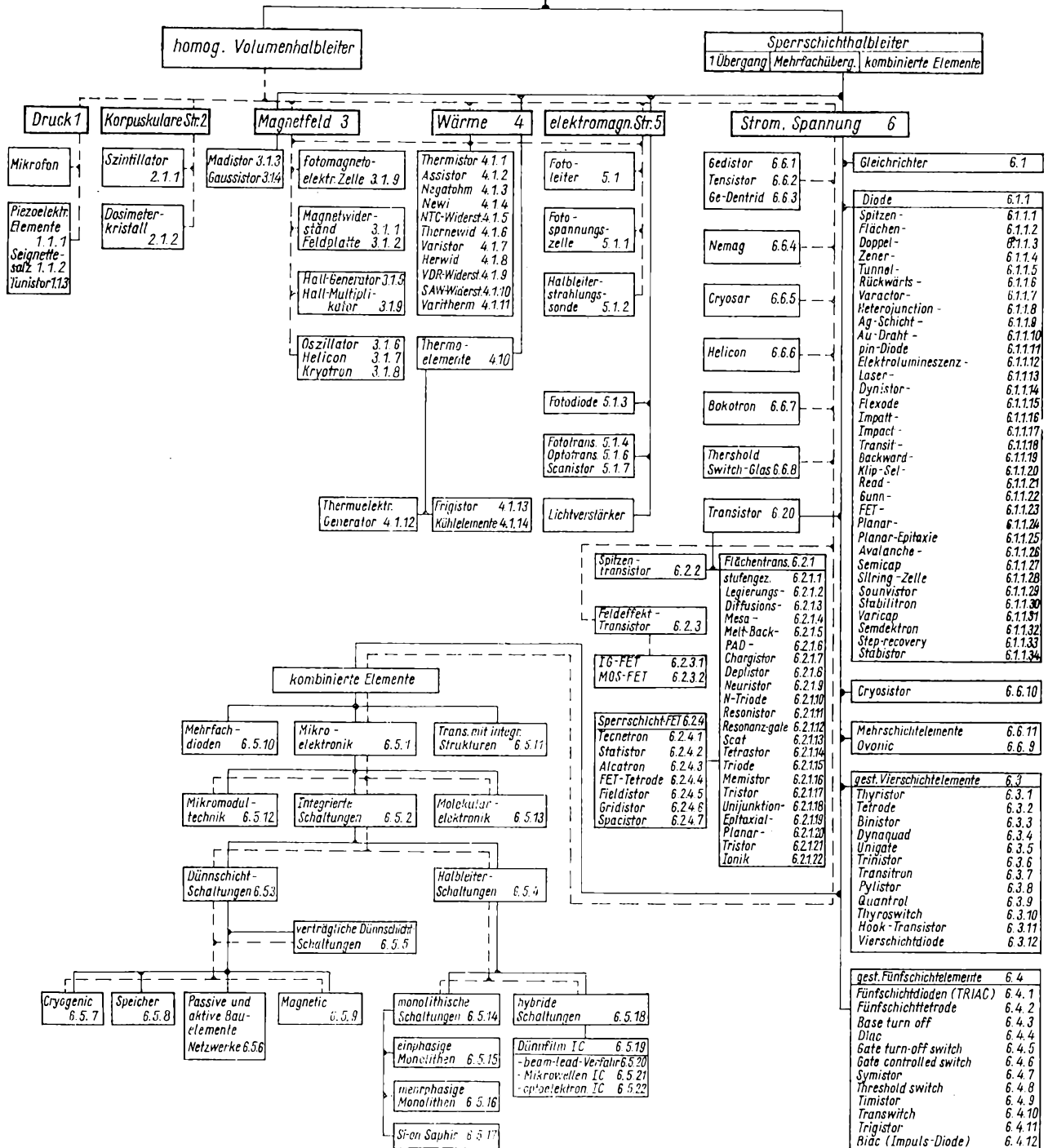
Der Hall-Effekt findet im Hall-Generator seine Anwendung. Er kann zur Ausmessung magnetischer Felder, als reziprokes Schaltelement (Gyrator, Zirkulator), Multiplikator oder zur Erzeugung elektrischer Energie verwendet werden. Sein theoretisch maximaler Wirkungsgrad als Stromquelle beträgt 17,2%. Von den anderen Erscheinungen hat nur der Thomson-Effekt für galvano-magnetische Verstärker größere Bedeutung. In der Leistungselektronik finden die galvano-magnetischen Bauelemente keine größere Verwendung.

3.1.8 Supraleitung

Die Supraleitung ist eine allgemeine Erscheinung. Sie äußert sich darin, daß bei bestimmten Temperaturen die Stoffe ihren elektrischen Widerstand verlieren.

Dieser Effekt könnte für die Elektronik von Bedeutung sein, wenn sich bestätigen sollte, daß es halbleitende orga-

Stammbaum der Halbleiterbauelemente



Teil II des Beitrages erscheint in der Ausgabe 10/1971.

nische Verbindungen gibt, die schon bei Zimmertemperatur supraleitend werden. Größere Anwendung finden die Erscheinungen bei tiefen Temperaturen in der Informationselektronik, vor allem als Logikbausteine (Kryotron), magnetisch gesteuerte Schalter und in Funktionskreisen.

3.1.9 Fotomagnetischer Effekt

Beim fotomagnetischen Effekt werden durch Lichtbestrahlung magnetische Größen – wie Permeabilität, Koerzitivkraft, Resonanz – verändert. Befindet sich ein Halbleiter in einem Magnetfeld, dessen Kraftlinien parallel zur lichtempfindlichen Oberfläche verlaufen, und fällt auf ihn eine Strahlung, so entsteht senkrecht zur Strahlungs- und Magnetfeldrichtung eine Spannung. Der fotomagnetische Effekt findet Anwendung im Magnetfeld-Meßgerät und in Halbleiterstrahlungsempfängern.

4.0 Thermoeffekte

4.1 Seebeck-Effekt

Ein System aus zwei verschiedenen Leitern oder Halbleitern, das an der einen Kontaktstelle erwärmt wird, kühlt sich an der anderen ab. Die Ursache ist die Temperaturabhängigkeit der Ladungsträgerkonzentrationen. Der Stromfluß erfolgt durch Diffusion an den Kontaktstellen. Die unterschiedliche Temperatur an den beiden Berührungsflächen verändert auch die Kontakt-Potentiale der beiden Stoffe. Dadurch wird eine Thermospannung erzeugt. Die weiteste Anwendung findet der Seebeck-Effekt in Thermoelementen, z. B. Sonnenbatterie, Temperaturmessung. Außerdem gibt es auch heute noch die Geilersche Thermosäule, die einen Wirkungsgrad von etwa 3,5 % hat. Durch Einsatz von Halbleiter-Thermoelementen konnte der Wirkungsgrad der Thermogeneratoren wesentlich verbessert werden – von etwa 1 % bei metallischen Thermoelementen auf 15...20 % mit Ge-Si-Mischkristallen. Der größte Thermogenerator liefert heute eine Leistung von 5 kW. Ihre Vorteile sind die lange Lebensdauer (etwa 20 Jahre) und lange Wartungsfreiheit (etwa 10 Jahre).

4.1.1 Heißleiter

Die Leitfähigkeit der Heißleiter wird durch Temperaturerhöhung verbessert, da mehr Ladungsträger in das Leitungsband gehoben werden. Anwendung finden sie in solchen Bauelementen wie Thermistor, Negatohm, Newi und NTC, die zur Temperaturregelung, -messung, Spannungsstabilisierung und Relaisverzögerung benutzt werden.

4.1.2 Spannungsabhängige Widerstände

Bei solchen Bauelementen wie VDR und Varistor ist der Widerstand der Spannung umgekehrt proportional. Ähnlich den Heißleitern werden sie zur Spannungsstabilisierung und zum Überspannungsschutz verwendet. Außerdem besitzen sie Gleichrichterwirkung.

4.1.4 Peltier-Effekt

Die Umkehrung des Seebeck-Effekts ist der Peltier-Effekt. Das gleiche System erwärmt sich an der einen und kühlt sich an der anderen Kontaktstelle ab, wenn man eine Spannung anlegt.

Die Anwendung des Peltier-Effekts ergibt die logische Umkehrung zu den Thermoelementen – die Kühlelemente. Man findet sie in Klimaanlage, Kühltagegaten, Thermostaten. Der Wirkungsgrad je Stufe in den Haushaltskühlschränken beträgt 33 %. Die wichtigste Anwendung sind jedoch die Wärmepumpen. Ihr größter Vorteil, daß sie keine bewegenden Teile besitzen. Immer mehr werden sie schon heute zur Wohnraumheizung ausgenutzt. Eine Anlage mit Wärmeaustauscher liefert für 1 kW elektrischer Leistung 2...3 kW an Wärmeleistung. Wahrscheinlich werden sie in der Zukunft den elektrischen Heizfarben weichen müssen, die billiger in der Herstellung und einfacher in der Anwendung sind.

Für die Leistungselektronik haben die Thermoeffekte nicht

nur dadurch Bedeutung, daß sie zur Energieerzeugung ausgenutzt werden. Das so wichtige Kühlungsproblem für die Leistungsbauelemente scheint damit eine Lösung zu finden. Vor allem könnte die Kühlanlage klein und geräuschlos angelegt werden. Ob man die Thermoeffekte selbst zu Schaltzwecken (z. B. bei Temperaturüberwachungsanlagen) ausnutzt, bleibt abzuwarten, ist jedoch nicht ausgeschlossen.

5.0 Elektromagnetische Strahlungseffekte

Man bezeichnet die elektromagnetischen Strahlungseffekte auch als Sekundär-Elektronenemission. Die Primär-Elektronen lösen durch Aufprall mit genügend hoher Energie aus dem Material neue Elektronen heraus. Die Ausbeute hängt vom Material und der Energie einfallender Elektronen ab.

Innerer Fotoeffekt

Die zuvor gebundenen Elektronen können sich (durch die übernommene Fotoenergie) aus dem Atomverband lösen, die verbotene Zone überwinden und in das Leitungsband übergehen. Dieser Vorgang in einem pn-Übergang ergibt eine Fotospannung zwischen den äußeren Elektroden, da die Elektronen und die Defektelektronen durch die herrschende Feldstärke auseinandergetrieben werden.

Äußerer Fotoeffekt

Die Elektronen treten bei genügend hoher Fotoenergie aus der Oberfläche des Materials in den Raum (Vakuum) hinaus. Die dazu notwendige Austrittsarbeit hängt vom Material ab.

Die beiden Fotoeffekte bilden die Grundlage für fotoelektrische Halbleiterbauelemente. Der Wirkungsgrad von Si-Fotozellen beträgt 6...11 %. Großkraftwerke mit Solarelementen werden auch in der Zukunft nicht realisierbar sein, vor allem wegen der zu hohen Investitionskosten. Für geringen Bedarf dürften sie in Verbindung mit Pufferakkumulatoren eine Bedeutung erlangen. Auch die Erzeugung von Hochspannung durch Umwandlung von Licht in Elektroenergie ist möglich. So hat man in der SU mit einer Halbleiterfolie von einigen μm Dicke und der Größe einer Briefmarke bei -196°C Spannungen von mehreren kV erzeugt.

Die Fotoleiter gewinnen in der Informationselektronik als optoelektronische Bauelemente (Taktzeit $< 1\text{ ns}$) immer mehr an Bedeutung. Die Optoelektronik vereint schaltungstechnisch die Lichtquelle mit dem Fotoleiter. Sie ermöglicht eine völlige Isolation von Eingang und Ausgang, sie sind nur durch Licht verbunden. Solche Bauelemente benutzt man vor allem als Speicherelemente, logische Bausteine, Bildverstärker (Verstärkungsfaktor bis 10^5) und Wandler. Für die Leistungselektronik werden die Fotoeffekte nur indirekt zur Automatisierung der Produktionsprozesse gewisse Bedeutung erlangen.

6.0 Strom-Spannungs-Effekte

6.1 Gleichrichter-Effekte

Bei Berührung zweier Halbleiter mit verschiedenen Fermi-Niveaus, wie es ein p- und n-Leiter sind, erfolgt eine Ladungsdiffusion, und zwar von Elektronen aus der n-Schicht in die p-Schicht und umgekehrt von Defektelektronen. Die Ursache der entstehenden Diffusionsspannung ist das Konzentrationsgefälle von Ladungsträgern. Die Zone um die Berührungsfläche bildet die Sperrschicht, die wegen der Kombination arm an Ladungsträgern ist. Diese Sperrschicht wird

a. vergrößert, wenn an das System von außen eine Spannung angelegt wird, die der Diffusionsspannung gleichgerichtet ist (d. h. „+“ an n-, „-“ an p-Schicht). Dabei stellt sich ein Sperrstrom ein, der Sättigungscharakter aufweist und im Verhältnis zu b. sehr gering ist. Erst bei sehr hohen Spannungen erfolgt ein Durchbruch, der das Halbleiter-Bauelement zerstört.

b. verkleinert, wenn die Polung umgekehrt ist. Die Span-

nungen sind entgegengesetzt gerichtet, wodurch die Elektronen in die p-Schicht hineingeweht werden. Der Außenstrom steigt an, der Sperrstrom wird vernachlässigbar klein.

Im Fall a. spricht man von der Sperrichtung und im Fall b. von der Durchlaßrichtung des Halbleiterbauelements. Ist die Außenspannung eine Wechselfspannung, so wirkt die Übergangsschicht wie ein Gleichrichter, wobei der Widerstand und die Kapazität dieser Diode frequenzabhängig sind. Andere Effekte, die mit dem pn-Übergang zusammenhängen:

6.1.1.4 Zener-Effekt

Beruhet auf dem reversiblen Durchbruch. Bei bestimmter Spannung in Sperrichtung steigt der Strom sehr steil an, jedoch nicht sprunghaft. Die Zener-Dioden (heute „Z-Dioden“) werden meist zur Spannungsstabilisierung verwendet.

6.1.1.5 Tunnel-Effekt

Trifft ein Teilchen auf einen Potentialberg in Form eines Hügels oder Walles auf, so kann es ihn mit einer bestimmten Wahrscheinlichkeit „durchtunneln“. Dies erfolgt fast mit Lichtgeschwindigkeit, wodurch der Effekt äußerst rauscharm ist. Nach außen wirkt er sich als negativer Widerstand aus (Anwendung zur Schwingungserzeugung).

6.1.1.12 Lumineszenzeffekte

Als Lumineszenz bezeichnet man die Eigenschaft bestimmter Halbleiter (anorganischer Kristallphosphore), unter bestimmten Bedingungen Licht auszusenden. Bei einfacher Lumineszenz wird eine Strahlung absorbiert. Von Elektrolumineszenz spricht man, wenn der Leuchtstoff diese Eigenschaft in elektrischen Feldern ohne Strahlungsabsorption aufweist. Bekannt ist die Anwendung lumineszierender Stoffe und Leuchtfarben. Die Ausnutzung der Elektrolumineszenz als Lichtquelle (El-Kondensator) befindet sich noch im Anfangsstadium. Die direkte Umwandlung elektrischer Energie in Licht bietet große Vorteile – blendungsfreies Licht, kapazitive Belastung des Netzes – jedoch ist der Wirkungsgrad noch gering. Bei ZnS-Cu-Leuchtkondensatoren beträgt er 2...3%. Die El-Dioden wandeln bei 77°C bis 55% der Energie um. Die Anwendung für vakuumlose Bildwiedergabe (Schirm, Ziffern) ist nur eine Frage der Zeit und hängt von der Technologie ab. Bis zum Jahre 2000 dürften sie die Bildwiedergabe beherrschen. Außer in opto-elektronischen Relais kommt ihnen in der Leistungselektronik nur indirekte Bedeutung zu.

6.1.1.13 Laser-Effekt

Beim Laser-Prinzip handelt es sich um Verstärkung oder vor allem Erzeugung von kohärentem Licht durch induzierte Emission. Die Anregung der Kristallatome kann sowohl durch die von außen einwirkende elektromagnetische Strahlung oder das elektrische Feld, als auch durch Injektion von Ladungsträgern erfolgen.

Es ist möglich, im Entladungsblitz eines Lasers eine Leistung von etwa 600 kW unterzubringen, natürlich nur für ein Millionstel bis Tausendstel einer Sekunde. Es entstehen dabei Temperaturen bis 2,5 Million °C. Diese Leistungen erreicht man heute nur mit Festkörper- oder Gaslaser (CO₂). Durch Einsatz von Halbleitern wurde der Wirkungsgrad von 1% auf 50...85% (GaAs) verbessert, die erreichten Leistungen liegen jedoch weit unter den vorher genannten. Außer in der Weltraumfahrt und für Nachrichtenzwecke findet der Laser immer mehr Eingang in die Herstellungstechnologie, ob es sich um das Schweißen und Schneiden von Metallen handelt, oder um Kontaktierung von Bauelementen.

6.1.1.22 Gunn-Effekt

Der Gunn-Effekt beruht auf der Erzeugung eines negativen Widerstands durch Verringerung der Beweglichkeit

der Elektronen. Das ist nur in einem bestimmten Feldstärke-Bereich möglich (z. B. bei GaAs: $E = 3600 \dots 3800$ V/cm). Da die Dämpfung in einem Schwingungskreis seinem Widerstand direkt proportional ist, kann man mit einem negativen Widerstand Schwingungen erzeugen (z. B. Tunnel-Diode). Damit sind die Anwendungsmöglichkeiten des Gunn-Effekts gegeben: als Schwingungsgenerator. Noch kann man keine großen Leistungen erzeugen, und der Wirkungsgrad ist auch gering, etwa 14%. Dafür kann man sehr hohe Frequenzen erreichen.

Von den theoretisch möglichen 1000 GHz sind bis jetzt 40 GHz verwirklicht worden. Daraus folgt eigentlich, daß der Gunn-Effekt in der Leistungselektronik keine so schnelle Anwendung finden wird. Da man jedoch langsam daran gewöhnt ist, jeden Schalter aus der Informations-elektronik in die Leistungselektronik überzuführen (Transistor, Diode, Thyristor), so könnte es auch mit Bauelementen auf der Grundlage des Gunn-Effekts erfolgen. Die weitere Integration beider Zweige der Elektronik bei der Automation von Produktionsprozessen ist die hier gegebene objektive Grundlage.

6.1.1.26 Avalanche-Verhalten

Bei Spitzenspannungen, die weit über der zulässigen Sperrspannung liegen, schaltet das Bauelement durch und wirkt nur noch als Widerstand. Ist die Spitze vorüber, arbeitet die Zelle wieder normal.

* *
•

Von der Anwendung her ist der pn-Übergang der wichtigste Effekt in der Leistungselektronik. Er ist die Grundlage für Gleichrichter (Dioden bei kleineren Leistungen) und alle anderen Mehrschichtelemente, unter denen der Transistor eine besondere Stellung einnimmt. Weitere Bauelemente, die dazugehören, sind:

- a) Thyristor – Ein steuerbarer Si-Gleichrichter, der sich nur in einer Richtung schalten läßt (4-Schicht-Element, also 3 pn-Übergänge);
6.3.1
- b) DIAC – symmetrisches 5-Schicht-Element, nicht steuerbar;
6.4.4
- c) TRIAC – symmetrisches 5-Schicht-Element, steuerbar;
6.4.1
- d) Symmistor – symmetrisches 5-Schicht-Element, das wahlweise je nach Steuersignal in beiden Richtungen Laststrom führen kann.
6.4.7

Ihr wichtigstes Anwendungsgebiet ist das Schalten, und zwar von kleinsten bis zu größten Leistungen von mehreren 100 kW, womit sie eine Revolution in der Schaltungstechnik bewirken. In etwa 10 Jahren bekommen mechanische Schalter Seltenheitswert. Vor allem, seitdem diese Halbleiterschalter auch in der Konsumgüterindustrie Eingang gefunden haben, z. B. zur stufen- und verlustlosen Regelung und Einstellung der Beleuchtung, Heizkörper oder der Drehzahl der Motoren von Küchenmaschinen. Wichtiger ist jedoch die Anwendung der Thyristoren und der gesteuerten und ungesteuerten Si-Gleichrichter in der Industrie.

Mit Thyristoren ausgerüstete Steller erlauben, Gleich- und Wechselstrom auch ohne Umwandlung der Energie zu steuern. Will man die weitere Entwicklung der Parameter von Gleichrichtern und Thyristoren verfolgen, so zeigt sich, daß die für 1980...90 vorgesehenen Grenzwerte die Werte:

$U_{sp} = 3,5$ kV, $I_D = 1000$ A pro Zelle übersteigen sollen. Die theoretisch mögliche U_{sp} ist eine 4 kV/Zelle.

Berechnung eines Regelnetzteils mit geringer Brummspannung und kleinem Innenwiderstand

M. ALPERS

1. Allgemeines

Der gezeigte Netzteil ist für eine Ausgangsspannung von 12 V und einen Strom von 300 mA ausgelegt. Er eignet sich speziell für elektronische Meßgeräte. Die Besonderheit des Netzteils besteht in der Verwendung eines Transistors als Außenwiderstand für den Meßverstärker. Anhand der Gesamtschaltung wird Berechnung und Dimensionierung des Netzteils gezeigt. Dabei sind wesentliche Stellen ausführlich behandelt, so daß der Interessierte in der Lage ist, auch einen Netzteil mit anderen Forderungen zu berechnen.

Es handelt sich um einen geschlossenen Regelkreis. Dabei kann man die Funktionen so aufspalten, wie es der Übersichtsschaltplan zeigt (Bild 1).

Die Meßeinrichtung greift einen Teil der Ausgangsspannung ab, der mit einer Vergleichsspannung verglichen wird; die auf diese Weise gewonnene Differenz steuert über den Regelverstärker die Regelstrecke.

2. Berechnungen

2.1. Berechnung von U_1

Geht man davon aus, daß die Eingangsspannung um $\pm 10\%$ schwanken darf, so hat man die kleinste Eingangsspannung $U_{1\min}$ zu bestimmen, bei der U_2 noch gewährleistet ist. Man muß berücksichtigen, daß T4 auf jeden Fall eine Mindestspannung (etwa 1 bis 2 V) benötigt, um richtig zu arbeiten. Festgelegt wird sie in diesem Fall mit 2 V; damit ist

$$U_{1\min} = U_2 + U_{CE\min} = (12 + 2) \text{ V} = 14 \text{ V.} \quad (1)$$

Aus der Gegebenheit, daß die Eingangsspannung um -10% fallen darf, errechnet man einen Faktor $n = 0,9$, während der Faktor $m = 1,1$ aus der Bedingung Spannungsänderung um $+10\%$ resultiert. Damit läßt sich die im Normalfall vorhandene Eingangsspannung errechnen:

$$U_{10} = \frac{U_{1\min}}{n} = \frac{14 \text{ V}}{0,9} = 15,6 \text{ V.} \quad (2)$$

Die Spannung, die beim Maximum auftritt, beträgt

$$U_{1\max} = U_{10} \cdot m = 15,6 \text{ V} \cdot 1,1 = 17,2 \text{ V.} \quad (3)$$

2.2. Berechnung der Regelstrecke

In diesem Anwendungsfall handelt es sich um eine Reihenregelung. Die Regelstrecke kann man sich als veränderbaren Widerstand vorstellen, an dem die jeweilige Spannungsdifferenz der Eingangsspannung zur Ausgangsspannung abfällt. Da der Leistungstransistor vom Verstärker nicht direkt angesteuert werden kann, benutzt man eine Emitterschaltung von mehreren Transistoren. Diese Transistoren sind leistungsmäßig zu bestimmen. Dabei geht man von den Maximalbedingungen aus, unter denen die Regelschaltung arbeiten soll.

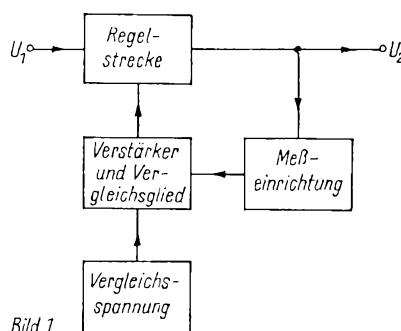


Bild 1

Bild 1: Prinzip eines geregelten Netzteils

Zuerst sei die Verlustleistung von T2, T3 und T4 berechnet. Bei $U_{1\max}$ wird

$$U_{CE4\max} = U_{1\max} - U_2 = 17,2 \text{ V} - 12 \text{ V} = 5,2 \text{ V.} \quad (4)$$

Außer I_2 fließen über die Regelstrecke noch die Ströme I_q (Querstrom durch die Meßeinrichtung) und I_{Z2} (Strom durch D2). Es wurde gewählt $I_q = 5 \text{ mA}$; $I_{Z2} = 20 \text{ mA}$.

Damit werden

$$I_{C4\max} = 325 \text{ mA}$$

und

$$P_{T4\max} = I_{C4\max} \cdot U_{CE4\max} = 5,2 \text{ V} \cdot 0,325 \text{ A} \approx 1,7 \text{ W} \quad (5)$$

Verwendung fand ein Leistungstransistor vom Typ GD 160. Die benötigte Kühlfläche kann man aus der im Datenblatt angegebenen Kurve leicht bestimmen. Bei 2-mm-Alublech reicht eine Kühlfläche von 50 cm^2 bei einer möglichen Umgebungstemperatur von 45°C aus. Als nächstes sind T3 und T2 zu bestimmen.

Hat T4 eine Stromverstärkung B_4 von 20, so folgt

$$I_{B4\max} \approx \frac{I_{C4\max}}{B_4} = \frac{0,325}{20} = 16,3 \text{ mA.} \quad (6)$$

Es genügt, wenn man für T3 und T2 gleiche U_{CE} zugrundelegt. Bei genauer Rechnung müßte man die vorangegangene Basis-Emitter-Spannung abrechnen.

Nach Gl. (5) ist

$$P_{T3\max} = I_{C3\max} \cdot U_{CE\max} \quad (I_{C3} = I_{B2}) = 5,2 \text{ V} \cdot 16,3 \text{ mA} = 85 \text{ mW.}$$

Diese Leistung verträgt ein GC 121 oder GC 122. Man kann natürlich auch jeden anderen geeigneten Typ verwenden.

Gewählt wurde T3 = T2 = GC 122;

$$B_3 = B_2 = 30.$$

Nach Gl. (6) ist

$$I_{B3} \approx \frac{I_{C3\max}}{B_3} = \frac{16,3 \text{ mA}}{30} = 0,54 \text{ mA.}$$

Genauso wird bei T2 vorgegangen, und unter Berücksichtigung $I_{B3\max} = I_{C2\max}$ wird $I_{B2} = 18,3 \mu\text{A}$.

Man könnte auf T2 verzichten. Damit würde sich aber der Außenwiderstand des Regelverstärkers verkleinern, d. h., die Regeleigenschaften verschlechterten sich.

Widerstände R4 und R5 dienen zur Ableitung der Restströme. Bei höheren Temperaturen steuerten sie sonst die Regelstrecke auf.

Nach [1] ist (45°C)

$$R_4 = R_5 = \frac{U_2}{8 \cdot I_{CE0}} \quad (7)$$

$$R_4 = 3 \text{ k}\Omega; R_5 = 7,5 \text{ k}\Omega.$$

2.3. Die Meßeinrichtung

Der Gesamtwiderstand $R_7 + R_8 + R_9$ wurde schon durch den vorher festgelegten Querstrom $I_q = 5 \text{ mA}$ bestimmt.

$$R_7 + R_8 + R_9 = \frac{U_2}{I_q} = \frac{12 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 2,4 \text{ k}\Omega. \quad (8)$$

Die Z-Diode ist eine SZ 505, ein 6-V-Typ. Um einen Germaniumtransistor aufzusteuern, müssen an der Basis etwa $0,2 \text{ V}$ vorhanden sein.

$$U_{B1} = U_{Z2} + U_{EB1} = 6 \text{ V} + 0,2 \text{ V} = 6,2 \text{ V.} \quad (9)$$

Denkt man sich R_8 aufgeteilt in R_8' und R_8'' , so wird:

$$R_9 + R_8'' = \frac{U_{BE}}{I_q} = \frac{6,2 \text{ V}}{5 \text{ mA}} = 1,24 \text{ k}\Omega.$$

Die Widerstände werden nun gewählt mit $R_7 = R_9 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 500 \Omega$.

Gewöhnlich rechnet man mit einem Querstrom von $10 I_B$. Daß er in diesem Fall höher liegt, kommt der Stabilität zugute.

2.4. Die Vergleichsspannung

Die wichtigsten Anforderungen an diese Spannung sind:

- hohe Konstanz,
- geringer Innenwiderstand,
- Temperaturunabhängigkeit.

Von der Stabilität der Vergleichsspannung hängt die Stabilität der gesamten Anordnung ab. Darum soll auf diesen Punkt näher eingegangen und ihm mehr Beachtung geschenkt werden.

Als Spannungsnormal greift man bei transistorisierten Geräten zu Z-Dioden. Das dynamische Verhalten einer Z-Diode wird nach [2] wie folgt beschrieben:

besten Z-Dioden zwischen 5 und 6 V; liegt die erforderliche Z-Spannung höher, so kombinieren wir Dioden mit gegenläufigem K_{VZ} oder schalten einige 6-V-Typen in Reihe.

Die Vergleichsspannung muß möglichst wenig Brumm aufweisen. Sie wird in unserem Fall aus U_2 gewonnen und dürfte brummfreier als U_2 selbst sein. Es läßt sich ein Glättungsfaktor bestimmen [3]:

$$G = \frac{U_2}{U_Z}, \quad (11)$$

wobei

$$U_Z = I_Z \cdot R_Z \quad (12)$$

ist. Da die Z-Diode über einen Vorwiderstand betrieben werden muß, folgt:

$$U_2 = I_Z \cdot R_V + U_Z \quad (13)$$

und, falls $K_{VZ} \approx 0$ wird (11), unter Berücksichtigung von Gl. (10), (12) und (13)

$$G \approx 1 + \frac{R_V}{r_Z}. \quad (14)$$

Der Glättungsfaktor nimmt also mit Vergrößerung von R_V zu.

Die natürliche Grenze allerdings setzt

2.5. Meßverstärker und Vergleichsglied

T1 bildet mit T5 den Meßverstärker, gleichzeitig aber auch das Vergleichsglied der Regelung.

Die Emitterspannung von T1 wird auf dem Potential der Z-Spannung gehalten. Ändert sich die Ausgangsspannung (nehmen wir an, zu höheren Werten), so überträgt die Meßeinrichtung die Spannungserhöhung auf die Basis von T1. T1 wird weiter aufgesteuert, und die negativere Spannung an der Basis bewirkt am Kollektor eine positivere Spannung. Die Regelstrecke, die über T2 direkt angekoppelt ist, wird zugesteuert. Damit die Regelstrecke voll wirksam sein kann, muß man eine große Verstärkung des Regelverstärkers voraussetzen. Wie kann man diese erzielen? — Einmal, indem man mit einer hohen Betriebsspannung arbeitet, zum andern indem man die Stromverstärkung des Transistors sehr hoch wählt. Die dritte Möglichkeit besteht darin, einen sehr großen Außenwiderstand zu verwenden.

Geht man davon aus, daß man keine zusätzliche Wicklung auf den Trafo aufbringen will, um für den Meßverstärker eine Betriebsspannung zu erzeugen, die natürlich größer als U_1 sein müßte, dann kann man eine Vergrößerung des Außenwiderstands in Betracht ziehen.

Geschieht das auf übliche Weise, so muß man bald einsehen, daß der Kollektorstrom die Grenze setzt, d. h., man kann ihn nicht beliebig klein wählen, da der Emittierfolger noch angesteuert werden muß.

Eine elegante Lösung dagegen bildet ein Transistor als Außenwiderstand. Voraussetzung ist nur: es muß ein Typ entgegengesetzter Leitfähigkeit sein.

Betrachtet man die Schaltung von T5, so erkennt man, daß er eingangsseitig als wechselstrommäßig kurzgeschlossen interpretiert werden kann. Die Anordnung hat einen kleinen Gleichstromwiderstand, bildet aber wechselstrommäßig einen Widerstand von ungefähr $300 \text{ k}\Omega$. Es wurde ein SF 132 mit dem Arbeitspunkt $U_{CE} = 1 \text{ V}$; $I_{C5} = I_{E1} = 2 \text{ mA}$ verwendet. B war 20 im Arbeitspunkt.

Beachtet werden muß, daß die Stromverstärkung des Transistors nicht allzu hoch ist, da sich sonst der (wenn auch geringe) Brummanteil an der Basis von T5 um diesen Faktor vervielfältigt im Kollektorstrom wiederfände. Mit R2 stellt man den Kollektorstrom ein, und zwar so, daß sich Brummminimum ergibt. Ob man die Basisvorspannung wie in diesem Fall über eine Z-Diode gewinnt oder an ihrer Stelle 2 in Durchlaßrichtung

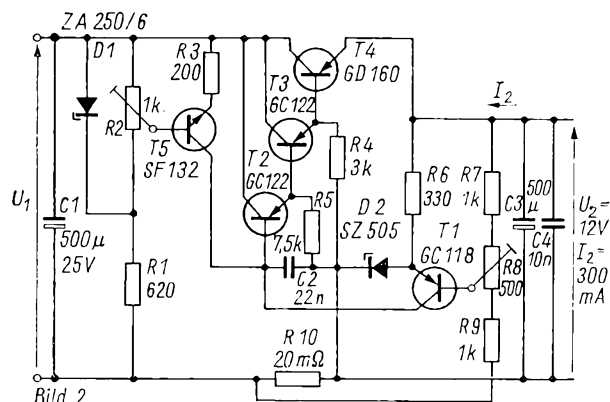


Bild 2: Schaltung des ausgeführten Regelnetzteils

$$\frac{dU_Z}{dI_Z} = R_Z = r_Z + \frac{U_Z^2}{K_{VZ} R_{th}} \quad (10)$$

r_Z — dynamischer Z-Widerstand, K_{VZ} Spannungstemperaturbeiwert, R_{th} — Gesamtwärtemwiderstand.

Bekanntlich ist der K_{VZ} -Wert bei Z-Spannungen zwischen 5 und 6 V ungefähr 0. In diesem Fall wird der letzte Term von Gl. (10) auch 0. Damit bestimmt nur noch die Temperaturabhängigkeit von r_Z das Temperaturverhalten der Z-Diode.

Oberhalb des angegebenen Spannungsbereichs ist der K_{VZ} positiv, unterhalb negativ.

Die Vergleichsspannung soll nach Möglichkeit nicht von der Temperatur abhängig sein. Wir verwenden deshalb am

der Strom I_{Zmin} , den man aus den Kennlinienblättern ablesen kann.

Für welchen Typ man sich bei Entwurf eines Netzgeräts entscheidet, hängt von der vorgesehenen Verwendung ab. In dieser Schaltung könnte auch ein ZA-Typ oder ein SZX-Typ benutzt werden, nur muß man bedenken, daß diese Typen im Vergleich zur SZ 505 einen größeren r_Z haben.

Der Vorwiderstand R6 wird folgendermaßen bestimmt:

$$R_6 = \frac{U_2 - U_Z}{I_Z - I_{E1}} = \frac{12 \text{ V} - 6 \text{ V}}{(20 - 2) \text{ mA}} = 333 \Omega; \quad (16)$$

$$P_{R6} = I_{R6} \cdot U_{R6} = 6 \text{ V} \cdot 18 \text{ mA} = 108 \text{ mW}$$

Man verwendet einen 0,25-W-Typ.

geschaltete Siliziumdioden einsetzt, bleibt dem Anwender überlassen.

Die Berechnung des Vorwiderstands wird etwas anders gehandhabt, weil die Spannung U_1 um 5,2 V schwanken kann;

$$R_{1\min} = \frac{U_{1\min} - U_Z}{I_Z + I_{R2}} \quad (17)$$

Rechnet man durch R_2 einen Strom von 5 mA und $I_{Z1} = 10$ mA (wobei der Typ eine ZA 250/6 oder SZX 19/6,2 sein sollte), so folgt:

$$R_{1\min} = \frac{(14 - 6) \text{ V}}{(10 + 5) \text{ mA}} = 533 \Omega$$

$$R_{1\max} = \frac{U_{1\max} - U_Z}{I_Z + I_{R2}} = \frac{(17,2 - 6) \text{ V}}{15 \text{ mA}} = 747 \Omega \quad (18)$$

Gewählt wird ein Zwischenwert:

$$R_1 = 620 \Omega$$

$$R_2 = \frac{U_{Z1} - 6 \text{ V}}{I_{R2} - 5 \text{ mA}} = 1,2 \text{ k}\Omega \quad (18)$$

Man wählt R_2 zu 1 k Ω . R_3 dient der Stabilisierung und sollte nicht zu groß sein -- z. B. 200 Ω .

Es folgen Berechnung des Außenwiderstands (gebildet durch Anordnung T5), Bestimmung des Regelfaktors, der Spannungsverstärkung von T1 und des Innenwiderstands des Netzteils. Die zahlenmäßige Rechnung wird nicht gezeigt; Hinweise und Durchschnittsparameter entsprechender Transistoren finden sich in [4]. Umrechnungen in zahlreichen anderen Veröffentlichungen.

$$R_a = \frac{h_{11e} + R_3 (1 + h_{21e})}{h_{22e} \cdot R_3} \quad (19)$$

Die Spannungsverstärkung ist nach [5]

$$V_u = \frac{R_a}{r_{e1} + r_{z2} + \frac{r_{b1} + R_p}{\beta_1}} \quad (20)$$

r_e , r_b -- Emitter-, Basisbahnwiderstand T1, R_p -- Innenwiderstand der Meßeinrichtung.

Definiert man den Regelfaktor nach [6]

$$a = \left(\frac{u_2}{u_1} \right) i_2 = 0, \quad (21)$$

so folgt

$$a = \frac{1}{V_u \cdot k} \quad (21)$$

k -- Teilungsverhältnis U_1/U_2 .

Der Innenwiderstand eines Regelnetztes mit einem 3fachen Emitterfolger ist nach [6]

$$R_i = a \cdot r_{e4} + (r_{b4} + r_{e3}) \frac{1}{\beta_4 + 1} + (r_{b3} + r_{e2}) \frac{1}{(\beta_4 + 1)(\beta_3 + 1)} + (r_{b2} + R_a) \frac{1}{(\beta_4 + 1)(\beta_3 + 1)(\beta_2 + 1)} \quad (22)$$

Als Verstärkungs transistor T1 wurde ein GC 118d eingesetzt. Während man an die anderen Transistoren der Schaltung keine besonderen Anforderungen stellt, sollte man bei T1 auf hohe Stromverstärkung und geringes Rauschen achten.

Besondere Bedeutung hat C2. Dieser Kondensator verhindert, daß der Netzteil anfängt zu schwingen. Beim Aufbau der Schaltung ist sehr sorgfältig vorzugehen, denn die hohe Verstärkung ist nicht unproblematisch. Benutzt man eine gedruckte Schaltung, so sollte man auf die Leitungszüge einen dickeren Draht auflöten (besonders wichtig bei Verwendung von Universalleiterplatten!).

3. Ergebnisse

Regelfaktor

gemessen bei $U_1 \pm 5\%$ keine Änderung von U_2

$$\text{berechnet -- } \Delta U_2 = 3 \text{ mV, } a = 1,38 \cdot 10^{-4}$$

Innenwiderstand

gemessen -- 10,0 m Ω

berechnet -- 1,51 m Ω

Felligkeit

gemessen bei maximaler Last

$$U_2 = 0,425 \text{ mV}$$

Auf Grund der Ergebnisse kann man sagen, daß es angebracht ist, den Regelnetzteil bis Gl. (18) überschlägig durchzurechnen und danach die Kennwerte zu messen. Die Daten der Halbleiter streuen sehr, so daß man mit größeren Abweichungen rechnen muß.

Will man den Innenwiderstand auf 0 kompensieren (das geht nur für einen Arbeitspunkt, und deshalb muß konstante Last vorausgesetzt sein), rechnet man nach [6]

$$R_{10} = r_i \frac{R_7 + R_8 + R_9}{R_7 + R_8} = r_i \frac{1}{k} = 10 \text{ m}\Omega \frac{1}{0,5} = 20 \text{ m}\Omega \quad (23)$$

Literatur

- [1] Richter, W.: Probleme bei der Entwicklung eines elektronisch stabilisierten Netzgerätes mit Transistoren, radio und fernsehen 10 (1961), H. 15, S. 482
- [2] Anonym: Gleichspannungsstabilisation mit Zenerdioden, radio und fernsehen 14 (1965), H. 10, 11, 12; S. 305, 337, 369
- [3] Christoff, G.: Spannungsstabilisierungsschaltungen mit Zenerdioden, Funk-Technik 18 (1963), H. 15.
- [4] Völz, H.: Elektronische Spannungsstabilisation, VEB Verlag Technik, 2. Auflage
- [5] Müller-Warmuth, W.: Spannungs- und Stromstabilisierung mit Leistungstransistoren, Zeitschrift für angewandte Physik 1958, H. 11
- [6] Wagner, S.: Stromversorgung elektronischer Schaltungen und Geräte, R. v. Deckers-Verlag, G. Schenk, Hamburg 1964

Ein Kniff für die W 3 DZZ-Traps

Soll ein leistungsfähiger Sender an einer W 3 DZZ betrieben werden, besteht die Gefahr, daß die 60-pF-Kondensatoren der Bastelkiste durchschlagen. Versucht man nun derartige Kondensatoren mit einer Genauigkeit von $\pm 1\%$ zu kaufen, gibt es meistens allerhand Lauferciien. Hier soll nun ein Weg aufgezeigt werden, wie man den benötigten Kondensator einfach selbst herstellen kann.

Mit Hilfe eines Stückes Koaxialkabel kann ein solcher Kondensator selbst gefertigt werden. Nachfolgende Tabelle gibt alle für den Amateur üblichen Koaxialkabel mit deren Kapazitätsbelag je Meter Leitungslänge an. Daneben ist der vom Hersteller als „maximal zulässiger Spannungswert“ zwischen Kabelmantel und Seele wiedergegeben. Die Erfahrung zeigt jedoch, daß es als Amateur nicht gelingt, die für einen Durchschlag notwendige Spannung aufzubringen, weil die Kabel weit höhere Spannungen vertragen.

Die gewünschte Kapazität wird durch Beschneiden des Kabels hergestellt. Für das allorts bekannte Kabel des Typs 60-7-3 (Luftrohrisolation) kann als Richtwert eine Länge von $l = 86$ cm angegeben werden.

Die geometrische Ausdehnung der Kapazität hat auch bei 10 m noch keinen störenden Einfluß.

Dipl.-Ing. H. Weißleder, DM 2 CEK

Kabeltyp (VEB Kabelwerk Vacha)	Kapazitäts- belag (pF/m)	maximale Spannung (kV)
50 - 2 - 1	100	0,7
50 - 3 - 1	100	1,5
50 - 7 - 2	100	3,6
50 - 17 - 2	100	8,6
50 - 17 - 2,4	100	8,6
60 - 2 - 1,0	85	0,7
60 - 2 - 1	85	0,7
60 - 4 - 1,0	85	1,9
60 - 4 - 1	85	1,9
60 - 7 - 1	85	2,2
60 - 7 - 1,40	85	2,2
60 - 7 - 2	85	3,2
60 - 7 - 2,3	85	3,2
60 - 7 - 2,4	85	3,2
60 - 7 - 3	70	0,4
60 - 10 - 1	85	4,5
60 - 10 - 2	85	4,5
60 - 10 - 2,3	85	4,5
60 - 10 - 2,4	85	4,5
60 - 10 - 3	63	0,6
60 - 10 - 3,3	63	0,6
60 - 10 - 3,4	63	0,6
60 - 10 - 3,40	63	0,6
70 - 10 - 1	63	4,0
70 - 21 - 4,3	53	0,5
70 - 21 - 4,4	53	0,5
70 - 4 - 1,0	67	1,5
75 - 4 - 1	67	1,5
75 - 4 - 4,0	67	1,5
75 - 4 - 4	67	1,5
75 - 4 - 4,40	67	1,5
75 - 5 - 1	67	1,8
75 - 7 - 8	67	2,9

Erfahrungen mit einem frequenzvariablen Quarzoszillator

G. DAMM – DM 2 AWD

Variable Quarzoszillatoren auch VXO (*Variable Frequency Crystal Controlled Oscillator*) genannt, werden vielfach in industriellen SSB-Geräten, öfter jedoch in 2-m-Eigenbausendern als Erweiterung zum Festfrequenzbetrieb verwendet. In den beschriebenen VXO-Schaltungen wird die Quarzfrequenz durch Zuschalten von Blindwiderständen verändert.

Vor etwa 10 Jahren begann der Verfasser mit Versuchen, feste Quarzfrequenzen zu variieren, und zwar basierend auf kapazitiver Beeinflussung der Oszillatorschaltung. Auf Grund einer Infor-

Bei Versuchen, die sich auf Quarze mit Frequenzen zwischen 6 und 16 MHz erstreckten, zeigte sich, daß die sogenannten Channel-Quarze, Quarze sowjetischer Fertigung (R 800) und DDR-Fertigung, sich gleich gut, mit nur kleinen Unterschieden ziehen ließen. Bedeutend geringer war die Ziehmöglichkeit von Quarzen aus der CSSR-Fertigung. Der Aufbau von VXOs muß unter möglichst geringer kapazitiver Belastung des Oszillators erfolgen, da sonst der Ziehbereich stark eingeschränkt wird. Bei Verwendung eines Quarzes läßt sich ein gegenüber dem Chassis und anderen Bauelementen kapazitätsarmer Aufbau relativ leicht verwirklichen. Schwieriger wird es, wenn zum Überstreichen des 2-m-Bandes mehrere Quarze nicht umgesteckt, sondern umgeschaltet werden sollen. Dabei gilt als erster Grundsatz, daß die Quarze doppelpolig umzuschalten und nicht zu dicht nebeneinander anzuordnen sind. Wird das nicht beachtet, so kommt es beim Ziehen eines „höheren“ Quarzes zu niedrigeren Frequenzen

streuen. Tatsächlich setzen bei vergrößertem Ziehbereich die zugeschalteten Blindwiderstände (L und C) sowie weitere Bauelemente (Röhre/Transistor) die Frequenzkonstanz merklich herab. Aus diesem Grunde ist ein VXO mit großem Ziehbereich vor Temperaturschwankungen zu schützen.

Es konnte festgestellt werden, daß ein Herabsetzen der Umgebungstemperatur von 20 °C auf 5 °C den Ziehbereich von 100 kHz auf 50 kHz einengte. Darüber hinaus rissen die Schwingungen ab.

Zum Abgleich bzw. Inbetriebnahme des VXO stimmt man die Induktivität bei minimaler Kapazität von C1 mit Grid-dipper auf die Frequenz des Quarzes ab. Der schwingende Oszillator ist bei maximaler Kapazität von C1 mit der Induktivität auf den gewünschten Ziehbereich einzustellen. Dabei muß man kontrollieren, ob der Oszillator bei maximal eingestelltem Ziehbereich noch sicher anschwingt. Dann kann die Induktivität fixiert und der Oszillator mit C1 innerhalb des Ziehbereichs durchgestimmt werden.

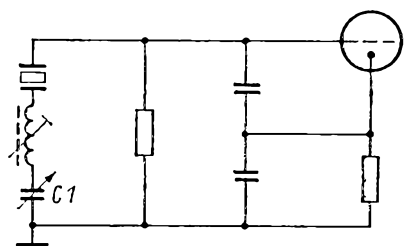


Bild 1: Die Grundschaltung eines VXO (C1 $\approx$ 30...50 pF)

Drift der Grundfrequenz bei einem VXO (f in MHz)

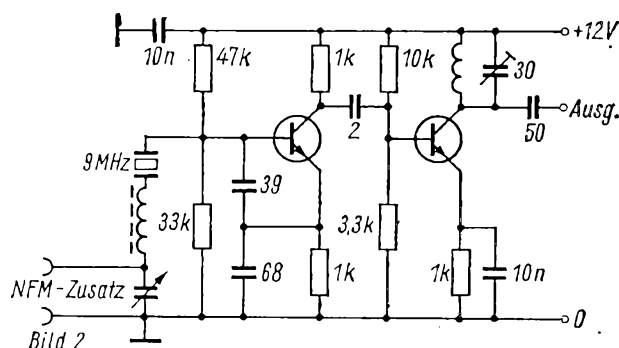
t [min]	Bei der Endfrequenz (145 MHz) um 0 kHz	50 kHz gezogen	100 kHz
0	9,048 537	9,045 840	9,042 748
5	542	846	753
10	548	851	762
15	555	859	770
20	562	865	780
40	568	869	783

mation von SM 7 AED setzte er sie gemäß der Schaltung Bild 1 fort.

Diese Grundschaltung wurde an einem Röhrenoszillator mit 9-MHz-Quarzen, an einem modifizierten BC 625, durchgeführt und später durch einen Transistoroszillator nach Bild 2 auf der gleichen Basis erweitert. Mit dieser noch heute benutzten Schaltung wird durch eine NFM-Einrichtung Frequenzmodulation im 2-m-Band gefahren. Die in der Tabelle angegebenen Werte der Frequenzkonstanz wurden an diesem Transistor-VXO ermittelt.

Während der Versuche ergaben sich mit 9-MHz-Quarzen, bezogen auf die Endfrequenz im 2-m-Band, Ziehbereiche, die bei 800 kHz lagen. Für die praktische Anwendung sollte aber ein Ziehbereich von 300 kHz (auf dem 2-m-Band) nicht überschritten werden, da die Stabilität eines um größere Werte gezogenen Oszillators den Forderungen nicht mehr genügt.

Bild 2: Die Schaltung eines 9-MHz-VXO mit Transistorbestückung



hin dazu, daß die Schwingungen abreißen oder die Frequenz umspringt, wenn die Grundfrequenz eines in der Frequenz niedriger liegenden Quarzes erreicht wird. Großen Einfluß auf die Größe des Ziehbereichs hat die Montage der Ziehpule. Man sollte sie erfahrungsgemäß nicht dichter als 10 mm an das Chassis montieren. Eventuell verwendete Abschirmbecher sind unter Einhaltung größerer Abstände als 10 mm zur Spule auszuwählen. Als Material dieser Spulen ist möglichst UKW-Ferrit zu verwenden.

Der oben erwähnte Ziehbereich von 300 kHz gilt für die Betriebsarten AM und FM. Bei CW-Betrieb sollte er möglichst 100 kHz, bei SSB-Betrieb 50 kHz nicht überschreiten. Diese Werte können je nach Konstruktion des VXO

Zusammenfassend kann man feststellen, daß die Verwendung eines VXOs dort angebracht erscheint, wo mit wenig Aufwand ein Oszillator über einen relativ kleinen Bereich bei möglichst großer Stabilität in der Frequenz verändert werden soll. Das trifft zu bei der Erweiterung von 2-m-Sendern mit Quarzfestfrequenzen sowie beim Bau von 2-m-SSB-Sendern, die nur innerhalb des SSB-Bereichs arbeiten sollen. Will man das gesamte 2-m-Band überstreichen, so ist der Bau eines VFO oder Super-VFO anzuraten, wenn keine ausreichende Zahl von Quarzen gleicher Bauart zur Verfügung steht.

Der Autor bedankt sich bei SM 7 AED und G 2 BVN für Erfahrungsaustausch und Überlassung von Schaltungsunterlagen.

Mehr Quarzfrequenzen für das 2-m-Band

cand. ing. W. BOITZ – DM 3 GCK

Im vorliegenden Beitrag wird eine wenig bekannte Art der Frequenzaufbereitung, speziell für 2-m-Sender, beschrieben. Entsprechend abgewandelt lassen sich damit auch andere, ähnlich geartete Probleme lösen. Der Verfasser will erreichen, daß durch diesen Beitrag der Engpaß beim Beschaffen geeigneter Steuerquarze für das 2-m-Amateurband etwas behoben wird.

1. Frequenzaufbereitung

1.1. Arten der Erzeugung des 144-MHz-Signals

In den Anfangsjahren der UKW-Arbeit dominierte der quarzbestückte Steuer-sender. Ausgehend von einer der „klassischen“ Quarzfrequenzen erreicht man die Endfrequenz durch nacheinanderfolgende Verdopplung und/oder Verdreifachung der Quarzfrequenz. Diese Schaltungskonzeption ist relativ unproblematisch; ihr hauptsächlichster Nachteil ist der Verzicht auf den Gleichwellenbetrieb. Das macht sich besonders in Contesten unangenehm bemerkbar. Durch die einfache Frequenzaufbereitung dürfte diese Art in erster Linie für den Anfänger der beste Weg zum Ziel sein. Tragbare Funk-sprechgeräte verlangen im Hinblick auf die Einfachheit des Gerätes geradezu einen quarzbestückten Steuersender. Bild 1 zeigt ein Beispiel dazu.

Die Forderung nach Gleichwellenbetrieb machte den VFX für den 2-m-Betrieb interessant. Dabei wird einer quarzstabilisierten Frequenz die Frequenz eines VFO zugemischt. Nach Ausbiegen des gewünschten Mischpro-

dukts wird die Frequenz normal weiterverarbeitet, siehe das Beispiel Bild 2. Verzichtet man ganz auf einen Quarz, dann muß ein sehr frequenzstabiler VFO aufgebaut werden, der die Aufgabe des Quarzoszillators in Bild 1 übernimmt. Vorteilhaft wirkt sich die variable Oszillatorfrequenz auf die Betriebstechnik aus. Allerdings verlangt der Bau eines genügend frequenzstabilen VFO hohe technische Kenntnisse und einige genaue Meßgeräte. Zudem ist der VFO oft auch sehr schwer, da kaum auf einen kalten Thermostaten verzichtet werden kann (Kurzzeitstabilität). Damit ist das Einsatzgebiet des frequenzstabilen VFO auf stationäre Amateurfunkstellen beschränkt.

1.2. Frequenzaufbereitung mittels Mischung

Der hier beschriebene Weg der Frequenzaufbereitung stellt prinzipiell nichts Neues dar, ist aber wenig bekannt, und kann manchem OM schneller zu einem 2-m-Signal verhelfen als er glaubt. Voraussetzung für die Realisierung dieses Weges ist das Vorhandensein eines Quarzes, dessen Frequenz als ganzzahliges Vielfaches einen Wert zwischen 144.000 und 146.000 MHz (bzw. zwischen 144.150 und 145.85 MHz) ergibt. Damit steht fest, daß auf dem 2-m-Band nur eine feste Frequenz entsteht. Für Funk-sprechgeräte ist das aber durchaus tragbar, denn auch ein Quarzoszillator läßt sich in seiner Frequenz etwas ziehen. Von dieser Quarzfrequenz ausgehend, wird zunächst verdoppelt und verdreifacht und anschließend diese verviel-

fachte Frequenz mit der Oszillatorfrequenz bzw. mit einer günstigen Oberwelle gemischt, so daß ein Signal auf 144 MHz entsteht.

Ein Beispiel mag das verdeutlichen (Bild 3). Zur Verfügung steht ein Quarz 13,2 MHz. Dessen 11. Harmonische ergibt 145,2 MHz. Man vereinfacht zunächst und erhält $9 \cdot f_0 = 118,8$ MHz. Durch Verdopplung der 13,2 MHz erhält man $2 \cdot f_0 = 26,4$ MHz. Beide Signale werden einem Mischer zugeführt, an dessen Ausgang die Frequenz $11 \cdot f_0 = 145,2$ MHz ausgesiebt wird. Wie man sieht, läßt sich das Problem der Verelffachung technisch recht elegant lösen. Eine direkte Verelffachung ist dermaßen problematisch, daß man von dieser Variante unbedingt abschen sollte.

2. Möglichkeiten der Frequenzaufbereitung

Natürlich ist die Frequenzaufbereitung nicht auf die Verelffachung beschränkt. In der Tabelle sind alle interessierenden Details zusammengefaßt. Neben den neuen Quarzfrequenzen wurden, um die Tabelle vollständig darzustellen, auch die bekannten „klassischen“ Quarzfrequenzen aufgeführt. In der ersten Spalte ist die Ordnung der Verelffachungen aufgeführt, in der zweiten Spalte sieht man die Möglichkeiten, um zur Endfrequenz zu gelangen. Die dritte Spalte zeigt die speziellen Einzelheiten, nur mit Hilfe der Verdopplung und Verdreifachung durch Mischung auch ungewohnte Vervielfachungen zu verwirklichen. Schließlich sind in Spalte vier die für den jeweiligen Fall verwendbaren Quarzfrequenzen aufgeführt. Vielleicht findet sich dieser oder jener Quarz, der bisher als nicht brauchbar für das 2-m-Band zur Seite gelegt wurde.

3. Technische Probleme

Von der Deutschen Post werden laut Gesetz bestimmte Höchstwerte der Störstrahlung zugelassen. Um diese Werte nicht zu überschreiten, gibt es verschiedene Möglichkeiten, die bei der Schaltungskonzeption unbedingt beachtet werden müssen.

– Soweit möglich, sollen alle Stufen

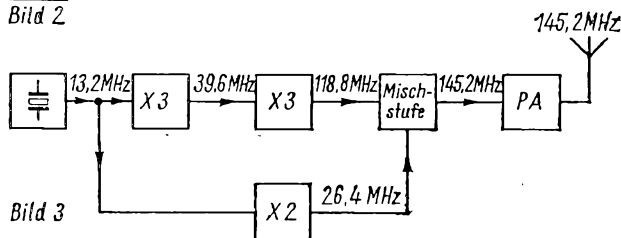
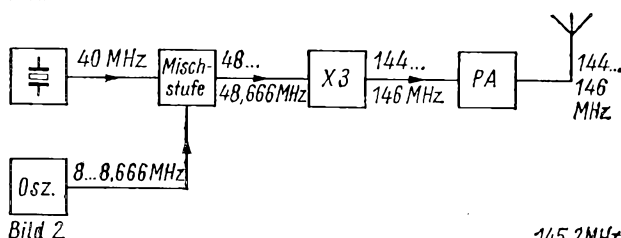
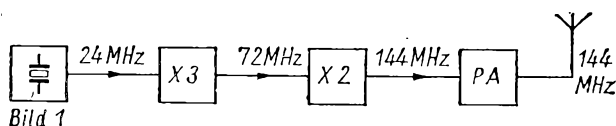


Bild 1: Prinzipdarstellung des quarzgesteuerten 2-m-Senders

Bild 2: Prinzipdarstellung des 2-m-Senders mit VFX-Steuerung

Bild 3: 2-m-Sender nach der im Beitrag beschriebenen Frequenzaufbereitung

Endfrequenz	Weg zur Endfrequenz	Frequenzfahrplan	Geeignete Quarzfrequenzen (MHz)
f_0	f_0	f_0	144,0...145,0
$2f_0$	$2f_0$	$2f_0$	72,0...73,0
$3f_0$	$3f_0$	$3f_0$	48,0...48,666
$4f_0$	$4f_0$	$2 \cdot 2f_0$	36,0...36,5
$5f_0$	$4f_0 + f_0$	$2 \cdot 2f_0 + f_0$	28,8...29,2
	$6f_0 - f_0$	$2 \cdot 3f_0 - f_0$	
	$2f_0 + 3f_0$	$2f_0 + 3f_0$	
$6f_0$	$2 \cdot 3f_0$	$2 \cdot 3f_0$	24,0...24,333
$7f_0$	$6f_0 + f_0$	$3 \cdot 3f_0 + f_0$	20,572...20,857
	$8f_0 - f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 2f_0 - f_0$	
	$9f_0 - 2f_0$	$3 \cdot 3f_0 - 2f_0$	
	$3f_0 + 4f_0$	$3f_0 + 2 \cdot 2f_0$	
$8f_0$	$8f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 2f_0$	18,000...18,250
$9f_0$	$9f_0$	$3 \cdot 3f_0$	16,000...16,222
$10f_0$	$2 \cdot 5f_0$	$2 \cdot 5f_0$ (s. $5f_0$)	14,400...14,600
$11f_0$	$12f_0 - f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 3f_0 - f_0$	13,091...13,272
	$9f_0 + 2f_0$	$3 \cdot 3f_0 + 2f_0$	
	$8f_0 + 3f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 2f_0 + 3f_0$	
	$6f_0 + 5f_0$	$2 \cdot 3f_0 + 5f_0$	
$12f_0$	$12f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 3f_0$	12,000...12,166
$13f_0$	$12f_0 + f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 3f_0 + f_0$	11,077...11,230
	$9f_0 + 4f_0$	$3 \cdot 3f_0 + 2 \cdot 2f_0$	
	$16f_0 - 3f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2f_0 - 3f_0$	
$14f_0$	$2 \cdot 7f_0$	$2 \cdot 7f_0$ (s. $7f_0$)	10,286...10,428
$15f_0$	$3 \cdot 5f_0$	$3 \cdot 5f_0$ (s. $5f_0$)	9,600...9,733
$16f_0$	$16f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2f_0$	9,000...9,125
$17f_0$	$16f_0 + f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2f_0 + f_0$	8,170...8,588
	$18f_0 - f_0$	$2 \cdot 3 \cdot 3f_0 - f_0$	
	$9f_0 + 8f_0$	$3 \cdot 3f_0 + 2 \cdot 2 \cdot 2f_0$	
$18f_0$	$18f_0$	$2 \cdot 3 \cdot 3f_0$	8,000...8,111
$19f_0$	$16f_0 + 3f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2f_0 + 3f_0$	7,579...7,684
	$18f_0 + f_0$	$2 \cdot 3 \cdot 3f_0 + f_0$	
$20f_0$	$4 \cdot 5f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 5f_0$ (s. $5f_0$)	7,200...7,300
$21f_0$	$3 \cdot 7f_0$	$3 \cdot 7f_0$ (s. $7f_0$)	6,858...6,952
$22f_0$	$2 \cdot 11f_0$	$2 \cdot 11f_0$ (s. $11f_0$)	6,546...6,636
$23f_0$	$24f_0 - f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 3f_0 - f_0$	6,261...6,317
	$27f_0 - 4f_0$	$3 \cdot 3 \cdot 3f_0 - 2 \cdot 2f_0$	
	$32f_0 - 5f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 2f_0 - 3 \cdot 3f_0$	
$24f_0$	$24f_0$	$2 \cdot 2 \cdot 2 \cdot 3f_0$	6,000...6,083

bis zum Mischer mit kleinen Signalen angesteuert werden. In den Verdoppeler- und Verdreifacherstufen wird sich eine gewisse Mindestansteuerung nicht vermeiden lassen, da diese Stufen in B- bzw. C-Betrieb arbeiten.

– Durch geeignete Dimensionierung des Mixers läßt sich ein Teil der unerwünschten Mischprodukte unterdrücken. Ein Gegentaktmischer kommt dieser Forderung sehr entgegen. Dabei ist es nebensächlich, ob der Mischer mit Dioden oder Transistoren bestückt ist. Im Hinblick auf die Stufenanzahl nach dem Mischer dürfte jedoch der transistorbestückte Gegentaktmischer von Vorteil sein, da er eine Mischverstärkung liefert.

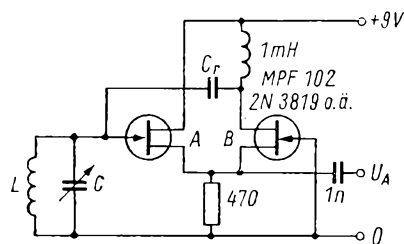
– Ein Bandfilter am Mischstufenausgang sorgt dafür, daß nur das gewünschte Mischprodukt weiterverarbeitet wird. Ein Einzelkreis liefert zu geringe Selektion.

– Im Interesse der Eindeutigkeit der Frequenzen sollte man von möglichst hohen Quarzfrequenzen ausgehen, damit die Abstände der n -ten zur $(n+1)$ -ten bzw. $(n-1)$ -ten Oberwelle genügend groß sind. Durch diese Maßnahme wird die Wirkung des Bandfilters in der Schaltung unterstützt. Die Spiegelfrequenz liegt um so weiter von der Nutzfrequenz (Mischerausgang) ab, je

In anderen Zeitschriften geblättert

Einfacher Oszillator mit Feldeffekttransistoren

Die im Bild gezeigte Schaltung ist eine Modifikation des bekannten katodengekoppelten Oszillators, bei dem Doppeltrioden Verwendung finden. Die beiden Röhrensysteme wurden durch 2 Sperrschicht-FETs ersetzt, die als Differenzverstärker arbeiten. Die für die Schwingungserzeugung notwendige Phasendrehung von 360° läßt sich auf diese Weise sehr einfach erreichen. Über den Rückkopplungskondensator C_r (in diesem Fall etwa 30 pF) wird die Rückkopplungsschleife geschlossen. Wie auch bei anderen Oszillatorschal-



tungen mit FETs zeigen sich gute Stabilitätseigenschaften. Sie sind im hohen Eingangswiderstand und der geringen Eingangskapazität der FETs zu suchen. Dadurch ist der Einfluß von Parametern der aktiven Schaltungselemente auf die Kennwerte des Schwingkreises, also die Resonanzfrequenz, sehr gering. Der Arbeitsbereich dieser Schaltung erstreckt sich von Frequenzen um 1 MHz bis in den VHF-Bereich. Sie eignet sich daher, auch wegen des „Zweiklemmen-Anschlusses“, besonders für die sehr genaue aktive Frequenzmessung an Kreisen unbekannter Frequenz. Hierbei wird der zu messende Kreis in der Schaltung (s. Bild) zum Schwingen gebracht und diese Frequenz durch Schwebungsmessung bestimmt.

höher die verwendete Quarzfrequenz ist. Diese Tatsache wird noch dadurch wirksamer, wenn man mit einer hohen Frequenz (im Beispiel nach 1.2. 118,8 MHz) die verdoppelte bzw. verdreifachte Oszillatorfrequenz und nicht die Grundfrequenz mischt. (Es ist günstiger, $9 \cdot f_0$ mit $2 \cdot f_0$ zu mischen, als $12 \cdot f_0$ mit f_0 .)

– Man sollte von zweimaliger Mischung absehen, da dann die Verhältnisse in der Praxis unübersichtlich werden. Prinzipiell ließe sich eine Verelfachung auch durch Mischen von $6 \cdot f_0$ mit $5 \cdot f_0$ realisieren. Die fünffache Oszillatorfrequenz müßte aber vorher durch Mischung von $2 \cdot f_0$ und $3 \cdot f_0$, oder, was günstiger erscheint, durch Mischen der vorhandenen $6 \cdot f_0$ mit f_0 , erzeugt werden. Abgesehen vom Materialaufwand ist diese Variante hinsichtlich Selektion und Störstrahlung nicht vertretbar, zumal sich immer eine einmalige Mischung verwirklichen läßt.

Literatur

- [1] Philipow, E.: Taschenbuch Elektrotechnik, Band 3, VEB Verlag Technik, Berlin 1969
- [2] Ströer, E.: Transistorisierter SSB-Steuersender mit 50-kHz-Filtern, FUNKAMATEUR 16 (1967), H. 7, S. 324/325 und H. 8, S. 392 bis 394, und dortige Literaturquellen
- [3] Rothammel, K.: Die Ultrakurzwellen – Das 2-m-Band, Reihe „Der praktische Funkamateure“, Bd. 15, Deutscher Militärverlag, Berlin 1963

tungen mit FETs zeigen sich gute Stabilitätseigenschaften. Sie sind im hohen Eingangswiderstand und der geringen Eingangskapazität der FETs zu suchen. Dadurch ist der Einfluß von Parametern der aktiven Schaltungselemente auf die Kennwerte des Schwingkreises, also die Resonanzfrequenz, sehr gering. Der Arbeitsbereich dieser Schaltung erstreckt sich von Frequenzen um 1 MHz bis in den VHF-Bereich. Sie eignet sich daher, auch wegen des „Zweiklemmen-Anschlusses“, besonders für die sehr genaue aktive Frequenzmessung an Kreisen unbekannter Frequenz. Hierbei wird der zu messende Kreis in der Schaltung (s. Bild) zum Schwingen gebracht und diese Frequenz durch Schwebungsmessung bestimmt.

Aus [1] übersetzt und bearbeitet von E. Schroeder, DM 3 YGO

Literatur

- [1] Heller, L. F.: FET „two terminal“ oscillator, Wireless World, September 1969, S. 409

Tips zum Bau eines transistorisierten VFO

Unter Beachtung einiger wichtiger Hinweise ist der erfolgreiche Bau eines Halbleiter-VFO sicher zu beherrschen. Über einige Ausführungen hierzu in [1] sei kurz berichtet. Da ist zunächst die Frage der Frequenz- und Schaltungsstabilität. Soweit diese durch die Schwingkreiselemente und den mechanischen Aufbau bestimmt sind, treffen die von Röhrenoszillatoren bekannten Regeln wie temperaturkompensierter Schwingkreis, stabiler mechanischer Aufbau, belastungsmäßig überdimensionierte Bauelemente, Abstand von thermischen Quellen usw. zu. Aktuell ist auch die Frage nach dem geeigneten Transistor, wobei stets Siliziumtypen vorgezogen werden. Der Transistor soll ein hohes h_{FE} und eine hohe Grenzfrequenz f_T aufweisen, ersteres wegen des leichten Anschwingverhaltens und der erleichterten Dimensionierung des Rückkopplungsnetzwerkes, das zweite wegen der in der Nähe der Grenzfrequenz auftretenden Phasendrehungen. Die Nutzfrequenz soll maximal $f_T/10$ nicht überschreiten. Nach Wahl des Transistors sei näher auf die Schaltung eingegangen. Dabei sei vorausgesetzt, daß der Nutzfrequenzbereich überstrichen wird und auch die Pufferstufen einwandfrei arbeiten. Wir haben eine Anordnung mit hohem f_T gegenüber z. B. 3,5 MHz, und es können Schwingungen noch oberhalb und unterhalb der Nutzfrequenz auftreten. Unterhalb der Nutzfrequenz insbesondere dadurch, daß h_{FE} noch weiter ansteigt. Meist drücken sich die parasitären NF-Schwingungen als Zischeln auf der VFO-Frequenz aus. Auch die Kombination von Schaltleistungsinduktivitäten, Transistorkapazitäten, HF-Drosseln kann auf unerwünsch-

ten Frequenzen Resonanzen ergeben. Der hochverstärkende Transistor „liebt, was er sieht“. Je höher f_T liegt, um so leichter können auch VHF- und UHF-Selbsterregungen auftreten. Daher ist es sinnvoll, bei 3,5 MHz keine Transistoren mit f_T von etwa 500 MHz einzusetzen. Werfen wir einen Blick auf Bild 1. Ein 100- Ω -Widerstand (R_3) liegt in der Kollektorstromversorgungsleitung. Werte herab bis zu 10 Ω (z. B. bei T2) verhindern parasitäre Schwingungen in VFOs und Verstärkern. Diese Widerstände sollen so kurz wie möglich am Kollektor angeschlossen sein. Auch zwei oder drei Ferritperlen auf der Kollektorleitung dämpfen ausreichend, und sie sind sogar meist den Dämpfungswiderständen vorzuziehen. Gute Abblockung und Siebung ist sehr wichtig, sowohl für NF als auch HF. Aus diesem Grund liegen in der Kollektorleitung von T2 C4 und C5 (100 nF und 5 μ F), Siebkondensatoren für HF und NF. HF-Abblockkondensatoren sollen grundsätzlich induktionsarm sein und daher möglichst keramische Scheibenkondensatoren. Gleiche Sorgfalt ist den Siebgliedern in der Gleichstromversorgung und den Entkopplungsnetzwerken zwischen den einzelnen Stufen zu widmen. Man siebe stets auf NF und HF, also unter- und oberhalb des Nutzsignales.

Wichtig ist die Betriebsspannung des Oszillatortransistors. Eine Z-Diodenstabilisierung erscheint zunächst ausreichend. Das ist erforderlich, da sich bei Versorgungsspannungsschwankungen die Transistorkapazitäten ändern und das zu Frequenzverwerfungen führt. Auch der Basisspannungsteiler ist sorgfältig einzustellen. Bei der Einstellung von R1 und R2 muß der VFO abgehört werden. Für jede Versorgungsspannung gibt es ein R1/R2-Verhältnis, bei dem sich Versorgungsspannungsschwankungen nur wenig auf die Frequenz auswirken. Wenn möglich, sollte die Pufferstufe ebenfalls eine stabili-

sierte Versorgungsspannung besitzen. Wichtig ist noch die HF-Schirmung und -isolation der gesamten VFO-Anordnung. Jede Gleichstromzuführung in die metallisch geschirmte VFO-Box ist HF-mäßig zu sieben. Durchführungskondensatoren und HF-Drosseln sind wichtige Bauelemente. Viele Oszillatoren, ob auf Röhren- oder Transistorbasis, ändern bei Laständerungen ihre Frequenz. Bei Transistoroszillatoren geht man zwei Wege. Entweder man schaltet zwei Pufferstufen nach, oder läßt den VFO auf der halben Frequenz schwingen, gefolgt von einer Puffer- und einer Verdopplerstufe. Dabei soll die Pufferstufe immer nur im A-Betrieb laufen.

(Bei Röhrentechnik gilt immer nur gitterstromloser Betrieb als Kriterium für den Pufferbetrieb. Dieser ermöglicht jedoch A- und B-Betrieb.) In gemischtbestückten Geräten ist eine dem Transistor-VFO folgende Röhrenpufferstufe zu empfehlen.

Dem Transistorbastler ist auch nicht verborgen geblieben, daß Transistoroszillatoren mehr Harmonische aufweisen als Röhrenschaltungen. Nichtlineare Transistorkapazitätsänderungen sind neben der nichtlinearen Transistorkennlinie die Hauptursache. Dieses kann sich insbesondere bei Folgestufen auf deren Leistungsfähigkeit auswirken und in Empfängern zu unerwünschten Pfeifstellen führen. In JFET- oder MOSFET-Oszillatorschaltungen (Bild 2 bis 4) vermindern schnelle Schaltdioden als Begrenzer den Harmonischenoutput. Bei normalen bipolaren Transistoren ist diese Art Begrenzung nicht möglich. Zusätzliche Harmonische entstehen auch in Transistorpufferstufen, so daß Tiefpaß-Harmonischen-Filter benutzt oder andere Maßnahmen ergriffen werden müssen (z. B. Bild 3), um unerwünschte Harmonische gegenüber dem gewünschten Signal um 30 und mehr dB zu schwä-

Bild 1: Repräsentative Schaltung für einen einfachen Halbleiter-VFO. Für gute Stabilität sollten C1 und C2 Silber-Glimmer-Kondensatoren sein. C3 ist ein Rundfunk-Drehkondensator. R5 ist so auszuwählen, daß die Basis von T2 die richtige Vorspannung erhält

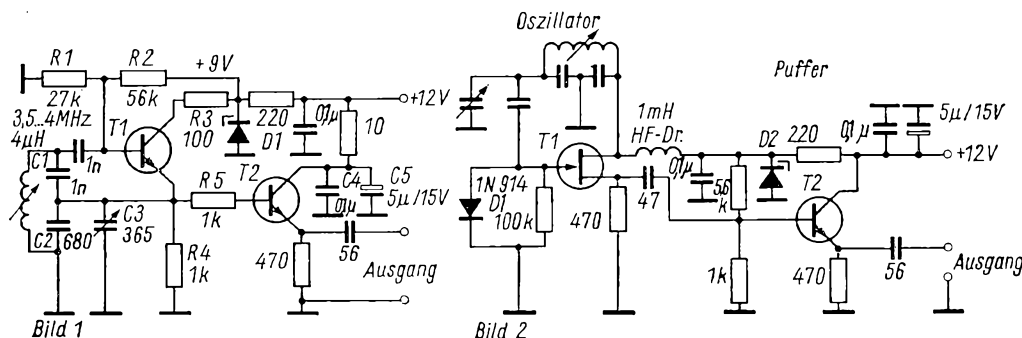


Bild 2: Typische Schaltung für einen JFET-VFO mit Pufferstufe; sie arbeitet ähnlich wie die von Bild 1

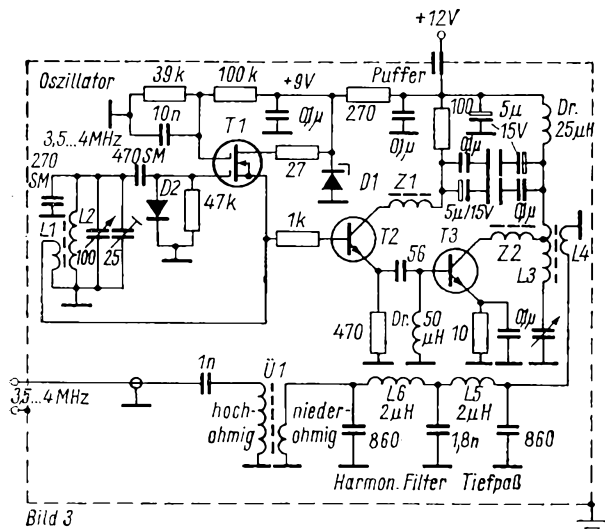


Bild 3: Doppel-Gate-MOSFET-VFO mit 2 Pufferstufen, Maßnahmen zur Harmonischen-Unterdrückung und hochohmigen Ausgang für einige W HF. – L1, L2 auf kleinem Toroidkörper, L2 $\approx 5 \mu\text{H}$, L1 ≈ 25 Prozent der Windungszahl von L2. SM = Silber-Glimmer-Kondensator. D1 = Z-Diode 9 V/1 W. Z1, Z2 = je 3 Ferritperlen auf den Kollektorleitungen zur Unterdrückung wilder Schwingungen. T1 = 3 N 141 (RCA) oder MFE 3008 (Motorola). T2: T2 = 300-mW-npn-Transistor mit hohem und f_T , empfohlen MPS 3563 (Motorola). T3 = 3-W-npn-Transistor mit hohem und f_T , empfohlen HEP-75 (Motorola). D2 = schnelle Schaltodiode 1 N 914. Wegen guter Harmonischen-Unterdrückung Anzapfung von L3 möglichst in der Nähe des heißen Endes

chen. Ein weiteres Problem ist zunächst der meist nicht ausreichende Output transistorisierter VFOs. Am Ausgang der Pufferstufe von Bild 1 und 2 liegen nur 0,5 bis 2 V. Für den Sendebetrieb werden jedoch meist höhere Spannungen bei 0,5 bis 1 W Leistung benötigt. In Bild 3 liefert die C-Verstärkerstufe T3 beides, wobei das Ausgangssignal über den Breitbandübertrager Ü1 noch zusätzlich hochtransformiert wird.

Ist der Halbleiter-VFO Bestandteil eines Röhren-TX, so ist eine Röhrenpufferstufe zweckmäßig (Bild 4).

Fassen wir zusammen:

- Der Transistor besitze hohes B und sein f_T soll zehnmal größer sein als die Nutzfrequenz.
- L_{CEO} soll stabil sein (Zusatz des Bearbeiters).
- Der Transistor sollte nur mit einer Verlustleistung betrieben werden, die etwa 2% der maximal zulässigen Verlustleistung nicht übersteigt.
- Silizium-Transistoren sind vorzuziehen (Zusatz des Bearbeiters).
- Durch sorgfältige Entkopplung und Filterung ober- und unterhalb der Nutzfrequenz und kleinen Dämpfungswiderständen (auch Ferritperlen) sind parasitäre Selbsterregungen zu unterbinden.
- Trotz stabiler Stromversorgungsspannung ist der Basisspannungs-

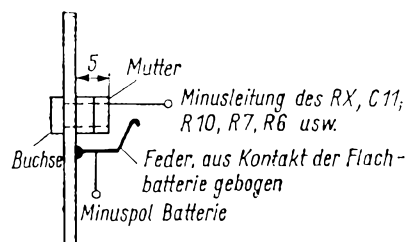
teiler auf optimale Frequenzstabilität gegenüber Versorgungsspannungsschwankungen einzustellen.

- Der VFO sei gut abgeschirmt und mechanisch stabil aufgebaut.
- Eine oder mehrere Pufferstufen sind erforderlich. Dabei ist es jedoch günstig, die zweite Pufferstufe als Frequenzverdoppler zu betreiben.

Reineke II – ein guter Empfänger für den KW-Hörer

Vor einiger Zeit erschien im DMV der Originalbauplan Nr. 9. Dieser Bauplan enthält unter anderem die Bauanleitung für den Fuchsjagdeempfänger Reineke II.

Dieser 1-V-2 für 80 m ist bestens als SWL – RX geeignet. Er ist meinem röhrenbestückten ϕ -V-3 überlegen. Als sehr großer Vorteil erweist sich die



Regelbarkeit der HF-Stufe, so daß selbst starke SSB-Signale (durch Zurückregelung der HF-Stufe) demoduliert werden können.

Im folgenden möchte ich einige Veränderungen beschreiben, die sich beim Bau des Reineke II als SWL-RX vorteilhaft erwiesen.

Die Beschaffung von Potentiometern mit 4-mm-Achse wird nicht jedem möglich sein. Man wird deshalb nicht umhin kommen, 6-mm-Potentiometer zu verwenden. Da sie größer als die ursprünglich vorgesehenen sind, müssen

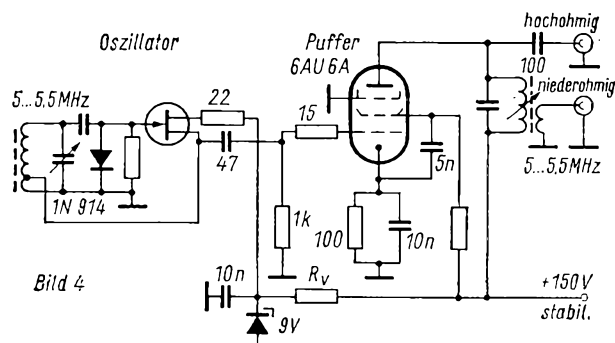


Bild 4: Anordnung für die Verwendung einer Röhrenpufferstufe nach einem Halbleiteroszillator. R_v berechnet sich hier nach der Beziehung $140 I_z$ in $k\Omega$. Belastbarkeit etwa $0,4 \cdot I_z$ in W betragen. I_z ist der Strom (in mA) durch die Z-Diode bei nicht angeschlossenem Oszillatortransistor. R_v ist als Wärmequelle und aus der Nähe des Oszillators fernzuhalten

- Harmonische zum Nutzsignal sind sorgfältig zu sieben.
- Zusätzliche Wärmequellen in der Nähe des VFO sind zu vermeiden.

Bearbeiter: Dr. W. Rohländer, DM 2 BOH

Literatur

- [1] De Maw, D., W I CER.: Some tips on solid-state VFO design, QST 54 (1970), H. 5, S. 26 bis 29

sie wie folgt verändert werden. Die Laschen, die die Rückplatte des Potentiometers halten, werden hochgebogen und die Rückplatte abgenommen. Die platzraubenden Lötösen werden abgebrochen und an die Kontakte Anschlußdrähte gelötet. Dann wird alles wieder zusammengebaut, wobei man vorher noch in die Rückplatte ein Loch für den Schleiferanschluß bohrt.

Wahrscheinlich muß man auf der Leiterplatte noch einige Bauelemente geringfügig versetzen, um genügend Platz für den Einbau der Potentiometer zugewinnen. Die Verwendung eines Ohrhörers ist nicht ratsam. Am besten eignet sich ein richtiger Kopfhörer. Der Anschluß von Antenne und Kopfhörer erfolgt durch Telefonbuchsen, die seitlich angeordnet werden. Als Einschalter dient eine Telefonbuchse des Kopfhörers (Aufbau s. Skizze). Die Feder wird auf die Kupferfolie gelötet. Um sie und die Buchse herum wird die Folie so abgeschält, daß es keinen Kurzschluß gibt. In die Antennenzuleitung kommt anstelle des Einstellreglers ein Kondensator kleinerer Kapazität. Lautsprecherbetrieb ist durch Verwendung eines größeren Gehäuses und zusätzlichen Einbau einer beliebigen Endstufe und eines kleinen Lautsprechers (z. B. „Mikki“-Lautsprecher) möglich.

F. Gensel, DM-EA-4238/0

Grundlagen der automatischen Aussteuerungsregelung bei Heimmagnetbandgeräten

B. BAUER

Teil 2 und Schluß

2.4.2. Gleichrichterschaltung mit Transistor

Eine weitere Möglichkeit der Gleichrichtung kann mit einem Transistor realisiert werden. Die Schaltung ist im Bild 11 dargestellt. Der Transistor wird im Prinzip ohne Basisvorspannung betrieben. Erst wenn die Eingangsspannung $U_{\sim}$ den Schwellenwert der Basisspannung überschreitet, öffnet der Transistor, und der Speicherkondensator wird aufgeladen. Der Schwellenwert ist die Basisspannung, bei der ein Kollektorstrom zu fließen beginnt. Diese Spannung liegt bei Siliziumtransistoren etwa bei 0,4 V, bei Germaniumtransistoren etwa bei 0,1 V. Ein Vorteil dieser Schaltung ist, daß die Aufladung des Speicherkondensators mit einem um den Stromverstärkungsfaktor des Transistors verkleinerten Ladewiderstand erfolgt. Der Innenwiderstand der vorhergehenden Stufe kann demnach relativ hoch sein. Eine Belastung der vorhergehenden Stufe findet nur während der Aufladezeit des Speicherkondensators statt, denn nur in dieser Zeit fließt ein Strom. Im eingeschwungenen Zustand wird die Vorstufe nicht belastet, und es tritt kein zusätzlicher Klirrfaktor auf. Es ist anzuraten, bei dieser Gleichrichterschaltung einen Siliziumtransistor

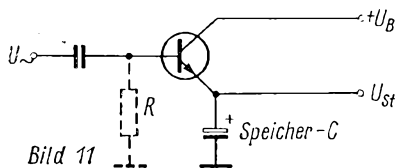


Bild 11: Transistor als Gleichrichter

einzusetzen, denn beim Einsatz eines Germaniumtransistors kann sich der Speicherkondensator bereits bei höheren Temperaturen und hochohmigem Widerstand R zwischen Basis und Masse durch den Kollektorreststrom aufladen. Das kann einen ungewollten Regleffekt hervorrufen, bevor überhaupt die Aussteuerungsgrenze für den Aufschwellen erreicht wird. Da der Kollektorreststrom bei Siliziumtransistoren um den Faktor 10^{-3} bis 10^{-4} kleiner ist als bei Germaniumtransistoren, empfiehlt sich auf jeden Fall der Einsatz eines Siliziumtransistors als Gleichrichter.

3. Praktische Automatikschaltungen

Hier sollen einige Schaltungsvarianten aufgezeigt und ihre Funktion beschrieben werden. Die folgenden grundsätzlichen Hinweise gelten für alle Automatikschaltungen. Beim Einbau einer Automatikschaltung in ein Tonbandgerät ist es unbedingt notwendig, etwa auftretende HF-Spannung, die vom Löschoszillator herrührt und evtl. über Verstärkerstufen verstärkt wird, vom Eingang der Automatikschaltung fernzuhalten. Es muß durch Schaltungsmaßnahmen versucht werden, die HF-Spannung zu unterdrücken. Falls diese Spannung auf die Automatikschaltung kommt, bewirkt sie ein zu frühzeitiges Einsetzen der Regelung, und der Verstärker wird bereits bei kleinen NF-Signalen unempfindlich. Desweiteren muß beachtet werden, daß der Regelbereich größtenteils durch die Übersteuerungsfestigkeit der Vorstufe begrenzt wird, da bei Übersteuerung der Vorstufe der Klirrfaktor unerträglich hoch wird. Die verwendete Vorstufe muß also für den gewünschten Regelbereich übersteuerungsfest sein.

3.1. Steuerschaltung

Aus [2] soll die in Bild 12 dargestellte Steuerschaltung beschrieben werden. In dieser Schaltung arbeitet T1 als Spannungsverstärker, T2 als Gleichrichter und T3 als Stellglied. R1 ist der Festwiderstand, der zum regelbaren Spannungsteiler gehört. U_1 ist die sich ändernde Eingangsspannung und U_2 die Ausgangsspannung der Steuerschaltung. Man legt diese Steuerschaltung zweckmäßigerweise zwischen Vorstufe und Entzerrerverstärker im Tonbandgerät. U_1 entspricht dann der Ausgangsspannung der Vorstufe und U_2 der Eingangsspannung des Entzerrerverstärkers.

Um eine einwandfreie Regelung zu erreichen, muß die Gleichspannung am Speicherkondensator C der Eingangsspannung U_1 proportional sein. Daraus ist zu ersehen, daß die obere Grenze des Regelbereiches von U_1 durch die Aussteuerungsgrenze der 1. Stufe bestimmt wird. Das bedingt eine möglichst übersteuerungsfeste 1. Stufe. Nach [2] beträgt der Spitzenwert der max. Ausgangsspannung von T1 bei der angegebenen Betriebsspannung $U_B = 13,5$ V etwa 6 V. Bei kleineren Betriebsspannungen verkleinert sich dieser Wert dementsprechend.

Will man mit dieser Spannungsverstärkerstufe einen Regelbereich von 30 dB erreichen, so muß die Regelung bei einer Ausgangsspannung des T1 von etwa 0,2 V einsetzen. Das bedingt den Einsatz der Gleichrichtung von T2 bei etwa 0,2 V. Der Schwellenwert bei Siliziumtransistoren liegt jedoch bei etwa 0,4 V. Es macht sich also notwendig den Gleichrichter T2 so vorzuspannen, daß er bereits eine Wechselspannung von 0,2 V gleichrichtet. Gleichzeitig muß damit der Stelltransistor T3

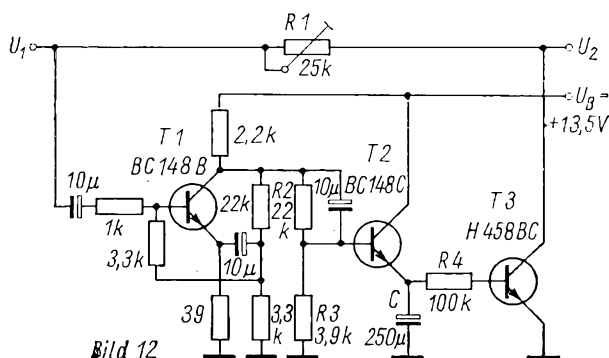


Bild 12: Steuerschaltung für automatische Aussteuerung

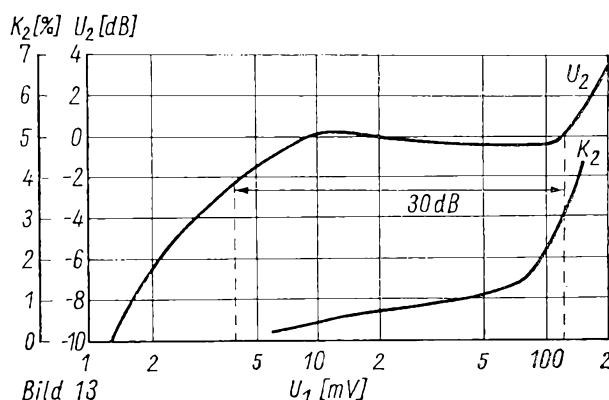


Bild 13: Verlauf der Ausgangsspannung U_2 und des Klirrfaktors K_2 in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U_1 bei einer Steuerschaltung

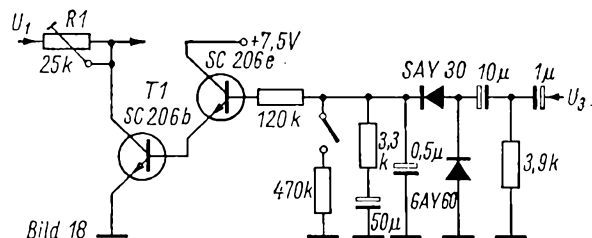
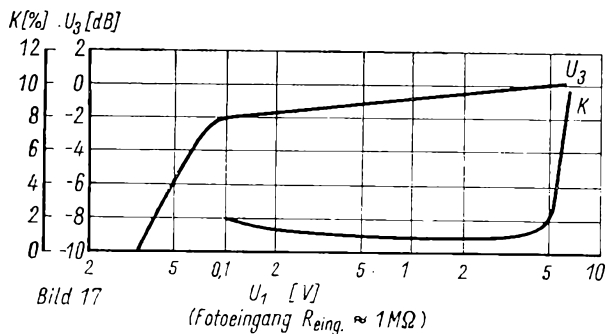


Bild 17: Verlauf der Ausgangsspannung U_3 und des Klirrfaktors K in Abhängigkeit von der Eingangsspannung U_1 bei einer Regelschaltung

Bild 18: Regelschaltung mit Dioden als Gleichrichter und Transistor als Stellglied

„Sprache“ wird R_5 dem Speicherkondensator parallel geschaltet. Dadurch wird die für Sprache notwendige Verkürzung der Wiederkehrzeit erreicht. Mit R_9 wird die Ausgangsspannung U_3 auf den gewünschten Wert eingestellt. Der Bezugswert, auf dem die Wechselspannung am Gleichrichtertransistor T_3 konstant gehalten wird, ist durch die Schwellenspannungen von je etwa 0,4 V der drei Transistoren festgelegt. Die Temperaturabhängigkeit der Ausgangsspannung ist in [1] als minimal angegeben. Der Einschwingvorgang in dieser Schaltung ist nach etwa 60 ms abgeschlossen und bleibt aus diesem Grunde unhörbar.

3.2.1.2. Regelschaltung für Stereobetrieb

Die in Bild 15 angegebene Regelschaltung wird im Stereo-Tonbandgerät „M 203 automatic“ der Fa. AEG-Telefunken [2] eingesetzt. Die Prinzipschaltung für einen Kanal entspricht der in 3.2.1.1. beschriebenen Regelschaltung für Monobetrieb. Bei Stereobetrieb muß die Ausgangsspannung jedes Kanals (U_{31} , U_{32}) den gleichen Einfluß auf die Steuergleichspannung haben. Die wirksame Steuergleichspannung am Speicherkondensator C_1 wird durch die jeweils höchste Spannung (U_{31} oder U_{32}) erzeugt. Die beiden Gleichrichterstufen T_4 und T_5 besitzen einen gemeinsamen Speicherkondensator C_1 . Auch der folgende Emittterverstärker T_3 wird nur einmal benötigt. Emittterverstärker, Speicherkondensator und Vorspannungserzeugung für den Speicherkondensator entsprechen also denen der Regelschaltung für Monobetrieb. Die Stelltransistoren T_1 und T_2 sind dann wieder für jeden Kanal vorhanden.

Bei der Einpegelung werden zuerst die beiden Kanäle durch Verändern der Spannungsteiler vor T_4 und T_5 auf die für Vollaussteuerung notwendigen Ausgangsspannungen U_{31} und U_{32} eingestellt. Dazu wird auf jeden Kanal getrennt eine Eingangsspannung eingespeist. Dann wird auf beide Kanäle die gleiche Eingangsspannung gegeben und durch Verändern von R_1 Pegelgleichheit hergestellt. Eine gleichmäßige Einstellung der Kanäle ist notwendig, um den Stereo-Effekt durch die Regelung nicht zu verringern. Diese Gleichmäßigkeit muß über den gesamten Regelbereich erhalten bleiben. Dazu sind jedoch auch Stelltransistoren T_1 und T_2

notwendig, die im entsprechenden Arbeitsbereich paarig sind. Da bei dem Kanal, der gerade nicht geregelt wird, Steuerung vorliegt, sind also – wie es sich bei Steuerschaltungen notwendig macht – höhere Genauigkeitsforderungen zu stellen.

3.2.2. Regelschaltung mit Dioden als Gleichrichter und Stellglied

Diese Schaltung ist in Bild 16 dargestellt. Sie wurde besonders durch ihren Einsatz in den Kassettentonbandgeräten der Fa. Grundig [7] bekannt.

Die Ausgangsspannung des Entzerrerverstärkers U_2 gelangt über C_5 auf den Eingang der Regelschaltung und gleichzeitig zum Aufnahmемagnetkopf. Durch das Hochpaßglied C_5/R_7 werden Frequenzen unter 50 Hz gedämpft. Das bedeutet die Unterdrückung von evtl. auftretenden Regelschwingungen. Die Erzeugung der Steuergleichspannung für das Stellglied wird hier mittels einer Spannungsverdopplerschaltung (C_4 , D_3 , D_4) erreicht. D_4 ist eine Germaniumdiode, D_3 eine Siliziumdiode. Da die Schwellenspannung der Germaniumdiode sehr gering ist, trägt sie in der Spannungsverdopplerschaltung mehr zur Höhe der Steuergleichspannung bei als die Siliziumdiode. Der Einsatz der Siliziumdiode D_3 (Schwellenspannung etwa 0,4 V) verhindert ein zu frühes Einsetzen der Regelschaltung. Der Arbeitswiderstand der Spannungsverdopplerschaltung, der im Interesse einer hohen Steuergleichspannung und einer günstigen Wiederkehrzeit möglichst groß sein soll, wird durch die Reihenschaltung von R_4 und dem Eingangswiderstand des Transistors gebildet. Der Stromverstärkungsfaktor des Transistors soll also möglichst hoch sein. Wird R_4 zu klein gewählt, zeigen sich bei schnellen Spannungsstößen auf den Eingang kurzzeitige Regelschwingungen. Bei $R_4 > 100 \text{ k}\Omega$ wird das vermieden. Der Widerstand soll jedoch auch nicht zu groß werden, damit die Regelung nicht zu spät einsetzt.

Der Kondensator C_3 lädt sich auf den Spitzenwert von U_3 auf. Die kleine Kapazität ($0,5 \mu\text{F}$) dieses Kondensators gewährleistet die möglichst kurze Einschwingzeit der Regelung. Die notwendige lange Wiederkehrzeit, die besonders bei Musikaufnahmen benötigt

wird, erreicht man durch C_2 . Diesem Kondensator ist ein Widerstand R_6 vorgeschaltet. Er bewirkt eine Entkopplung zu C_3 . C_2 wird demnach mit einer Zeitverzögerung aufgeladen, und seine Ladung wird über längere Zeit gespeichert. Der Reststrom von C_2 soll möglichst klein sein. C_2 ist in dieser Schaltung der Speicherkondensator. Die Kombination aus dem Kondensator C_3 und der ihm parallelgeschalteten Reihenschaltung von R_6 und C_2 gewährleistet einen schnellen Anstieg und ein langes Anhalten der Ladung am Ausgang des Gleichrichters. Die Wiederkehrzeit dieser Regelschaltung ist für normale Musikaufnahmen, mit Ausnahme von großen sinfonischen Konzerten, voll ausreichend.

Die Umschaltung „Sprache – Musik“ wird bei dieser Schaltung mittels R_5 durchgeführt. In Schalterstellung „Sprache“ wird durch Zuschalten von R_5 zum Gleichrichterausgang die für Sprache notwendige Verkürzung der Wiederkehrzeit erreicht. Der Widerstand R_3 dient zur Ableitung des Kollektor-Basis-Reststromes. Er muß auf jeden Fall so bemessen sein, daß die Basis-Emitter-Spannung die Schwellenspannung des Transistors von etwa 0,4 V nicht überschreitet. Ist R_5 nicht eingeschaltet (Schalterstellung „Musik“), so wird die Wiederkehrzeit durch die hochohmige Reihenschaltung von R_4 und den Eingangswiderstand des Transistors bestimmt.

Das Stellglied – die beiden Dioden D_1 und D_2 – liegt im Emittterkreis des Transistors. Diese Dioden werden über die Kollektorstufe gleichstrommäßig vorgespannt. D_1 und D_2 bilden für den Steuergleichstrom eine Reihenschaltung. Für die Wechselspannung U_1 sind die Dioden mittels C_1 antiparallelgeschaltet. Wie bereits unter 2.3.2. beschrieben, wird dadurch der Klirrfaktor gering gehalten. Der Widerstand R_2 sorgt für eine vollständige Entladung von C_1 , wenn die Automatik nicht arbeitet. R_1 ist der Längswiderstand, der zum Stellglied gehört. Mittels dieses Widerstandes kann der Regeleinsatzpunkt geringfügig geändert werden.

Ist die Spannung $U_3 = 0$, so fließt durch D_1 und D_2 kein Gleichstrom, und der Wechselstromwiderstand der Dioden gegen Masse beträgt einige $100 \text{ k}\Omega$.

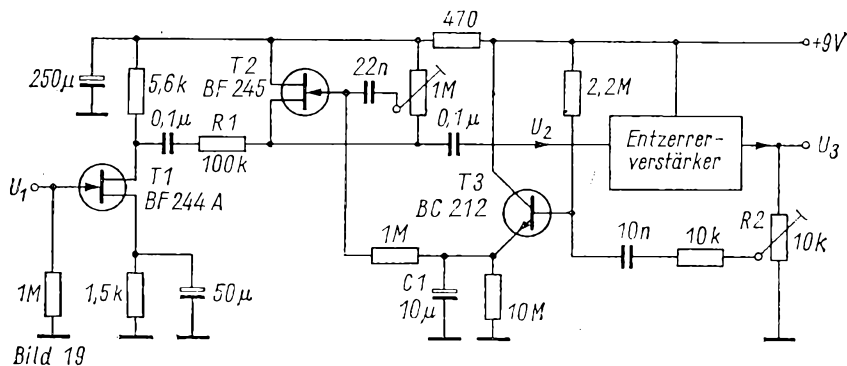


Bild 19

Bild 19: Regelschaltung mit Feldeffekttransistor als Stellglied

Der Verstärker hat hier seinen höchsten Verstärkungsgrad. Erreicht U_3 seine größte Spannung, so fließt über die Dioden der Höchstwert des Gleichstromes. Der Wechselstromwiderstand ist dann kleiner als $1\text{ k}\Omega$. Die Verstärkung wird dementsprechend sehr niedrig.

Die automatisch regelbare Spannungsteilerkombination, die aus D1, D2 und R1 besteht, liegt wieder zwischen Vorstufe und Entzerrerverstärker. Ohne Schwierigkeiten kann ein Regelbereich von $> 40\text{ dB}$ ($1:100$) erreicht werden. In Bild 17 ist eine Regelkurve dargestellt, die mit der beschriebenen Schaltung erzielt wurde. Die Klirrfaktorkurve, die mit dieser Schaltung erreicht wurde, zeigt ebenfalls Bild 17. Es ist zu erkennen, daß die Vorstufe eine gute Übersteuerungsfestigkeit besitzen muß.

3.2.3. Regelschaltung mit Dioden als Gleichrichter und Transistor als Stellglied

In Bild 18 ist eine solche Schaltung dargestellt. Diese Schaltung arbeitet mit der unter 3.2.2. beschriebenen Spannungsverdopplerschaltung als Gleichrichterstufe. Auch die folgenden Schaltglieder und die Kollektorstufe entsprechen denen, die bereits in 3.2.2. beschrieben wurden.

Nur an Stelle der antiparallel geschalteten Dioden wird hier ein Siliziumtransistor T1 eingesetzt, der zusammen mit R1 den regelbaren Spannungsteiler bildet. Auf Grund der vorhandenen Schwellenspannung bei Siliziumtransistoren von etwa 0.4 V öffnet der Transistor erst bei dieser Spannung. Überschreitet die Steuergleichspannung diesen Wert, so vermindert sich der differentielle Widerstand des Transistors. Das wiederum hat eine Verstärkungsverminderung zur Folge und der gewünschte Regeleffekt tritt ein. Die nichtlineare Kennlinie des Transistors hat zur Folge, daß bei größerer Ansteuerung der Klirrfaktor stark ansteigt. Man muß sich deshalb bei dieser Schaltung mit einem relativ kleinen Regelbereich begnügen, in welchem der Klirrfaktor in den geforderten Grenzen bleibt.

3.2.4. Regelschaltung mit Feldeffekttransistor (FET)

Der hohe Eingangswiderstand und die röhrenähnlichen Eigenschaften des FET ermöglichen seinen Einsatz in verschiedenen Regelschaltungen (siehe auch unter 2.3.4.).

In der Schaltung Bild 19 (nach [3]) wird ein FET als regelbarer Spannungsteilerwiderstand betrieben, der zwischen Vorstufe und Entzerrer liegt. Die Grundsaltung wurde bereits in 2.3.4. beschrieben. Hier soll nun die Gesamtfunktion noch einmal kurz erläutert werden.

Die FET-Vorstufe T1 bringt hier etwa 20 dB Verstärkung und kann Eingangsspannungen bis zu 100 mV verarbeiten. Zwischen Vorstufe und Entzerrerverstärker ist das Stellglied der Regelschaltung, bestehend aus R1 und T2, geschaltet. Der nachfolgende Entzerrerverstärker erzeugt die Ausgangsspannung U_3 , die gleichzeitig zum Aufsprechkopf und zum Eingang der Regelschaltung gelangt. Der Regeleinsatzpunkt, und damit auch die Höhe von U_3 , wird durch den Einstellregler R2 eingestellt. Die Steuergleichspannung für den regelbaren Spannungsteilerwiderstand, der hier durch den FET T2 realisiert ist, erzeugt die Gleichrichterstufe T3. Eine Vergrößerung der Ausgangsspannung über den Vollaussteuerungspegel hinaus hat eine vergrößerte Steuergleichspannung am Emitter T3 zur Folge. Die Vergrößerung dieser Steuergleichspannung, die über den $1\text{ M}\Omega$ -Widerstand am Gate des FET (T2) liegt, ruft dort eine Verringerung des Potentials im negativen Sinne hervor, wodurch sich der differentielle Widerstand der Drain-Source-Strecke verkleinert. U_2 und damit auch U_3 werden dann auf den geforderten Aussteuerungspegel zurückgeregelt.

Der Speicherkondensator C1 kann relativ klein gehalten werden, da der Entladewiderstand sehr groß ist. Die gewünschte Wiederkehrzeit kann somit ohne Schwierigkeiten erreicht werden. Gleichzeitig bewirkt der kleine Speicherkondensator eine kurze Einschwingzeit, da sich dieser schneller auflädt als ein größerer Kondensator. Für eine nahezu konstante Ausgangsspannung U_3 kann mit dieser Schaltung

ein Regelbereich von 40 dB erreicht werden.

In [8] wird ebenfalls eine interessante Regelschaltung mit FET beschrieben. Hier wird eine im B-Betrieb arbeitende Schwellstufe mit der konstant zu haltenden Ausgangsspannung angesteuert. Wird die Schwellspannung (entspricht den für Vollaussteuerung notwendigen Ausgangspegel) überschritten, so werden die über diesem Wert liegenden positiven Spannungsspitzen verstärkt und als steile Nadelimpulse über einen Koppelkondensator und eine Ladediode dem Gate eines FET zugeführt. Die Drain-Source-Strecke des FET ist mit einer Spannungsdifferenz von 0.8 V vorgespannt. Parallel zur Drain-Source-Strecke liegen zwei gleichstrommäßig in Reihe geschaltete Dioden. Die Vorspannung von 0.8 V verursacht noch keinen Steuerstrom durch die beiden Dioden. Der differentielle Widerstand beträgt hier noch etwa $1\text{ M}\Omega$ und es tritt keine Verstärkerverminderung durch diese als regelbarer Spannungsteiler zwischen Vorstufe und Entzerrerverstärker geschalteten Dioden ein.

Wechselstrommäßig sind die Dioden aus den oben bereits beschriebenen Gründen antiparallel geschaltet. Wird der Aufnahmeverstärker übersteuert, dann gelangen die von der Schwellstufe erzeugten negativen Nadelimpulse zum Gate des FET und verursachen dort eine Vergrößerung des Drain-Source-Widerstandes und damit eine Erhöhung der Vorspannung auf Werte über 0.8 V .

Eine Vergrößerung dieser Spannung, die ja auch an den beiden gleichstrommäßig in Reihe geschalteten Dioden liegt, bedeutet einen Stromfluß durch diese Dioden. Das wiederum verringert den differentiellen Widerstand der wechselstrommäßig antiparallelgeschalteten Dioden und bringt somit die gewünschte Dämpfung der Verstärkung, also den notwendigen Regeleffekt. Die beschriebene Schaltung soll 55 dB mit einer Genauigkeit von $\pm 1\text{ dB}$ ausregeln.

Literatur

- [1] RFZ Berlin, Laborbericht Nr. 92 / ER 5 / 1967 über den Einsatz von Regelverstärkern im Übertragungskanal
- [2] Schulz, E.: Aussteuerungsautomatik für Heimtonbandgeräte mit Transistoren, Funk-Technik 24 (1969), H. 12, S. 462...466
- [3] Sadtke, W.: Regelschaltungen mit Feldeffekttransistoren, Funkschau 41 (1969), H. 7, S. 189 bis 191
- [4] Kenrad, H.: Aufnahmepegel durch FET geregelt, radio mentor 35 (1969), H. 7, S. 452 u. 453
- [5] Linckemann, G.: Eine NF-Regleinrichtung mit Halbleiterdioden, Internationale Elektronische Rundschau 24 (1970), H. 2, S. 35...40
- [6] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik 2. Band, Verlag für Radio-Foto-Kinetik GmbH, Berlin-Borsigwalde, 1963/1964
- [7] Grundig: Technische Informationen 15 (1968), H. 4, S. 460...466
- [8] Rimkus, H.-G.: Aussteuerungsautomatik mit Feldeffekttransistor, Funkschau 41 (1969), H. 17, S. 606...608

Elektronischer Selbstbedienungsautomat

H. WEBER

Der folgende Beitrag entstand unter der Vorstellung, dem Leser einige, durch geeignete Kombination einzelner Bauelemente, -steine oder -gruppen bzw. Fertiggeräte aus seinem Elektronikpark erreichbare Möglichkeiten zu zeigen, die den ökonomischen Vorteil der vielfältigen Kombinationsmöglichkeit integrierbarer Standardschaltungen gerade für die individuelle Gerätekonzeption unterstreichen. Das Prinzip ist bekannt: Nach Münzeinwurf kann ein Exemplar des entsprechenden Füllgutes entnommen werden. Die Einsatzmöglichkeiten erstrecken sich von Vergnügungen und Feiern im familiä-

riert und über einen Multivibrator ein Zählwerk betätigt, nach dessen Zahlenkonstellation der Bedienende die Bedienungstaste (2) drückt und somit sowohl das Zählwerk arretiert, als auch einen Signalbaustein einschaltet, der optisch und/oder akustisch zur Entnahme (Entnahmegriff) (3) auffordert. Jede Entnahme startet den Zeitschalter, der seinerseits ein Bandgerät einschaltet, so daß ein vorbereiteter Begleittext abläuft. Am Ende der programmierten Zeitspanne werden zum einen das Bandgerät abgeschaltet und zum anderen die eingangs erfolgte Blockierung der Lichtschranke aufgehoben, d. h., jeder

lais (A, B, C) gebildeten Baugruppe besteht, näher eräutert werden:

2.1. Einwurf

Im Augenblick des Münzeinwurfes kommt über das Metall der Münze (zu kleine Münzen oder andere durch den Einwurfschlitz passende Gegenstände, wie etwa Hosenkнопfe, werden nicht beantwortet) zwischen den beiden an den Schmalseiten des Münzeinwurfschlitzes befindlichen Kontaktfahnen des Schalters S1 ein Stromfluß zustande, der Relais A zum Anzug bringt. Relais A befindet sich nunmehr durch seinen Kontakt aI auch über die Passage der Münze hinaus in Selbsthaltung. Zugleich wird durch Kontakt aII, der den an U₁ aufgeladenen Startkondensator C1 parallel zum Relais B legt, dieses eingeschaltet (erneute Selbsthaltung über Kontakt bI; Kontakt cI ist geschlossen) und vermittelt aIII ein mit der Netzfrequenz synchronisierter, astabiler Multivibrator (elektronische Stoppuhr [4]) mit nachgeschaltetem elektromechanischem Zählwerk D gestartet, das die alle Zehntelsekunden abgegebenen Impulse registriert. Ebenfalls zur gleichen Zeit schaltet bII die nahe dem Fotowiderstand FW angeordnete Lampe La4 ein.

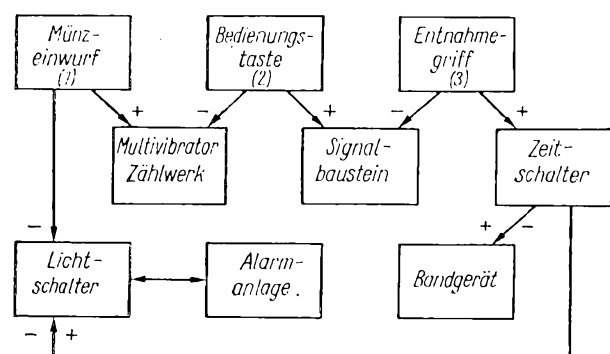


Bild 1:
Blockschaltbild
des Gerätes

ren bis zum Kreis der Hausgemeinschaft bzw. des Arbeitskollektivs, wobei eine entsprechende Anpassung an die im Einzelfall vorhandenen äußeren Umstände (z. B. stabileres Gehäuse, Wegfall oder Zusatz von Baugruppen) erfolgen muß. Darüber hinaus kann der Automat nicht nur beim Aufbau (z. B. im Rahmen eines Lehrmodells), sondern auch während der Benutzung dem Außenstehenden einige Möglichkeiten der Elektronik vor Augen führen oder als Anregung dienen. Im Einzelfall sind folgende Subsysteme vorhanden: Lichtschranke, Zeitschalter, Tonbandgerät, elektronische Stoppuhr mit Anzeige, Licht-Ton-Signalbausteine sowie einige Relais, Schalter und Lampen.

1. Blockschaltung

Zum besseren Verständnis soll die Schaltung des Automaten zunächst an Hand des Blockschaltbildes (Bild 1) für einen Entnahmevorgang erläutert werden. Vom Bedienenden sind nacheinander die in der obersten Zeile angeordneten Elemente zu bestätigen; ihre Ziffern entsprechen denen der Schalter in Bild 2.

Durch Münzeinwurf (1) wird die Lichtschranke vor dem Entnahmegriff block-

iert und über einen Multivibrator ein Zählwerk betätigt, nach dessen Zahlenkonstellation der Bedienende die Bedienungstaste (2) drückt und somit sowohl das Zählwerk arretiert, als auch einen Signalbaustein einschaltet, der optisch und/oder akustisch zur Entnahme (Entnahmegriff) (3) auffordert. Jede Entnahme startet den Zeitschalter, der seinerseits ein Bandgerät einschaltet, so daß ein vorbereiteter Begleittext abläuft. Am Ende der programmierten Zeitspanne werden zum einen das Bandgerät abgeschaltet und zum anderen die eingangs erfolgte Blockierung der Lichtschranke aufgehoben, d. h., jeder

2. Schaltung

Bild 2 gibt die eigentliche Schaltung wieder. Da die Baugruppen bereits an anderer Stelle ausführlich beschrieben sind, wird nur auf die jeweilige Literaturangabe verwiesen. Die Energieversorgung des Gesamtgerätes erfolgt – mit Ausnahme des durch die eingebaute Batterie gespeisten Transistor-Tonbandgerätes – vom Stromnetz aus, das über den Schalter S4 angeschlossen wird. Die beiden erforderlichen Niederspannungen (U₁, U₂) entstammen den Netzteilen des Zeit- bzw. Lichtschalters. Bei eingeschaltetem Gerät beleuchtet eine grüne Lampe (La1) den Münzeinwurf, während Lampe La2 quer über die Entnahmeöffnung des Automaten den Fotowiderstand FW anstrahlt (Lichtschranke).

Im folgenden soll die Schaltung, die im wesentlichen aus der von den 3 Re-

2.2. Bedienungsknopf

Nach erfolgtem Münzeinwurf drückt die bedienende Person kurz den Bedienungsknopf S2, wodurch der Stromkreis für Relais A unterbrochen wird. Kontakt aI hebt die Überbrückung der Schaltkontakte von S1 auf, aII legt Kondensator C1 wiederum parallel zu U₁, und aIII schaltet die Stoppuhr ab. Während S2 gedrückt ist, bleibt der aus einem astabilen Multivibrator mit den Folgeorganen Lampe La3 und einem Tongenerator mit dem Lautsprecher Lt1 gebildete Signalbaustein (2) eingeschaltet (Aufforderung zur Entnahme). Der in die Stromzuleitung zum Signalbaustein eingeschaltete Kontakt cIII erübrigt sich, sofern S2 vor Betätigung von S3 losgelassen wird (anderenfalls kann Lt1 die Verständlichkeit des von Lt2 abgegebenen Textes beeinträchtigen).

2.3. Entnahme

Jetzt kann durch die von den Lampen La2 und La4 beleuchtete Entnahmeöffnung das unterste Stück des im Automaten enthaltenen Füllgutes entnommen werden.

Bevor das nächste Füllgutstück aufgrund der Schwerkraft nachrutscht

des sich erst aufladenden Hilfskondensators C2 erst, wenn Relais B bereits abgeschaltet ist (und somit auch Kontakt bI geöffnet ist) – über Kontakt cII das Tonbandgerät und über Kontakt bII die Lampe La4 abschalten. Wenn das Magazin des Automaten nicht leer ist, liegt nunmehr hinter der wieder wirksamen Lichtschranke (La2 – FW, durch Lampe La1 beleuchtet) Kontakt S3 durch sein Gewicht offen haltend, ein neues Stück des Füllgutes.

Da der Kontakt fI des Lichtschalters im Alarmfall die Stromzufuhr des Tonbandgerätes unterbricht, kommt es in diesem Fall auch nicht zum Abspielen eines Begleittextes.

Eine Löschung des Alarms ist nur durch kurzzeitiges Abschalten der Stromzufuhr zum Lichtschalter möglich.

Der mechanische Aufbau wurde beim Gerätemuster im Hinblick auf den vorgesehenen Einsatz aus Zeit- und Materialgründen bewußt einfach gehalten. So fand als Gehäuse und zugleich tragendes Element ein stabiler Karton (Größe: 130 mm × 320 mm × 480 mm) Verwendung, in dessen Unterteil (Boden) die einzelnen Baugruppen angeordnet und mittels Klebestreifen oder Drahtenden (die lediglich durch Löcher des Kartons gezogen und dann straff verdreht wurden) befestigt worden sind. Das Unterteil wurde später in das Oberteil (Deckel) eingesetzt, womit ein recht stabiler, hinten offener Behälter entstand. Die Durchbrüche der späteren Frontseite, also Münzeinwurf-schlitz, Öffnungen für S2, Zählwerk, Lt1, La3, 4, 5 und die Entnahme des Füllgutes wurden mit scharfem Messer oder Laubsäge in einem Arbeitsgang nach Einsetzen des Bodens in den Deckel vorgenommen und – soweit es sich um die Fenster für Lt1 sowie La3, 4, 5 handelt – auf der Deckelinnenseite mit fester Klarsichtfolie (Film) verschlossen.

Rechts unten befindet sich die runde Entnahmeöffnung, dahinter rechts der Fotowiderstand FW vom Typ Cds 8 und links die Lampe La4 (6 V/0,1 A), darüber der Wecker W (von außen nicht sichtbar) und oben der Münzeinwurf-schlitz, dahinter die S1 bildenden Kontaktbleche und den Plastbeutel zum Auffangen der Münzen und die Lampe La1 (3,8 V/0,07 A).

In der Mitte befindet sich unten der Tastkontakt S3 (von vorn nicht sichtbar), dahinter die Lampe La2 (3,8 V/0,07 A) und darüber Lampe La5 (220 V/10 W), hinter ihrer Sichtöffnung ist links in der Mitte der Baustein mit dem Signalgenerator einschließlich Lt1 und darüber die dazugehörige Lampe La3 (3,8 V/0,07 A) angebracht. Den Abschluß bildet links oben die elektronische Stoppuhr mit dem Zählwerk D (Postgesprächszähler: 100-5100-0.2 CuL

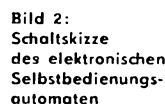


Bild 2:
Schaltskizze
des elektronischen
Selbstbedienungs-
automaten

und hält nunmehr Relais B. Dies ist möglich, da – bedingt durch den einen Abfall von Relais C verzögernden, ihm parallel liegenden Hilfskondensator C2 – Kontakt cI bereits Relais B mit dem Pluspol von U₁ verbunden hat, bevor cI diesen Anschluß löst. (Dieser schaltungstechnische Kniff ergibt sich aus der Notwendigkeit, daß die von bII eingeschaltete, die Lichtschranke blockierende Lampe La4 nicht verlöschen darf.) Zugleich mit dem Start des Zeitschalters (Beginn der Entnahmezeit) schaltet Relais cII das Tonbandgerät ein (Kontakt fI ist geschlossen), so daß über Lautsprecher Lt2 ein entsprechender Begleittext zur Entnahme abgestrahlt werden kann.

Am Ende der Entnahmezeit (die vom Füllgut abhängt und experimentell ermittelt werden muß; sie bestimmt auch die Länge der Textstücke auf dem Tonband) wird Kontakt eI umschalten und somit - Relais C zieht aufgrund

Der beschriebene Entnahmezyklus kann erneut ablaufen.

Sofern kein „ordnungsgemäßer“ Münzeinwurf erfolgte und trotzdem eine Entnahme angestrebt wird, geschieht folgendes: Im Moment, in dem eine Hand oder ein sonstiger Gegenstand (spätestens jedoch beim Hervorziehen des Füllgutstückes an die Entnahmeöffnung) die Entnahmeöffnung passiert und somit den Strahlengang zwischen Lampe La2 und Fotowiderstand FW abdunkelt oder gar unterbricht (Ansprechschwelle einstellbar, da Raumbeleuchtung ggf. stört), tritt der Lichtschalter [3] in Aktion, d. h., eine Alarmanrichtung wird in Gang gesetzt (Klingel, Summer oder Wecker W und Glühlampe La5). La5 ist so angebracht, daß ihr Licht auch auf FW fällt, wodurch dieser La5 über ein Hilfsrelais abgeschaltet und bald darauf infolge

Die übrigen Baugruppen (u. A. Tonbandgerät, Typ TP-60R der Firma AIWA, und der Zeitschalter) werden im verbliebenen freien Raum so angeordnet, daß noch Platz für den Vorratsbehälter bleibt.

Die durch die Lötösenplatte elektrisch und mechanisch verbundenen 3 Relais (kleine Rundrelais; 88-2420-0,13 CuL) können als die Schaltzentrale des Automaten angesehen werden. Die von den einzelnen Baugruppen hier zusammen treffenden Kabel neigen zwangsläufig dazu, an den Relaiskontaktanschlüssen einen „Drahtverhau“ zu bilden. Durch unterschiedliche Farbkodierung der Isolationsüberzüge läßt sich jedoch die Übersichtlichkeit wahren. Alle Lampen wurden mit rückwärtigen Reflektoren aus Aluminiumfolie versehen, um die Lichtabgabe in Richtung Frontplatte (bei La2 Richtung FW) zu erhöhen und gleichzeitig die Funktion der Lichtschranke nicht zu beeinträchtigen.

4. Füllung und Einsatz

Sobald die bisher beschriebene elektronische Anlage installiert worden ist, kann der Einbau des Füllgutbehälters erfolgen. Zunächst wird hinter der Entnahmeöffnung eine vorn angelenkte Papp- oder Plastscheibe so befestigt, daß sie locker auf dem Schalthebel des Tastkontakte S3 aufliegt, ohne ihn jedoch zu öffnen. Um diese Scheibe, die den Boden des Füllgutbehälters bildet, wird – ohne diese in ihrer Beweglichkeit zu hemmen – eine Trennwand gegenüber der Elektronik eingezogen, so daß der noch frei bleibende Raum im Karton als Füllgutmagazin genutzt werden kann.

Die Gestaltung der Front des Automaten kann ebenso wie der Ton (Bandgerät) dem jeweiligen Verwendungszweck angepaßt werden (s. u.).

Das Nettogewicht des Automaten beträgt 5 kp; das Gerät erforderte eine Bauzeit von etwa 25 Stunden.

Die Texte vor den einzelnen Lampen hießen beim genannten Mustergerät (Pfannkuchenautomat): „Entnehmen Sie einen Pfannkuchen. Guten Appetit!“ (La3), „Bezahlt“ (La4) und – in Anspielung auf die Selbstzahlboxen der Verkehrsmittel – „So nicht, Kollege, wir sind nicht bei der BVG!“ (La5). Das Impulszählwerk D gab in diesem Fall die „Wahrscheinlichkeit“ für den Eintritt einer Senffüllung an.

Die auf das Tonband aufgesprochenen Texte sind einerseits hinsichtlich ihrer Länge gleich und mit dem am Zeitschalter eingestellten Intervall sowie andererseits im Wortlaut auf den Zuhörer abzustimmen.

Eine endlose Bandschleife ist hierfür die technisch einfachste Lösung, läßt allerdings dann weniger Varianten zu. Statt der erwähnten Sicherung der Entnahmeöffnung durch die Lichtschranke ist natürlich auch eine mechanische Sperre mit Verriegelung durch Elek-

tromagneten (analog zum bekannten Türöffner) möglich.

Der Selbstbedienungsautomat kann im Prinzip mit jedem Füllgut versehen werden, das in einzelnen Exemplaren abgegeben wird, wobei für runde Gegenstände das Magazin die Form eines Trichters oder Rohres, für eckige (z. B. Packungen) hingegen die eines Schachtes mit den entsprechenden Maßen besitzen sollte, um ein Verkleben der einzelnen Portionen zu verhindern.

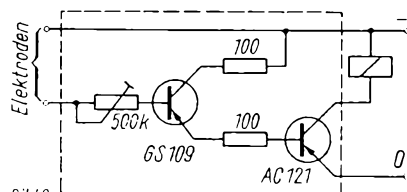


Bild 3

Bild 3: Schaltung des Pegelschalters

Schwerere Einzelstücke erfordern evtl. das Einschieben einer elastischen, die Schließung von Kontakt S3 vom Entnehmen erleichternden Füllung (Schaumstoffrolle) unterhalb der erwähnten Plastscheibe.

Die Abgabe von Flüssigkeiten ist möglich, wenn eine entsprechende Menge

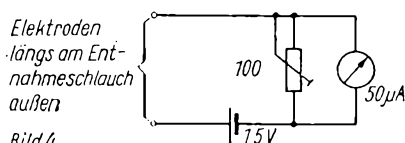


Bild 4

Bild 4: Schaltung der Füllstandanzeige

nach jedem Münzeinwurf aus dem Haupttank über ein Magnetventil zunächst in eine Volumenmeßeinrichtung (Becher mit Pegelschalter) und dann – durch ein zweites Magnetventil geregelt – in ein darunter gestelltes Gefäß (analog zu kommerziellen Getränkeautomaten) gelangt. Zwei weitere Varianten zur Erreichung des gleichen Effektes wären die Steuerung eines Magnetventiles zum einen durch den Zeitschalter unter Verwendung einer entsprechenden Ausflußöffnung des Flüssigkeitsbehälters und zum anderen vermittelt eines Elektrolytschalters mit den jeweiligen Proben volumina entsprechend angeordneten Pegelelektroden im Haupttank. Die erforderlichen Behälter lassen sich aus Konservenblech löten oder aus handelsüblichen Plastikgefäßen in Klebertechnik herstellen.

Bei einem Umbau des beschriebenen Automaten auf Flüssigkeitsabgabe wurde ein (allerdings nicht am Tank angebrachter) Elektrolytschalter benutzt. Detaillierte Angaben sollen zu diesem Gerät nicht gemacht werden; sein Aufbau lehnt sich stark an das oben beschriebene an. Anschließend lediglich einige wesentliche Details.

Hinter der Bechereinschuböffnung befindet sich eine mit Plastfolie ausge-

kleidete Füllkammer. Ihre rechte Wand ist seitlich verschiebbar, so daß beim Einschieben des Bechers der außen angebrachte, aus 2 Mikrotastern bestehende Kontakt anspricht. Zugleich werden über ein einfaches Hebelsystem aus Draht (seine Achse verläuft parallel zur hinteren oberen Kante der Füllkammer) beim Einschieben des Bechers die Pegelelektroden von oben in den Becher getaucht. Die Funktion dieses Hebelsystems, dessen unterer Arm am unteren Teil des Bechers außen anliegt und dessen oberer Hebelarm die Elektroden trägt, ist mit dem vorgesehenen Füllstand und dem Schalterpunkt der Mikrotaster abzustimmen, um Unter- oder Überfüllung zu vermeiden. Aus stärkerer Folie (Film) wurde ein Spritzschutz um die Füllkammer errichtet. Das vorgesehene Getränk wird von hinten oben in einen Tank aus Plastmaterial gefüllt und gelangt dann nach dem Heberprinzip über einen Plastschlauch, an dessen Außenseite die beiden blanken, unten frei endenden Elektroden der Füllstand-Anzeige durch Isolierschlauchringe befestigt sind, zum Magnetventil. Letzteres besteht aus einer Dichtungsscheibe, die durch Federzug gegen das Schlauchende gepreßt wird. Der Zugmagnet (39,8-1530-0,15 CuL) gibt das Schlauchende für die Zeit frei, in der er Strom erhält.

Es können alle üblichen Getränkcarten ausgetauscht werden, da sie auf Grund ihres Wasseranteils über eine genügend hohe elektrische Leitfähigkeit verfügen, um den verwendeten Pegelschalter (zum Einsatz kam ein einfach gehaltenen Gleichstromverstärker mit Kollektor- und Emitterstufe gemäß Bild 3) ansprechen zu lassen. Ein gleicher Schalter kann im Bedarfsfall zur automatischen Blockierung des Automaten benutzt werden. Es wurde außerdem noch eine Füllstand-Anzeige (grobe Einstellung in Liter je Skalenteil des Instruments mittels Regler) für den Vorrattank vorgesehen. Sie beruht ebenfalls auf Gleichstrommessung zwischen 2 Elektroden (Bild 4). Da der Mikrotaster abhängig vom Becherdurchmesser ist, ist die Verwendung einer typischen Größe (z. B. Plastikbecher) erforderlich.

Literatur

- [1] Weber, H.: Elektronischer Zeitschalter mit großem Einstellbereich, FUNKAMATEUR 18 (1969), H. 2, S. 72...74
- [2] Weber, H.: Signalgenerator für Licht und Ton, Jugend und Technik 17 (1969), H. 4, S. 368 u. 369
- [3] Weber, H.: Schwellwertschalter für Licht und Temperatur mit Selbsthaltung, FUNKAMATEUR 18 (1969), H. 5, S. 224...226
- [4] Weber, H.: Multivibratorbaustein zur Zeitmessung, FUNKAMATEUR 18 (1969), H. 10, S. 506
- [5] Schlenzig, K.: System komplexe Amateurelektronik, Original-Bauplan Nr. 13, DMV Berlin 1969
- [6] Schlenzig, K.: Amateurelektronik-Experimente, Original-Bauplan Nr. 16, DMV Berlin 1970



Unser Jugend-QSO

fast nur durch die eigene Alterung verbraucht wird, soll sie (eine Zelle aus einer Stabbatterie 2R10) direkt in die Schaltung eingelötet werden, sich also auch auf der Leiterplatte befinden.

Bearbeiter:

Egon Klaffke, DM 2 BFA,
22 Greifswald, Postfach 58

Der qualifizierte Hörer

Leiterplattentechnik für den Anfänger

H. DÜLGE – DM 2 BSA

2. Entwurf des Leitungsmusters

Wie wird das Leitungsmuster einer gedruckten Schaltung entwickelt? Es gibt mehrere Wege. Ein für den Amateur möglicher Weg soll am Beispiel erläutert werden.

Nachfolgend werden alle notwendigen Schritte beim Aufbau eines einfachen *transistorisierten RC-Generators* in gedruckter Schaltungstechnik beschrieben. Der Generator mit einer Frequenz von etwa 1000 Hz eignet sich als Tongenerator für Morsezwecke bzw. zum Überprüfen von NF-Verstärkerschaltungen.

Bild 1 zeigt die Schaltung des RC-Generators mit dreigliedriger Phasenschieberkette. Zwischen Ausgang und Eingang des Transistorverstärkers wird ein aus Widerständen und Kondensatoren bestehender Rückkopplungszweig geschaltet, der so dimensioniert ist, daß bei der gewünschten Frequenz die für eine Schwingungserzeugung notwendige Phasendrehung von 180° eintritt.

2.1. Bauelemente

Bevor die Leiterplatte entworfen wird, wählt man die Bauelemente aus. Ein späteres Auswechseln bereitet oft Schwierigkeiten, weil andere Bauelemente gleicher elektrischer Werte veränderte Anschlüsse haben können, z. B. standen dem Verfasser beim Aufbau dieses Gerätes 10-nF-Kondensato-

ren mit 5; 7,5; 12,5 und 15 mm Abstand zwischen den Anschlußdrähten zur Verfügung.

Außerdem ist bei der Auswahl der Bauelemente zu beachten, daß Widerstände und Kondensatoren mit Drahtanschlüssen unmittelbar für die gedruckte Schaltung geeignet sind (siehe Bild 2). Bauelemente mit breiten Lötflächen müßten erst bearbeitet werden

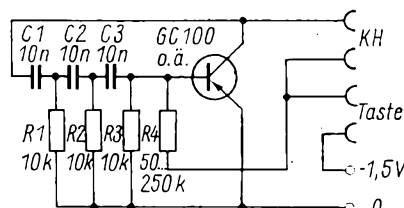


Bild 7

Bild 1: Schaltung des RC-Generators

(Lötfahnen mit der Blechschere auf etwa 1 mm Breite schneiden).

Für den RC-Generator nach Bild 1 genügen 0,05-W-Widerstände und Kondensatoren in Niedervoltausführung. Als Transistor eignet sich jeder NF-Typ.

Bei unserem Beispiel sollen auf der Leiterplatte für die Taste und den Kopfhörer je 2 Telefonbuchsen montiert werden. Da die Spannungsquelle eine sehr lange Lebensdauer hat und

2.2. Leitungsmuster

Die Anordnung der Bauelemente auf der Leiterplatte und die Lage der Leiterzüge wollen gründlich überlegt sein. Der erste Entwurf befriedigt selten, und diese Denkarbeit wird wiederholt.

2.2.1. Ansicht der Bestückungsseite

Auf einem Blatt Millimeterpapier wird mit einem weichen Bleistift (radierfähig) die günstigste Lage der Bauelemente skizziert. Dabei beachtet man, daß die Anordnung unerwünschte Kopplungen vermeidet und die Signalwege möglichst kurz werden. (Bei unserem RC-Generator ist die Anordnung unkritisch.)

Danach zeichnet man die Verbindungen zwischen den Bauelementen ein. Sie entsprechen den Leiterzügen auf der Rückseite der Platte.

Leiterzüge dürfen sich nicht kreuzen. Notwendige Kreuzungen aus dem Schaltplan können vermieden werden, wenn eine Leitung durch die freie Fläche unter einem Bauelement der anderen Leitung verlegt wird. (Im Bild 4 führt eine Leitung unter R4 hindurch, eine andere unter der Spannungsquelle.)

Diese erste Skizze zeigt die Ansicht der Leiterplatte von der Bestückungsseite.

2.2.2. Ansicht der Leiterseite

Anschließend wird die Ansicht der Leiterseite konstruiert (seitenverkehrt zur ersten Skizze).

Dabei sollte man von Anfang an die Norm der Technik übernehmen, daß jedes Loch der Leiterplatte auf einem Schnittpunkt eines gedachten Rasternetzes liegt, bei dem die Längs- und Querlinien jeweils Parallelen im Abstand von 2,5 mm sind. Bild 3 veranschaulicht das an einem Ausschnitt von Bild 4.

Ein schnell angefertigtes Rasterblatt ist

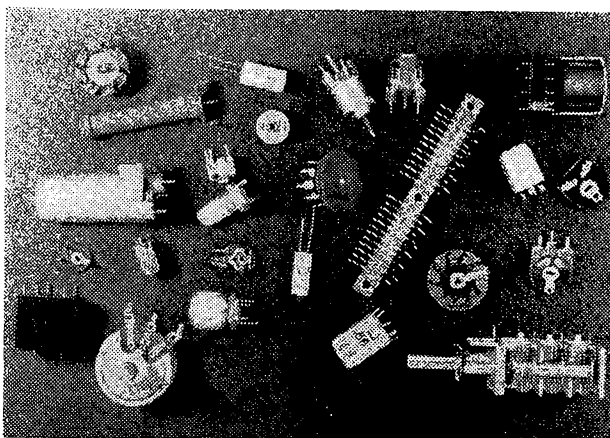


Bild 2:
Für gedruckte
Schaltung
unmittelbar geeignete
Bauelemente

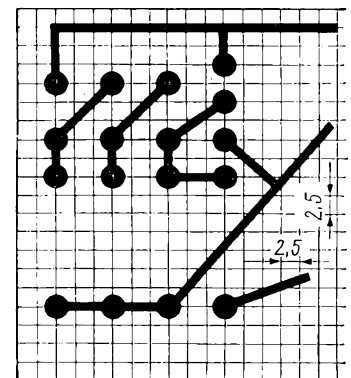
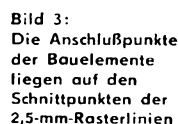


Bild 3

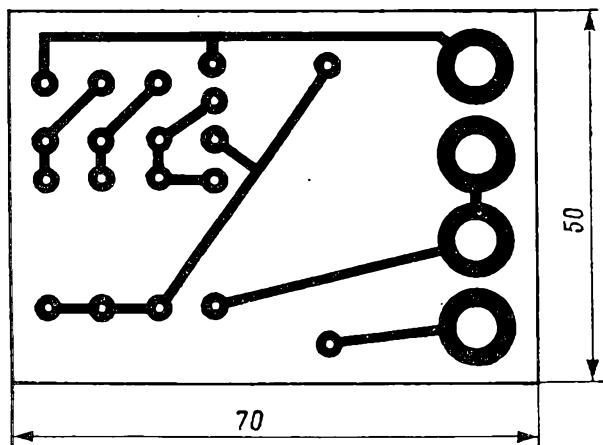


Bild 4

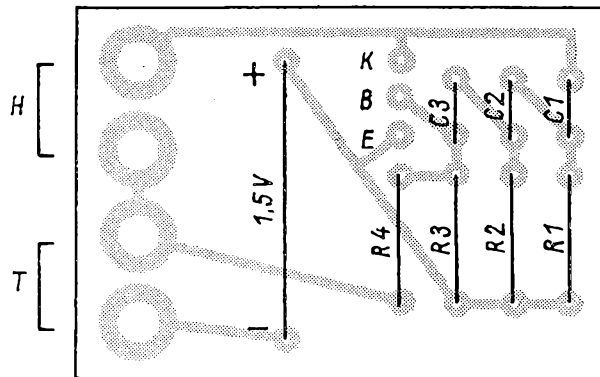


Bild 5

Bild 4: Leitungsmuster der gedruckten Schaltung (Leiterseite)

Bild 5: Bestückungsplan für die Leiterplatte nach Bild 4

immer wieder zu verwenden. Alle Linien eines quadratisch karierten Rechenblattes werden mit Tinte oder Ausziehtusche nachgezogen. Wenn genau zwischen diesen Zeilen und Spalten je eine weitere Parallele eingezeichnet wird, ist das 2,5-mm-Rasternetz fertig. Die Konstruktion der Leiterseitenansicht wird auf einem Blatt Transparentpapier vorgenommen, das mit

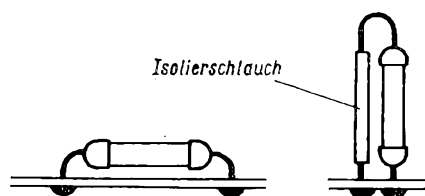


Bild 6

Bild 6: Horizontale und vertikale Montage eines Widerstandes

Büroklammern über dem Rasterblatt fixiert wird. Hierbei ist zu beachten:

- Die Zeichnung muß die Maße der geplanten Leiterplatte haben.
- Die Anschlußpunkte für Widerstände, Kondensatoren, Transistoren usw. liegen jeweils auf einem Schnittpunkt der Rasterlinien.
- Die Anschlußpunkte für die Bauelemente müssen dem tatsächlichen Abstand entsprechen.

Bild 4 zeigt eine mögliche Gestaltung der Leiterplatte für den RC-Generator, bei der die Übersichtlichkeit im Vordergrund steht. Wenn auf besonders geringe Plattengröße Wert gelegt wird, erreicht man durch Hochstellung der Widerstände und Kondensatoren (bei Röhrenkondensatoren) sowie engere Packung der Bauelemente eine beachtliche Verkleinerung.

Durch die zusätzliche Einzeichnung der Bauelemente auf der Rückseite des Transparentpapiers erhalten wir auf dem gleichen Blatt den Bestückungsplan (siehe Bild 5).

Bild 6 stellt den Platzbedarf eines Widerstandes in horizontaler und vertikaler Montage gegenüber.

(Wird fortgesetzt)

Ausschreibung zum 10. DM-SWL-Wettbewerb

Der 10. DM-SWL-Wettbewerb hat zum Ziel, möglichst alle DM-Bezirke und viele Länder zu hören sowie als Spielidee eine Lösung aus Buchstaben der Rufzeichen zusammenzusetzen. Es gelten folgende Bedingungen:

1. Teilnehmer: Alle Funkempfangsamateure der DDR, die eine gültige DM-SWL-, DM-EA- oder DM-VHFL-Urkunde (bisher Diplom genannt) besitzen.

2. Zeit: Sonntag, 17. 10. 1971, von 0600 bis 1200 GMT.

3. Frequenzen: Alle Amateurbänder zwischen 3,5 und 28 MHz, das 144-MHz- und 432-MHz-Band.

4. Betriebsarten: CW, FONE, SSB

5. Kontrolleintragen: Die Kontrolleintragen bestehen aus zwei Teilen:

- 5.1 Es ist der Durchschlag des SWL-Logbuches einzusenden oder eine Aufstellung dem SWL-Logbuch entsprechend anzufertigen.

- 5.2 Auf einem A4-Bogen ist je Zeile ein Buchstabe der Lösung: DM SWL WETTBEWERBE IMMER BELIEBT. Diese Buchstaben sind jeweils die ersten Buchstaben hinter der Zahl im Rufzeichen z. B. DM 3 WA, DM 2 BFA, UK 3 RS usw. Die QSOs, aus denen die Rufzeichen im Log entnommen wurden, sind im Log zu unterstreichen.

6. Multiplikator

- 6.1 Als Multiplikator dürfen nur Rufzeichen gezählt werden, die in der Lösung enthalten sind.

- 6.2 Als Multiplikator zählen alle Landeskenner außer DM. Für DM zählen die Bezirkskenner als Multiplikator.

- 6.3 Kann ein Buchstabe der Lösung nicht mit einem Rufzeichen, das auch im Log enthalten ist, belegt werden, kann dieser Buchstabe weder als Punkt noch als Multiplikator gezählt werden.

7. Gesamtpunktzahl:

- 7.1 Jeder mit einem Rufzeichen belegte Buchstabe der Lösung zählt einen Punkt, wenn die Station im Log als gehört nachgewiesen wird (unterstrichen).

- 7.2 Ein Buchstabe der Lösung, der nicht mit einem Rufzeichen belegt werden kann, zählt nicht (= 0 Punkte).

- 7.3 Die Gesamtpunktzahl ergibt sich aus Anzahl der Punkte mal Anzahl der (Landeskenner + Bezirkskenner DM), also Bezirkskenner DM und Landeskenner außer DM erst addieren, dann Punkte multiplizieren.

8. Abrechnungen:

- 8.1 Die Abrechnungen bestehen aus
 - den Durchschlägen des SWL-Logs,
 - der Lösung auf gesondertem Bogen (Lösung mit Rufzeichen je Buchstaben)
 - Ermittlung der Gesamtpunktzahl

- Angabe der vollständigen Anschrift und DM-EA, DM-SWL- oder DM-VHFL-Nummer.

- 8.2 Die Abrechnungen sind bis zum 27. 10. 71 für die einzelnen Bezirke zu richten an:

- A Julius Schmidt, 24 Wismar, Poeler Str. 23

- B Oskar Pohl, 27 Schwerin, Johannesstr. 23

- C Werner Braun, 2033 Loitz, Mühlenstr. 100

- D Bodo Bethke, 195 Neuruppin, Bahnhofstr. 8

- E Hans-Georg Bachmann, 1321 Zichow, Dorfstr. 49

- F Wolfgang Moll, 8016 Dresden, Güntzstr. 22/23 G

- G Otto Rauschenbach, 327 Burg, Finer Str. 10

- H Rainer Röder, 46 Wittenberg, Schumannstr. 51

- I Otto Ehrenfurth, 59 Eisenach, Rud.-Breitscheid-Str. 35

- J Arnulf Stier, 65 Gera, Maler-Reinhold-Str. 21

- K Werner Borgwardt, 63 Ilmenau, Waldstr. 11, PSF 140

- L Heinz Wichert, 801 Dresden, Pillnitzer Str. 15

- M Rainer Dathz, 7232 Bad Lausick, Rochlitzer Str. 15

- N Rainer Hesse, 9612 Meerane, Str. des Friedens 27

- O Karl-Heinz Aulich, 1193 Berlin, Leibstr. 13

- 8.3 Die Referatsleiter Jugendarbeit bei den Bezirkskommissionen senden die Abrechnungen bis 10. 11. 71 an den Leiter des Referats Jugendarbeit, 22 Greifswald, Postfach 58.

9. Wertung: Gewertet wird in drei Klassen: Klasse der DM-EA, Klasse der DM-SWL und Klasse der DM-VHFL.

10. Auszeichnungen:

- 10.1 Der 1. jeder Klasse erhält einen Sachpreis des Radioklubs der DDR

- 10.2 Der 1. bis 3. Platz erhält je einen Wimpel des Radioklubs der DDR

- 10.3 Jeder Teilnehmer erhält eine Teilnehmerurkunde.

11. Sonderbestimmungen

- 11.1 Abrechnungen ohne DM-EA-, DM-SWL- oder DM-VHFL-Nr. werden nicht gewertet.

- 11.2 Abrechnungen, die den Bestimmungen der Ausschreibung nicht entsprechen, werden nicht gewertet.

- 11.3 Die Entscheidungen des Referats Jugendarbeit beim Präsidium des Radioklubs der DDR sind endgültig.

Egon Klafke, DM 2 BFA

Leiter des Referats Jugendarbeit beim Präsidium des Radioklubs der DDR

Neues Leistungszentrum

Die Anforderungen an das Ausbildungsniveau der Nachrichtensportler steigen ständig. Um diesen Anforderungen genügen zu können, wurde beschlossen, in Stendal ein leistungsfähiges Ausbildungszentrum zu schaffen. Dazu war es notwendig, die Ausbildung zu konzentrieren. Die Funktionäre des Nachrichtensports im VEB Erdöl und Erdgas Stendal und des Ausbildungszentrums beschlossen deshalb, in Zukunft eng zusammenzuarbeiten.

Alle Mitglieder des neuen Leistungszentrums verpflichteten sich, als erstes die Renovierung der Räume des ehemaligen Radioklubs im NAW durchzuführen. Die qualifizierten Kameraden des Betriebes werden die gesamte Technikausbildung übernehmen, wobei der Betrieb zur materiell-technischen Sicherstellung beiträgt. Die Kameraden des Kreisausbildungszentrums erklärten sich bereit, die gesamte wehrsportliche und die Laufbahnausbildung zu übernehmen.

Durch die Bildung dieses Leistungszentrums wird es mit Beginn des neuen Ausbildungsjahres im September 1971 möglich sein, eine bessere und vielseitigere Ausbildung durchzuführen, gut qualifizierte Kader für die NVA zur Verfügung zu stellen und auch auf allen anderen Gebieten des Nachrichtensports bedeutende Leistungen zu bringen.

C. Hoffmann, DM 3 RQG

UKW-Treffen auf dem Auerberg

Im Mai fand auf dem 579 m hohen Auerberg im Harz in der Nähe von Stolberg auf Initiative des Radioklubs Aschersleben erstmalig ein UKW-Treffen der Funkamateure des Harzes und Umgebung statt. Damit sollte die UKW-Arbeit im Bezirk Halle aktiviert und

persönlicher Kontakt zu benachbarten Stationen hergestellt werden. Durch die Übernachtung im Zelt und die Selbstversorgung der OMs bekam das Treffen den Charakter eines Feldtages.

Nicht nur aus dem Bezirk Halle, sondern auch aus den Bezirken K, I, G waren OMs gekommen und brachten zum Teil ihre XYLs mit. Lizenziert war allerdings nur Heike, DM 2 CPG.

Auf dem Auerberg arbeiteten wir mit nur 100 mW über einen Kurbelmast mit einer 9-Element-Yagi-Antenne.

Das Stationsangebot ließ an diesem Tage sehr zu wünschen übrig. Lediglich über den Umsetzer DL Ø BGA herrschte Hochbetrieb. Ob wohl das 2-m-Band durch den Umsetzer vom „Aussterben“ bedroht wird?

Bei herrlichem Sonnenschein und Fachsimpel verging die Zeit viel zu schnell. Bei den Gesprächen wurde immer wieder festgestellt, daß nur bei einer Arbeitsteilung unter den Amateuren bestimmte Probleme mit Erfolg gelöst werden können.

Von industrieller Seite werden die Funkamateure wohl auch in nächster Zeit keine Unterstützung bekommen.

Interessant waren auch die Ausführungen Dr. Rohländers, DM 2 BOH, über die 2-m-Empfängerkonzeptionen.

Eine lustige Einlage lieferte der Dackel des Gastwirts auf dem Auerberg. Er brachte es fertig, von einem 7 m hohen Antennenmast die Abspannung zu lösen und zum Gelächter aller anwesenden OMs zu Fall zu bringen. Seitdem hört der Dackel auf den Namen „Antennentöter“. In den Abendstunden fand ein gemütliches Beisammensein statt. Dank sei an dieser Stelle dem Gastwirt Arno Seymer, DM-3375/H, gesagt, der für Unterkunft und Getränke sorgte und so zum Gelingen des Treffens beitrug.

F. Schillert, DM 4 RKH



V. l. n. r.:
DM 2 BOH,
zwei SWLs aus Tanne,
DM 3 UPG,
DM 2 AVG,
DM 4 RHK und
DM 3 RCK

Angeregt durch mehrere Teilnehmer vergangener Treffen entschlossen sich im Jahre 1970 einige OMs aus den Kreisen Löbau und Zittau, zum UKW-Treffen der Bezirke Erfurt und Gera zu fahren. Die Anreise erfolgte in zwei PKWs und wurde durch mehrere Mobil-QSOs aufgelockert, so daß wir uns mit guter Stimmung dem Zielgebiet näherten. Dort wurden dann die letzten Durchgänge des Anreisewettbewerbs mitgearbeitet. Über die Ergebnisse dieses Wettbewerbs und den Ablauf des Treffens wurde bereits im Heft 1/71 berichtet.

Es bleibt nur noch zu bemerken, daß uns dieses Treffen sehr gut gefallen hat. Nach unserem Geschmack hätte es ruhig länger dauern können.

Nach der Übernachtung wurden am nächsten Morgen noch einige Lokal-QSOs, sozusagen von Haus zu Haus, gefahren, so daß wir mit unserer Abreise bis zum Mittagessen nur an die Gaststätte am „Hermsdorfer Kreuz“ kamen.

Von Hermsdorf bis Bautzen fuhren wir ständig Mobil-QSOs. Dabei konnten eine Reihe von Kreiskennern gearbeitet werden. Von Dresden bis Bautzen standen wir dann in ständigem Funkkontakt mit DM 3 GJL, OM Jürgen.

In Bautzen übernahm diesen Kontakt dann OK 1 KLE, OM Waldemar. Damit endete für die beteiligten OMs DM 2 CQL, DM 2 CRL, DM 5 ZML, DM 2 CFL und DM-VHFL-5929/L ein nettes Wochenende.

H. Kuhnt

Fuchsjagd in Blankenburg

Eine DDR-offene Fuchsjagd veranstaltete das BAZ Nachrichten Magdeburg in Blankenburg/Harz.

100 Teilnehmer waren zwar ein neuer Beteiligungsrekord, aber die Organisationsleitung kam in Bedrängnis, da mehr Kameraden anreisten als gemeldet waren. So legten die Kameraden von der Wettkampfleitung eine Nachtschicht ein und stellten ihre freigewordenen Betten den überzähligen Wettkämpfern zur Verfügung.

Die Fuchsjagd selbst wurde in der waldreichen Gegend rund um die Burg Regenstein durchgeführt.

Im Vorstartraum, 5 min vor dem Start, waren alle Füchse anzupfeilen und die Marschrichtungszahlen festzulegen. Die Wettkämpfer wurden im Einzelstart in Abständen von 1 min auf die Strecke geschickt. Es galt, 4 bzw. 3 Füchse (für weibliche Teilnehmer) zu finden, wobei die kürzeste begehbare Gesamtstrecke 5 bzw. 3 km betrug. Die Reihenfolge des Suchens war mit Ausnahme des Fuchses 4 beliebig. Fuchs 4 mußte als letzter angelaufen werden, da hier die Zeitnahme erfolgte. Anschließend

mußte der Bakensender, der am Sammelpunkt aufgestellt war, angelaufen werden. Leider hatte der Wettergott kein Einschen mit allen Wettkampfbeteiligten und die Fuchsjagd begann schon mit Nieselregen, der sich im Laufe des Wettkampfes zu wahren Wolkenbrüchen steigerte. So wurde der Wettkampf zu einer harten Bewährungsprobe für Fuchsjäger und besonders für die Füchse, die rund 7 Stunden ausharrten.

In Anbetracht der schlechten Wetterlage kam man überein, die 2-m-Fuchsjagd, die am Nachmittag stattfinden sollte, ausfallen zu lassen. Nach der Auswertung konnte dann schon um 15.00 Uhr die Siegerehrung stattfinden. Es gab zwar keine hervorragenden Zeiten, aber die Ergebnisse waren, bedingt durch die sehr schlechten Wetterverhältnisse, noch recht zufriedenstellend.

C. Hoffmann, DM 3 RQC

Herzliche Gastfreundschaft

Mit einer Touristengruppe besuchte ich Moskau und Kiew. Unvergänglich waren die Eindrücke. Unweit des Roten Platzes in Moskau befindet sich die Station UK 3 AAA, mit der ich bereits mehrere interessante Funkverbindungen durchgeführt hatte. Beim Besuch zeigten mir die beiden Funkamateure Pawel und Jurij das umfangreiche Labor mit den vielseitigsten Meß- und Prüfeinrichtungen. Da der Stationsleiter nicht anwesend war, konnte ich die Station nicht besichtigen. Wir verbrachten jedoch einen wunderbaren Abend in der Familie, bei der ich eine herzliche Gastfreundschaft erlebte. Meine bescheidenen Geschenke wurden mit wertvollen Büchern und anderen Gegenständen erwidert.

Hans, DM 4 LN

Vielen Dank

Ich bedanke mich für die Bestätigungen zum Erwerb des HADM bei DM 2 AJE, DM 4 ZOM, DM 2 CDH, DM 2 BIG, DM 2 DUL, DM 2 CUO, DM 3 LD, DM 2 AXA, DM 4 SJJ, DM 2 ARF, DM 3 SSB.

Besonders freute ich mich über die schöne QSL-Karte von DM 3 SSB.

Beim Erwerb des SWL-Diploms unterstützten mich DM 2 CIG, DM 2 FUG und DM 4 ZUG. Ihnen danke ich ebenfalls recht herzlich.

Ulrike Schwamm, Salzwedel



Liebe YLs und XYLs

Bearbeiterin:

**Bärbel Petermann, DM 2 YLO,
25 Rostock, Bahnhofstraße 9**

Vor einiger Zeit übersetzte OMR Dr. med. Krogner, DM 2 BNL, einen Artikel aus der Ausgabe 3/71 der Zeitschrift „Amaterske Radio“, den ich Euch nicht vorenthalten möchte. In dem Bericht wird der Weg einer XYL der ČSSR zum Amateurfunk geschildert. Es handelt sich um Jiřina Nedorostova, OK 1 DJN, aus Prag. Frau Jiřina ist mit Leib und Seele Radioamateur. Obwohl sie eine 10jährige Tochter hat (die ebenfalls Jiřina heißt) und den Haushalt zu versorgen hat, findet sie doch die Zeit für das, was sie gerne tut; für Nähen und Bügeln, aber auch für die Arbeit an der Sendestation. Nicht immer hat sie sich für die Amateurfunk-tätigkeit interessiert. Mit 17, 18 Jahren war sie in einem Werk für Television in Ostrava beschäftigt. Dort lernte sie einige Funkamateure kennen. Die wollten sie für den Radioklub und die Kollektivstation interessieren, aber zunächst gelang ihnen das nicht. Damals hatte Fräulein Jiřina andere Interessen – Tanz, Touristik, Rendezvous. Erst nachdem sie geheiratet hatte und nach Prag umgezogen war, machte sie sich mehr mit dem Amateurfunk bekannt. Einmal durch den Ehemann Zdenek, andererseits im Radioklub, wohin sie mit ihrem Mann zu gehen pflegte. Mit dem Kollektiv der Station OK1 KKG fuhr sie auch zu den Feldtagen, wo sie aufopferungsvoll während der Wettkämpfe Kaffee kochte und für andere Erfrischungen sorgte. Durch diesen engen Kontakt mit dem Amateurfunk wurde ihr Interesse immer größer. Jiřina selbst sagt dazu folgendes: „Ich bin hierbei der Sache auf den Geschmack gekommen, und ich bemühte mich, mir alles anzueignen, was zu einem guten Operator gehört. Ich stürzte mich in die Arbeit, obwohl ich zur gleichen Zeit mein Töchterchen zu betreuen hatte. Ein geduldiger Lehrer war mein Gatte Zdenek, OK 1 BWX. Mehr als einmal hatte er mit mir eine heilige Geduld, als mir die Telegrafiezeichen nicht so eingingen, wie es erforderlich war. Endlich habe ich alles gekonnt. Ich lernte auch Q-Gruppen und eignete mir alle anderen Kenntnisse an, die ein Funkamateur braucht. Dann meldete ich mich zur Prüfung an und legte sie im September 1968 ab. Zwei Monate später erhielt ich die Li-

zenz. Meine ersten getätigten Verbindungen teile ich in goldene und silberne ein. Zu den goldenen gehört z. B. das QSO mit Ing. Svata, OK 1 XS, es war sehr lang und hatte einen guten Zusammenhang. Die silberne Verbindung hatte ich mit OK 1 AHH. Mit ausländischen Stationen hatte ich erste Verbindungen mit SP 6 LB und SP 6 BWK und bei den Sendeamateuren aus der DDR waren es DM 2 CFL und DM 3 POL. Das erste QSO mit einer YL hatte ich mit Vlasta OK 1 AGR, die ich sehr bewunderte habe. Und so folgte Verbindung auf Verbindung. Es kamen QSL-Karten, von denen ich jetzt schon einige Hundert besitze. Die Station benutze ich gemeinsam mit meinem Mann. Er ist sehr galant und handelt nach dem Grundsatz: Die Frau hat immer und bei allem den Vorzug. Gern überläßt er mir den Platz am Gerät. Mit Freude beschäftigt er sich während der Zeit mit anspruchsvollen Konstruktionen, die in seinen Gedanken entstehen. Mehrere solcher Konstruktionen hat er schon verwirklicht. Zum Beispiel einen transistorisierten Sender für 145 MHz mit einer Leistung von 200 mW mit 3 Flachbatterien. Ich sende z. Z. nur auf 145 MHz. Außerdem bereite ich mich auf die Kurzwellenbänder vor. Es gibt dabei allerdings Schwierigkeiten mit dem Anbringen der Antennen. Am besten lassen sie sich für das 28-MHz-Band verwirklichen. In meinem Ehemann habe ich auch einen Vertreter für die Küche. Wenn ich an einem längeren Wettkampf beteiligt bin, der nicht unterbrochen werden kann, bereitet er das Mittagessen vor, und, wenn es länger dauert, auch das Abendessen. Es macht ihm auch gar nichts aus, wenn ich die ganze Nacht über sende. Zum Senden sei gesagt, daß ich lieber QSOs mit Männern fahre als mit Frauen!“ Sieh an. Und nicht nur das. Frau Jiřina hat einen echten Amateurfunkehrgeiz. Wenn sie eine Station hört, die sie noch nicht gearbeitet hat, bekommt sie niemand, ohne Rücksicht auf Zeit, fort, solange die Verbindung nicht hergestellt ist.

Soweit der Bericht über Jiřina, OK 1 DJN. Danke schön an OMR Dr. med. Krogner, DM 2 BNL, für die Übersetzung aus dem Tschechischen.

Vy 73 Bärbel, DM 2 YLO



CONTEST

Bearbeiter:

**Dipl.-Ing. Klaus Voigt, DM 2 ATL,
8019 Dresden,
Schrammsteinstraße 10**

WADM-Contest 1971

Anläßlich des Jahrestages der Gründung der Deutschen Demokratischen Republik am 7. Oktober 1949 ruft der Radioklub der DDR alle Funkamateure zur Teilnahme am 11. WADM-Contest 1971 auf.

1. *Datum:* CW 16. 10. 1971 1500 GMT bis 17. 10. 1971 1500 GMT, FONE: 23. 10. 1971 1500 GMT bis 24. 10. 1971 1500 GMT.

Beide Teile werden als getrennte Conteste gewertet.

2. *QRG:* Alle Amateurbänder von 80 m bis 10 m sind zugelassen.

3. *Contestanruf:* DM-Stationen rufen „CQ WADM“, ausländische Teilnehmer rufen „CQ DM“.

4. *Kontroll-Nummern:* DM-Stationen senden den RS(T) und die zweistellige Nummer des Kreiskenners. Ausländische Teilnehmer senden die üblichen 6 (5)-stelligen Kontroll-Nummern, bestehend aus dem RST (RS) und der laufenden QSO-Nummer.

5. *Punkte:* Für jede Verbindung zwischen DM und einer ausländischen Station gibt es 3 Punkte bei Richtigkeit aller Angaben. Bei Fehlern wird nur ein Punkt angerechnet. Es zählen nur Verbindungen DM – Ausland. Jede Station darf nur einmal je Band gearbeitet werden.

SWLs erhalten für jedes neue DM-Rufzeichen mit gesendeter Kontroll-Nummer und Rufzeichen des ausländischen Partners einen Punkt.

6. *Multiplikator:* DM-Sendestationen: Die Summe der auf jedem Band gearbeiteten Länder entsprechend der R 150 S-Länderliste ergibt den Multiplikator.

Ausländische Sendestationen und SWLs: Die Summe der auf jedem Band gearbeiteten/gehörten Bezirke der DDR (letzter Buchstabe des Rufzeichens) ergibt den Multiplikator. Sonderstationen DM 7, DM 8 und DM 0 zählen nur auf dem Band für einen fehlenden Bezirk, auf dem sie gearbeitet/gehört wurden.

7. *Endergebnis:* Das Endergebnis errechnet sich aus der Summe aller QSO-Punkte multipliziert mit dem Multiplikator.

8. *Teilnehmerarten:* a) Einmannstationen, b) Mehrmannstationen (maximal 3 OPs, 1 TX), c) SWLs (nur 1 SWL pro RX)

Für DM-Stationen werden die Wertungsarten a) und b) noch unterteilt in Lizenzklasse 1 und Lizenzklasse 2.

9. *Auszeichnungen:* Die Ersten bis Dritten in jedem Land in jeder Wertungsart erhalten eine Contesturkunde. In DM erhalten die ersten 10 SWLs sowie die Stationen, die die Klassifizierungsnorm erfüllt haben, Urkunden.

10. *Logs:* Für jedes Band ist ein separates Blatt zu verwenden. Auf dem Deckblatt ist die Endabrechnung vorzunehmen. Mehrmannstationen müssen die Rufzeichen der Teilnehmer angeben. DM-Stationen verwenden die Vordrucke des Radioklubs der DDR. Die Abrechnungen sind bis 14 Tage nach Abschluß des Contestes (Poststempel) an die Bezirksbearbeiter zu senden. Diese senden die vorkontrollierten Logs bis 30 Tage nach Abschluß des jeweiligen Contestes (Poststempel) an DM 2 ATL.

Ausländische Teilnehmer senden ihre Abrechnung bis 30 Tage nach Abschluß des Contestes (Poststempel) an Radioklub der DDR – DM Contestmanager DM 2 ATL 1055 Berlin Hosemannstr. 14

11. *Disqualifikation:* Eine doppelte Bewertung von mehr als 3 % der gesamten QSOs sowie sämtliche Verstöße gegen die Ausschreibungen und die Bestimmungen des eigenen Landes sind genügend Grund zur Disqualifikation.

Die Entscheidungen des DM-Contest-Büros sind endgültig.

VK-ZL-DX-Contest 1971

Der VK-ZL-DX Contest findet am 2./3. Oktober 1971 (FONE) und am 9./10. Oktober 1971 (CW) entsprechend der Ausschreibungen des Vorjahres (FUNKAMATEUR, Heft 9/70) statt. Die Abrechnungen sind bis jeweils 14 Tage nach Abschluß des Contestes an die Bezirksbearbeiter und bis 30 Tage nach Abschluß des Contestes an DM 2 ATL zu senden. Es gilt der Poststempel.

WWDX-Contest 1971

Der WWDX-Contest 1971 findet am 30./31. Oktober 1971 (FONE) und am 27./28. November 1971 (CW) entsprechend der bisher gültigen Bedingungen statt. Ausgetauscht werden RS(T) und die Zonen-Nummer. Die Abrechnungen sind jeweils 14 Tage nach Abschluß des Contestes an die Bezirksbearbeiter und bis 30 Tage nach Abschluß des Contestes an DM 2 ATL zu senden. Es gilt jeweils der Poststempel.

Ergebnisse AADX-Contest 1970

Allband DM 3 UE 345 Punkte,
28 MHz: DM 2 DEO 20 Punkte,

21 MHz: DM 4 YEL 1320 Punkte, DM 2 BBK 405 DM 4 RFM 364, DM 2 CDH 120.

14 MHz: DM 2 BXH 160, DM 2 ATL 9.

Der Veranstalter bedankt sich für die eingereichten Kontroll-Logs.

Ergebnisse YODX-Contest 1970

Allband: DM 4 SJJ 3959 Punkte, DM 4 SPL 1750, DM 2 BOB 1.440, DM 3 VUH 1.440, DM 3 XHF 931.

3,5 MHz: DM 5 ZGL 912, DM 2 DRO 704, DM 4 WFF 384, DM 3 VXI 216.

14 MHz: DM 4 HF 1.596, DM 2 AIC 1.197, DM 3 USGP 867, DM 2 ATL 176.

28 MHz: DM 2 DEO 80, DM 4 VSM 2.

Der Veranstalter bedankt sich für die Kontroll-Logs.

Fernwettkämpfe der Funker und Fernschreiber 1971

Wertung „Bester Bezirk“

Funk		Fernschreiben	
Platz	Bezirk	Platz	Bezirk
1	Dresden	1	Schwerin
2	Gera	2	Halle
3	Frankfurt	3	Berlin
4	Magdeburg	4	Dresden
5	Schwerin	5	Potsdam
6	Halle	6	Karl-Marx-Stadt
7	Karl-Marx-Stadt	7	Frankfurt
8	Berlin	8	Gera
		9	Magdeburg

Zur Ermittlung des besten Bezirkes wurde folgender Modus angewendet:

Multiplikation der beiden Faktoren

- Wertungspunkte der Summe des 1., 2. und 3. Platzes des jeweiligen Bezirkes im Funk bzw. Fernschreiben,
- Beteiligung am Fernwettkampf in Prozent des Gesamtmitgliederstandes im Funk bzw. Fernschreiben lt. statistischem Org.-Bericht.

Der sich daraus ergebenden Gesamtpunktzahl liegt der erreichte Platz zugrunde.



UKW-QTC

Bearbeiter:

Hartmut Heiduck, DM 4 ZID

1408 Liebenwalde

Hammer Chaussee 1

Berichte vom „PD 71“

DM 2 BUL: „Zum ‚PD 71‘ führen wir, DM 3 OML, WML, XML und DM 2 BUL, vom Collm bei Oschatz (316 m, GL 56 g) unter DM 2 BUL/p unseren bisher erfolgreichsten Contest in der fünfzehnjährigen Geschichte von DM 3 ML. Mit 175 QSOs wurden 40 534 Punkte, 41 QRAs und 11 Länder (DM DL, OK, SP, OE, HB, F, ON, PA Ø, OZ und SM) erreicht. Die weiteste Verbindung war HB 9 AAI/p aus EG Ø2 h über 594 km, die größte Freude löste ein QSO mit F 1 AVK/p aus DH Ø6 e aus. Interessant ist etwas Statistik: Mit 26 % der QSOs der Gesamtzahl in AM wurden nur 13 % der Punkte erreicht, in CW brachten 15 % auch 15 % der Punkte, während 59 % der QSOs in SSB gefahren wurden und 72 % der Punkte brachten. Auch der Durchschnitt von 232 km/QSO liegt weit über dem bei anderen Contests. Selbst das Handicap von nur 25 W in SSB machte sich durch den strikten Gleichwellenverkehr in QSOs mit DL-Stationen nicht bemerkbar. Die Entfernung lag bei 6 QSOs über 500 km und bei 21 über 400 km. Da auch andere Stationen in DM von den guten Bedingungen und den Vorzügen der Betriebsart SSB profitierten, dürften diesmal endlich auch einige DM-Stationen in der 25-W-Klasse unter den ersten zu finden sein.“

DM 2 BPG: „Unsere Gruppe, bestehend aus DM 2 CPG, 2 BCG, 3 OTG, 4 WGG, 4 ZNG und DM 2 BPG, fuhr zum ‚PD‘ zur Viktorhöhe (585 m, FL 26 j). Die Stationsausrüstung: TX: 25 W, nur F3 und CW, VFO. RX:

Bitte die neue Adresse des Bearbeiters beachten!

AF 139 SSH und BF 155 SSSH, beide Empfänger über Weiche an einer Antenne. Ant.: 5-Ele.-Langyagi. Folgende Ergebnisse wurden erreicht: 16 600 Punkte mit 100 QSOs, 22 QRAs, 6 Länder, bestes DX 537 km. Für uns brachte der Contest die Erkenntnis, SSB muß nicht sein! CW ist ein Luxus, der in 85 Minuten 1100 Punkte brachte. Hier einige Erfahrungen, die zum Teil während des ‚PD‘ gesammelt wurden für F3-Erzeuger, die mit SSB-Stationen ins QSO kommen wollen. Technische Voraussetzungen: sauberer VFO, regelbarer Hub, völlig konstanter Hub durch NF-Regelung (Begrenzung), wirksame Höhenanhebung, Produktdetektor im RX. Betriebstechnik: SSB-Station exakt im RX einstellen, VFO einfeilen, Hub reduzieren auf etwa 200...300 Hz, kurzer Anruf, Reaktionen der bisher gearbeiteten SSB-Stationen: Etwa 25 % kommen ohne jegliche Rückfrage zurück. Der Rest fordert die „A3-Station“ auf, nochmals zu rufen. Die geschilderten Erkenntnisse sind inzwischen von DM 2 BQH bestätigt worden. Eine mit DK 2 HP durchgeführte Testserie ergab ebenfalls, daß extrem schmale F3-Signale mit BFO überlagert lesbar sind.“

DM 3 IBO: „Wir, Achim, DM 3 LBO, und Karl-Heinz, DM 3 IBO, führen am Sonnabend mit Zelt, 10-Ele.-Langyagi, 10-W-TX (PA: QQE 03/12), zwei Konvertern, Dabendorf, diversen Ersatzteilen und Verpflegung beladen nach Rheinsberg (GN 75 j). Nach zwei Stunden Fahrzeit und weiteren zwei Stunden Aufbau der Station wurden die ersten Signale im 2-m-Band gehört: Einige Berliner Stationen im Orts-QSO, Punkt 1500 GMT begannen wir mit dem Contestbetrieb. Zunächst wurden DM-Stationen gearbeitet. Sagenhaft, wieviel doch diesmal portable waren. Um 1900 Uhr kamen die ersten DL-Stationen auf das Band. Das Maximum lag zwischen 2100 und 0400 Uhr. Es wurden gearbeitet: 7× OZ (6 OL: FP 50 e – 270 km; 2 ME: GP Ø2 e – 320 km; 4 EDR: HP 64 b – 275 km; 2 GU: FP 33 g – 320 km; 8 MV: FQ 61d – 400 km; 5 TDR: EP 75 e – 345 km; 6 HY: EP 80 f – 295 km), 2× SM (7 AED: CQ 56 b – 370 km; 7 DKF: GP 36 h – 285 km), 2× OK (1 KPU: GK 29 a – 265 km; 1 KWH: HK Ø4 f – 265 km), 1× SP3 und viele DM- und DL-Stationen mit Entfernungen zwischen 250 und 400 km. Aber gegen 0500 Uhr liefen die Bedingungen sehr schnell nach. Sogar starke Berliner Stationen gingen zeitweise im Rauschen unter und das bei Entfernungen von nur 80 km. Nachdem wir noch zwei Stunden mühselig das Band abgesucht hatten, bauten wir kurz entschlossen ab und fuhren wieder in Richtung Heimat. Gearbeitet wurden 55 Stationen mit einer Gesamtpunktzahl von 10 360. Der Durchschnitt von 188 km/QSO ist zwar für unsere Verhältnisse nicht schlecht, aber wir hatten uns doch etwas mehr versprochen.“

DM 3 OZL es DM-2542/L: „Um für die Funkempfangsmeisterschaft 71 noch einige Punkte zu sammeln, sollte für den ‚PD 71‘ ein 500-m-Berg herhalten. Aber leider waren die umliegenden schon vergeben, und ich mußte mit etwa 430 m Höhe vorliebnehmen. Hier die gehörten Länder und Stationen: OK, SP, OE, HB, F, PA Ø, OZ, SM, DL und DM, u. a. F 1 AVK/p,

HB 9 AAL, SM 7 DJC, OZ 9 EA, OZ 1 OZ, OE 5 XXL/2, OE 2 PML/2, OK 1 KJD, DM 3 PC/p, DM 2 BPA/p, DM 2 BQG, DC 9 LP, DK 4 LI, DL 3 TY/p, DC 6 PD, DL 2 MD, DC 6 BW, DL Ø WZ, DC 8 PK, DL 9 AR, DJ Ø AFZ, DK 3 UC/p, DK 2 YL/p, DJ 1 TS, DJ 4 GC/p, DL Ø RO, DC 6 RW/p, DK 6 FF/p, DC 6 KL/p, DK 1 BM, DL Ø TA/p und DC 8 LS. Außer DM 3 PC/p und SP 3 BLR wurden alle hier aufgeführten Stationen in SSB gehört. In der Zeit von 2130 bis 0815 GMT streikte leider mein Antennenrotor, und der Contest war für mich zu Ende. Gehört wurde mit einem 14-Transistoren-SHH und zum ersten Mal mit einer 10-Ele.-Langyagi. Erreichte inoffizielle Punkte 16 841.“

Kurzberichte aus DM

Am 24. 5. 71 um 1756 GMT konnten DM 4 TUH und DM 4 UH/2 BLH die französische Station F 1 VI, OM André aus Anglet-ZD 43a via Es auf dem 2-m-Band arbeiten. Das QSO wurde beiderseitig mit 59 abgewickelt. Anglet liegt an der spanischen Grenze, QRB 1400 km! Weitere Stationen wurden leider nicht erreicht. Auf beiden Seiten wurde übrigens mit NBFM sowie mit 50 W HF und 9-Ele.-Yagi gearbeitet.

DM 2 BPG arbeitete via FM-Umsetzer (DL Ø BGA) bereits SM und mehrfach PA Ø.

Seit dem 8. 7. 71 ist einer unserer aktivsten Empfangsamateure, Lothar Sander, DM-2542/L, im Besitz einer Sendelizenz und wird bald unter dem Call DM 3 OZL zu hören sein.

DM 3 XML erreichte am 7. 7. 71 in den späten Abendstunden sein 16. Land mit G 3 JXN! Er konnte in SSB eine weitere G-Station sowie 3× PA Ø arbeiten. Neu für ihn waren die QRAs ZL und BL.

Folgende Stationen konnten von DM 3 LJL bereits auf dem 70-cm-Band gearbeitet werden: SM 6 CSO (GR 22 a – 725 km!), OE 3 LI/3 (HH 10 b – 380 km), OZ 5 AH (EP 34 g), DL 6 SV (FN 22 c), DJ 6 JA (FO 51 b), DK 2 LR (FO 47 g), DC 6 BU (FO 47 g) und DJ 6 QK (FI 14 d).

Die Sendeleistung des Dauerläufers OK 1 KVR/1 auf dem Zaly in der Nähe von Vrchlabi beträgt nur 5 mW (Ant. Schleifendipol). Der TX wird nur zweimal im Jahr mit neuen Akkus versorgt. Den meisten Strom verbraucht der Magnetbandmotor der Tastung. OK 1 KVR/1 dient vielen OMs im Südosten der DDR als Bandindikator in Richtung Ost.

Das PD 71 – Ergebnis von DM 2 BUL/p wurde nach einem von DM 2 DIL geschriebenen Programm auf einem ROBOTRON 300 berechnet. Mit Hilfe des Programms werden aus dem QRA-Kenner wieder die geografischen Koordinaten und daraus dann mit Hilfe der sphärischen Trigonometrie die genaue Entfernung errechnet.

TNX für die Berichte DM 2 BPG, DM 2 BUL, DM 3 IBO, DM 2 BLH/4 UH, DM 3 OZL es DM-2542/L, DC 7 BJ und OM Klaus Körner.

Potsdamer Aktivitätswoche

Die Arbeitsgruppe KW des Referates Afu beim Bezirksvorstand der GST Potsdam ruft alle Funkamateure des Bezirkes Potsdam zur Teilnahme an der Potsdamer Aktivitätswoche auf.

Ziel der Aktivitätswoche ist die Belebung der Bandaktivität der Potsdamer Funkamateure. Den Funkamateuren in und außerhalb DM soll das Arbeiten des Bezirkskenners D mit seinen Kreiskennern erleichtert werden.

1. Zeit: 18. 10. 1971, 0000 GMT, bis 24. 10. 1971, 2400 GM
2. Teilnehmer: alle Sende- und Empfangsamateure des Bezirkes Potsdam
3. Betriebsarten: beliebig
4. Frequenzen: alle Amateurbänder
5. Bewertung: QSOs werden entweder nur auf KW oder nur auf UKW gewertet. Ein QSO Potsdam/Potsdam zählt 5 Punkte, ein QSO Potsdam/übrige DDR-Bezirke und Ausland 1 Punkt. Jede Station darf pro Tag – unabhängig vom Band – nur einmal gewertet werden.
6. Abrechnung: Logdurchschlag oder -auszug mit Ehrenerklärung bis spätestens 3. 11. 1971 (Datum des Poststempels) an Egon Schlegel, DM 3 BUD, 1502 Potsdam-Babelsberg, Rosenstr. 38
7. Kategorien:
 - Einzelstationen Lizenzklasse 1
 - Einzelstationen Lizenzklasse 2
 - Funkamateure ohne eigene Station Liz.-Kl. 1
 - Funkamateure ohne eigene Station Liz.-Kl. 2
 - SWLs
8. Auszeichnungen: Die drei Funkamateure mit den höchsten Punktzahlen in den 5 Kategorien erhalten Auszeichnungen, sofern in der betreffenden Kategorie mindestens 5 Teilnehmer abrechneten. Die Auszeichnung der UKW-Amateure erfolgt gesondert. Einen Ehrenpreis erhält der Newcomer mit der höchsten Punktzahl, der seine Lizenz weniger als ein Jahr inne hat.

Arbeitsgruppe KW des Bezirksreferates Amateurfunk Potsdam
DM 2 BUD, DM 2 BQK/P, DM 2 ATD



DX-QTC

Bearbeiter:

Dipl.-Phys. Detlef Lechner,
DM 2 ATD,
9027 Karl-Marx-Stadt,
Gürtelstraße 5

Berichtszeitraum 15. 6. bis 15. 7. 1971

10 m

Das 10-m-Band wies selbst an den Wochenenden eine geringe Aktivität auf.
CW: AF: 3 C 1 EG 13. Hrd: 9 J 2 RA 18. SSB: Hrd: HV 3 SJ 17, 9 J 2 TF 13.

15 m

CW: EU: C 31 BZ 17, HV 1 CC 16, HV 1 SJ 17, IA 5 WW 5. AS: EP 2 CC 12, JY 6 RS 13, MP 4 MBC 17, VS 9 MF & MT 17, 9 M 8 FMF 13. AF: 3 C 1 EG 11, 3 C 0 AN 17-19, 7 P 8 AB 16, 5 R 8 AB 17, TN 6 BK 09, VQ 9 R Seychellen 17, ZD 8 CW 22. OC: VK 6 PM 08. NA: EP 4 DME 18. Hrd: HI 8 FED 20, OA 4 PF 21, JY 6 RS 16, ZS 3 AW 16, 6 W 8 BJ 20, 8 R 1 J 21.
SSB: Hrd: CE 3 NT 19, HK 3 BCB 20, KZ 5 AH 21, 5 N 2 AAN 09, 5 Z 4 DV 19.

20 m

Wie üblich im Sommer bot das Band UFB Nachtbedingungen, aber große Dämpfung am Tage.

CW: EU: C 31 DZ 19. AS: JT 1 AN 18, JT 4 EAB 18, KR 6 KC 16, XW 8 DZ 16. AF: ZD 5 X 19, ZD 8 CW 19 + 21, 3 C 0 AN 08, NA: KL 7 MF 22, KZ 5 BB 03, KZ 5 NG 07, VP 9 CB 00, YS 2 FM 01. CA: CE 2 DK & HI 23, CX 2 AT 02, CX 4 CO 02, HK 3 ADO 02, HK 4 AJF 02, OB 4 ON 22. Hrd: HL 9 VK 17, KH 6 DED 12, YB 0 AAF 20, 9 M 2 LN 17, 9 Q 5 AS 18.
SSB: EU: HV 3 SJ 13, C 31 DZ 11. AS: AP 2 AD 19, vie EP 2 18, HS 3 ADW 18, MP 4 BiY 19, YB 0 BD 18, 5 B 4 ES 05, 9 K 2 YG 18, 9 M 2 OEA 21, 9 V 1 PR 15, 9 V 1 QJ 18. AF: EA 8 HA 19, ET 3 JBP 19, TY 1 ABE 19, 3 C 1 EG oft, 3 C 0 AN 20, 3 B 9 DK 16, 5 H 3 KC 17, 9 C 1 WW 21, 9 Q 5 IA 20, 9 Q 5 RD 19, 9 X 5 AA 19. NA: FP 8 CZ 19 + 21, KZ 5 JF 05, VP 2 MF 21, VP 9 CK 23, 6 Y 5 SR 23. SA: HC 2 06, 9 Y 4 VV 21. Hrd: CT 3 AN 21.

40 m

ZL war morgens auf dem langen Weg bis auf wenige gestörte Tage stets zu arbeiten.

CW: SA: 9 Y 4 VU 23. Hrd: HB 0 XTU 07, VP 9 CK 23, PY 1 SJ 00, PY 2 FIQ 00.

80 m

CW: EU: GC 3 ZFT Jersey 23, JX 1 ARZ 22. AS: 9 M 2 LN 23. SA: LU 4 03. Hrd: KP 4 AN 23, KV 4 FZ 01, PY 1 BTX 00. SSB: AS: YA 1 OS 22, AF: CR 7 GF 22, 3 C 1 EG 23. NA: VE 1 05. Hrd: CR 6 TP 22, CR 7 IK 22, ST 2 AK 01, JY 1 22, ZL 4 JF, A 05, 9 Q 5 IA 23.

Dies und das

Martin, OH 2 BH & Co. aktivierten sehr fleißig eine Woche lang Äquatorial-Guinea als 3 C 1 EG. Die OM's hatten kein allzu lautes Signal, hörten aber ausgezeichnet und wickelten die OSOs flott ab. Auf der Insel Annobon, die hinreichend weit vor der Küste Äquatorial-Guineas liegt, waren sie anschließend als 3 C 0 AN kurze Zeit QRV und wesentlich schwieriger erreichbar. - 3 B 9 DK, YL Darleen, war des öfteren zu hören, doch stets mit sehr leisem Signal. - Eob, TY 1 ABE, ist auf 20 m in SSB trotz seiner großen Lautstärke

Ergebnisse des DM-DX-Marathons im Leninjahr an DM 2 ATD einschicken! Termin war Juli 1971.

etwas schwierig aufzufinden, da er französisch viele QSOs fährt. - Die Präfixaufteilung in Surinam ist: PZ 1 Paramaribo, PZ 2 Nickeria, PZ 3 Coronie, PZ 4 Saramacca, PZ 5 Ausländer, PZ 6 Para, PZ 7 Brokopondo, PZ 8 Commewijne, PZ 9 Morowijne, PZ 0 Sonderrufzeichen. - QSL-Manager DL 7 FT ist nicht Mitglied des DARC. Es hat deshalb keinen Zweck, QSLs an ihn via Büro zu schicken. - Die ARRL brachte bei der FCC einen Antrag ein, die FONE-Bänder in W zu erweitern. Nach diesen Plänen soll zum Beispiel für Amateure mit „Extra“-Lizenz die Benutzung von 3775 bis 3800, 7075 bis 7100 und 14 150 bis 14 200 kHz erlaubt werden. Die Verwirklichung würde für 20 m bedeuten, daß ein Teil des 20-m-FONE-Bandes für gewisse Zeiten bei sehr guten DX-Bedingungen praktisch für den DX-Verkehr ausfällt.

RTTY

Die steigende Aktivität der DMs in RTTY wird an folgenden Contestergebnissen sichtbar: Giant Flash RTTY Contest 1971: 8. DM 2 BRN 29 354, 49. DM 3 RYA 132, 50. DM 3 DD 124 Punkte. Sieger war I 1 KG mit 23 757 Punkten. 2. RTTY-Weltmeisterschaft 1970/71: 14. DM 2 BRN, 116. DM 3 DD, 117. DM 3 RYA, 118. DM 0 DM von insgesamt 203 Teilnehmern aus allen Kontinenten. DM 2 BRN hat sich vorgenommen, mit einem 3-Element-Beam seine Contestergebnisse noch zu verbessern. - Übrigens sind die DM-RTTY-Störer (FUNKAMATEUR 6/1971) fast ausschließlich driftende AM- oder SSB-Stationen!

QSO des Monats: 3 C 1 EG.

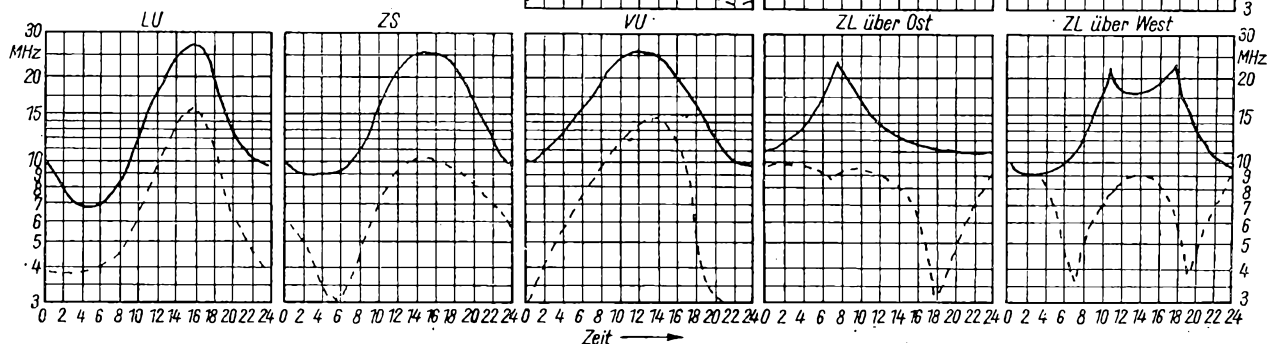
QSL des Monats: JY 1 B.

Mitteilungen zu diesem DX-QTC machten DM 2 ACL, BJD, BPB, BRN, CUO, DGO, DTO, EXH; DM 3 EN, DM 3 VXi; DM 4 YEL; DM 5 WJL, VDL, SDL, ZVL; DM-2968 L, 3558 F, 4939 B, 5397 N; DM-EA-5553 H.

Haben Sie Bemerkungen oder Ergebnisse zum DX-Geschehen? Schreiben Sie an DM 2 ATD bis zum 15. (Poststempel) eines jeden Monats.

KW-Ausbreitungsvorhersage Oktober 1971 nach Angaben von OK 1 GM

Unsere Angaben zeigen in dem Raum zwischen der ausgezogenen und der gestrichelten Kurve das Gebiet der benutzbaren Frequenzen. Die obere, ausgezogene Kurve stellt die MUF-Werte (MUF = höchste brauchbare Frequenz) dar. Die untere, gestrichelte Kurve stellt die LUF-Werte (LUF = niedrigste brauchbare Frequenz) dar.



Für den Bastlerfreund!

Röhren o. G.

ECC 82, ECH 81, ECL 82, ECL 84, ECL 86, EF 89, PCF 82, PCL 85, PCI 86, PL 81, PL 83, FY 81, UEL 51, PCF 802, je 5,50

PCC 88 10,00, PCL 82 2,70

Schaltzeichenschablonen 3,25

Fachliteratur in großer Auswahl

Pabst, Fehlersuche-Rundfunkmechaniker, 17,50

Rumpf, Bauelemente der Elektronik, 23,00

Jakubaschk, Radiobasteln leichtgemacht, 9,50

Jakubaschk, Großes Elektronikbastelbuch, 10,80

KG Kr. Oschatz, Elektronik-Akustik-Versand

7264 Wermisdorf

Clara-Zetkin-Str. 21, Ruf 3 33

Bieten zum Tausch, evtl. mit Wertausgleich

1 Präzisions-Frequenzmesser

Typ 1216, 30 kHz – 30 MHz. –

Suchen

1 Frequenzgenerator PG 1

oder

1 Selektograph SO 44 oder SO 86

oder ähnliches Instrument.

VEB Qualitäts- u. Edelstahlkombinat Stahl- und Walzwerk „Wilhelm Florin“ Hennigsdorf, 727 Ziehwerk Delitzsch

Biete einige 2 N 1420, 2 W Type 50 MHz 12,- M; Quarze 27,75 MHz f. 10,- M; AF 239/139 neu 35,- M; 5 St. 6 AF 4 A, 1000 MHz, f. 10,- M. A 6089 BZ-Filiale, 1017 Berlin

Suche Tonbandgerät B 43. Angeb. an Dr. W. Tirschmann, 22 Greifswald, Feldstraße 29 b

Verkaufe gebrauchte FS-Rö. und FS-Ersatzteile, Tonbandmotore u. Topersatzteile, neue u. gebrauchte Rdfk.- u. FS-Gehäuse, gebrauchte Bildröhren. Bitte Angebotsliste anfordern. Zuschr. unt. H 432 231 DEWAG, 36 Halberstadt, Lichtengraben 6

Suchen AWE-Empfänger f. Amateurfunk, bevorzugt Typ Dabendorf. Zuschr. unt. MJL 3446 DEWAG, 1054 Berlin

AF 139 25,- M. P 484 815 DEWAG, 806 Dresden, Postfach 1000

Verkaufe einige Quarze, 4,43 MHz, St. 33,- M. Angeb. unt. RA 137 063 DEWAG, 701 Leipzig, PSF 240

Kaufe gebr. Studio-Bandmaschine ohne Elektronik (Laufwerk). Ang. an RA 103 955 DEWAG, 701 Leipzig, PSF 240

Verk. 1 Röhre SRL/W 314; 3 Röhren S 15 40 i, 1 Wid. 500 Ohm, 500 W; 2 Stabis STV 280 40; 1 Kond. 0,02 MF, 16 kV; 4 Kond. 2000 pF, 5 kV; 2 Kond. 5000 pF, 10 kV; 10 Kond. 500 pF, 15,5 kV, alles fast neu. 1 Osz. Frequ. vergl. HF 605, 50 Hz–1 MHz, 150,-; 1 Osz. OIR Kanal 11 m. Wobbelgen. 150,-. Suche Kollido-Verst. 25 W. Viktor Idselies, 8261 Noßlitz Nr. 4, Kr. Meißen

Hörhilfemikrofone, dessen Verstärker und Ohrhörer, je 20,- M, zu verkaufen. Schmidt, 98 Reichenbach, Bebelstraße 20

Verkaufe 2 St. SRS 552 M, St. 40,-; 7 St. J11 30, St. 40,-; 8 St. HT 311, St. 40,- (mit Kühlkörper, versilb.). Alle Röhren neuwertig. Zuschr. unt. DL 71 an DEWAG, 701 Leipzig, PSF 40

Suche gut erh. „Der praktische Funkamateurl“, Bd. 27, und „Elektronisches Jahrbuch 1966“. Zahle Neupreis. Zuschr. FA 6614 DEWAG, 15 Potsdam

2 St. SF 126 D od. SF 128 D, 2 St. SF 131 D od. SF 132 D, dringend zu kaufen od. tauschen ges. Angeb. u. AE 1693 an DEWAG, 24 Wismar

Verk. Endstufe „Stern Elite“ 60,-; Tastensatz „Stern 6“ 60,-; Motor 220 V 1 W, 10,-; Amateurtchn., Schlenzig 10,-, alles ungebr., Lötpistole 10,-. L. Richter, 8601 Weißenberg

Verk. UHF-Ant.-Einbauverst. (2x BF 180) 160,-; Röhrenvoltmeter (wie MV 1) 150,-; Transistoren KU 606, St. 40,-; UHF-Kapazitätsdioden SAZ 12, St. 60,-; TB „Uran“ m. 10 Bänder u. Mikro 480,-; T 100 80,-; Osz. (Eigenbau) 200,-; Transistorennetzteil, 7,5 V (el. stab.) 75,-; BG 20-Motor (2 Geschw.) 60,-; Osz.-Rö. BzS1 25,-; B 10 S 21 75,-; Leiterpl. „Sonnenberg 6000“, kompl. 100,-; Kanalw. „Stadion“ m. Rö. 80,-. Zuschr. unt. DL 57 an DEWAG, 701 Leipzig, PSF 40

Suche dringend RX-2m. transb. I. Bätz, 6401 Rabenaußig

Görner-Spulenrev., 4 W NF-Verst., 2 m Konverter, Transistor-BFO 16 M, Sternchen 50,- M, E 88 CC, Oszillograph 180,- M, 80-m-Vorsetzer, Grid-Diper., 80-m-Transistorempf. Zuschr. unt. MJL 3445 DEWAG, 1054 Berlin

Zur Zeit lieferbar:

Basis-Material für gedr. Schaltungen

Phenozell Cu und Cevaust Cu 07

-Platinen und Zuschnitte nach Maßangabe

Hartpapier Phenozell 2061

große Reste in verschiedenen Stärken

Labor- und Industriebedarf, 92 Freiberg (Sa.)

Karl-Marx-Str. 74, Postf. 29, Tel. 4 81 08

Bei Kontaktstörungen an elektrischen Geräten

Spezial-Wellenschalteröl

Rundfunk-Spezialist Granowski, 6822 Rudolstadt

Verkaufe

Verstärker, 45 W, 300,-; 25 W, 200,-; Bandger. B 4 500,-; Bänder II 80,-; 3 12-W-Trans.-Verstärker, je 150,-; 30-W-Lautsprecherbox 200,-.

Dieter Obitz, 1221 Ziltendorf, Am Bahnhof

Verkaufe

Selga 50,-; Grundig Miniboy o. G., o. L., 40,-; Mikrokapseln Kristall, je 15,-; 2 Studio-Lautsprecherboxen, je 570,-.

Zuschr. an Nr. 210 DEWAG, 1533 Stahnsdorf, PSF 23

Verk. TV-Selektogr. SO 86 F für 1000,- und Oszillogr. „Testoskop“ für 500,- M. Angeb. u. 31 154 an DEWAG, 25 Rostock

Für Bastler größ. Posten Feinabstimmereinheiten „Stadion“ abzug., St. 1,30 M. Ang. an RA 137 062 DEWAG, 701 Leipzig, PSF 240

Wellenmesser

RFT 125 oder Frequenzmesser 121, UHF-Konverter n. Eigenbau u. RLC-Meßbrücke zu kaufen gesucht.

Zuschr. u. T 964 an die DEWAG, Anz.-Ann. Kruse, Tangermünde

Verkaufe Oszillografen-Röhren B 4 S 2, B 6 S 2, B 7 S 2, Ziffernanzeigeöhre Z 560 M, Stelltrafo 0–250 V, 3 A; Quarze 27,120 kHz; 45,8 MHz, RM Servomatic 22 (neu.), Thyristor KY 201 K (300 V, 1 A), Instrumente 72 mm Ø ≈ 0–200 V; ≈ 0–1200 mA; ≈ 80 A (60 mV o. Shunt). Weiteres Bastlerangebot laut Liste. Porto beilegen. Dietmar Köhler, 1071 Berlin, Ückerländer Straße 3

Suche Röhren älteren Typs, AK 2, AB 2 u. Quarz 72 MHz od. 31,2 MHz. W. Müller, 1233 Storkow, Thälmannstr. 17

Suche Bildröhre f. K 67 oder kleiner, Endikon kompl. Matiza, 444 Wollen 3, Hirschendorfer Straße 43

Wir suchen dringend zum Ankauf: Funkamateurl Heft 7,1970 und Heft 2,1971. Angebote an Stadtbibliothek, 1422 Hennigsdorf b. Berlin, Wilhelm-Pieck-Straße 55

Verkaufe einige Pärchen P 702 (Si-npn B $\geq$ 100 P, max = 40 W, U_{CB} = 60 V, f_T = 4 MHz), KT 805 A (B $>$ 70, P_C max = 30 W, I_C max = 5 A, U_{CB} = 160 V, f_T = 20 MHz) sowie 6 Ziffernanzeigeröhren IN-1, Ziffernhöhe 20 mm). Angebote an Ingrid Kluge, 9117 Mühlau, Leipziger Straße 41

Verkaufe gebrauchte Meßgeräte! HF-Meßgenerator 159, 30 Hz–30 MHz, 300,-; LC-Messer mit tan-Meßzusatz LCM 1 280,-; L-Meßgerät Typ 273, 1 mH – 1 H, 400,-; UKW-Frequenzmesser Typ 183, 30 MHz – 300 MHz, 650,-; Präz.-Frequenzmesser 121, 30 kHz – 30 MHz, 700,-; stab. Netzanode, regelbar, 60,-. Sämtliche Geräte sind voll einsatzfähig. Anfragen unter MJL 3444 DEWAG, 1054 Berlin

Suche preisw. OSZL, auch def. J. Böhm, 113 Berlin-Lichtenberg, Georg-Lehnhg-Str. 15

Suche Taschenempf. Mikky II. Wolfgang Müller, 214 Anklam, Breite Straße 6

Verk. sehr preisg. Röhren, Transist., Dioden u. umfongr. and. Bastlmaterial. Bitte Liste anfordern. Zuschr. u. DL 85 an DEWAG, 701 Leipzig, PSF 40

Suche Konverter o. Tuner B IV V, rfe 1, 2, 4, 1970. Verk. VKM 130 30 55,- M. Platensol-Mat. 15,- M. Gener. 3–300 kHz, 220,- M; GAV 50 200,- M; AU f. 2 x EL 95 15,- M. Kreissk. 37,- M. Zuschr. unt. 664 DEWAG, 90 Karl-Marx-Stadt

Suche Funksprecher für 2 m. Angeb. an DM 2 CCS, Karl-Heinz Biehl, 68 Saalfeld, PSF 310

Santa Chiara und das Fernsehen

Nun hat auch das Fernsehen eine Schirmheilige – Santa Chiara sei gelobt! Und das kam so: Zwischen der nunmehr einbalsamierten Chiara (1194 in Assisi geboren, Gründerin des Franziskanerinnenordens) und dem heiligen Franziskus von Assisi bestand eine Wahlverwandschaft – die Jungfrau hatte ihn sich zum Beispiel erwählt und verehrte ihn tief. Eines Abends, als die Ordensschwwestern im Refektorium ihres Klosters hoch über der Stadt beim Abendessen saßen, soll es nun geschehen sein, daß Schwester Chiara plötzlich rief: „Achtet auf meine Worte, Schwestern! Mir scheint, ich sehe den Bruder Franz auf seinem Totenbette. Laßt uns für sein Seelenheil beten!“ Das taten die Nonnen dann auch...

Und am nächsten Morgen kam tatsächlich die Nachricht aus der weit unten gelegenen Stadt, daß Bruder Franz verschieden sei.

Soweit die Historie! – Und nun die Neuzeit mit entsprechendem Geschäftsgeist: Santa Chiara wird prompt zur Schutzpatronin des Fernsehens ernannt. – Dies besagt eine Tafel, die sich seit einem Jahr am Eingang zur Kathedrale von Assisi befindet, in deren Krypta die Gebeine der Heiligen aufbewahrt werden.

(Nach „Daily News“, Budapest)

Kurz berichtet

Für Sonderstationen in der ČSSR gilt folgender Rufzeichenschlüssel: OK 4... Stationen auf Handelsschiffen, OK 5... und OK 6... Sonderzeichen und zeitlich beschränkte Lizenzen, OK 7... Experimentalstationen auf Amateurbändern, die nicht von Amateuren betrieben werden, OK 8... Amateurgenehmigungen für ausländische Staatsbürger.

...

Seit einiger Zeit dürfen italienische Amateurfunkstationen im Präfix die erste Ziffer ihrer Postleitzahl benutzen. Beginnt die Postleitzahl mit 1, so darf IP 1 verwendet werden. Es können auch weiter die alten Präfixe angewendet werden.

IP 1: Piemonte, Liburia, Valle d'Aosta; I 2: Lombardia; I 3: Veneto, Trentino Alto Adige, Friuli-Venetia Giulia; I 4: Emilia; I 5: Toscana; I 6: Marche, Abruzzo; I 8: Campania, Calabria, Molise; IT 9: Sicily; I O: Lazio, Umbria; IS O: Sardinia.

Die kleineren italienischen Inseln bekamen folgende Präfixe (alter Präfix in Klammern): IA 5 (IG 1): Tosane, Elba; IB O (IZ 1): Ponziante; IC 8 (IN 1): Neapel, Capri; ID 9 (IE 1): Eolie, Filicudi; IE 9 (IU 1): Ustica; IF 9 (IF 1): Egadi, Favignana; IG 9 (IL 1): Pelagie, Lampedusa; IJ 9 (IP 1): Pantelleria; IL 7 (ID 1): Trapani; IM O (IA 1, IC 1, IM 1): Kleine Inseln vor Sardinien.

Dazu gibt es gleich ein neues Diplom, das WII heißt und zum Spottpreis von 25 IRC zu haben ist (!)

...

Anzeige in der Zeitschrift „ISWL-Monitor“: Geschmackvolle Krawatten, 100% Terylen, mit dem Emblem der Internationalen Kurzwellenhörer-Vereinigung liefert...

Zeitschriftenschau

Aus der sowjetischen Zeitschrift „Radio“, Nr. 4/71

Die Technik des neuen Fünfjahrplans S. 1 – Schritte der sowjetischen Elektronik S. 4 – Zum 10. Jahrestag des ersten bemannten Raumfluges S. 7 – Zur Arbeitsweise elektronischer Rechenmaschinen S. 10 – Bericht von UK 5 WAZ aus Lwow S. 12 – Der Leistungsverstärker UM-2 S. 16 – Funkfernsteuerung von Modellen S. 17 – Neues in der Rundfunkempfangstechnik S. 19 – Von der 24. Funkausstellung S. 22 – KW- und UKW-Nachrichten S. 24 – Ein Konverter für 144 und 430 MHz S. 26 – Erfahrungsaustausch S. 28 – Ein Transistor-Fernsempfänger S. 31 – Verbesserung der Fernsehantenne aus Heft 8/70 S. 35 – Ein Batterie-Magnetbandgerät S. 36 – Elektronische Waage S. 40 – Ein Verstärker für Estradenveranstaltungen S. 41 – Feldtransistoren in Amateurempfängern S. 45 – Impuls-Oszillograf S. 49 – Ein Gleichrichter für niedrige Spannungen S. 52 – Vibratoren mit Röhren und Transistoren S. 54 – Datenblatt: die Feldtransistoren K 103 S. 58 –

Aus der sowjetischen Zeitschrift „Radio“, Nr. 5/71

Zum 25. Jahrestag des Zentralen Radioklubs der UdSSR S. 6 – In der Avantgarde des Funksports S. 8 – Die Fernschapparatur von Lunochod 1 S. 10 – KW- und UKW-Nachrichten S. 13 – Von Jugendlichen angefertigt (Bericht von der Volkswirtschaftsausstellung) S. 15 – Duschabe im Äther S. 17 – Technische Überprüfung und laufende Instandhaltung der Funkstationen kleiner Leistung S. 19 – Automatische Taste S. 24 – UKW-Antenne für das 10- und 2-m-Band S. 26 – Transistor-Fernsempfänger S. 27 – Batterie-Magnetbandgerät S. 30 – Ein induktiver Druckmesser S. 32 – Transistorempfänger „Swertschok“ S. 33 – Funkfernsteuerung von Modellen S. 35 – Rundfunkempfänger „Okean“ S. 38 – Verstärker für Estraden-

veranstaltungen S. 42 – Neue Geräte der sowjetischen Industrie S. 44 – Ein Modulator der Amplituden-Hüllkurve für elektronische Musikinstrumente S. 45 – Ein Empfänger als Zusatzgerät zu einem NF-Verstärker S. 47 – Ein Vielfachmesser mit Transistoren S. 48 – Demonstrationsschaltung eines Rundfunkempfängers S. 50 – Impuls-Oszillograf S. 52 – Elektronik und Business S. 54 – Datenblatt: Neue Transistoren (KT-306A/KT-306D, KT-307, KT-316) S. 57

F. Krause, DM 2 AKM

Aus der tschechoslowakischen Zeitschrift „Amaterske Radio“, Nr. 5/71

Interview mit Antonín Glanc OK 1 GW über ein nichtlineares dielektrisches Element mit Wärme-Autostabilisierung (TANDEL) S. 161 – Bericht über eine Tagung des Zentrallausschusses des tschechischen Radioklubs S. 163 – Der viermillionste Kunde des Multiservice Tesla S. 165 – Neue Bauteile auf unserem Markt. Darstellung der Kenndaten von Ausgangstransformatoren, Netztransformatoren und Drosseln S. 167 – Schallplatten-Spieler der Fa. Tesla Litovel S. 168 – Wir beginnen mit einem Kristallempfänger (Spannungsteiler, Transistorverstärkerschaltungen mit stabilisiertem Arbeitspunkt) S. 169 – Neue Möglichkeiten der Gewinnung von DSB- und SSB-Signalen mit Hilfe ferroelektrischer Stoffe S. 171 – Beschreibung eines transistorisierten Oszillographen (Titelbild) S. 173 – Ladegeräte für Akkumulatoren unter Verwendung von Thyristoren S. 177 – Einlageblatt: Transistorkenndaten der Typen MA 3234 bis MD 8001 und 2 N 320 bis 2 N 387 – Konverter für TV-Fernempfang S. 183 – Baubeschreibung eines einfachen Transistorempfängers S. 185 – Erläuterung einer Kondensatorzündung (Bauanleitung) S. 186 – Fortsetzung der Artikelserie: Schule für den Sendeamateur S. 189 – Ein kleiner stabiler Sender S. 191 – Transistorsender für Kurzwellen S. 191 –

OMR Dr. med. K. Krogner, DM 2 BNL

Aus der ungarischen Zeitschrift „Rádiótechnika“, Nr. 3/1971

Interessante Schaltungen: NF-Oszillator zur Fehlersuche, Wechselspannungsverstärker mit Doppeltransistor, Schmitt-Trigger für 100 MHz, mit FET kombinierter monostabiler Multivibrator, Mikrofonvorverstärker hoher Dynamik, Kopfhörerverstärker S. 85 – Schutzrohrkontakte (REED) S. 85 – HAM-QTC: Antennenspeisung – 5. Symmetrier- und Transformationsglieder S. 89 – RTTY... Grundlagen der Fernschreibtechnik S. 93 – Die Anwendung von TV-Filtern in der Arbeit des Funkamateurs S. 98 – Leserstimmen S. 100 – Wie messen? Drehzahl- und Zündwinkelmesser S. 101 – Wo finde ich was? Industrieschaltungen in der „Rádiótechnika“ S. 103 – 28-cm-Selbstbau-Fernseher: Der Videoverstärker und die Synchronisierungssignaltrennstufe S. 104 – TV-Service: Service an TI 672-OC Fortuna und TA 675 Minivoz S. 106 – Der Aufbau neuer Fernsehsender in Budapest S. 107 – Universelles FET-Voltmeter S. 108 – Worüber schreibt das Ausland? S. 110 – Polyphone elektronische Orgel: 3. Teil – die Register S. 111 – Einführung in die Technik integrierter Schaltungen: 1. Integrierte Schaltkreise S. 114 – Berechnung von Gleichstromkreisen: 7. die magnetische Wirkung des elektrischen Stroms S. 116 – Thyristor-Schaltungen S. 118 – Frequenztabelle unserer Sendestationen S. 120.

J. Hermsdorf, DM 2 CJN

Aus der polnischen Zeitschrift „Radioamator“, Nr. 3/71

Kurzberichte aus dem In- und Ausland: Neue Rundfunk- und Fernsehgeräte der polnischen Industrie, Ausländische Neuigkeiten in der Konstruktion von Rundfunkgeräten S. 53 – Elektronik in der zivilen Luftfahrt: Bodenstationen für das Flugwesen, Teil 1 S. 57 – Ergänzende Hinweise zum Artikel im Heft 1/71 über „Transistor-Kurzwellenempfänger für die Amateurbänder 3,5 – 7 – 14 MHz“ S. 61 – Transistorverstärker der Klasse D S. 62 – Der Fernsehempfänger „X21611“ der Firma Philips (Beschreibung, Schaltbild, technische Daten) S. 63 – Transistorisierter quartzesteuerter Konverter für 145 MHz in gedruckter Schaltung (2 × AF 139, 1 × AF 516, Quarz 40,5 MHz) S. 68 – Experimental Transistormixer mit stabilisiertem Netzteil S. 71 – Verbesserung an der Synchronisationseinrichtung zur Horizontalablenkung bei Fernsehempfängern des Typs „Szmaraagd 901“ S. 72 – Der polnische Kurzwellenamateur (Mitteilungen, Ergebnisse, Neuigkeiten) S. 73 – Aus der Radioamateurtätigkeit in der LOK III. Umschls.

Aus der polnischen Zeitschrift „Radioamator“, Nr. 4/71

Kurzberichte aus dem In- und Ausland: Neue Meßgeräte aus der polnischen Industrie, Ausstellung tschechoslowakischer Stereophoniegeräte S. 77 – Transistorisiertes Oszilloskop S. 78 – Elektronik in der zivilen Luftfahrt: Bodenstationen für das Flugwesen, Teil 2 und Schluß S. 83 – Vereinfachter Superhetempfänger „Jola“ S. 66 – Der Fernsehempfänger „Beryl 101“ (Beschreibung, technische Daten, Schaltbild) S. 89 – Wellenausbreitung und Antennen im UHF-Bereich, Teil I S. 93 – Hinweise für den Anfänger: Universallösung S. 96 – Aus der Radioamateurtätigkeit der LOK: Ergebnisse der Gemeinschaftsarbeit der Nachrichtensportler der LOK S. 98 – Chronik der Leistungen der Nachrichtensportler der LOK S. 99 – Transistorisierter Signalgenerator S. 99 – Der polnische Kurzwellenamateur (Informationen, Ergebnisse) S. 101 – Bucherschau III. Umschls.

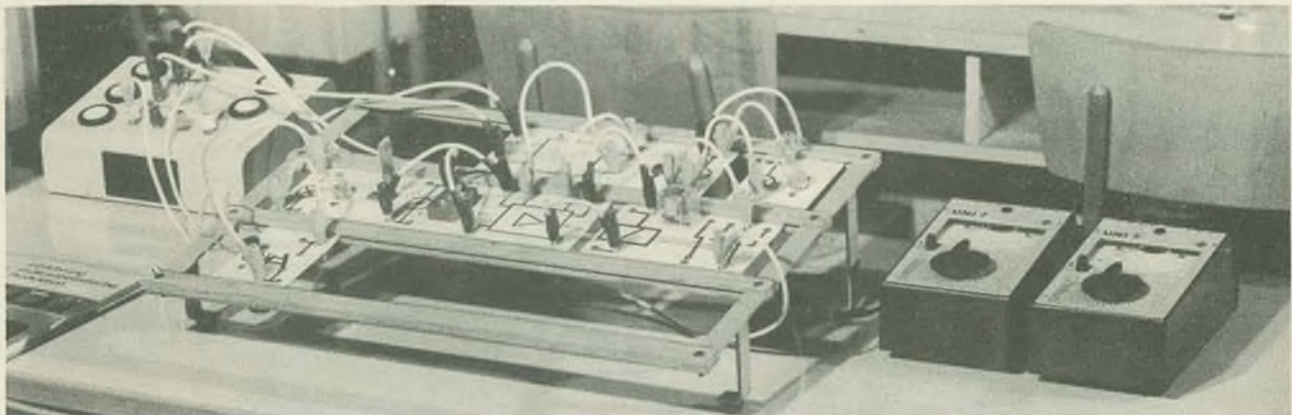
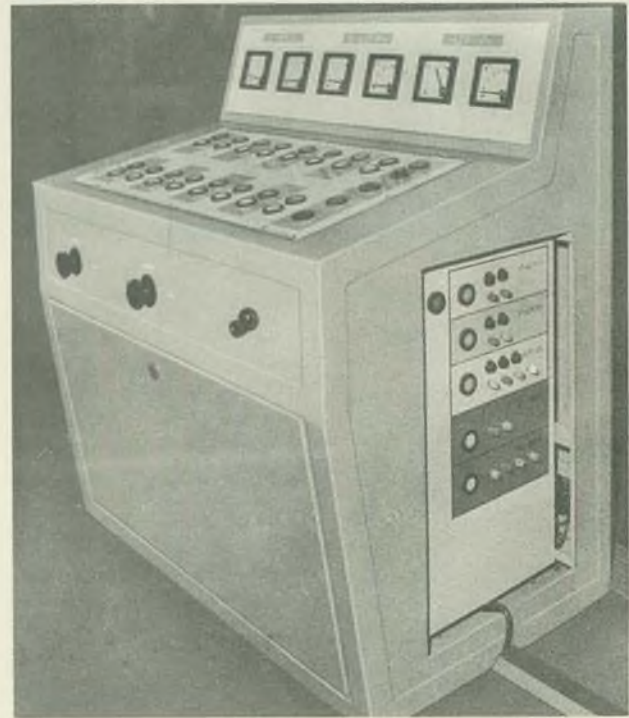
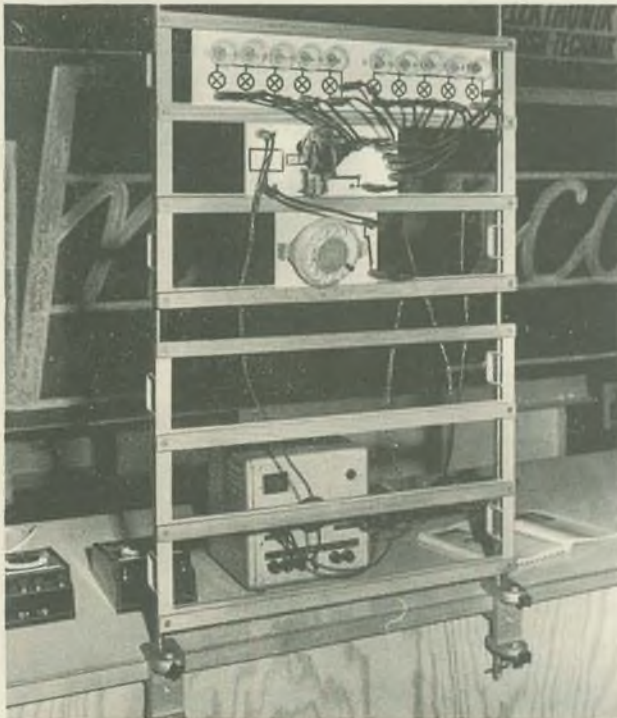
G. Werzlau, DM-1517/E

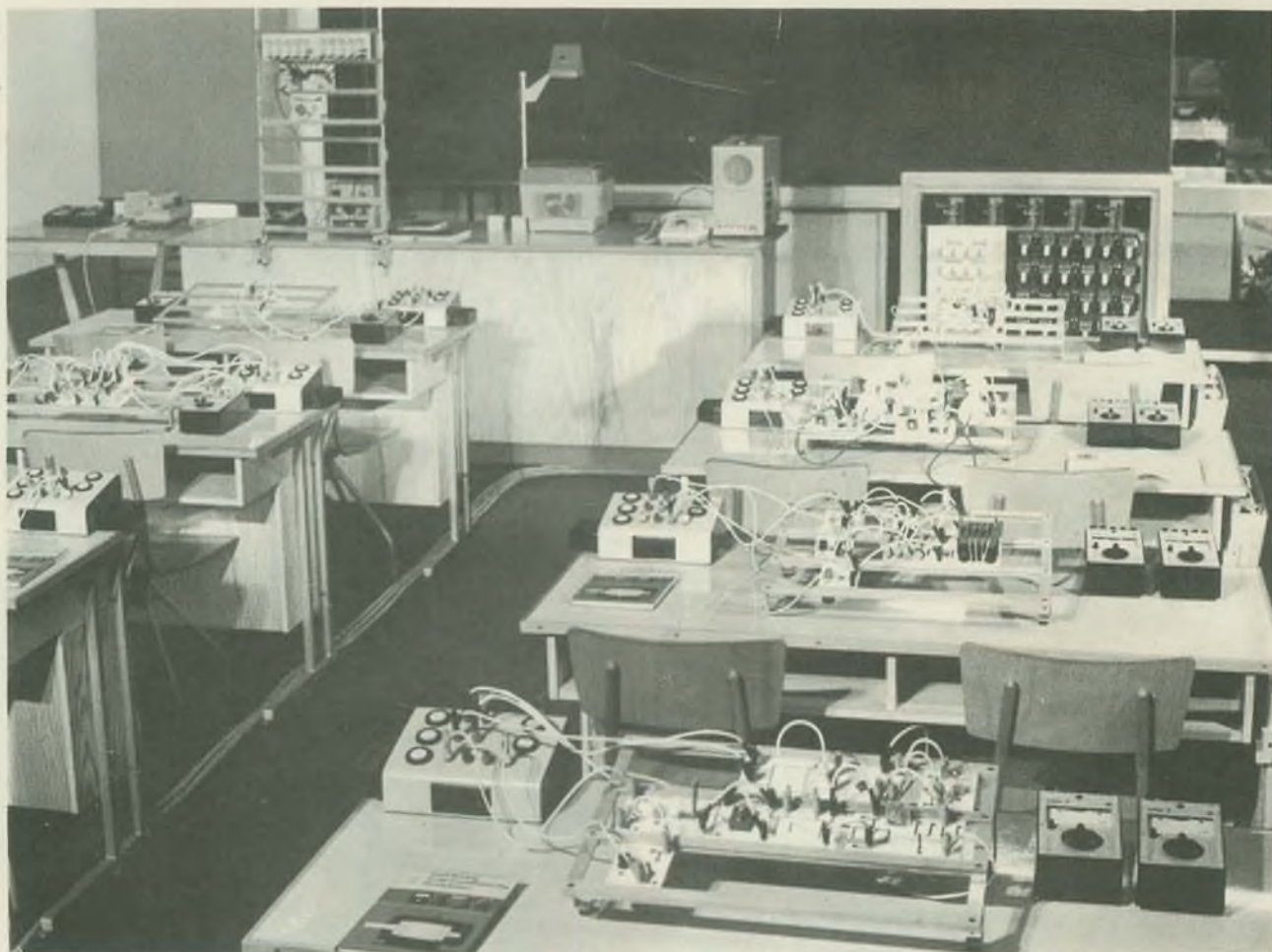
Bild 5: Seitliche Ablage des Arbeitsgestells im Zugriffsbereich des Schülers kombiniert mit einem Köcher zur Aufbewahrung der Experimentierlitzen.

Bild 6: Versuchsaufbau „Lichtschranke“

Bild 7: Einsatz des Arbeitsgestells für die Vertikaldemonstration am Lehrerarbeitstisch in Verbindung mit standardisiertem Stativmaterial

Bild 8: Wahlstromverteiler für zentrale Energieversorgung von 16 Schülerarbeitsplätzen und einem Lehrerarbeitsplatz. Die Verbindung zu den Schülerarbeitsplätzen erfolgt durch flexible Kabel mit Messersteckleisten und kann allen Raumvarianten angepaßt werden





Grundmodell des Instituts für Unterrichtsmittel der Akademie der Pädagogischen Wissenschaften der DDR für die Gestaltung von Fachunterrichtsräumen zur elektrotechnischen Grundlagenbildung im polytechnischen Unterricht, für Arbeitsgemeinschaften und für den Unterricht in den Grundlagenfächern der Berufsausbildung.

Die Teilansicht des Fachunterrichtsraumes auf der „INTERSCOLA 1970“ (Foto oben) zeigte das Zusammenwirken von Schülerarbeitsmitteln, Demonstrationsversuchen, Energieversorgung und Schulmöbeln in einer zweckmäßig aufeinander abgestimmten Einheit.

Fotos: Institut für Unterrichtsmittel