

FUNK AMATEUR

DAS KOMBINIERTE REFLEKTOMETER-WATTMETER
EINFACHER DURCHSTIMMBARER NF-GENERATOR
50-W-GLEICHSPANNUNGSWANDLER • ASTABILER
MULTIVIBRATOR • VERZÖGERUNGSSCHALTUNGEN
FREQUENZKONTROLLE IM UKW-BEREICH • UHF-
KONVERTER • DER TRANSISTOR-VFO FÜR SSB

PRAKTISCHE ELEKTRONIK FÜR ALLE



BAUANLEITUNG: **SI-STEREOVERSTÄRKER 25 W**

Preis 2,50 M

3

1971

Sonderpreis für die DDR 1,30 M

25-W-Stereoverstärker für hochwertige Ansprüche

(Beitrag in dieser Ausgabe)

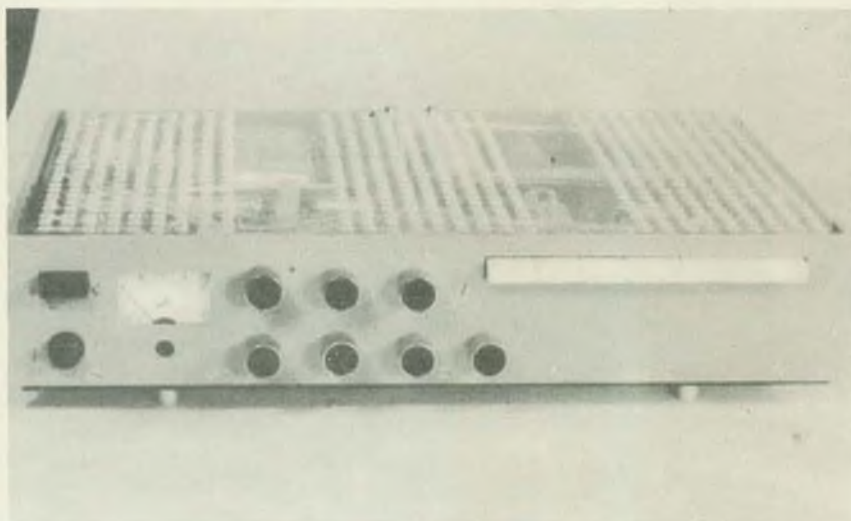


Bild 3: Ansicht des hochwertigen Stereoverstärkers in flacher Bauweise. Die Aufteilung der Bedienteile geht aus Bild 2 hervor

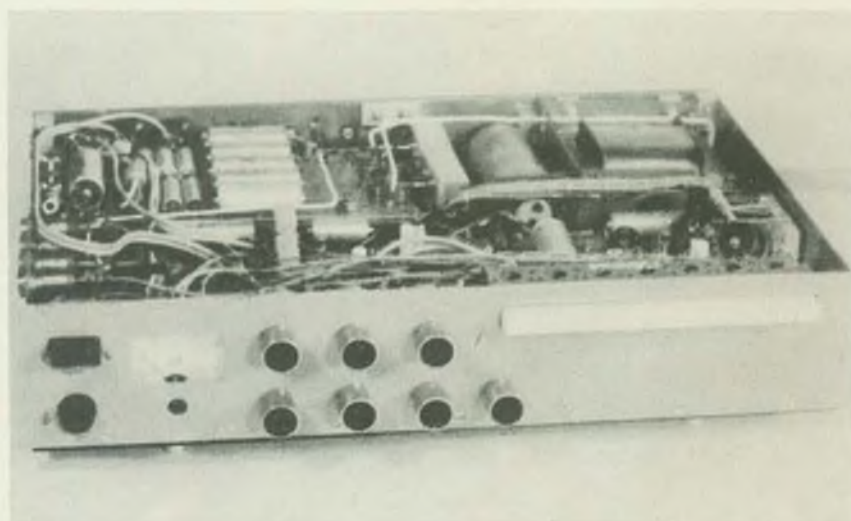


Bild 4: Blick in den Stereoverstärker bei abgenommener Deckplatte

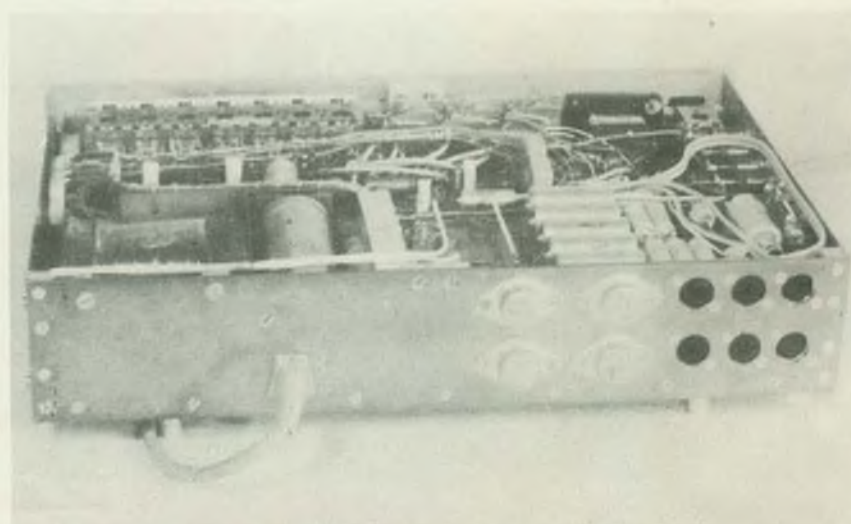


Bild 5: Blick unterhalb des Chassis, an der Rückseite sind zur Kühlung die Endstufentransistoren befestigt

Foto: Verfasser

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

**Erscheinungsweise und Preis**

FUNKAMATEUR erscheint einmal monatlich in der zweiten Monathälfte. 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 Westdeutschland und 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

Zum 15. Jahrestag der Nationalen Volksarmee	108
Der Ringer im Endspurt	111
Die Brüder Kramer und ihre Sektion	113
Die unsichtbare Front	114
Teltow — Begriff für Qualitätswiderstände	116
Vorschau Leipziger Frühjahrsmesse 1971	118
UHF-Konverter in der Dipol-Anschlußdose	119
Verzögerungsschaltungen mit Transistoren	120
Einfacher durchstimmbarer NF-Generator	122
Kurzwellen-Transceiver — ein Überblick	122
Ein Tip zur Frequenzkontrolle im UKW-Bereich	125
In-line-HF-Leistungsmesser	127
Bemerkungen zum Einkreiser mit Einknopfbedienung	128
Leiterplatten-Datenblatt Nr. 37: Astabiler Komplementärmultivibrator	129
Das Stenode-Empfangsfilter	130
Heimstereoverstärker „Ziphona HSV 900“	131
Empfindliche Triggerschaltung für universelle Anwendung	133
Erfahrungen mit Transistor-VFO	134
Gleichspannungswandler für 50 W	135
Billiges Meßinstrument aus einem Belichtungsmesser	137
Empfindlicher Empfänger für eine Lichtschranke	137
Hochwertiger 25-W-Stereoverstärker	138
Den Bezirks- und Kreiswehrspartakiaden im Nachrichtensport entgegen	145
Unser Jugend-QSO	146
FA-Korrespondenten berichten	148
YL-Bericht	140
CONTEST	150
UKW-QTC DX-QTC	151
Zeitschriftenschau	154

BEILAGE

Thyristoren — Schaltmöglichkeiten und Anwendungen	IX/XII
Linearendstufe mit Zeilenendöhre	XII

TITELBILD

Wir grüßen die Nachrichtensoldaten zum 15. Jahrestag der Nationalen Volksarmee
Foto: Gebauer

Zum 15. Jahrestag der Nationalen Volksarmee

Generalmajor G. REYMANN

Am 1. März beging die Deutsche Demokratische Republik den 15. Jahrestag ihrer Nationalen Volksarmee.

Es ist nützlich und schon zu einer guten Tradition geworden, anlässlich solcher Jubiläen Bilanz zu ziehen und einen Blick voraus zu werfen.

Fünfzehn Jahre sind in der Geschichte eines Staates und einer Armee ein relativ kurzer Abschnitt.

Ein Rückblick auf die vergangenen Jahre macht jedoch die unbestreitbare historische Tatsache deutlich, daß der erste Arbeiter-und-Bauern-Staat in der deutschen Geschichte vom ersten Tage seiner Existenz an Frieden und Sicherheit zur obersten Staatsdoktrin erhoben hat.

Das spiegelt sich sowohl in der Verfassung vom 7. Oktober 1949 als auch in der seitdem praktizierten Politik wider. In der Deutschen Demokratischen Republik wurde die dem deutschen Volke im Potsdamer Abkommen gegebene Chance, ein neues Leben auf demokratischer und friedliebender Grundlage aufzubauen und so zu einem geachteten Mitglied der Völkerfamilie zu werden, konsequent genutzt. Eng verbunden mit der Sowjetunion und den anderen sozialistischen Bruderländern entwickelte sie sich zum festen Bestandteil des sozialistischen Lagers.

Völlig entgegengesetzt verlief die Entwicklung der Bundesrepublik Deutschland. Mit Hilfe vor allem des USA-Monopolkapitals kamen die deutschen Großkapitalisten erneut zu ökonomischer und politischer Macht und errichteten ihre Diktatur. Unter der Flagge der NATO und des Antikommunismus und als engster Verbündeter der USA setzten sie die aggressive Politik des deutschen Imperialismus mit dem Ziel fort, die Vorherrschaft in Westeuropa zu erringen, die sozialistischen Staaten zu überfallen und die Ergebnisse des zweiten Weltkrieges zu revidieren.

Angesichts dieser Entwicklung und in Übereinstimmung mit den souveränen Rechten und Pflichten jedes Staates zum Schutze seines Territoriums und seiner Bürger beschloß die Volkskammer am 18. Januar 1956 das „Gesetz über die Schaffung der Nationalen Volksarmee und des Ministeriums für Nationale Verteidigung.“

Unter zielklarer Führung der SED und gestützt auf das militärtheoretische Erbe der Klassiker des Marxismus-Leninismus sowie auf die umfangreichen Erfahrungen der Sowjetunion verliefen die praktischen Arbeiten zur Aufstellung der Verbände und Truppenteile der Land-Luft- und Seestreitkräfte zügig, deren erste am 1. März 1956 veredigt wurden. Deswegen wurde der

erste März zum „Tag der Nationalen Volksarmee“ bestimmt.

Im Klassenkampf bewährte und erfahrene Parteikader nahmen die entscheidenden Kommandestellen in dieser jungen Armee ein. Ihre führende Rolle verwirklichte die Partei der Arbeiterklasse vor allem dadurch, daß sie stets rechtzeitig die zur Festigung der Verteidigungsbereitschaft der Republik notwendigen politisch-ideologischen und militär-technischen Aufgaben stellte, die dem erreichten Entwicklungsstand entsprachen.

In diesem Zusammenhang sei nur an den Beschluß des Politbüros über die „Erhöhung der führenden Rolle der SED in der NVA“ vom Januar 1958, an die programmatische Vorlesung des Genossen Walter Ulbricht zur Eröffnung der Militärakademie „Friedrich Engels“ 1959, an die Bildung des Nationalen Verteidigungsrates und an die Vorschläge der Volkskammerfraktion der SED zur Formulierung und Verabschiedung des „Verteidigungsgesetzes“ am 20. September 1961 erinnert.

Qualitativ neue und höhere Aufgaben entstanden, als unsere Republik mit dem VII. Parteitag der SED in die Etappe der Vollendung des Sozialismus

als gesellschaftliches Gesamtsystem eintrat. Es wurde erforderlich, auch die Landesverteidigung als System zu gestalten, sie zur Sache aller Bürger zu machen und die Revolution im Militärwesen zu meistern, um die Nationale Volksarmee, das Kernstück dieses Systems, ständig auf dem für den zuverlässigen Schutz der sozialistischen Erwerbschaften erforderlichen Niveau der Gefechtsbereitschaft zu halten.

Dem trägt die sozialistische Verfassung vom 6. April 1968, die nach breiter Volksausprache angenommen wurde, voll Rechnung.

Dank dieser unermüdlichen Fürsorge der Partei- und Staatsführung, der Volkskammer und der Werktätigen unserer sozialistischen Republik kann die Nationale Volksarmee, als fester, integrierter Bestandteil der Vereinten Streitkräfte des Warschauer Vertrages, an ihrem 15. Jahrestag auf eine erfolgreiche und beachtliche Entwicklung zurückblicken. Ihre Kampfstärke wird von unseren Freunden hoch eingeschätzt und von unseren Feinden nüchtern zur Kenntnis genommen. Das trifft in vollem Maße auch für die Nachrichten- und Flugsicherungsgruppe zu. Ihr wurde die verantwortungsvolle



Generalmajor Reymann informiert sich über den Ausbildungsstand der Nachrichtensportler der GST
Foto: Bunzel



Praktischer Baudienst an einer Unteroffizierschule. Erfahrene Ausbilder helfen den künftigen Truppführer alle Phasen der Entfaltung einer Nachrichtenzentrale beherrschen zu lernen
Foto: Barkowsky

Aufgabe übertragen, unter allen Bedingungen zuverlässige Verbindungen im Interesse der Führung, des Zusammenwirkens und der Benachrichtigung/Warnung für alle Teilstreitkräfte zu gewährleisten, das heißt: die Nervenstränge der Armee zu schaffen. Dank der uneigennütigen, brüderlichen Hilfe der ruhmreichen Sowjetarmee und der Unterstützung durch das staatliche Fernmeldewesen konnte dieser komplizierte Auftrag erfüllt werden.

Das war vor allem auch deshalb möglich, weil von Anfang an der politisch-ideologischen Festigung und fachlichen Qualifizierung des Personalbestandes besonderes Augenmerk gewidmet wurde, der Erziehung zu klassenmäßigen Denk- und Verhaltensweisen, Standhaftigkeit, Zuverlässigkeit und hoher Disziplin sowie zu fachlicher Meisterschaft. Dabei konnten wir uns auf viele gesicherte praktische Erkenntnisse der sowjetischen Nachrichtentruppe stützen und gingen und gehen stets davon aus, daß die Sicherstellung von Nachrichtenverbindungen innerhalb der Vereinten Streitkräfte eine Aufgabe mit hohem internationalistischen Gehalt darstellt. Durch die Einbeziehung von Truppenteilen und Einheiten verschiedener Führungsebenen ist sie zugleich sozialistische Gemeinschaftsarbeit in Aktion.

Die materiell-technischen Voraussetzungen für die Erfüllung der quantitativ und qualitativ ständig wachsenden Anforderungen erhöhten sich kontinuierlich. Während die Nachrichten- und Flugsicherungstruppe bei ihrer Aufstellung im Jahre 1956 vorwiegend über relativ einfache Draht- und Funk-

mittel mit dem technischen Niveau Ausgangs des zweiten Weltkrieges verfügte, stieg in den folgenden Jahren der Bestand an komplizierten Technik sprunghaft.

In die Bewaffnung fanden vervollkommnete und leistungsstärkere KW- und UKW-Funkmittel aller gängigen Modulationsverfahren, Troposphärenfunkstellen, Fernmodulations- und Fernwirkeinrichtungen, moderne Richtfunkstellen mittlerer und großer Kanalzahl verschiedener Frequenzbereiche und Modulationsverfahren, modernisierte Flugsicherungstechnik, TF- und WT-Apparaturen sowie Schalteinrichtungen, verbesserte Vermittlungen und Endapparaturen, Trägerfrequenzkabel usw. Aufnahme.

Mit der Übertragung digitaler Informationen wurde begonnen. Die Möglichkeiten des gedeckten Informationsaustausches und der Automatisierungsgrad erhöhten sich. Mit dieser Ausrüstung war die Nachrichten- und Flugsicherungstruppe in zunehmendem Maße in der Lage, die ihr bei den Maßnahmen zum Schutze der Staatsgrenze im August 1961, bei den gemeinsamen Manövern der Streitkräfte des Warschauer Vertrages „QUARTETT“ und „OKTOBERSTURM“ und bei der Sicherung der sozialistischen Errungenschaften 1968 in der brüderlich verbundenen ČSSR übertragenen Aufgaben ehrenvoll zu erfüllen. Dabei zeigten die Soldaten, Unteroffiziere und Offiziere ein Höchstmaß an fachlichem Können, Einsatzbereitschaft und Pflichtbewußtsein.

Andererseits wurden durch den hohen technischen Ausstattungsgrad und Motorisierungsgrad der Ausbildungsprozeß und die Wartung der Technik immer komplizierter, der Bedarf an Spezialisten immer größer und ihre Heranbildung immer zeit- und kostenaufwendiger.

Das verlangte gebieterisch die Erhö-

hung des technischen Bildungsstandes und den Übergang auf neue Formen und Methoden bei der Heran- und Weiterbildung von Offizieren/Ingenieuren, Unteroffizieren/Spezialisten und Soldaten. Als eine der ersten Waffengattungen und Spezialtruppen der NVA erhielt die Nachrichten- und Flugsicherungstruppe die Möglichkeit, an ihren Lehreinrichtungen Ingenieurspatente, Meisterbriefe und Facharbeiterzeugnisse zu verleihen, die denen anderer Institutionen der Volksbildung und der VE-Industrie adäquat sind. Der relativ hohe Bedarf an akademisch gebildeten Kommandeuren- und Ingenieurskadern konnte mit Hilfe der Militärakademie der Nachrichtentruppen der Sowjetarmee und ziviler Hochschulen und Universitäten der DDR abgesichert werden.

Die Ergebnisse der in der Volksbildung durchgeführten Reformen, vor allem aber der Übergang zu einem einheitlichen sozialistischen Bildungssystem mit obligatorischer 10-Klassenbildung, verbesserten und verbessern in zunehmendem Maße die Voraussetzungen dafür wesentlich.

So verfügen zum Beispiel von den im Herbst 1970 einberufenen Wehrpflichtigen bis zu 85...95 % über den Abschluß der 10. Klasse, das Abitur oder eine abgeschlossene Hoch- oder Fachschulbildung.

Auch die im Rahmen der vormilitärischen Ausbildung in der GST erreichten Resultate wirken fördernd, wobei die Ergebnisse der Laufbahnausbildung (Tastfunke, Fernschreiber, Kraftfahrer) in den nächsten Jahren mit Sicherheit noch spürbarer werden.

Eine ernsthafte Prüfung des erreichten Entwicklungs- und Leistungsstandes der Nachrichten- und Flugsicherungstruppe war die Sicherstellung der Verbindungen während des gemeinsamen Manövers aller Armeen des Warschauer Ver-

Gefreiter Ulrike

Drei Jahre sind eine verhältnismäßig kurze Zeit. Für einen jungen Menschen können sie Lehrzeit und ersten Schritt ins Berufsleben bedeuten, dem dann der Dienst in der NVA folgt. Jungen planen achtzehn Monate, drei Jahre oder mehr dafür ein. Mädchen im allgemeinen nicht. Doch es gibt Ausnahmen. Eine davon ist Ulrike Pilz, knapp 20 Jahre, von Beruf Stenophonotypistin. 1967 begann ihre Lehrzeit. Um diese Zeit wurde sie auch Mitglied der GST. Im Ausbildungsstützpunkt der HO Zittau eignete sie sich Kenntnisse im Fernschreiben an. Das Schreiben machte ihr Spaß. Ob sie es einmal in der Praxis anwenden könne, wußte sie noch nicht. Der beruflichen Ausbildung kam es auf alle Fälle zugute. In zwei Jahren schaffte sie es bis zum goldenen Leistungsabzeichen. Während ihrer beruflichen Tätigkeit bei der Konsumgenossenschaft Zittau gab sie das Fernschreiben nicht auf. Sie trainierte fleißig, wurde Ausbilderin und nahm auch an Meisterschaften teil.

Eines Tages stand ein Uniformierter vor ihrer Tür. Er wußte von ihren Fernschreibkenntnissen. Ob sie nicht Lust habe, ihr Talent der Armee zur Verfügung zu stellen. Das Wehrkreiskommando sucht eine Oberfernschreiberin. Allerdings setzt eine solche Tätigkeit eine dreijährige Verpflichtung als Soldat auf Zeit voraus.

Ulrike schwirrte der Kopf. Soldat werden? Ich? Doch sie sagte zu diesem ungewöhnlichen Angebot nicht gleich nein. Der Familienrat wurde einberufen. Vater, Mutter, Geschwister und Verlobter sagten ihre Meinung dazu.

Das Ergebnis: Ulrike Pilz wurde Oberfernschreiberin. Aufgrund ihrer ausgezeichneten Vorkenntnisse begann sie ihren Dienst im Oktober 1970 als Gefreiter (oder sagt man Gefreite?). Ihren Entschluß hat sie nicht bereut. Ein gutes Kollektiv half ihr, sich schnell einzuleben. Der GST kann sie weiterhin treu bleiben. Im November besuchte sie einen Lehrgang für Fernschreibausbilder in Schönhagen, der schon vor ihrer Dienstzeit geplant war. Als Angehörige der NVA wird sie jungen Kameradinnen und Kameraden der GST



fernschreibtechnische Kenntnisse vermitteln, die sie für ihre Berufsausbildung oder Armee-Dienstzeit brauchen.

R. Bunzel

trages „WAFFENBRÜDERSCHAFT“ im Herbst 1970 in der DDR. Es stellte hinsichtlich räumlicher Ausdehnung und Vermaschung des zu schaffenden Nachrichtensystems, Anzahl und Qualität der Kanäle, Vielfalt der einzusetzenden Kräfte und Technik Höchstforderungen und setzte neue Maßstäbe.

Wenn im Bericht an das 14. Plenum des ZK unserer Partei die Arbeit der Leitungsorgane und der Manövertruppen der Nationalen Volksarmee eine hohe Wertschätzung erfahren konnte, so hat auch die aufopferungsvolle und bewußte Arbeit der Angehörigen der Nachrichten- und Flugsicherungstruppe nicht unwesentlich zu diesem Erfolg beigetragen.

Sie erfüllten ihre Aufgaben im engen Zusammenwirken mit den Nachrichtensoldaten aller Bruderarmeen, insbesondere der Gruppe der sowjetischen Streitkräfte in Deutschland, der anderen bewaffneten Kräfte der DDR und mit den Mitarbeitern der Deutschen Post und gewannen eine Fülle wertvoller Erfahrungen, die systematisch der weiteren Erhöhung der Gefechtsbereitschaft und des Kampfwertes nutzbar gemacht werden.

Die auf dem Gebiet der Landesverteidigung bevorstehenden Aufgaben hat Genosse Walter Ulbricht in seiner bedeutungsvollen Rede auf dem Empfang für die Absolventen der Militärakademien 1970 „ein militärpolitisches Programm der nächsten Jahre“ klar abgesteckt.

Sie umfassen

- die Meisterung aller Erfordernisse, die sich aus der Kompliziertheit und Komplexität der Entwicklung des gesellschaftlichen Systems des Sozialismus, der weiteren Integration der sozialistischen Staaten, der wissenschaftlich-technischen Revolution und der verschärften Klassenaus-einandersetzung ergeben;
- die Ausschöpfung aller Potenzen der sozialistischen Gesellschaft im Interesse des sicheren militärischen Schutzes des Sozialismus;
- die Nutzung aller Voraussetzungen und Ressourcen unseres Gesellschaftssystems für die ständige weitere Erhöhung der Gefechtsbereitschaft.

Die daraus für den Verantwortungsbereich der Nachrichten- und Flugsicherungstruppe abzuleitenden detaillierten Aufgaben sind erkannt und in den Befehlen des Ministers für Nationale Verteidigung fixiert.

Sie bestehen vor allem darin:

1. Unter Führung der Partei der Arbeiterklasse und gestützt auf die Ergebnisse der wehrpolitischen Arbeit der FDJ, GST, Volksbildung und anderer gesellschaftlicher Kräfte die politische ideologische Erziehung des Nachrichtenpersonals zu Klassenkämpfern und zur bedingungslosen Erfüllung des Fahneideals beharrlich fortzusetzen.
2. Die umfangreichen Erfahrungen der ruhmreichen Sowjetarmee und der

anderen Bruderarmeen noch breiter für die ständige Erhöhung der Gefechtsbereitschaft des Nachrichtensystems auszunutzen und bei der Planung, Organisation und Sicherstellung von Verbindungen stets von den Bedürfnissen der sozialistischen Verteidigungskoalition auszugehen.

3. Bewaffnung und Ausrüstung in qualitativer und quantitativer Hinsicht stets auf dem erforderlichen modernen Stand zu halten, das darin investierte Volksvermögen zu erhalten und ständig einen hohen technischen Einsatzkoeffizienten zu sichern.
4. Die fachliche Qualifikation der Offiziere, Berufssoldaten, Soldaten auf Zeit und Wehrpflichtigen ständig zu erhöhen, dazu die Vorzüge unseres sozialistischen Volkssysteme zielstrebig auszunutzen und ständig einen der komplizierten Technik entsprechenden hohen Ausbildungsstand und Besatz an klassifizierten Spezialisten zu garantieren.

Am 15. Jahrestag der NVA verfügt die Nachrichten- und Flugsicherungstruppe über alle wesentlichen ideellen, personellen und materiellen Voraussetzungen, um im engen Zusammenwirken mit den Nachrichtentruppen der Sowjetarmeen und der anderen Bruderarmeen diese Aufgaben, und damit ihren Kampf- und Klassenauftrag, auch in den siebziger Jahren erfolgreich und ehrenvoll zu erfüllen.

Der Ringer im Endsput

„...bringt gute Voraussetzungen für den Offiziersberuf mit... trug wesentlich zur Kollektivbildung bei... ist physisch hoch belastbar... hat erstaunlichen Ehrgeiz...“ So steht es in der Beurteilung des Offizierschülers Lutz Müller nach dem ersten Lehrjahr an der Offiziersschule „Ernst Thälmann“. Nach Abschluß des zweiten Lehrjahres machten seine Vorgesetzten davon keine Abstriche, sondern sie fügten hinzu: „...eignete sich gute Kommandeurefähigkeiten an... gesellschaftlich sehr aktiv auf vielen Gebieten (Kultur, Sport, Sichtagitation, Zugkollektiv)... gefestigtes Berufsmotiv eines Offiziers der NVA...“

Einschätzungen, die das Wachsen und Reifen eines jungen Menschen ausdrücken, der morgen Offizier der Nationalen Volksarmee sein wird. Noch ein reichliches halbes Jahr, dann verläßt Lutz Müller die Offiziersschule. In einer Nachrichteneinheit wird er dann selbst junge Menschen zu bewußten militärischen Klassenkämpfern erziehen, die kompromißlos entschlossen sind, jeden Aggressor auch unter Einsatz ihres Lebens vernichtend zu schlagen.

Wie gut vorbereitet wird der jetzt 22jährige Lutz Müller seine verantwortungsvolle Tätigkeit in der Truppe aufnehmen? Wie steht er zu dem von ihm gewählten Offiziersberuf? Der Wunsch, Nachrichtenoﬃzier zu werden,

Offiziersschüler Lutz Müller, einst Nachrichtensportler der GST und aktiver Ringer. In einem reichlichen halben Jahr wird er als Nachrichtenoﬃzier in der Truppe arbeiten



war bei Lutz Müller schon an der Oberschule systematisch gewachsen. In der EOS „Hugo Jacobi“ in Zella-Mehlis beteiligte er sich schon seit der fünften Klasse aktiv am Bastelklub, der von der GST angeleitet wurde. Dort beschäftigte er sich „mit allem, was Strom frisst“, wie er sagt. Zuletzt baute er u. a. einen Amateursender und für

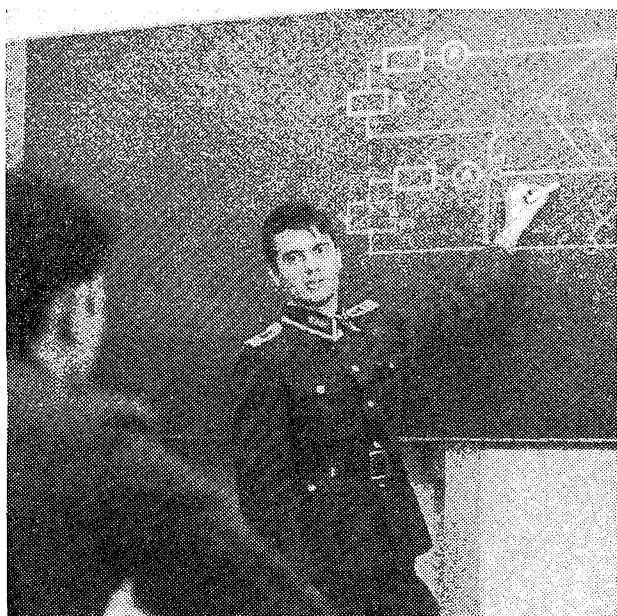
eine Tanzkapelle eine Verstärker- und Echoanlage.

„Wir hatten in der Schule eine sehr aktive GST-Gruppe. Die Anleitung war prima, man lernte sehr viel. Das machte mir Spaß. Deshalb bewarb ich mich gleich bei der Musterung für das Studium im Nachrichtenfach.“

Trotz seiner großen Bastelleidenschaft und seinem starken Interesse für die Nachrichtentechnik war Lutz Müller der Anfang an der Offiziersschule schwerer gefallen, als er es sich vorgestellt hatte.

„Ich hatte mich zwar praktisch mit elektrotechnischen Dingen befaßt, aber in den theoretischen Grundlagenfächern haperte es noch. Von Schwingungen, Modulation usw. hatte ich nur wenig Ahnung. Da mußte ich mich tüchtig auf den Hosenboden setzen, um das alles nachzuholen.“

Weniger Schwierigkeiten hatte Lutz Müller dagegen mit den hohen physischen Anforderungen, denen er sich an der Offiziersschule gegenübergestellt sah. Er ist schmächtig, etwas untersetzt, dafür aber körperlich zäh und wendig. Neun Jahre lang war er aktiver Ringer, hielt seinen Körper geschmeidig und widerstandsfähig. Das zahlte sich jetzt aus. Seine große physische Leistungsfähigkeit bewies Offiziersschüler Müller im vorigen harten Winter bei einem 75-km-Fußmarsch. Nach etwa



Im Lehrfach Funkgerätelehre zeigt Offiziersschüler Müller, daß ihm die Theorie jetzt keine Kopfschmerzen mehr bereitet

45 Kilometern wurde ein Offiziersschüler „weich in den Knien“, zeigte Schwächeerscheinungen nach der großen Anstrengung. Da haben er und Genosse Manfred Bremer ihn untergehakt und den Rest der Strecke mitgeschleppt.

Der „Rest“ betrug immerhin 30 Kilometer. Und das bei minus 16 Grad und auf verschneiten Wegen. Doch für Lutz Müller war das ebenso keine übermäßige Belastung wie der Weg über die Sturmbahn, wo er unter allen Offiziersschülern an 2. Stelle liegt und in seiner Kompanie als Mannschaftsleiter eingesetzt ist. Für seine aktive und vielseitige sportliche Tätigkeit wurde er daher mit der bronzenen Ehrennadel der ASV „Vorwärts“ ausgezeichnet. Außerdem war er bereits zweimal „Bester Sportler“, trägt das goldene Sportabzeichen sowie das Militärsportabzeichen.

Am Beginn des dritten Lehrjahres hat sich Lutz Müller eine gute Startbasis für seinen „Endspurt“ an der Offiziersschule geschaffen. Neben der Note Eins in Gerätelehre, Ausnutzung der Fernsprech- und Fernschreibtechnik, Schieß- und Schutzausbildung steht in seinen Unterlagen mehrfach die Note Zwei, u. a. in gesellschaftswissenschaftlichen, taktischen, militärtechnischen, spezialtechnischen Fächern und in der Pädagogik. Außerdem besitzt er bereits einige Betriebsberechtigungen und Klassifizierungen auf nachrichtentechnischem Gebiet.

Im sozialistischen Wettbewerb „Salut 25 – jederzeit gefechtsbereit!“ zu Ehren des 25jährigen Bestehens der SED, deren Mitglied Lutz Müller ist, hat er sich das Ziel gestellt, die Offiziersschule mit einer Durchschnittsnote von 1,8 zu beenden. Gegenwärtig steht er noch bei einer 2,1. Drei Zehntelnoten aufzuholen, das wird ihn noch viel Fleiß und

Wie war das doch gleich?
Lutz Müller studiert das Schaltbild einer Station. Trotz seinen guten Kenntnissen vergewissert er sich immer wieder, daß er auch nichts vergessen hat. Wenn es in die Abschlußprüfungen geht, müssen alle Wissenslücken geschlossen sein



Schweiß kosten. Doch Major Peterson, sein Kompaniechef, ist optimistisch: „Genosse Müller ist in allen Fragen ein ausgezeichnete Offiziersschüler. Bei seinem hohen Leistungsvermögen ist er durchaus in der Lage, diese Aufgabe zu lösen.“

In 18 Lehrfächern erzielte Lutz Müller bereits gute und sehr gute Abschlußnoten. Die Prüfungen häufen sich jetzt, je näher der Abschluß der Offiziersschule rückt. Genosse Müller bereitet sich gründlich auf jede Prüfung vor. Er weiß, daß ihm in der Truppe hohe verantwortungsvolle Aufgaben bevorstehen. Er meint dazu:

„Mir ist klar, daß ich auch nach Abschluß der Offiziersschule weiterlernen muß. Der Dienst in der Truppe, die Erziehung der Soldaten stellt jährlich neue, höhere Anforderungen. Die Nach-

richtentechnik wird ständig moderner, komplizierter. Sie im modernen Gefecht anzuwenden, erfordert hohes Können. Wenn man als junger Offizier ständig eine stabile Nachrichtenverbindung gewährleisten will, muß man mit dieser raschen Entwicklung schritthalten.“

Obwohl Lutz Müller sich in der GST auf die Laufbahn eines Nachrichtenoffiziers vorbereitet hatte, würde er heute, noch einmal vor diese Frage gestellt, dies noch gründlicher tun. Die Erfahrungen an der Offiziersschule ließen ihn erkennen, was er hätte noch besser machen können. Den Nachrichtensportlern der GST, die sich ebenfalls mit dem Gedanken tragen bei den Nachrichteneinheiten der NVA zu dienen, gibt er darum folgende Erfahrungen mit auf ihren Weg:

„Auf alle Fälle körperlich gut trainieren, denn der Dienst in der NVA stellt an Nachrichtensoldaten und -offiziere hohe physische Anforderungen. Gesellschaftlich aktiv sein, sich mit den politischen Problemen unserer Zeit befassen, als Offizier ist man in erster Linie politischer Funktionär. Menschen führen und erziehen, das verlangt einen eigenen festen Klassenstandpunkt, hohes militärisches und technisches Können. Keinesfalls ist es gut, sich beim Basteln in das stille Kämmerlein zurückzuziehen. Die Nachrichtentechnik ist sehr vielseitig und umfangreich. Je besser man sie kennt, desto leichter fällt es einem dann bei der Armee. Wichtig sind dabei neben naturwissenschaftlichen und elektrotechnischen Grundkenntnissen auch Russisch und Mathematik. Je gründlicher man sich auf diese verantwortungsvollen Aufgaben vorbereitet, desto erfolgreicher kann man sie lösen.“

R. Dressel



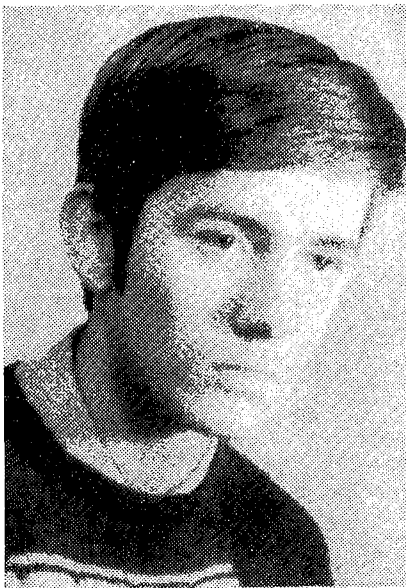
Praktische Ausbildung im Lehrkabinett. Offiziersschüler Müller handelt als Truppenführer, die Genossen Klinkhammer und Boettcher sind ihm als Funker zugeweiht. Sie unterhalten zu ihrer Gegenstelle stabile Verbindung

Die Brüder Kramer und ihre Sektion

Petershagen ist eine Gemeinde am Rande unserer Hauptstadt. Sie zählt etwa 7000 Einwohner. Neben zwei sehr aktiven Sportgemeinschaften existiert hier auch eine GST-Grundorganisation, die schon seit Jahren von sich reden macht.

Der Rat der Gemeinde stellte den Petershagener Nachrichtensportlern mehrere Kellerräume in einem Mehrfamilienhaus zur Verfügung. In unzähligen freiwilligen Arbeitsstunden richteten sich die jungen Nachrichtensportler einen Funkraum, eine Werkstatt und einen Schulungsraum ein.

In ihrem Nachrichtenstützpunkt trafen wir die beiden Brüder Peter und Lutz



Peter Kramer

Kramer. Ihr Vater ist Offizier, und beide haben sich vorgenommen, den gleichen Lebensweg wie ihr Vater zu beschreiten. Seit Jahren bereiten sie sich in der GST auf ihren künftigen Dienst in der NVA vor. Beide besuchen die Erweiterte Oberschule. Peter geht in die elfte und Lutz in die zehnte Klasse. Beide haben auch schon als Nachrichtensportler die Qualifikation als Ausbilder erworben. Peter, der ältere, ist der Leiter der Sektion Nachrichtensport in Petershagen.

„Zwanzig Kameraden gehören unserer Sektion an“, erzählte er uns. In dieser GST-Gruppe bereiten sich die Jugendlichen intensiv auf ihren Ehrendienst in der NVA vor. Einer, Lothar Bach-

maier, ist bereits Offiziersschüler. Er steht mit Lutz und Peter im engen Briefwechsel. Mehr als einmal betonte er schon, daß ihm die Ausbildung in der GST eine gute Grundlage für sein Studium an der Offiziersschule war. Bisher wollen drei GST-Kameraden dem Beispiel Lothar Bachmaiers folgen.

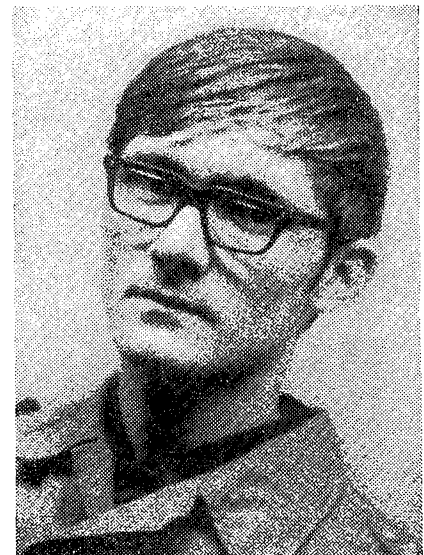
Stolz zeigen uns Peter und Lutz Kramer den Funkraum, die Werkstatt und den Schulungsraum. Überall herrscht hier Ordnung und Sauberkeit. Begeistert erklären sie uns auch die Technik, die ihnen zur Verfügung steht. Besonders stolz sind sie auf ihre neueste Errungenschaft, auf das Gerät „Funk-Pult 10“. Peter Kramer, der 1,82 m große Schüler, der als Nachrichtensportler mit der Ernst-Schneller-Medaille in Bronze und als Schüler der EOS mit der Lessing-Medaille in Silber ausgezeichnet wurde, (lediglich in drei Fächern steht er auf 2, in den anderen auf 1), interessiert sich besonders für alle Probleme der Elektronik. Mit berechtigtem Stolz erzählt er uns, daß die Petershagener Sektion bereits 1967 als „Hervorragende Sektion“, 1968 und 1969 als „Ausgezeichnete Grundorganisation der GST“ ausgezeichnet wurde. Alle Kameraden sind stolz auf den dreimaligen Gewinn des Bezirksmeistertitels. Und die besten Petershagener Nachrichtensportler waren auch bei der Spartakiade der GST in Schwerin dabei und schlugen sich dort achtbar.

Peter Kramer berichtet weiter, daß die Nachrichtensportler in den letzten Jahren zu einem guten Kollektiv zusammen fanden. Einen wesentlichen Beitrag leisten dazu die jährlichen GST-Lager, in denen sie ihre technischen und vormilitärischen Kenntnisse vervollkommen. Mit viel Liebe und großer Sachkenntnis bauen die Nachrichtensportler auch an ihrem Fahrzeug, das der Sektion zur Verfügung gestellt wurde, hegen und pflegen es sorgfältig. Mit ihrer FK 50 mot. fahren sie zu den gesellschaftlichen Höhepunkten im Ort viele Einsätze. Auch wendeten sie sich an die 1. Polytechnische Oberschule in Petershagen und erklärten sich bereit, die Schüler bei der Durchführung der Hans-Beimler-Wettkämpfe zu unterstützen. Aus diesem Grunde wollen sie auch in freiwilligen Arbeits Einsätzen an einer Kampfbahn mitwirken.

Die GST-Wahlen stehen bevor. Selbstverständlich bereiten sich die Petershagener Nachrichtensportler sehr gründlich auf die weitere Etappe in

ihrer Arbeit vor. Zu Ehren des 25. Jahrestages der Arbeiterpartei haben sie sich wieder hohe Ziele gestellt. So wird z. B. jeder GST-Sportler das Abzeichen „Für vormilitärische und technische Kenntnisse“ in Verbindung mit einer Tastfunk-Qualifikation erwerben. Ehrensache ist es auch für jeden, die Bedingungen für das Schießabzeichen und das Mehrkampfabzeichen in der nächsthöheren Stufe zu erfüllen. Ihr Ziel ist es auch, eine breitere Basis in der Gemeinde Petershagen zu erreichen. Ihr Kampfprogramm sieht vor, daß jedes Mitglied eine höhere Qualifikationsstufe erreicht. Das soll die Nachrichtensportler in die Lage versetzen, erfolgreich an den nächsten Bezirksmeisterschaften und anderen Auseinandersetzungen teilzunehmen.

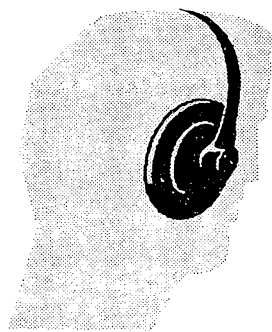
Wir verabschiedeten uns von Peter und Lutz Kramer, den beiden begeisterten Nachrichtensportlern. Wir wünschten ihnen viel Erfolg bei ihrer weiteren



Lutz Kramer

Ausbildungsarbeit, bei ihrem künftigen Studium an einer Offiziersschule unserer Nationalen Volksarmee. Wir haben hier in Petershagen zwei bescheidene jedoch selbstbewußte, junge Sozialisten kennengelernt, die sich ihrer Verantwortung als künftige Hausherrn in unserem Arbeiter-und-Bauern-Staat bewußt sind und ihn als Offiziere später schützen werden.

Text: H.-J. Krampitz,
Fotos: Vangermain



DIE UNSICHTBARE FRONT

Die im vorigen Heft veröffentlichte Tabelle ist eine unvollständige Übersicht der vorhandenen aktiven US-Störmittel. Ab 1965 rüsteten die amerikanischen Konzerne zunächst die Flugzeugtypen F-100, F-105 und RF-4C mit unkomplizierten Aufklärungsempfangsanlagen aus, die folgenden Zwecken dienen sollten:

1. Warnung der Flugzeugführer, wenn ihre Maschinen durch elektromagnetische Wellen von DRV-Aufklärungsfunkmeßstationen, - Raketenleitstationen oder Funkmeßvisieren der Abfangjagdflugzeuge - getroffen werden.
Dazu verwendete man den Empfängertyp AN/APR-25 (Kristalldetektor und Videoverstärker), der auch den ungefähren Winkel zur ausstrahlenden Station anzeigte.
2. Warnung vor gestarteten Fla-Raketen mit dem Empfänger APR-26 (nach Angaben der amerikanischen Zeitschrift „Aviation Week“ ist das möglich, indem die Änderung des Leistungspegels der Kommandolenk-Funkmeßstation gemessen wird).
3. Automatische Funkpeilung mit Spezialempfängern (z. B. ER-142), um Ziele möglichst genau anfliegen zu können.

Nach amerikanischen Angaben sollen sich diese Empfangsanlagen bewährt haben. Deshalb wurden bis etwa 1968 für rund 4000 Flugzeuge (Jagdbomber F-100 und F-105, Aufklärer RF-4C, Bom-

ber B-52, Transporter C-130, C-119 und C-47) derartige Geräte bestellt.

Gleichzeitig mußten die Luftpiraten aber auch erkennen, daß ihre Geräte und Maßnahmen zur Überwindung der DRV-Luftverteidigung oft wirkungslos blieben. Das äußerte sich u. a. darin, daß kurz vorher aufgekklärte Fla-Raketen- und Flak-Stellungen oder Funk- und Funkmeßstationen durch die nachfolgenden Jagdbomberverbände nicht mehr am aufgekklärten Standort gefunden wurden, oder daß Luftgangster in „ungefährlichen“ Gebieten plötzlich auf sehr wirkungsvolles Abwehrfeuer trafen.

Die vietnamesischen Genossen haben es nämlich im Verlaufe der Luftüberfälle immer besser gelernt, dem elektronischen Krieg der USA zu begegnen. Wie die westdeutsche Zeitschrift „Soldat und Technik“ in ihrer Nummer 8/63, Seite 454, dazu berichtete, (dieses Militaristenblatt bemüht sich ständig, seinen Lesern die Pentagon-Erfahrungen zu übermitteln), wendete die DRV dabei folgende Methoden an:

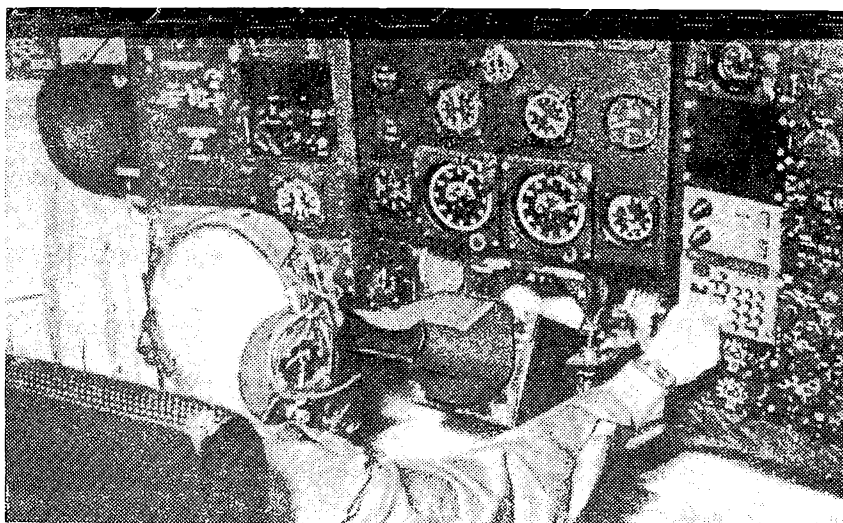
Täuschen der in den US-Flugzeugen eingebauten Warnempfänger (zur Warnung vor Raketenstarts) durch harmlose C-Band-Baken, die eine Startwarnung auslösen, so daß die Piloten zum Abwurf ihrer Last zum Zwecke von Ausweichmanövern veranlaßt werden.¹ Ausnutzen bekannter Geräte-Unzulänglichkeiten in der Gewinnung der Zielflug-Information durch Konzentration

des Flakfeuers längs der voraussichtlichen Flugwege, wenn die Angriffsflugzeuge Radarsender anpeilen.

Bewahren größtmöglicher Funkstille der SAM-Radars,² bis die Flugzeuge als Ausweichrouten wahrscheinlich bestimmte Lufträume aufsuchen werden, in denen man günstig Abwehrjäger einweisen kann.

Als der US-Imperialismus seinen schmutzigen Krieg gegen das vietnamesische Volk begann, erprobte die US-Luftwaffe zwei sogenannte ECM-Systeme³ (ALQ-71 und ALQ-72). Es handelte sich dabei um Aktiv-Störsender für Begleitflugzeuge, mit deren Hilfe elektronische Bodengeräte ausgeschaltet werden sollten, um den Angriffsflugzeugen die „Arbeit“ zu erleichtern. Zunächst wurden diese Geräte in abgeänderten Aufklärern RB-66 eingebaut, wo sie von vier Funkmeßspezialisten „bedient“ wurden.

Obwohl man mit der Funktionssicherheit der für diese Aufgaben verwendeten Geräte (wie überhaupt mit allen elektronischen Apparaturen) nicht völlig zufrieden ist, sollen die als ECM-Selbstschutz bezeichneten Verfahren nach amerikanischen Ansichten die flexibelste Lösung bieten, um ein Luftverteidigungssystem zu überwinden. Deshalb wurden auch zahlreiche andere Flugzeugtypen mit Warnempfängern und Störsendern ausgerüstet, wobei als Nachteil angesehen wird, daß diese Baugruppen vorwiegend in Außenbehältern untergebracht werden müssen. Der geminderten Manövrierfähigkeit steht hier allerdings die Tatsache gegenüber, daß die etwa 4 m langen, 25 bis 45 cm dicken zylindrischen Außenbehälter (sie bestehen aus mehreren Teilen, in denen Aktiv- oder Passivstörer, Aufklärungsgeräte, Antennen und Stromversorgungssysteme untergebracht sind) schnell ausgetauscht werden können. Da heute kein Kampfflugzeug von der Größe eines Jagdbombers in der Lage ist, zusätzlich alle Arten von Eigenschutz-Technik (Aufklärungs- und Störmittel) mitzunehmen, wird diesem Verfahren sicher auch in Zukunft Aufmerksamkeit geschenkt werden. Je nach Art und Arbeitsbereich der aufgekklärten elektro-



Arbeitsplatz im US-amerikanischen Aufklärer RB-66

Das Bild zeigt die Grumman OV-1 „Mohawk“ mit Außenbehälter für elektronische Geräte. In diesem speziellen Fall ist in dem Behälter die Antenne des Seitensichters AN APS-94 untergebracht.

nischen Bodengeräte oder der Ausrüstung von Abfangjagdflugzeugen will man die „Angriffsflugzeuge“ mit Außenbehältern ausrüsten, in denen sich die dafür zweckmäßigsten Kombinationen von ECM-Geräten befindet. Verstärkt wurde aber auch die Forderung erhoben, bereits bei der Konstruktion eines Flugzeugs eine bestimmte „Radaranpeil- und Warnungskapazität“ zu berücksichtigen, wie es bei dem amerikanischen „Wunderkampfflugzeug“ F-111 geschah, für das mit einem Kostenaufwand von 40 Millionen Dollar der Radarwarnempfänger AN/APS-109 entwickelt wurde.

Daß die US-Rüstungsindustrie auf diesem äußerst profitablen Sektor weiterhin recht rührig ist, beweisen folgende Angaben: Nach der erwähnten „Aviation Week“ wurde für die F-105 unter der Tarnbezeichnung „See SAM“ (offizieller Name AN/ALR-31) ein Gerät entwickelt, mit dem selbst im Augenblick nicht arbeitende Bodenfunkmeßstationen genau angefliegen werden können. Es wird als „empfindliches und selektives Schmalband-Empfangssystem mit Wanderfeldröhre“ bezeichnet. Angenommen wird, daß die Mehrzahl der amerikanischen Militärflugzeuge durch Neuausrüstung oder Nachrüsten über eigene Warn-, Peil- und Störgeräte verfügen werden. Nach Ansicht von amerikanischen Fachleuten werden die US-Flugzeuge jedoch nicht nur derartige Geräte modernster Ausführung besitzen. Gleichzeitig sollen auch weiterentwickelte Antifunkmeßraketen nach dem Vorbild der den hochgeschraubten Hoffnungen nur wenig entsprechenden Flugkörpern vom Typ „Shrike“⁵ gefertigt werden. Sobald die Warnempfänger signalisieren, daß das Flugzeug von Radarstationen erfaßt wurde, sollen die Raketen gestartet werden, die elektromagnetische Ausstrahlung der Station als Leitstrahl benutzen und diese zerstören, ohne in den Bereich der Abwehrwaffen einfliegen zu müssen. Im Jahre 1968 entwickelte der US-Konzern IBM dazu das System TIAS (target identification and acquisition system), um in Verbindung mit

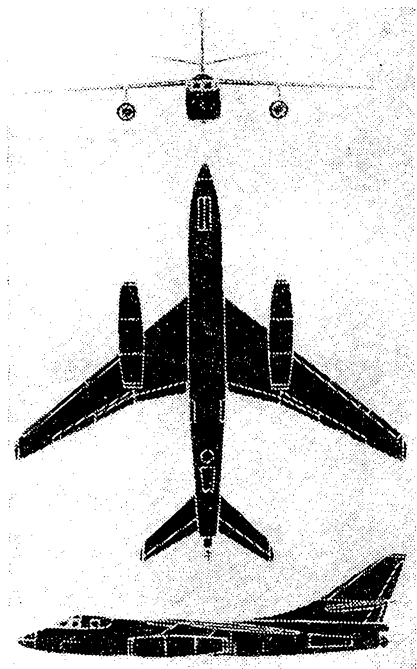
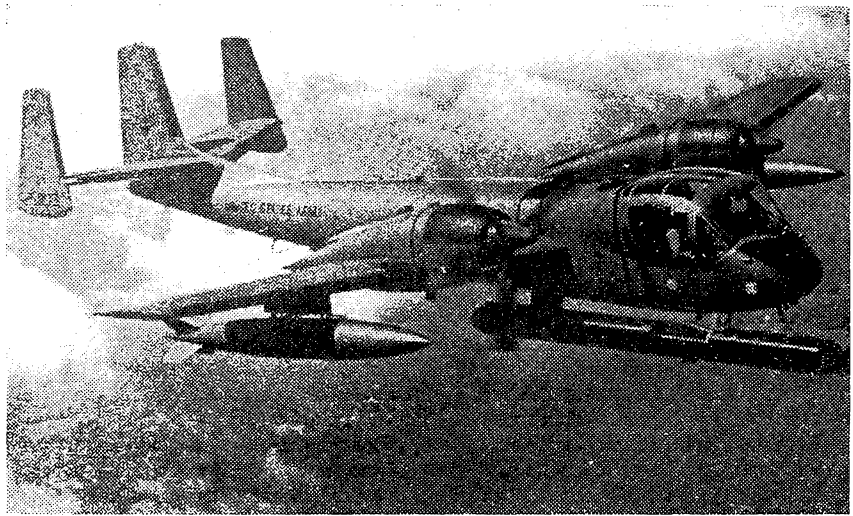
einer Standard-Rakete die Marine-Flugzeuge auszurüsten. Alle US-Luftwaffenflugzeuge dagegen erhalten den gleichen Raketentyp, jedoch ein Warnsystem von Bendix. Diese Neuentwicklungen machten sich nach Meinung der US-Strategen notwendig, weil es den DRV-Spezialisten immer besser gelungen war, die elektronischen Maßnahmen der amerikanischen Piloten zu durchkreuzen.

Erfolge konnten die vietnamesischen Genossen insbesondere durch ihre hohe Disziplin bei der Arbeit mit Funk- und Funkmeßmitteln sowie durch minimalste Zielsuch- und Verfolgezeiten erreichen, wodurch es dem Gegner große Mühe bereitet, Frequenzen, Arbeitsregime und Standorte der Geräte aufzuklären.

In der bereits erwähnten „Soldat und Technik“ heißt es dazu: „Sie“ zeigen überraschendes Geschick im schnellen Übergang von einem zum anderen (zuweilen weit voneinander entfernten und nur halb eingerichteten) SAM-Radar, Raketenabschußplatz oder Kontroll-Standort, wodurch das Sammeln von Aufklärungsdaten erschwert und die nachfolgende Bekämpfung der Stellungen unmöglich gemacht werden, da die Ziele bei Rückkehr der Angriffsflugzeuge verschwunden sein können.“

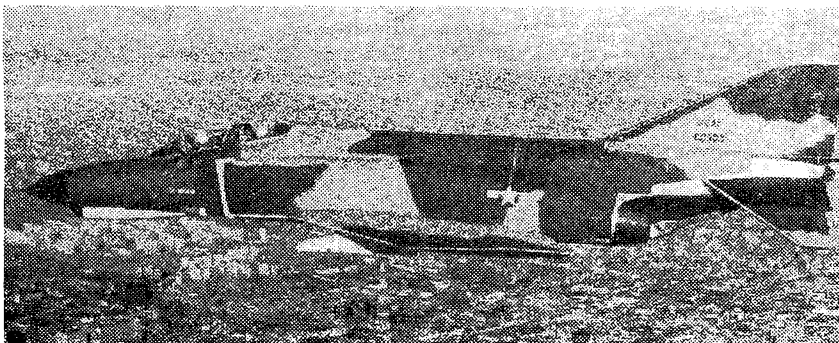
Unkomplizierte Empfangsanlagen für Spionagezwecke wurden in verschiedene Flugzeugtypen wie z. B. RF-4C (Phantom II) eingebaut

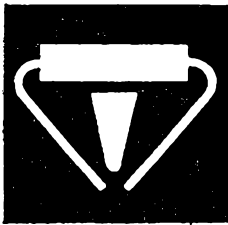
Foto: Schmidt



Dreiseitenriß des Spionageflugzeuges RB-66

- 1 Die vorwiegend als Außenlast an Jagdbombern angebrachten Zusatzbehälter, Bomben, Napalmkanister und Bord-Boden-Raketen setzen die Manövrierfähigkeit und Maximalgeschwindigkeit erheblich herab. Wiederholt haben US-Luftpiraten deshalb bei Angriffen durch DRV-Jagdflugzeuge oder bei Fla-Raketen-Starts ihre Zuladungen abgeworfen und die Flucht ergriffen.
- 2 Rundblickstationen und Kommandosender von Fla-Raketen-Stellungen.
- 3 ECM – Electronic Counter Measures.
- 4 Allerdings ist es um dieses Flugzeug recht ruhig geworden, nachdem bei mehreren Mustern technische Defekte und sogar Katastrophen auftraten. Flugsperren verhängt und ein Baustopp angeordnet wurde. Von sechs in Vietnam eingesetzten Flugzeugen wurden in kurzer Zeit drei abgeschossen. Außerdem wurde bekannt, daß es Schwierigkeiten mit dem Schwungmechanismus gibt.
- 5 Siehe dazu auch den Beitrag im vorigen Heft (FUNKAMATEUR 2/71, Seite 60). Antifunkmeßraketen „Shrike“ gehören übrigens mit zu den Waffen, die die USA in großem Umfang an den Aggressor Israel lieferten.
- 6 Gemeint sind die Angehörigen der DRV-Luftverteidigung.





Teltow – Begriff für Qualitätswiderstände

Die Elektronik und die Elektrotechnik der DDR nehmen bei der Lösung der von Partei und Regierung gestellten gegenwärtigen und perspektivischen Aufgaben und bei der Erreichung der hochgesteckten Ziele zur Meisterung der wissenschaftlich-technischen Revolution eine wichtige Schlüsselposition ein. Von der Arbeit der nahezu 400 000 Werktätigen des Industriebereiches wird das Entwicklungstempo in allen Zweigen der Volkswirtschaft maßgeblich beeinflusst, denn vom wissenschaftlich-technischen Niveau aller von ihnen gefertigten Erzeugnisse – vom elektronischen Bauelement bis zum kompletten Anlagensystem – hängt wesentlich der Fortschritt in der komplexen Automatisierung und Rationalisierung ganzer Produktionsprozesse sowie in der Anwendung der sozialistischen Wissenschaftsorganisation ab.

Besonders hohe Anforderungen werden dabei an die Hersteller elektronischer Bauelemente gestellt. Die 48 000 Werktätigen des Industriezweiges RFT-Bauelemente und Vakuumtechnik – die ihre Pläne in den letzten Jahren trotz überdurchschnittlich hoher Zuwachsraten kontinuierlich erfüllen konnten – haben sich durch die Entwicklung und den Einsatz hochproduktiver Verfahren und Technologien sowie durch maximale Nutzung und Auslastung aller vorhandenen Kapazitäten und durch enge Zusammenarbeit mit wissenschaftlichen Einrichtungen wichtige Voraussetzungen zur Erfüllung dieser Anforderungen geschaffen. Durch die gleichzeitige Anwendung moderner Methoden der sozialistischen Wirtschaftsführung gelang es von Jahr zu Jahr besser, der Datenverarbeitung und Rechen-technik, der Nachrichten-, Meß-, Steuer- und Regelungstechnik sowie der Rundfunk- und Fernsehindustrie Erzeugnisse mit wissenschaftlich-technischem Höchststand zur Verfügung zu stellen.

Solche Erzeugnisse bestimmen heute in bedeutendem Maße das Leistungsvermögen international anerkannter Geräte, Anlagen und Anlagensysteme der elektronischen Industrie der DDR.

Für die Deutsche Demokratische Republik als entwickeltes Industrieland ist die Meisterung der wissenschaftlich-technischen Revolution und die Erreichung von Pionier- und Weltspitzenleistungen auf das engste mit der Außenwirtschaft verbunden. Kooperations- und Spezialisierungsbeziehungen mit der Sowjetunion sind deshalb von ausschlaggebender Bedeutung für die Gestaltung einer hocheffektiven Struktur unserer Volkswirtschaft. Die gleichberechtigte Zusammenarbeit mit der Sowjetunion, die im Komplex Fragen der Prognose, der Forschung, Entwick-

Für die Industrie, die den höchsten Beitrag zur Erwirtschaftung des National Einkommens leistet, sind im Entwurf des Volkswirtschaftsplanes hohe Aufgaben zur Steigerung der Arbeitsproduktivität, zur Erhöhung der Effektivität und der Qualität vorgesehen. Die Leistungen der Energiewirtschaft, der chemischen Industrie, der Elektrotechnik und Elektronik und anderer, für die Verwirklichung der neuesten Erkenntnisse von Wissenschaft und Technik entscheidenden Zweige und Bereiche sind besonders zu erhöhen.

Aus der Begründung zum Gesetz über den Volkswirtschaftsplan 1971

lung und Konstruktion, der Ausbildung von Kadern, der Kooperation u. a. umfaßt, half dem Industriezweig, die ihm gestellten Aufgaben zu erfüllen.

In den nächsten Jahren werden sich die Anforderungen an die elektronische und elektrotechnische Industrie der DDR noch bedeutend erhöhen. Mit der schrittweisen Durchsetzung des Einheitssystems der Elektronik und des Gerätebaus (ESEG) – einem dynamischen, erweiterungsfähigen System, durch das aus einem Minimum unifizierter Einzelelemente und Baugruppen mittels unifizierter Technologien ein

Maximum an Anwendungsmöglichkeiten von Geräten und Anlagen realisiert werden kann – wird es jedoch in Verbindung mit der weiteren Gestaltung einer hocheffektiven Wirtschafts- und Wissenschaftsorganisation bei umfassendem Einsatz der elektronischen Datenverarbeitung gelingen, auch diesen erhöhten Anforderungen gerecht zu werden.

Mit der progressiven Entwicklung der Elektronik und ihrem immer tieferen Eindringen in alle Zweige der Volkswirtschaft steigt auch der Bedarf an passiven elektronischen Bauelementen. Kondensatoren, Widerstände und Kontaktbauelemente werden in einem breiten Angebot in den Betrieben der VVB RFT-Bauelemente und Vakuumtechnik entwickelt und produziert.

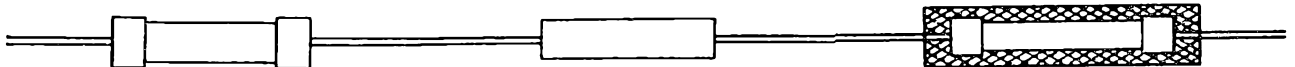
Etwa 50 km südlich von Berlin liegt Teltow – bis vor zwei Jahrzehnten vielerorts lediglich durch seine delikaten Teltower Rübchen bekannt. Heute allerdings verbinden Menschen in vielen Ländern den Namen Teltow längst mit Begriffen wie „Elektronik“ und

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.

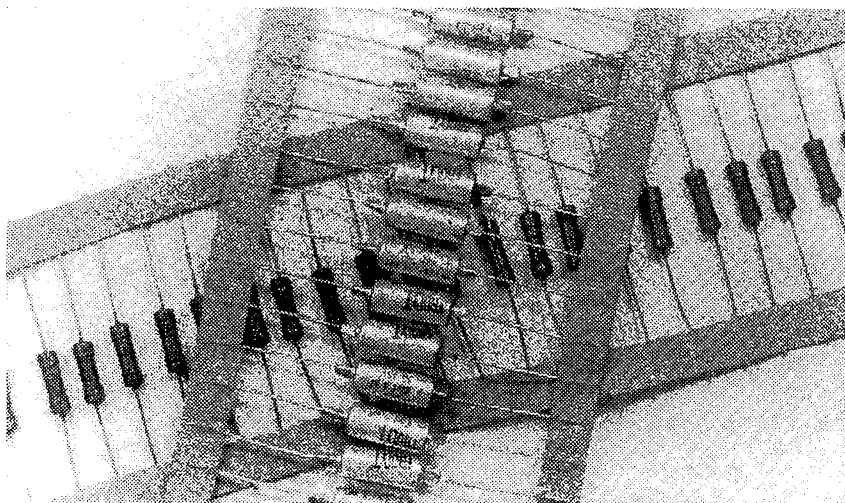
Aus der Begründung zum Gesetz über den Volkswirtschaftsplan 1971

„technischer Fortschritt“, denn innerhalb weniger Jahre hat sich die Stadt zu einem Zentrum der elektronischen Industrie entwickelt.

Erzeugnisse aus dem Kombinat VEB Elektronische Bauelemente, Werk „Carl-von-Ossietzky“ Teltow, sowie dem volkseigenen Geräte- und Reglerwerk oder dem Betriebsteil II des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder sind ihrer



Güte wegen weit über die Grenzen der DDR hinaus bekannt. Das Werk „Carl von Ossietzky“ zählt zu den ältesten und größten Produzenten von Widerständen in ganz Europa. In der DDR ist das Werk alleiniger Hersteller von Festschichtwiderständen. Mehr als 500 000 dieser kleinen Bauelemente treten täglich die Reise in alle Welt an. Die Nutzung jahrzehntelanger Erfahrungen, verbunden mit der Anwendung neuester wissenschaftlich-technischer Erkenntnisse sowie der Einsatz modernster Produktionsmittel bieten die Gewähr dafür, daß der Anwenderindustrie im In- und Ausland Erzeugnisse mit hervorragenden technischen und ökonomischen Merkmalen zur Verfügung gestellt werden. Zum Produktionsprogramm des Werkes gehören Festschichtwiderstände in Kohleschicht-



Der Kampf um die Senkung der Kosten der Investitionen muß in viel größerem Umfang als bisher bereits in der Phase der Vorbereitung und Projektierung geführt werden. Es ist überhaupt erforderlich, zu ökonomischen Aufgaben weniger zu formulieren, mehr zu rechnen und zu bilanzieren und die Ergebnisse der Arbeit nicht in erster Linie am Vorhandensein von verbalen Dokumenten zu messen, sondern an den Ergebnissen.

Aus der Begründung zum Gesetz über den Volkswirtschaftsplan 1971

und Metallschicht-Ausführung, Festdrahtwiderstände, Masseisenkerne, magneto-mechanische Filter sowie Kfz-Entstörstecker und -muffen. Den hohen Anforderungen der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik, der Datenverarbeitung und der Konsumgüterindustrie in bezug auf Leistungsfähigkeit und Zuverlässigkeit elektronischer Bauelemente wurde in den letzten Jahren vom gesamten Kollektiv des Werkes Rechnung getragen.

Besondere Erfolge wurden durch intensive Entwicklungstätigkeit im Hinblick auf Miniaturisierung, höhere Stabilität, engere Toleranzen und günsti-

gere Eigenschaften bei extremen klimatischen Bedingungen auf dem Gebiet der Festschichtwiderstände erzielt. Als außerordentlich fruchtbringend erwies sich hierbei die enge Zusammenarbeit mit bedeutenden Forschungseinrichtungen der DDR. Viele Anregungen zur Verbesserung technischer Parameter und zur Entwicklung neuer Erzeugnisse gingen beispielsweise vom Institut für Mineralogie an der Humboldt-Universität zu Berlin, der Deutschen Akademie der Wissenschaften, dem Forschungsinstitut für metallische Werkstoffe an der Technischen Universität Dresden und anderen wissenschaftlichen Institutionen aus. Die Verwendung hochwertiger Grundstoffe, der Einsatz moderner Schleifautomaten und vollautomatischer Produktionseinrichtungen bieten die beste Gewähr für die Herstellung von Widerständen mit hoher Zuverlässigkeit.

Darüber hinaus zeichnen sich die Schichtwiderstände durch ein gutes Klima- und Feuchteverhalten, eine einwandfreie Tauchlötfähigkeit sowie beste Gleichstrombeständigkeit und eine gute Stabilität bei hohen Umgebungstemperaturen aus. Entsprechend dem Verwendungszweck werden die Schichtwiderstände mit unterschiedlichen Schichten versehen. Bei Glanzkohleschichtwiderständen besteht die leitende Schicht aus einer pyrolytisch abgeschie-

denen Glanzkohlestoffmodifikation, die u. a. Spezialdotierungen enthalten kann. Das Gemisch aus einer elektrisch leitenden Substanz und einem organischen Bindemittel bildet bei Kolloidschichtwiderständen die leitende

Dem Planetenwurf 1971 liegt zugrunde, daß der Aufwand an volkswirtschaftlich wichtigen Werkstoffen – wie Kohle, Erdöl, Erdgas, Walzstahl, Aluminium, Kupfer, Edelmetalle, organische Werkstoffe, Zellstoffe u. a. – je 1000 Mark Nationaleinkommen um mindestens 25 Mark gesenkt wird. Das bedeutet zum Beispiel, den spezifischen Einsatz von Walzstahl in der metallverarbeitenden Industrie um rund 140 000 Tonnen zu reduzieren. Der spezifische Verbrauch von Kupfer im Bereich der Elektrotechnik Elektronik soll wesentlich gesenkt werden.

Aus der Begründung zum Gesetz über den Volkswirtschaftsplan 1971

Schicht. Diese Kombination schafft günstige Voraussetzungen für die Herstellung von Widerständen im hohen Wertebereich. Bei allen Arten werden durch Verwendung besonderer Sinterwerkstoffe als Schichtträgerkörper

Stufung der Widerstandswerte in Abhängigkeit von der Auslieferungstoleranz

E 6 ± 20%		E 12 ± 10%		E 24 ± 5%			E 48 ± 2% und kleiner							
1.00	1.00	3.30	1.00	1.80	3.30	5.60	1.00	1.30	1.80	2.40	3.30	4.30	5.60	7.50
1.50	1.20	3.90	1.10	2.00	3.60	6.20	1.05	1.40	1.90	2.55	3.45	4.50	5.90	7.85
2.20	1.50	4.70	1.20	2.20	3.90	6.80	1.10	1.50	2.00	2.70	3.60	4.70	6.20	8.20
3.30	1.80	5.60	1.30	2.40	4.30	7.50	1.15	1.55	2.10	2.85	3.75	4.90	6.50	8.60
4.70	2.20	6.80	1.50	2.70	4.70	8.20	1.20	1.60	2.20	3.00	3.90	5.10	6.80	9.10
6.80	2.70	8.20	1.60	3.00	5.10	9.10	1.25	1.70	2.30	3.15	4.10	5.35	7.15	9.55

schädliche elektrolytische Vorgänge vermieden.

Fortschritte konnten in den letzten Jahren auch bei der Entwicklung und Fertigung von Kohleschichtwiderständen erzielt werden. Die Kohleschichtwiderstände der Baureihe 250 zählen heute beispielsweise zu Spitzenerzeugnissen. Diese Bauelemente werden nach einem von Wissenschaftlern des Werkes entwickelten und international geschützten Verfahren beschichtet und weisen durch spezielle Arbeitsgänge zu künstlicher und natürlicher Alterung Eigenschaften hinsichtlich der zeitlichen Konstanz auf, die bisher nur von Metallschichtwiderständen erreicht wurden. Die Widerstände dieser Baureihe können mit erhöhten Flächenlasten betrieben werden und bieten dem Anwender

Es ist erforderlich, jede Mark dreimal umzudrehen, bevor sie ausgegeben wird, und sie so einzusetzen, daß sich der Nutzen für die Gesellschaft vervielfacht.

In Fortführung der mit dem ökonomischen System des Sozialismus erreichten Ergebnisse liegen dem Plan 1971 hohe Effektivitätsanforderungen zugrunde. Sie bilden die ökonomische Zielstellung für die Leiter der Betriebe und Kombinate und die Führung des Kampfes der Werktätigen im sozialistischen Wettbewerb für die allseitige Planerfüllung.

Der Plan sieht z. B. vor, daß die Kosten pro 100 Mark Warenproduktion in der zentralgeleiteten volkseigenen Industrie gegenüber 1970 um 2,15 Mark zu senken sind. Für Betriebe und Kombinate der chemischen Industrie, der Elektrotechnik und Elektronik, des Schwermaschinen- und Anlagenbaus sowie des zentralgeleiteten Bauwesens muß diese Kostensenkung noch größer sein.

In der Kostensenkung liegt die entscheidende Quelle für die Erhöhung des Reineinkommens der Gesellschaft.

Aus der Begründung zum Gesetz über den Staatshaushaltsplan 1971

durch ihre Preisgünstigkeit bedeutende ökonomische Vorteile.

Erfolgreich verliefen auch die Arbeiten zur Verbesserung der technischen Parameter bei Glanzkohleschichtwiderständen für allgemeine Anwendung. Hier wurden neue Materialien eingesetzt und moderne Verfahren angewandt, die beispielsweise eine höhere Belastung der Typen 3 mm $\times$ 1 mm (bisher 0,125 W) bis 9 mm $\times$ 48 mm (bisher 2 W) zulassen. Für die Leistungselektronik und die Starkstromtechnik wurden die Glanzkohleschichtwiderstände von 3...250 W weiterentwickelt, so daß bei gleichen Abmessungen

Nennverlustleistungen von 5...400 W erreicht werden.

Für den Einsatz unter extremen klimatischen Bedingungen, wie z. B. in Geräten der Geophysik sowie der See- und Luftfahrt, eignen sich aus dem kompletten Sortiment an Metallschichtwiderständen für vielfältige Anwendungszwecke in hervorragendem Maße die Typen der Baureihe 15, die durch eine im Wirbelsinterverfahren hergestellte Schutzschicht aus Epoxidharz gegen klimatische Einflüsse besonders geschützt werden. Für den Einsatz in Schaltungen, bei denen es auf eine hohe zeitliche Konstanz des Widerstandswertes ankommt, haben sich dagegen die kappenlosen Metallschichtwiderstände mit axialen Drahtanschlüssen der Baureihe II glänzend bewährt.

Zur Erzeugnisgruppe Widerstände gehört neben anderen Betrieben auch der VEB Elektronische Bauelemente Dorfhain. Dieser Betrieb stellt u. a. den in der DDR am meisten angewandten Einstellregler, den Trimmerwiderstand 0,1 W, her. Bei der Ausführung „P“ verringert sich die effektiv benötigte Leiterplattenfläche um etwa 50 %. Durch die Verringerung der Baubreite kann mit den neuen Ausführungen „P“ und „S“ ein seitlicher Montageabstand von 15 mm mit Sicherheit garantiert werden. Diese Erzeugnisse konnten ohne Veränderung der Anschlußmaße erreicht werden, so daß sich für bereits vorhandene Leiterplatten keine Änderungen des Rasters erforderlich machen.

Bei den technischen Parametern wurde besonderer Wert auf die Erhöhung der Zuverlässigkeit gelegt, und hinsichtlich des ökonomischen Werkstoffeinsatzes konnte die Kontaktsicherheit der Anschlußlötlötflächen und der Schleiffeder wesentlich verbessert werden. Durch

die neue konstruktive Lösung der Drehbereichsbegrenzung ist eine Verformung der Schleiffeder auch bei Überschreitung des Anschlagmomentes nicht mehr möglich.

Das Werk „Carl von Ossietzky“ des Kombinats VEB Elektronische Bauelemente Teltow liefert seine Erzeugnisse in viele Länder. Ein großer Vorteil des Betriebes gegenüber gleichgearteten

In allen Bereichen der Volkswirtschaft ist durch ein hohes Niveau des sozialistischen Wettbewerbs und der sozialistischen Gemeinschaftsarbeit sowie der Verallgemeinerung der besten Erfahrungen die Initiative, Klugheit und Weitsicht der Werktätigen zu fördern und zu nutzen und ein beharrlicher Kampf um die allseitige, kontinuierliche Erfüllung der Planaufgaben zu führen. Mit der Erfüllung der Aufgaben des Volkswirtschaftsplanes 1971 ist die Deutsche Demokratische Republik politisch, ökonomisch, kulturell und militärisch weiter zu stärken.

Aus dem Gesetz über den Volkswirtschaftsplan 1971

Unternehmen im Ausland besteht darin, daß dem Kunden neben anderen Erzeugnissen mit hohen Qualitätsmerkmalen ein universelles Sortiment von Kohle-, Metall- und Kolloid-Schichtwiderständen angeboten werden kann. Die Applikationsingenieure des Werkes haben dadurch die Möglichkeit, jeden Abnehmer so zu beraten, daß durch eine richtige Wahl des Bauelementes ein optimaler wirtschaftlicher Nutzen gewährleistet wird.

Vorschau Leipziger Frühjahrsmesse 1971

Mit wahrscheinlich 30 Neu- und Weiterentwicklungen werden die Betriebe des Industriezweiges Rundfunk und Fernsehen der Deutschen Demokratischen Republik zur Leipziger Frühjahrsmesse 1971 im RFT-Trakt des „Handelshofes“ vertreten sein. Ihr Gesamtangebot dürfte sich auf etwa 100 Typen und Erzeugnisse belaufen. Im Vordergrund werden Hörrundfunk/Phono-Gerätekombinationen in verschiedenen technischen Varianten stehen und dem Frühjahrsmessesorbit, mehr noch als im letzten Herbst, den besonderen Akzent geben. Die Gestaltungsskala weist die Flachbauweise als durchgängigen Trend auf. Die Farbskala der Gehäuse bewegt sich in vier Bunttönen (Sibirisch-Grün, Finnisch-Blau, Bordeaux-Rot und Weiß) sowie der „intecta“-Linie entsprechenden helleren Edelholzfurnieren.

Im Sortimentsbereich **Hörrundfunk**, der von den Betrieben des Kombinats Stern-Radio Berlin sowie REMA KG, Stollberg, den Tonmöbelproduzenten Krechlok, Luckenwalde, und Peter, Plauen, sowie der PGH Fernseh-Radio Berlin bestritten wird, bestimmen die volltransistorisierten Ausführungen von Heim-Mono/HF-Stereo-Empfängern, die Reise-, Taschen- und Autosuper verschiedener Klassen das Bild.

Der Angebotsbereich **Fernsehen** umfaßt die gefragten Typen der „Ines“-Reihe (z. B. 2005, 2006, 2105, 2106) sowie der „Stella“-Reihe (z. B. 1505, 1506, 1605, 1606) mit implosionsgeschützter 47- bzw. 59-cm-Bildröhre, VHF/UHF-Ausstattung, asymmetrischer Frontgestaltung, Frontbedienung und Frontabstrahlung.

UHF-Konverter in der Dipol-Anschlußdose

H. WIRRBACH

Angeregt durch die Veröffentlichung der Bauanleitung für einen UHF-Konverter mit nur einem Transistor in [1], faßte ich den Entschluß, diesen Konverter so klein aufzubauen, daß er in einer Dipol-Anschlußdose Platz hat. Somit kann der Konverter direkt an der Antenne betrieben werden. Hierdurch ergeben sich folgende Vorteile:

- Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes
- Verringerung der Verluste auf der Antennenableitung.

Die Verringerung der Leitungsverluste beträgt z. B. bei einer 20 m langen Ableitung mit Koaxialkabel etwa 3 dB.

1. Schaltungsbeschreibung

Gegenüber der Schaltung in [1] wurden nur geringfügige Veränderungen vorgenommen. So wurde der Einstellregler für den Basis-Spannungsteiler durch zwei Festwiderstände ersetzt. Dies war hauptsächlich aus Platzgründen erforderlich. Der Emittterwiderstand ($R_1 = 1 \text{ k}\Omega$) wurde direkt mit Plus verbunden. Außerdem wurde für den Ausgang ein Pi-Kreis verwendet, um einen unsymmetrischen Ausgang für den Anschluß des Koaxialkabels zu erhalten. Ebenfalls aus Platzgründen wurde

beim Transistor der Emitter mit dem Schirm verbunden. Somit kann der Kondensator zwischen Emitter und Kollektor entfallen. Weitere Einzelheiten zur Schaltung können hier entfallen, da hierüber in [1] schon ausreichend geschrieben wurde.

2. Mechanischer Aufbau

Die äußeren Abmessungen des Konverters betragen $63 \text{ mm} \times 52 \text{ mm} \times 26 \text{ mm}$. Die Innenleiter haben einen Durchmesser von 1,78 mm (dies entspricht einem Querschnitt von $2,5 \text{ mm}^2$, wie er bei elektrischen Leitungen üblich ist) und eine Länge von 30 mm. Der Draht für die Koppelschleifen hat einen Durchmesser von 1 mm.

Die Rohrtrimmer werden senkrecht im Topfkreis angeordnet, so daß sie vom Gehäuseboden aus betätigt werden können. Hierdurch entsteht ein freier Raum hinter dem Rohrtrimmer, der in der Oszillatorkammer für die Unterbringung des Transistors und der übrigen Bauelemente benötigt wird. Ebenfalls senkrecht wird die Spule im Ausgangskreis angeordnet. Im Mustergerät kam ein Spulenkörper aus einem Fernseh-ZF-Filter zur Anwendung. Dieser wurde im Boden des Konverters eingeklebt. Beim Zusammenbau des

Konverters empfiehlt sich folgende Reihenfolge: Zuerst wird eine Stirnseite an die Bodenplatte gelötet, danach die beiden Längswände, dann die drei Zwischenwände und zum Schluß die zweite Stirnwand. Die Darstellung der Einzelteile in den Bildern erfolgte so, daß die Bohrungen auf der Kupferseite angerissen werden können.

Nach erfolgtem Zusammenbau des Gehäuses werden die Innenleiter in die dafür vorgesehenen Löcher in der Längswand eingesetzt und angelötet. Danach werden die Rohrtrimmer, die Koppelschleifen und der Durchführungskondensator eingebaut. Etwas schwieriger wird die Montage der Bauelemente in der Oszillatorkammer. Zuerst ist der Transistor mit den Anschlüssen nach oben einzulöten. Da es in dieser Kammer sehr eng zugeht, ist besonders darauf zu achten, daß kein Bauelement an der Gehäusewand anliegt.

Nachdem alle Bauelemente eingebaut sind, werden in die vier Ecken des Gehäuses Messingmutter zur Befestigung des Deckels eingelötet. Die Löcher im Deckel werden erst nach Einsetzen der Muttern gebohrt, um geringe Differenzen ausgleichen zu können. Für die Befestigung des Deckels sind Senkkopfschrauben zu verwenden.

Beim Einbau des Konverters in die Dipol-Anschlußdose (graue Anschlußdose für Antennenverstärker) ist es ratsam, eine Schelle zur Zugentlastung des Kabels anzubringen. Zwei Löcher mit Gewinde sind in der Anschlußdose vorhanden und hierfür gut geeignet.

Der Konverter wird mit dem Deckel nach unten in die Anschlußdose eingesetzt. So sind die Rohrtrimmer nach Abnahme des Deckels der Anschlußdose zugänglich.

Eine zusätzliche Befestigung des Konverters ist nicht erforderlich, da er die Anschlußdose ganz ausfüllt.

3. Inbetriebnahme und Abgleich

Prinzipiell gelten auch hierfür die Darlegungen in [1]. Der Konverter wird, da ein Abgleich an der Antenne schwierig ist, am Fernsehgerät abgeglichen. Nach erfolgtem Grobabbgleich sind die Spindeln der Rohrtrimmer so weit zu kürzen, daß sie nicht mehr über das Gehäuse hinausragen, da sich sonst die Anschlußdose nicht schließen läßt. Danach wird nochmals abgeglichen, bis für Bild und Ton ein Optimum erreicht ist.

Nun kann der Konverter in die Anschlußdose eingebaut und an der An-

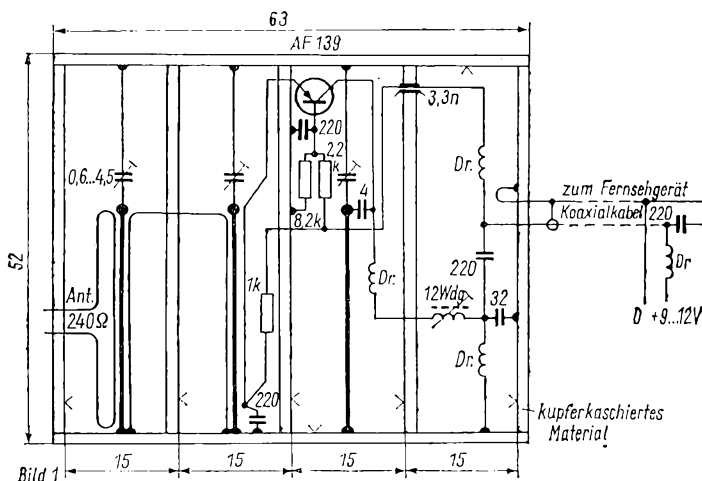


Bild 1: Schaltbild und Aufbau des Konverters, Dr. 10 Wdg., 3 mm ϕ

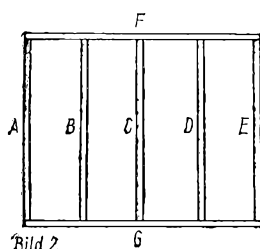


Bild 2: Übersicht der Gehäuseeinzelteile. A: Stirnwand, B: Zwischenwand, C: Zwischenwand, D: Zwischenwand, E: Stirnwand, F: Längswand, G: Längswand, H: Deckel, K: Boden

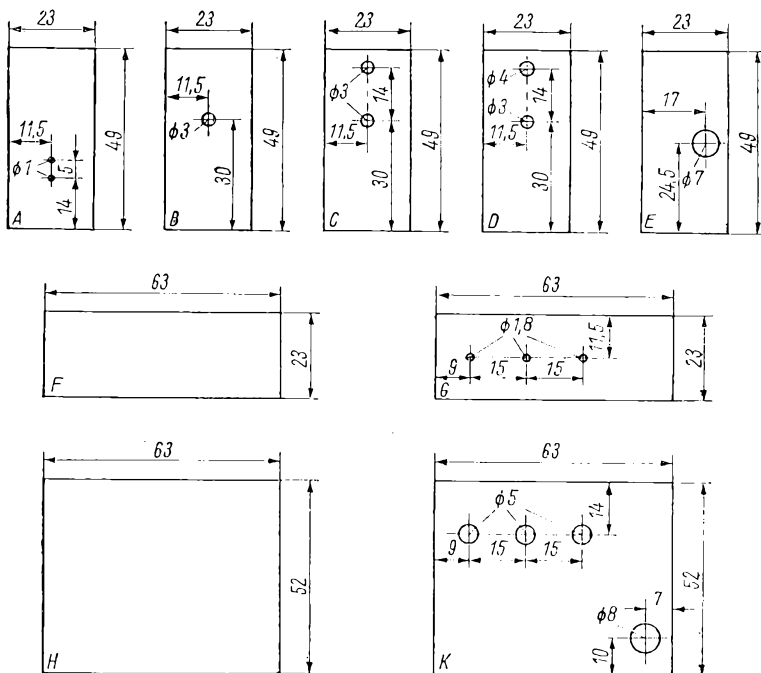


Bild 3

Bild 3: Die Maße der Gehäuseteile (s. auch Bild 2)

tenne befestigt werden. Nachträgliche Abgleichtarbeiten waren nicht erforderlich. Da die Spindeln der Rohrtrimmer nicht sehr fest saßen, wurden sie mit etwas Duosan festgeklebt.

4. Betriebserfahrungen

Die eingangs gemachten Überlegungen wurden durch das Ergebnis bestätigt. Der Konverter wurde an einer 10-Element-Kanalgruppenantenne auf Kanal 31 betrieben. Die Ableitung betrug 18 m. Beim Betreiben des Konverters am Fernsehgerät war das Bild stark verrauscht. Ein völlig rauschfreies Bild ergab sich dagegen beim Betreiben direkt an der Antenne.

Literatur

- [1] Wunderlich, W.: Bauanleitungen für einen transistorisierten UHF-Konverter, FUNKAMATEUR 19 (1970), H. 4, S. 171...173
- [2] Streng, K.: UHF-Fernsehempfang, VEB Verlag Technik, Berlin, 1966

Verzögerungsschaltungen mit Transistoren

B. BENDIN

Im folgenden werden drei Zeitschaltungen beschrieben, die es ermöglichen, um etwa 25...4000 s verzögerte Schaltvorgänge zu bewirken. Solche relativ langen Verzögerungszeiten werden sehr häufig in der Steuer- und Regelungstechnik benötigt.

Die ersten beiden Schaltungsvarianten bestehen im wesentlichen aus RC-Gliedern mit nachgeschalteten Schaltverstärkern, die bei einer bestimmten Schaltspannung ansprechen. Die Schwellenspannung (Schaltspannung) wird entweder von einer Z-Diode in Verbindung mit einem Transistor oder von der Durchlaßspannung einer Diode in Reihe mit einem Transistor bestimmt, wobei dessen Emitterpotential noch durch einen Spannungsteiler angehoben wird. Die sehr lange Schaltzeit in der dritten Schaltungsvariante kann durch das sinnvolle Kombinieren eines astabilen und bistabilen Multivibrators erzielt werden.

Alle drei Schaltungen werden nur angegeben und eine Berechnung erfolgt nur für die zeitbestimmenden Glieder. Eine komplette Dimensionierung würde über den Rahmen dieses Beitrages hinausgehen.

1. Einfaches Verzögerungsglied mit Elektrolytkondensator

Diese erste Schaltungsvariante besteht, wie Bild 1 zeigt, aus einem RC-Glied mit nachgeschaltetem Verstärker.

Im Ruhezustand ist der Transistor T1 gesperrt, da Emitter und Basis über den geschlossenen Schalter S Nullpotential anliegen haben. Der Transistor T2 ist leitend, da über den 50-kOhm-Widerstand ein genügend großer Basisstrom fließen kann. Im Kollektorkreis von T2 befindet sich ein Relais (Typ GBR 111), das im Ruhezustand wegen des fließenden Kollektorstroms angezogen ist. Wird nun der Schalter S umgelegt, so beginnt sich der Elektrolytkondensator C über R1 aufzuladen.

Ist die Schwellenspannung erreicht, so öffnet der Transistor T1, T2 schließt, und das Relais wird dadurch stromlos, es fällt ab. Nach Zurückschalten des Schalters wird der Kondensator C kurzgeschlossen und kann sich wieder entladen. Die Diode OA 901 parallel zu dem Schaltrelais ist vorgesehen, um die Induktionsspitzen beim Ausschalten des Relais vom Transistor T2 abzuhalten. Die Schwellenspannung ist gleich der Kondensatorspannung nach Ablauf der Zeit, die einer Zeitkonstanten entspricht.

1.1. Berechnung der zeitbestimmenden Bauelemente

Der Ladewiderstand muß zwei Bedingungen erfüllen, d. h., es ergeben sich aus der Rechnung zwei Werte, da der Gesamtladewiderstand auch aus zwei Teilwiderständen besteht.

$$R_{1\max} = \frac{0,37 U_B}{I_{B\min}}$$

$$R_{1\min} = \frac{0,37 U_B}{I_{B\max}}$$

Bei einer Betriebsspannung U_B von 20 V, einem $I_{B\max}$ von 20 mA und einem $I_{B\min}$ von 15 μ A ergeben sich $R_{1\max}$ von etwa 500 kOhm und bei $R_{1\min}$ von etwa 0,47 kOhm. Die Zahl 0,37 in den Formeln kommt zustande, weil festgelegt worden ist, daß der Kondensator dann genügend aufgeladen ist, wenn seine Spannung nach einer Zeit von $C \cdot R1$ 63% der angelegten Betriebsspannung beträgt. $I_{B\min}$ und $I_{B\max}$ ergeben sich aus den beiden Schaltzuständen des Transistors T1 und wurden in dieser Schaltung mit etwa 15 μ A und 20 mA angenommen. In der Praxis wurden mit dieser Schaltung regelbare Zeiten zwischen 26 und 45 s erzielt.

2. Verzögerungsschaltung mit Leistungsendstufe

Diese zweite Verzögerungsschaltung arbeitet im Prinzip wie die vorher beschriebene, lediglich wird hier die Schwellenspannung für den Verstärker aus einer Brückenschaltung gewonnen. Bild 2 zeigt die Schaltung. Wird der Schalter S geschlossen, so stellt sich nach Aufladung von C1 auf die halbe Betriebsspannung zwischen

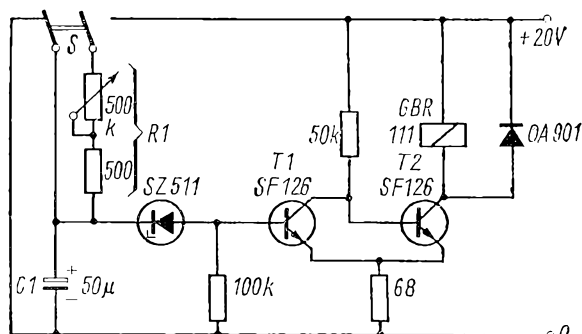


Bild 1: Verzögerungsschaltung mit Elektrolytkondensator

Bild 2: Verzögerungsschaltung mit Leistungsendstufe

Bild 3: Verzögerungsschaltung mit Impulsüberlagerung

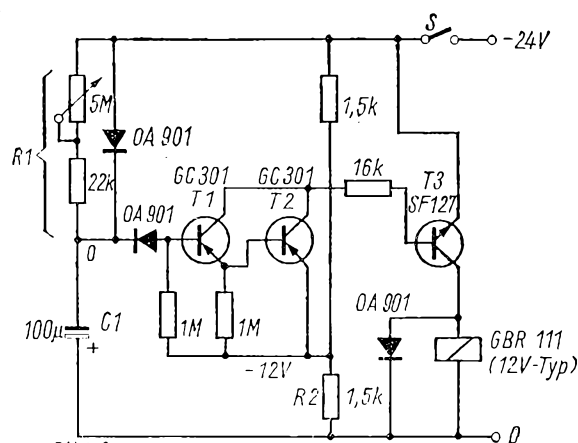
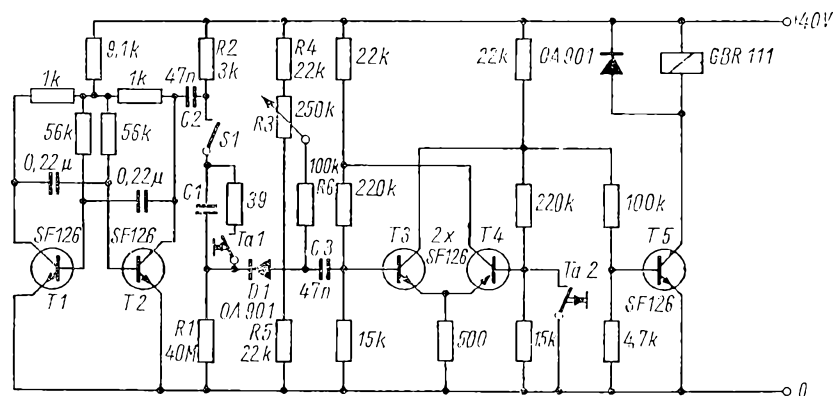


Bild 2



Astabiler Multivibrator Bild 3	Kondensatorlade- einrichtung	Bistabiler Multivibrator	Endstufe
--------------------------------------	---------------------------------	-----------------------------	----------

Basis und Emittor des Transistors T1 eine Spannung ein, wodurch er durchgesteuert wird. Der Transistor T2 dient als reiner Stromverstärker, so daß gleichzeitig mit T1 leitend wird. Der verstärkte Kollektorstrom fließt über den 16-kOhm-Widerstand an die Basis des Transistors T3 und schaltet diesen ebenfalls durch, wobei das Relais in seinem Kollektorkreis anzieht – der Verzögerungsvorgang ist somit beendet. Wird der Schalter wieder in seine Ausgangslage zurückgelegt, so fällt das Relais ohne Verzögerung wieder ab. Durch das Parallelschalten der Diode OA 901 zum Ladewiderstand R1 kann die Entladung beschleunigt werden. Die Diode am Eingang des Transistors T1 wirkt als Schutzdiode.

2.1. Dimensionierung der zeitbestimmenden Bauelemente

Es soll hier statt des Kondensators C der Widerstand R1 mit 5 MOhm vorgegeben werden. Die Größe von C errechnet sich nun nach der bekannten Beziehung

$$C_1 = \frac{t}{0,7 \cdot R_1}$$

Wobei t die zu verzögernde Zeit ist.
Mit $R1 = 5 \text{ MOhm}$ und einer Verzöge-

ungszeit von 500 s ergibt sich eine Kapazität $C = 143 \mu\text{F}$. Gewählt wurde ein Kondensator von $100 \mu\text{F}$. Für den minimalen Ladewiderstand wurde ein R_1 von $22 \text{ k}\Omega$ verwendet. Er ist verantwortlich für die geringste Verzögerungszeit.

3. Verzögerungsschaltung durch Impulsüberlagerung

Die Gesamtschaltung besteht aus drei Teilen, sie ist daher natürlich etwas aufwendiger, aber es lassen sich auch beträchtlich größere Verzögerungszeiten erzielen. Bild 3 zeigt die Schaltung. Die drei Teile der Schaltung sind: links ein astabiler Multivibrator, in der Mitte die Kondensatorladeeinrichtung und rechts ein bistabiler Multivibrator. Wird der Schalter S1 geschlossen, so beginnt der Zeitablauf mit der Aufladung des Kondensators C1 über die Widerstände R1 und R2. Die fortschrei-

tende Aufladung des Kondensators C1 bedingt einen exponentiellen Abfall der Gleichspannung am Widerstand R1. Sobald das Potential am Knotenpunkt C1 und R1 so niedrig geworden ist, daß es um die Durchlaßspannung der Diode D1 negativer als das Potential am Knotenpunkt R6, C3 und D1 ist, kann der Auslöseimpuls an den Koppelkondensator C3 gelangen und somit den bistabilen Multivibrator zum Kippen bringen. Dadurch wird der Endstufentransistor T5 leitend und schaltet das Relais ein. Die Dauer der Verzögerungszeit wird am Widerstand R3 stufenlos eingestellt.

3.1. Dimensionierung der für die Verzögerungszeit wichtigen Bauelemente

Es soll hier nur die maximale Verzögerungszeit betrachtet werden, da dann die Dimensionierung einfacher wird.

Mit der Batteriespannung von 40 V, einer Impulsspannung des astabilen Multivibrators von 4 V und einer Durchlaßspannung der Diode D1 von 0,5 V ergibt sich eine Kondensatorspannung U_{C1}

$$U_{C1} = (40 - 4 - 0,5) \text{ В} = 35,5 \text{ В}$$

$$t = 2,21 \cdot R_1 \cdot C_1$$

Durch Umrechnung über die Exponentialform der Spannung einer Kondensatoraufladung ergibt sich die Verzögerungszeit wie folgt:

Mit einem ML-Kondensator von $100\ \mu\text{F}$ und einem R_1 von $40\ \text{M}\Omega$ ergab sich eine maximale Verzögerungszeit von $4000\ \text{s}$. Soll die Verzögerungszeit noch erhöht werden, so empfiehlt es sich, den Widerstand R_1 beizubehalten und den Kapazitätswert für C_1 zu erhöhen. Für den bistabilen Multivibrator kann auch ein monostabiler Multivibrator verwendet werden. Durch diese Veränderung erreicht man, daß nach einer bestimmten Verzögerungszeit ein angekoppeltes Gerät ein- und nach kurzer Zeit wieder ausgeschaltet wird.

Literatur

- [1] Hartl, M.; Schott, W.; Wetzel, K.: Verzögerungsschaltungen mit Transistoren, Technische Mitteilungen, Nr. 2-6300-128, Siemens

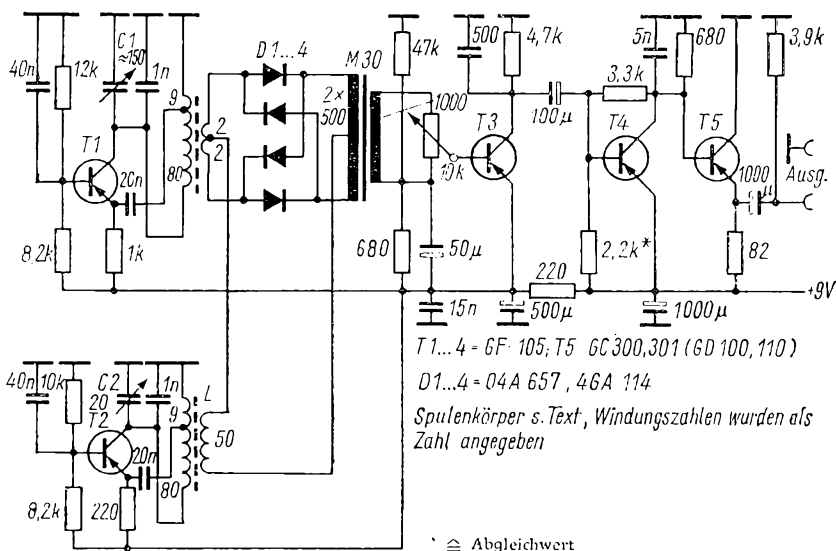
Einfacher durchstimmbarer NF-Generator

Der hier beschriebene NF-Generator arbeitet nach dem Prinzip eines Schwebungsgenerators, wodurch das gesamte NF-Band ohne Umschaltung und stufenlos überstrichen wird. Zwei hochfrequente Spannungen, deren Differenz gleich der zu erzeugenden NF ist, werden auf einen Ringmodulator gegeben, wobei die untere Seitenfrequenz ausgenutzt wird. Näheres lese man in der Fachliteratur über Modulation und Ringmodulatoren nach.

Mittels des 20-pF-Drehkos (ein „Quetscher“ genügt) wird das sogenannte Schwebungsnull ($f = 0$ Hz) eingestellt. Mit dem 150-pF-Drehko wird das Frequenzband überstrichen. Daher ist dieser Drehko möglichst mit einer in Hz geeichten Skala zu verbinden.

Die Frequenz der Generatoren liegt bei 350 kHz. Sie ist zwar sehr unkritisch, sollte aber zwischen 150 und 400 kHz liegen, da es sonst zu unerwünschten Erscheinungen verschiedener Art kommen kann (Kopplungen, Erdschleifen, Zieheffekte usw.). Wird die Frequenz von etwa 350 kHz verändert, muß meist ein anderer Drehko verwendet werden, da sonst die Breite des NF-Bandes verändert wird. Als Spulenkörper wird ein Ferritkern 6×15 empfohlen. Die Spulen sind unbedingt vollkommen abzuschirmen, weil sonst Zieheffekte eintreten können.

Aus dem bisher Gesagten geht hervor, daß die Schaltung einen sehr großen Variationsbereich im Aufbau ermöglicht und ihn unkompliziert macht. Auch von der Bauelementezahl ist die Schaltung sehr einfach gehalten. Die



erreichbaren Daten: NF-Bereich 20 Hz ... 20 kHz, $U \sim 0 \dots 2,5$ V an 50 ... ∞ Ohm, es können auch sehr niederohmige Meßobjekte wie Lautsprecher angeschlossen werden. Durch die Verwendung von wenigen Elkos wird der Aufbau klein gehalten, dennoch ist die Stabilität gut.

Der Trafo wird mit 0,1 mm CuL bifilar gewickelt, er bildet den Hauptfaktor für den erreichbaren Frequenzgang, es sind daher hochwertige Kerne, möglichst 0,05-mm-Bleche, zu verwenden. Es lassen sich aber auch Treibertrafos aus fast allen Transistorgeräten verwenden, wobei allerdings oft der Frequenzbereich eingeschränkt wird. Die

beiden Kondensatoren an den Kollektoren sollen HF-Reste kurzschließen. Der Widerstand parallel zum Ausgang soll den Elko nach dem Einschalten langsam aufladen. Die Gesamtstromaufnahme liegt bei 50 mA. T1...T4 sind HF-Transistoren (GF 105). Es können hier auch Basteltypen eingesetzt werden. T5 ist ein GC 300/301 mit 10 cm² Kühlfläche oder GD 100/110 ohne Kühlung. Der Ringmodulator ist ein Quartett O4 A 657/4 GA 114 oder 4 gleichwertige Dioden eines Typs. Der Erstabgleich geschieht mittels L, wobei C1 herausgedreht und C2 in Mittelstellung ist (Schwebungsnull).

H. Radtke

Kurzwellen-Transceiver – ein Überblick

Dipl.-Ing. E. BARTHELS – DM 2 BUL

1. Vorbemerkungen

Der Transceiver konnte sich erst durchsetzen, als die Einseitenbandtechnik im Amateurfunk Einzug hielt. Sowohl der höhere Aufwand für Filter und stabile Oszillatoren als auch die Notwendigkeit, für Sender und Empfänger die gleichen Schaltungsprinzipien anzuwenden, führte zu Sende/Empfangs-Geräten, die nur etwa 60 % des Aufwandes getrennter Geräte erfordern.

Da offenbar zur Zeit fast jeder Funkamateur in DM, der einen Stationsneubau plant, sich mit Transceivern zumindest beschäftigt, scheint eine Analyse der im internationalen Maßstab industriell gefertigten Kurzwellen-

Transceiver angebracht. Die Eigenschaften dieser Transceiver sind, soweit sie bekannt waren, in der Tabelle zusammengefaßt.

Der vorliegende Artikel wird sich mit den für Transceiver allgemein geltenden Prinzipien befassen und versuchen, auch einige Fragen zu klären, die im allgemeinen übersehen werden.

2. Schaltungsprinzipien

Das Schaltungsprinzip bestimmt weitgehend den Preis eines Gerätes. Hier gehen die einzelnen Firmen unterschiedliche Wege. Deutlich lassen sich Firmen, die auf geringsten Aufwand Wert legen, von solchen unterscheiden,

die ein in jeder Hinsicht zufriedenstellendes Gerät anbieten wollen. Der Einfluß der Filterfrequenz ist seit Einführung der Quarzfilter hoher Mittenfrequenz nicht mehr ausschlaggebend.

2.1. Eintachsuper

2.1.1. Einfachsuper mit umschaltbarem VFO

Diese Variante ist, was den Aufwand angeht, die preiswerteste Lösung. Die VFO-Frequenz ergibt sich durch Addition oder Subtraktion der Filterfrequenz von der gewünschten Sendefrequenz. Die Filterfrequenz muß zur Vermeidung von Spiegelwellen einige MHz betragen. Die Oberwellen des VFOs

Daten bekannter Transceiver-Typen

Typ	Schaltungs- prinzip	Zwischen- frequenz [MHz]	Bestückung	PEP- Input [W]	PA- Bestückung	Eingangs- sp. für 10dBs/N [μ V]	Bänder	CW- Filter	CW- Quarz	RIT	Netzteil eingebaut	Hersteller- land	Literatur
SB 101	Doppelsuper	8,395...8,895 3,395	19 R6.	180	2x6146B	0,6	5	nein	ja	nein	nein	USA	[1]
HW 100	Doppelsuper	8,395...8,895 3,395	20 R6., 1 FET	180	2x6146B	0,5	5	ja	ja	nein	nein	USA	[2]
LICO 753	Einfachsuper	5,2	15 R6., 2 Tr.	200	2x6DQ6B	1,0	3	nein	nein	ja	nein	USA	[3]
SWAN 350	Einfachsuper	5,172	15 R6., 2 Tr.	300	2x6HF5	0,5	5	nein	nein ⁴⁾	nein	nein	USA	[4]
SWAN 500 C	Einfachsuper	—	—	500	2x6LQ6	—	5	—	—	—	nein	USA	[5]
NCX 500	Einfachsuper (Premixer)	—	—	500	2x6LQ6	—	5	—	—	ja	nein	USA	[6]
FT 100	Doppelsuper	5,220...5,720 3,180	—	120	2x6JM6	—	5	nein	nein	ja	ja	Japan	[7]
FT 150	Doppelsuper	5,220...5,720 3,180	3 R6., 24 Tr.	200	2x6JM6	1,0	5	nein	nein	ja	ja	Japan	[8]
FTDX 400	Doppelsuper	—	18 R6., 42 Tr.	500	2x6DK6	0,2	5	nein	nein	ja	ja	Japan	[9]
Telrad (DELTA A)	Einfachsuper (Premixer)	9,0	7 R6., 25 Tr.	180	2x6DQ5	0,1	5	ja	—	ja	nein	VR Ungarn	[10]

⁴⁾ Verstimmung durch C

dürfen nicht in den Sendebereich fallen. Der VFO muß trotz Umschaltung auf die einzelnen Bänder eine ausreichende Stabilität besitzen. Verwendet man, wie die Firma SWAN in ihren Geräten, eine ZF von 5,2 MHz, so liegt die oberste VFO-Frequenz immerhin bei 24 MHz.

Relativ einfache Lösungen bieten sich für einen 3-Band-Transceiver mit 9-MHz-Filter an. Für 80 m und 20 m läuft der VFO von 5...5,5 MHz, für 40 m wird er durch eine Parallelkapazität auf 1,9...2,0 MHz verstimmt. Eine Skaleneichung ist für jedes Band separat vorzunehmen.

2.1.2. Einfachsuper mit Premixer

Das Signal eines Einbereich-VFOs wird mit umschaltbaren Quarzfrequenzen zu einem Premixersignal zusammengemischt, das der einzigen Mischstufe im Signalweg zugeführt wird. Voraussetzung ist auch hier ein Quarzfilter im MHz-Gebiet. Dieses Verfahren vereint die guten Kreuzmodulations-eigenschaften des Einfachsupers mit den Stabilitätsvorzügen des Super-VFOs. Es muß darauf geachtet werden, daß das Premixersignal selbst keine unerwünschten Kombinationsfrequenzen enthält, die zu Fehlempfangsstellen bzw. zu Nebenwellenausstrahlungen führen können. Das Premixersystem wird von der Fa. DRAKE in ihren Geräten „R4“ und „T4“ bzw. „TR4“ angewendet.

Zwei Möglichkeiten für den Aufbau eines Premixer-Transceivers zeigt der Frequenzfahrplan in Tabelle 2 für ein 9-MHz-Filter.

2.2. Doppel- und Mehrfachsuper

Das Doppelsuper-Prinzip ist bei den Transceivern am weitesten verbreitet.

Vertreter dieser Kategorie sind die Firma HEATHKIT mit ihren Geräten „SB 100/101“ und „HW 100“ sowie die japanische Firma YAESU mit ihrer F-Line („FT 100“, „FT dx 150“ usw.). Mit Hilfe von schaltbaren Quarzfrequenzen wird das Eingangs(Empfangs)-Signal auf eine 1. Zwischenfrequenz, das „Paßband“, das in der Regel 500 kHz breit ist, umgesetzt. Dieses Paßband liegt bei 8,3...8,8 MHz (Heathkit) bzw. 5,2...5,7 MHz (Yaesu).

Mit dem VFO wird dieses Paßbandsignal auf die bei 3 MHz liegende Quarzfilterfrequenz umgesetzt. 1. ZF und VFO werden im Gleichlauf abgestimmt. Die Eingangskreise werden getrennt mit einem als „Preselektor“ bezeichneten Abstimmknopf eingestellt.

Nur noch selten findet man Dreifachsuper, da die vor einigen Jahren noch sehr populären mechanischen Filter mit Mittenfrequenzen von 450 kHz durch preiswerte Quarzfilter im MHz-Gebiet abgelöst worden sind. Eine dreifache Umsetzung ist daher überflüssig geworden.

3. Mehrfachausnutzung von Stufen

Offenbar bestehen die größten Illusionen beim Transceiver-Planen bei der Mehrfachausnutzung von Stufen. Der vor einiger Zeit im FUNKAMATEUR kurz referierte „Minitransceiver“ nach SM 5 EY [13] hat bei mir so viel Zuschriften ausgelöst, daß vor einem unüberlegten Nachbau dieses und ähnlicher Geräte nur gewarnt werden kann, da hier die Einfachheit schon zuweit getrieben wurde.

Wie die nachstehenden Angaben zeigen, sollte man nur die Stufen doppelt ausnutzen, die ohne Eingriffe für Senden

und Empfang in gleichem Maße tätig sind. Die Aufteilung in einen getrennten Sende- und Empfangskanal, in den die gemeinsam genutzten Stufen ihr Signal einspeisen, vermindert die Schwierigkeiten beim Aufbau und Abgleich erheblich. Eine Treiberstufe ist z. B. kein rauscharmer HF-Verstärker.

Grundsätzlich werden alle frequenzbestimmenden Stufen doppelt ausgenutzt.

Dazu gehören:

- Einseitenbandfilter,
- Trägeroszillator/BFO,
- VFO,
- Quarzoszillator,
- Premixer (falls vorhanden).

Nicht immer werden doppelt ausgenutzt:

- eine oder zwei ZF-Verstärkerstufen,
- Bandpaßfilter (so vorhanden),
- Pi-Filter, bei Empfang als Eingangskreis (nur in einem Gerät),
- Treiberanodenkreis, bei Empfang als HF-Vorkreis,
- Treibergitterkreis, bei Empfang als HF-Zwischenkreis.

Die beiden letztgenannten Kreise werden auch als „Preselektor“ zusammen und getrennt vom VFO abgestimmt. Die an beiden Kreisen bei Empfang bzw. Senden arbeitenden Röhren sind zwei verschiedene Typen, z. B. EF 89 und EL 83. Die jeweils nicht genutzte Röhre ist über eine hohe negative Gittervorspannung gesperrt. Alle (!) anderen Stufen, z. B. die Mischstufen und die NF-Stufen, sind getrennt ausgeführt. Es ist keine Tendenz festzustellen, weitere Stufen doppelt auszunutzen. Offenbar geht den Herstellern sichere Funktion vor Einsparung um jeden Preis.

Eingangsfrequenz	Premixer-ZF	Quarzbestückung	
		Variante 1	Variante 2
3,5 ... 4,0	5,5 ... 5,0	—	—
7,0 ... 7,5	16,0 ... 16,5	11,0	21,5
14,0 ... 14,5	5,0 ... 5,5	—	—
21,0 ... 21,5	30,0 ... 30,5	25,0	35,5
28,0 ... 28,5	37,0 ... 37,5	32,0	42,5
28,5 ... 29,0	37,5 ... 38,0	32,5	43,0

4. Bestückung

4.1. Vorstufen

Die Tabelle spricht hier eine deutliche Sprache. Während die amerikanischen Firmen nach wie vor Röhren einsetzen und nur im VFO gelegentlich Transistoren verwenden, bevorzugt die japanische Industrie Transistoren. Dieser Gegensatz ist auch bei Rundfunk- und Fernsehgeräten anzutreffen. Es gibt jedoch heute keine stichhaltigen Gründe mehr, Röhren gegenüber Transistoren zu bevorzugen. Sicher spielen hier kaufmännische Gesichtspunkte eine große Rolle.

Mit von der Bestückung wird die Eingangsempfindlichkeit des Empfänger teils bestimmt. Obwohl nur geringe Unterschiede in der Gestaltung festzustellen sind, ist die Empfängerempfindlichkeit eine in der Werbung stark in den Vordergrund gestellte Größe.

Der Standardwert von etwa 0,5 μ V für ein Signal/Stör-Verhältnis von 10 dB wird von fast allen Herstellern und mit gängigen Bauelementen und Schaltungen erreicht.

4.2. Endstufe

Auch bei fast volltransistorisierten Geräten beginnt spätestens bei der Treiberstufe die Röhrenbestückung. Transistoren mit hoher Ausgangsleistung sind zwar schon verfügbar, aber für Seriengeräte noch viel zu teuer.

Bei der Bestückung der Endstufe scheiden sich die Wege der Hersteller. Entweder werden typische Senderöhren, meist die etwa der SRS 552 entsprechende 6146, als Pärchen verwendet. Dann hält das Gerät die angegebenen 180 W PEP-Input auch einige Minuten bei gedrückter Taste aus. Oder der PEP-Input liegt noch höher, bis 500 W gehen die Angaben, dann aber mit Fernsehendröhren, ähnlich der PL 500. Diese Geräte können dann die Leistungen keinesfalls im Dauerbetrieb abgeben. Da der Input aber ein sehr wesentliches Verkaufsargument ist, können die Spitzenleistungen nicht hoch genug sein, damit „Herr Steckdosen-amateur“ sein Sozialprestige im Äther durch eine zünftige Stationsbeschriftung

genügend untermauern kann. Man vergleiche hierzu den Artikel in [12].

5. Verstimmungsmöglichkeiten

Unter diesen Abschnitt fallen die Einrichtungen Trägerversatz bei Telegrafie, Empfängerfeinverstimmung und zweiter VFO.

In vielen Fällen wird durch diese Einrichtungen ein QSO erst möglich. Sehr oft werden sie aber bei der Planung eines Gerätes vergessen oder unterschätzt. Auch bei Industriegeräten sind sie keinesfalls selbstverständlich.

5.1. Trägerversatz bei Telegrafie

Bei einem SSB-Transceiver stimmen bei der Einstellung einer Telegrafie-Gegenstation auf Schwebungsnull Send- und Empfangsfrequenz überein. Damit man aber die Station mit einem Ton von 1 kHz hören kann, ist ein Versatz der Empfangsfrequenz gegenüber der Sendefrequenz um dieses kHz notwendig. Dieser Versatz kann durch einen speziellen CW-Quarz erzielt werden, dessen Frequenz in die Filtermitte fällt, und der nur bei Senden eingeschaltet ist, während beim Empfang der OSB- oder USB-Quarz auf der Filterflanke wirksam ist. Eine weitere Möglichkeit ist, bei Senden parallel zum oberhalb des Filterdurchlaßbereiches liegenden Trägerquarz eine Kapazität zu schalten und ihn so in die Filtermitte zu ziehen. Die dritte Möglichkeit, den Sender mit einem gelasteten 1-kHz-Ton zu modulieren, wird nur selten genutzt, da dann die Seitenbandunterdrückung sehr gut sein muß.

5.2. Empfängerfeinverstimmung

Anstelle des Trägerversatzes ist die Empfängerfeinverstimmung einsetzbar, die auch in SSB-Runden gute Dienste leistet. Bei dieser auch „Clarifier“ oder RIT (Receiver Incremental Tuning) bezeichneten Einrichtung wird der VFO des Transceivers bei Empfang und/oder Senden durch eine Kapazitätsdiode mit regelbarer Vorspannung um maximal ± 5 kHz von der an der Hauptskala eingestellten Frequenz verstimmt.

Hiermit ist es dem OP möglich, ohne Änderung der Sendefrequenz driften den Stationen zu folgen oder auch Stationen zu arbeiten, die auf etwas abweichenden Frequenzen hören und senden, z. B. DXpeditionen.

Weiterhin kann die Tonhöhe einer CW-Station, die man bei der Feinverstimmung Null auf Schwebungsnull eingestellt hat, ohne Änderung der Sendefrequenz variiert werden. Erfahrungsgemäß lassen sich mit einer Empfängerfeinverstimmung über 99 % aller Betriebsfälle lösen. Auf jeden Fall sollte der „Clarifier“ ausschaltbar sein oder eine definierte Nullstellung besitzen, um Send- und Empfangsfrequenz für reinen Transceive-Betrieb wieder angleichen zu können.

Da für die Feinverstimmung lediglich eine Gleichspannung umgeschaltet werden muß, kann man die Betriebsmöglichkeiten einer Station auf einfache Weise erweitern, wenn man den „Clarifier“ wahlweise für Senden oder Empfang verwendet. Ein sogenannter Split-Band-Verkehr wie im Überseeverkehr auf 40 m und 80 m ist nicht möglich.

Um die Temperaturkonstanz und die Einstellgenauigkeit des VFOs nicht zu gefährden, sollte der angegebene Verstimmungsbereich von 5 kHz nicht überschritten werden.

5.3. Zweiter VFO

Ein zweiter VFO macht aus einem Transceiver ein Gerät mit den Eigenschaften von zwei Sendern und zwei Empfängern. Mit Hilfe nur eines Umschalters kann eine Frequenz beobachtet oder auf dieser auf eine andere Station gewartet werden, während man in der zweiten Schalterstellung auf beliebigen Frequenzen im Band arbeiten kann. Auch der erwähnte Split-Band-Betrieb, z. B. das Senden auf 3790 kHz und das Hören auf 3825 kHz, ist nur mit einem zweiten VFO möglich. Verschiedene Firmen liefern einen zweiten VFO als Zubehör bzw. sehen Umschalter und Anschlußbuchse vor.

Wenn auch die Möglichkeit des Einsatzes eines zweiten VFOs nur bei einem QSO von 200 auftritt, sollte man eine Anschlußmöglichkeit in Eigenbaugeräten zumindest vorsehen.

6. Bedienkomfort und Zubehör

6.1. VOX

Die meisten Hersteller bauen eine Sprachsteuerung (Voice control – VOX) in ihre Geräte fest ein. Andere liefern sie gegen Aufpreis als Zubehör. Über die Nützlichkeit der VOX brauchen nicht viel Worte verloren zu werden. Die Regler für Empfindlichkeit und Abfallverzögerung sollten jedoch leicht zugänglich sein, und sie sollte so gehen, daß sie weder den OP zu langgedchn-

ten Worten zwingt noch durch lautes Relaiskrachen unfreiwilligen Mithörern auf die Nerven geht.

6.2. ALC

Die ALC oder Automatic Level Control (Automatische Pegelsteuerung) leitet aus dem Gitterstrom der Endstufe eine Regelspannung ab, die einer ZF-Stufe im Sendekanal zugeführt wird und diese herunterregelt, falls der Gitterstrom einen Wert erreicht, bei dem Verzerrungen entstehen. Diese Schaltung ist relativ billig (zwei Dioden, ein paar Widerstände), und da sie ein gutes Verkaufsargument ist, wird sie oft eingebaut. Da sie aber nur anspricht, wenn die Endstufe überfahren wird, Verzerrungen aber schon im Balancemodulator bei zu weit aufgedrehtem NF-Regler entstehen können, scheint sie, wie vor allem einige südeuropäische Stationen beweisen, nicht alle Sender vor verzerrten Signalen zu bewahren.

6.3. Netzteil

Einige Leser werden sich wundern, das Netzteil unter Zubehör zu finden. Tatsächlich liefern fast alle amerikanischen Firmen ihre Geräte ohne Netzteil aus. Das Netzteil ist als Zubehör zu erwerben. Einmal läßt sich ein Ge-

rät ohne Netzteil kompakter und leichter bauen, zum anderen werden für Netz- und Mobilbetrieb getrennte Netzteile gefertigt. Dadurch wird ein universeller Einsatz des Transceivers möglich. In der Regel kann der Käufer eines Transceivers ein Zusatzgehäuse mit Stationslautsprecher, Netzteil und eventuell SWR-Meter kaufen, dessen Preis bis zu 25% des eigentlichen Transceivers beträgt.

Eine Ausnahme bilden die Geräte der F-Linie, die ein eingebautes Netzteil haben, bei dem sogar auf dem Netztransformator eine weitere Wicklung für einen Gegentaktrasterverter aufgebracht ist.

Nur durch Umstecken des Netz- bzw. Batteriekabels ist dann Fest- bzw. Mobilbetrieb möglich. Natürlich erleichtert die Teiltransistorisierung diese interessante Variante.

7. Zusammenfassung

Es wurde versucht, eine Zusammenfassung der technischen Details und der Besonderheiten von industriell gefertigten Transceivern zu geben. Bei einer Abschätzung der technischen Daten der vorgestellten Geräte sollte nicht

vergessen werden, daß für so ein Gerät immerhin bis zu 1500 Dollar auf den Tisch zu legen sind. Ein gut gehender Eigenbau hat also nicht nur einen ideellen Wert.

Literatur

- [1] W. Diefenbach: Amateurfunk-Transceiver „SB 101“ der Spitzenklasse, Funktechnik 24 (1969), H. 21, S. 844
- [2] W. Diefenbach: Moderne SSB/CW-Kurzwellen-Amateurfunkanlage, Funktechnik 24 (1969), H. 6, S. 213
- [3] W. Diefenbach: Neue Transceiverbausätze für den Amateurfunk, Funktechnik 21 (1966), H. 22, S. 810
- [4] W. Diefenbach: Allband-Transceiver „350“, Funktechnik 22 (1967), H. 3, S. 87
- [5] SWAN 500 C (Annonce), QST, April 1969
- [6] NCX 500 (Annonce), QST, April 1969
- [7] E. Koch: Japanischer KW-Transceiver, Funkschau 22 (1967), H. 11, S. 335
- [8] W. Diefenbach: SSB-Transceiver FT 150, Funktechnik 22 (1967), H. 11, S. 939
- [9] FTdx 400 (Annonce), QST, April 1969
- [10] Transceiver Telrad, Radio, H. 2 1970
- [11] W. Diefenbach: Der neue Kurzwellensender Drake T4X, Funktechnik, 21 (1966), H. 13, S. 488
- [12] -bc, Leistung . . . , mehr Leistung . . . !, Radio, Fernsehen, Elektronik, 19 (1970), H. 9, S. 309
- [13] Aus der internationalen Schaltungspraxis (1), FUNKAMATEUR, 21 (1966), H. 7, S. 326

Ein Tip zur Frequenzkontrolle im UKW-Bereich

Ing. H. KRÜGER – DM 2 BPC

Beim Aufbau von Geräten, die im UKW-Bereich arbeiten sollen, kommt es doch immer einmal wieder vor, daß z. B. Oszillatorfrequenzen nicht stimmen bzw. bei der Vervielfachung von Frequenzen falsche Oberwellen ausgießt werden.

Erhebliche Mißerfolge ergeben sich bei der Verwendung von Abgleichkernen. Selten sind die in einer Bauanleitung verwendeten Kerne näher bezeichnet. Wenn dies tatsächlich einmal der Fall ist, dann ist oft die Beschaffung nicht möglich. Eindeutig ist die Verwendung von Spulenkörpern mit Kern aus TV-ZF-Filtern.

Die beim Aufbau eines quartzgesteuerten Senders oft verwendete Frequenzkontrolle – 2-m-Empfänger – ist, je nach Qualität des Empfängers, oft recht heimtückisch. Ist dieser Empfänger ein Transistorgerät (nach Möglichkeit mit AF 139 und 3 Mischstufen), dann gibt es unweigerlich große Überraschungen.

Der Abgleich mit dem Dipmeter ist speziell bei Transistorschaltungen nicht einfach, hinzu kommt, daß das Dipmeter oft nur für die eigentlichen

Amateurbänder geeicht ist. Die Eichung, z. B. für den Bereich 110... 140 MHz, ist wegen fehlender Eichfrequenzen oft nicht möglich.

DM 2 AKD schlägt in [1] vor, zur Eichung eines Dipmeters (Dipmeter-Sonde) Schwingkreise bekannter Frequenz zu verwenden, die zum Schutz gegen mechanische Beschädigung z. B. in entsprechende Kunststoffgehäuse gesetzt werden. Die folgenden Zeilen sollen Ausweichmöglichkeiten aufzeigen, um, ausgehend von einigen wenigen bekannten Frequenzen, jede im UKW-Bereich benötigte Frequenz mit ausreichender Genauigkeit für Kontrollzwecke zur Verfügung zu haben.

Jede 2-m-Station verwendet eine stabile und genau bekannte Quarzfrequenz oder (s. o.) kann bei Verwendung eines VFO-Frequenzen mit ausreichender Genauigkeit messen. Gelingt es, einen Schwingkreis auf 145 MHz abzustimmen, so kann durch Hinzufügen bekannter Kondensatoren die Frequenz schrittweise verringert werden. Mit Hilfe des Rechenschiebers kann der 145-MHz-Schwingkreis innerhalb sinnvoller Grenzen und mit der für die

eingangs geschilderten Anwendungsfälle völlig ausreichenden Genauigkeit von etwa 10^{-2} auf jede gewünschte Frequenz eingestellt werden. Entsprechende Kondensatoren sind Voraussetzung.

Die Anfertigung eines 145-MHz-Schwingkreises wird wie folgt vorbereitet: Für einen keramischen Kondensator von 10 pF ergibt sich bei 145 MHz nach (1) eine Induktivität von 0,12 µH.

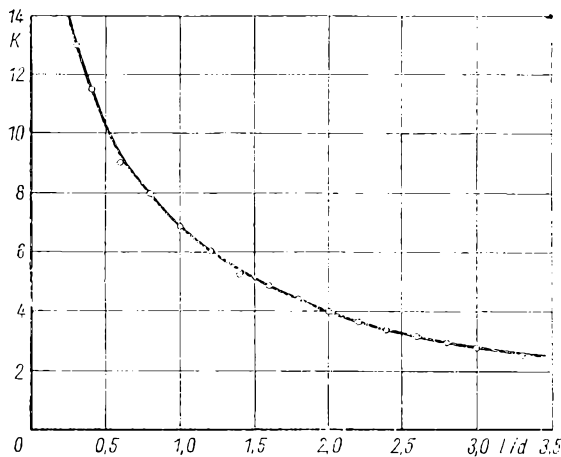
$$L = \frac{25 \cdot 300}{f^2 \cdot C} \left| \frac{L}{\mu H} \right| \left| \frac{f}{MHz} \right| \left| \frac{C}{pF} \right| \quad (1)$$

Die Berechnung dieser Induktivität kann mit Hilfe von Nomogrammen oder nach [2] erfolgen. Hieraus ergibt sich (2)

$$L = D \cdot n^2 \cdot K \cdot 10^{-4} \left| \frac{L}{\mu H} \right| \left| \frac{D}{mm} \right| \quad (2)$$

Hierbei bedeuten D = mittlerer Durchmesser, n = Windungszahl, K = Konstante, siehe Diagramm, d = Drahtdurchmesser, l = Spulenlänge.

Für die Werte D = 10 mm, d = 1 mm und l = 20 mm ergibt sich nach (2) und dem Diagramm die Windungszahl



$$n = \sqrt{\frac{0,12}{10 \cdot 4 \cdot 10^{-4}}} = \sqrt{30} = 5,5$$

Um die unvermeidliche Auffederung zu vermeiden, wird die Spule auf einen Dorn von etwa 8 mm Durchmesser (Spiralbohrer) gewickelt. Die Spulenden werden gekürzt und der Kondensator eingelötet.

Der „Nachgleich“ auf 145 MHz, bedingt durch die Bauteiltoleranzen, erfolgt mit Hilfe eines Meßgerätes nach [3] o. ä.

Steht als Eichfrequenzspender nur ein kleiner Sender zur Verfügung, so wird dieser mit einem Widerstand entsprechender Größe (60 oder 240 Ohm) belastet. Der Schwingkreis wird über eine möglichst kleine (< 1 pF) Kapazität mit dem heißen Ende des Lastwiderstandes gekoppelt, gleichzeitig wird hier die Spannungsmeßeinrichtung (s. o.) ungelötet. Die beim Abgleich entstehenden Frequenzdifferenzen entstehen hauptsächlich durch kapazitive Belastung beim Abgleich. Ein Stück Isolierschlauch wird auf der einen Seite mit einem HF-Kern (TV-Bandfilter), auf der anderen Seite mit einem Alu-Kern versehen. Steigt die Kreisspannung, wenn der HF-Kern in die Spule gesteckt wird, so ist die Induktivität zu klein und die Spule wird geringfügig zusammengedrückt. Entsprechend wird die Spule auseinandergezogen, wenn der Alu-Kern die Spannung vergrößert.

Steht eine größere Station zur Verfügung, so erfolgt zweckmäßig induktive Kopplung zum Kreis. Bei dieser Gelegenheit können auch gleich noch, je nach Frequenzaufbereitung, Schwingkreise für 72 bzw. 48 MHz abgeglichen werden. Die an diesen Sender-Kreisen vorhandenen Spannungen ermöglichen ebenfalls induktive Kopplung.

Bei Beachtung der losen Kopplung ergeben sich in bezug auf die Eichfrequenz Abweichungen von einigen hundert kHz. Für den vorgesehenen Einsatz reicht dies vollkommen aus.

Zweckmäßig werden je 2 Schwingkreise angefertigt, wovon einer nach

[1] verwendet wird, der zweite jedoch je nach Bedarf „verstimmt“ wird. Auf diese Art kann die Genauigkeit erhalten und ständig kontrolliert werden.

Die erforderlichen Berechnungen werden zunächst nach (3) durchgeführt.

$$f = \frac{159,2}{\sqrt{L \cdot C}} \quad \left| \begin{array}{c} f \\ \text{MHz} \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} L \\ \mu\text{H} \end{array} \right| \left| \begin{array}{c} C \\ \text{pF} \end{array} \right| \quad (3)$$

Berechnungen der Kapazitäten für den 145-MHz-Kreis: Der nach (2) mit $D = 10$ mm, $l = 20$ mm, $d = 1$ mm und $n = 5,5$ berechnete und mit Hilfe eines 2-m-Senders und [3] auf 145 MHz abgeglichenen Schwingkreis wird durch Einsatz der in der Tabelle angegebenen Kondensatoren auf die angegebenen Frequenzen verstimmt. Berechnung erfolgt nach (3).

Berechnung der Daten für einen 72,5-MHz-Kreis: Hier muß zunächst der Schwingkreis selbst berechnet werden. Bei Verwendung eines 20-pF-Kondensators ergibt sich L nach (1) zu $0,24 \mu\text{H}$. Nach (2) erhält die Spule 7,75 Wdg. bei $D = 10$ mm, $d = 1$ mm und $l = 20$ mm. Der nach den gemachten Angaben aufgebaute Schwingkreis wird wie beschrieben abgeglichen und verwendet. Die Tabelle gibt das Verhältnis zwischen verwendeter Kapazität und erzielter Frequenz wieder.

Berechnung der Daten für einen 48,3-MHz-Kreis: Die erforderliche Schwingkreisberechnung ergibt für einen Kondensator von 30 pF nach (1) eine Induktivität von $L = 0,26 \mu\text{H}$. Nach (2) erhält eine Spule dieser Induktivität bei $D = 10$ mm, $d = 1$ mm und $l = 20$ mm 9,5 Windungen.

Nach Abgleich auf 48,3 MHz können wieder mit Hilfe der Tabelle die für bestimmte Frequenzen erforderlichen Kapazitäten ermittelt werden.

Für die praktische Anwendung ist in jedem Fall ein Dipmeter von Vorteil. Die mechanische Festigkeit der Schwingkreise, deren Kondensatoren gewechselt werden müssen, kann durch Verwendung eines 2-W-Schichtwiderstandes als Stützpunkt verbessert werden.

Frequenz in Abhängigkeit von der Kreiskapazität

145-MHz-Kreis $C_0 = 10$ pF		72,5-MHz-Kreis $C_0 = 20$ pF		48,3-MHz-Kreis $C_0 = 30$ pF	
C [pF]	f [MHz]	C [pF]	f [MHz]	C [pF]	f [MHz]
10	145	16	81,5	25	53
11	139	18	77	27	51
12	133	20	72,5	30	48,3
13	128	22	69,5	33	46,2
14	123	24	66,5	36	44,4
15	119	26	64	40	42,8
16	115	28	61,5	44	40
17	112	30	59,5	47	38,8
18	108	32	57,7	50	37,5
19	105	34	56	55	35,8
20	103	36	54,3	60	34,3
25	92	38	53		
30	81	40	51,6		
33	80	42	50		

Die Farbe und die Kohleschicht werden mit Schmirgelpapier entfernt, übrigbleibt ein Calitstab mit den 2 Kappen. Bei geeigneter Befestigung der Spule an den Kappen können Kondensatoren ohne mechanische Veränderung der Spule umgelötet werden. Die Kondensatoren selbst werden aus engtolerierten Typen zusammengestellt, wobei aus mechanischen und elektrischen Gründen die Anschlüsse möglichst weit gekürzt werden sollen.

Diese beschriebene Methode hat sich bisher bewährt. Die erreichte Genauigkeit reichte in jedem Falle aus. Sie ist u. a. begründet in der Bandbreite der UKW-Schwingkreise. Soll z. B. für einen Konverter eine Frequenz von 26 MHz auf 130 MHz vervielfacht werden, so spielt es zunächst keine Rolle, ob der 130-MHz-Kreis bei 128 MHz liegt. Die Hauptsache ist, es ist eine geringe Spannung vorhanden, die dann durch Abgleich auf Maximum optimiert wird. Die beschriebene Methode garantiert auf diese Weise das Finden der richtigen Oberwelle und trägt zur Erleichterung der Amateurtätigkeit bei. Stehen die angenommenen Abgleichfrequenzen 145 MHz, 72,5 MHz und 48,3 MHz nicht zur Verfügung, so können die Tabellen neu durchgerechnet werden. Praktisch schadet es nichts, eine Frequenzverschiebung durchzuführen. Wurde z. B. auf 144 MHz abgestimmt, so wird bei einer tatsächlich gesuchten Frequenz von 130 MHz der Tabellenwert für 129 MHz verwendet. Der Fehler ist vertretbar, er beträgt im genannten Beispiel kaum 0,1 pF. Sollen speziell im Bereich um 130 MHz feinere Abstufungen erreicht werden, so muß die Kreiskapazität für 145 MHz auf z. B. 20 pF erhöht und die Tabelle neu berechnet werden.

Literatur

- [1] Prieks, T.: UKW-Vorsatzgeräte. Der praktische Funkamateure - Band 27, Verlag Sport und Technik (1962)
- [2] Dr. Laporte, H.: „Die Messung und Berechnung von Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten aller Art“, VEB W. Knapp Verlag Halle (Saale), 1956
- [3] Krüger, H.: HF-Spannungskontrolle mit dem Vielfachmesser, FUNKAMATEUR 17 (1968), H. 3, S. 117

In-line-HF-Leistungsmesser

Die Frage nach der Messung des Output eines Senders ist für viele Funkamateure kaum von Interesse, da erst eine Vervielfachung der Senderleistung die doppelte Eingangsspannung im RX der Gegenstation erzeugt. Auf der anderen Seite stehen jedoch kaum kommerzielle HF-Wattmeter oder wenigstens HF-Amperemeter mit einem induktionsfreien Hochlast-Belastungswiderstand zur Verfügung, um genauere HF-Leistungsmessungen selbst durchführen zu können. Verbreitet sind daher an den meisten Amateurstationen einfache Reflektometer (siehe z. B. in [1]), mit denen man auf optimalen Output bei minimaler reflektierter Antennenenergie abstimmt. Dabei steigt deren Empfindlichkeit mit der Frequenz, und es ist kaum möglich, sie in Leistung zu eichen. Das ist nur für ein Band oder genauer nur für einen engen Frequenzbereich möglich.

W 1 CER beschreibt in [2] die moderne Weiterentwicklung des Reflektometers zum Reflektometer-Wattmeter in den letzten 10 Jahren. Dabei kristallisierte sich eine Schaltung heraus, die genauer behandelt und deren Nachbau ausführlich besprochen wird. Bild 1 zeigt die Schaltung. Der zentrale Leiter der Koaxialspeiseleitung stellt die Achse eines HF-Toroidübertragers und gleichzeitig dessen Primärwicklung dar. Die induzierte Sekundärspannung erzeugt einen Strom in den beiden gleichen Widerständen R1 und R2 mit gleicher Amplitude, jedoch gleich- und gegenphasig gegenüber dem Speiseleiterstrom. Kapazitive Spannungsteiler C1-C3 und C2-C4 sind an den zentralen Leiter der Koaxialspeiseleitung angeschlossen, um gleichamplitudige Spannungen, die in Phase mit der Speiseleiterspannung sind, zu erhalten. Das

Teilverhältnis wird so abgeglichen, daß diese Spannungen in der Amplitude dem Spannungsabfall an den Widerständen R1 und R2 entsprechen.

Da das Strom-Spannungs-Verhältnis in der Speiseleitung vom Lastwiderstand abhängt, erfolgt der Abgleich der Brücke bei Anschluß eines induktionsfreien Lastwiderstandes, der in seiner Impedanz der Speiseleitung (z. B. 50 Ohm) entspricht. Die durch das Diodenpaar D1 und D2 gleichgerichteten Spannungen stellen die Vektorsumme bzw. -differenz der Spannungen dar, die durch den Speiseleiterstrom und die -spannung erzeugt werden. Die Summe wiederum ist direkt proportional der Vorwärtskomponente der Wanderwelle in der Speiseleitung, die Differenz der Rückwärtskomponente. Man beachte, daß gegenüber dem normalen Reflektometer in der beschriebenen Brücke das Ausgangssignal stets *frequenzunabhängig* und nur *leistungsabhängig* ist, also in Leistung geeicht werden kann, *unabhängig vom Band*.

Folgende Konstruktionshinweise sind wichtig:

1. Die HF-Brücke ist so symmetrisch wie möglich aufzubauen.
2. Ein- und Ausgang der Anordnung sind von der übrigen Schaltung vollständig zu isolieren, so daß ausschließlich über den HF-Transformator und die kapazitiven Teiler die HF zur Brücke gelangt. Es ist deshalb unbedingt erforderlich, die Anordnung in einer Box mit Abschirmwand vorzunehmen. Dabei soll die eine Box lediglich die durchgehende Speiseleitung mit dem HF-Übertrager sowie C1 und C2 enthalten! Gelangt auf anderen Wegen HF in die übrige Schaltung, so ist kein einwandfreier Nullabgleich möglich.

3. R1 und R2 müssen induktionsfrei sein und die Widerstände sollen übereinstimmen ($\pm 0,5\%$). Der Einzelwert kann zwischen 10 und 47 Ohm liegen. $\frac{1}{2}$ -W-Typen sind zumeist induktionsärmer als 1-W-Typen. Die Anschlußdrähte sind so kurz wie möglich zu verwenden.

4. Auch C3 und C4 sollen möglichst im Wert übereinstimmen. Im Original wurden Glimmerkondensatoren eingesetzt.

5. Die Dioden D1 und D2 sind gepaart zu verwenden in bezug auf den Durchlaß- und Sperrwiderstand. Zur Auswahl ist jedoch bereits ein Ohmmeter ausreichend. Nur gepaarte Dioden sichern die Vertauschbarkeit des Reflektometer-Ein- und -Ausganges. Es werden

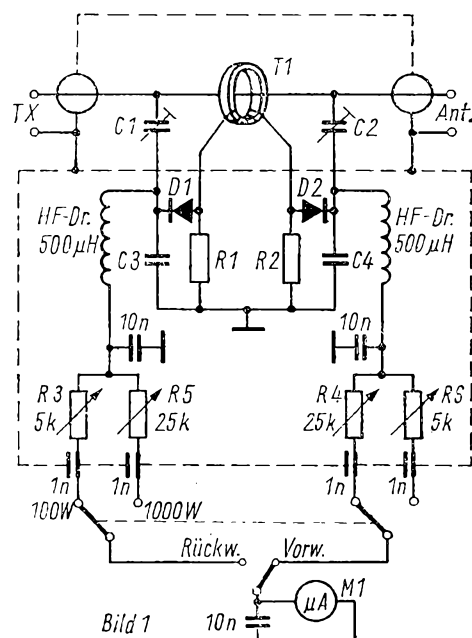


Bild 1

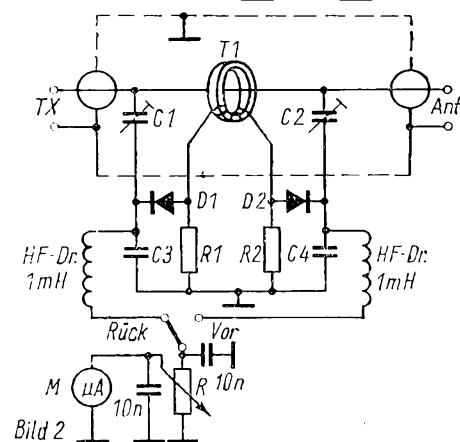


Bild 2

Bild 1: Reflektometer-Wattmeter, C1, C2 – Miniatur-Trimmer 1,3...6,7 pF, C3, C4 – Glimmerkondensator 330 pF, M1 – 200- μ A-Meßwerk, R1, R2 – 10...47 Ohm, Widerstandspaar, Schichtwiderstand, induktionsfrei, $\frac{1}{2}$ -W-Typ, R3, R4, R5, R6 – Trimm-Schichtpotentiometer, T1 – Rundringkern-HF-Übertrager, etwa 8 mm Materialdmm. und 25 mm Außendmm., Typ Amidon T-68-2, mit sek. 35 Wdg., 0,4 mm CuL, gleichförmig auf dem Körper verteilt

Bild 2: Reflektometer-Wattmeter einfacher Ausführung (vgl. Bild 1), R – Potentiometer, 25 kOhm, lin.; M – 100- μ A-Meßwerk

Skalenkalibrierung für Reflektometer-Wattmeter nach Bild 1

P_1 [W]	M 1 [μ A]	P_2 [W]
100	200	1000
90	180	900
80	170	800
70	155	700
60	145	600
50	125	500
40	105	400
30	85	300
20	65	200
10	40	100
5	20	50

nur Ge-Dioden eingesetzt, insbesondere für Brücken, mit denen sehr kleine reflektierte Leistungen gemessen werden müssen!

6. Ein 200- μ A-Meter ist ein guter Kompromiß für Leistungsbereich zwischen 100 und 1000 W. Instrumente zwischen 50 und 1000 μ A sind üblich.

7. Vom Koaxialleiter im Gerät soll nur eine Länge von etwa 2 cm von Abschirmung und Isolation befreit werden. Nach sorgfältiger Verdrahtungskontrolle der gedruckten Leiterplatte und auch einer Kontrolle der richtigen Polung der Dioden kann mit dem Abgleich begonnen werden. Der Schalter

wird in Vorwärtsstellung gebracht, ein Hochlast-HF-Widerstand entsprechend der Speiseleitungsimpedanz an den Ausgang angeschlossen und ein HF-Amperemeter zwischen Ausgang und Meßwiderstand geschaltet, um das Instrument in den beiden vorgesehenen Bereichen 100 und 1000 W eichen zu können. Am Eingang wird der Sender mit regelbarer Leistung angeschlossen und nur so weit aufgedreht, bis das Instrument ausschlägt. Dann regle man die Senderleistung auf 100 W und bringe das Instrument mit R4 auf Vollausschlag (bei 1000 W mit R6 bei entsprechender Schalterstellung). Man schaltet nun auf Rückwärtsstellung und dreht den Sender zurück. Es wird nun R3 kurzzeitig überbrückt und die Senderleistung wieder erhöht, bis das Instrument einen Ausschlag zeigt. Mit einem isolierten Schraubenzieher (Abgleichschlüssel) wird jetzt C2 so abgeglichen, daß der Instrumentenausschlag auf Null zurückgeht. Man beseitigt dann anschließend den Kurzschluß über R3, vertauscht Ein- und Ausgang des Gerätes und bleibt in Rückwärtsstellung.

Bei einer Senderleistung von 100 W wird nun mit R3 das Instrument auf Vollausschlag gebracht (bei 1000 W mit R5). Man schaltet nun wieder auf Vorwärts, schließt bei kleiner Leistung R4 kurz und justiert mit C1 auf Nullausschlag des Instrumentes. Die vorstehenden Schritte werden jetzt insgesamt wiederholt, bis keine weitere Verbesserung mehr möglich ist. Wird bei der C-Justierung kein Nullausschlag des Instrumentes erreicht, so zeigt das HF-Einstreuen an, und man muß mit der Abschirmung experimentieren. Sehr kleine Restausschläge können jedoch vernachlässigt werden. 10 W im 100-W-Bereich sollten auf der gleichen Instrumentenanzeige verweilen wie 100 W im 1000-W-Bereich. Im anderen Fall sind zwei Skaleneichnungen vorzunehmen. Das beschriebene Reflektometer-Wattmeter wurde bis 30 MHz getestet, es verursacht in der Speiseleitung keine zusätzlichen Reflexionen! Die Tabelle enthält ein Beispiel zur Kalibrierung des Instrumentes. Schaltet man der Serienschaltung von Abgleich-Vorwiderstand und Instrumenten-Innenwiderstand

noch eine große Kapazität von über 8 μ F parallel, so kann PEP-Leistung bei SSB-Betrieb abgelesen werden. Die Sekundärwindungszahl auf dem HF-Übertrager bestimmt die Empfindlichkeit der Anzeige. Es wurden Geräte gebaut, die bereits bei 3 W Instrumenten-Vollausschlag erreichen. Wird auf Leistungseichnung kein Wert gelegt, soll aber die Leistungsempfindlichkeit auf allen Bändern die gleiche sein, so kann eine vereinfachte Schaltung nach Bild 2 verwendet werden. Gleicher Output auf den Kurzwellenbändern erbringt dann den gleichen Instrumentenausschlag. Der experimentierfreudige Amateur findet ein reiches Betätigungsfeld für weitere Schaltungsvarianten. Die beschriebenen Geräte sind jedoch über 30 MHz nicht mehr einsetzbar!

(Bearbeiter: Dr. W. Rohländer, DM 2 BOH)

Literatur

- [1] Rothammel, K.: Antennenbuch, DMV, Berlin 1969, 7. Auflage
- [2] DeMaw, D.: In-line RF power metering, QST 53 (1969), H. 12, S. 11...16

Bemerkungen zum Einkreiser mit Einknopfbedienung

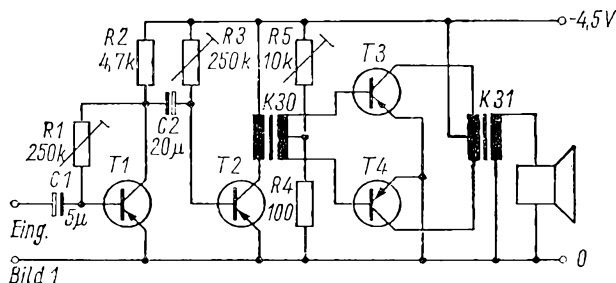


Bild 1: Schaltung des verwendeten NF-Teils

Ich habe den Einkreiser aus [1] nachgebaut. Meine dabei gesammelten Erfahrungen möchte ich den anderen Lesern nicht vorenthalten.

Das Gerät arbeitet mit einer Spannung von 4,5 V. In den HF-Stufen arbeiten zwei Drifttransistoren (Bastlertypen, Stück 1,15 M). Diese Transistoren bringen eine sehr hohe Verstärkung, so daß das Gerät in allen Lagen der Spulenachsen schwingt. Es ist also dringend anzuraten, den HF-Baustein, den ich ebenfalls auf Leiterplatte ausführte, abzuschirmen, was bei mir durch einen ZF-Becher geschah.

Den NF-Verstärker baute ich ebenfalls auf eine Leiterplatte. Dieser hat wesentliche Vorteile, da er unkompli-

ziert aufgebaut ist und einen geringen Aufwand an Bauelementen hat. Die Leiterplatte ist so ausgeführt, daß sie sich bequem ritzen läßt. Die Transistoren T1 und T2 sind Bastlertypen. T1 soll einen geringen Kollektorreststrom haben. Wo die Möglichkeiten fehlen, den Kollektorreststrom zu messen, sollte man einen HF-Typ einsetzen. In der Endstufe verwendete ich zwei Transistoren vom Typ GC 112.

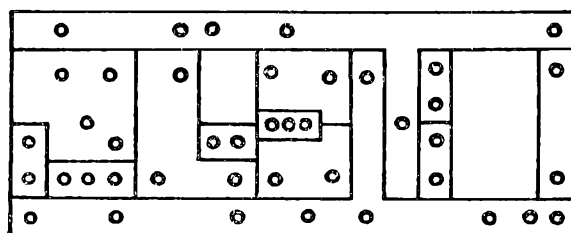


Bild 2

Bild 2: Leitungsführung der Leiterplatte in Trennlinientechnik zum NF-Verstärker (M 1 : 1)

Den Arbeitspunkt der Stufen stellt man mit den Trimmwiderständen R1, R3 und R5 ein.

C. Zumppe, DM-EA 5344/L

Literatur

- [1] Ockert, M.: Einkreiser mit Einknopfbedienung, FUNKAMATEUR 19 (1970), H. 8, S. 377

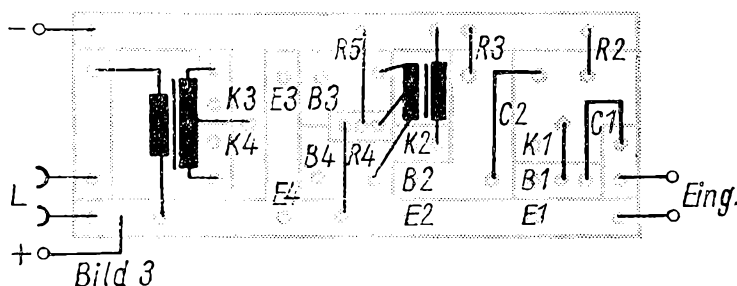


Bild 3: Bestückungsplan zur Leiterplatte nach Bild 2

Astabiler Komplementärmultivibrator

Entwickler: R. ZIMMERMANN

1. Kurzbeschreibung

Die mit zwei Transistoren verschiedenen Leitungstyps bestückte astabile Kippschaltung dient zur Erzeugung von Rechteckschwingungen unter Verwendung nur eines zeitbestimmenden Gliedes. Der mechanische Aufbau erfolgt als Steckbaustein mit gedruckter Verdrahtung. Die Abmessungen des Bausteins entsprechen dem Bausteinsystem des VEB Meßelektronik Berlin.

2. Anwendung

Dieser Baustein ist als Kippschwingungserzeuger universell verwendbar. Die erzeugte Frequenz reicht von einigen Hertzbruchteilen bis etwa 10 kHz. Der Einsatz als Taktgeber oder Blinkerschaltung, besonders bei niedrigen Folgefrequenzen bzw. die Rechtecksignalprüfung von NF-Verstärkern sind nur einige Anwendungsbeispiele.

3. Elektrischer Aufbau

Die Schaltung des Bausteins zeigt Bild 1. Als Komplementärtransistoren lassen sich alle Ge-pnp- mit Si-npn-Bastlertypen paaren. Bessere Flankensteilheiten bei höheren Frequenzen lassen sich durch den Einsatz von Schalttransistoren erreichen. Auf die Bedingung h_{FE} größer als 50 sollte jedoch geachtet werden. Während der Impulspause sind T1 und T2 gesperrt. C1

lädt sich über R4, R1, R2 auf, bis die Basis-Emitter-Schwellschwellspannung von T2 überschritten und T2 aufgesteuert wird. T2 liefert den Basisstrom für T1. Beide Transistoren leiten, bis sich C1 über T1 soweit entladen hat, daß der Basisstrom für T2 nicht mehr aufgebracht wird, die Schaltung kippt in den Sperrzustand.

Beide Transistoren führen nur für die Dauer der Impulse Strom. Die Schaltung ist daher besonders bei der Erzeugung kurzer Impulse dem symmetrischen Multivibrator infolge ihres geringeren Leistungsbedarfes überlegen. Durch Variation des zeitbestimmenden Kondensators C1 läßt sich eine Frequenzvariation über mehrere Dekaden verwirklichen. Die Impulsfolgefrequenz als Funktion des zeitbestimmenden Gliedes (C1) zeigt Bild 2.

Durch Verändern von R3 oder R4 lassen sich die Impulsdauer bzw. die Pausendauer und damit das Tastverhältnis in bestimmten Grenzen variieren. So lassen sich bei $C1 = 10 \mu F$, $R4 = 24 k\Omega$, $R3 = 0,1 \dots 600 k\Omega$ 50 ... 20 Impulse pro Minute erzeugen. Das Tastverhältnis bleibt dabei aber nicht konstant.

Die Auskopplung der Impulse erfolgt über C2. Für Frequenzen kleiner 100 Hz ist eine galvanische Ankopplung der folgenden Stufen vorzuziehen, da durch C2 die Impulse verformt werden (C2 bildet mit dem Lastwiderstand ein Differenzierglied).

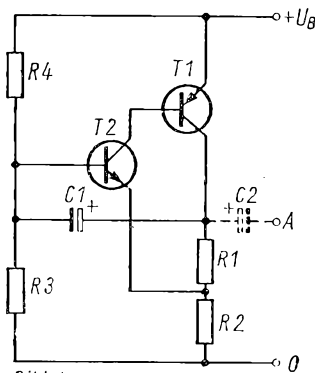


Bild 1: Schaltung des astabilen Komplementärmultivibrators

Bild 3: Oszilloskopierte Ausgangsspannung des Mustergerätes

- a) $C1 = 0,1 \mu F$ $Y = 1 V/cm$ $X = 5 ms/cm$
 b) $C1 = 10 nF$ $Y = 2 V/cm$ $X = 0,5 ms/cm$
 c) $C1 = 4,7 nF$ $Y = 2 V/cm$ $X = 0,2 ms/cm$

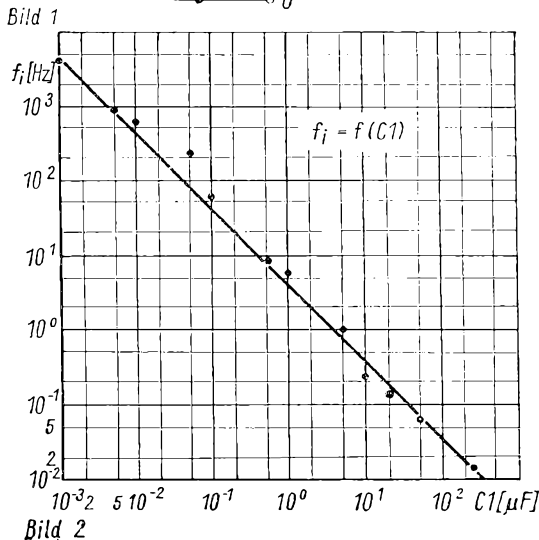
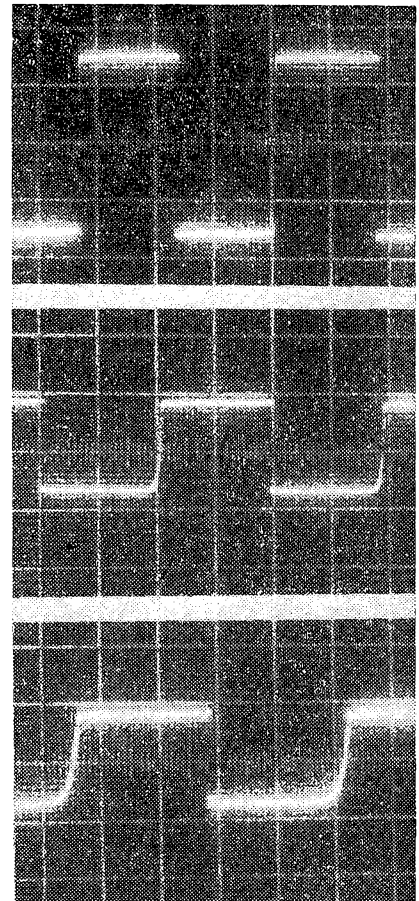


Bild 2: Abhängigkeit der Pulsfolgefrequenz von der Größe des Kondensators C1



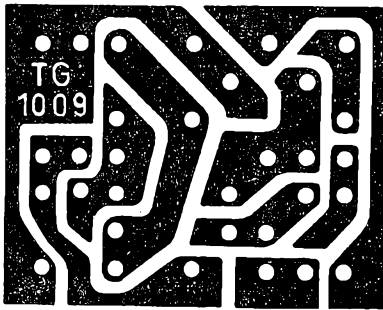


Bild 4: Leitungsführung der Leiterplatte Tg 1009 (M 2 : 1)

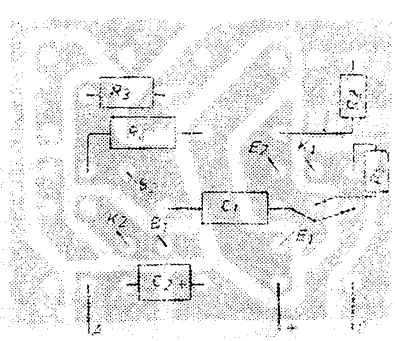


Bild 5: Bestückungsplan der Leiterplatte Tg 1009

Bild 6: Ansicht des fertigen Bausteins

Die Bedingung für eine einwandfreie Impulsübertragung lautet:

$$\frac{t_p}{C_2 \cdot R_{Last}} < 0,2$$

wobei t_p = Zeitdauer des zu übertragenden Impulses ist. Entsprechend dieser Bedingung kann C_2 auch für Frequenzen kleiner als 100 Hz dimensioniert werden. Bild 3 zeigt die oszillografizierte Ausgangsspannung.

4. Technische Daten

Versorgungsspannung:	6 V
Stromaufnahme:	3 mA
Frequenzabweichung bei ± 2 V:	10 %

5. Mechanischer Aufbau

Der mechanische Aufbau erfolgt mit gedruckter Verdrahtung. Die Abmessungen der Leiterplatte betragen 25 mm $\times$ 20 mm. Bild 4 zeigt die Leitungsführung, Bild 5 den Bestückungsplan der Leiterplatte. Bild 6 zeigt den kompletten Baustein.

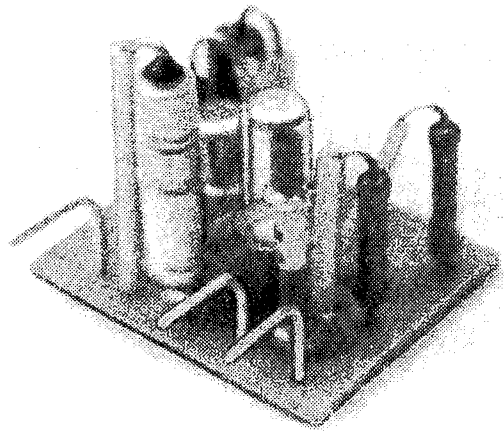
6. Stückliste

R1, 2	Schichtwiderstand	1 kOhm; 0,125 W
R3, 4	Schichtwiderstand	240 kOhm; 0,125 W
C1	Duroplast- bzw. Tantal-elektrolytkondensator	Dimensionierung gemäß Bild 2

C2	Elektrolytkondensator	5 μ F; 10 V
T1	pnp-Schalttransistor	GS 109, GF 105
T2	nnp-Schalttransistor	SC 206, SF 131

7. Bezugsquelle für die Leiterplatte Tg 1009

D. Borkmann, 1195 Berlin, Erich-Lodemann-Str. 47



Aus der Literatur

Das Stenode-Empfangsfilter

Einfache Quarzfilter mit Filterquarzen gleicher Resonanzfrequenz, auch in aperiodischer Schaltungstechnik, sind wegen ihrer spitzen Resonanzkurve und geringen Bandbreite von z.B. 200 Hz bei 6 dB Abfall ausgezeichnete Telegrafiefilter, gestatten jedoch in keinem Fall die Aufnahme amplitudenmodulierter Signale in Einseiten- bzw. Zweiseitentechnik (A3a oder A3).

Wegen Verlust der hohen Sprachfrequenzen wird die Sprache vollständig unverständlich. Mit dem Stenode-Empfangsfilter wurde in den frühen dreißiger Jahren in England ein Rundfunkempfänger gebaut, der ein einfaches Quarzfilter in der ZF besaß und mit Hilfe eines ebenso einfachen Tonkorrekturgliedes dennoch den Emp-

fang ton- und sprachmodulierter Sendungen erlaubte.

Das Tonkorrekturglied besteht aus einer RC-Parallelkombination (200 pF parallel 2 MOhm), welche mit einem hochohmigen Kopfhörer in Serie an den Empfängeranschluss angeschlossen wurde. Durch den Frequenzgang des Wechselstromwiderstandes der RC-Kombination werden die hohen Sprachfrequenzen um etwa 6 dB pro Oktave angehoben und damit die durch das Quarzfilter verloren gegangenen hohen Frequenzen wieder regeneriert.

Will man dieses Tonkorrekturglied bereits in den Empfänger einbauen, so ist es zweckmäßig, dieses direkt zwischen AM- oder Produktdetektor und die erste NF-Stufe zu schalten. Dabei

ist es dann wichtig, daß der Eingangswiderstand der NF-Stufe 10 kOhm nicht überschreitet (Gitterwiderstand auf 10 kOhm verkleinern). Zusammen mit dem Stenode-Empfangsfilter wird der Empfänger ein ökonomisches System für gute Nachbarkanalselektion bei Telefonieempfang. Nach Abschalten des Tonkorrekturgliedes ist wieder optimale Telegrafiefilterbandbreite garantiert. Das Stenode-Filter ist besonders für den CW-Freund gedacht, der auch gelegentlich einmal über ein CW-Kristallfilter Telefonstationen empfangen will. Dies soll es geben!

Bearbeitet von Dr. W. Rohländer, DM 2 BOH, nach Unterlagen aus dem Radio Communication Handbook, RSCB, London, 1969)

Thyristoren – Schaltmöglichkeiten und Anwendungen

M. WAGNER – DM 2 ADD

Zu den bedeutendsten Halbleiterbauelemente-Entwicklungen der letzten Jahre gehört der steuerbare Silizium-Gleichrichter, oder auch weiterhin in diesen Ausführungen – Thyristor – genannt. Grundsätzlich funktioniert er als ein Halbleiterschalter, der normalerweise im Aus-Zustand steht, das heißt, er sperrt nach beiden Seiten, er kann jedoch mit einer geringen Spannung oder einem Impuls eingeschaltet werden.

Thyristoren sind in der Lage größere Ströme zu schalten. Es gibt heute Leistungsthyristoren bis zu mehreren 100 A Schaltstrom. Sie können sowohl mit Gleichstrom als auch am Wechselstromnetz betrieben werden. Daher sind sie in vielen Schalteinrichtungen vorteilhaft einsetzbar, zur Steuerung von elektrischen Motoren, Heizgeräten, Lampen, Relais, Sirenen u. v. a. In diesem Beitrag soll eine kurze Einführung in die grundsätzlichen Schaltmöglichkeiten gegeben werden, danach werden mehrere Schaltungen als Beispiele beschrieben.

Die Eigenschaften des Thyristors

Das Schaltsymbol des Thyristors zeigt Bild 1. Es sieht aus wie ein gewöhnlicher Gleichrichter, hat jedoch einen zusätzlichen Anschluß, Steuerelektrode genannt. Der Thyristor kann sowohl

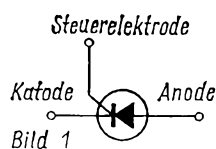


Bild 1: Schaltzeichen eines Thyristors

wie ein normaler Gleichrichter funktionieren, oder im geöffneten Zustand wie ein Schalter in Aus-Stellung, davon abhängig, wie seine Steuerelektrode verwendet wird. Daher auch seine Bezeichnung „steuerbarer Gleichrichter“.

– Ohne Spannung oder Impuls an der Steuerelektrode ist der Thyristor geöffnet oder blockiert, er funktioniert wie ein geöffneter Schalter bzw. er sperrt in beide Richtungen.

– Falls eine positive Spannung oder ein positiver Impuls an die Steuerelek-

trode gelegt wird, schaltet der Thyristor ein und arbeitet wie ein normaler Gleichrichter. Er verbindet oder leitet in Durchlaßrichtung (zwischen Anode und Katode bei positiver Anode im Verhältnis zur Katodenspannung), aber er sperrt in umgekehrter Richtung (negative Anode im Verhältnis zur Katodenspannung).

– Ist der Thyristor eingeschaltet oder in leitendem Zustand, verliert die Steuerelektrode ihre Funktion, daher kann der Thyristor auch mit einem positiven Impuls an der Steuerelektrode eingeschaltet werden.

– Der Übergang zwischen der Steuerelektrode und der Katode hat die Eigenschaft einer einfachen Silizium-Diode und besitzt einen geringen Spannungsabfall in Durchlaßrichtung. Typisch sind Spannungen von 1...2 V. Ein Strom von einigen mA genügt, um einen Thyristor von etwa 10 A zu schalten.

– Ist der Thyristor eingeschaltet, kann er nur durch momentane Reduzierung des Stromes zwischen Anode und Katode bis auf nahezu Null oder durch Unterbrechung des Anodenstromes ausgeschaltet werden. Wird er in Wechselstromschaltungen betrieben, schaltet er automatisch bei jedem Null-Durchgang der Sinuswelle ab. Er kann nicht über seine Steuerelektrode wieder geöffnet werden.

– Da er automatisch ausschaltet, wenn sein Strom zwischen Anode und Katode in der Nähe des Nullpunktes liegt, genügt bereits ein minimaler Anodenstrom, bei dem das Bauelement zuverlässig funktioniert. Dieser minimale Strom, der beispielsweise den Wert

von einigen mA besitzt, wird minimaler Haltestrom genannt. Seine typische Bedeutung liegt in der Begrenzung eines maximalen Wertes des Anoden-Lastwiderstandes.

Thyristoren können sowohl in Gleichstrom- als auch in Wechselstromschaltungen eingesetzt werden. Sie sind gewöhnlich in Reihe mit einer größeren Last (Verbraucher) geschaltet. Falls der Thyristor ausgeschaltet ist, fließt in der gesamten Schaltung kein Strom, weder über den Thyristor noch über den Verbraucher. Ist der Thyristor eingeschaltet, fließt der Strom über den Verbraucher und den Thyristor.

Weniger als 2 V Spannung fallen über dem Thyristor ab, wenn er eingeschaltet ist. Daher werden bei einem 100-Ohm-Verbraucher und einer Spannung von 200 V dann 396 W am Verbraucher und nur 4 W am Thyristor umgesetzt. Für die notwendige Steuerleistung sind Werte von weniger als 20 mW erforderlich (z. B. bei einem 2-A-Thyristor). In diesem Falle ist eine Leistungsverstärkung von 20 000 vorhanden.

Gleichstrom-Ein/Aus-Schaltungen

Eine Schaltung mit Thyristor, der eine Lampe 12 V, 500 mA schaltet, ist im Bild 2 gezeigt. Bei geschlossenem Schalter S2 und geöffnetem Schalter S1 sind sowohl der Thyristor als auch die Lampe ausgeschaltet. Die Lampe und der Thyristor können mit einer positiven Spannung an der Steuerelektrode eingeschaltet werden. Das wird durch Schließen des Schalters S1 erreicht. Der Widerstand R1 begrenzt den Steuerstrom auf einen sichtbaren Wert. Die

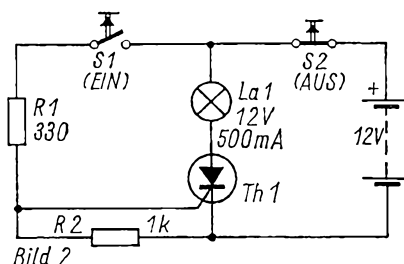


Bild 2: Grundsicherung für Gleichspannungs-Ein-und-Ausbetrieb („Aus“ durch Abschalten der Stromquelle)

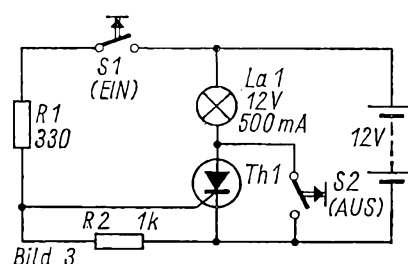


Bild 3: Grundsicherung für Gleichspannungs-Ein-und-Ausbetrieb („Aus“ durch Kurzschließen des Thyristors)

Spannung an der Steuerelektrode kann innerhalb weniger μs auf volle Last einschalten. Die Einschaltspannung kann auch, falls dies bevorzugt wird, von einem Impuls-Generator gegeben werden.

Der Thyristor und die Lampe lassen sich durch die Unterbrechung der Stromversorgung über S2 sofort ausschalten. Eine ähnliche Methode der Abschaltung des Thyristors zeigt Bild 3. Hier werden Anode und Katode kurzgeschlossen, wenn der Schalter S2 kurzzeitig gedrückt wird. Damit wird ebenfalls der Strom zwischen Anode und Katode kurzzeitig auf Null reduziert.

Eine weitere Variante der Ausschaltmöglichkeiten des Thyristors ist in Bild 4 dargestellt. Hierbei lädt sich bei eingeschaltetem Thyristor C1 über R3 und Th1 bis zu einer Ladespannung von etwa 10 V auf (rechts positiv). Sobald S2 gedrückt wird, liegt der positive Anschluß von C1 auf dem Katodenpotential, und an der Thyristor-anode liegt kurzzeitig eine negative Spannung. Bei dieser kurzzeitigen Spannungsumkehr schaltet der Thyristor ab. Der Kondensator hat die negative Spannung an der Anode nur für etwa 10 ms zu halten, um die völlige Abschaltung des Thyristors zu sichern. Falls S2 länger geschlossen bleibt als zur Entladung des Kondensators erforderlich, beginnt sich der Kondensator über die Lampe La1 und S2 in umgekehrter Richtung aufzuladen. Daher muß für C1 ein nichtpolarisierter Elko oder ein Papierkondensator verwendet werden. Die Kapazität ist dabei nicht kritisch.

Bild 5 ist eine Erweiterung zu Bild 4. Hier wird ein zusätzlicher Thyristor zur Abschaltung (über einen Stromimpuls an dessen Steuerelektrode) verwendet. Die Thyristoren Th1 und Th2 arbeiten wie ein Flip-Flop oder eine bistabile Anordnung, in welcher Th1 eingeschaltet ist, während Th2 ausgeschaltet ist und umgekehrt. Wird also auf Th2 ein positiver Impuls gegeben, so schaltet Th2 ein und legt damit die rechte Seite von C1 in die Nähe des Massepotentials. Damit wird die Anode von Th1 negativ, demzufolge schaltet er aus. Zu beachten ist dabei, daß Th2 nur einen Strom U_B/R_3 zu halten hat.

Eine interessante Erweiterung zu Bild 5 bei bistabilen Anordnungen ist in Bild 6 gezeigt. Hier werden der Einschalt- und der Ausschaltimpuls über einen einzigen Druckschalter gegeben. Der erste Druck auf den Schalter schaltet die Lampe ein, der zweite Druck auf den Schalter schaltet die Lampe aus, beim nächsten Druck wird die Lampe wieder eingeschaltet usw. Die Umschaltung wird damit erzielt, daß Th2 einen großen Anodenwiderstand besitzt und sein Einschaltstrom geringer ist als der minimale Haltestrom.

Beide Thyristoren sind daher ausgeschaltet, beide Anoden liegen fast an der vollen positiven Batteriespannung, so daß die Spannung an C1 Null ist. Wird S1 gedrückt, so werden Th1 und La1 infolge eines kurzen positiven Impulses von C3 eingeschaltet, Th2 wird über einen kurzen Impuls von dem Kondensator C2 eingeschaltet. Nach Beendigung dieses kurzen Impulses schaltet Th2 infolge zu geringen Haltestroms aus, Th1 und die Lampe La1 bleiben jedoch eingeschaltet. C1 lädt sich also über den Widerstand R1 und Th1 auf, und die Anodenspannung an Th2 erreicht das positive Batteriepotential.

Wird das nächste Mal S1 gedrückt, geht der positive Impuls wieder an beide Thyristoren, an der Steuerelektrode Th1 hat dieser jedoch keine Wirkung, da Th1 noch immer eingeschaltet ist. Der Thyristor Th2 wird ebenfalls kurz eingeschaltet, dadurch liegt eine negative Spannung an der Anode von Th1, so daß er und die Lampe La1 ausgeschaltet werden. Am Ende dieses Impulses schaltet T2 infolge zu geringen Haltestroms wieder aus, und die Schaltung ist für den nächsten Druck auf S1 wieder umschaltbereit.

Wechselstrom-Ein/Aus-Schaltungen

Eine Ein- und Ausschaltung, über die eine 100-W-Lampe mit 220 V geschaltet werden soll, ist in Bild 7 gezeigt. Bei geöffnetem Schalter S1 erhält die Steuerelektrode des Thyristors keine Spannung, so daß Thyristor und Lampe ausgeschaltet sind. Wird S1 geschlossen, so ist am Anfang jeder Halbwelle der 50-Hz-Periode der Thyristor eingeschaltet, so daß die volle verfügbare Spannung über D1 und R1 an der Steuerelektrode liegt. Kurz nach dem Beginn der Halbwelle ist die anliegende Spannung in der Lage, den Thyristor und damit auch die Lampe einzuschalten. Sobald der Thyristor eingeschaltet wird, fällt seine Anodenspannung nahe auf Null ab, der Strom über die Steuerelektrode fällt weg. Da während dieser Zeit ein großer Strom über den Thyristor fließt, bleibt er jedoch für die Dauer der gesamten Halbwelle voll durchgeschaltet. Er schaltet nur aus, wenn der Strom nach der Halbwelle durch Null geht, d. h. der Anodenstrom auf Null fällt.

Dieser Vorgang des Durchschaltens wiederholt sich kurz nach dem Beginn jeder positiven Halbwelle, solange die Diode D1 verhindert bei den negativen Halbwellen eine Vorspannung für die Steuerelektrode.

Man beachte, daß der Thyristor nur bei positiven Halbwellen durchschaltet, damit wirkt er wie ein Einweg-Gleichrichter. Daher brennt die Lampe La1 nur mit halbem Strom, wenn S1 geschlossen wird. Wir vermerken, daß

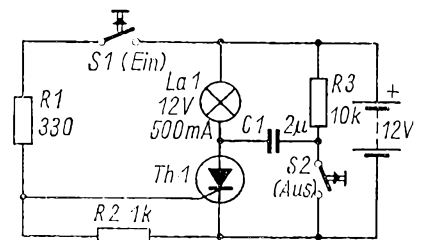


Bild 4

Bild 4: Weitere Variante zur Ausschaltung des Thyristors; hier über einen Kondensator. C1 muß eine ungepolte Ausführung sein

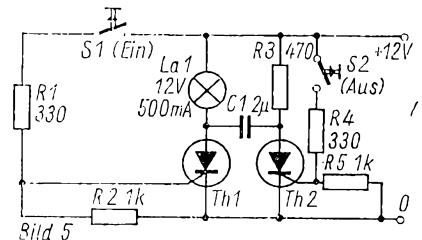


Bild 5

Bild 5: Ein zweiter Thyristor ermöglicht das Ausschalten über einen Stromimpuls. Die beiden Thyristoren sind wie ein Flip-Flop geschaltet

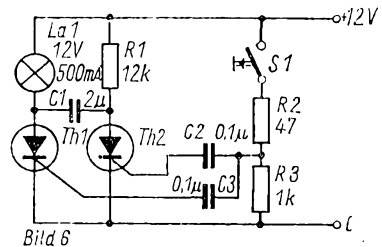


Bild 6

Bild 6: Schaltung zum Ein- und Ausschalten über einen einzigen Druckkontakt

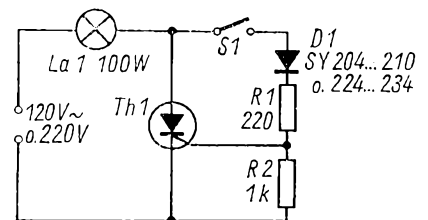


Bild 7

Bild 7: Ein Wechselstromschalter für den Betrieb einer 100-W-Lampe am 220-V-Netz

der Thyristor am Ende jeder positiven Halbwelle automatisch ausschaltet. Diese Schaltung ist daher nicht selbstlöschend in den meisten praktischen Anwendungsfällen.

Eine Vollwellen-Aus/Ein-Schaltung ist in Bild 8 zu sehen. Die angelegte Wechselspannung wird über die Gleichrichterbrücke D1 bis D4 gleichgerichtet, d. h., die negativen Halbwellen werden für

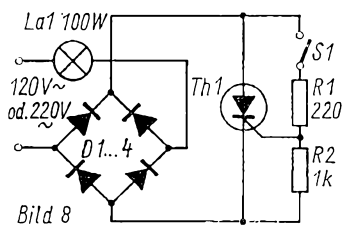


Bild 8

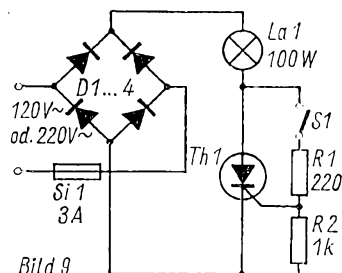


Bild 9

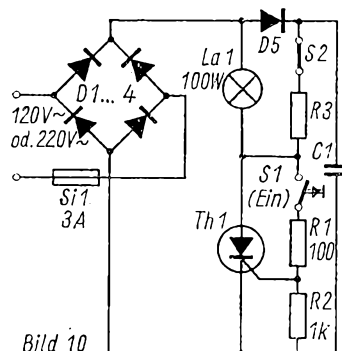


Bild 10

Bild 8: Ein Wechselstromschalter mit Gleichrichterbrücke. Der Wechselstrom wird hier für den Thyristor gleichgerichtet. (D1...D4 - SY 204...210, SY 224...230)

Bild 9: Schalter für einen Gleichstromverbraucher. Es ist zu beachten, daß ein Stromweg abgesichert werden muß

Bild 10: Die erweiterte Schaltung von Bild 9. Ein Öffnen von S2 löscht den Thyristor nicht

den Thyristor in positive umgewandelt. Die Wirkung ist genau gleich der zu Bild 7 beschriebenen, nur daß hier der positiven Halbwelle wieder eine positive folgt. Sobald S1 geschlossen wird, brennt die Lampe fast mit voller Helligkeit.

Diese Schaltung ist ebenfalls nicht selbstlöschend. Man beachte bei dieser Schaltung, daß die Lampe La1 auf der Wechselstromseite der Gleichrichterbrücke liegt, obwohl der Thyristor auf der Gleichstromseite liegt. Diese Schaltung kann angewendet werden, um einen Wechselstromverbraucher zu schalten. Fällt infolge Kurzschluß einer der Brückengleichrichter aus, so wird der Kurzschlußstrom automatisch über die Lampe La1 begrenzt. Diese Schaltung benötigt daher keine zusätzliche Sicherung.

Eine weitere Vollwellen-Aus/Ein-Schaltung schaltet einen Gleichstromverbraucher in Bild 9. Diese Schaltung ist ähnlich Bild 8 mit der Ausnahme, daß die Lampe in Serie mit der Anode des Thyristors in der Brücken-Gleichstromseite liegt. Damit wird die Lampe anstelle von Wechselstrom mit Gleichstrom gespeist. In diesem Falle liegt jedoch bei einem möglichen Kurzschluß der Dioden D1 bis D4 der gesamte Kurzschlußstrom direkt über dem Wechselstromanschluß. Daher muß diese Schaltung über eine Sicherung im Wechselstromteil geschützt werden. Bild 10 zeigt, wie die Schaltung nach Bild 9 erweitert werden kann, um eine Selbstlöschung zu erreichen.

Blinklampe 12 V

Die Schaltung einer 12-V-Blinklampe ist in Bild 12 wiedergegeben. Mit dieser Schaltung läßt sich eine Blinkfrequenz von 25...150 Blinksignalen pro Minute erreichen. Dabei sind die Leucht- und Pausenzeichen gleich lang. Diese Schaltung arbeitet nach dem Einschalter-Prinzip, wie das bei Bild 6 erläutert wurde. Hier werden die Impulse durch einen freilaufenden Impulsgenerator, der mit einem Unijunction-Transistor bestückt ist, erzeugt. Th1 und die Lampe La1 wechseln jedesmal, wenn ein Impuls gegeben wird. Damit wird die Lampe La1 beim ersten Impuls eingeschaltet, beim zweiten Impuls ausgeschaltet usw. Die Ein- und Auszeiten der Lampe La1 sind gleich lang. Die Blinkgeschwindigkeit kann durch R5 verändert werden.

Automatisch abschaltende Lampe

Eine für 12 V ausgelegte, automatisch abschaltende Lampe La1 ist im Bild 13 gezeigt. Die Lampe leuchtet, sobald S1 geschlossen wird; sie geht automatisch nach einer einstellbaren Zeit von 10...100 s wieder aus. Hier wird die bistabile Schaltung nach Bild 4 verwendet, jedoch ist in diesem Falle die Anode des Thyristors Th2 mit der Zeitschaltung verbunden. Der Ausgang des Transistors liegt an der Steuerelektrode von Th2. In der positiven Ausgangsposition sind Th2 und die Lampe ausgeschaltet, Th2 ist eingeschaltet. Da Th2 eingeschaltet ist, befindet sich seine Anode in der Nähe des Nullpotentials; damit kann die Zeitgeber-schaltung nicht arbeiten.

Sobald jedoch der Schalter S1 kurzzeitig gedrückt wird, werden Th1 und die Lampe La1 durch den Steuerelektrodenstrom über R1 eingeschaltet. Sobald Th1 einschaltet, schaltet Th2 über den Entladestrom von C1 aus. Mit dem Ausschalten von T2 steigt sein Anodenpotential auf eine positive Spannung an, die Zeitgeberschaltung beginnt zu arbeiten. Am Ende der Zeit-

begrenzung gibt der Zeitgeber einen Impuls auf die Steuerelektrode von Th2 und er schaltet ein. Dadurch fällt seine Anodenspannung in die Nähe des Nullpotentials, die Zeitschaltung wird wieder abgeschaltet, gleichzeitig schalten Th1 und die Lampe La1 aus (Entladestrom des Kondensators C1). Die Schaltung geht damit wieder in den

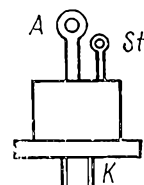


Bild 11

Bild 11: Anschlußbelegung beim Thyristor

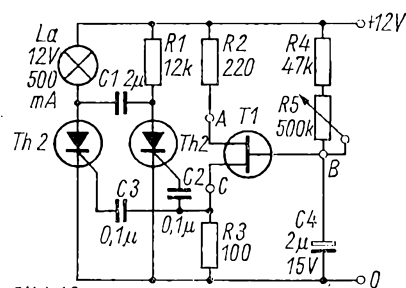


Bild 12

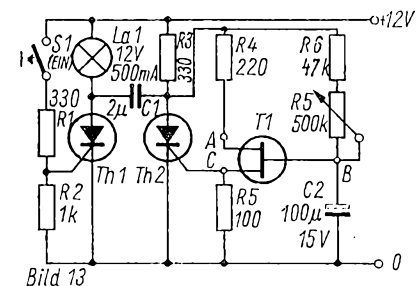


Bild 13

Bild 12: Blinkschaltung für 12-V-Batteriebetrieb mit 25...150 Blinkperioden je Minute

Bild 13: Automatische Lampen-Zeitschaltung. Die Lampe schaltet ein, sobald der Schalter S1 kurz geschlossen wird, und schaltet nach einer Verzögerung in Abhängigkeit von C2 und R7 wieder aus.

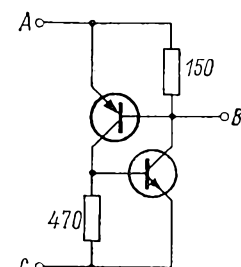


Bild 14

Bild 14: Schaltung zum Ersatz des Unijunction-Transistors T1 aus Bild 12 und Bild 13 durch je einen npn- und pnp-Transistor (z. B. SF 121 und GC 301 o. ä.) sowie zwei Widerstände

Wartezustand zurück. Die Ausschaltzeitbegrenzung wird mit R7 eingestellt. Noch längere Zeitintervalle können erreicht werden, wenn die Kapazität C2 vergrößert wird.

In sämtlichen Schaltungen wurden Thyristoren St 111 bzw. 121 (VEB Gleichrichterwerk Stahnsdorf) bzw. Dioden SY 104...210 bzw. SY 224...230 verwendet.

Literatur

- [1] SCR-Manual (G. E.)
- [2] Griffin, A., The Thyristor and its application
- [3] Swoboda, Thyristoren
- [4] Experimenters manual (RCA)
- [5] Radio-electronics 1969, Heft 6

In anderen Zeitschriften geblättert

Linearendstufe mit Zeilenendröhre

Für den Aufbau robuster Linearendstufen in Kurzwellensendern sind Zeilenendröhren stark gefragt. Diese Röhren besitzen zumeist impulsfeste Hochstromkatoden, da sie speziell für den Impulsbetrieb mit hohen Strömen im kHz-Bereich entwickelt wurden. Ihre Anoden sind als hochbelastbare Kammeranoden konstruiert, und die meisten Typen besitzen hochisolierte, aus dem Glaskolben oben herausgeführte Anodenanschlüsse. Diese Impulseigenschaften lassen gute Hochfrequenzeigenschaften bis 30 MHz erwarten, wobei der sehr kleine dynamische Innenwiderstand den Hochstrombetrieb bei kleinen Anodenspannungen begünstigt, und daher trotz der großen Eingangs- und Ausgangskapazitäten kaum Schwierigkeiten entstehen. Gut geeignet ist hierfür eine Schaltung, die in [1] beschrieben wurde und speziell für eine neue Farbfernsehempfänger-Zeilenendröhre 6 LF 6 gedacht ist. Mit nur geringfügigen Änderungen ist diese Schaltung auch für die EL 36, EL 500 oder die äquivalenten P-Röhrentypen auch in Parallelröhrenschaltung geeignet.

Bild 1 zeigt die Schaltung. Mit Tr1 wird der Exciter an die Katode der Endstufe angekoppelt. Es handelt sich um keinen direkten Breitbandübertrager, da durch die Röhre die Sekundärseite mit 37 pF zuzüglich 10 pF Streukapazität belastet wird, so daß der Übertrager nicht breit genug wird, um auf allen Bändern zwischen 3,5 und 21 MHz ein kleines Stehwellenverhältnis zu ermöglichen. T1 ist daher auf 6 MHz resonant und transformiert die Impedanz im Verhältnis 4 : 1. Das gemessene Stehwellenverhältnis an Bu1 beträgt 2,5 : 1 bei 3,5 und 7 MHz, 5 : 1 auf 14 MHz und 3 : 1 auf 21 MHz. Es ändert sich naturgemäß mit den Arbeitsbedingungen der Röhre und der Treiberleistung. Mit einer HF-Drossel zwischen Gitter und Masse und einem 10-nF-Koppel-C zwischen Bu1 und Katode lag das Stehwellenverhältnis auf allen Bändern über 3,5 : 1. Ein Stehwellenverhältnis von 1 : 1 auf allen Bändern kann man nur über einen Pi-Koppler erreichen.

Die Skalenlampe La1 dient gleichzeitig als 250-mA-Siche-

rung und als visueller Abstimmindikator. Ein bei Bu3 und Bu4 angeschlossenes Instrument (1 mA) dient als Anodenstrominstrument mit Vollausschlag bei 300 mA. Die beiden oberen 100-µF-Siebelkos in der Anodenstromversorgung sind besonders gut gegen das Chassis zu isolieren und gegen zufällige Berührung der Metallbecher durch übergezogene Kunststoffkappen zu sichern.

Tabelle 1 gibt für die 6 LF 6 bei verschiedenen Eingangsleistungen den Output an. Die Steuerleistung soll 25 W nicht übersteigen. In CW wird bei 25 W Ansteuerung ein Output von 175 W erreicht, in SSB die gleiche Leistung als PEP-Output. Die Intermodulationsverzerrungen 3. und 5. Ordnung liegen für den 175-W-PEP-Output bei -25 dB, für den 120-W-PEP-Output bei -27 dB und für den 80-W-PEP-Output bei -31 dB. Der Pi-Filter-Ausgang ist für ein Q von 10 bei 250 W Spitzeninput ausgelegt. Der Wirkungsgrad erreicht etwa 60 %.

Bei angelegter Steuerleistung wird zunächst C2 ganz eingedreht und mit C1 auf die minimalste Helligkeit von La1 eingestellt. Dann drehe man C2 langsam heraus, so daß bei Nachstimmung von C1 der Dip im Anodenstrom immer kleiner wird. Im CW-Betrieb kann auf maximalen Leistungsausgang mit einem Stehwellenmesser oder einem HF-Amperemeter abgeglichen werden. Bei SSB ist die Kopplung an die Antenne ziemlich fest zu wählen. C2 ist dann so einzudrehen, daß der Dip nicht größer als 10 bis 15 mA wird.

[1] DeMaw D., W1CER, Building a "skinner linear", QST 54 (1970) H. 4, S. 32 bis 35; Bearbeiter Dr. W. Rohländer, DM 2 BOH

Bild 1: Linear-Endstufe; feste Kondensatoren sind, wenn nichts anderes verlautet, keramische 600-V-Scheibenkondensatoren

- C1 - 339 pF, Drehkondensator
- C2 - 365 pF, Dreifach-Rundfunkdrehkondensator
- D1, D2 - 1-A-Siliziumdioden mit 50 V Sperrspannung
- D3...D6 - 1-A-Siliziumdioden mit 1000 V Sperrspannung
- La1 - Skalenlampe 250 mA, 2- bis 10-V-Typen
- La2 - Skalenlampe 6,3 V
- L1 - 5 1/2 Wdg., 2 mm CuL, 25 mm ø, 30 mm lang
- L2 - 26 Wdg., 2 mm CuL, in Abstand gewickelt auf Amidon T-200-Toroidspule, Anzapfungen bei 13 und 22 Wdg.
- Dr1 - HF-Drossel 750 µH
- Dr2 - HF-Drossel 2,5 mH, 100 mA
- Dr3 - Bifilare Heizdrossel, 50 Wdg., 0,8 mm CuL, auf 10 cm langem Ferritstab von 12 mm ø oder 75 Wdg., 0,8 mm CuL, auf Holzstab von 19 mm ø, gleichfalls 10 cm lang
- S1 - Keramischer Drehschalter mit mindestens 6 Kontakten
- S2 - Ausschalter 220 V/2 A
- Tr1 - Toroid-Eingangsübertrager, 17 Wdg., 0,4 mm CuL, auf zwei aufeinanderliegende Amidon T-68-2-Körper gewickelt. Sekundär 35 Wdg., 0,5 mm CuL, über der Primärwicklung liegend
- Tr2 - Netztrafo 800 V, 200 mA; 6,3 V, 5 A; 5 V, 3 A
- Z1 - 6 Wdg., 0,8 mm CuL, auf niederohmigen 2-W-Schichtwiderstand gewickelt zur parasitären Unterdrückung

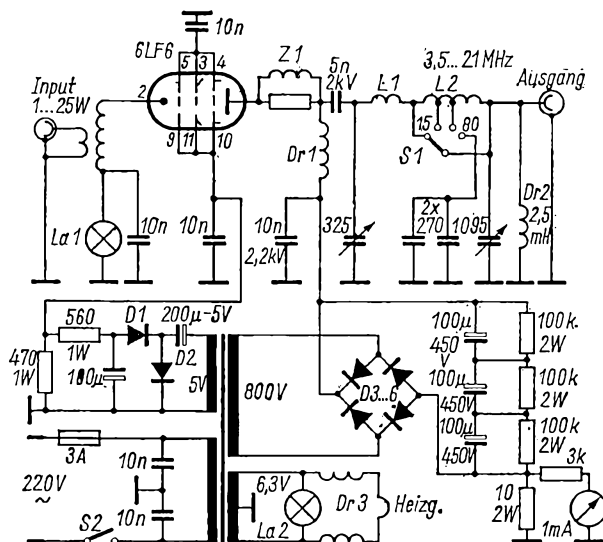


Tabelle 1

Treiberleistung (W)	Output-Leistung (W)	
	3,5...14 MHz	21 MHz
1,5	22	19
2	25	22,5
5	42	37
8	60	54
15	70	63
20	90	80
22	130	115
25	175	157

Heimstereoverstärker „Ziphona HSV 900“

Ing. R. ANDERS

Unter der Bezeichnung „Ziphona HSV 900“ ist ein Heimstereoverstärker im Handel erhältlich, der vom VEB Kombinat Sternradio Berlin, Betrieb Funkwerk Zittau, gefertigt wird.

Der „HSV 900“ wird mit zwei Kompaktboxen geliefert. Äußerlich sind die beiden Schallplattenabspielgeräte „Ziphona 206“ und „Ziphona 215“ auf den „HSV 900“ abgestimmt, so daß eine Komplettierung zu einer Stereoschallplatten-Wiedergabeanlage durch den Kunden möglich ist. Selbstverständlich lassen sich an den „HSV 900“ auch andere Plattenspieler und Bandgeräte sowie Tuner anschließen. Aufgrund seiner flachen Bauweise (360 mm × 270 mm × 85 mm der Verstärker und 180 mm × 285 mm × 140 mm die Boxen) läßt sich die komplette Anlage vorteilhaft in Regalmöbeln unterbringen. Bild 1 zeigt den Verstärker mit dem bereits genannten Plattenspieler. Der „HSV 900“ ist mit insgesamt 18 Transistoren (9 Stück pro Kanal) bestückt. Er ist für den Anschluß an ein Wechselstromnetz 127/220 V ausgelegt und nimmt eine Leistung von maximal 35 VA auf. Bei einer NF-Ausgangsleistung von 2 × 6 W darf der Klirrfaktor bei 800 Hz, laut Herstellerunterlagen, maximal 2 % betragen. Die beiden 5-1-Kompaktboxen sind je mit einem Breitbandlautsprecher vom Typ 124 MBK bestückt. Der Übertragungsbereich der Boxen wird mit 60 Hz... 18 kHz angegeben.

Der Signalweg (am rechten Kanal betrachtet): Über eine der drei Eingangsbuchsen für Band, Phono oder Tuner gelangt das Signal über ein RC-Glied an den Kontaktsatz der entsprechenden Taste S1...S3, denen der Lautstärkeregler nachgeschaltet ist. Im Signalweg für Phono wirkt der Kondensator C 104 als Rumpelfilter. Die

nun folgende erste Verstärkerstufe ist mit den galvanisch gekoppelten Transistoren T 101 (SC 206) und T 102 (SC 207) bestückt. Um das Tauschen möglichst gering zu halten, arbeiten diese beiden Transistoren mit extrem niedrigen Kollektorströmen (T 101: $\approx 70 \mu\text{A}$ und T 102: $\approx 200 \mu\text{A}$). Das auf T 102 folgende Klangregelnetzwerk arbeitet wie üblich mit einem Grundspannungsteiler im Verhältnis 1 : 10 (R 119, R 121). Um das Netzwerk möglichst wenig zu belasten, was sich günstig auf die Baßanhebung auswirkt, wird die dritte Stufe über den Vorwiderstand R 123 angeschlossen. Dieser Widerstand ist nur im rechten Kanal einstellbar ausgelegt, so daß beide Kanäle auf gleiche Empfindlichkeit eingestellt werden können. Die nunmehr im Signalweg folgenden Transistoren T 103 und T 104 (SC 207 und SC 206) arbeiten ebenfalls wie die beiden ersten Transistoren in Emitterschaltung und sind gleichfalls galvanisch gekoppelt. Im Signalweg folgt nunmehr der Treibertransistor T 105 (SC 206). Die Endstufe weist die beiden gleichstrommäßig in Reihe geschalteten Leistungstransistoren T 108 und T 109 (GD 170) auf, die gegenphasig vom Komplementär-Transistorpaar T 106 und T 107 (101 NU 71 und GC 507) angesteuert werden. Dieses Transistorpaar arbeitet in Kollektorschaltung. Während die Treiberstufe im A-Betrieb arbeitet, arbeiten Phasenumkehr- und Endstufe im D-Betrieb. Der Ruhestrom der Endstufe wird durch die Diode D1 (SAY 13) und durch den Thermistor R 142 gegen Temperaturschwankungen stabilisiert. Durch die hier gewählte Schaltung bleibt der Lautsprecher gleichstromfrei, so daß auch Leerlaufbetrieb möglich ist. Das Stromversorgungsnetz weist keine Besonderheiten auf.

Technische Daten des Stereoverstärkers HSV 900

Betriebsspannung:
127/220 V, 50 Hz, umschaltbar

Leistungsaufnahme:
maximal 35 VA

Verstärker-Übertragungsbereich:
30 Hz... 50 kHz, Standardeinstellung der Klangregler, d. h. + 3 dB, Bezugsfrequenz 800 Hz

Eingangsspannung (für 2 × 6 W bei 800 Hz):
Phono — 500 mV an 500 kOhm
Band — 250 mV an 250 kOhm
Tuner — 250 mV an 250 kOhm

Freispannungsabstand (bezogen auf 6 W):
+ 55 dB (= etwa 11 mV an 6 Ohm),
Stellung der Regler und Abschluß der Eingänge beliebig

Übersprechdämpfung:
a $\geq$ 30 dB, für f = 300... 16000 Hz

Ausgangsspannung:
2 × 6 W, bei k = 2 %, f = 800 Hz

Optimaler Lastwiderstand:
6 Ohm

Bereich der Höhenregelung:
± 12 dB bei 50 Hz (bezogen auf 800 Hz)

Bereich der Höhenregelung:
± 12 dB bei 10 kHz (bezogen auf 800 Hz)

Bereich des Balanceorgans:
je Kanal — 15 dB

Abmessungen:
360 mm × 270 mm × 85 mm

Gewicht:
etwa 3,5 kp

Besonderheiten:
gehörigste Lautstärkereinstellung; Rumpelfilter, bei Benutzung des Phonoeingangs wirksam

Technische Daten der Lautsprecherboxen

Prinzip:
unendliche Schallwand (Kompaktbox)

Übertragungsbereich:
60 Hz... 18 kHz (bei 15 dB Breite des Toleranzkanals)

Lautsprecherart:
124 MBK

Impedanz:
Z = 6 Ohm

Nennbelastbarkeit:
6 VA

Abmessungen:
180 mm × 285 mm × 140 mm (5 l Innenvolumen)

Gewicht:
etwa 2,3 kp

Bild 1: Ansicht einer Stereo-Schallplattenwiedergabeanlage (vom VEB Funkwerk Zittau) mit dem Verstärker „HSV 900“ sowie den passenden Boxen



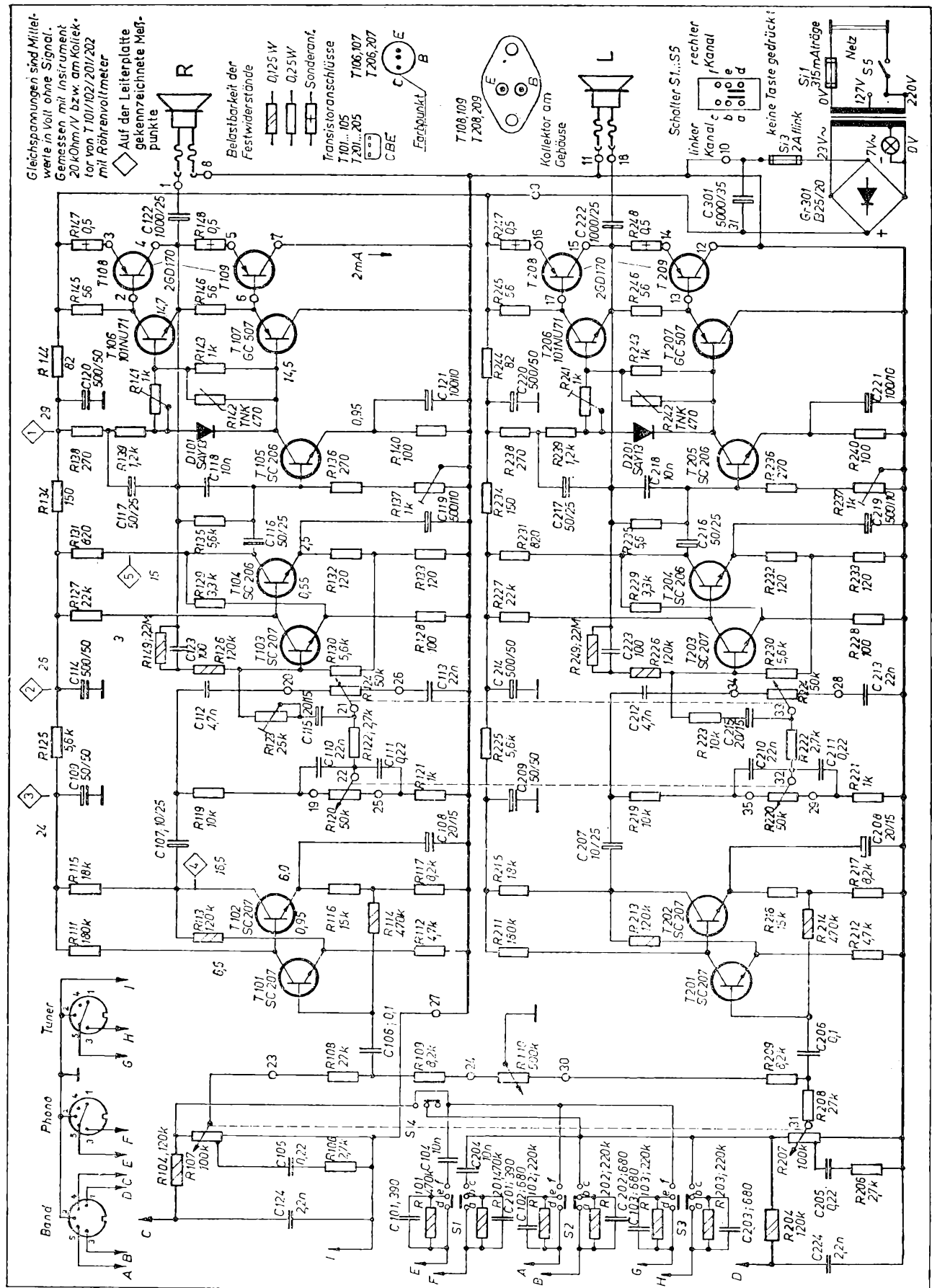


Bild 2: Schaltung des Verstärkers „HSV 903“

Empfindliche Triggerschaltung für universelle Anwendung

H. KÜHNE

Für viele Anwendungen in der Elektronik werden leistungsfähige Trigger benötigt. Diese Impulsformer haben die Aufgabe, beliebige Spannungsformen in phasensynchrone Rechteckspannungen umzuformen. Die wichtigsten Kenndaten einer solchen Schaltung (sie kann im einfachsten Fall ein Schmitt-Trigger sein) sind der Schwellwert, bei dem der Trigger einschaltet, die Hysterese, die maximale Betriebsfrequenz und die Ausgangsamplitude.

Mit der im folgenden beschriebenen Schaltung konnten für die eben genannten vier Kenngrößen sehr gute Werte erreicht werden. Der nachfolgend beschriebene Impulsformer ist anwendbar in Oszillografen, als Eingangsschaltung in digitalen Zählern und als schneller Spannungsvergleicher. Er wurde mit modernen Bauelementen, wie Silizium-Planar-Transistoren und einer Gallium-Arsenid-Tunnelodiode, bestückt.

Die Triggerschaltung besteht aus zwei Schaltungsteilen: einen Differenzverstärker und einem Tunnelioden-Trigger. Die im Bild 1 dargestellte Schaltung wird von zwei Speisespannungen gegenüber dem Nullpotential versorgt. Diese Spannungen sind gleich und betragen einmal $+12\text{ V}$ und zum anderen -12 V . Zunächst soll jetzt der Tunnelioden-Trigger beschrieben werden.

Dieser besteht aus den Transistoren T4 bis T6 und den Dioden D3...D5. Seine Wirkungsweise ist folgende: Solange die Spannungen zwischen dem Nullpotential und der Basis des Transistors T4 größer als $6,5\text{ V}$ ist, ist dieser Transistor gesperrt. Da sein Kollektorstrom Null ist, fällt an der Reihenschaltung der Dioden D4 und D5 auch keine Spannung ab, und er befindet sich ebenfalls im gesperrten Zustand. Der Transistor T6, er dient als Impedanzwandlerstufe, ist leitend. Am Ausgang der Kollektorstufe T6 steht also eine Spannung von etwa $11,3\text{ V}$.

Wenn nun die Spannung an der Basis T4 kleiner als $6,5\text{ V}$ wird, so beginnt der Transistor T4 zu leiten. Sein Kollektorstrom durchfließt in voller Höhe die Reihenschaltung der Tunnelodiode A1 301 und der Germaniumdiode AAZ 15. Die Spannung an den Dioden steigt also etwas an. Der Transistor T5 ist aber immer noch gesperrt. Erst wenn der Kollektorstrom von T4 so groß ist, daß er den Höckerstrom der Tunnelodiode überschreitet, wird der Spannungsabfall an den Dioden D4 und D5 so groß, daß der Transistor T5 leitend wird. Diese Umschaltung geht sehr schnell vor sich. Bei der verwendeten Tunnelodiode lag der Höckerstrom, bei dem umgeschaltet wird, bei 10 mA .

Wenn der Transistor T4 noch weiter übersteuert wird, so begrenzt der Widerstand R14 den Kollektorstrom von T4 auf etwa 12 mA . Die genaue Kennlinie der Kombination D4 und D5 ist in [1] angegeben worden.

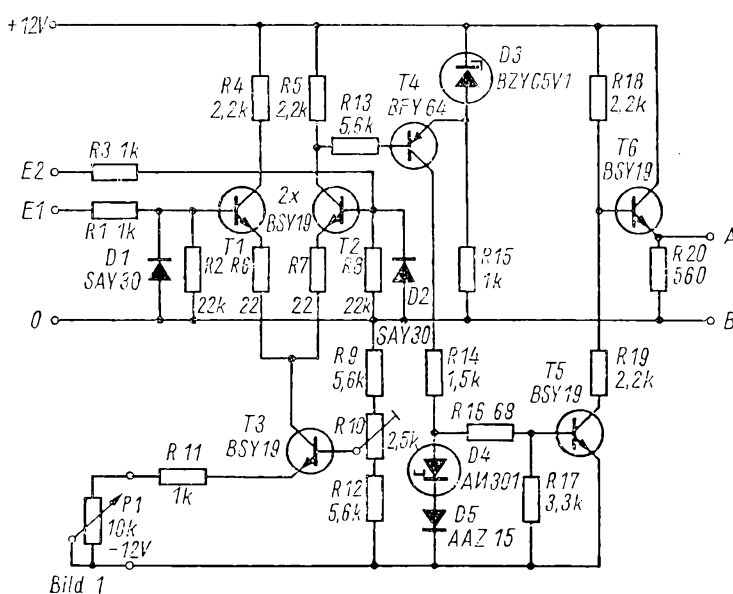
Der Transistor T5 wird so lange leitend bleiben, bis der Kollektorstrom von T4 den Talstrom der Tunnelodiode unterschreitet. Dieser Strom liegt bei $0,7\text{ mA}$. Die Reihenschaltung der Tunnelodiode und der Germaniumdiode ist deshalb erforderlich, weil die meisten Si-Transistoren bei der Talspannung, die die Tunnelodiode allein hätte, schon gesperrt sind. Durch die Reihenschaltung wird also auch ein schnelles Zurückschalten des Triggers gesichert. Wenn der Transistor T5 leitet, liegt die Basis von T6 nahezu auf Nullpotential. Das Signal am Ausgang ist also Null. Die Anstiegszeiten und Abfallzeiten des Triggers sind recht gut. Es wurde jeweils eine Zeit von 30 ns ermittelt.

Noch ein paar Worte zur Transistorbestückung. Für alle npn-Transistoren wurde der Typ BSY 19 verwendet. Dieser kann durch den Typ SF 136 oder durch entsprechende Miniplastransistoren ersetzt werden. Für den pnp-Transistor wurde zunächst der Typ 2 N 1309 verwendet. Dieser ist inzwischen durch den pnp-Planar-Transistor BFY 64 ausgetauscht worden (war in Leipzig für $11,65\text{ M}$ zu bekommen). Durch den zuletzt genannten Typ wurden auch die Daten der Schaltung bestimmt. Leider gibt es aus der Produktion der DDR noch keine pnp-Planar-Transistoren. Der BFY 64 kann also nur durch einen Germaniumtransistor mit hoher f_T -Frequenz ersetzt werden. Es ist aber zu beachten, daß seine zulässige Basis-Emitter-Sperrspannung wenigstens 6 V beträgt.

Am Schluß der Beschreibung des Triggerteiles der Impulsformerschaltung noch folgende Daten: Der Trigger schaltete ein, wenn an der Basis von T4 eine Spannung von $6,2\text{ V}$ gegenüber Null gemessen wurde. Bei einer Spannung von $6,32\text{ V}$ kippte er wieder zurück. Die Hysterese beträgt also an der Basis von T4 $0,12\text{ V}$.

Vor den Tunnelioden-Trigger wurde zur Verbesserung, besonders der Anstiegscharakteristiken, ein Differenzverstärker geschaltet. Mittels dieses Verstärkers ist es möglich, den Schwellwert des gesamten Impulsformers – in gewissen Grenzen – von außen zu bestimmen. Ein Schwellwert von Null ist möglich. Weiter wird durch den Differenzverstärker eine wesentlich kleinere Hysterese erreicht. Der Trigger ist mit dem Differenzverstärker direkt gekoppelt. Letzterer besteht aus den Transistoren T1 bis T3. Die Transistoren T1 und T2 bilden den eigentlichen Verstärker. Der Transistor T3 dient als

Bild 1: Schaltung des Triggers



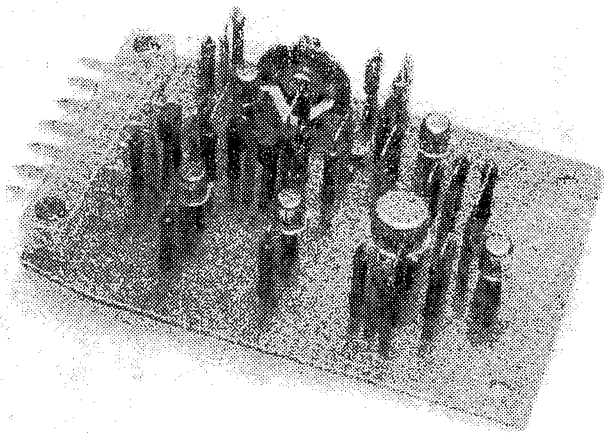


Bild 2:
Foto des
Musteraufbaus

Konstantstromquelle. Der Verstärker verfügt über die zwei Eingänge E1 und E2. Die Eingänge sind für positive Signale bis zu einer Spannung von 6 V und für negative Signale bis etwa 0,6 V ausgelegt. Der negative Aussteuerbereich wird durch die Begrenzerdioden D1 und D2 bestimmt. Das Ausgangssignal wird am Kollektor von T2 abgenommen und über den Schutzwiderstand R13 dem Trigger zugeleitet.

Zur Erklärung der Wirkungsweise des Differenzverstärkers sei angenommen, daß beide Eingänge auf Null liegen. In den beiden Kollektoren von T1 und T2 wird dann etwa jeweils der gleiche Strom fließen (diese beiden Transistoren sollten gepaart sein). Die Summe dieser Ströme wird von der Konstantstromquelle geliefert. Sie kann mit

dem Einstellregler R10 oder dem von außen angeschlossenen Potentiometer P1 in Grenzen verändert werden. Wenn nun die beiden Eingänge vom Nullpotential getrennt und zum Beispiel beide an eine Spannung von 3 V gelegt werden, so wird sich an den Kollektorströmen nahezu nichts ändern. Der Differenzverstärker verstärkt ja nur Signale, die als Differenz zwischen den beiden Eingängen auftreten. Man kann nun den Konstantstrom so einstellen, daß T4 gerade noch gesperrt ist. Wenn jetzt an den Eingang E2 eine nur wenige Millivolt größere Spannung als an E1 gelegt wird, so wird diese Spannung verstärkt und der Trigger schaltet. Die Hysterese des Triggers konnte wesentlich verringert werden. Sie war im Mustersaufbau kleiner als 5 mV.

Zum Schluß noch einige Anwendungshinweise. Wenn man einen Trigger benötigt, der bei einem Schwellwert von annähernd Null einschaltet, so legt man den Eingang E1 auf Masse und benutzt den Eingang E2. Wird dagegen gewünscht, daß der Triggerpegel variabel ist, so wird einer der beiden Eingänge an eine veränderliche Spannung gelegt. Diese Spannung kann Werte von -0,6 bis 6 V annehmen. Diese, eventuell mit einem Potentiometer veränderbare Spannung, ist dann der Triggerpegel.

Solche Trigger werden zum Beispiel in hochwertigen Oszillografen benötigt. Eine weitere Anwendung der Schaltung ist ihr Einsatz als schneller Komparator (Spannungsvergleicher). Solche Schaltungen werden zum Beispiel in Analog-Digital-Wandlern und bei Aufgaben der Amplitudenklassifizierung benötigt. Ein Einsatz bis zu Frequenzen von größer als 5 MHz ist möglich. Bisher wurde das Potentiometer P1 so eingestellt, daß der Transistor T4 gerade gesperrt war, wenn beide Eingänge auf Masse liegen. Der Spannungsabfall an dem Kollektorwiderstand R5 war also etwa gleich der Spannung der Z-Diode D3. Wenn der Strom der Konstantstromquelle nun wesentlich verringert wird, so wird auch der Spannungsabfall an R5 kleiner. Es ist also möglich, mit dem Potentiometer die Empfindlichkeit der Schaltung zu verändern.

Der Trigger wurde auf einer kleinen Steckkarte aufgebaut. Bild 2 zeigt das Aufbaumuster.

Literatur

- [1] Kühne, H.: Bauanleitung für einen Rechteckgenerator, FUNKAMATEUR 19 (1970), H. 1, S. 177

Erfahrungen mit Transistor-VFOs

S. PRESCH – DM 2 CUO

Da die notwendige Frequenzstabilität bei SSB sehr hoch liegt, wurde für den SSB-TX ein Transistor-VFO ausgewählt. Gestützt auf Baubeschreibungen im FUNKAMATEUR entstand ein VFO mit $2 \times \text{II 403}$. Obwohl alle Spielregeln eingehalten wurden, konnte man immer wieder Frequenzsprünge und nichtkompensierbare Drift beobachten. Nach eingehenden Untersuchungen waren unbeeinflussbare Vorgänge im Transistor selbst die Ursache. Auch die geringsten thermischen Änderungen wirken sich sehr stark auf die Frequenzkonstanz aus. Ein Austauschen der Transistoren gegen AF 125 brachte keinen Erfolg. Es liegt wohl am Transistor-Ausgangsmaterial Germanium.

Da im „Radioamator“ 10/67 ein superstabiler VFO mit 2 Silizium-Transistoren beschrieben wurde, entstand dieser VFO [1]. Die Ergebnisse waren sehr gut. Ohne Thermostat und Kompensierung arbeitet der VFO nach kurzer Einbrennzeit des Senders stabil. Die Wiederkehrgenauigkeit der Frequenz ist sehr gut. Als Kondensatoren wurden Styroflex-Typen verwendet. Die Werte der Koppelkondensatoren sind klein gehalten, um Rückwirkungen entgegenzuwirken. Die Rückkopplungskondensatoren werden bei 5 MHz mit 2000 pF und bei Frequenzen darüber mit 1000 pF bemessen. Für die Drosseln wurden 100 Ohm/0,1-W-Widerstände mit dünnem Draht vollgewickelt

(≈ 300 Wdg.). Im Original waren 0,5-mH-Drosseln vorgesehen. Nachteile haben sich aus der Änderung nicht ergeben. Als Transistoren bewährten sich die verschiedensten Typen, z. B. SF 131 oder BC 108. Der VFO schwingt bis herunter zu einer Spannung von 5 V gut an. Die benutzte Betriebsspannung sollte bei 9 V liegen, um genügend HF-Spannung zu erhalten. Angeregt durch diese Erfolge wurde versuchsweise die Schaltung mit drei Transistoren aufgebaut [2]. Die Ergebnisse sind der ersten Version gleichzusetzen; obwohl der Aufwand höher ist, wobei der Schwerpunkt auf den erforderlichen 3 Transistoren liegt. Der Rückkopplungskondensator sollte nur so groß

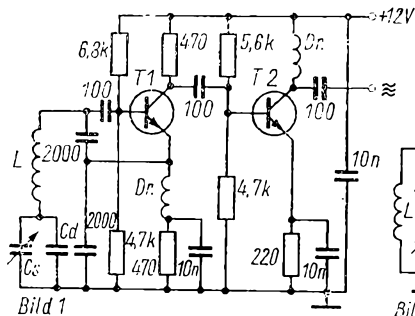


Bild 1

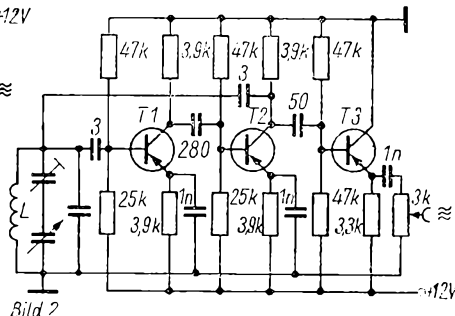


Bild 2

Bild 1: VFO mit zwei Siliziumtransistoren nach (1)

Bild 2: BFO mit drei Transistoren nach (2)

gewählt werden, wie es für ein stabiles Anschwingen erforderlich ist. Eine weitere Erhöhung der Stabilität des VFOs erreicht man mit Feldeffekttransistoren. FETs haben den Vorteil, daß sie den Oszillatorkreis kaum bedämpfen und ihre inneren Kapazitäten fast unabhängig vom Sourcestrom sind. Ihr Temperaturkoeffizient ist positiv und fast linear [3]. Eine einwandfreie Temperaturkompensation über große Temperaturbereiche ist leichter zu erreichen als bei bipolaren Transistoren. Ein Aufbau nach der Schaltung im SSB-QTC des FUNKAMATEUR 1/1969 ergab ausgezeichnete Ergebnisse. Die Rückkopplung wurde wieder so schwach eingestellt, daß noch ein sicheres Anschwingen erfolgte. Nach

diesen Tests kann man sagen, gute Bauteile im Oszillator sind heute genau noch so wichtig wie zur Zeit der Oldtimer. Der VFO ist neben dem Quarzfilter die wichtigste Baugruppe im SSB-Sender. Bei den aufgeführten VFOs war es nicht unbedingt notwendig, einen kalten Thermostaten zu verwenden. Nach kurzer Anheizzeit des Senders arbeiten die VFOs stabil, und damit fällt für viele OMs ein Problem unter den Tisch. Sollte es nötig sein, den VFO gegen HF-Einstrahlung „abzudichten“, so genügt ein Gehäuse aus dünnem Weißblech. Bei der Konstruktion des Senders sollte der VFO so untergebracht werden, daß er an eine kühle Stelle, in keinem Fall jedoch neben eine Leistungsstufe kommt. Bei

Röhrengeräten heizt sich der VFO ohne Thermostat schnell auf und damit ist das thermische Problem ohne Aufwand relativ gut gelöst.

Mechanisch und elektrisch läßt sich der VFO vorteilhaft auf einer Platine montieren. Mit Abstandsstücken kann diese Platine sehr stabil auf dem Chassis angeschraubt werden. Die Betriebsspannung sollte stabilisiert werden, um eine genaue Eichung des VFOs möglich zu machen. Die Betriebsspannung muß außerdem gut gesiebt sein; geringste Brummanteile werden im Sender verstärkt und machen bei CW einen T9 unmöglich.

Literatur

- [1] Ligeziński, P., SP 5 ARH: Superstabile VFO tranzystorowe, Radioamator 17 (1967), H. 10, S. 237...239
- [2] Müller, E., DJ 4 OQ - Weimann, K., DL 3 ZA: Transistor - Bausteine für einen SSB-Sender von 80 m bis 10 m, DL-QTC 20 (1966), H. 4, S. 193...204
- [3] Koch, O., DL 7 HA: KW-Bandempfänger mit Feldeffekt-Transistoren, DL-QTC 22 (1968), H. 1, S. 15...20

Gleichspannungswandler für 50 W

H. LACHMANN

In diesem Beitrag soll ein Gegentaktspannungswandler beschrieben (Bild) und seine Dimensionierung angegeben werden, der sich dadurch auszeichnet, daß die verwendeten Transistoren kein ausgesuchtes Paar sein müssen.

1. Funktion

Ist der Transistor T1 leitend, so beträgt das Kollektorpotential des Transistors T2 etwa $2 \cdot U_B$, d. h. in diesem Fall etwa 24 V. Die Spannung, die zwischen beiden Kollektoren steht, gelangt über einen Rückkopplungswiderstand R_V an den Treibertransformator Tr 1. Dadurch wird gewährleistet, daß beide Transistoren die oben beschriebenen Schaltzustände haben. Über die Rückkopplung fließt durch die Primärwicklung von Tr 1 ein Magnetisierungsstrom, der bei Erreichung der Sättigungsmagnetisierung von Tr 1 sehr rasch ansteigt, wodurch sich der Spannungsabfall an R_V ver-

größert. Dadurch wird die Steuerspannung am Treibertransformator stark vermindert, was eine Abnahme des Kollektorstromes von T1 bedeutet, und der Umschaltvorgang, bei dem T2 leitend und T1 gesperrt und die Polaritäten sämtlicher Transformatorspannungen wechseln, kann erfolgen. Die jetzt eingeleitete Phase dauert so lange an, bis Tr 1 seine Sättigungsmagnetisierung in umgekehrter Richtung erreicht hat. Die dabei auftretende Umschaltfrequenz wird durch Tr 1 und R_V bestimmt. Die auf diese Art und Weise „hochtransformierte Spannung“ steht somit am Ausgangstransformator Tr 2 zur Verfügung und kann dort gleichgerichtet werden.

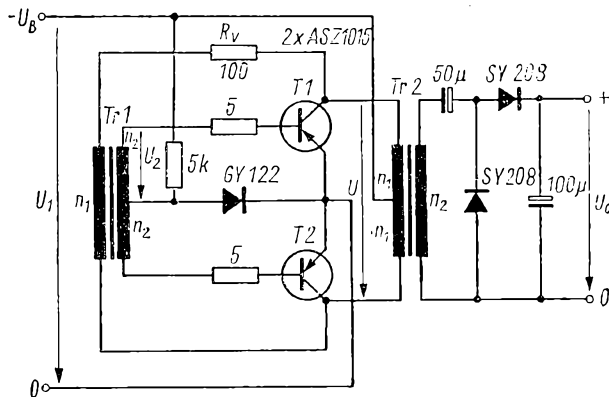
2. Dimensionierung

Da diesem Spannungswandler eine Leistung von 50 W entnommen werden soll, benötigt man leistungsfähige Transistoren. Es wurde der Typ ASZ 1015 verwendet.

Bei der weiteren Dimensionierung ist es zweckmäßig, mit dem Treibertransformator Tr 1 zu beginnen, da dieser im Zusammenhang mit dem Widerstand R_V dafür sorgt, daß dem jeweils leitenden Transistor die für Vollast erforderliche Eingangsleistung zugeführt und außerdem die gewünschte Frequenz ermöglicht wird. Die Spannung U_2 (Sekundärspannung von Tr 1) ergibt sich nach dem Kirchhoffschen Gesetz zu

$$U_2 = U_{BE1} + I_B R_B + U_D.$$

Dabei ist U_D die Durchlaßspannung der Diode D bei einem Strom I_B . Diese Diode dient zusammen mit R 1 als Starthilfe. Aus den Kenndaten für den ASZ 1015 und die Diode GY 122 ergibt sich für $I_c = 6 \text{ A}$ (Vollast) $U_{BE} = 0,8 \text{ V}$, $I_B = 300 \text{ mA}$ und $U_D = 0,5 \text{ V}$, so daß man bei einem R_B von 50 Ohm eine Sekundärspannung U_2 von etwa 3 V erhält. Das Übersetzungsverhältnis u_1 von Tr 1 läßt sich wie folgt berechnen:



$$\bar{u}_1 = \frac{n_1}{n_2} = \frac{U_B}{U_2}$$

Mit den gegebenen Werten ergibt sich ein $\bar{u}_1$ von 4. Zur Kernausswahl des Tr 1 ist zu bemerken, daß es sich empfiehlt, einen Kern mit möglichst rechteckiger Magnetisierungskurve zu verwenden. In dieser Schaltung wurde daher ein EE 20-Kern aus Manifer benutzt. Die Primärwindung ergibt sich dann wie folgt:

$$n_1 = \frac{U_B}{4 \cdot A_{Fe} \cdot B_s \cdot f}$$

Mit $f = 400$ Hz, einer Sättigungsinduktion B_s für Manifer von maximal $5 \cdot 10^{-5}$ Vs/cm² und einem Eisenquerschnitt A_{Fe} von $0,3$ cm² besteht die Primärwindung aus 500 Wdg. Aus dem Übersetzungsverhältnis $\bar{u}_1$ kann nun die sekundäre Windungszahl n_2 ermittelt werden.

$$n_2 = \frac{n_1}{\bar{u}_1} = \frac{500}{3} = 125$$

Die für die Wicklungen zu verwendenden Drahtstärken ergeben sich aus den jeweils fließenden Strömen. Der durch die Primärwindung fließende Strom I_1 läßt sich aus dem Übersetzungsverhältnis

$$\bar{u}_1 = \frac{I_B}{I_1}$$

berechnen, so daß sich ein Primärstrom von 75 mA ergibt, wenn man diese Gleichung nach I_1 auflöst. Mit den jetzt bekannten Strömen können aus Tabellen [3] die benötigten Drahtstärken abgelesen werden. Für die Primärwindung n_1 ergibt sich eine Drahtstärke von 0,25 mm und für die Sekundärwindung n_2 eine solche von 0,42 mm. In beiden Fällen handelt es sich um CuL-Draht. Die Sekundärwindung ist, wie auch aus der Schaltung ersichtlich, zweimal auszuführen.

Die ohmschen Wicklungswiderstände R_{W1} und R_{W2} , die für die Berechnung von R_V noch benötigt werden, können bei bekannter Windungszahl und Draht-

durchmesser ermittelt werden, da aus Tabellen für Trafoberechnungen [3] die mittlere Windungslänge 35 mm für den Spulenkörper E 20 (entspricht dem M 20) und die Drahtwiderstände in Ohm/m abzulesen sind. Für R_{W1} ergibt sich bei 500 Wdg. eine Drahtlänge von 17,5 m und damit ein Widerstand von 7,4 Ohm. Für n_2 beträgt $R_{W2} \approx 0,9$ Ohm.

Damit ist es nun möglich, R_V auszurechnen.

$$R_V = \frac{(U - \bar{u}_1 \cdot U_2) \cdot \bar{u}_1}{I_B} = R_{W1} + \bar{u}_1^2 R_{W2}$$

Die Spannung U wird nach der Beziehung

$$U = 2 U_B - (-U_{CE}) = R_{W1} I_1$$

berechnet, wobei R_{W1} hier der Wicklungswiderstand des Ausgangsübertragers ist und etwa 0,2 Ohm beträgt. Bei $U_{CE} = 1$ V und $I_1 = 6$ A erhält man eine Spannung U von annähernd 21 V, so daß sich ein R_V von 100 Ohm ergibt.

Der Widerstand R_I dient lediglich zur Starthilfe, und es ist ausreichend, wenn man einen Widerstand von etwa 5 kOhm wählt. Um die Exemplarstreuungen der Transistoren auszugleichen, ist es günstig, in die Basiszuleitungen beider Transistoren 5-Ohm-Widerstände einzubauen.

Die Ausgangsleistung P_0 läßt sich ermitteln, wenn man annimmt, daß die Lastamplitude des Stromes 5 A beträgt.

$$P_0 = U_B \cdot I_c \cdot \eta$$

η ist der Wirkungsgrad, dessen Größe von der Art der Last abhängig ist. Bei rein ohmscher Last beträgt $\eta \approx 90$ %. Allgemein kann mit einem η von 80 % gerechnet werden, so daß

$$P_0 = 12 \text{ V} \cdot 5 \text{ A} \cdot 0,8$$

$$P_0 \approx 50 \text{ W}$$

wird. Bei der Dimensionierung des Ausgangsübertragers geht man von der zu übertragenden Leistung P_0 aus.

$$A_{Fe} = \sqrt{\frac{P \cdot a}{4 \cdot f \cdot B \cdot S}}$$

S ist die Stromdichte, die etwa 3 A/mm² beträgt, a der Quotient aus Eisenquerschnitt A_{Fe} und Kupferquerschnitt, B die magnetische Induktion (etwa $3 \cdot 10^{-5}$ Vs/cm²) und P die Eingangsleistung, die sich aus P_0 dividiert durch η ergibt. Der Faktor a beträgt bei M-Schnitten etwa 6. Setzt man diese Zahlenwerte in die Gleichung für A_{Fe} ein, so muß der später zu verwendende Kern einen Eisenquerschnitt von mindestens 5 cm² haben, was einem M-65-Schnitt entspricht. Die Primärwindungszahl n_1 von Tr 2 kann nach folgender Formel berechnet werden:

$$n_1 = \frac{U_B}{4 \cdot A_{Fe} \cdot B_s \cdot f}$$

so daß $n_1 = 50$ Windungen hat, wenn für B_s , f die schon bekannten Werte eingesetzt werden. Das Übersetzungsverhältnis $\bar{u}_2$, das nach der Gleichung

$$\bar{u}_2 = \frac{n_2}{n_1} \approx \frac{U_0}{2 \cdot U_B}$$

bestimmt wird, beträgt bei $U_0 = 250$ V 10. Somit kann als nächstes n_2 errechnet werden

$$n_2 = \bar{u}_2 \cdot n_1$$

$$n_2 = 500$$

Der durch n_2 fließende Strom läßt sich über die Ausgangsspannung und die Leistung bestimmen.

$$I_2 = \frac{P}{U} = \frac{50 \text{ W}}{250 \text{ V}} = 0,2 \text{ A}$$

Für diesen Strom ergibt sich aus den Tabellen in [3] ein Drahtdurchmesser von 0,36 mm. Mit dem Übersetzungsverhältnis liegt auch der durch n_1 fließende Strom fest.

$$I_1 = 2 I_2 \cdot \bar{u}_2$$

$$I_1 = 4 \text{ A}$$

Das bedeutet für diese Wicklung einen Drahtdurchmesser von 1,5 mm. Die jeweiligen Teilwicklungen, bei Tr 1 sind es $2 \times n_2$ und bei Tr 2 $2 \times n_1$, müssen bifilar gewickelt werden.

3. Gleichrichterschaltung

Die relativ hohe Ausgangsgleichspannung wurde durch eine Villard-Schaltung, d. h. durch eine Spannungsverdopplerschaltung, erzeugt, die hier nicht berechnet werden soll. Es wurde hier auf eine bewährte Schaltung zurückgegriffen.

Literatur

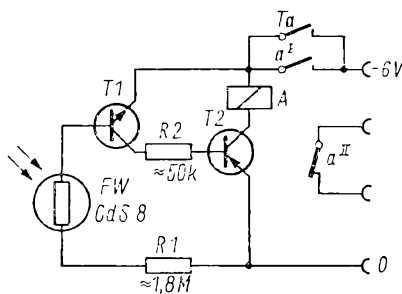
- [1] Technische Informationen für die Industrie, TI 75, Valvo
- [2] Jakubaschk, H.: Elektronikbastelbuch, DMV Berlin
- [3] Schubert, K.-H.: Das große Radiobastelbuch, DMV Berlin
- [4] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik Bd. II

Empfindlicher Empfänger für eine Lichtschranke

Das Gerät zeichnet sich besonders durch eine geringe Anzahl von Bauelementen und hohe Empfindlichkeit aus. Es arbeitet seit einigen Monaten fehlerlos. Erst kürzlich wurde es erfolgreich als Einbruchssicherung in einer Garage eingesetzt. Die Verwendungsmöglichkeiten sind sehr vielfältig. So kann die Anlage zur Raumsicherung, für Zählzwecke (mit Zählrelais) oder auch als Dämmerungsschalter eingesetzt werden.

Zur Schaltung folgendes: Über R1 und den Fotowiderstand FW wird ein npn-Transistor angesteuert. Dieser steuert seinerseits über R2 einen pnp-Transistor, in dessen Kollektorkreis ein Relais (A) liegt. Das Relais sollte zwecks niedrigen Stromverbrauches einen Widerstand von etwa 1 kOhm haben. Fällt Licht auf FW, so sinkt sein Widerstand ab, was bedeutet, daß die Basis von T1 jetzt positiv gegenüber dem Emitter wird und der Transistor öffnet.

Der Strom fließt über Emitter, Kollektor und R2 zur Basis von T2 und steuert



so auch ihn an. Im Kollektorkreis von T2 fließt daraufhin ein Strom, der den Anker von A zum Ziehen bringt. Wird FW nun abgedunkelt, steigt sein Widerstand an, T1 und T2 sperren, das Relais fällt ab. Bei Verwendung als Lichtschranke wird das wiederholte Anziehen des Relais nach Unterbrechen des Lichtstrahls durch Kontakte aI verhindert, der nach Abfallen von A den Stromfluß unterbricht. Durch Drücken der Taste Ta kann der Normalzustand wiederhergestellt werden. Das Bild zeigt die Schaltung als Lichtschranke.

Der Ruhekontakt aII wird zum Betätigen der Alarmanlage o. ä. ausgenutzt.

Für die Widerstände R1 und R2 sind nur Näherungswerte angegeben. Die jeweils erforderlichen Werte sind experimentell leicht zu ermitteln. Die Transistoren entstammen dem verwertbaren Ausschuß, wobei aber auf geringen Reststrom zu achten ist. Die Speisespannung betrug im Muster 6 V.

Die Einstellung der Empfindlichkeit erfolgte durch Verschieben von FW, so daß er mehr oder weniger stark vom Licht getroffen wurde. Trifft zuviel Licht auf den Fotowiderstand, so zeigt sich das darin, daß das Relais beim Unterbrechen des Lichtstrahls erst nach einiger Zeit abfällt.

Für eine andere Art der Einstellung wäre das Ersetzen von R1 durch eine geeignete Kombination von Potentiometer und Festwiderstand möglich.

Da das Gerät sehr schnell auch auf schwaches Licht anspricht, ist FW gut gegen Seitenlicht abzuschirmen.

G. Nitsch

Billiges Meßinstrument aus einem Belichtungsmesser

Ein in der Amateurpraxis immer wieder benötigtes Meßinstrument ist ein empfindlicher Strommesser mit mehreren Meßbereichen. Da die Anschaffung eines solchen Gerätes immer mit einem erheblichen finanziellen Aufwand verbunden ist, soll hier der Bau eines solchen Instrumentes beschrieben werden. Für den Bau stand ein ausgedienter Belichtungsmesser mit einem Drehschalter zur Verfügung. Die weiteren Bauteile waren handelsüblich. Der kleinste Meßbereich beträgt 75 µA. Weitere Meßbereiche sind 100 µA; 1 mA; 10 mA und 100 mA. Da es mir beim Bau auf ein kleines handliches Gerät ankam, wurde auf einen Umschalter verzichtet. An dessen Stelle trat ein Stecker, der in die entsprechende Telefonbuchse gesteckt wird. Das Gehäuse besteht aus 2 mm starkem PVC. Es hat die Maße 80 mm × 90 mm × 35 mm. Ausschlaggebend bei der Gestaltung des Gehäuses war das verwendete Instrument.

Zuerst werden die Grund- und Deckplatte ausgeschnitten und gemeinsam im Schraubstock bearbeitet. Dadurch

entstehen keine Abweichungen in der Form. In alle 4 Ecken werden Löcher von 3,2 mm Durchmesser gebohrt und angesenkt. In die untere Hälfte der Deckplatte wird ein Fenster für die Skala gesägt. Unter den Ausschnitt wird eine Zelluloidscheibe geklebt. In die obere Hälfte bohrt man 2 Löcher mit einem Durchmesser von 4,2 mm für die Meßklemmen. Mit ihnen kann der Meßbereich 75 µA benutzt werden. Die Seitenteile sind aus einem Stück, das über einer erhitzten Blechplatte gebogen wurde.

Unter die Nahtstelle wird ein Stück PVC geklebt. Die Höhe entscheidet das Meßinstrument. Der Zeiger darf, um Meßfehler zu vermeiden, den Deckel nicht streifen. In die Stirnseite des Gehäuses kommen die Löcher für die Telefonbuchsen, die später als „Bereichsschalter“ dienen. Nun wird die Bodenplatte an den Rahmen geklebt. Der Deckel wird mit langen, der Höhe des Gerätes entsprechenden Schrauben an allen 4 Ecken gehalten.

Geschaltet wurde das Gerät in der üblichen Weise. Allerdings wurde auf eine

Gleichrichtung verzichtet, da nur Gleichströme gemessen werden sollten. Als Parallelwiderstände wurden Einstellregler der entsprechenden Belastbarkeit verwendet. Mit ihnen läßt sich der entsprechende Bereich leicht eintrimmen.

Zum Eicheln wurde ein Vergleichsinstrument verwendet. Das zweite Instrument und das zu eichende werden in Reihe geschaltet. Mit einem Potentiometer, das ebenfalls mit in dem Stromkreis liegt, wird der gewünschte Ausschlag am Vergleichsinstrument eingestellt. Auf der Skala des Selbstbaugerätes werden nun die entsprechenden Punkte markiert. Will man die Potis durch Festwiderstände ersetzen, so kann man sie nach folgender Formel berechnen:

$$R_p = \frac{I_{\text{end}} \cdot R_i}{I_B - I_{\text{end}}}$$

I_{end} = Strom bei Endausschlag des Instrumentes, R_i = Innenwiderstand des Instrumentes, I_B = Strom für Endausschlag beim neuen Meßbereich.

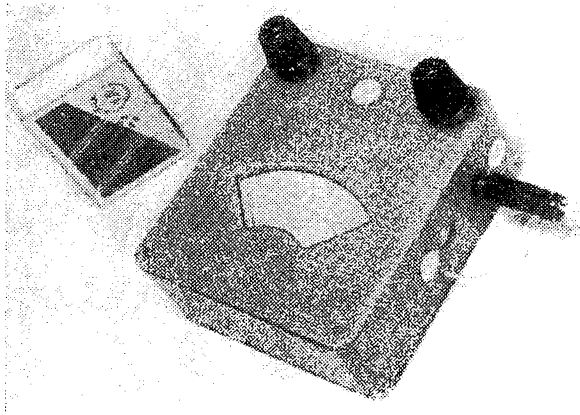


Bild 1: Ansicht des fertigen (geschlossenen) Gerätes

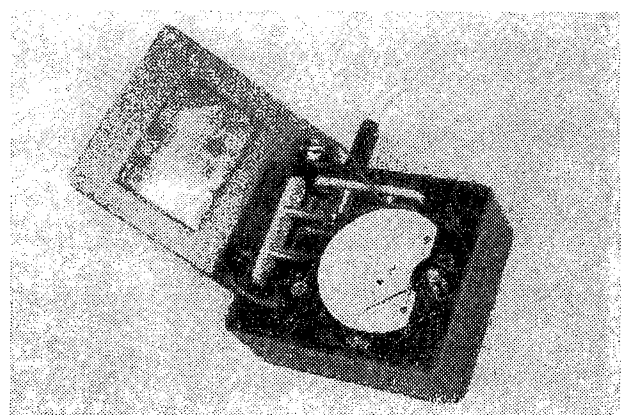


Bild 2: Ein Blick in das Innere des Gerätes

Bei der Verdrahtung wird nur gut isolierter Schmelzdraht verwendet. Das ganze Gerät wurde so gebaut, daß es

sich mit verschiedenen Geräten über die Meßklemmen koppeln läßt. Es muß beachtet werden, daß die meisten Beleuchtungsmesser einen Aufbau besitzen, der trotz der Tatsache, daß es sich um ein Drehspulinstrument handelt, auch bei Gleichstrom eine (zuweilen sogar

sehr stark) nichtlineare Skala bewirkt. Diese muß also meist erst geeicht werden. Dazu kann die oben beschriebene Methode, entsprechend abgewandelt, benutzt werden.

H. Germann, DM 5 GG

Hochwertiger 25-W-Stereoverstärker

H.-J. KOWALEWSKI

1. Allgemeines

Beschrieben wird ein hochwertiger 25-W-Stereoverstärker, der für den wahlweisen Anschluß von magnetischem und Kristall-Tonabnehmer, Stereo-Steuergeräten sowie Mikrofon ausgelegt ist.

Bis auf die Leistungstransistoren der Endstufen und des Netzteiles wurden durchweg Silizium-npn-Planartransistoren verwendet. Sie besitzen gegenüber den ihnen entsprechenden Germanium-Vergleichen eine Reihe bemerkenswerter Vorteile. Einer mit der wichtigsten ist der außerordentlich kleine Ruhestrom I_{CB0} , der selbst bei Umgebungstemperaturen von 75 ... 100 °C kaum störend in Erscheinung tritt. Die h -Parameter dieser Transistoren liegen wesentlich günstiger, so sind der Kurzschluß-Eingangswiderstand h_{11e} und die Verstärkung h_{21e} einige Male größer als bei äquivalenten Germaniumtypen, die Spannungsrückwirkung h_{21e} und die Ausgangsleitfähigkeit h_{22e} einige Male kleiner. Neben den damit verbundenen schaltungstechnisch besseren Eigenschaften ergibt sich damit der große Vorteil, daß bei Berechnungen zahlreiche Vereinfachungen möglich sind und dennoch gute Übereinstim-

mung mit den praktisch gewonnenen Ergebnissen erzielt werden kann.

Bevor die Gesamtkonzeption näher beschrieben wird, noch einige kurze Bemerkungen zu der für eine Heimstudioanlage an sich recht hohen Ausgangsleistung und der weit über dem Hörbereich liegenden Grenzfrequenz des Endverstärkers (3-dB-Grenzfrequenz etwa 45 kHz). Da in einer Verstärkeranlage immer der Lautsprecher frequenzgangmäßig das schwächste Glied war und auch noch ist, verwendet man in zunehmendem Maße Kompaktboxen, die neben dem Vorteil des geringeren Volumens den einer gewissen Linearisierung des Frequenzganges haben. Diese Eigenschaften bewirken aber eine erhöhte Dämpfung und damit geringen Wirkungsgrad, so daß hieraus mit der Trend nach höheren Ausgangsleistungen verständlich wird.

Mit der hohen Grenzfrequenz eines Verstärkers ist an den Übertragungsgrenzen die Phasenverschiebung erheblich geringer (siehe auch Abschnitt 5), dadurch sind starke Gegenkopplungsgrade möglich, ohne daß die Gefahr des Eintretens von Instabilitäten auftritt. Die hohen Gegenkopplungsgrade bewirken über den ganzen Übertragungs-

Technische Daten

Vorverstärker	Mikrofon	Tonabnehmer (magn.)
Betriebsspannung U_B	24 V	24 V
Betriebsstrom	0,8 mA	0,8 mA
Eingangsspannung ($f = 1$ kHz)	2 mV	4,5 mV
max. Eingangsspannung ohne Begrenzung (1 kHz)	20 mV	40 mV
Ausgangsspannung ($f = 1$ kHz, $R_L = 100$ kOhm)	350 mV	350 mV
Eingangswiderstand	47 kOhm	47 kOhm
Ausgangswiderstand	100 kOhm	100 kOhm
Fremdspannungsabstand	> 50 dB	> 50 dB
Hauptverstärker		
Betriebsspannung	30 V	
Eingangsspannung für Vollaussteuerung des Endverstärkers	350 mV	
Leistungsverstärkung (bei voll um 18 ... 20 dB angehobenen Tiefen- und Höhenreglern und $R_L = 1$ kOhm)	70 dB	
Eingangswiderstand	≈ 750 kOhm	
Ausgangswiderstand	11 kOhm	
Fremdspannungsabstand	> 50 dB	
Endverstärker		
Betriebsspannung U_B	30 V	
Stromaufnahme	50 ... 1000 mA	
Ausgangsleistung (Sinusdauer-ton)	15 W ($k = 0,4$ %)	
Musikleistung	25 W	
Nenneneingangsspannung ($f = 1$ kHz, $P_A = 15$ W)	500 mV	
Spannungsfrequenzgang (-1 dB)	10 Hz ... 20 kHz	
Fremdspannungsabstand (bezogen auf 100 mW)	85 dB	

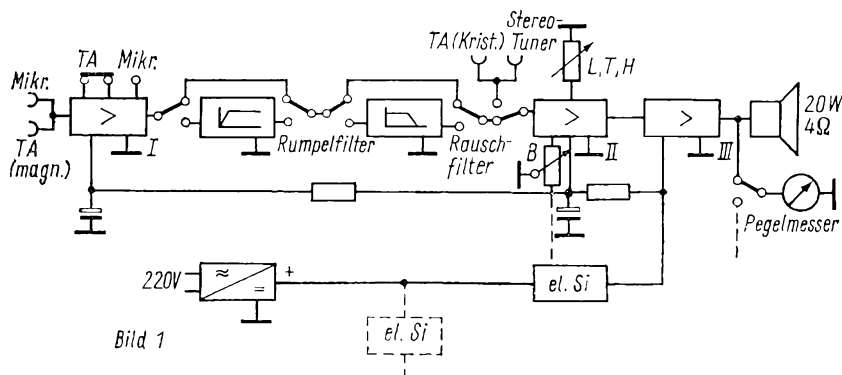


Bild 1

Bild 1: Blockschaltbild des Verstärkers

Bild 2: Skizze des mechanischen Aufbaus, 1 – Vorverstärker und Filterteil, 2 – Hauptverstärker, 3 – Endverstärker, 4 – Netzteil (Platine), 5 – Elkos vom Endverstärker, 6 – Netztrafo, 7 – Tastenschalter für Wahl der Betriebsart, 8 – elektronische Zweipolsicherungen, 9 – Lautstärke-, H., T.- u. Balanceregulierung, Regelung der Aussteuerungsanzeige, 10 – Umschaltung des Netztes für externe Verwendung, 11 – Instrument für Pegelmessung

Bilder 3...5: siehe 2. Umschlagseite

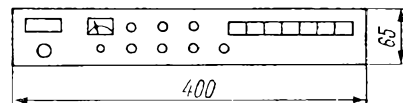
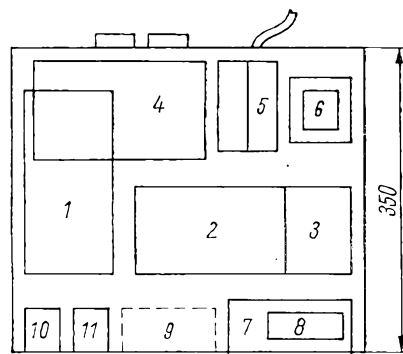


Bild 2

bereich hinweg einen sehr niedrigen Verstärkerausgangswiderstand, der wiederum eine sehr wirksame elektrische Bedämpfung der Bafresonanz der nachgeschalteten Lautsprecher darstellt und störende Ein- und Ausschwingvorgänge der Membran bei der Tonwiedergabe verhindert.

2. Beschreibung der Gesamtschaltung

Bei hochwertigen Verstärkeranlagen erfolgt eine Gegenkopplung, die eine Veringerung des Innenwiderstandes bewirkt.

Der Innenwiderstand wird soweit verringert, daß sich der Pegel der Quelle bei Nennlast gegenüber dem Leerlauf höchstens um 0,5 dB ändert. Hierdurch ergibt sich eine große Rückwirkungsfreiheit der einzelnen Stufen, so daß ihr einwandfreies Zusammenarbeiten gewährleistet wird. Das Blockschaltbild (Bild 1) soll das Zusammenwirken der einzelnen Baugruppen verdeutlichen.

Der Gesamtverstärker wurde in folgende primäre Baugruppen (unter primären Baugruppen seien diejenigen Baugruppen verstanden, die unmittelbar an der Verstärkung der NF beteiligt sind) unterteilt:

- Vorverstärker
- Hauptverstärker
- Endverstärker.

Die erforderlichen Ansteuerungspegel sind den einzelnen Unterabschnitten zu entnehmen.

Die im Blockschaltbild angedeuteten RC-Glieder in den Zuleitungen zur Stromversorgung sollen nur die gegenseitige Entkopplung der einzelnen Stufen veranschaulichen; sie sind auf der jeweiligen Platine bereits enthalten. Die elektronische Sicherung dient nur zum Schutz der Endverstärker – sie sind am meisten gefährdet!

Die in der Skizze angedeutete zweite Sicherung ist kein Widerspruch zu Abschnitt 4.6. – im Original wurde tatsächlich nur eine Sicherung verwendet –, es ist aber günstiger, wenn jeder Endverstärker separat abgesichert ist.

Die Übersprechdämpfung, gemessen „über alles“, beträgt bei 1 kHz etwa 50 dB, ein Wert, der vollausreicht. Da sämtliche Stufen des Verstärkers über hohe Gegenkopplungsgrade verfügen (sowohl statisch als auch dynamisch), sind die elektrischen Daten des Verstärkers weitgehend unabhängig von den unvermeidbaren Streuungen der aktiven Bauelemente. Der Nachbau wird relativ unkritisch, wenn nur die angegebenen Stromverstärkungsgruppen beachtet werden. Dennoch sei der Anfänger vor dem kompletten Nachbau des Verstärkers gewarnt, der Aufwand ist zu hoch, um ein Risiko eingehen zu können.

3. Konstruktive und schaltungstechnische Hinweise

Die sehr flache Bauweise (Höhe des Verstärkers 65 mm!) bedingte durch den Einsatz handelsüblicher Bauelemente einige Besonderheiten in konstruktiver Sicht. So wurde z. B. der Ladeelko des Netztes aufgeteilt in $5 \times 500 \mu\text{F}/50 \text{ V}$, um die Baugruppe sehr flach zu halten. Der Boden des Verstärkers – 3 mm Alu – dient als Kühlfläche für den Leistungstransistor des Netztes. In der Nähe der Rückwand und der Umgebung des Trafos muß der Boden mit ausreichenden Lüftungslöchern versehen werden, um eine Luftzirkulation zu ermöglichen, die zur Wärmeabfuhr unbedingt erforderlich ist. Da sich für die insgesamt vier Endstufentransistoren (beide Kanäle) eine recht erhebliche Kühlfläche ergibt, wurde, um den gestellten konstruktiven Forderungen nach möglichst flacher Bauweise gerecht zu werden, 3-mm-Cu-Material

verwendet. Als Nachteil wären hier das größere Gewicht und der Materialpreis zu sehen. Damit der Wärmeübergangswiderstand zwischen Rückwand und den restlichen Gehäuseteilen gering gehalten wird, muß eine möglichst großflächige und innige Verbindung geschaffen werden. Die Leistungstransistoren selbst müssen natürlich durch Glimmerzwischenlagen elektrisch von der Kühlfläche isoliert werden.

Bei der Verdrahtung müssen die für den Bau von NF-Verstärkern allgemein gültigen Regeln beachtet werden. Die NF-führenden Leitungen, wie die zur Lautstärke-, Balance-, Höhen- und Tiefenregelung, müssen sorgfältig abgeschirmt werden, der Wahl der Erdungspunkte ist besondere Aufmerksamkeit zu schenken, da andernfalls Brummschleifen die unvermeidliche Folge sind.

Die vorliegende Bauanleitung ist nicht als „Kochrezept“ gedacht, deshalb wurde die Lage der einzelnen Baugruppen nur prinzipiell skizziert.

4. Beschreibung der einzelnen Baugruppen des Verstärkers

4.1. Vorverstärker

Wie in Abschnitt 2. erwähnt, läßt sich diese Baugruppe als vollkommen separate Einheit betreiben. In diesem Falle wird $U_{B1} = 24 \text{ V}$ gewählt. In der gesamten Verstärkerkonzeption ergibt sich durch das Hintereinanderschalten der einzelnen Verstärkereinheiten für $U_{B1} \approx 20 \text{ V}$. Die hierdurch auftretenden Veränderungen der angegebenen technischen Daten sind geringfügig.

Der zweistufige Vorverstärker (Bild 6) ist umschaltbar für Mikrofon und magnetischen Tonabnehmer ausgelegt. Für die Verwendung als Mikrofonvorverstärker kann ein linearer Frequenzgang und für die Verwendung als Vorverstärker für einen magnetischen Ton-

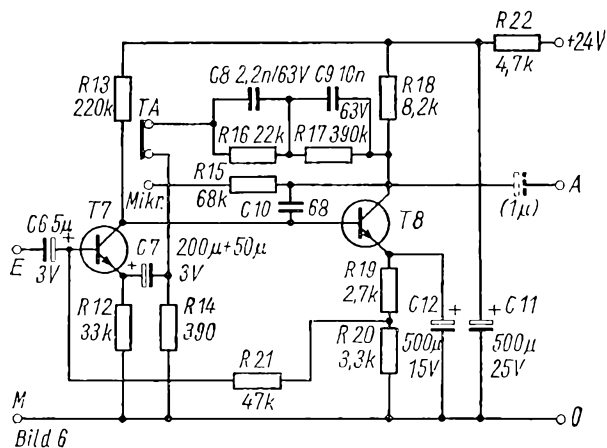


Bild 6: Schaltung des Entzerrervorverstärkers. Alle Widerstände 0,125 W. T7, 8: npn-Silizium-Planar-Transistor, SC 207 d, e oder SF 132 D, E

abnehmer der erforderliche Frequenzgang eingeschaltet werden (maßgeblich für die Übergangsfrequenzen der verschieden verlaufenden Kurven-Teilabschnitte ist die Frequenzgang-Entzerrung nach IEC-Empfehlungen, die übrigens identisch mit dem Fachbereichstandard TGL 200-7004 Schallplatten, Technische Forderungen, sind). Hierbei wird im ersten Falle eine frequenzunabhängige Gegenkopplung und im zweiten Fall ein frequenzabhängiges Gegenkopplungsglied angeschaltet. Gegenüber einer frequenzabhängigen Dämpfung besitzt diese Methode zur Erzeugung des erforderlichen Frequenzganges den Vorteil, daß der Klirrfaktor kleiner ist.

Durch C7 erfolgt eine Entkopplung des Transistors T7 vom Gegenkopplungs-

Bild 8: Leitungsführung der Platine des Entzerrervorverstärkers. Die Höhe der Gesamtplatine ist 110 mm

glied. Sie verhindert, daß sich bei der Umschaltung „Tonabnehmer – Mikrofon“ die Arbeitspunkte von T7 und T8 verändern. Die Arbeitspunkteinstellung von T7 erfolgt über R21 von T8 aus. Dies bewirkt eine sehr gute Temperaturkompensation. Steigt z. B. bei Temperaturerhöhung der Strom durch den Transistor T7 an, so ändert sich die Vorspannung an der Basis des Transistors T8 nach negativen Werten. Dadurch sinkt der Spannungsabfall an der Emittierwiderstandskombination dieser Stufe, wodurch über R21 der Transistor T7 eine kleinere Vorspannung erhält. Die gleiche Kompensationswirkung tritt auch bei einer Änderung der Betriebsspannung auf.

Quantitative Überlegungen zur Arbeitspunktfestlegung erfolgen unter Abschnitt 4.3., da dort analoge Verhältnisse vorliegen. Ziel dieser quantitativen Angaben soll nicht die vollständige Durchrechnung des Verstärkers, sondern die Anleitung zu eigenen überschlägigen Berechnungen für den geübten Amateur sein.

Der Eingangswiderstand des Vorverstärkers wird im wesentlichen durch

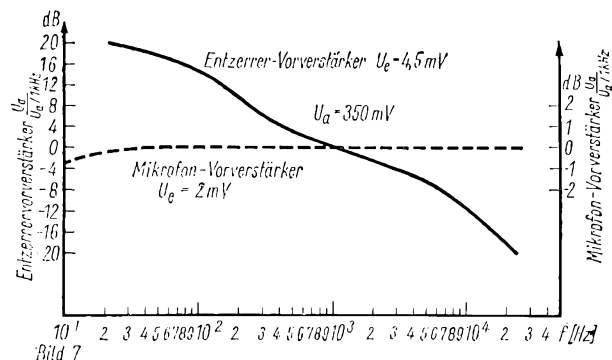


Bild 7: Leitungsführung der Platine für den Entzerrervorverstärker

R21 bestimmt, da der Eingangswiderstand von Transistor T7 wesentlich größer ist. Damit beträgt der Eingangswiderstand im vorliegenden Falle etwa 47 kOhm. C10, Gegenkopplungskondensator zwischen Kollektor und Basis des Transistors T8, verringert eine wegen der hohen Verstärkung und hohen Grenzfrequenz des Transistors T8 ($f_T=300$ MHz) vorhandene Schwingneigung.

Der Kollektorstrom von T7 beträgt etwa 100 μ A, hierdurch ergibt sich ein besonders gutes Rauschverhalten der Eingangsstufe. Hier zeigt sich wieder der große Vorteil, den der Einsatz von Silizium-Transistoren in Planarstruktur bietet. Derartig geringe Kollektorströme sind beim Einsatz von Germanium-Transistoren illusorisch, da deren Restströme bereits in dieser Größenordnung liegen.

4.2. Filter

Wie in dem Blockschaltbild der gesamten Verstärkeranlage (Bild 1) angedeutet, kann unmittelbar zwischen dem Ausgang des Vorverstärkers und dem

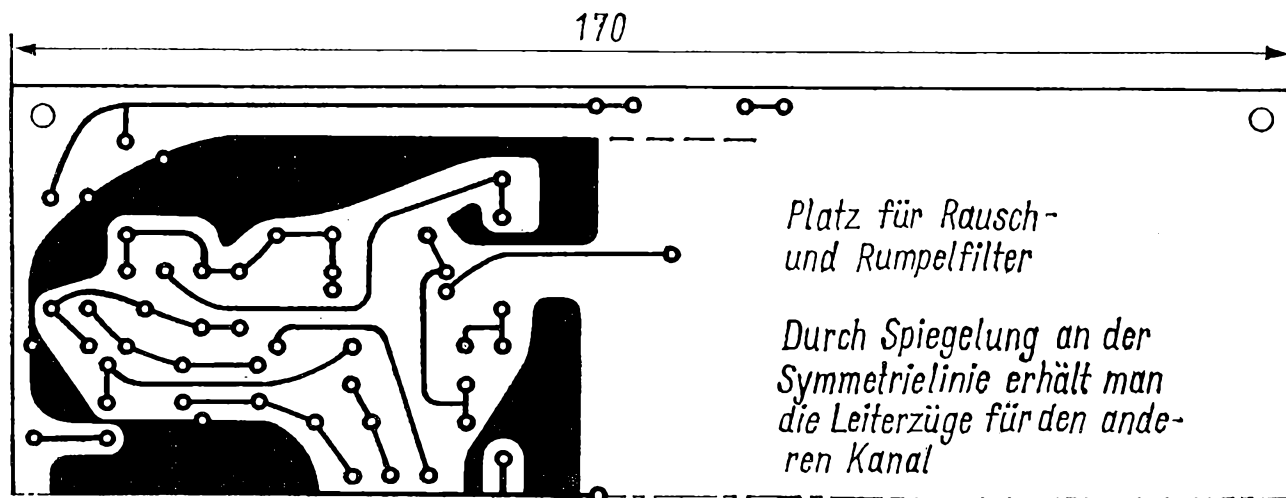


Bild 8

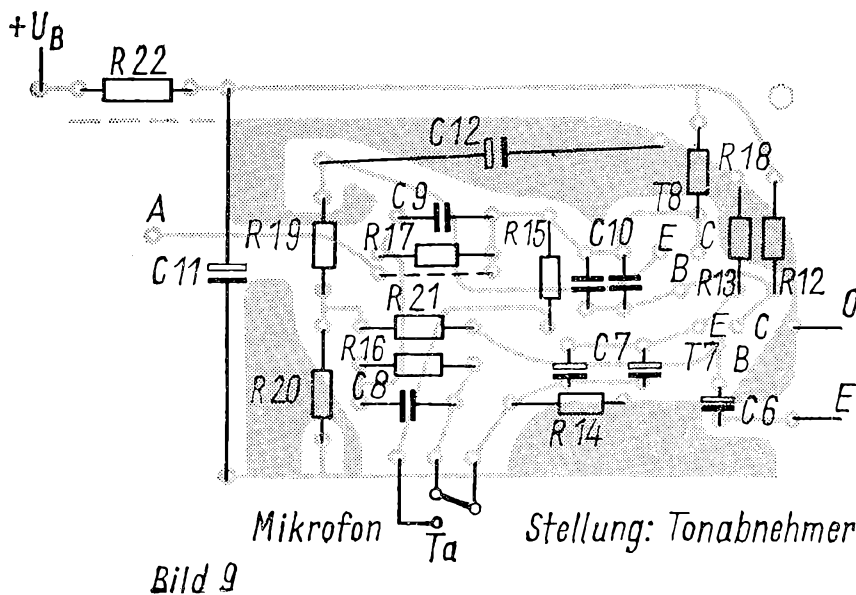


Bild 9

Bild 9: Bestückungsplan zur Leiterplatte nach Bild 8. Die gestrichelte Linie stellt eine Drahtbrücke dar, die verwendet wird, wenn der Verstärker direkt an den Eingang des Hauptverstärkers angeschlossen wird. Wird der Hauptverstärker als separate Baueinheit verwendet, so wird die Brücke durch einen 1-µF-Kondensator ersetzt, wie in der Schaltung angedeutet

Eingang des Hauptverstärkers ein Rausch- und Rumpelfilter eingeschaltet werden. Die Verstärkungsreserve der Verstärker ist genügend groß, um die durch die Filterdämpfung hervorgerufenen Pegelverluste auszugleichen. Geeignete Filterschaltungen sind in großer Zahl in der einschlägigen Literatur enthalten. Als Beispiel sei auf [20] verwiesen. Am günstigsten wäre die Realisierung dieser Filter durch aktive RC-Schaltungen, z. B. in [13].

4.3. Hauptverstärker

4.3.1. Überblick über die Gesamtschaltung

Die Schaltung des vierstufigen Hauptverstärkers ist aus Bild 10 ersichtlich. Er ist mit einem Lautstärke- und Balanceregler versehen und verfügt über ein Klangregelnetzwerk, mit dem eine voneinander unabhängige Höhen- und Tiefenregelung durchgeführt werden kann.

Die über den Widerstand R26 gegengekoppelte erste Stufe mit Transistor T9 in Kollektorschaltung fungiert als Impedanzwandler; R27 bewirkt dabei, daß der Eingangswiderstand des Verstärkers unabhängig von der Stellung des Lautstärkereglers P1 und des Balance-reglers P2 genügend hoch bleibt. C20, C22 und C23 sind Koppelkondensatoren. R28 und C21 dienen zur Siebung und Entkopplung.

Die zweite Stufe mit Transistor T10 in Emitterschaltung liefert die für das Anheben der Tiefen und Höhen nötige zusätzliche Verstärkung. Arbeitspunkt, Gegenkopplung und Verstärkung sind durch die Widerstände R29, R30, R31 und R32 festgelegt. Das über C24 angeschlossene Klangregelnetzwerk umfaßt den aus den Bauteilen R33, R34, R35, P3, C25, C26 bestehenden Tiefenregler und den aus R36, P4, C27, C28 bestehenden Höhenregler. Die über C9 angeschlos-

sene dritte Stufe, ebenfalls eine gegengekoppelte Emitterschaltung, mit T11, R38, R37 liefert die Grundverstärkung von etwa 20 dB; sie arbeitet unmittelbar auf die als Impedanzwandler wirkende, über R41 gegengekoppelte Stufe. Der Arbeitspunkt des in Kollektorschaltung arbeitenden T12 wird von der dritten Stufe aus eingestellt, der Arbeitspunkt von T11 seinerseits über R40 von der vierten Stufe aus. Der Teiler R39/C30 bewirkt eine weitere Siebung und Entkopplung der einzelnen Stufen. Der recht große Wert von C30 (500 µF/50 V) kann vorteilhaft durch eine entsprechende Z-Diode mit parallelgeschaltetem Kondensator geringerer Kapazität (z. B. 50 µF) ersetzt werden. Zu beachten ist hierbei aber, daß U_Z in der Größenordnung von 25 V liegen müßte. Der Endverstärker ist über R42 angeschlossen; R42 bestimmt auch den inneren Widerstand des Verstärkers.

Im folgenden sollen kurz quantitative Zusammenhänge angegeben werden, die Ausgangspunkt für überschlägige Berechnungen sein können.

4.3.2. Eingangsstufe

Der Eingangswiderstand Z_{Eing} ergibt sich mit

$$Z_{\text{Eing}} \approx h_{21e} \cdot R_L$$

zu 0,8...1,5 MOhm; er ist von der Stellung der Regler P1 und P2 abhängig. Der Arbeitspunkt stellt sich automatisch ein, wobei gilt:

$$I_{B9} \cdot B_9 \cdot R_{26} + U_{BE9} + I_{B9} \cdot R_{25} = U_{\text{Betr } 9}$$

$$I_{B9} = \frac{U_{\text{Betr } 9} - U_{BE9}}{B_9 \cdot R_{26} + R_{25}}$$

$$I_{C9} = I_{B9} \cdot B_9 \approx \frac{U_{\text{Betr } 9}}{R_{26} + \frac{R_{25}}{B_9}}$$

da die Basis-Emitterspannung U_{BE} klein gegen die Betriebsspannung U_{Betr} ist. Die Spannungsverstärkung dieser Stufe ist unter Berücksichtigung der Spannungsteilungen im Zuge R27, P1, P2, R29, R30 in höchster Stellung von P1 und bei Symmetrie an P2 rund 0,6.

4.3.3. Zwischenstufe und Klangregelnetzwerk

Die sich bei den angegebenen Werten der Widerstände R29...R32 und der Betriebsspannung 25 V ergebenden Werte für die Ströme und Spannungen an Transistor T10 lassen sich nach 4.3.2. ermitteln. Bei besonders hochohmigen Spannungsteilern jedoch – wie hier, wo die Regler nicht beeinflusst werden sollen – ist der Einfluß des Basisstromes auf die Teilung nicht mehr vernachlässigbar. Mit der statischen Gegenkopplung K_{st} , die definiert werden soll durch das Verhältnis

$$K_{st} = \frac{U_{E10}}{U_{BE10}} = \frac{I_{C10} \cdot R_{31}}{U_{BE10}}$$

Sowie mit der genauen Beziehung

$$U_{\text{Betr } 10} = I_{C10} R_{31} + U_{BE10} + R_{29} \left(\frac{I_{C10} R_{31} + U_{BE10}}{R_{30}} + \frac{I_{C10}}{B_{10}} \right)$$

$$I_{C10} \left(R_{31} \frac{R_{29} + R_{30}}{R_{30}} + \frac{R_{29}}{B_{10}} \right) = U_{\text{Betr } 10} - U_{BE10} \frac{R_{29} + R_{30}}{R_{30}}$$

sowie mit U_{BE} 0,6 V lassen sich I_C , I_E , U_{CE} bestimmen. Diese Werte und die entsprechenden Kennlinienfelder für Transistor T10 dienen zur Ermittlung der h-Parameter, die für die Berechnung der Spannungsverstärkung U_2/U_1 benötigt werden. Es gilt, unter der Voraussetzung, daß $R_L \ll 1/h_{22e}$ ist:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{h_{21e} \cdot R_L}{h_{11e} + h_{21e} \cdot R_E}$$

Man erhält eine Spannungsverstärkung von 21...19 dB; sie fällt etwas mit der Frequenz, da die Last R_L (Parallelschaltung R32 und Eingangswiderstand des Klangregelnetzwerkes) von 5 kOhm allmählich auf 4 kOhm abfällt.

Grundprinzip des hier verwendeten Klangregelnetzwerkes ist folgendes: Das Potentiometer P3 (100 kOhm) ist nur bei niedrigen Frequenzen voll wirksam, da die Reaktanzen von C25 und C26 groß gegen 100 kOhm sind; P3 regelt einen Bereich von ungefähr 2...42 dB aus, entsprechend der Span-

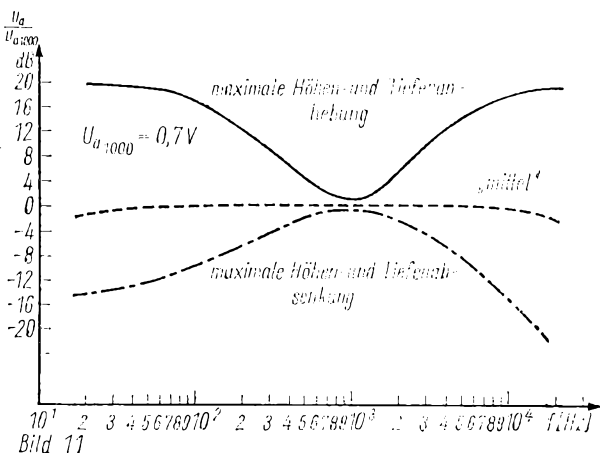
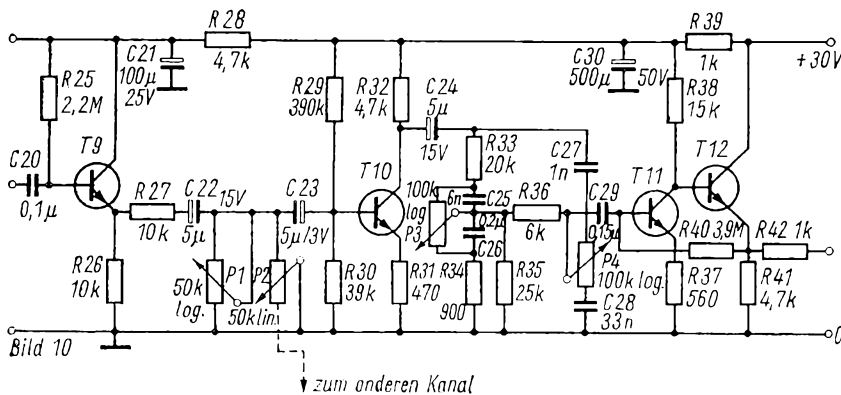


Bild 10: Schaltung des Hauptverstärkers. Alle Kondensatoren außer den Elkos 63 V, alle Widerstände 0,125 W, T9...T12 Silizium-npn-Planartransistoren SC 206 e

Bild 11: Frequenzgang des Hauptverstärkers für verschiedene Stellungen der Höhen- und Tiefenregler

nungsteilung R33, P3, R34. Nach hohen Frequenzen hin wird P3 allmählich kurzgeschlossen; das Verhältnis der Reaktanzen ist dabei so gewählt, daß es auch im Übergangsgebiet einen Bereich mit etwa gleichbleibender Dämpfung gibt, die sich dem Wert der Grunddämpfung von $20/0,9 \approx 27$ dB nähert. P4 (100 kOhm) ist bei niedrigen Frequenzen unwirksam, da die Reaktanzen von C27 und C28 sehr groß dagegen sind. Bei sehr hohen Frequenzen jedoch sind die Reaktanzen gegen 100 kOhm vernachlässigbar klein: steht der Schleifer von P4 in oberer Stellung, so liegt nahezu die volle Spannung an R36; in unterster Stellung wirkt sich statt dessen die Spannungsteilung R36 – C28 voll aus. Auch hier ist das Verhältnis der Reaktanzen so gewählt, daß sich im Übertragungsbereich eine nahezu gleichbleibende Grunddämpfung ergibt. R36 dient ferner dazu, Tiefen- und Höhenregler im Übergangsbereich voneinander zu entkoppeln. Bild 11 zeigt die Beeinflussung des Frequenzganges (Haupt- und Endverstärker) durch das Klangregelnetzwerk. Der innere Widerstand des Netzwerkes

(d. h. der Quellwiderstand für die darauffolgende Stufe) ist frequenzabhängig, bei niedrigen Frequenzen liegt er je nach Reglerstellung zwischen 30 und 7 kOhm und fällt bei hohen Frequenzen unter 7 kOhm ab.

4.3.4. Ausgangsstufe und Impedanzwandler

Durch die gegenseitige Verkopplung der Transistoren T11 und T12 erreicht man, daß sich die Daten der Ausgangsstufe in einem weiten Temperaturbereich nur geringfügig ändern und daß auch eine ziemlich breite Exemplarstreuung innerhalb der angegebenen Stromverstärkungsgruppe zulässig ist. Geht man von einem bestimmten Wert des Kollektorstromes von Transistor T11 aus sowie von der für Kleinsignalaussteuerung geltenden Spannung $U_{BE} \approx 0,6$ V (bei 25 °C), so ergeben sich alle Potentiale der Ausgangsstufe zwangsläufig aus der Größe der Widerstände R37, R38, R40 und R41 nach

$$I_{C11} (R_{37} + R_{38}) + U_{CE11} = U_{Bef11} \quad (U_{CE11} = U_{B12})$$

$$I_{C12} \cdot R_{41} + U_{CE12} = U_{Bef12} \quad (U_{B12} = U_{E12} + U_{BE12})$$

Aus der am Widerstand R40 liegenden Potentialdifferenz

$$\Delta U = U_{E12} - U_{B11}$$

ergibt sich mit

$$I_{C12} \cdot R_{41} - \frac{I_{C11}}{B_{11}} R_{40}$$

$$= U_{BE11} + I_{C11} R_{37}$$

der durch R40 fließenden Basisstrom I_{B11} . Dieser Strom kann aber nur bei einer ganz bestimmten Stromverstärkung $B_{11} = I_{C11}/I_{B11}$ auftreten. Zu jeder Stromverstärkung B_{11} gehören also definierte, sich von selbst einstellende Ströme und Spannungen. Die Spannungsverstärkung der dritten und vierten Stufe (T11 und T12) läßt sich analog den Abschnitten 4.3.2. und 4.3.3. ermitteln. Sie beträgt etwa 22 dB. Der Eingangswiderstand ist > 100 kOhm, der Ausgangswiderstand 1 kOhm (Innenwiderstand der letzten Stufe $\ll R_{42}$). Genau genommen wirkt R40 auch als dynamische Gegenkopplung, da aber der Innenwiderstand des Klangregelnetzwerkes klein gegen R40 ist, hat diese Gegenkopplung keinen nennenswerten Einfluß auf die Daten der Ausgangs- und Impedanzwandlerstufe.

4.4. Endverstärker

Bild 12 zeigt die Schaltung des Endverstärkers. Transistor T13 bildet die Treiberstufe, die die mit den Transistoren T14 und T15 bestückte Phasenumkehrstufe ansteuert. Da die Endstufentransistoren T16 und T17 gleiche Polarität (pnp) besitzen, aber gegenphasig angesteuert werden müssen, ist es erforderlich, die Phasenumkehrstufe mit Komplementärtransistoren zu bestücken.

Damit können beide Vortransistoren (T14 und T15) vom selben Eingangstransistor T13 her angesteuert werden. Vorteil dieser Schaltungskonzeption – einer sogenannten Quasi-Komplementär-Endstufe – ist die Verwendung von Endstufentransistoren gleicher Polarität. Bei ihnen lassen sich Transistoren mit genau gleichen Stromverstärkungskennlinien – auch bei höheren Aussteuerungsgraden – leicht finden. Bei komplementären Endstufentransistoren dagegen stimmen die Stromverstärkungskennlinien bei größerer Aussteuerung nicht mehr genau überein.

Die Phasenumkehrstufe selbst arbeitet im B-Betrieb. Vorteil dieser Betriebsart ist eine relativ geringe Verlustleistung, womit sich ein hoher Wirkungsgrad erreichen läßt. Damit wird die im A-Betrieb arbeitende Treiberstufe entlastet und die Treiberverlustleistung herabgesetzt. Die Transistoren T14 und T16 sowie die Transistoren T15 und T17 arbeiten zusammen und liefern abwechselnd das Ausgangssignal.

Wie aus der Schaltung ersichtlich, arbeiten T15 und T17 als Darlingtonstufe in Kollektorschaltung. Da die Spannungsverstärkung der Kollektorschaltung kleiner als eins ist, muß zur Voll-

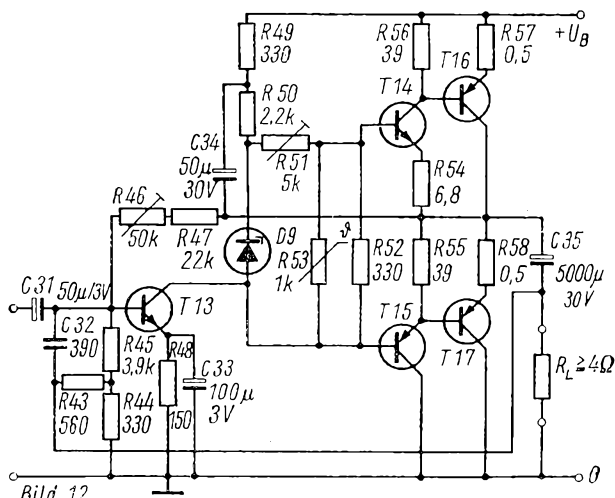


Bild 12: Schaltung des Endverstärkers. D9: Z-Diode mit $U_Z \approx 6\text{ V}$, z. B. SZX 19/6,2 o. ä. T13: Silizium-npn-Planartransistor SF 132 D, T14: AC 127 (Ge-npn) oder SF 126 C, D, T15: AC 128 (Ge-npn) oder GC 301C, D (T14, 15 = Pärchen!), T16, 17 (Pärchen): $2 \times 1\text{ N } 1906$, $2 \times \text{AD } 166$ (Ge-pnp-DL s. Tabelle) oder $2 \times \text{AD } 149$ bzw. AD 150 (Ge-pnp-L, s. Tabelle) Alle Widerstände außer R54...58 0,125 W; R54 0,25 W; R55, 56 0,5 W; R57, 58 1,5 W-Draht

Bilder 13 und 14 s. Seite 144

aussteuerung der Endstufe bereits eine Endstufen-Eingangsspannung in der Größenordnung der Betriebsspannung zur Verfügung stehen. Diese Signalspannung wird vom Ausgang der Treiberstufe geliefert.

Die Treiberstufe selbst wird mit dem Eingangswiderstand der Phasenumkehrstufe belastet. Um den Klirrfaktor nicht ungünstig zu beeinflussen, müssen für beide Halbwellen gleiche Belastungsverhältnisse vorliegen. Der Transistor T14 erhält deshalb den Emittterwiderstand R54. Außerdem wird durch R54 die Temperaturstabilität verbessert. Sein Wert darf den angegebenen nicht überschreiten, weil er sonst eine Vollaussteuerung des Endstufentransistors T16 unmöglich macht.

Für die Endstufentransistoren T16 und T17 werden diffusionslegierte Germanium-Leistungstransistoren verwendet. Neben einem besonders linearen Aussteuerungsverhalten besitzen sie auch eine wesentlich höhere Grenzfrequenz (2 N 1906: 7,5 MHz, AD 166: 3,5 MHz) als die weit häufiger verwendeten legierten Germanium-Leistungstransistoren. Hierdurch ergeben sich bis zu den höchsten Frequenzen des Hörbereiches sehr kleine Klirrfaktoren. Da diffusionslegierte Germanium-pnp-Leistungstransistoren seit einiger Zeit recht preisgünstig im Handel erhältlich sind

(2 N 1906 etwa 18,- M pro Stück), sei noch auf einen weiteren Umstand hingewiesen, der zugunsten des Einsatzes von diffusionslegierten Germanium-Leistungstransistoren spricht. Klammert man eine Übersteuerung einmal aus, dann steigt dennoch die Verlustleistung der Endstufen bei höheren Frequenzen, die durchaus noch im Hörbereich liegen, erheblich an. Ursachen dieses Anstiegs sind u. a. die Basis-Emitter-Kapazitäten der Endstufentransistoren. Durch die Ladung dieser Kapazität bleibt der Transistor auch nach dem Nulldurchgang des an der Basis liegenden Eingangssignals noch geöffnet. Da aber, gemäß dem Basissignal, der in Serie liegende zweite Transistor öffnet, fließt über beide Transistoren kurzzeitig ein zusätzlicher Querstrom, der nur durch die Emittterwiderstände begrenzt wird, wodurch natürlich eine Zunahme der Verlustleistung hervorgerufen wird. Da die diffusionslegierten Leistungstransistoren eine wesentlich höhere Grenzfrequenz besitzen, ist die frequenzmäßig bedingte Verlustleistungszunahme unter sonst gleichen Bedingungen geringer, so daß sich die Wahrscheinlichkeit eines thermischen Ausfalls der Endstufen bei hohen Frequenzen verringert.

Natürlich lassen sich auch hochwertige legierte pnp-Endstufentransistoren verwenden, wie z. B. die Typen AD 149 oder AD 150. Bei ihrem Einsatz ist aber zu beachten, daß dies eine Änderung der Gegenkopplung über R43 und C32 bedingt. Sie bestimmt die obere Frequenzgrenze des Endverstärkers. Hierbei ist der experimentelle Weg der kürzeste. Für C32 wird der Wert gewählt, der die beste Übertragung von Rechteckwellen gewährleistet.

Die Endstufentransistoren T16 und T17 sind geringfügig in Vorwärtsrichtung vorgespannt, entsprechend einem Ruhestrom von etwa 35 mA, um einmal die Übergangsverzerrungen, deren Ursache

in einer Fehlanpassung der beiden Hälften der Gegentaktcharakteristik liegt, klein zu halten und zum anderen die Endstufentransistoren in einem für die Stromverstärkung günstigeren Bereich der Kennlinie zu betreiben. Die Vorspannung wird aus dem Spannungsabfall an den beiden Widerständen R55 und R56 gewonnen.

Mittels D9 wird der mit dem Trimpotentiometer R51 einstellbare Ruhestrom stabilisiert. Über die Widerstände R46 und R47 ist noch eine weitere Gegenkopplung an die Basis von Transistor T13 geführt. Mit R46 werden eine symmetrische Aussteuerung und ein symmetrisch begrenztes Ausgangssignal eingestellt.

Über R49 und C34 wird der Betriebsspannung ein Teil der Ausgangsspannung aufgestockt, so daß die Steuerspannung größer als die Betriebsspannung werden kann.

Bei fehlendem Endstufen-Eingangssignal liegt an C35 die halbe Betriebsspannung. Während der einen Halperiode des Wechselstromsignals wird der eine Endstufentransistor gesperrt und der Strom fließt aus dem Netzteil über C35 durch R_L .

Während der anderen Halperiode wird der andere Transistor gesperrt und C35 liefert jetzt den durch R_L fließenden Strom. Weil C36 während dieser Zeit als Betriebsspannungsquelle wirkt, muß seine Kapazität sehr groß sein. Durch den niedrigen Ausgangswiderstand des Endverstärkers ergibt sich eine wirkungsvolle elektrische Dämpfung der Baßresonanz des Lautsprechers.

Zur Kühlung der Phasenumkehrtransistoren sind Kühlsterne ausreichend. Die Kühlkörper der Endstufentransistoren müssen einen Wärmewiderstand von weniger als 5 grd/W besitzen. Dies entspricht einer Kühlfläche von etwa 160 cm² pro Transistor (bei ruhender Luft). Die Lösung des Problems wurde bereits in Abschnitt 3. angegeben. Die Heißleiter R53 sind in unmittelbarer Nähe der Endstufentransistoren anzubringen. Am günstigsten wäre eine direkte Montage auf der Kühlfläche.

Abschließend zu diesem Abschnitt sei noch bemerkt, daß die angegebene Sinusdauertonleistung nur bei gut geregelter Stromversorgung erreicht werden kann.

(Schluß folgt)

Elektrische Daten der Leistungsstufen-Transistoren

AD 166: $f_\beta = 3,5\text{ MHz}$
 $P_{tot} = 27,5\text{ W}$
 $I_{max} = 5\text{ A}$
 $U_{max} = 40\text{ V}$

2 N 1906: $f_\beta = 7,5\text{ MHz}$
 $P_{tot} = 50\text{ W}$
 $I_{max} = 10\text{ A}$
 $U_{max} = 100\text{ V}$

Bild 13: Leitungsführung der gemeinsamen Platine für Haupt- und Endverstärker

Bild 14: Bestückungsplan zur Leiterplatte nach Bild 13. R53, 57, 58, C35, T16 und T17 befinden sich nicht auf der Platine

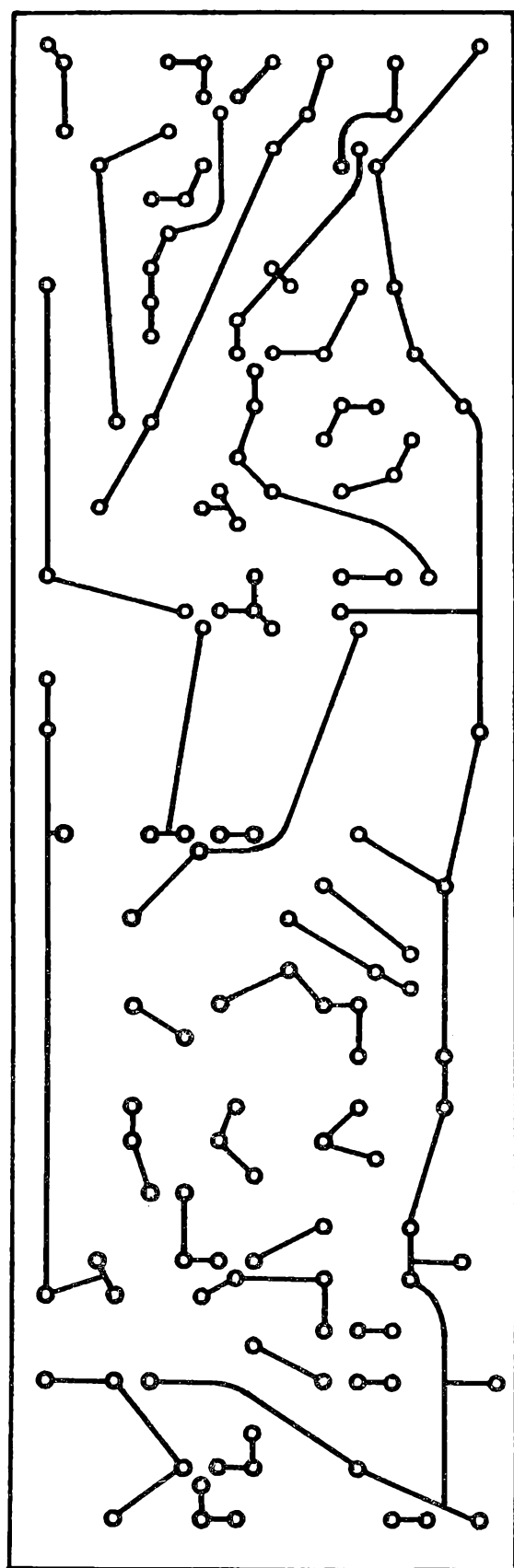
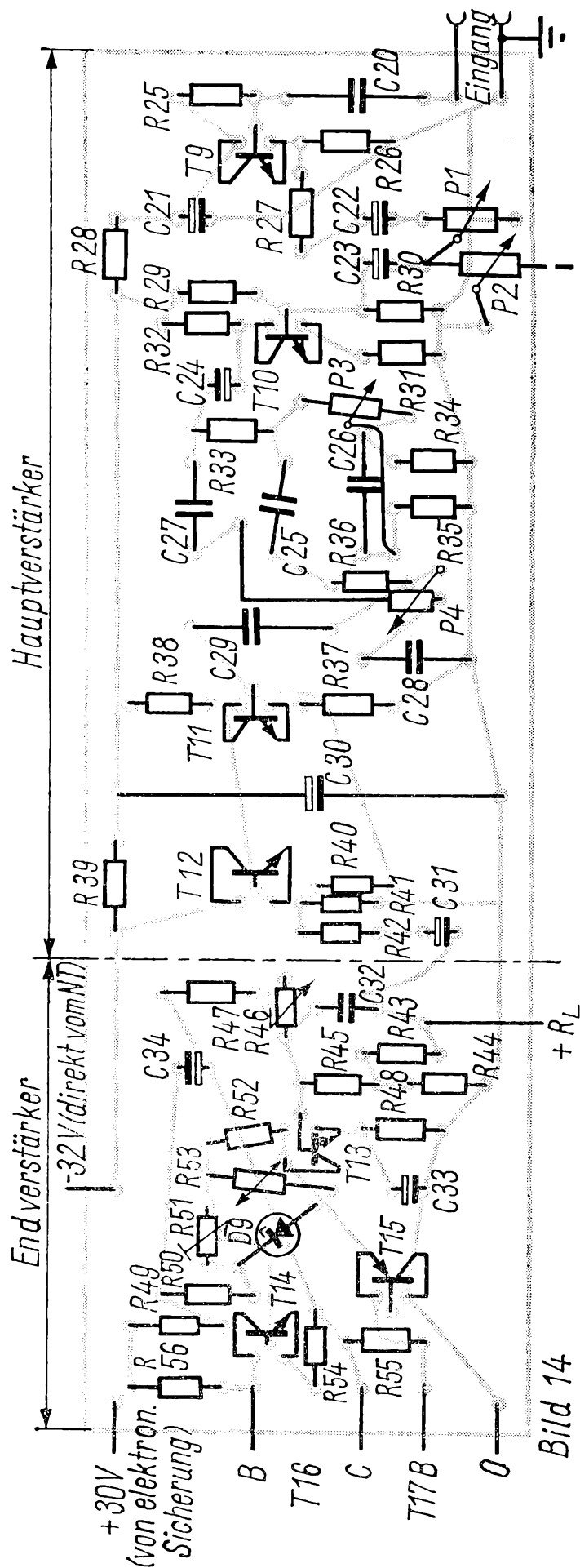


Bild 13



Den Bezirks- und Kreiswehrspartakiaden im Nachrichtensport entgegen

Vor uns liegen die Wehrspartakiaden der Bezirke und Kreise, wo auch wir in der Öffentlichkeit Zeugnis über unseren Leistungsstand zur Stärkung und zum Schutz unseres sozialistischen Vaterlandes ablegen werden; sei es als Teilnehmer der vormilitärischen Nachrichtenausbildung oder im Wehrsport als Funker, Fernschreiber oder Fuchsjäger.

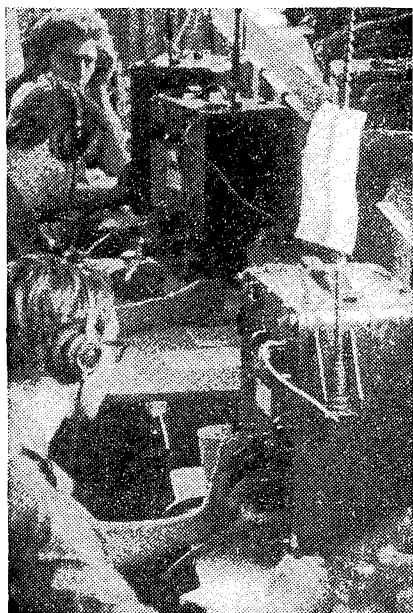
Worauf kommt es jetzt in der Vorbereitung an, und welche Erfahrungen für die Organisation und den Ablauf solcher Veranstaltungen gilt es zu nutzen?

Die Wehrspartakiaden zu Höhepunkten im Prozeß der Erziehung und Ausbildung zu gestalten, bedingt in erster Linie kollektives Denken und Handeln. Das fordert im Nachrichtensport alle Kommissionen und darüber hinaus befähigte Kameraden einzubeziehen. Nur so können die Aufgaben zufriedenstellend gelöst werden. Nicht nur wir führen Wettkämpfe durch, sondern eine Vielzahl von Veranstaltungen gehören zu einer Bezirks- oder Kreiswehrspartakiade. Deshalb ist eine enge Zusammenarbeit und Koordinierung mit anderen Ausbildungsrichtungen und Wehrsportarten im Rahmen der zentralen Veranstaltungsleitung zu garantieren.

Zur Mitarbeit in den Wettkampfleitungen und als Kampfrichter berufen wir solche Kameraden, die von ihrer Veranlagung und fachlichen Qualifikation her in der Lage sind, alle übertragenen Aufgaben sachlich und objektiv zu erfüllen.

Blick in eine Funküberwachung beim Funkmehrwettkampf

Fotos: Bunzel



Tastfunker bereiten sich auf den Wettkampf zur Bestenermittlung vor

Für die örtliche Festlegung der Wettkämpfe und der Termine ist in Zusammenarbeit mit den Bezirksvorständen zu prüfen, inwieweit es zweckmäßig ist, bestimmte Wettkämpfe gemeinsam mit mehreren Kreisen zu organisieren.

Es geht also nicht darum, bei jeder Kreiswehrspartakiade um jeden Preis Wettkämpfe in allen Nachrichtensportdisziplinen und Laufbahnrichtungen durchzuführen. Besser ist es, erforderlichenfalls mehrere Kreisorganisationen zusammenzuschließen und somit durch Konzentration von Kräften und Mitteln niveauvolle und ansprechende Wettkämpfe zu gewährleisten. Die beste Vorbereitung auf die Wehrspartakiaden ist eine programmgemäße und kontinuierliche Ausbildung oder wehrsportliche Tätigkeit über den Zeitraum des gesamten Ausbildungsjahres. Dazu gehören regelmäßige Leistungsüberprüfungen ebenso wie ein interessantes und vielseitiges Organisationsleben in den Sektionen und Grundorganisationen des Nachrichtensports. Bei den Wettkämpfen der Kreiswehrspartakiaden kommt es darauf an, möglichst alle Funker und Fuchsjäger sowie Teilnehmer der vormilitärischen Tastfunkausbildung im Kreisgebiet zu erfassen. Dort wo das nicht möglich ist, werden die Besten der Ausbildungsgruppen delegiert, die in vorangegangenen Ausscheiden ermittelt worden sind. Die Bestenermittlungen in der vormilitärischen Fernschreibausbildung und die Meisterschaften im Fernschreiben beginnen erst ab Bezirks-ebene.

Zur organisatorischen Vorbereitung sind in jedem Fall folgende Maßnahmen von den Wettkampfleitungen zu beachten:

- exakte Planung der erforderlichen Kader und Festlegen der Aufgabenbereiche,
- Auswahl der Kampfrichter und Helfer und deren genaue Einweisung,
- Planung und Koordinierung des Einsatzes von Nachrichtentechnik und anderen Materialien für die Wettkämpfe selbst und für die Wettkampfauswertung,
- Aufstellen von Zeitablaufplänen für die einzelnen Wettkämpfe und Veranstaltungen,
- Erarbeiten und Herstellen zweckmäßiger und übersichtlicher Wettkampf- und Wertungsunterlagen,
- Erarbeitung einer Konzeption für die Einweisung der Mannschaftsleiter,
- Präzisieren der Wettkampfstrecken und Wettkampfräume,
- Festlegen der erforderlichen Sicherheitsmaßnahmen.

Wichtig für einen erfolgreichen Ablauf der Wettkämpfe ist es, daß die Ausschreibungen von den zuständigen Vorständen rechtzeitig herausgegeben werden.

Die Ausschreibungen sind in enger Zusammenarbeit mit den Kommissionen für Nachrichtensport auf der Grundlage der vom Zentralvorstand der GST, Abteilung Nachrichtenausbildung, herausgegebenen Wettkampfbedingungen zu erarbeiten.

Dieser Beitrag kann keine Patentlösung sein. Er soll aber Anregungen für die Organisation von Wettkämpfen im Nachrichtensport für die Bezirks- und Kreiswehrspartakiaden geben. Entsprechend den besonderen örtlichen Bedingungen ist es notwendig, nach eigenen effektiven Formen zu suchen, dabei aber die personellen und materiellen Möglichkeiten zu beachten.

*D. Sommer,
Abt. Nachrichtenausbildung
beim ZV der GST*



Unser Jugend-QSO

Bearbeiter:

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

Der qualifizierte Hörer

Meßtechnik für den Anfänger

W. WILKE — DM 2 BFA

2.1.8.2. Erweiterung des Spannungsmessbereiches

Bei einer Spannungsmessbereichserweiterung werden mit dem Meßwerk Vorwiderstände in Reihe geschaltet (Bild 9). Dort bedeuten: R_g = Widerstand des Meßwerkes, U_g = Spannung am Meßwerk bei Endausschlag, R_v = Vorwiderstand, U_v = Spannungsabfall am Vorwiderstand, U = gewünschter maximaler Spannungsmessbereich.

Für die Schaltung gelten folgende Gleichungen:

$$U = U_g + U_v \quad (33)$$

$$U_v = U - U_g$$

$$I = \frac{U_g}{R_g} = \frac{U_v}{R_v} \quad (34)$$

$$\frac{U_g}{R_g} = \frac{U_v}{R_v} \quad (35)$$

$$R_v = R_g \cdot \frac{U_v}{U_g} \quad (36)$$

$$R_v = R_g \cdot \frac{U - U_g}{U_g}$$

$$R_v = R_g \cdot \left(\frac{U}{U_g} - 1 \right) \quad (36a)$$

U/U_g bezeichnet man wiederum als Erweiterungsfaktor,

$$n = \frac{U}{U_g} \quad (37)$$

$$R_v = R_g \cdot (n - 1) \quad (38)$$

Beispiel 1:

Gegeben sei ein Drehspulgerät mit folgenden Daten:

I bei Vollausschlag 10 mA, der Spannungsabfall beträgt hierbei 60 mV. Mit diesem Instrument soll ein Strom von maximal 200 mA gemessen werden. Gesucht ist der Nebenwiderstand.

$$R_n = \frac{R_g}{(n - 1)}$$

$$n = \frac{I}{I_g}$$

$$n = \frac{200 \text{ mA}}{10 \text{ mA}} = 20$$

$$R_g = \frac{60 \text{ mV}}{10 \text{ mA}} = 6 \text{ Ohm}$$

$$R_n = \frac{6 \text{ Ohm}}{20 - 1}$$

$$R_n = 0,316 \text{ Ohm}$$

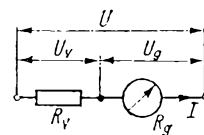


Bild 9

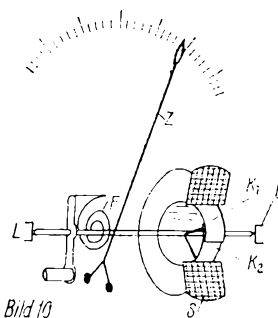


Bild 10

Bild 9: Spannungsmessbereichserweiterung mit Vorwiderständen

Bild 10: Dreheiseninstrument. L — Spule, K₁ — feststehendes Eisenblech, K₂ — bewegliches Eisenblech, F — Rückholfeder, Z — Zeiger, L — Lagerung

Beispiel 2:

Zur Verfügung steht ein Spannungsmesser mit einem Endausschlag von 6 V. Der Innenwiderstand des Meßwerkes beträgt 1000 Ohm/V. Mit diesem Meßgerät soll eine Spannung von maximal 300 V gemessen werden.

Wie groß ist der Vorwiderstand, für welche Leistung muß er ausgelegt werden?

$$R_v = R_g \cdot (n - 1) \quad (38)$$

$$n = \frac{U}{U_g} = \frac{300 \text{ V}}{6 \text{ V}} = 50 \quad (37)$$

Die Angabe 1000 Ohm/V bezieht sich auf den Endausschlag des Meßwerkes. Den Meßwerkwiderstand erhält man durch Multiplikation dieses Wertes mit der Spannung bei Endausschlag.

$$R_g = 1000 \text{ Ohm/V} \cdot 6 \text{ V} = 6000 \text{ Ohm}$$

$$R_v = 6000 (50 - 1) \text{ Ohm}$$

$$R_v = 294 \text{ kOhm}$$

$$P_{R_v} = U_{R_v} \cdot I$$

$$\text{Teil 7} \quad I = \frac{U}{R_v + R_g} = \frac{300 \text{ V}}{300 \text{ kOhm}} = 1 \text{ mA}$$

$$P_{R_v} = 294 \text{ V} \cdot 0,001 \text{ A} = 0,294 \text{ W}$$

R_v beträgt 294 kOhm und muß eine Leistung von 0,294 W aufnehmen.

2.2. Das Dreheiseninstrument

2.2.1. Aufbau und Wirkungsweise

Das Dreheiseninstrument beruht zwar genau wie das Drehspulinstrument auf der magnetischen Wirkung des elektrischen Stromes, jedoch besteht zwischen beiden ein wesentlicher Unterschied. Während beim Drehspulinstrument ein linearer Zusammenhang zwischen Zeigerausschlag und dem durch die Spule fließenden Strom (I) besteht, gibt es beim Dreheiseninstrument keinen linearen Zusammenhang zwischen diesen Größen.

Wir wollen uns zuerst den prinzipiellen Aufbau eines Dreheiseninstrumentes ansehen. In einer auf Isolierstoff gewickelten Spule sind zwei Weicheisenbleche angeordnet.

Während das eine fest in der Spule angebracht ist, ist das andere drehbar angeordnet und trägt den Zeiger (Bild 10). Das Gegendrehmoment wird wie beim Drehspulinstrument durch eine Spiralfeder erzeugt. Sie dient diesmal allerdings nicht gleichzeitig zur Stromzuführung.

Wird die Spule von einem Strom durchflossen, so werden die beiden Bleche durch das entstehende Magnetfeld gleichpolig magnetisiert, wodurch es zu einer Abstoßung der beiden Bleche kommt. Der Zeiger kommt zur Ruhe, wenn das durch die Abstoßung hervorgerufene Drehmoment gleich dem Gegendrehmoment der Feder ist.

Auf eine Ableitung der Formeln zur Berechnung dieses Instrumentes sei hier verzichtet, lediglich die Grundgedanken sollen angedeutet werden. Die Kraft F ,

FA-Korrespondenten berichten

Das Ausbildungsjahr in Güstrow

Wie alle Grundorganisationen stellten auch wir unsere Tätigkeit in diesem Ausbildungsjahr unter die verpflichtende Lösung:

„Unsere Treue der Partei – Alles für die Stärkung und den Schutz unseres sozialistischen Vaterlandes“

Unsere Leitungsmitglieder und Ausbilder richten das Augenmerk ihrer wehrpolitischen Ausbildung und Erziehung darauf, die jungen Kameraden davon zu überzeugen, daß es richtig ist, sich als Soldat auf Zeit zu verpflichten, denn man kann nicht in 18 Monaten die moderne Nachrichtentechnik der NVA beherrschen lernen.

Wir haben anläßlich der Woche der Waffenbrüderschaft ein Rundtischgespräch durchgeführt. In diesem Monat wollen wir unsere jungen Kameraden, wie schon im Dezember, durch militärpolitische Diavorträge mit den Aufgaben unserer NVA bekannt machen. Auch der Besuch einer Nachrichteneinheit ist vorgesehen, und der Abschluß eines Patenschaftsvertrages mit einer Nachrichteneinheit.

Wie man die Ausbildung interessanter gestalten kann, ist eine Frage, die uns sehr beschäftigt. Gerade das Erlernen des Morsealphabets fällt vielen Kameraden doch schwer. Sie haben nicht genug Ausdauer und bleiben schließlich der Ausbildung fern.

Wir haben zur Zeit fünf Ausbildungsgruppen bei uns im Kreisausbildungszentrum. Wir bilden Anfänger aus, Fortgeschrittene und Kameraden, die

an Meisterschaften teilnehmen sollen. Die Anfänger erlernen die Regeln des Funkbetriebsdienstes. Die anderen sind mit der Steigerung des Morsetempos beschäftigt. Als sinnvolle und wertvolle Abwechslung sind Funkübungen mit den neuen Stationen R-104 und R-109 vorgesehen. Hier können unsere Kameraden ihre theoretischen Kenntnisse in der Praxis anwenden. Sie erkennen dann auch, wie wichtig das Erlernte für den Funkbetriebsdienst ist. Gleichzeitig soll in ihnen das Interesse an der Funkerei gesteigert werden. Es sollen außerhalb der regulären Ausbildungszeit elf Funkübungen durchgeführt werden. Dabei wird besonderer Wert auf die Tastfunker gelegt. Für unsere Tastfunker ist es eine Selbstverständlichkeit, an den Fernwettkämpfen teilzunehmen. Für sie ist das Mitmachen entscheidend. Unsere besten Tastfunker werden den Kreis Güstrow bei den Bezirksmeisterschaften 1971 vertreten.

Auch unsere Amateurfunkarbeit soll verbessert werden. Wir haben zur Zeit 15 DM-EAs und SWLs. Ihre Aktivität zeigt sich im Versand ihrer SWL-Karten, die in alle Erdteile gehen. Ihre Empfänger haben sie sich selbst gebaut. Einige von ihnen werden zur nächsten Amateurfunkprüfung nach Schwerin fahren.

Höhepunkte in unserer Amateurfunktätigkeit sind die Conteste. Beim WADM 70 haben DM 3 XGB und DM 3 OGB 24 700 inoffizielle Punkte erreicht. Um Diplome und Conteste kümmern

ich mich. Wir haben also allerhand in diesem Ausbildungsjahr vor.

Die Güstrower Nachrichtensportler verpflichten sich, hohe Leistungen zu Ehren des 25. Jahrestages der Gründung der SED zu vollbringen.

J. Jastram, DM 3 OGB

Vielen Dank

Allen Funkamateuren, die mich beim Erwerb des HADM durch die Bestätigung meiner Hörberichte unterstützt haben, danke ich hiermit recht herzlich für ihre Mühe:

DM 4 ZDB, DM 3 UC, DM 2 AJE, DM 3 FF, DM 4 YIC, DM 2 CDH, DM 2 CWI/DM 3 YI, DM 4 SJJ, DM 3 VVL, DM 4 ZOM, DM 2 AQN, DM 3 URO, DM 2 BWA.

Für die schönen QSL-Karten von DM 3 UC, DM 4 SJJ, DM 2 BFN und DM 2 AQN bedanke ich mich ganz besonders.

Sabine Jaekel, Kl. 4b

der H.-Heine-OS II Salzwedel

Falsche Adresse

Die Adresse von DM 4 ZOM ist Richard Otto, 7122 Borsdorf, August-Bebel-Str. 18. DM 4 ZOM ist mein Ex-Call und ich bekomme ständig noch Post für den neuen DM 4 ZOM.

Im Heft 11/70 stellte mich DM 3 SSB als QSL-Sünder vor. Ich hatte mit ihm noch kein QSO, und eine Anfrage ergab, daß er sich im Rufzeichen geirrt hat.

Roland, DM 2 DLM

QSL pse

Zdenek, OK 1 ARH, bittet für die nachstehenden QSOs dringend um die QSL-Karten:

DM	QSO		
3 EA/		5 KL.	26. 09. 66
6 ZAA	05. 09. 67	4 YNL	14. 08. 66
6 WAO	10. 08. 66	3 OO	06. 09. 67
6 PAO	07. 12. 67	4 UPI	30. 08. 67
3 BB	18. 09. 66	3 UPJ	18. 08. 66
4 ZBF	13. 11. 66	3 TSG	13. 11. 66
4 BI	13. 11. 66	4 QA	22. 09. 67
2 CDL	11. 12. 66	2 AQF	27. 11. 66
2 BEM	12. 08. 68	3 MQG	29. 08. 67
4 WGF	09. 08. 67	3 QN	31. 01. 67
4 HD	18. 09. 66	2 AQN	03. 02. 67
5 ZHL	15. 09. 66	4 NQN	30. 08. 67
3 UM/		3 TTM	16. 08. 66
3 OHN	07. 11. 66	2 AUG	02. 10. 66
2 CIM	09. 07. 66	2 CUO	02. 08. 66
4 XJA	07. 08. 67	2 AWK	09. 04. 67
2 BJB	10. 05. 68	4 ZZN	01. 08. 66
2 AJG	13. 11. 66	4 PL/	
3 ZJH	02. 10. 66	2 CZL	12. 08. 67
3 VKK	14. 06. 67	7 M	27. 11. 66

Kurz berichtet

(K) Von der sowjetischen Antarktisstation Nowolasarewskaja aus arbeitet UWØIH/M auf 14 008 kHz.

(K) Aus Gambia arbeitet ZK 3 K meist nachmittags auf 21 300 kHz in SSB.

Neue Rufzeichen für sowjetische Klubstationen

Nach der Umstellung des sowjetischen Rufzeichensystems kann man aus den Präfixen der Klubstationen nicht mehr ohne weiteres die Unionsrepublik entnehmen, wie es z. B. für den WADM-, OKDX-, WWDX- oder AA-Contest sowie für Diplome nötig ist. Einzelstationen behalten die gewohnten Präfixe, neue haben aber dreistellige Suffixe. Zuerst eine Aufstellung, die vom neuen Rufzeichen ausgeht:

UK 1 N = UN 1 UK 5 O = UO 5
 UK 1 Rest = UA 1 UK 5 Rest = UB 5
 UK 2 A = UC 2 UK 6 C, D = UD 6
 UK 2 B = UP 2 UK 6 F = UF 6
 UK 2 C = UC 2 UK 6 G = UG 6
 UK 2 F = UA 2 UK 6 K = UD 6
 UK 2 G = UQ 2 UK 6 Q, V = UF 6
 UK 2 I, L, O = UC 2 UK 8 H = UH 8
 UK 2 P = UP 2 UK 8 J = UJ 8
 UK 2 Q = UQ 2 UK 8 M = UM 8
 UK 2 R = UR 2 UK 8 N = UM 8
 UK 2 S = UC 2 UK 8 R = UJ 8
 UK 2 T = UR 2 UK 8 Rest = UI 8

UK 2 W = UC 2 UK 9 = UA 9
 UK 3 = UA 3 UK Ø = UA Ø
 UK 4 = UA 4

Anschließend die Aufstellung vom normalen Präfix ausgehend
 (UA 3, 4, 9, Ø $\triangle$ UK 3, 4, 9, Ø):

UA 1 $\triangle$ UK 1 A ... M, 0 ... Z
 UN 1 $\triangle$ UK 1 N
 UA 2 $\triangle$ UK 2 F
 UC 2 $\triangle$ UK 2 A, C, I, L, O, S, W
 UP 2 $\triangle$ UK 2 B, P
 UQ 2 $\triangle$ UK 2 G, Q
 UR 2 $\triangle$ UK 2 R, T
 UO 5 $\triangle$ UK 5 O
 UB 5 $\triangle$ UK 5 Rest
 UA 6 $\triangle$ UK 6 A, H, I, J, L, P, U, W, X, Y
 UD 6 $\triangle$ UK 6 C, D, K
 UF 6 $\triangle$ UK 6 F, O, Q, V
 UG 6 $\triangle$ UK 6 G
 UH 8 $\triangle$ UK 8 H
 UI 8 $\triangle$ UK 8 A, C, D, F, G, I, L, O, T, U, Z
 UJ 8 $\triangle$ UK 8 J, R
 UM 8 $\triangle$ UK 8 M, N



Liebe YLs und XYLs

Bearbeiterin:

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

Im November 1970 lernte ich auf dem Amateurtreffen des Bezirkes Rostock YL Renate, DM 3 UTA, kennen. Wer Renate etwas näher kennt, der wird bestätigen können, daß sie ziemlich schüchtern ist. Deshalb war es gar nicht so leicht an sie heranzukommen. Erst mit Unterstützung der anwesenden OMs aus ihrem QTH Wismar fing sie zu erzählen an

Schon mit 14 Jahren begann sie mit der Ausbildung, aber diese unterbrach sie dann für 3 Jahre, um ihre Schule zu beenden. Ende 1968 kehrte sie dann zum Amateurfunk zurück. Renate brachte sehr viel Energie auf, um ihr Ziel zu erreichen, und bereits ein Jahr später konnte sie an der Lizenzprüfung teilnehmen. Da an der Klubstation DM 3 TA zu der Zeit kein Kl.-2-Sender vorhanden war, konnte sie die erste Zeit nicht QRV sein. Seit einem knappen Jahr ist sie aber nun auf dem 80-m-Band QRV. Die Stationsausrüstung besteht aus einem Standard-

sender, einem Empfänger Typ „Erfurt“ und als Antenne wird eine W3 DZZ benutzt. Für diejenigen, die gern ein QSO mit Renate fahren möchten, sei gesagt, daß sie jeden Mittwoch ab 18 Uhr MEZ und am Sonntagvormittag QRV ist. Nur wenige QSOs hat Renate bisher gefahren. Das liegt aber nicht daran, daß sie sowenig an der Station

ist oder ihr der Mut zum QSO fehlen, sondern daß es mit der geringen Leistung der Station nicht so einfach ist, weiter entfernte QSO-Partner zu erreichen. Trotzdem ist in ihrem Logbuch schon ein Contest verzeichnet, wenn auch nur ein kleiner, nämlich der Rostocker Bezirkscontest 1970.

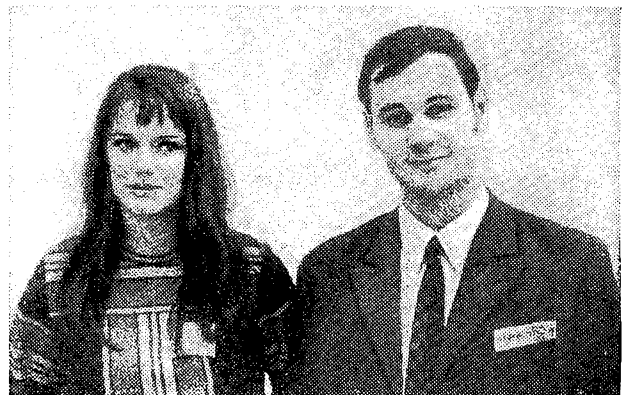
Renate leitet inzwischen eine Ausbildungsgruppe an ihrer Klubstation. Sie hat bereits die Lizenzklasse I ins Auge gefaßt; bei der Vorbereitung zur Prüfung wird sie, wie auch bisher, Jürgen, DM 3 TA, unterstützen.

Von Beruf ist Renate übrigens Verkehrskaufmann. Sie arbeitet beim VEB Schiffsmaklerei.

Ich hoffe, daß wir einmal am Sonntagvormittag in Verbindung kommen. Bis dahin Dir und allen anderen YLs und XYLs.

Vy 73 Bärbel, DM 2 YLO

**Renate, DM 3 UTA,
mit ihrem
„Patenonkel“
Jürgen, DM 3 TA
Foto: BTO**



DX-Adressen

A2CAD	Box 310, Botswana, Gaborone
BY1SQ	Box 211, Peking, China
C21AA	Radio Technican, Nauru Island Pacific
CM3LN	Box 6, San Antonio de Los Baños-Cuba
CR4BS	Box 101, Praia, Cape Verde Island
CR5SP	Box 97, Sao Thome, P.W.A.
CRSAG	Box 28, Fohoren-Timor
CR9LG	Box 337, Macao
FHSCG	Box 135, Moroni-Comores
FM7WG	Box 79, Fort-de-France, Martinique
FR7AG	Box 819, St. Denis, Reunion Island
FR7ZO/T	Box 1, St. Clotilde-Reunion Island
FR7ZU/G	Box 52, St. Andre, Reunion Island
FY7AE	Box 496, French Space Centre, Kourou-Fr, Guiana
JD1ABH	Chichii Jima Weather Station, Ogasawara, 700 R 27, Tokyo
JY2	Box 2101, Amman-Jordan
KC6RS	R. Spalding, Box 22, Moco, Truk, East Carolines 96912
KC6WS	Box 185, Yap, Western Carolines Island 96943
KG1ER	Box 9, FPO, New York, N.Y. 09593
KG6SF	Box 342, Saipan, Mariana Island 96950
KJ6CF	Box 101, AEC, Radio Club, APO, San Francisco 96305
KW6AA	Box 61, Wake Island 96920
LA8YB/4W	Box 551, Sanaa, Yemen
TI@RC	Box 4523, San Jose, Costa Rica
TR8VW	Box 5050, Libreville-Gabon
TY7ATF	Int. DX Assoc., Box 125, Simpsonville, Md 21150
VQ9W	Box 234, Victoria-Seychelles
XT2AA	J. Fessac, Box 75, Quagadougou-Upper Volta
YB@AAG	Box 2280, Djarkarta-Indonesia
YJ8WP	Radio Santo, Santo-New Hebrides
ZD3K	Box 504, Bathurst-Gambia
ZD7SD	Box 16, Jamestown, St. Helena
4M@A	Box 97, Maracaibo-Venezuela
5R8AP	BP 3242, Tananarive-Rp. Malagasy
9J2JY	Box 1563, Ndola-Zambia
9M6BB	Box 520, Sandakau-Sabah

DM 2 CHM

Nachtrag zur QSL-Managerliste

(Stand 30. Nov. 1970)

AN9JK	W2CTN	MF1MBB	G3LQP	VU2INP	K2IXP
C31DJ	W1BGCAB	MP1TDT	DK3NG	VU2REG	VE3DLC
CE9AGE	CE3RR	OA3N	SM6CSB	W7ARW	W7DK
CE3AE	WA3HUP	OA3V	SM3FO	N2TAB	DJ1QP
EASHA	DK1OL	OH3AL	OH2MK	YA1CV	DJ8CV
EL2NJ	WA3HUP	ON3AN	OZ5GF	YA1HD	DJ9DK
ET3DS	VE3DLC	PJ8AR	GW3DZJ	YN1ZZ	DL3OH
F3VC/FC	DJ5DU	PJ9AF	W3KRV	ZA2RPS	DL7FT
FG7TD	WB8ABN	PJ9FC	W1FJJ	ZB2AV	G2MI
FP1CA	K20JD	SK1AQ	SM1CXE	ZB2BV	G3KSJ
FS3NQ	W2NQ	TA1MT	DJ9ZB	ZB3D	VE2DCY
FY7AC	WB9BPG	TA1TT	DJ9ZB		WA9UVE
FY3ZO	DK1ND	TA2EM	W7TE	ZD7SD	WA2DWE
HB3AJH	PA3DDT	TA3HC/H	LA3UF	ZD9BO	ZS2RM
HB3XJV	DJ9ZB	TJ1AZ	K4ASI	ZF1AN	W2HAQ
HB3NSB	DJ8KB	TR8JM	DK2NU	ZF1ML	K9QFZ
HG8AA	HCIHF	TU2CX	W4VPD	ZK1CD	ZL2FA
HG8GS	W5GTW	TY7ATF	K3RLY	ZK1MA	KH6GLU
HS1ADX	W4VFP	TZ2AB	DJ1QP	ZL1JF/A	ZM2AFZ
HS1ADS	WB6RVH	UA1KAE/1	UT5TG	ZL401/A	ZL2GX
IT3ETN	FT1UA	VK9RV	G3RV	ZM1JF	ZL2AFZ
JD1ABO	JA1KSO	VP1JF	WB6INC	ZM7AG	VE7BWG
JY1B/	WA3HUP	VPIKL	W3HKK	ZM7AH	VE7BWG
KC6JC	W2RDD	VP1SJ	WB6INC	3B7DA	JA3CUV/1
KC6RS	W6MMG	VP1WMI	W5WMI	3V8ZK	F5ZK
KG6JAC	DJ9ZB	VP2AAP	W1TBS	5J4BNC	HK4BNC
KM6CE	WA3HUP	VP2EE	VE4EUU	5R8AB	JA3BVW
KR6AY	W3VKU	VP2MF	VE3GCO	5U7AS	WA8UHI
KV1CK	W1WZ	VP2VI	VE3ACD	6Y5GB	VE3DLC
KX6DC	WA5UCT	VP9DX	W3KT	8R1X	W4VPD
	op W3KVQ	VQ9SM	JA3CUV/1	9K2AH	JA1ZZ
LA8YB/4W	LA3BH	VS5JK	G3LQP	9M6AD	K6ETN
				9V1QA	W6HRE



CONTEST

Bearbeiter:

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

SP-DX-Contest 1971

1. **Datum:** 3. April 1971 1500 GMT bis 4. April 1971 2400 GMT
2. **QKGs:** 80 m, 40 m, 20 m, 15 m, 10 m
3. **Betriebsart:** Telegrafie
4. **Teilnehmerarten:** Einmann-Einbandbetrieb, Einmann-Allbandbetrieb, Mehrmann-Allbandbetrieb, SWL.
5. **Contestanruf:** CQ SP
6. **Kontrollnummern:** Polnische Stationen senden eine Kontrollnummer bestehend aus RST und dem Kennzeichen des Powiat, z. B.: 579 WA. Alle anderen Stationen senden die üblichen östlichen Kontrollnummern, bestehend aus RST und der laufenden QSO-Nummer.
7. **Punkte:** Jedes QSO mit einer polnischen Station zählt drei Punkte. Jede Station darf nur einmal pro Band gearbeitet werden. Es werden nur Verbindungen mit polnischen Stationen gewertet.
8. **Multiplikator:** Jeder Powiat zählt unabhängig vom Band als Multiplikator.
9. **Ergebnis:** Die Summe der QSO-Punkte wird multipliziert mit der Summe der gearbeiteten Powiat unabhängig vom Band.
10. **SWLs:** SWLs erhalten für jedes neue SP-Rufzeichen pro Band mit gesendeter Kontrollnummer und Rufzeichen des QSO-Partners 3 Punkte. Der Multiplikator ist der gleiche wie bei den Sendemateuren.
11. **Abrechnungen:** Es sind die Verdrücke des Radioklubs der DDR zu verwenden und bis 10. 4. 1971 an die Bezirksbearbeiter zu senden. Diese senden die kontrollierten Logs bis 20. 4. 71 (jeweils Datum des Poststempels) an DM 2 ATL.
12. **Disqualifikation:** Die Bewertung von 3 % oder mehr doppelter QSOs ist u. a. ein ausreichender Grund zur Disqualifikation.

PACC-Contest 1971

1. **Datum:** 24. 4. 1971 1200 GMT bis 25. 4. 1971 1800 GMT
2. **Kontroll-Nummern:** DM-Stationen senden die üblichen 5- bzw. 6stelligen Kontrollnummern, bestehend aus RS(T) und der laufenden QSO-Nummer. PA PE, PI-Stationen senden nach dieser Nummer das Kennzeichen ihrer Provinz.
3. **Bewertung:** Es werden nur QSOs mit den Niederlanden gewertet. Jede Station kann einmal je Band entweder in CW oder in Fone gearbeitet werden. Je QSO gibt es 3 Punkte. Als Multiplikator zählen die gearbeiteten Provinzen pro Band. Das Endergebnis errechnet sich aus dem Produkt von QSO-Punkten und Multiplikator.
4. **Logs:** Die Abrechnungen sind auf den Verdrücken des Radioklubs der DDR anzufertigen. Sie sind bis 5. 5. 1971 (Poststempel) an die Bezirksbearbeiter und bis 5. 5. 1971 (Poststempel) an DM 2 ATL zu senden. Vom Veranstalter ist keine SWL-Wertung vorgesehen.

Helvetia-XXII-Contest

1. **Datum:** 17. 4. 1971 1500 GMT bis 18. 4. 1971 1700 GMT
2. **Kontroll-Nummern:** Es werden die üblichen 5- bzw. 6stelligen Kontrollnummern, bestehend aus RS(T) und der laufenden QSO-Nummer ausgetauscht. Schweizer Stationen senden nach dieser Nummer das Kennzeichen ihres Kantons.
3. **Bewertung:** Es sind nur QSOs mit Schweizer Stationen gestattet. Jede Station darf nur einmal je Band entweder in CW oder in Fone gearbeitet werden. Pro QSO gibt es 3 Punkte. Als Multiplikator dient die Summe aller gearbeiteten Kantone pro Band. Das Endergebnis errechnet sich aus dem Produkt von QSO-Punkten und Multiplikator.
4. **Logs:** Die Abrechnungen sind auf den Verdrücken des Radioklubs der DDR anzufertigen. Sie sind bis 24. 4. 1971 (Poststempel) an die Bezirksbearbeiter und bis 5. 5. 1971 (Poststempel) an DM 2 ATL zu senden. Vom Veranstalter ist keine SWL-Wertung vorgesehen.

Ergebnisliste des TOPS 80-m-Activity Contest 1969

Einmannstationen:

1. OK 2 BKR 47 918 Punkte, 2. OK 1 ALW 35 728 Punkte, 3. YU 3 EY 33 096 Punkte,
42. DM 5 VDL 1817 Punkte, 49. DM 3 XHF 1386 Punkte

Mehrmannstationen:

1. OK 3 KAH 24 024 Punkte, 2. OK 1 KYS 17 703 Punkte, 4. DM 4 LG 2492 Punkte

Der Veranstalter bedankt sich für die eingereichten Kontroll-Logs von den DM-Stationen.

KW-Dauerläufer in der Region I der IARU

- 14 000 ZSR1 3 1
- 28 185 GB 3 SX
- 28 200 DL Ø IGI
- 29 000 DL Ø AR

Der Dauerläufer DM 3 IGY ist zur Zeit noch außer Betrieb.

Neue Rufzeichenblöcke in DL

DA 1 AA...DA 2 ZZ
DA 4 AA...DA 4 ZZ
DB 1 AA...DB 9 ZZ
DC Ø AA...DC Ø EZ
DC Ø FA...DC Ø JZ
DC Ø KA...DC Ø ZZ
DC 1 AA...DC 6 ZZ
DC 7 AA...DC 7 ZZ
DC 8 AA...DC 9 ZZ
DF 1 AA...DF 9 ZZ
DJ Ø AA...DJ Ø ZZ
DJ 1 AA...DJ 9 ZZ
DK Ø AA...DK Ø ZZ
DK 1 AA...DK 9 ZZ
DL Ø AA...DL Ø ZZ
DL 1 AA...DL 6 ZZ
DL 7 AA...DL 7 ZZ
DL 8 AA...DL 9 ZZ

Funkamateure in den Besatzungstruppen (weiterhin DL 4 5)
Lizenzklasse C (UKW)
Lizenzklasse C (UKW)
Lizenzklasse C (UKW), Ziv. Ausl.
Lizenzklasse C (UKW)
Lizenzklasse C (UKW)
Lizenzklasse C (UKW) Westberlin
Lizenzklasse C
Lizenzklassen A und B
Lizenzklassen A und B, Ziv. Ausl.
Lizenzklassen A und B
Lizenzklasse B, Klubst., Sonderrufz.
Lizenzklassen A und B
Lizenzklasse B, Klubst., Sonderrufz.
Lizenzklassen A und B
Lizenzklassen A und B, Westberlin
Lizenzklassen A und B

Bei neu ausgegebenen Rufzeichen ist zu erkennen, welche Oberpostdirektion (OPD) diese Rufzeichen ausgegeben hat. Allerdings bleiben die Rufzeichen bei Wohnortwechsel bestehen und geben dann keine Auskunft mehr über den ungefähren Wohnort des Funkamateurs.

Die ausstellenden OPD sind am ersten Buchstaben nach der Zahl erkennbar

A - Braunschweig
B - Bremen
D - Dortmund
E - Düsseldorf
J - Düsseldorf
F - Frankfurt
Z - Frankfurt

G - Freiburg
H - Hamburg
X - Hamburg
O - Hannover
I - Karlsruhe
L - Kiel

6. Hörerwettkampf im Bezirk Frankfurt (Oder)

Aus Anlaß des 25. Jahrestages der SED veranstaltet das Referat Amateurfunk der Bezirkskommission Nachrichten Frankfurt (Oder) seinen traditionellen Hörerwettkampf.

1. **Zeit:** Sonnabend, 10. April 1971 von 0800 bis 1100 Uhr MEZ.
2. **Betriebsart und Band:** Telefonie (A3, A3a) im 80-m-Band (3,6...3,79 MHz)
3. **Teilnehmer:** Es können sich alle DM-EA, DM-SWL und Rundfunkhörer beteiligen. Herkollektive werden als Kontrollog gewertet.
4. **Durchführung:** Die Funkamateure des Bezirkes Frankfurt (Oder) senden während einer Verbindung eine Kennwertnummer und ein Kennwort. Von den Hörern sind die Kennwertnummer, das Kennwort und das Rufzeichen der sendenden Station aufzunehmen.
5. **Wertung:** Die punktmäßige Auswertung erfolgt durch den Veranstalter. Die maximale Punktzahl wird für jedes Kennwort mit Rufzeichen vergeben, wenn es zur richtigen Kennwertnummer geschrieben wurde. Die verschiedenen Rufzeichen der Stationen des Bezirkes Frankfurt (Oder) ergeben den Multiplikator.
6. **Senderbestimmung:** Maximal sind 100 verschiedene Kennwörter im Spiel. Zu jeder Kennwertnummer gehört dieses Mal nur ein Kennwort. (Das gleiche Kennwort kann bei mehreren Stationen auftauchen.) Die Anfangsbuchstaben der Kennwörter ergeben in zahlenmäßiger Reihenfolge der Kennwertnummern ein Lösungswort. Zusätzliche Punkte können für das lückenlose Finden aller Kennwörter der 4 Serien (Nr. 1-25, 26-50, 51-75, 76-100) und das Lösungswort erworben werden.

(Das Lösungswort kann auch durch Erraten gefunden werden.) Für falsche, unvollständige oder unsaubere Abrechnungen werden Strafpunkte subtrahiert.

7. **Abrechnung:** Der Abrechnungsbogen in Größe A 4 muß den Namen, Vornamen, Postleitzahl, Wohnort, Straße, Hausnummer, Bezirk sowie die Hörer Nummer bzw. den Vermerk „Rundfunkhörer“ enthalten.

Danach sind alle 100 Kennwertnummern in zahlenmäßiger Reihenfolge aufzuführen, dazu dann die gefundenen Kennwörter mit Rufzeichen. (Fehlendes ist durch einen Strich zu kennzeichnen.)

Jedes neue Rufzeichen ist zur Bestimmung des Multiplikators zu unterstreichen.

Anschließend ist anzugeben, wieviel vollständige Serien gelogt wurden und wie der vollständige Text des Lösungswortes heißt.

Die Abrechnungen sind bis zum 17. 4. 1971 an folgende Anschrift zu senden:

DM 3 UE, 132 Angermünde, Box 29

8. **Auszeichnung:** Alle Teilnehmer erhalten eine Erinnerungs-QSL. Lizenzierte Hörer erhalten die QSL grundsätzlich über ihre Bezirks-QSL-Vermittlung, Rundfunkhörer per Post. Die besten lizenzierten Hörer und Rundfunkhörer erhalten Buchergutscheine.

Für Meinungen und Hinweise zum Hörerwettkampf sind wir immer dankbar.

Auch für den 6. Hörerwettkampf wünschen viel Erfolg

Horst, DM 3 UE
Referatsleiter
Amateurfunk

Haus, DM 4 GE
Referatsleiter
jugenarbeit



UKW-QTC

Bearbeiter:

**Hartmut Heiduck, DM 4 ZID,
1954 Lindow (Mark),
Strafe der Jugend 1**

Januar — Conds

Das Jahr 1971 überraschte schon im Januar mit übernormalen Tropo-Bedingungen. Es konnten auf dem 2-m- und 70-cm-Band DX-Stationen erreicht werden.

DM 2 BQG wkld. am 4. 1. in SSB: G 3 WZT — ZL 78j (830 km)! OZ 2 JY, OK 1 MBS; am 10. 1. in A3: SP 7 EBM — JL 27b (520 km), SP 7 DKA — JL 28h (525 km); am 11. 1. in SSB: OZ 9 OR, 6 OH, 2 BS, 6 OL, 8 KU, 8 MV, 6 ZZ, 3 GW, 8 WK (350 bis 560 km), PA Ø JOP — CM 77b (415 km), PA Ø NAC — CM 66a (445 km), DC 9 LN auf Sylt — EO 32j (380 km). Gehört, aber leider nicht erreicht: GM 8 AGU/p!

DM 4 ZID wkld. am 11. 1. in A3a außer einer Reihe DM/DL-Stationen GM 8 AGU/p aus YG —sg (etwa 1200 km)!

DM 2 BTJ wkld. am 10. 1. 13 mal DC 7/DL 7, DM 3 BA, DM 4 UHE/p, DM 3 TKC. **DM 2 CBD** wkld. im 70-cm-Band in SSB am 10. 1.: DC 8 OK — Cello, DL 2 MD n, DJ 9 QP — Wolfsburg; am 11. 1.: DM 2 BEL, DM 3 HJL, DC 7 CR, DC 7 AN, DL 7 HG, DC Ø TP — FN Ø 5f, DJ 7 RI — FO 51b, DK 2 UJ — FO 28b.

DM-VHF/UHF-Stationen stellen sich vor

DM 3 HM: Am 8. 1. 1970 wurde nach dem Testbetrieb die Station DM 3 HM' Hans-Dieter Heilmann, von der Deutschen Post freigegeben. Das QTH ist Beilrode, GL 36h, in der Nähe von Torgau (K. K.: M 33). Räumlich ist die Klubstation in einem Kellerraum des Feuerwehrgebäudes untergebracht. Die Antenne, zur Zeit noch eine 5 Ele.-Normalyagi, steht auf dem Spritzenhaus in etwa 15 m Höhe. Sie ist durch einen „Telektor“ drehbar. Die Empfangsanlage besteht aus einem Kaskode-Konverter mit 2 x PC 88, Ausgang 28 ... 30 MHz. Als Nachsetzer dient ein „UKW-Emil“ mit eingebautem BFO. In der PA des Senders steckt eine SRS 4451, Input bei A3: 50 W; bei A1: 80 W. Modulation: A/G2 mit einem 25-W-Verstärker. Trotz der kleinen Antenne und der tiefen Lage (etwa 5 m über NN) konnten schon eine Reihe Erfolge erzielt werden; u. a. wurde OZ und SM gearbeitet. An der Klubstation arbeiten außer DM 3 HM drei DM-EA-Hörer, ferner sehr oft DM 4 VSM, Egen, der sich sehr aktiv am Aufbau der Station beteiligte und DM 4 QSM, Detlev.

DM 5 TI: Seit Anfang November 1970 ist DM 5 TI auf dem 2-m-Band QRV. Der Jahreswechsel 70/71 war unserem Kollektiv Anlaß genug, einmal Bilanz unserer zweimonatigen UKW-Tätigkeit zu ziehen und zum anderen für eine Vorstellung im UKW-QTC. Zu Buche stehen 627 getätigte 2-m-Verbindungen und 423 Calls. Unser Länderstand beträgt zur Zeit 11: DM, DL, OZ, SM, SP, OK, HG, OE, HB, PA Ø und G (41 QRA-Großfelder). Zum QTH: Unser „Basis“-QTH ist Ohrdruf/Thür., FK 14j. Hier beschäftigen wir uns in der Hauptsache mit der Ausbildung, der grauen Theorie sowie dem Bau neuer Geräte. Unser Auswärts-QTH ist eine UFB Dachkammer in Oberhof, FK 24j mit einer luftigen Höhenlage von ca. 840 m über NN.

Zur Technik: Im Auswärts-QTH befinden sich zwei komplette 2-m-Stationen. Station Nr. 1: Ein VFN-gesteuerter Bandfilter-TX mit ca. 100 W Input. In der PA die SRS 4451, Betriebsarten A1, A3, F3. Der RX besteht aus einem Topfkreisvorverstärker, DM 2 ADJ-Konverter mit nachgeschaltetem 10-m-KW-Super. Station Nr. 2: Ein 300-W-SSB-Transceiver mit ebenfalls der SRS 4451 in der PA (nicht für lange Monologe geeignet). Filterexciter aus ungeschliffenen Tesla-Quarzen (4,5 MHz), transistorisiert. Zweimalige Mischung über 10 m auf 2 m. RX: Topfkreisvorverstärker, MOSFET-Konverter, Quarzfilter usw. volltransistorisiert. Als „VFO“ werden entsprechende Quarze niedriger Frequenzen verwendet, die mit variablen Reaktanzen gezogen werden. — Als Beam wird eine 9 Ele.-Yagi auf einem 10-m-Teleskopmast benutzt. Zwei 10 Ele.-Langyagis sind bereits fertiggestellt und werden ab Frühjahr unser Signal noch um etwa 7 dB anheben. Da wir schon bei Zukunftsplänen sind; zur Zeit macht der Bau eines 10 m/70 cm-SSB-Transverters gute Fortschritte, und so hofft das QRA im Laufe des Jahres auch auf 70 cm in SSB QRV zu werden. — In eigener Sache sei uns an dieser Stelle noch der Wunsch an Sked-Verbindungen gestattet. Interessenten möchten sich bitte an folgende Anschrift wenden: H. Stahr, 5807 Ohrdruf/Thür., Goldbergstr. 91. 73 und viel DX! Das Kollektiv DM 5 TI.

Stationsinformationen

DM 2 BTJ, Heinz: QTH Hermsdorf FK 10f. TX: 4stufig VFO-gesteuert, QQE 03/12, 20 W Input, Mod. A3, F3. RX: SSSH, AF 239-Vorstufen volltransistorisiert. Ant: 10 Ele. Langyagi (OK 1 DE).

D3-Verbindungen auf UKW nach UR 2 BU

144 MHz		QRB	Datum
Tropo:	SM 3 ABG — F 1 AF	1 935 km	11. 6. 69
Aurora:	SP 2 RO — E 1 AS	1 660 km	23. 3. 69
spor. ES:	OZ 6 WJ — IT 1 ZDA	1 980 km	4. 7. 65
MS:	UA 1 DZ — SV 1 AB	2 666 km?	12. 8. 66
EME:	SM 7 BAE — ZL 1 AZR	18 500 km!	1. 3. 69

432 MHz:

Tropo:	F 9 NL — G 5 BGQ	1 215 km	22. 8. 68
EME:	HB 9 RG — WA 6 LET	9 500 km	25. 9. 65

1269 MHz:

Tropo:	G 3 LTF — OZ 7 SP	800 km	14. 6. 67
EME:	G 3 LTF — WB 6 IOM	—	—
EME:	HB 9 RG — WB 6 IOM	—	—

2300 MHz:

Tropo:	HB 9 RG — DJ 4 AB	335 km	—
--------	-------------------	--------	---

5600 MHz:

Tropo:	G 3 BNL/p — G 3 EEZ/p	—	—
--------	-----------------------	---	---

10000 MHz:

Tropo:	G 3 RPF/p — F 2 FO/p	40 km	—
Tropo:	F 2 FO/p — F 5 BO/p	45 km	—

Aktive 70-cm-Stationen

Call	QRA	ANT	RX HF-Stufe	PA	TX PHF	VFO	Betriebsart CW AM FM SSB
OE 20ML	GH 16c	72G.	2 N 4146	4X150	170	×	×
OE 5MPL	HI 12f	8Y.	2 N 3475	—	60	×	×
OE 5XXL	HI 52d	15Y.	AF 239	—	10	×	×
OE 6AP	—	88G.	AF 239	4X150	—	×	×
ON 4HC	CL 63j	19Y.	AF 239	06/10	20	×	×
ON 1HN	BL 49j	61G.	AF 239	4X150	150	×	×
ON 1RY	CK 13a	19Y.	AF 239	02/5	2	×	×
ON 1FA	—	—	AF 239	—	5	×	×
ON 1ZK	CL 66a	40G.	AF 239	06/10	25	×	×
ON 1ZN	CL 63g	60Y.	2 N 3475	NE87	25	×	×
ON 5LM	BK 08f	19Y.	AF 239	03/20	10	×	×
HB 9RG	EH 63b	23Y.	2 N 3475	—	999	×	×
HB 9NL	EH 61c	—	—	—	—	—	—
HB 9GS	—	—	—	—	—	—	—
HB 9AFU	EH 53g	—	—	—	—	—	—
F 1 EA	DI 39c	—	—	—	—	—	—
F 8 TI	DI 77c	—	—	—	—	—	—
F 9 FT	CJ 51f	—	—	—	—	—	—
G 3 XGK	AM 19c	11Y.	—	—	40	—	—
G 3 YQA	—	19Y.	—	—	430	—	—
G 3 LTF	AL 03j	—	—	—	—	—	—
G 8 AJC	AL 56c	31Y.	—	—	8	—	—
G 2 FNW	ZM 16d	—	—	—	—	—	—
G 8 AKQ	ZN 33j	—	—	—	36	—	—
G 2 JF	AL 65d	—	—	—	—	—	—
G 8 AVC	ZN 61a	18Y.	—	—	6	—	—
G 8 AZO	ZN 28a	—	—	—	—	—	—
G 2 WJ	AL 65d	—	—	—	—	—	—
G 3 OJ	—	—	—	—	—	—	—
G 3 LQR	AM 58f	—	—	—	—	—	—
TNX	DM 2 BQG, 2 CBD, 2 BTJ, 3 HM, 5 TI, DC 7 AS	—	—	—	—	—	—



DX-QTC

Bearbeiter:

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

Berichtszeitraum: 15. 12. 1970 bis 15. 1. 1971

Erreichte

Die kürzesten Tage des Jahres ließen die Tagesdämpfung auf allen Nordlinien nie merklich werden. Nur die Sudlinien waren teilweise starker Dämpfung ausgesetzt. Das 10-m-Band bot täglich etwa 2 Stunden lang USA-Ostküste und vereinzelt Signale aus Südamerika. Traditionell winterbedingt erschienen wieder die guten VK-Öffnungen auf dem kurzen Weg, doch reichten die Grenzfrequenzen in der Mehrheit der Tage nicht für 10-m-Betrieb aus.

15 m

CW: AS: TA 3 OY 08. OC: VK 1 BH 11, DU 1 POL 12. NA: TG 4 SR 17. Hrd: TY 1 ABE 12. SSB: EU: M 1 D 15, SV Ø WT Kreta 14. AS: JY 1/B 08. AF: EL 7 C 14, FH 8 CG 15. OC: YB 1 YD 11. SA: PJ 3 JHH Aneba 13.

20 m

CW: AF: VQ 9 SM 17. Hrd: M 1 I 16, 3 B 8 CR 17, 3 Y 3 CC Antarktis 19. SSB: hrd: FB 8 XX 16, ZD 7 SD 08, 9 G 1 GT 07.

40 m

CW: EU: IS 1 AEW 06, JX 2 HK 06, TA 1 RO 23, 9 H 1 BB 05, 9 H 1 CL 22. AS: JA 1 ANG 14, JA 2 TKK 15, vle JA 17-23, MP 4 TDT 18, TA 3 OZ 03, UD 6 DGA & DGX 23, UF 6 CX 05, UF 6 FAL 17, UI 8 AM

23, UH 15, UL 7 JE 00, UL 7 KK 23, VU 2 FB 01 + 02, UA Ø PY 23 + 00, UA Ø ABC 01. OC: VK 3 MR 09 l.p. + 20 s.p. NA: FG 7 XF 02, FM 7 WU 03, OX 3 AY 05, KP 4 DFA 04, WX 3 MAS 07. SA: PY 5 CFX 06, YV 7 GN 05. Hrd: K 6 HFQ 15 l.p., TA 1 DB 18, VP 2 DAJ 02 + 03, XE 1 OE 06, ZB 2 AB 06, ZS 6 OV 00.

SSB: EU: DF Ø AFZ Sondercall DARC 08. Hrd: HK 3 QH 07, OA 5 NB 07, ZL 1 AGO 08 l.p.

80 m

Diesem Band galt die Hauptaufmerksamkeit der DM-DXer. Man konnte fast ganztägig DXen: VO-Stationen waren bis 0900 GMT hörbar, und schon um 1300 GMT wurden UA 9-OSOs getätigt. Interessant war, daß skandinavische Stationen außer während der „regulären“ Bandöffnung um etwa 0730 GMT auch mit einiger Regelmäßigkeit um 1430 GMT kalifornische Amateure arbeiten konnten. Dabei waren nordskandinavische Stationen eindeutig im Vorteil, während in Mitteleuropa praktisch kein Signal aufnehmbar war. Die Erklärung dürfte darin bestehen, daß um 1430 GMT Nordskandinavien schon, Kalifornien aber noch im Dunkeln lag. Die übrigen Reflexionspunkte der Ionosphäre liegen so weit nördlich, daß die Sonne in der Polarnacht dort keine starke Dämpfung hervorruft. Erstaunlich war weiterhin, daß das Band schon um 1430 GMT nach Neuseeland öffnete, und zwar mit besseren Lautstärken als zur „normalen“ Öffnungszeit um 1730 GMT. DM 2 ATD war sehr erfreut, eine Andeutung von KH 6 RS im Rauschen zu hören, als dieser um 0820 Z mit SM 3 arbeitete.

CW: EU: CT 2 AD 03 + 22, CT 2 BC 23, EA 6 AD 08, JX 2 HK 19, JW 1 EE 00, LA 3 XI:P (?) J. Mayen 15, TA 1 KT 17, ZB 2 AV 03, 9 H 1 CB 17 + 20 + 21. AS: JA 1 19-22 oft, JH 1 EYB 18, OD 5 LX 03, UA 9 WS 02, UA 9 ZB Obl. 100, UA 9 BX 01, UA Ø AG 23, UA Ø OM 00 + 01 oft, UW Ø AJ 18, UF 6 DW 00, UF 6 BW 01, UG 6 AD 20 + 21, UH 8 CS 01, UL 7 GW 01 + 02, UL 7 OA 02, UM 8 FG 21 + 00-02 oft, UA Ø WT 01, AF: 7 X 2 OM 19, OC: AX 2 BKM 18, AX 2 EO 19, NA: KP 4 CBI 04, TI 2 CMF 05, W 1-4 01-06, W 8 QIY 08, SA: PJ 2 VD 05, YV 1 AD 07. Hrd: CT 3 AI 08, HP 1 XHG 04, JW 7 UH 07, OD 5 EX 03, MP 4 TCT 21, OY 5 DK 20, W 6 EBG 06, TA 2 BK 23, W 9 GIL 04, ZS 6 AS 19, 4 S 7 DA 02.

SSB: EU: ZB 2 A 21, AS: EP 2 TW 21, EP 2 WB 19, MP 4 TDT 22, ON 5 DO/AP Ostpakistan 18 + 22, ZC 4 IK & JW 20, 9 K 2 AL 20. AF: 3 V 8 AB 18 + 20, 6 W 8 DY 21 + 00, ET 3 USA 22. OC: DU 1 FH 18, ZL 2 BT 17 s.p., ZL 2 BHX 15 (!), ZM 4 KE 16 + 17. NA: KZ 5 MU 06, OA 4 CDC CS, OA 4 LM 08, PZ 1 AK & 1 CU 23, VE 1 AAW 03. SA: HC 1 RF 07. Hrd: CO 2 FA 07, CR 4 BC 05 + 06, CN 8 DW, DA 1 GA, DF Ø AFZ, HP 1 JC 06, HT 6 BRK 05, HK 3 ACN 04, HK 3 BQM 05, HK 1 VU 07, IS 1 FIC 22a, IT 1 ZGY 23, KW 6 AA 06, TI 2 CMF 07, VE 3 JX 05 + 07, VS 6 DO 17 + 18 + 19 oft, VP 2 AA 06, VP 2 LE 06, VP 2 MM 06, W 7 YCN 07, YV 1 KZ 03, ZL 3 GS 17, ZM 4 KM 17, YV 5 CEY eG, 7 X 2 OM 17.

Dies und das

Griechische Amateure dürfen im Jahre 1971 aus Anlaß des 150. Jahrestages der griechischen Revolution den Sonderprifix SZ benutzen. - WA 5 GFS managt nicht mehr CR 7 BC-OSLs. - ZD 9 BE (ex G 3 KDY) ist in Tristan da Cunha Chef des Post- und Telegrafendienstes. - George Grammer, W 1 DF, der seit 1929 Technischer Direktor der QST war, hat nun sein Amt an W 1

CER abgegeben. - W 1 BB, Stewart Perry, erhielt als erster das DXCC auf 160 m. - HA 5 DI's Dipol in Budapest hängt 37 m hoch. Wer in DM hält Schritt mit ihm? - OB ist ein neuer Sonderprifix der OA-Stationen.

DMs

Dieter, DM-4360 M, hörte das erstmalig mit seinem Kofferradio „Stern Party“ ohne zusätzliche Antenne auf 7 MHz DX-Stationen. Wegen der geringen Trennschärfe des RX war die Lesbarkeit meist nicht gut. Der geplante Bau eines Allbandkonverters für diesen RX wird die Empfangsbedingungen auf 40 m nicht wesentlich verbessern. - Wolfgang, DM 2 DXH, sucht Vierband-QSO-Partner aus den Bezirken B, C, F, I, J, K. - Rolf, DM 3 XHF, wundert sich: „Komische DX-Bedingungen. Man hört nahe DX-Stn mit S9, erreicht sie aber schwerer als weite mit S6.“ Zwei Gründe: 1. Die lauten DXer haben stets mehr Anrufer. 2. Die weit entfernten DXer hören wahrscheinlich weniger oft DMs (ATD). - Wilfried, DM 3 RDG, hat mit seiner Lizenzklasse 2 einen Landerstand von 40/75 auf 10 m aufzuweisen, in seinem „Netz“ zappeln unter anderem die QSLs von VU 2 JA, ET 3 USA, TA 2 E, XW 8 BP, 7 Q 7 AA, TU 2 BW. - Sasha, DM 9 ADL, ist noch immer unser aktivster DM 9. Letztes Jahr spendierte er 1370mal diesen seltenen Prifix. - Hans, DM-2316/I, bezeichnet „es ein bißchen als Mogelei, wenn ganze Gruppen eine seltene DX-Station anrufen und durch Vermittlung einer anderen Station zum Zuge kommen. Du kannst es ja einmal ohne DX-Netz auf 80 m in SSB versuchen, Hans (ATD). - Gerald, DM-5500 N, hörte unlängst mit 9 K 2 AL sein 150. DXCC-Land und mit VS 6 AM seine 39. WAZ-Zone. - Heinz, DM 2 DRO, freute sich darüber, daß er UM 8 FG und VE 1 ZZ helfen konnte, den im QRM auf 80 m verloren gegangenen Kontakt wieder herzustellen.

OSL des Monats: UW Ø IH/M Mirny.

Vornehmlich über 80-m-DX-Aktivitäten berichteten in diesem Monat DM 2 BDG, BYE, DRO, EDL: DM 3 KBE, OML, PEL, XHF: DM 4 RFM, WJG, WOA, ZOM: DM 5 YRL, ZBG, ZVL: DM 9 ADL: DM-2690/K, 2968/L, 3006 M, 3522/F, 4238 O, 4360/M, 4491/J, 4058/L, 5500/N: DM-EA-4939/B 5323/M

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

Wissenswert

Folgende Genehmigungsklassen gibt es bei sowjetischen Privatstationen: Es werden KW- und UKW-Genehmigungen jeweils in 3 Klassen herausgegeben.

Leistung maximal 40 W

KW: Klasse III darf auf 3,5 - 7 - 28 MHz in CW und auf 20 MHz in AM mit maximal 10 W Leistung arbeiten.

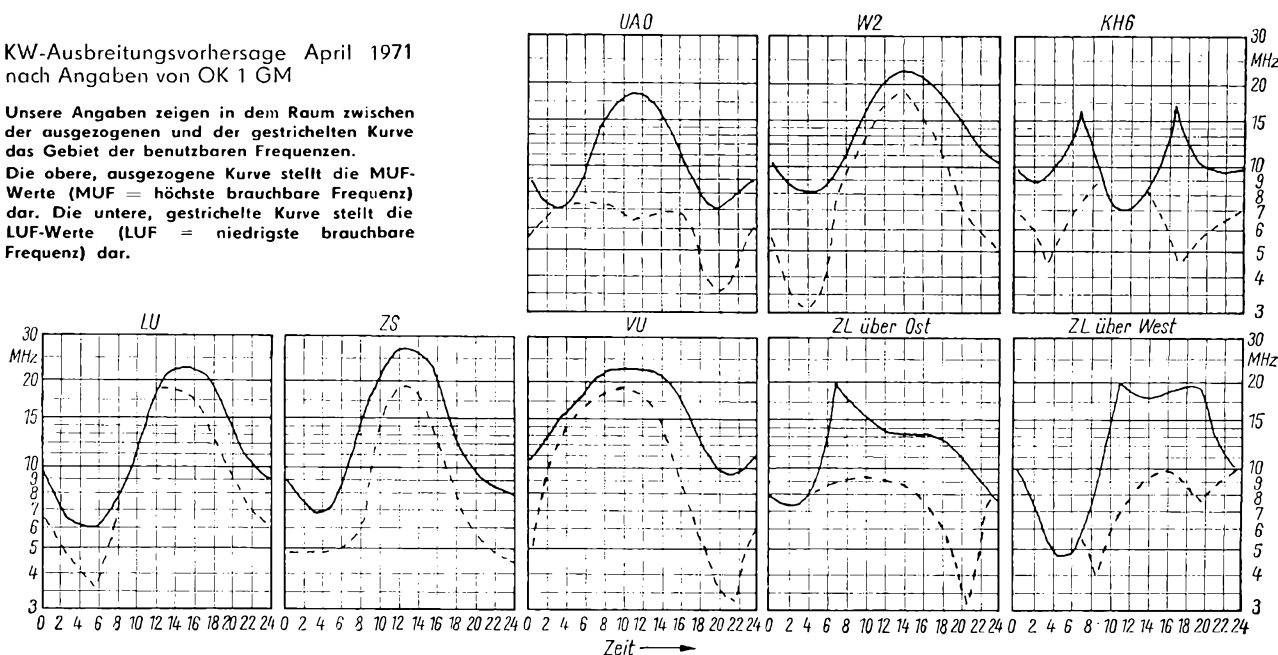
Klasse I: mit maximal 200 W auf allen KW-Bändern in CW, AM und SSB. UKW: auf 28 MHz darf Klasse III in CW und AM mit maximal 10 W arbeiten, Klasse II mit 40 W in CW, AM und SSB und Klasse I mit 200 W. Für UKW-Amateure sind Telegrafienkenntnisse nicht obligatorisch. Außerdem dürfen die Inhaber aller KW- und UKW-Klassen auf den Bändern mit 144 MHz an aufwärts mit maximal 5 W in CW, AM und FM arbeiten.

(Angaben aus „Radio“ Nr. 11/70)

KW-Ausbreitungsvorhersage April 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.



Sonderangebot:

Lautsprecher 2960 PB 4 Ohm 3 VA
je Stück 9,80 M

Lautsprecher 2261 200 Ohm 2 W
(Seitenlautsprecher
für Erfurt 4), je Stück 7,- M

Netzteile BV-N-461 110-220 V
je Stück 12,- M

Netzteile 540 206 für Indimoserie,
je Stück 10,50 M



VEB Maschinen- und Materialreserven Erfurt

501 Erfurt, Leninstraße 156/7
Telefon 4 14 32

Verkaufe Funkamateure 61-68,
RF 67-69 u. Einzelh. Jug. u.
Techn. 65-67 u. lit. Zuschr. u.
27 049 DEWAG, 92 Freiberg

Verk. 2x EF 80, EY 81, EY 51,
EL 81, ECL 81, EABC 80, St.
4,- M. B30M1 15,- M. B30M2
25,- M. Zeilentr. „Rubens“ 10,-
M. Ablenkein. „Rub.“ 25,- M.
Suche RX: 10 RT. P. Heinzel,
6223 Unterbrunzbach, Kornberg
14

Verkaufe DF 96, DF 191, DL 193,
ECC 84, ECF 82, ECL 82, EF
89, EF 860, PCL 81, PCL 84,
PL 82, PL 83, PL 84 ze je 5,-
M. DK 192, DK 962, DL 192,
ECC 85, ECC 91, ECH 81, EF
80, EL 81, EL 84 ze je 6,- M.
StR 280/80 und StR 280/40 zu
je 6,- M. Tonkopf BG 26,
neuw., 10,- M. Zuschr. an
Eberhard Hennig, 8023 Dres-
den, Trachenberger Straße 29

Verkaufe 2 Röhren GU-50 120,-
M. Klaus Balzke, 7702 Berns-
dorf, Ernst-Thälmann-Straße 58,
Tel. Bernsdorf 2 87

Versch. Jahrgänge Funktechnik
und Elektronik zu verkaufen.
Hans Koch, 301 Magdeburg,
Paracelsusstraße 2

Meßgeräte, Meßinstr., Bauele-
mente, gr. Bastlerangeb. Liste
anfordern. RO 5020 DEWAG,
1054 Berlin

Suche die Zeitschrift „Radio u.
Fernsehen“, Heft 8/66, biete
10,- M. Olaf Gawliczek, 798
Finsterwalde (NL), O.-Nusch-
ke-Straße 17

Verkaufe „Radio u. Fernse-
hen“ 1965 66, geb., 1967 un-
gebunden. Angebote an
W. Meyer, 122 Eisenhütten-
stadt, Diehloer Straße 65

2 m Konverter 120,-, NF-Verst.,
4 Watt, 80,- M. NF-Gen., 3
Rö., 0-20 KHz, 80,- M. div.
Quarze, Liste anfordern. Ang.
u. 613 723 DEWAG, 27 Schwe-
rin

Verkaufe R 100, defekt, 100,- M,
Multiprüfer II, 30,- M. Fall-
bügelregler 50 „A“, 200,- M.
Funkamateure 7, 8, 9 62, Jahrg.
63, 64 u. 65 kompl., zus. 15,-
M. Spulen, Kerne, Trafos,
Übertrager K 20, K 21, K 30,
K 31, neuw., je 4,- M. Transi-
storen, Röhren, Widerst., Po-
tent., Kond., Drehkos, Ferritst.,
versch. Lautspr., Schützen, Re-
lais, Telefonhörer u. Mikrofone.
alles preisgünstig. Zuschr. an
P. Kehrer, 9361 Hohndorf/
Zschopau Nr. 84

Auflösung: FBA 2 kompl. m. Er-
satzteilen, UKW-Leistungsgene-
rator 2002 a 0-5 VHF, AM-
Meßgenerator 2159, FM-Wellen-
messer 3010, elektron. Regel-
trafo 1 kVA, dyn. Transistor-
prüfgerät, Röhrenvoltmeter,
Osz., Ø 13 cm, 14 MHz, Sanyo
mini 9, Rafena-Wobbelmeß-
platz TV, UKW-Meßgenerator
2006 a und div. andere elek-
tronische Meßgeräte und Er-
satzst. sowie Bastlermaterial.
RO 04 882 DEWAG, 1054 Ber-
lin

Verk. sehr preisg. Röhren, Tran-
sist., Dioden u. umfangr. and.
Bastlermaterial. Liste bitte an-
fordern. Zuschr. u. DL 958 an
DEWAG, 701 Leipzig, PSF 40

Für den Bastlerfreund!

Lautsprecher

L 2659, 6 Ohm, 6 VA 26,10
LP 2261, 200 Ohm, 2 VA 10,00
L 559 HS, 6 Ohm, 1 VA 6,90
LP 557, 12 Ohm, 1 VA 5,00

Leiterplatten, kompl., best. fehlerhaft o. R.

Dürer 94 96, BZF .. 4,10 SG 4,10, VK 3,40
Stadion 2-8, BZF .. 4,10 SG 4,10, VK 3,40
Turnier, BZF 4,10 SG 4,10
Ines Stella, Impulspl. 8,30
Exper.-Schutz-Trafo 220,2-30 Volt 100 VA 48,85
Kopfhörer TG 7 M 5,80

KG Kr. Oschatz, Elektroverkaufsstelle 4154

7264 Wermsdorf, Clara-Zetkin-Str. 21, Ruf 3 33

Das ideale Kontaktmittel
für die gesamte Elektronik

Spezial-Wellenschalteröl

6822 Rudolstadt
Rundfunk-Spezialist Granowski

Verkaufe 25-W-Normverstör-
ker NV 4147 zu etwa 200,-
Mark. Zuschriften unt. 434 209
an DEWAG, 27 Schwerin

Verk. Verstärker V 150/50 W
mit Gehäuse (fabrikneu)
850,- M. Zuschr. u. Nr. A
46 045 an DEWAG, 825 Meißen

Verk. Transpoly

150,- M; kl. Schweißtrans-
formator, kompl., 300,- M;
0,4-kW-Motor, ≈ 220 V,
80,- M; 2 St.-Gleichrichter
VSF 200/3, Stück 70,- M.

Zuschrift. unt. Nr. 613 an
DEWAG, 432 Aschersleben,
Markt 25

Verkaufe Bändi, Stern 102 und
Tonbänder, 15 u. 11 cm Ø. H-
J. Holz, 806 Dresden, Postfach
9662 E

Verkaufe Elektronisches Jahrbuch
66, 67, 68, 69, 70, 71, je 5,-
M. Abc der Fernsehempfänger-
technik, für 8,- M. Funkama-
teur, Jahrgang 66, 67, 68, 69,
70, für 60,- M. je Jahrgang
12,- M. Transistoreinbau-
antennenverstärker EAV 8 T B.
III K. 5-12, für 120,- M und
Mikki 1, für 50,- M. Peter Ex-
ner, 90 Karl-Marx-Stadt,
Kaufahrt 23

Verkaufe Mischverstärker, 15,-;
Röhren: PCC 84, je 8,-; DY
86, je 5,-; Transistor AF 239
(neuw.), 30,-. BZ-Fil. A 9884,
1017 Berlin

Verk. div. Einbauistr., Multi-
zel, Trafos (bis 800 W), Tran-
sist. u. a. Bastlermat. Liste
anf. Angeb. u. AE 340 926 DE-
WAG, 25 Rostock

Verk. Allwellenempfäng. „Darm-
dorf“ 600,- M. Meßgerät „UNI
7“, neuw., 200,- M. Zuschr.
FA 11 383 DEWAG, 15 Potsdam

Eilt! Suche funktionsfähige ja-
pan. Kleinempfänger und Ton-
bänder. Manfred Wagner, 756
W.-P.-Stadt Guben, Grankie-
wiczstraße 39

Suchen HF-Leistungstransistoren:
BLV 78-79 - 2 N 3553 o. ä.
2m - Rx commerc. mit Rö. u.
Sonderangebote. Radio-Club,
5822 Bad Tennstedt, DM42i

Empfängerschaltungen der Ra-
dio-Industrie, Bände II u. V-
IX zu kauf. ges. H. Börner,
63 Ilmenau, Schollstraße 4 c

Suche Allwellenempfänger oder
Bandsuper. Angeb. u. 889 an
DEWAG, 95 Zwickau

Suche B10S2, Z560M, S1/0,
2iIIA, 150/40Z, GR100DA,
GR150DA, SZ4, RFG5, 6ACT,
6AG7, 6J5, LV3. Zuschr. mit
Preisangeb. Verk. Gleichspan-
nungs-konstanthalter 40-400 V,
0,2 A, 100,- M. P 501 264
DEWAG, 806 Dresden, Post-
fach 1000

Kaufe DL QTC, möglichst ge-
schlossene Jahrgänge ab 1968
sowie 2 N 4012 - 2 N 2219 A.
Werner Bartsch, 5822 Bad
Tennstedt, DM 2B2i

Fernsehprojektorröhre zu kau-
fen gesucht. Angebote an
496 214 DEWAG, 69 Jena

Suche dringend Schaltpläne v.
Koffereempf. „Dorena“, Ton-
bandger. „Bändi“ u. MTG 23
„Tobas“. Evtl. leihweise. Zu-
schriften an J. Freiberg, 563
Heiligenstadt, PSF 6148

Verk. od. tausche gegen UHF-
Trans.: Tunneld. A 1 101 A
(ähnl. GE 115), 40,- M. Thyr.
16 A/600 V, 90,- M. SAZ 13,
100,- M. OA 605, 10,- M.
Ang. u. AE-N 530 an DEWAG,
60 Suhl

Su. 2 hochwert. Lautsprecherbo-
xen f. Stereoeempfang. Angeb.
an ZU 7391 DEWAG, 40 Halle

Verk. Verlustwinkelmessung 100 KHz – 10 MHz, Spannungsmessung 30 Hz – 300 KHz, Oszilloskop Prüfgenerator 100 KHz – 18 MHz, NF Generator, umgebauter Dabendorf, Simpson 10 Kanal kompl. Auch Tausch gegen Exakta-Varex, sowie Zubehör. RO 05 259 DE-WAG, 1054 Berlin

Suche dr. 2X AD 153 o. 2X SFT 213 o. ä. Pärchen, Gegen-takt-Endverstärker-Röhren ab 20 W, Gg.takt-Ausgangstrafos ab 25 W, Schaltskizzen für Röhren-Gg.takt-Leistungsverst. Ang. an Eckardt Nowak, 7401 Windischleuba, Pestalozzi-platz 1

Verk. 5 GY 125, 5,- M, 5 GBR 701 m. Sockel, 8,- M, ECC 81, 82, 83, 85, 813, EF 80, je 5,- M, LV3, 10,- M, DS 72 Φ 0-100 μ A / 100-0-100 μ A, je 25,- M, 100-0-100 V / 0-250 V / 0-40 mV, je 20,- M, Ladegeräte 3 A (Eigenb.), je 25,- M. Weiteres auf Anfrage. Zuschr. u. MJL 3396 an DEWAG, 1054 Berlin

Verkaufe umständehalber Geräte, Zubehör u. Ersatzteile d. RF-, FS-, Meß-, Antennen-, NF- und Impulstechnik, Bauelemente, Halbleiter, Röhren, El.-Material, div. Kabel, Schaltgeräte, NC-Sammler u. v. a. m. Zuschr. u. 183 an DE-WAG, 16 Königs Wusterhausen

UHF-Konverter 180,- M zu verkaufen. Zuschr. u. 544 381 DE-WAG, 401 Halle

Verkaufe oder tausche NF Millivoltmeter 20-20 000 Hz, Type 4010 Erfurt, neuw., Richtpreis 250,- M. **Kaufe** SO81 o. ä. Selektrograph, auch reparaturbedürftig. **Verkaufe** bestückte, neuw., Platinen-Lotos-Calla, bis 10,- M. **Werner Bartsch**, 5822 Bad Tennstedt, Markt 9

AF 139, GF 145, 35,- M, AF 106, 20,- M zu verk. Ang. u. 544 711 DEWAG, 401 Halle

Verkaufe Impuls- und Präzisionsoszilloskopen (OG1-8; OG 2-10; EO 7) etwa 10 % vom Neuwert, Meßgenerator Typ 129, etwa 600,-; Präzisionsmeßbrücken mit Normalien, 180,-; Röhren 6 AC 7, St. 2,50; LV 3, 16,-; G 10,1dV, 25,- und Kleinmaterial auf Anfrage. **Suche** kommerzielles Mischpult (auch altes Modell) und sonst. El.-Geräte. **D. Liers**, 1233 Storkow (Mark), Engelsstraße 6

Verk. Motoren: B 0680 780/min. 25,- M, WKM 130 30, 80,- M, 3stufig schaltb., 220 V, 250 W, 10 000-14 000 U/min, 50,- M, div. Kond., Drehkos, Widerst., Lautsprecher, Relais, Röhren u. Fassungen von 1,- bis 2,- M. Einbaugerät 150 μ A, 90 $\square$. Universalmeßgerät 150,- M, Multiprüfer 50,- M. **Suche** Motor, 220 V, 40-60 W, 1000 bis 3000 U/min. **R. Helm**, 25 Rostock 1, Knallerballerweg 8

Verkaufe Multipr. II, 40,- M u. mehrere mA-Meter versch. Bereiche. Anfr. an Scholz, 60 Suhle, K.-Marx-Straße 15

Verkaufe Umformer 4X Jungh. & Kol. 220 V = 220 V $\sim$, 180 150, 220 V = 220 V $\sim$ / 150 VA, 50 Hz, 60,- M, 1X TMT-PY-VA, 50 Hz, je 120,- M, 1X Jungh. & Kol. 220 V = 30 V bis 300 VA, 70,- M, 1X GWU 45, 12 V = etwa 600 V =, etwa 60 VA, 60,- M, 1X P. Linke & Co., 12 V = etwa 500 V =, etwa 100 VA, 70,- M, 1X 220 V = 220 V $\sim$, 60 Hz, 60 VA, 60,- M, 1 Tonbandgerät „Toni“, neuw., 90,- M, Röhren RV2 P 800, RV 12 P 2000, je 1,50 M. Zahlreiche Röhren für Veteranen-Radios. Bitte anfragen. **H.-J. Schmidt**, 705 Leipzig, Straße der Befreiung 65

Tausche Transist., Standard-UKW-Tuner, 2 St. AF 239, transist. NF-Teil 0,5 W, „Spidola“ o. Geh., T 102 „Micky“ defekt, Autosuper „Berlin“ Endstufe defekt, Tonbandmotor, Drehspulenmeßwerk 44,4 mV, 10 St. Pot., 5 St. versch. Drehkos, 200 St. Widerstände, 120 St. Kondensatoren gegen Grid-dipmeter etwa 50-250 MHz, Prüfgenerator bis 250 MHz, nur geeichte und möglichst kommerzielle Geräte. Angeb. u. MJL 3395 an DEWAG, 1054 Berlin

Zeitschriftenschau

Aus der polnischen Zeitschrift „Radioamator“ Nr. 9/70

Kurzberichte aus dem In- und Ausland, u. a. III. Turnier der jungen Meister der Technik, vor dem VI. Kongreß der polnischen Techniker S. 209 – Elektrische Meßgeräte auf der XXXIX. Poznaner Messe S. 210 – Antennen für den Empfang des I. und II. Fernsehprogramms unter schwierigen Bedingungen in großen Stadt- und Industriezentren S. 212 – Satellitensysteme zum direkten Empfang von Rundfunk- und Fernsehprogrammen. S. 217-Quarzzeichengenerator für 25 kHz S. 221 – Amateur-Niederfrequenzverstärker „Melodia“ S. 222 – Der polnische Kurzwellenamateur (Neuigkeiten, Ergebnisse) S. 225 – II. Allpolnisches Treffen der Kurzwellenamateurs in Bialo Podlaska S. 227 – Polnische Meisterschaften und X. Zentrale Wettkämpfe der LOK auf dem Gebiete der Amateur-Funkpeilung S. 228 – Gefährlicher Dienst (Fortsetzungs-Dokumentarerzählung) S. 232 – Typische Schäden an den Rundfunkempfängern TR-65, Krokus und Sterio-Rallye III. Umschl. – Bücherschau III. u. IV. Umschl.

Aus der polnischen Zeitschrift „Radioamator“ Nr. 10/70

Kurzberichte aus dem In- und Ausland, u. a. VI. Kongreß der polnischen Techniker, Laser-Transceiver S. 233 – Polnische Silizium-Transistoren in NF-Verstärkern hoher Qualität – Teil I (6 Bauanleitungen) S. 234 – Zusatzgerät für Elektro-Gitarren zum Hervorrufen des „wau-wau“-Effekts (Bauanleitung) S. 238 – Verwendung von polnischen Transistoren und Halbleiterdioden als Bauelemente mit variabler Kapazität S. 241 – Einfacher Transistor-NF-Verstärker S. 243 – Über die Anwendung von Mosfet-Transistoren S. 244 – Der Koffer- und Autorundfunkempfänger „EWA“ (Technische Daten, Beschreibung, Schaltbild) S. 245 – Gefährlicher Dienst (Teil II) S. 248 – Ratschläge für den Anfänger: Mein Laboratorium S. 250 – Der polnische Kurzwellenamateur (Ergebnisse, Neuigkeiten) S. 253 – Radioamateurtätigkeit in Sowjetlitauen S. 255 – Bemerkungen zum Thema trafoloser Transistor-NF-Verstärker S. 256 – Ton-Ausschalter S. 258 – Transistorisiertes, spannungsstabiles Millivoltmeter S. 259.

Aus der polnischen Zeitschrift „Radioamator“ Nr. 11/70

Kurzberichte aus dem In- und Ausland, u. a. Neuigkeiten auf der Hannover-Messe, Zusammenarbeit der Vereinigung polnischer Elektriker (SEP) S. 261 – Polnische Silizium-Transistoren in NF-Verstärkern hoher Qualität – Teil II (Bauanleitungen) S. 263 – Über die Anwendung von Mosfet-T-Transistoren (Schluß von Heft 10) S. 266 – Integrierte VHF/UHF-

Tuner, Teil I S. 270 – Die Rundfunkempfänger „RELAKS“ und „TRUBADUR“ (Beschreibung, technische Daten, Schaltung) S. 271 – Der polnische Kurzwellenamateur (Ergebnisse, Neuigkeiten, Diplome) S. 277 – IARU-Information S. 279 – Transistorisiertes Voltmeter S. 280 – Ein praktischer Zeitschalter S. 281 – Einfaches Kapazitätsmeßgerät für Kondensatoren S. 282 – Einiges über die Herstellung gedruckter Schaltungen S. 283 – Gefährlicher Dienst – Teil III S. 283 – Bücherschau III. u. IV. US.

G. Werzlaw, DM-1517.E

Einladung nach Halle

Das Referat Amateurfunk der Bezirkskommission Nachrichtenausbildung lädt zu Ehren des 25. Jahrestages der Gründung der SED für Sonntag, den 25. April 1971, zu der VI. Amateurfunk-Fachtagung in das Haus der Nationalen Volksarmee, Halle (Saale), Bernburger Straße 24, ein. Die Tagung beginnt um 1000 Uhr und endet gegen 1630 Uhr.

Das Programm sieht folgende Themen vor: Jugend- und Hörerarbeit, integrierter Bestandteil der Ausbildung im Wehrsport Amateurfunk; Transistorprobleme in der Funksende- und -empfangstechnik; Fuchsjagd in Theorie und Praxis; Schaltungsneuheiten für den Kurzwellensende- und -empfangs-Amateur; Diskussionen in drei Arbeitsgruppen zu den Themen des Vormittags; Auswertung des Bezirkscontestes 1971 mit Auszeichnung der Sieger; Aussprache über Probleme des Amateurfunks.

Am Tagungsort soll ein SSB-Transceiver (Import VR Ungarn) in Betrieb gezeigt werden. Eingeladen sind alle Funksende- und -empfangsamateure und solche die es werden wollen, sowie deren XYL und YL.

Um einen ungefähren Überblick über die Teilnahme zu erhalten, bittet die Tagungsleitung um Voranmeldung an Dr. Walter Rohländer, DM 2 BOH, 422 Leuna 1, Rosenstraße 7. Eine Teilnahme ohne Voranmeldung ist jedoch in jedem Fall möglich. Die Tagungsleitung vermittelt keine Quartiere. Für Mittagessen und Getränke ist gesorgt. Die Restauration des Hauses der NVA ist geöffnet.

Der Tagungsort ist vom Hauptbahnhof (Thälmannplatz) aus mit den Straßenbahnlinien 3 und 5 bis Haltestelle Reileck zu erreichen. Von dort gehe man die Bernburger Straße in Richtung Süden etwa 200 m bis Ecke Mühlweg (Tagungsort). Für Teilnehmer mit fahrbarem Untersatz bestehen ausreichende Parkmöglichkeiten.

Rohländer, DM 2 BOH
Referatsleiter Amateurfunk Halle

Beispiele für integrierte Bausteine

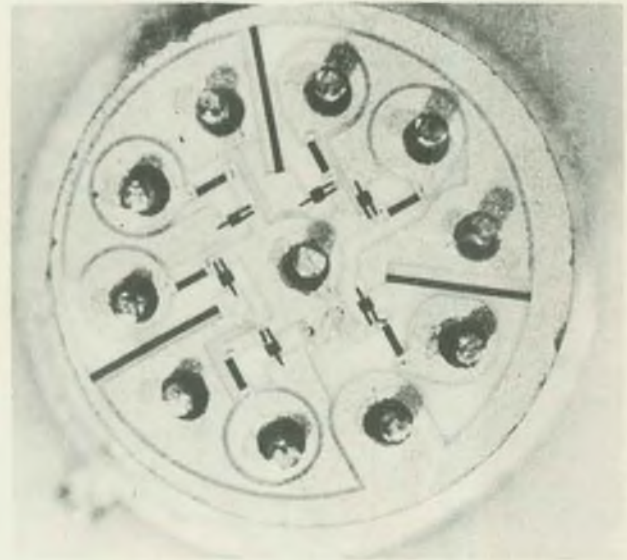
Bild 1: Beispiele für eine Tantal-Dünnschichtschaltung eines DCTL-Gatters in einem TO-5-Gehäuse. Um die Mitte 6 Transistoren, die schwarzen Striche sind Widerstände

Bild 2: Außer diesen beiden integrierten Vorverstärkerschaltungen sind im gleichen TO-5-Gehäuse noch zwei Si-Leistungstransistoren untergebracht für einen eisenlosen Ausgang 550 mW

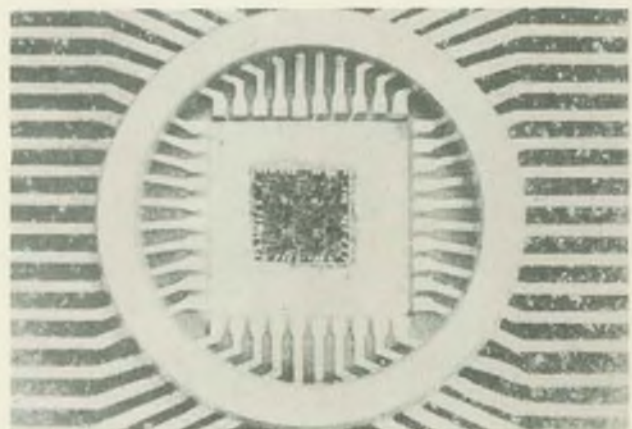
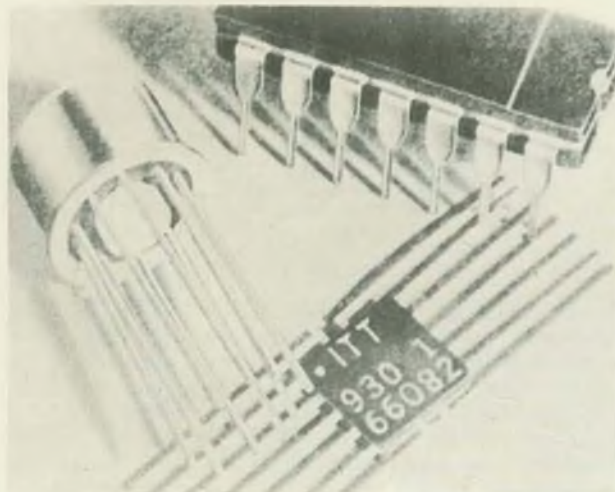
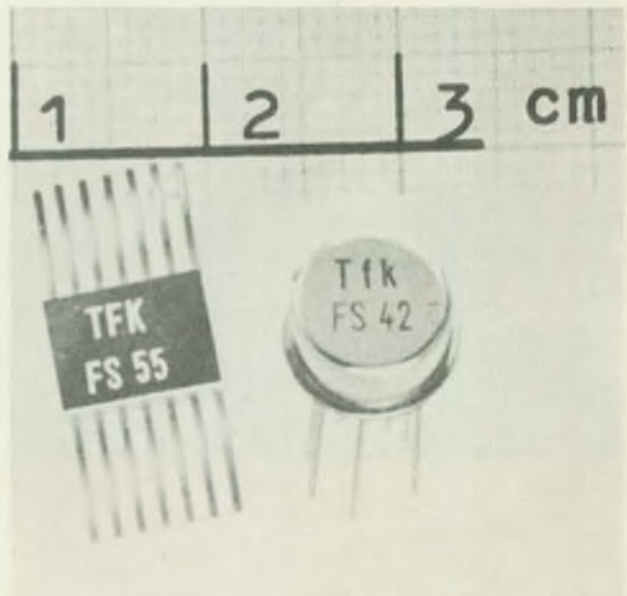
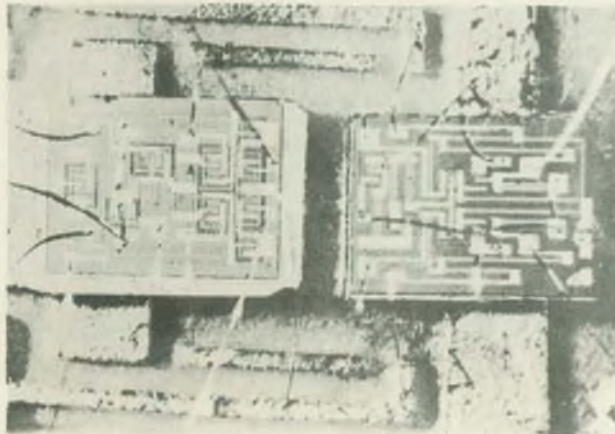
Bild 3: Der Einbau der integrierten Schaltungschips erfolgt in verschiedenen Gehäuseformen, links ein Flachgehäuse mit 2×7 Anschlüssen, rechts ein TO-5-Gehäuse

Bild 4: Außer dem weitverbreiteten TO-5-Gehäuse (links) findet man das „Dual-inline“-Gehäuse (rechts oben) und das „Flat-pack“-Gehäuse (rechts unten)

Bild 5: Wesentlich komplizierter ist schon die Kontaktierung bei LSI-Schaltkreisen (Vielzahl von Schaltkreisen auf einem Chip), hier 2×20 Anschlüsse



	1
2	3
4	5





Einen beachtlichen Stand erreicht hat in der VR Polen die Produktion von elektronischen Rechenanlagen. Unser Bild zeigt die Anlage „ODRA 1204“, die für wissenschaftlich-technische Berechnungen und auch für die Realtime-Prozeßsteuerung eingesetzt wird. Der Operationsablauf wird durch einen sehr schnellen Festwertspeicher mit eingespeichertem Steueralgorithmus gesteuert, dadurch hat das Rechenwerk eine einfache Struktur. Foto: P. Schäfer