



ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1970

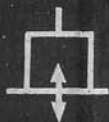




Mikrofon



Kopfhörer
(Empfänger)



Hydrofon (Ultraschall-
Sende-Empfangs-Gerät)



lichtabhängiger Typ
(Pfeile auf das Schaltzeichen
gerichtet), lichterzeugender
und -modulierender Typ (Pfeile
vom Schaltzeichen weggerichtet)



piezoelektrischer Typ



Magnetostriktionstyp



Stereotyp



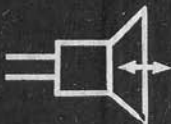
Aufzeichnung
(die Pfeilpunkte in
Richtung der Energie-
übertragung)



Löschen



elektrostatisches
(Kondensator-) Mikrofon



Lautsprecher-
mikrofon



Stereofoniekopf



Wiedergabe-
(Lese-, Playback-)
Kopf, monofonisch



Löschkopf



Kopf für n Magnet-
spuren (vereinfachte
Form)



Kopf für Magnetauf-
zeichnung, monofonisch
(vereinfachte Form)

**Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1970**

Herausgeber: Ing. Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

**Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1970**



DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 20. März 1969

1.—30. Tausend

Deutscher Militärverlag · Berlin 1969 · Lizenz-Nr. 5

Lektor: Sonja Topolov

Einbandgestaltung: Wolfgang Ritter

Illustrationen: Heinz Bormann

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Fotos: Werkfotos, Archivfotos der Autoren, Archiv DSF

Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Elisabeth Jandke

Vorauskorrektor: Hans Kaulbars · Korrektor: Rita Abraham

Satz: VEB Druckformenherstellungszentrum, Leipzig

Druck und Buchbinderei: Druckerei „grafica“ KG, Leipzig

7,80

Kalendarium

Dipl.-Journ. *Günter Wollert*

Lenin und der Funk 11

Elektronik im Jahre 2000 17

Werner Stankoweit

„Rat der Götter“ bei ARD 27

Das „faule“ Nest in Maryland 39

Wissenswertes über moderne Technik

Jürgen Feuerstake

Energie – direkt in elektrische Energie umgewandelt 45

Dipl.-Math. *Claus Goedecke*

Dialog mit dem Computer 60

Ing. *Klaus K. Streng*

Einführung in die Problematik des Farbfernsehens (4) 68

Ing. *Klaus K. Streng*

Fortschritte beim UHF-Fernsehen 256

Was ist Holografie 77

Arnold Grif

Das Funktelefon *Altai* 79

Dipl.-Phys. *Hans-Joachim Fischer*

Kritischer Vergleich von Zündsystemen für Kraftfahrzeuge 82

Neue Bauelemente

Ing. <i>Karl-Heinz Schubert</i>	
Die integrierte Schaltung	91
Ing. <i>Ernst Bottke</i>	
Der Thyristor und seine Anwendung	99
Ing. <i>Winfried Müller</i>	
Röhren mit kalter Katode: Kaltkatoden-Relaisröhren	107
Ing. <i>Arnost Lavante</i> / Ing. <i>Karl-Heinz Schubert</i>	
Kurzes Kompendium des Feldeffekttransistors	119

Moderne Technik für den Funkamateureur

<i>Dr. Bauer</i>	
Linearendstufen für SSB-Betrieb	133
<i>Karl Rothammel</i>	
UHF-Superbreitbandantennen	143
Ing. <i>Jörg Badelt</i>	
Kleinsender für die Fuchsjagdpraxis	153
Dipl.-Ing. <i>Bernd Petermann</i>	
SSB-Betrieb im 2-m-Amateurband	165
Dipl.-Phys. <i>Hans-Joachim Fischer</i>	
Transistortips für den Kurzwellenamateur	179

Bauanleitungen für den Elektroniker

Dipl.-Ing. <i>Klaus Schlenzig</i>	
Ätzverfahren zur Selbsterstellung von Leiterplatten	187
Ing. <i>Karl-Heinz Schubert</i>	
Universalleiterplatten für Elektronikamateure	193

Ing. <i>Dieter Müller</i>	
Transistorisierte NF-Vorverstärkerbausteine	204
<i>Karl Rösler</i>	
Signalverschlüsselung bei Fernsteueranlagen	221
Ing. <i>Arnost Lavante</i>	
Elektronisches Voltmeter mit MOSFET-Bestückung	233
Ing. <i>Karl-Heinz Schubert</i>	
Aus der Meßpraxis für die Meßpraxis	245
Ing. <i>Klaus K. Streng</i>	
Dekoder für HF-Stereofonie	256

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

<i>Rudi Bunzel</i>	
Die Kurzwellenhörer und ihr „Vater“	261
Hauptmann Ing. <i>Dieter Franz</i>	
Neuererbewegung in der NVA	266
Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (IV)	275
Ing. <i>Heinz Stiehm</i>	
Diplome und Conteste der Funkamateure	281
Neues von Huggy, dem Elektronenrabben	292
Prof. Dr.-Ing. <i>Walter Reichardt</i>	
Kleines Lexikon für den Newcomer (Elektroakustik)	296

Tabellenanhang

Vergleichstabellen Transistoren	308
Thyristortabelle	312
Amerikanische und englische Drahtlehren	314
Beschreibung des Rechenstabs	316

25 Jahre



Demokratischer
Rundfunk
13.5.1945

75 Jahre



Popow-Antenne
7.5.1895

120 Jahre



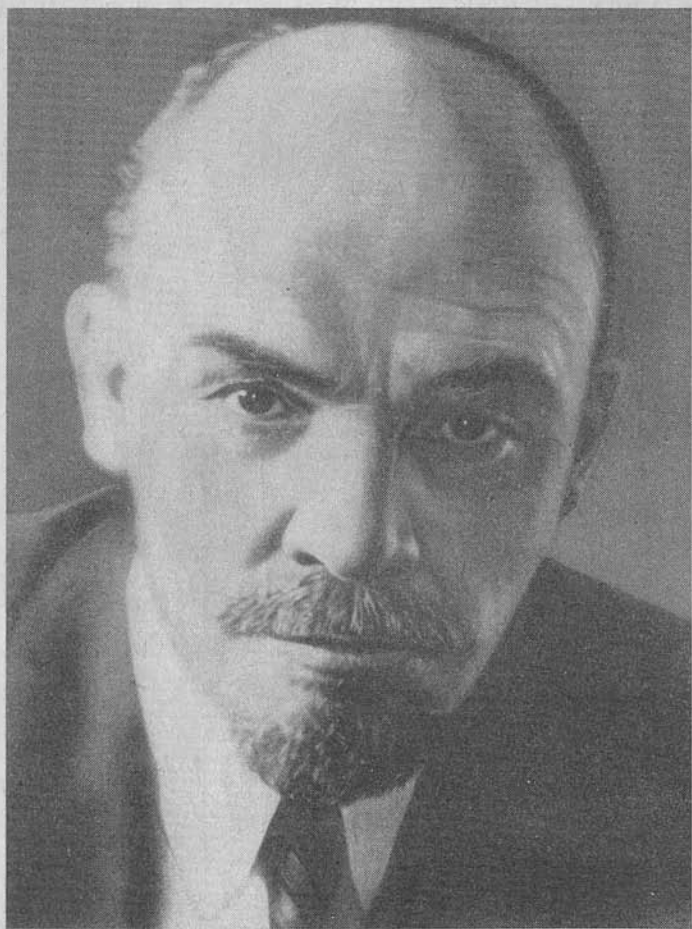
C.F. Braun geb.
6.6.1850

125 Jahre



W.C. Röntgen geb.
27.3.1845

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



Am 9. November erhält ein enger Mitarbeiter *Lenins*, *Nikolajew*, eine dringende Mitteilung der Chodiner Funkstation. Die Station berichtet, daß ein Funkspruch über revolutionäre Erhebungen in Deutschland aufgefangen worden ist. Der Abgeordnetenrat der Kieler Matrosen teilt darin dem internationalen Proletariat mit, daß die Macht in die Hände der Arbeiter und Soldaten übergegangen ist.

Lenin, der davon verständigt wird, bittet *Nikolajew*, sofort zu ihm in den Kreml zu kommen.

„Als Antwort auf seine Bitte“, schreibt *Nikolajew* in seinen Erinnerungen, „ausführlich den Inhalt des abgefangenen Funkspruchs wiederzugeben, schlug ich vor, direkt mit der Station in Verbindung zu treten und das zu notieren, was der Funker empfangen hatte. So geschah es auch. Ich setzte mich mit der Funkstation in Verbindung, die inzwischen weitere Meldungen aus Deutschland erhalten hatte. Man gab mir den Inhalt dieser Funksprüche per Telefon durch, und *Wladimir Iljitsch* notierte alles. Dann sagte er ungeduldig: ‚Geben Sie mir den Hörer, ich werde selbst hören und mitschreiben, das geht schneller.‘ Ich verstand, daß er unmittelbar von der Station diese historischen Ereignisse hören wollte.“

Diese zwanzig Minuten werde ich niemals vergessen. *Wladimir Iljitsch* notierte auf einem kleinen Tisch die flammenden Worte über die ersten revolutionären Siege des deutschen Proletariats. Er war ganz Ohr, sah mich von Zeit zu Zeit mit glänzenden Augen an und wiederholte laut die interessantesten Stellen des Funkspruchs, damit auch ich sie hören konnte. Ich wurde von seiner Erregung mitgerissen und ließ kein Auge vom Gesicht *Wladimir Iljitschs*.

„Alles? Danke, Genosse“, sagte *Wladimir Iljitsch* in die Muschel.“

Außerdem erinnerte sich *Nikolajew*, daß *Wladimir Iljitsch* darum gebeten hatte, ihn sofort anzurufen, sobald man irgend etwas aus Deutschland abgefangen hatte, und ihm sofort alle Funkmeldungen aus dem Ausland zuzusenden. „Ja, die Deutschen haben jetzt Juli! Sehen wir, wie sie dem Oktober entgegengehen“, sagte *Wladimir Iljitsch*, und als er sich verabschiedete, fügte er noch hinzu: „Eine ausgezeichnete Sache, dieser Funk.“



Lenin an der direkten Leitung (Gemälde von Grubar)

Lenins Interesse an allen Fragen, die den Funk betrafen, war außergewöhnlich groß. Das ist ohne Zweifel zu einem großen Teil aus der Tatsache zu erklären, daß der Funk bei den revolutionären Ereignissen der Jahre 1917/18 eine wichtige Rolle spielte. Von diesem Informationsmittel hing zu einem großen Teil der koordinierte Einsatz der revolutionären Kräfte in einem so sehr weiten Land wie der Sowjetunion ab, ob es sich dabei um politische, militärische oder wirtschaftliche Fragen handelte. Darüber hinaus war der Funk zu einem wichtigen Verständigungsmittel zwischen dem internationalen Proletariat geworden. Es hieße aber die Tiefe der Einsicht *Lenins* in dieser Frage zu unterschätzen, wollte man annehmen, *Wladimir Iljitsch* hätte sich dabei lediglich von der aktuellen Nutzenanwendung des Funks leiten lassen. *Lenin* als hochgebildeter Mann war durchaus mit dem Stand der Grundlagenforschung der damaligen Zeit bekannt und konnte mit diesem Wissen eine reale und nüchterne Einschätzung der zukünftigen Anwendbarkeit dieses Nachrichtennittels vornehmen.

Interessant sind in diesem Zusammenhang die Erinnerungen von *P. A. Ostrjakow* an ein Gespräch mit *Wladimir Iljitsch*. „Im Verlauf eines Gesprächs“, erzählt *Ostrjakow*, „mußte ich Fragen der Elektronentheorie, des Aufbaus der Materie und elektromagnetischer Wellen be-

rühren. Die Entgegnungen *W. I. Lenins* brachten mich bisweilen in Verlegenheit. Woher weiß er das alles? schoß es mir oft durch den Kopf. Erst nach einigen Jahren las ich die klassische Arbeit von *Lenin*, *„Materialismus und Empiriokritizismus“*, ein Werk, das für jeden Ingenieur nützlich ist — und sah, daß meine Darstellung der Elektronentheorie wahrhaftig nicht nötig war. Die Erfahrung *Wladimir Iljitschs* als Theoretiker und Physiker war ebensogroß wie die als Soziologe.“

Wenn man sich mit den vielen Bemerkungen *Lenins* über den Funk beschäftigt, beginnt man zu verstehen, warum *Wladimir Iljitsch* den funktchnischen Forschungen besondere Unterstützung zuteil werden ließ. Der Funk, nach seiner bildhaften Darstellung „die Zeitung ohne Buchstaben und ohne Abstände“, versprach ein mächtiges Mittel zur Verbreitung der Kultur in der Sowjetunion zu werden. Mit den Arbeiten auf dem Gebiet des Funks war auch die Schaffung wissenschaftlicher Lehranstalten verbunden, die einen großen Beitrag zur Theorie der Ausbreitung von Funkwellen, zur Theorie nichtlinearer Schwingungen, zur Elektronik und zu vielen anderen Wissenszweigen leisteten und damit den technischen Fortschritt entscheidend förderten.

Ein beredtes Beispiel dafür, welche Aufmerksamkeit *Lenin* der Entwicklung der Funktechnik schenkte, war der Aufbau des Funklaboratoriums in Nishni Nowgorod. In der Verordnung über dieses Laboratorium, die von *Lenin* unterzeichnet wurde, hieß es, daß das Labor „die erste Etappe



*Lenin spricht über den Plan der Staatlichen Kommission für die Elektrifizierung
(Gemälde von Schantjko)*

zur Schaffung eines Staatlichen Sozialistischen Funktechnischen Instituts in Rußland“ sei.

Einer der ersten Mitarbeiter dieses Labors, *Fjodor Alexejewitsch Lbow*, erinnert sich:

„An einem Augusttag des Jahres 1918 traf in Nishni Nowgorod ein Güterzug ein. 3 der heizbaren Güterwagen waren voll beladen. In ihnen befanden sich Elektromotoren, Kisten mit der Aufschrift ‚Vorsicht Glas‘, Käfige mit Hühnern und einem laut krähenen Hahn, Hausrat, ein Klavier und elektrische Öfen. Man hatte alle Hände voll zu tun, um die Gegenstände zum oberen Wolgaufer zu befördern, wo sich ein 3stöckiges Gebäude befand — ein ehemaliges Seminaristenheim. Es waren auch Mitarbeiter angereist: 4 Funkingenieure, 2 Tischler, 2 Glasbläser, 1 Schlosser und 1 Schofför.

3 Tage später hatte sich das Laboratorium in Nishni Nowgorod eingerichtet.

Das Land war damals dem wirtschaftlichen Ruin nahe. Die Organisatoren fuhren, nachdem sie mehrere tausend Rubel Vorschuß erhalten hatten, nach Moskau und Petrograd, um zu versuchen, die notwendigen Geräte und Materialien einzukaufen. *Lestschinski*, der Leiter des Labors, machte einen Entwurf für die Umgestaltung und Reparatur des Hauses.

In einem großen Raum in der I. Etage brachte man die Arbeitstische der Glasbläser *Safronow* und *Babkow* unter. Sie stellten Vakuumpumpen und die ersten Modelle der Verstärkerröhre *PR-1* her. Die Brenner der Glasbläser wurden mit Gas beheizt, das auf Weisung des Volkskommissars *Podbelski* aus Petrograd geliefert wurde.

Bald darauf ragten über dem Berghang an der Wolga zwei 35 m hohe Stahlmaste empor. Von den Berggipfeln erstreckten sich 2 Antennen zu dem Mast, der auf dem Gebäude angebracht war. Neugierig betrachteten die Einwohner diese Anlage.

Die Kunde über die Gründung eines Funklaboratoriums verbreitete sich schnell unter den Spezialisten. Zur Gruppe der Gründer des Laboratoriums, zu der *Lestschinski*, *Bontsch-Brujewitsch*, *Leontjew*, *Geliwerstow*, *Ostrjakow* und *Katanski* gehörten, gesellten sich bald weitere Mitarbeiter. Das Personal der Werkstätten wurde bald durch neue Glasbläser, Mechaniker, Schlosser und Tischler erweitert. Ende 1918 zählten Laboratorium und Werkstätten bereits 70 Mitarbeiter.

Die Anfangsperiode des Nishegoroder Funklaboratoriums war schwer. Am schwierigsten war es, Mittel zu seiner Finanzierung aufzutreiben. Für seine Einrichtung wurden 4 505 000 Rubel zur Verfügung gestellt.

Wladimir Iljitsch Lenin verfolgte aufmerksam die Tätigkeit des Funklaboratoriums und arbeitete ein umfassendes Programm zum Aufbau des Funkwesens aus. Er trug dem Kollegiumsmitglied des Volkskommissariats für Post und Telegrafendienst *Nikolajew* auf, ihn über die Angelegenheiten

des Funklaboratoriums auf dem laufenden zu halten. *Nikolajew* fuhr schon im September nach Nischni Nowgorod, um nach dem Rechten zu sehen. Als Ergebnis dieser Berichte trafen von *Wladimir Iljitsch* unterschriebene Telegramme an die Lebensmittelabteilung des Gouvernements und an den Militärkommissar des Gouvernements über die Versorgung des Laboratoriums mit Baumaterialien ein.

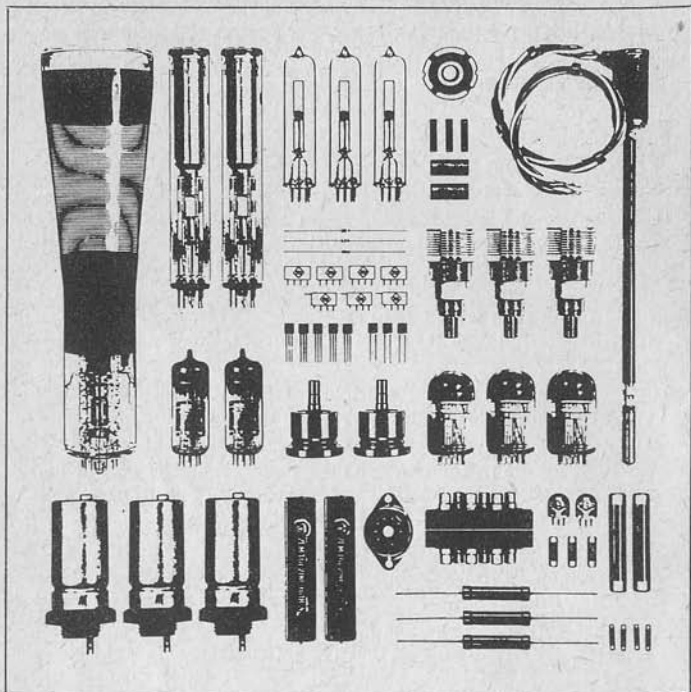
Lenin, der lebhaften Anteil an der Organisation des Nishegoroder Funklaboratoriums in dem harten Jahr 1918 nahm, wollte die Meinung der Wissenschaftler zu diesem Schritt wissen. Bekannt ist sein Schreiben an *Gorbunow* im Obersten Rat für Volkswirtschaft vom 21. Oktober 1918, in dem er darum bittet, ihm möglichst bald die Schlußfolgerung der wissenschaftlich-technischen Abteilung über das Funklaboratorium vorzulegen. Im Archiv fand man Gutachten der Professoren *W. F. Mitkewitsch* und *A. A. Eichenwald*, die die Rolle des Funklaboratoriums positiv bewertet haben.

1919 begannen im Funklaboratorium Versuche mit einem Funktelefon, mit HF-Elektromaschinen und Röhren. Die Röhre war Voraussetzung für einen Telefoniesender von großer Leistungsfähigkeit. Aber bereits im Herbst 1918, als die Instandsetzung noch nicht abgeschlossen war und es im Gebäude kalt war, lieferten die Werkstätten zur festgesetzten Frist — am 7. November — den ersten Posten Verstärkerröhren vom Typ *PR-1* nach Moskau. Man prüfte sie und stellte fest, daß sie nicht schlechter waren als die anerkannten französischen Röhren.

Wladimir Iljitsch schlug dem Volkskommissariat für Post und Telegrafendienst vor, „die Lage des Funklaboratoriums und der Werkstatt des Volkskommissariats für Post und Telegrafendienst dem Rat für Volkskommissare zur Bestätigung vorzulegen“. *Lenin* unterzeichnete diesen Text am 2. Dezember 1918.

So begann in der Stadt dort, wo der große russische Strom Wolga mit der Oka zusammenfließt, im ersten Jahr der Existenz des Sowjetstaats vor einem halben Jahrhundert das Nishegoroder Funklaboratorium zu arbeiten. Es wurde später in der ganzen Welt bekannt und ist Zeuge für die außerordentliche Aufmerksamkeit, die der Begründer des ersten sozialistischen Staates, *Lenin*, weitsichtig der Entwicklung der Funktechnik widmete.

Nach Materialien der Zeitschrift *Radio*



VVB Bauelemente
und Vakuumtechnik
1017 Berlin,
Ehrenbergstr. 11—14

RFT
electronic

Elektronische Bauelemente — leistungsstark und zuverlässig

Erhöhte Leistungsparameter, verbessertes Frequenzverhalten und verringerte Abmessungen, erhöhte Zuverlässigkeit und lange Lebensdauer sind das Ergebnis kontinuierlicher Forschung und Entwicklung, moderner Fertigungstechnologien und harter Prüfungen.

Aus unserem Programm:

- Transistoren, Dioden, Gleichrichter
- Spezialröhren
- Widerstände, Kondensatoren
- Kontaktbauelemente

Informieren Sie sich über unser Angebot!
Erfahrene Fachingenieure beraten Sie bei
allen Applikationsproblemen.

Was wird die Zukunft auf technischem Gebiet bringen? Diese Fragestellung interessiert natürlich in erster Linie den Fachmann auf seinem speziellen Gebiet. Aber auch unsere Leser möchten wissen, wie entwickelt sich die Technik weiter. Wir haben dazu eine kleine Umfrage veranstaltet, die aber nach keiner umfassenden Darstellung strebte. Denn das wäre eine zu umfangreiche Aufgabe für dieses Jahrbuch. Aber in den nächsten Jahrgängen dieses Jahrbuches werden wir für spezielle Gebiete der Elektronik Entwicklungslinien aufzeigen.

Dipl.-Ing. Walter Krause, Laborfachgebietsleiter, Berlin

Betrachtet man die Fortschritte der letzten 10 bis 20 Jahre, so erkennt man, wie vermessend es ist, eine einigermaßen zutreffende Voraussage der Entwicklung in den nächsten 30 Jahren zu geben. Eine Prognose für 10 Jahre ist ja schon gewagt.

Auf dem Gebiet der Meßtechnik und in der gesamten Elektronik werden modernste digitale Meßverfahren die alten digitalen und die analogen Verfahren ablösen, obwohl für bestimmte Anwendungen auch in 20 Jahren die Analogdarstellung noch ihre Berechtigung hat. Kennzeichnend werden sein automatisierte bzw. programmierte Meßverfahren, der ausschließliche Einsatz von Halbleiterbauelementen, Fotohalbleitern, integrierten Schaltungen, Dünnschichtspeichern u. a. Erreicht wird eine weitgehende Entlastung des Menschen von Bedienungs- und Auswertefunktionen. Die Elektronik wird zunehmend stärker eindringen auch in solche Gebiete wie Medizin, Geophysik, Analysentechnik, Verfahrenstechnik und überhaupt in kybernetische Systeme.

Ein rasantes Ansteigen des Einsatzes von Elektrotechnik und Elektronik in allen Gebieten birgt zwangsläufig auch die Möglichkeit verstärkter gegenseitiger Beeinflussung und Störung in sich, in ähnlicher Weise, wie wir das von den Rundfunkbändern her seit langer Zeit kennen. Von besonderer Bedeutung ist aber gerade ein höchstmöglicher Grad von Zuverlässigkeit bei solchen Systemen. Voraussetzung sind daher noch entscheidende Verbesserungen in den Zuverlässigkeitseigenschaften der meß-

technischen und elektronischen Systeme. Ein erheblicher Teil an wissenschaftlicher Arbeit wird also z. B. für die schnelle Erfassung von Zuverlässigkeitsparametern (Zeitraffermethode) aufgewendet werden müssen.

Die Entwicklung der Technik geht dabei nicht in Richtung auf den Ersatz des Menschen durch Roboter, denn das würde seine Eigenschaften mit der Zeit verkümmern lassen. Vielmehr sollen alle Möglichkeiten moderner Technik zur Entlastung des Menschen führen, besonders seines Nervensystems von Hilfsfunktionen. Damit wird der Weg frei für einen qualitativ erweiterten Einsatz der menschlichen Fähigkeiten. Im Zeitraum der nächsten 30 Jahre dürfte auf Grund vorhandener und noch zu erwartender Fortschritte auch die Art der Tätigkeit des Menschen im Rahmen industrieller Produktion sich so grundlegend ändern, daß durch die Entwicklung universeller Konstruktionselemente, elektronischer Bausteine, Funktionsgruppen usw. auch die Produktion verschiedenartiger Geräte weitgehend automatisch und programmgesteuert ablaufen kann.

Den wachsenden Forderungen durch eine automatisierte Technik kann man allerdings nur durch weit vorausschauende Standardisierung und insbesondere Spezialisierung, auch über Ländergrenzen hinweg, gerecht werden. Das dürfte so weitgehende Umgestaltung auch auf soziologischem Gebiete erfordern, daß z. B. die Ausbildung von Technikern, Ingenieuren und anderen Kadern selbst stark spezialisiert und gewissermaßen auch im Bausteinsystem, angepaßt an die individuellen Fähigkeiten des einzelnen, wird durchgeführt werden müssen.

Daß die in den nächsten Jahrzehnten auf dem Gebiet der Elektronik — immer eng verknüpft natürlich mit anderen Wissenschaftszweigen — zu erwartenden Fortschritte auch für zutreffende langfristige Wettervorhersagen, für die Erforschung des interplanetaren Raumes u. a. eingesetzt werden, das ist uns ja heute bereits zur Selbstverständlichkeit geworden.

Auch die Frage der informationstechnischen Kontaktaufnahme mit außerirdischen Lebewesen dürfte unter diesem Aspekt nicht erst nach dem Jahre 2000 möglich sein.

Grundlegende Voraussetzung für die Nutzung des technischen Fortschritts im Sinne vorstehender Gedankensplitter ist allerdings, daß die menschliche Gesellschaft sich nicht wieder in das Abenteuer eines neuen Krieges stürzen läßt.

Prof. em. Dr.-Ing. Walter Reichardt, Dresden

Bis zum Jahre 2000 wird es automatische Fremdsprachenübersetzer geben, so daß die Informationsmöglichkeiten wesentlich vereinfacht werden. Auch im Lernprozeß wird man verstärkt die EDV-Anlagen als Lernautomaten einsetzen. Das Problem der lernenden Automaten kann bis dahin wesentlich gelöst sein. Eine große Hilfe dürften zentralisierte Wissensspeicher sein, aus denen nicht nur Informationen aus allen Fachgebieten,



Bild 1
Prof. em. Dr.-Ing.
Walter Reichardt

Wirtschaftszweigen und sozialen Ordnungsgruppen abgefragt werden können, sondern durch die sich auch Entscheidungen vorbereiten und Optimierungen errechnen lassen. Elektronik und Automation sind heute untrennbar miteinander verbunden. Der Anteil der Elektronik an der Automation wird ständig wachsen, nichtelektrische Vorgänge werden sich in der Automation auf die Meßwerterfassung und auf die Steuerorgane beschränken.

Dipl.-Phys. Hansheinz Siebert, Laborbereichsleiter, Dresden

Die Nachrichtentechnik alten Stils wird Teilgebiet der Datenverarbeitung werden. Dabei wird sich die digitale Technik in der Nachrichtenübertragung und eine entsprechende Meßtechnik bis etwa 1980 durchsetzen. Eine internationale Computersprache dürfte eingeführt sein. Logische Schaltungskomplexe werden aus gewachsenen Makromolekülen mit „angelerten“ Verbindungen zur Festlegung der Wirkungsweise hergestellt, ähnlich der Eiweißstruktur der Gehirnzellen, möglicherweise auf Siliziumbasis.

Kleincomputer unterschiedlichen Charakters, z. B. als Datenspeicher oder Modellrechner, werden an jedem technischen Arbeitsplatz vorhanden sein. Verbindung von Dokumentation und Entwicklung neuer Erzeugnisse in einem Computer, der nach Fragenstellung optimale Lösungen in

bekannter Technik anbietet. Elektronische Datenverarbeitungsanlagen helfen der Staatsverwaltung bis zur Vorbereitung von Entscheidungen politisch weitgreifender Art. Ebenso erfolgt eine exakte Wirtschaftsführung über Marktanalyse und Marktbeeinflussung.

Das Verhältnis Automation – Elektronik ist ein echter Rückkopplungsprozeß. Anstieg der produzierten Güter nach einer e-Funktion. Begrenzung durch Sättigung des Marktes bzw. durch Begrenzung der Aufnahmefähigkeit des Konsumenten (ökonomische Grenze). Im Jahre 2000 wird nicht das WIE der Produktion, sondern das WAS der Produktion problematisch sein. Neue Bedürfnisse auf Grund der ursprünglichen Material-, Energie- und Informationsbedürfnisse des Menschen müssen gefunden werden. Beispiele dafür können sein: Mondtourismus, erweitertes System der Erwachsenenbildung mit länger dauernden Lehrgängen in periodischen Abständen. Etwa 90% des Konsumgüterhandels wird über Versandhäuser abgewickelt, die über Datenverarbeitungsnetze den Hersteller steuern.

Dipl.-Ing. Rolf Rigó, Entwicklungsleiter, Erfurt

Die Festkörpertechnik wird zu immer kleineren Abmessungen der elektronischen Geräte führen, die dadurch in alle Gebiete des menschlichen Lebens Eingang finden. Kleincomputer werden sowohl im Unterricht als auch im gesamten Industrie- und Handelskomplex unser Gedächtnis unterstützen und es überhaupt erst ermöglichen, daß bis zum Jahre 2000 der bis dahin vielleicht auf das 8- bis 10fache gegen heute angewachsene Wissensumfang verarbeitet werden kann. Die Informationsspeicherung wird auf kleinstem Raum ermöglicht werden. Auf Grund neuester Erkenntnisse soll es möglich sein, durch Nutzung der Lasertechnik in einem Kristall von einem Kubikzentimeter Größe eine Informationsmenge zu speichern, die der Größe einer Bibliothek mit 5 Millionen Bänden entspricht!

Durch Modellierung der menschlichen Organe werden die elektronischen Einrichtungen sowohl direkt gesprochene oder geschriebene Befehle verarbeiten, als auch direkt die Ergebnisse mitteilen. Ihre Kleinheit wird es gestatten, ausgefallene Organe zu ersetzen und die Signale direkt dem Gehirn zu vermitteln oder Gehirnreize in ihnen zu verarbeiten.

Dipl.-Math. Wolfgang Heidborn, Bereichsleiter, Berlin

Neben einer Integration von passiven und aktiven Bauelementen, wie sie z.Z. in der Mikroelektronik vorliegt, werden die Bauelemente der Optoelektronik Bestandteil integrierter Schaltungen sein. Durch die Ausnutzung von Laufzeiteffekten in Festkörpern wird sich eine neue Schaltungskonzeption entwickelt haben. Materialeigenschaften sind so weit analysiert, daß für bestimmte elektronische Eigenschaften gezielt Materialien synthetisiert werden können.

Für den Menschen erfolgt eine völlige Entlastung von monotonen Arbeitsvorgängen und eine schnellere Informationsmöglichkeit auch auf Spezialgebieten. Die programmierte Schule wird sich durchsetzen.

Die Festkörperelektronik erfordert immer gezieltere Beeinflussung technologischer Vorgänge, die nur noch durch Automatisierung erreichbar ist.

Die Automatisierung wird auch zur Beeinflussung schnell ablaufender Reaktionen schnellere elektronische Geräte benötigen. Es kann erwartet werden, daß bestimmte technologische Prozesse durch geeignet gewählte Energiespektren (Einsatz von Lasern) auf Mikrobezirke konzentriert werden können.

Dipl.-Ing. Günter Andrä, Bereichsleiter, Gornsdorf/Erzgeb.

Bis 1975 werden kontaktlose Tasten und Schalter als zuverlässige Bauelemente mit hoher Lebensdauer einen breiten Raum einnehmen. Die Kontaktforschung wird bis 1980 aber ebenfalls Voraussetzungen geschaffen haben, um die auch im Jahre 2000 ohne Zweifel noch benötigten elektrischen Kontakte, den zukünftigen Erfordernissen entsprechend, sicher zu gestalten. Bis zum Jahre 2000 werden z. Z. bekannte oder noch neu entdeckte Effekte auf naturwissenschaftlichem Gebiet für die Kontaktierung bzw. Verbindungstechnik genutzt werden. Die Miniaturisierung wird im Jahre 2000 hauptsächlich ihre Grenze an den noch erforderlichen Bedienteilen haben.

Die Entwicklung der Elektronik dürfte in den nächsten 30 Jahren in beruflicher und privater Hinsicht entscheidenden Einfluß darauf haben, daß es in einem weit höheren Prozentsatz für die Frau zum Bedürfnis werden wird, berufstätig zu sein. Die Elektronik wird das programmierbare „Denkzentrum“ der Automation darstellen und dadurch in jedem Fall in den nächsten 30 Jahren eine Erleichterung sowohl der körperlichen als auch geistigen Arbeit mit sich bringen. Der Mensch wird aber aufständiges Lernen und Weiterbilden, wenn auch in einer höheren Form, nicht verzichten können.

Dr.-Ing. W. Frischmann, Bereichsleiter, Berlin

Für das Fachgebiet Hochspannungsschaltgerätektechnik werden elektronische Schaltbausteine für 6 bis 750 kV, bis zu 50 kA Ausschaltstrom, möglich sowie die Fernsteuerung und Messung über wenige Zentralen, die mit Elektronenrechnern arbeiten. Einsatz der Kryotechnik für „schwere“ Energieversorgungsanlagen Entwicklung und Prüfung von Bauelementen im System Hochspannungsschaltanlagen, Auswerfen der Prüfergebnisse über elektronische Auswertegeräte in gedruckter Form bei gleichzeitiger digitaler Anzeige. Plan und Abrechnung sowie Bedarfsermittlung, Auftragsabwicklung und Produktionseingaben erfolgen über Datenverar-



Bild 2
Dr.-Ing. W. Frischmann

beitungszentren, Steuerung der meisten Bearbeitungsmaschinen über Lochstreifen. Die Stromerzeugung durch thermische Kernverschmelzung wird nach dem Jahre 2000 möglich (Großtechnik). Einsatz einer Palette feinstufiger Werkstoffe (Isolierstoff – Halbleiter – Metall), hochelastischer Metalle, hochfester, auch temperaturfester Isolierstoffe.

Es ist damit zu rechnen, daß Kleincomputer im Haushalt (evtl. auch persönliche Computer) zum Einsatz kommen als periphere Geräte von großen Rechenzentren, um damit das fachliche, persönliche und private Informationsbedürfnis zu gewährleisten.

Auf dem Gebiet der Hochspannungsgäretetechnik wird es durch den Einsatz der integrierten Datenverarbeitung, der Steuerung ganzer Produktionsprozesse, ermöglicht, daß auch kleine Gerätstückzahlen als Modifikation in einem Gerätesystem vollautomatisch gefertigt werden können. Diese von der Elektronik (Datenverarbeitung) beeinflusste Automation erlaubt es dann, auch elektronische Bausteine für spezielle Geräte in Modifikation vollautomatisch wirtschaftlich herzustellen.

Die Funktion von Triebfahrzeugen während der Fahrt mit Reise- und Güterzügen wird weitgehend automatisiert sein, so daß vorgegebene Fahrprogramme systematisch erfüllt werden können. Auch wird der führerlose Zugbetrieb für Bahnen mit Rundlaufbetrieb oder Linienbetrieb eingeführt werden. Bevorzugt eignet sich dafür ein Teil des städtischen Verkehrs oder Werkbahnen bzw. Grubenbahnen. Dazu wird die fernbediente Geschwindigkeitsregelung und eine sich selbststeuernde Leistungsanpassung der Fahrzeuge an die durchfahrene Strecke möglich werden. Weiterhin werden sich selbstabfertigende Nahverkehrsmittel eingesetzt, die bezüglich Zuglänge und Zugfolge gemäß dem Verkehrsaufkommen variierbar sind.

Es wird abgehend vom konventionellen Antrieb für schnelle Reisezugverbindungen der Linearmotor als Antrieb verwendet werden, wobei evtl. anstatt der Räder Luftkissengleitschuhe Anwendung finden können. Eine wesentliche Geschwindigkeitserhöhung wird erreicht, wobei für Städteverbindungen im Reisezugverkehr evtl. nicht konventionelle Fahrzeuge Anwendung finden, der im abgetrennten Betrieb vom Güterverkehr durchgeführt wird, um Veränderungen und Neubau auf ein Minimum zu beschränken. Für den Güterverkehr wird weitgehend der Containereinsatz angewendet, wofür zentralisierte Verladestellen und Zugbildungsstellen eingerichtet werden.

Für die Energieversorgung von elektrischen Bahnen, besonders für solche mit hohen Geschwindigkeiten, wie auch für die gesamte Landesenergieversorgung, werden die Energiequellen weitgehend als Kernkraftwerke ausgebildet. Automatisierte Optimierungsmittel kommen zur Anwendung. Für Fahrzeuge kleinerer und mittlerer Größe werden der Elektrospeicher und die Brennstoffzelle für den Antrieb benutzt. Diese eignen sich besonders für einen automatisierten Betrieb mit größter Wirtschaftlichkeit.

Bei automatisiertem Fahrzeugbetrieb ergibt sich eine wesentliche Entlastung der Beschäftigten, z. B. kann sich der Fahrzeugführer in erhöhtem Maße der Streckenbeobachtung widmen. Wenn die Signalisation ebenfalls automatisiert verläuft, geht seine Tätigkeit in eine Kontrolltätigkeit für Fahrt und Funktion des Fahrzeugs über. Für alle Vorgänge ergibt sich außer der Entlastung eine Einsparung an Personal. Erforderlich wird eine höhere Qualifikation aller Beschäftigten.

Dipl.-Ing. Dietrich Flügge, Laborleiter, Berlin

Bis 1975

werden feststoffisolierte, wartungsfreie Hochspannungsgeräte bis 110 kV verwendet, z. B. für Schaltanlagen und auch für Kabel anstelle von Masse-, Gasdruck- und Ölkabeln, werden durch den steigenden Energiebedarf Superquerschnitte bei Kabeln von 2000 oder gar 3000 mm² erforder-



Bild 3
Dipl.-Ing. Dietrich Flügge

derlich, werden industriell hergestellte supraleitende Versuchsanlagen für Hochleistungsenergieübertragungen (Generator, Transformator, Kabel, Motor) in Betrieb gehen,

wird der Arbeitskräftebedarf in Prüffeldern durch Anwendung programmierter Prüfautomaten halbiert sein,

wird die Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung für Produktionsvorbereitung, Angebotsbearbeitung, Konstruktion und für alle sich wiederholenden technischen Berechnungen generelle Voraussetzung für Wettbewerbsfähigkeit sein,

werden reine Routinearbeiten (Materialdisposition, Buchhaltung, Lohnabrechnung und ähnliches) allgemein von elektronischen Datenverarbeitungsanlagen übernommen.

Bis 1980

werden künstlich gekühlte Hochspannungskabelsysteme bis 750 kV allgemein eingeführt sein,

werden als Isolierstoffe für Starkstromkabel bis 30 kV ausschließlich Plaste oder Elaste verwendet,

wird Blei für Kabelmäntel 100%ig durch Plaste und Aluminium abgelöst sein,

werden Versuchsanlagen für Höchsthochfrequenzenergieübertragung im GHz-Bereich über Hohlleiter in Betrieb gehen,

werden Versuchsanlagen zur Energieübertragung mittels Laserstrahlen für den außerirdischen (interplanetaren) Bereich angewendet,

wird der maximale internationale Verbundbetrieb der elektrischen Netze erforderlich, um u. a. die wirtschaftlichen Vorteile extrem großer Anlagen ausnutzen zu können; für Kopplungszwecke werden HGÜ-Anlagen mit mindestens ± 500 kV ausgenutzt; für Schutzsysteme werden superschnelle elektronische Schutzeinrichtungen verwendet,

werden Generatorblöcke für mehr als 1000 MW in Betrieb sein und entsprechende Übertragungseinrichtungen erfordern,

wird der Verbrauch an Elektroenergie im Haushalt steigen. Die Anwendung von Elektronik ist auch im Haushalt weit verbreitet, wodurch Präzisions-Spezialkabel und -leitungen in größtem Ausmaß nicht nur für die Raumfahrt und Großindustrie, sondern auch für Wohngebiete und Haushalte erforderlich werden,

werden Veränderungen der Berufsstruktur durch weitestgehende Automatisierung in der Produktion deutlich spürbar. Ungelernte Maschinenarbeiter werden ebenso entbehrlich sein wie hochqualifizierte Routinearbeiter für geistige Berufe. Der Bedarf an Spezialisten für Bau, Bedienung, Wartung und Reparatur von Automaten wird im gleichen Maße steigen.

Bis 1990

werden Kabel bis 110 kV ausschließlich feststoffisolierte Plastkabel sein,

werden sämtliche Freileitungen in Stadtgebieten durch Kabel ersetzt sein,

werden großtechnische Anwendungen supraleitender Energieübertragung mit der Temperatur des flüssigen Wasserstoffs oder mit der des Stickstoffs in Betrieb gehen.

Bis 2000

werden vollsynthetische Isolierstoffe auch für Höchstspannungskabel über 110 kV ausschließlich verwendet (Folien kombiniert mit synthetischen Ölen, gasisolierte Kabel),

werden die letzten Freileitungen auch außerhalb der Stadtgebiete durch Kabel ersetzt sein (Betriebssicherheit, Ausnutzung der Landschaft),

werden die Menschen in Industrie und Haushalt durch Automaten und Elektronikanlagen von jeder schweren körperlichen und jeder Routinearbeit befreit sein,

wird der Bedarf der Menschheit an Elektroenergie sich nahezu verzehnfachen,

wird neben dem außerordentlich erhöhten Lebensstandard durch die Entwicklung von Medizin und Ernährung die Lebenserwartung und Leistungsfähigkeit der Menschen steigen,

in Verbindung mit der stark reduzierten Arbeitszeit wird die Gestaltung der Freizeit zum bestimmenden Element des menschlichen Lebens.

Elektronik-Splitter

Auf dem Wege zum Piezoelektromotor

Die Anwendung des piezoelektrischen Effekts als Uhrantrieb und als mechanischer Stromzerhacker ist erstmals im Philips-Laboratorium in Aachen erfolgreich erprobt worden. Der piezoelektrische Effekt tritt an Kristallen, wie Quarz, auf. Werden solche Kristalle in bestimmten Ebenen ihres Kristallgitters einem Druck ausgesetzt, so entsteht eine elektrische Oberflächenladung beziehungsweise ein elektrischer Strom durch die mechanische Verschiebung der negativen gegenüber den positiven Gitterpunkten. Umgekehrt wirkt sich dieser Effekt bei Anlegung eines elektrischen Feldes in einer Deformierung des Kristalls aus. Dieser Effekt wird unter anderem zur Erzeugung von Ultraschallwellen und in der außerordentlich genau gehenden „Quarzuhr“ angewendet.

Das wesentliche Element ihrer Systeme besteht im Prinzip aus zwei dünnen, zusammengeklebten Streifen aus piezoelektrischer Keramik, die gegensinnig polarisiert und ähnlich aufgebaut sind wie Bimetallstreifen. Eine angelegte elektrische Spannung bewirkt eine Kontraktion der einen Hälfte und eine Verlängerung der anderen, so daß sich das gesamte Element verbiegt. Legt man eine elektrische Wechselspannung an, so wird der Streifen zu Biegeschwingungen gezwungen. Mit einem Streifen von 5 cm Länge, 0,5 cm Breite und etwa 0,2 cm Dicke kann mit dem „Biegeschwinger“ eine Leistung von etwa einem Milliwatt übertragen werden bei angelegter Netzwechselspannung.

Klemmt man das eine Ende des Streifens fest ein und befestigt am anderen Ende eine Klinke, die auf ein Sägezahnrad einwirkt, so erhält man bei geeigneter Wahl der Zahnform ein Schrittschaltwerk, das bei Anschluß an die Netzwechselspannung als Uhrantrieb geeignet ist. Ein auf der Welle des Sägezahnrades befestigtes Schneckenrad treibt direkt den Stundenzeiger an, so daß mit einer 1:12-Übersetzung für den Minutenzeiger das Uhrwerk mit einer so geringen Zahl von Bauelementen schon vollständig ist. Bis auf das Antriebselement und die Achsen der Zahnräder können alle Bauteile aus Kunststoffen billig hergestellt werden.

In der Anwendung zum Antrieb von mechanischen Zerhackern für empfindliche Gleichspannungs-Meßgeräte und Schreiber (Chopper) wurden zwei solcher piezoelektrischer Biegeschwinger mit einer Länge von je 5 cm verwendet. Derartige mechanische Zerhacker besitzen bisher einen voluminösen und schweren elektromagnetischen Antrieb, während der piezoelektrische Antrieb sich bei gleicher Leistung durch Verkleinerung, geringeres Gewicht, leichtere Konstruktion und Freiheit von magnetischen Störfeldern bei niedrigeren Kosten auszeichnet. Die Speisespannung für einen piezoelektrisch betriebenen Chopper beträgt 220 V (50 Hz). Ermüdungserscheinungen konnten bei diesem experimentellen Chopper nach 10 000 Betriebsstunden nicht festgestellt werden. — Weitere Arbeiten zielen auf einen universal verwendbaren, kleinen Motor hin, der für vielfältige Aufgaben eingesetzt werden kann.

Im Grunde fing alles ganz föderalistisch und demokratisch-unverfänglich an: Einige Zeit nach der Wiederaufnahme der Sendetätigkeit des Berliner Rundfunks am 13. Mai 1945 — des ersten antifaschistisch-demokratischen Senders der Nachkriegszeit — begannen auch die Rundfunksender in der damaligen britischen, amerikanischen und französischen Besatzungszone in Deutschland mit ihren Sendungen. Nach föderalistischem Prinzip waren sie den jeweiligen westdeutschen Länderverwaltungen unterstellt und — mit stets wachem Blick auf die politische Zensorgewalt der jeweiligen Militärregierung — gingen im Gleichschritt mit der westdeutschen Nachkriegspresse, die sich möglichst „überparteilich“, „gesamtdeutsch“, „westeuropäisch“ und bei all dem betont „demokratisch“ zu geben bemühte. Aber der Bruch des Potsdamer Abkommens durch die Westmächte, die Herausbildung der Bizone und schließlich des Trizonenstaats, der Einfluß des Marshallplan-Kapitalexports, der Anschlag der USA-hörigen Wirtschafts- und Finanzkreise auf die deutsche Währungseinheit und schließlich die Vollendung der Spaltung Deutschlands mit der Herausbildung eines westdeutschen Separatstaats bildeten einen politischen Strudel, dem sich auch die westdeutschen Sender nicht zu entziehen vermochten.

Unter Kontrolle und Anleitung der westlichen Militärregierungen waren bis 1949 fünf Sender im Trizonengebilde Westdeutschlands entstanden. Das rundfunkpolitische Wirken der Besatzungsmächte schloß u.a. die Sprengung des Sendeturms des Berliner Rundfunks in Westberlin-Tegel am 16. Dezember 1948 und eine 5wöchige Belagerung des Redaktions- und Studiokomplexes des Deutschen Demokratischen Rundfunks in der Westberliner Masurenallee im Sommer 1952 sowie den Agentenauftrag zur Brandstiftung im neuen Funkhaus in der Berliner Nalepastraße ein. Ihre „Anleitung und Kontrolle“ bestand ferner darin, unliebsame demokratisch gesinnte Kräfte Zug um Zug aus dem Westzonenrundfunk zu verdrängen und gegen willfähige Elemente reaktionärer westdeutscher Parteien „auszutauschen“ und — Hand in Hand mit dem Bonner Presseamt — die Einführung US-amerikanischer Methoden und Praktiken der psychologischen Kriegführung über den Äther durchzusetzen, die west-

deutschen Sender ideologisch „gleichzuschalten“. Prof. *Knipping* (DDR) definierte diesen Prozeß als lautlose Gleichschaltung, die die westdeutschen Rundfunk- und Fernsehanstalten zugleich als Produkte und Instrumente der westdeutschen Bourgeoisie erkennbar werden läßt. Selbst bürgerliche Kritiker dieser Gleichschaltung der funktischen Massenmedien mit den Interessen der Herrschaft des staatsmonopolistischen Kapitalismus, unter ihnen *Erich Kuby*, sprechen von der Notwendigkeit,

„... das Geheimnis aufzuklären, woher die weitgehende Gleichschaltung unserer Publizistik kommt und wer jene Dosierung der Wahrheit bestimmt, die gerade groß genug ist, um den Anschein der Freiheit zu erwecken, und gerade klein genug ist, um jene Nichtpolitik (der Bonner Regierung — Prof. *Knipping*) nicht zu stören“. [1]

Das „Geheimnis“ hat weniger ökonomische Ursachen — Rundfunk und Fernsehen der ARD sind Unternehmen der „öffentlichen Hand“, die einen relativ reichen „öffentlichen“ Trust mit jährlich rund 1,8 Mrd. DM Einnahmen (1966) bilden (*Axel Cäsar Springer* registrierte 1966 „nur“ 1,2 Mrd. DM, nächstgrößere Konzerne verzeichnen höchstens 400 Mill. DM!). Das „Geheimnis“ besteht darin, daß jede Rundfunk- und Fernsehanstalt der ARD einem Rundfunkrat unterstellt ist, dessen Mitglieder vom jeweiligen Landesparlament berufen werden, also von den herrschenden Parteien, voran die einflußreichen Einpeitscher der Notstandspolitik und der „Vorwärtsstrategie“ seitens der CDU/CSU und der SP — *Barzel, Merkatz*, bislang auch *Kiesinger*, ferner *Vialon, Sträter, Hölzl, Carstens, Gumbel, Thedieck, Krüger, Mühlbradt* u.a. Sie dirigieren vor allem die Personalpolitik in den Sendern, verteilen Zensuren, genauer, verfügen Entlassungen unliebsamer Rundfunk- und Fernsehleute, die die Demokratie wahrzumachen suchten (*Arnold, Schnabel, Kogon, von Paszensky, Prose, Neven-Du Mont, Haber, Schütte, Rücke, Scholz, Diercks, Lussmann, Bisinger, Hubalek* u.v.a.m.).

„Diese und zahlreiche weitere Fälle stellen größtenteils das Ergebnis eines organisierten, auf die Rundfunkverantwortlichen von außen her ausgeübten massiven Drucks dar. Bundestagsparteien und Revanchistenorganisationen, Konzerne und Kirchen, Unternehmer- und Interessenverbände gebieten über ein System ... mit dem Ziel, nur die ihnen genehmen Meinungen und Informationen zur öffentlichen Verbreitung zuzulassen.“ [2]

Und so ist es weder „geheimnisvoll“ noch ein „Wunder“, daß sich in der antikommunistischen Hetze gegen die DDR, gegen die Sowjetunion und gegen die übrigen sozialistischen Länder beim Westzonenrundfunk alsbald die faschistischen Lügenpraktiken und Propagandaerfahrungen der Nazis mit den Techniken des amerikanischen *Psychological Warfare* eines *Paul A. M. Linebarger* verbanden — ein Prozeß, der noch weiter anhält. Nach welchem Linebargerschen Rezept richtet sich der westdeutsche Rundfunk und das Fernsehen?

Nutzung der verschiedensten Varianten — einer religiösen, einer weltlichen, einer scheinbar national gestimmten, in Wahrheit nationalistischen, einer nur unterhaltsamen, genauer, „zerstreuenden“, einer scheinobjek-

tiven, einer scheinrevolutionären. Es könnte von *Goebbels* stammen, es könnte von *Adenauer*, *Erhard* und *Kiesinger* unterstrichen worden sein, aber es war *Linebarger*, der herausfand:

„Die Propaganda muß abwechselnd die Sprache der Mutter, des Schullehrers, des Liebhabers, des Zuhälters, des Polizisten, des Schauspielers, des Geistlichen, des Kumpels und des Publizisten gebrauchen!“ [3]

Das Ziel dieser höchst „beweglichen“, sich niemals an moralischen „Ballast“ haltenden, jederzeit zum Dementi und zum skrupellosen Verwerfen auch dieses Dementis bereiten Politik über Ätherwellen ist wenigstens politische Destruktion des Sozialismus, der militärisch nicht zu schlagen ist, mit Hilfe der ideologischen „Unterwanderung“:

„... zum Zerstören der Knochen, Muskeln, Adern tritt das Zerreißen der Nerven.“ [4]

Und so haben seit der Zeit der Herausbildung der Bonner Rundfunkmaschinerie alle Rundfunk- und Fernsehsender neben der Aufgabe, die westdeutsche Bevölkerung gezielt zu „zerstreuen“, vom Denken in politischen, sozialen, kulturellen und militärischen Zusammenhängen der internationalen Ereignisse „abzulenken“ und ein „Feindbild Kommunismus“ täglich neu zu erzeugen, den nicht minder schwierigen Auftrag, imperialistisches

„Gedankengut ... in das öffentliche Leben der kommunistischen Staaten mit allen Mitteln der modernen Propaganda auf psychologisch geschickte Weise ...“ [5] einzuschleusen.

Diesem Auftrag gemäß vollzog sich wenige Jahre nach Entstehen des westdeutschen Separatstaats — etwas seitab vom öffentlich bestaunten „Wirtschaftswunder“ — der Aufbau eines vielgliedrigen, kostspieligen Propagandaapparats im Äther, der 1957 bereits über 62 Mittel- und Langwellensender sowie über 139 UKW-Sender verfügte. Darüber hinaus waren 35 Sender der westlichen Besatzungsmächte und 15 UKW-Strahler ausländischer Rundfunkunternehmen auf westdeutschem Boden stationiert.

Insgesamt strahlten schon damals, vor 12 Jahren, 251 Rundfunk- und Fernsehstationen im Bonner Staat und auf dem besonderen Territorium Westberlin ein Programm der politischen, militärischen und „moralischen“ Aufrüstung aus — ihnen zur Seite die amerikanischen Stationen *Radio Free Europe* in München und *RIAS*-Westberlin/Hof. [6]

Heute sind unter dem (gemäß Satzung vom 9. Juni 1950 entstandenen) „Dachverband“ *ARD* (der sogenannten „Arbeitsgemeinschaft der öffentlich-rechtlichen Rundfunkanstalten der Bundesrepublik Deutschland“) insgesamt 60 MW-, 1 LW-, 13 KW-, 99 UKW-Hörfunk- und 66 Fernsehsender auf insgesamt 402 Frequenzen mit einer Gesamtleistung von 17182,1 kW vereinigt, die sich als „Stimmen der Freiheit, der Demokratie, der Menschenwürde“ oder nach Belieben auch als „Waffe, stärker noch als Atombomben“ (*Linebarger*) verstanden wissen wollen. [7]

In jedem westdeutschen Rundfunk- und Fernsehhandbuch findet man die offiziellen organisatorisch-geschäftlichen Angaben über diese ARD, in deren Hauptsitz in München der Intendant des Bayrischen Rundfunks *Christian Wallenreiter* ganz nebenbei als Vorsitzender fungiert. Er ist trotz aller CDU/CSU-Verpflichtetheit jedoch keineswegs der einflussreichste Mann dieses Dachverbands. Die Macht haben hier 18 Minister, Staatssekretäre der früheren und derzeitigen Bundesregierung, 32 Unternehmer und 3 Bankiers und nicht zuletzt — das verdient hervorgehoben zu werden — 8 Funktionäre von Revanchistenorganisationen [8], die auch innerhalb der neun Rundfunk-[länder]anstalten — Bayrischer Rundfunk, Hessischer Rundfunk, Norddeutscher Rundfunk, Radio Bremen, Saarländischer Rundfunk, Sender „Freies Berlin“, Süddeutscher Rundfunk, Südwestfunk, Westdeutscher Rundfunk — den Ton angeben. Aber dieser illustre Rundfunk — „Rat der Götter“ hat seit der Schließung der Staatsgrenze durch die DDR noch zwei „bundesamtlichen“ Mitregenten einen gleichberechtigten Platz eingeräumt: dem Vertreter der bis dahin wenig bekannten, seit 1962 jedoch aufgeblähten Deutschen Welle, und dem Vertreter des jüngsten Unternehmens der ARD-Runde, dem des Deutschlandfunks. Um das Dutzend voll zu machen — als 12. „Partner“ residiert der Verbindungsmann des US-staatlich ausgehaltenen RIAS aus Westberlin gleichberechtigt am Münchner ARD-Ratstisch. (Als 13. ARD-Mitglied ist das „Zweite Deutsche Fernsehen“ (ZDF) eingetragen.) Ein Tisch mit drei Fronten also: — einer „bundesinneren“ Seite, einer aggressiv nach außen gekehrten Front und einer, die die globalstrategische Partnerschaft westdeutscher Massenmedien mit der Politik der *United States Information Agency* symbolisiert — der RIAS-V-Mann ist Amerikaner und *USIA*-Beamter. Eine Freimaurerloge der NATO, nicht weniger gefährlich als ein militärischer Generalstab zwischen Bonn und Washington. Denn generalstabsmäßig kalkulierend wird hier über den Einsatz jener 17000 kW im Dienst der „Neuordnung Europas“ entschieden, d.h.

- über die tägliche, wöchentliche, monatliche Selbstdarstellung der Bundesrepublik als Hegemon eines „europäischen Modells“;
- über die Aktivitäten zur Rechtfertigung jeder USA-Aggression, gleichgültig, ob in Korea, Guatemala, Kuba, Nahost oder Vietnam;
- über Methodik und Formenwandel propagandistischer Attacken gegen sozialistische Länder und ständige „Präsenz“ imperialistischer Ideologie im Äther;
- über Programme zur Arbeitsteilung und gegenseitigen Rückendeckung vor Ohren und Augen der Öffentlichkeit.

Auch für das ARD-Stabsquartier in München gilt die Devise:

„Wir benötigen eine Analyse der Ost-West-Situation, um die beste Form der Annäherung zu bestimmen, durch welche die internationale Organisation des kommunistischen Weltreiches aufgeweicht und . . . von innen her aufgebrochen werden kann . . . Die kommunistischen Regimes sollten langsam abgebaut werden.“ [9]

Damit spielen die im ARD-Verband gleichgeschalteten, durch Bonner Rundfunkvertreter und Regierungsbeamte, SP- und CDU/CSU-Funktionäre und Sendlinge von Revanchistenorganisationen generalstabsmäßig geleiteten Rundfunkstationen die Rolle eines Januskopfs:

Nach der einen Seite — innenpolitisch — wirken sie als Instrumente zur Täuschung der Volksmassen über die objektiven gesellschaftlichen Zusammenhänge, als Bremsklötze im Prozeß des Bewußtwerdens der Massen über ihre Klasseninteressen und historischen Perspektiven, als Demagogen, um die Klasseninteressen der Bourgeoisie in „allgemeine Interessen aller“ („Sozialpartner“, die angeblich „in einem gemeinsamen Boot“ sitzen) umzufälschen.

Nach der anderen Seite — außenpolitisch — wirken sie als politische Reklameagenten, die die Bundesrepublik vor aller Welt als „demokratischste, krisenfesteste, menschlichste und attraktivste Gesellschaft“ hinstellen wollen.

Dazu bedienen sie sich ihrer beiden bundesamtlich betriebenen Sender Deutschlandfunk (1 LW-, 6 MW-Strahler, insgesamt 7 Frequenzen, Gesamtleistung 1230 kW) für den deutschsprachigen Europadienst sowie für Sendungen in polnischer, tschechischer, serbokroatischer, rumänischer, ungarischer, englischer, französischer, holländischer, dänischer, norwegischer und schwedischer Sprache, und der Deutschen Welle, die nur auf Kurzwelle (insgesamt 42 Frequenzen, Gesamtleistung der Strahler in Jülich 7×100 kW und Kigali in Rwanda/Afrika 1×250 kW) in 27 Sprachen, künftig in 28 Sprachen (japanisch) sendet.

Während der Deutschlandfunk jährlich 600 000 min Sendezeit (75% in deutscher Sprache, 25% in Fremdsprachen) im Äther hetzt, bringt es die Deutsche Welle sogar auf 1 600 000 min Sendezeit (66% in Fremdsprachen, 34% in deutscher Sprache). So alarmierend diese stete und vielsprachige „Präsenz“ imperialistischer westdeutscher Meinungsmache im Äther ist — es reicht den ARD-Generalstäblern und ihren Drahtziehern in Bonn noch nicht. Getreu der Devise des *Franz Josef Strauß*, der sich mokierte,

„auf die Dauer kann es kein Deutschland geben, das wirtschaftlich ein Riese und politisch ein Zwerg ist ... Deshalb braucht die deutsche Politik einen europäischen Rahmen“, [10]

strebt die Bonner Regierung nicht nur nach Besitz und Verfügungsgewalt über Kernwaffen, sondern baut bereits in der Nähe von Mindelheim eine weitere riesige Kurzwellen-Sendeanlage mit 8×250 kW Leistung für ihre Deutsche Welle, die ab 1971 die „Neuordnung“ im Äther verstärkt durchsetzen will.

Die psychologische Methode dieser Hetze über Ätherwellen ist bereits perfektioniert. Nach innen wie nach außen werden die Widersprüche dieses kapitalistischen Gebildes einer „formierten“ Gesellschaft verdeckt und ihr antagonistischer Charakter verschleiert. Nachrichten und Kommentare, Berichte und Reportagen nutzen den Umstand, daß mit der wachsenden

Übersicht über die in der ARD vereinigten Sendeanstalten¹

Lfd. Nr.	Bezeichnung des Senders Standort	Strahler-									
		LW		MW		KW		UKW		Fernsehen I	
		-zahl	-frequenz	-zahl	-frequenz	-zahl	-frequenz	-zahl	-frequenz	-zahl	-frequenz
1	Bayerischer Rundfunk (BR) München	—	—	10	10	1	1	27	45	10	10
2	Hessischer Rundfunk (HR) Frankfurt/Main	—	—	2	2	—	—	6	17	5	5
3	Norddeutscher Rundfunk (NDR) Hamburg	—	—	10	10	—	—	16	45	12	13
4	Radio Bremen (RB) Bremen	—	—	2	2	1	1	2	5	2	2
5	Saarländischer Rundfunk (SR) Saarbrücken	—	—	1	1	—	—	1	3	1	2
6	Sender „Freies Berlin“ (SFB) Westberlin	—	—	1	2	—	—	2	4	1	1
7	Süddeutscher Rundfunk (SDR) Stuttgart	—	—	10	10	1	1	11	23	5	6
8	Südwestfunk (SWF) Baden-Baden	—	—	7	7	1	1	19	41	21	21
9	Westdeutscher Rundfunk (WDR) Köln	—	—	7	7	—	—	12	37	9	9
10	Deutschlandfunk (DLF) Köln	1	1	5	5	—	—	—	—	—	—
11	Deutsche Welle (DW) Köln	—	—	—	—	7	43	—	—	—	—
12	RIAS-Berlin Westberlin	—	—	5	5	2	2	3	3	—	—
	Insgesamt	1	1	60	61	13	49	99	223	66	69

¹ Das „Zweite Deutsche Fernsehen“ (Mainz) als 13. ARD-Mitglied ist hierin nicht

Leistungen in kW					Empfänger in Mill.	
LW	MW	KW	UKW	FS I ¹	Hörer	Fernseh- teilnehmer
—	183,6	10	645	160,5	2,988	1,809
	120	—	930	635	1,587	1,101
	404	—	1187	1774,5	3,516	2,546
	22	10	211,5	260	0,252	0,188
	400	—	300	120	0,309	0,237
	125	—	31	100	0,919	0,628
	329	—	1060	950	1,652	0,957
	498	1,5	751	1222	1,958	1,213
	418	—	831	1250	5,015	3,899
350	880	—	—	—	?	—
—	—	700 +250	—	—	?	—
	580	120	100	—	?	—
350	3959,6	1091,5	4046,5	7472	18196	12 578

enthalten. — Die Red.

Vergesellschaftung der Produktion unter den Bedingungen der wissenschaftlich-technischen Revolution eine gewisse Anonymität der Ausbeutung erscheint; die Klassengesellschaft, ja auch die Ausbeutung, so wird behauptet, bestünden gar nicht mehr, es handle sich heute um „eine Herrschaft von Sachen über Personen“, der notgedrungen Rechnung getragen werden müsse. Dazu werden Illusionen gezüchtet, Großmannssucht genährt, Krisenfestigkeit vorgetäuscht, die nicht angetastet werden dürfe – eine neue Form von „Macht-, Erfolgs-, Lebensstandards- und Zustandsvergötzung“ [11], die ihrerseits als Affektquelle des Antikommunismus eine panische Furcht vor „Wohlstands- und Ordnungsverlust“ einschließt. Diese pausenlos von den ARD-Inlandsendern hochgepeitschte Furcht vor dem „Anderswerden“, falls die „kommunistische Weltmacht zum Zuge“ käme, ist der Garant für ungestörte Aufrüstung und Kriegsvorbereitung, die von großen Teilen der westdeutschen Öffentlichkeit noch immer geduldet werden. Wenn diese psychologische Vorbereitung vollständig gelänge, so meinte *Ludwig Erhard*,

„... dann wird sich die Anziehungskraft einer so gegliederten Gesellschaft anderen Formen gegenüber als weit überlegen erweisen. (Man beachte die nicht zufällige Ähnlichkeit mit der deutsch-kaiserlichen Devise: Am deutschen Wesen wird die Welt genesen! – d. Verf.) Zugleich wird sie den Sozialismus... Ideologisch und politisch aufzehren.“ [12]

Betonte Seriösität, raffinierte Wortwahl und pseudodokumentarische Aufmachung, Verhaltenheit in Sprache und „gebügelter“ Stil für die Verbreitung von Halbwahrheiten, die Glaubhaftigkeit erzeugen, aber Verlogenheit und mangelnde Beweisführung verdecken, sogar Lügen „mittragen“ sollen – so wird manipuliert. Ein probates Mittel ist ferner das Weglassen, das absichtlich spannungschaffende Auslassen von Fakten. Jede Sendung beruht auf den Techniken der *Freudschen* „Tiefenpsychologie“, derzufolge der „kalkulierte Appell an das Unterbewußte, die rationelle Ausnutzung psychischer Dispositionen“ [13] betrieben wird. Jede Sendung geht aus von Überlegungen *Vance Packards* über die Möglichkeit, das Unterbewußtsein „steuern“ zu können: Diese Methode

„... umschließt jenen Bereich, in dem ein Mensch auf verschwommene Weise wissen mag, was innerhalb seines Fühlens, seiner Empfindung und seiner Haltung vorgeht, aber nicht bereit wäre zu sagen, warum. Das ist die Ebene der Vorurteile, Ängste, Gefühlsaufwallungen usw.“ [14]

Auf diese Ebene des Hörer- und Zuschauerbewußtseins richten sich die psychologischen Methoden der suggestiven ARD-Rundfunk- und Fernsehpropaganda. Das wichtigste Vorurteil, eine emotionale Abneigung gegen den Kommunismus, gegen den Sozialismus, die Verteufelung schon dieser Begriffe, wird durch ihre pausenlose Gleichsetzung in regelrechte Vorurteilketten wie *Kommunismus – Osten – Zone – Stacheldraht – Grau-in-Grau – verhärmte Gesichter – Diktatur – Unfreiheit – Böse* erreicht. Dementsprechend werden Fakten „ausgewählt“, frisiert, angereichert, gestutzt oder umgefälscht, bis sie solchen Ketten zielgerichtet entsprechen.

Umgekehrt werden Ketten wie *USA – Größe – Unschlagbarkeit – NATO – Bundesrepublik – Demokratie – Freiheit – Sozialpartnerschaft – Gewinn – Reichtum – Wohlanständigkeit* konstruiert und strapaziert, wobei zudem noch Produktion, Auswahl, Zusammenstellung, tageszeitliche Wirkmöglichkeit u. a. bei Musiktiteln eine überaus wichtige, wenn nicht entscheidende Rolle bei der Stützung dieser Wortpropaganda spielen.

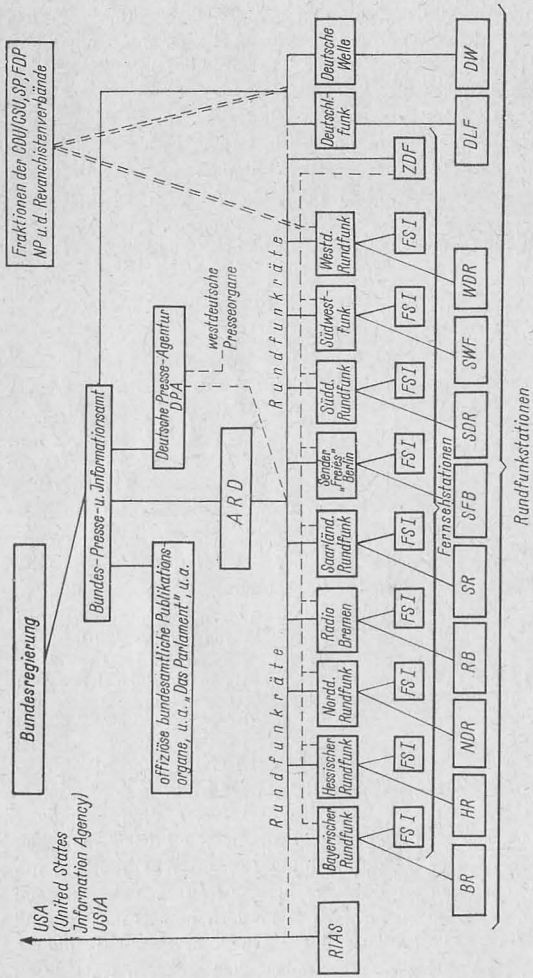
Attraktive Musik zur „richtigen“, soziologisch als „günstig“ ermittelten Tageszeit, zerstreud, aber auch emotionell Reichtum, Freiheit, Sorglosigkeit suggerierend, soll untergründig die Geneigtheit zum zweifel-freien Glauben an das folgende Wort vorbereiten. Von dieser Basis aus ist der Schritt zur Anerkennung auch von Lüge und Halbwahrheit nicht mehr weit.

„Die reine, einfache Behauptung ohne Begründung und jeden Beweis . . . ist ein sicheres Mittel, um der Massenseele eine Idee einzufloßen. Je bestimmter eine Behauptung, je freier sie von Beweisen und Belegen ist, desto mehr Ehrfurcht erweckt sie. Die Behauptung hat aber nur dann wirklichen Einfluß, wenn sie ständig wiederholt wird, und zwar mit den gleichen Ausdrücken.“ [15]

Wie sehr sich dieses rundfunkpropagandistische Rezept „bewährte“ und politisch ummünzte, zeigte sich spätestens vor dem 21. August 1968. Bleiben wir bei diesem letzten Datum, bleiben wir bei den politischen Ereignissen in der ČSSR 1968, so wird die Gefahr der westdeutschen und der mit ihr verbündeten USA-Rundfunkpropaganda speziell über *Radio Free Europe* beweiskräftig, ebenso die arbeitsgeteilte Generalstabsarbeit aller Bonner Propagandaorgane, die zusammen mit der westdeutschen Presseagentur DPA und dem Bonner Bundespresseamt eine Art Triumvirat bilden. In einem internen Rundbrief ließ der CDU-Bundestags-abgeordnete *Dr. Ernst Müller-Hermann* durchblicken:

„Meines Erachtens besitzt dieses Land (die ČSSR – d. Verf.) eine Schlüsselstellung für die Ost-West-Beziehungen im allgemeinen und für das Verhältnis der Bundesrepublik zum Osten im speziellen. Schon die geografische Lage macht die Tschechoslowakei zu einer Drehscheibe für Warenbewegungen und geistige Strömungen (1). Ein in der Tschechoslowakei gelungener Liberalisierungsprozeß und eine Bereinigung der Beziehungen zwischen uns und der Tschechoslowakei müssen zwangsläufig Rückwirkungen auf das innere Gefüge des Ostblocks und auch auf die Beziehungen anderer kommunistischer Länder zu uns hervorrufen.“ [16]

Daß dieser CDU-Drehscheibenkonstrukteur ganz im Sinn der Sudeten-deutschen Landsmannschaft und deren Hauptvertreter, den ehemaligen Besitzern großer Gruben- und Bergwerksgesellschaften im tschechischen Gebiet, sprach, bedarf keiner Unterstreichung. Sie waren es, die Jahr um Jahr zuvor ARD-Mikrofone zu ihren großangelegten provokatorischen Treffen beorderten, die Kindern und Kindeskindern von „Flüchtlingen“ die „Neuordnung Europas“ schmackhaft, die Rückkehr glaubhaft und die Gefahr eines dritten Weltkrieges vergessen machen wollten. Nach ihren Weisungen in den Rundfunkräten der einzelnen westdeutschen Rundfunkanstalten wurde Politik gemacht, ihrem Einfluß entsprechend wählte DPA die passenden Nachrichten für ihre Abnehmer aus, nach ihren Wün-



schen verfügte das Bonner Presseamt die gemeinsame „Sprachregelung“ bei der propagandistischen Behandlung aller „Ostfragen“ in Presse, Rundfunk und Fernsehen.

„Sprachregelung“ in Presse, Rundfunk und Fernsehen — wie sieht das aus, wie hat sich das im Hinblick auf psychologische Taktiken im Fall ČSSR gezeigt? Die Springersche „Welt“ dozierte siegesgewiß kurz vor der Hilfsaktion der verbündeten sozialistischen Länder, äußerlich solle der Sozialismus gar nicht einmal „vernichtet“ werden, auch nicht im Wortprogramm und Sprachgebrauch westdeutscher Rundfunk- und Fernsehsender, denn

„... es wäre unklug, von vornherein auf die immer noch anfeuernde Kraft des Wortes ‚Sozialismus‘ (in sozialistischen Ländern — d. Verf.) zu verzichten ... Die Sprache der Politik setzt ihre Termini (zum Ärger der Sprachjuristen) nicht zum Zwecke der Aussage (!) ein, sondern zum Zwecke der Reformation. Dabei ist die mangelnde Präzision solcher Begriffe wie ‚Sozialismus‘ (warum wurde der Sozialismus als drohende Gefahr im westdeutschen Sprachraum gebrandmarkt? — d. Verf.) nicht immer ein Nachteil; im Falle der Prager Reformer wird sie im Gegenteil geradezu zur Voraussetzung politischer Wirksamkeit. Die diffuse, vielfältig schillernde Bedeutung des Begriffs ‚Sozialismus‘ erlaubt es nämlich, ihn durch geeignete Interpretation (!) an Unvorgesehenes anzupassen und trotzdem das sichere Gefühl der Kontinuität (der ungestörten „stillen“ Konterrevolution! — d. Verf.) zu verbreiten.“ [17]

Das also ist das Gesicht des westdeutschen Rundfunk- und Fernsehtrusts — eine nur schlecht getarnte Filiale der NATO, ein Haupteinpeitscher der antikommunistischen Aggressivität. Meinungsfreiheit? Für wen? Der westdeutsche Satiriker *Wolfgang Ebert* brachte in einem Anflug von Galgenhumor die „Freiheiten“ der ARD-Partner in einem zugespitzten fingierten Gespräch [18] mit einem Intendanten auf diese Formel:

„*‘Angenommen, jemand hält die Angriffe auf Hanoi für Terrorangriffe — kann er das bei euch sagen?’ wollte ich wissen.*

‘Klar. Kann er sagen ...’

‘Er hält die Notstandsgesetze für den Anfang der Diktatur?’

‘Kann er sagen, soll er sogar sagen.’

‘Oder er findet, für manche Entwicklungsländer sei der Kommunismus die beste Lösung?’

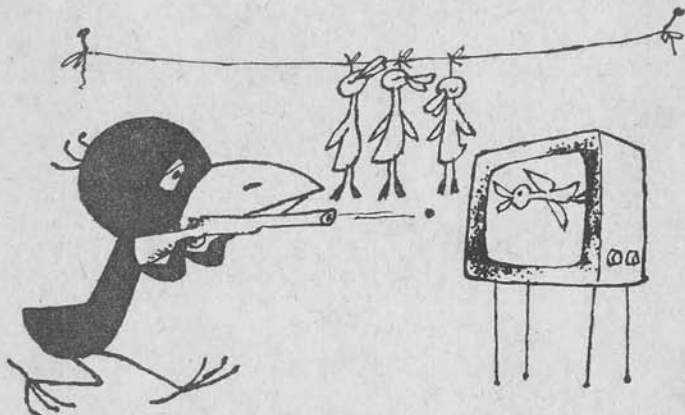
‘Warum soll er das nicht sagen können?’

‘Das kann er in eurem Funkhaus alles sagen?’

‘Natürlich, überall. In der Kantine, im Fahrstuhl, sogar im Büro des Intendanten — vorausgesetzt natürlich, da steht nicht irgendwo ein Mikrofon herum ...!’“

Quellenangaben

- [1] *Erich Kuby*: Alles im Eimer — siegt Hitler bei Bonn? Stuttgart 1960, S. 229
- [2] Prof. *Franz Knipping*: Die lautlose Gleichschaltung. Rundfunkjournalistik in Theorie und Praxis, Berlin, Nr. 5/67, S. 13
- [3] *Paul A. M. Linebarger*: Psychological Warfare, Washington D. C. 1954, S. 211 (engl.)
- [4] „Wehrkunde“, München, Nr. 4/1958, S. 4
- [5] *Alard von Schack*: Außenpolitik. Stuttgart, Nr. 11/1962, S. 773/774
- [6] Zahlenangaben gemäß *Dr. Horst Hanzl*, Rundfunk und Arbeiterklasse, Dokumentation, Fakultät für Journalistik, Leipzig 1965, S. 58
- [7] Zahlenangaben gemäß „Internationales Handbuch für Rundfunk und Fernsehen“, Hamburg 1968
- [8] *Albert Norden*: Referat auf der 4. Journalistenkonferenz, Berlin 1965, S. 54
- [9] Die Welt, Hamburg, Ausgabe B, vom 9. Oktober 1965
- [10] *F. J. Strauß*: Entwurf für Europa, S. 150
- [11] *W. Heise*: Aufbruch in die Illusion, Berlin 1964, S. 335
- [12] *L. Erhard*: Rede auf dem 13. CDU-Parteitag, DdZ, S. 36
- [13] *G. Schoenberner*: Zitate aus „Information — oder herrschen die Souffleure“, Hamburg: Rohwohlt 1964, S. 62
- [14] Ebenda
- [15] *Gustave Le Bon*: Psychologie der Massen, Stuttgart 1953, S. 104
- [16] ADN-Meldung vom 28. Juni 1968
- [17] Die Welt, Hamburg, vom 17. August 1968
- [18] Die Zeit, Hamburg, 2/1967 vom 13. Januar 1967, S. 6



Das „faule“ Nest in Maryland

In den USA gibt es das sogenannte *Amt für Nationale Sicherheit* (*NSA = National Security Agency*). Es ist die größte amerikanische Spionageorganisation. Diese Agentur hält sich von den übrigen Spionageinstituten Amerikas abseits. Das gilt auch für ihre zentrale Verwaltung. Die Tätigkeit dieser Institutionen sowie das Budget der Spionageagentur werden äußerst geheimgehalten. Nach in der Westpresse durchgesickerten Meldungen beläuft sich das Budget auf über 1 Mrd. Dollar im Jahr.

1952, als der Präsident der Vereinigten Staaten, *Truman*, die Weisung gab, dieses Amt zu bilden, enthielt die Begründung eine umfassende Erklärung für die Öffentlichkeit, in der es hieß: „Die Agentur ist dazu berufen, höchst spezielle technische und koordinierende Funktionen wahrzunehmen, die mit der nationalen Sicherheit der USA im Zusammenhang stehen.“

Inzwischen sind 16 Jahre vergangen. Die Agentur hat sich zum größten Spionagedienst, zu einer Armee der elektronischen Spionage, entwickelt.

Das Nest in Maryland

Ein 3stöckiges, hufeisenförmiges Gebäude hinter Stacheldraht. Das ist das Stabsquartier der Spionageagentur in Fort George Meade, in den Wäldern des Staates Maryland. Dieses Fort Meade liegt auf dem halben Weg zwischen Washington und Baltimore. Flächenmäßig ist es das drittgrößte staatliche Gebäude der USA hinter dem Pentagon (Kriegsministerium) und dem State Department. Seine elektronische Ausrüstung hat einen Wert von einigen Milliarden Dollar.

Etwa 14000 Mitarbeiter bilden in Fort Meade zusammen mit einigen tausend Agenten an anderen Orten ein gigantisches Netz von elektronischen Beobachtungs- und Abhörpunkten zu Lande, zu Wasser, in der Atmosphäre und im Kosmos. Der derzeitig amtierende Direktor, Generalleutnant *Marshall Sylvester Carter*, geb. 16. September 1909, zieht außerdem häufig zur Erfüllung von Spezialaufgaben Ingenieure, Wissenschaftler

und Experten aus verschiedenen Monopolvereinigungen und Universitäten des Landes heran.

Das Spionageamt hat die Aufgabe, umfassende Angaben über politische, diplomatische, militärische und ökonomische Geheimnisse möglichst vieler Staaten zu beschaffen. In der Agentur arbeitet eine spezielle Sicherheitsabteilung zum Schutz der Nachrichtenverbindungen. Diese Einrichtung berät andere Stellen der USA bei der Geheimhaltung und Entwicklung von Chiffriersystemen sowie in anderen Fragen des Nachrichtenwesens. In einem 9stöckigen Gebäude neben dem Stabsquartier befindet sich die elektronische Rechenmaschine, das „Hirn“ der Spionagezentrale.

Die Verwaltung für wissenschaftliche Forschung des Spionageamts arbeitet an der Dekodierung von Chiffren. Nach dem Stellenplan sind hier 200 hochqualifizierte Entschlüsseler beschäftigt. Sie haben die Aufgabe, die aufgefangenen Nachrichten aus allen Ländern der Erde, darunter auch die chiffrierten Nachrichten der Verbündeten der USA, zu entschlüsseln.

Die größte Verwaltung innerhalb der Spionageagentur ist die Produktionsabteilung. Sie umfaßt mehr als die Hälfte aller Mitarbeiter. Diese operative Verwaltung verfügt über Tausende von Abhörstellen zu Lande und zu Wasser. Von der Luftwaffenbasis in Vandenberg (Staat California) werden regelmäßig Spionagesatelliten der Samos-Serie gestartet. Sie sind mit Aufzeichnungsgeräten für Funksendungen, mit Peilgeräten für Funkmeßanlagen und mit anderen Geräten für die Sammlung von Spionageinformationen ausgestattet.

Von Luftwaffenbasen in Florida und von Basen in Südvietnam starten Flugzeuge vom Typ U-2 mit Spionageaufträgen. In jüngster Zeit werden verstärkt unbemannte Flugkörper vom Typ *Firebee* für Spionagezwecke eingesetzt. Diese Flugkörper sind mit Kameras und infrarotempfindlichen Aufklärungsgeräten ausgerüstet.

Die neue Strategie

Durch modernste Technik und praktisch unbegrenzte finanzielle Möglichkeiten ist das NSA zu einer Hauptstütze der neuen amerikanischen Spionagestrategie geworden. Diese Strategie geht davon aus, daß der „elektronische Spion“ weiter „sehen“ und „hören“ kann als der beste traditionelle Agent.

Bei vielen Menschen besteht oft noch die Meinung, elektronische Aufklärung sei so etwas wie das Abhören von Telefongesprächen. Nach ihrer Vorstellung fangen die Spionageschiffe, Flugzeuge und Satelliten, die sich in bestimmten Gebieten befinden, einfach Funknachrichten auf. Das ist aber keineswegs so.

Da publiziert z. B. zu diesem Problem der militärische Berichterstatter *U. Perkins* in der *Baltimore-Sun*, der größten Zeitung im Staat Maryland,

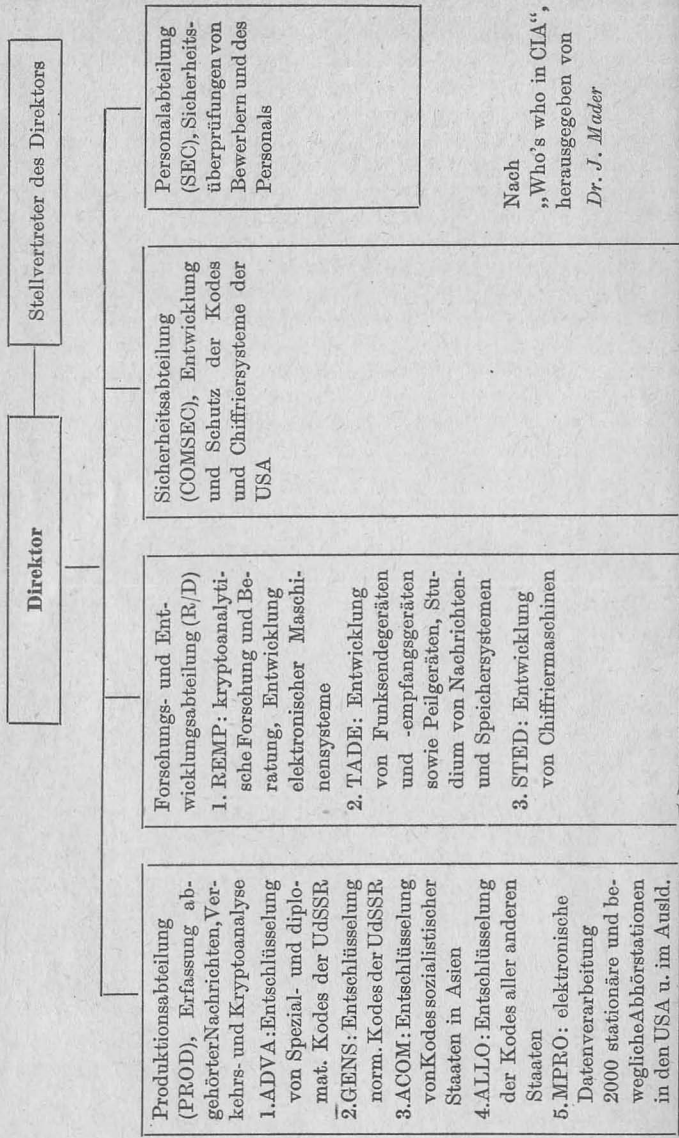
folgende Anschauungen der Leitung der Spionageagentur: „Die Vorstellungen über die elektronische Aufklärung als einfache Überwachung verschiedener Gespräche ist außerordentlich begrenzt und elementar. Elektronische Aufklärung bedeutet wesentlich mehr. Hunderte und Tausende von Menschen, die an solchen Stellen arbeiten wie den Flugzeugwerken ‚Martin Marietta‘ in Middle-Delaware, dem kosmischen Zentrum ‚Westinghouse‘, dem Flughafen ‚Friendship‘ und an vielen staatlichen Objekten, wissen, daß die elektronische Aufklärung nicht einfach das Abhören von Funksendungen bedeutet. Schiffe, Flugzeuge sowie Satelliten und auch stationäre Bodenstationen registrieren all das, was in einem gegebenen Gebiet im gesamten Spektrum der elektromagnetischen Ausstrahlung gesendet wird. Die aufgenommenen Ausstrahlungen ermöglichen es Spezialisten von der elektronischen Aufklärung, sehr viele Dinge zu entschleiern. Ein Funkmeßgerät strahlt zum Beispiel Signale einer bestimmten Form aus. Diese Signale unterscheiden sich von solchen, die von Zielbegleitstationen ausgestrahlt werden. Beide Funkmeßgeräte strahlen nun wiederum Signale aus, die sich von den Signalen unterscheiden, mit denen Funkmeßgeräte für die Raketenlenkung arbeiten. Funkmeßgeräte für die Raketenlenkung senden also unterschiedliche Signale zu Funkmeßgeräten aus, die dazu bestimmt sind, den Gegner irrezuführen und zu täuschen.“

Die amerikanische Propaganda versichert lügnerisch, daß die elektronische Aufklärung in keiner Weise im Gegensatz zu internationalen Gesetzen stehe. Offiziell verkündet man das Prinzip der „Spionage mit sauberen Händen“, wobei die USA auf keinen Fall die Souveränität anderer Länder verletze. Die Spionage selbst wird als unantastbares Recht der Vereinigten Staaten proklamiert. Die Washingtoner Wochenschrift *United States News and World Report* verkündet zynisch: „Es gibt kein internationales Gesetz, das verbietet, sich dieser Art Spionage zu bedienen.“

Schmutziges Spiel — schmutzige Hände

Heute geben die offiziellen Vertreter Washingtons offen zu: „Hunderte Schiffe und Flugzeuge der USA betreiben Spionage.“ Die amerikanischen Spionagespezialisten bevorzugen Schiffe. Ihrer Meinung nach zeichnen sich diese durch wesentliche Vorteile für die elektronische Spionage aus. Ausgerüstet mit modernen elektronischen Geräten und mit einer großen Zahl von Spezialisten an Bord, sind sie, so meinen die Amerikaner, sehr beweglich und können günstige Positionen für ihre Spionage einnehmen.

Die Hauptaufgabe solcher Spionageschiffe besteht darin, militärische Funksendungen auf solchen Wellenbereichen abzuhören, die sich im wesentlichen nur im Bereich der quasioptischen Sicht ausbreiten. Um den genauen Standort der Funkstellen auszumachen, sind auf dem Fockmast



eine Reihe von Funkpeilgeräten angebracht. Die Funksignale werden mit speziellen Schiffsantennen aufgenommen. Unter Deck befinden sich Elektronenrechenmaschinen, Sender und Funkfernsehgeräte. Dringende Funknachrichten werden an Ort und Stelle entschlüsselt. Anschließend wird das gesamte Material zur Analyse dem Spionagezentrum übergeben.

Die Spione zur See können mit Hilfe von Hydrofonen die Fahrt von Handelsschiffen in bestimmten Gebieten verfolgen und die Propellergeräusche der Schiffe bestimmen. Hydrografen registrieren die Wassertemperatur und den Salzgehalt des Meerwassers. Diese Angaben sind für das Ausmachen von U-Booten notwendig.

Im „kalten Krieg“ gegen die sozialistischen Länder, im Kampf gegen die nationale Befreiungsbewegung scheidet der amerikanische Imperialismus vor keinem Mittel zurück. Washington stützt sich dabei besonders auf die Untergrundtätigkeit und auf die totale Spionage. Die Ereignisse zeigen aber, daß die Imperialisten eine Niederlage nach der anderen erleiden. Und so wird es immer sein.

W. Tschernischew

Aus *Radio*, Heft 12/1968.

**messen
steuern
regeln
optimieren**



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

Thyristorverstärker im System „ursamat“

Magnetverstärker im System „ursamat“

für die stufenlose Spannungsstellung, z. B. zur Antriebsregelung, zur Temperaturregelung oder zur Helligkeitssteuerung

Automatische Lüftungsregler

für die temperaturabhängige Lüftungsregelung, insbesondere in der Landwirtschaft

Elektronische Temperaturregler

Elektronische Temperaturwächter

Elektronische Zeitrelais

Ausführliche Informationen erhalten Sie über unsere Werbeabteilung



VEB *wetron* WEIDA

Werk für elektron. Baugruppen der Regelungstechnik
6508 Weida, Geraer Straße 36
Telefon 201 · Telex: 58 208

Energie – direkt in elektrischen Strom umgewandelt

Jürgen Feuerstake

Elektroenergieerzeugung bedeutet heute noch in überwiegendem Maß die Gewinnung elektrischer Energie in Wärmekraftwerken. Dazu kommen die Wasserkraftwerke, die ebenfalls einen großen Teil des Energiebedarfs decken. Aber für die Zukunft reichen diese Möglichkeiten nicht aus. Die fossilen Brennstoffe nehmen beständig ab, und damit entsteht eine der Bevölkerungsentwicklung auf unserer Erde und dem damit verbundenen Energiebedarf völlig entgegengesetzte Entwicklung. Man rechnet bis zum Jahr 2000 mit einem Bevölkerungswachstum auf 6,2 Mrd. Menschen; damit verbunden ist ein Steigen des Energiebedarfs von 0,6 auf 4,7 Mill. MW [1].

Allein die Entwicklung in einem Land wie der DDR läßt diese Diskrepanz deutlich werden. In einer Grafik (Bild 1) sind die Verhältnisse bis

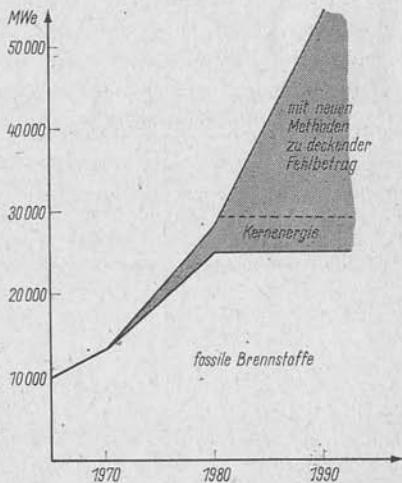


Bild 1
Grafische Darstellung der geforderten Elektroenergieerzeugung und der möglichen Kapazitätsentwicklung auf Basis der thermischen Kraftwerke (nach Fuchs)

etwa 1990⁷ angedeutet. Die untere Kurve zeigt die mögliche Entwicklung, basierend auf konventionellen thermischen Kraftwerken, die obere Kurve die zu diesem Zeitpunkt tatsächlich erforderliche Energieerzeugung. Bereits 1980 wird die Kapazität der thermischen Kraftwerke nicht mehr ausreichen, selbst unter stärkerer Berücksichtigung der heute möglichen Kernreaktoren bleibt die Entwicklung unter der geforderten Kapazität (punktierete Linie). (Auf die Möglichkeit der Energiegewinnung durch Ausnutzung der Kernprozesse Spaltung und Fusion wird nicht näher eingegangen, da sie keine Energiedirektumwandlungen im eigentlichen Sinne sind.)

Die *Energiegewinnung bzw. -versorgung auf nichtterrestrischer Ebene* hat die Suche nach neuen Möglichkeiten der Elektroenergieerzeugung besonders gefördert. Wenn auch die ausnutzbaren Effekte verschiedentlich schon mehrere Jahrzehnte bekannt waren [1], [2], [3], [4], [5], [6], so lagen besonders in der Werkstofftechnologie unüberwindbare Hindernisse, die erst in den vergangenen 10 Jahren teilweise beseitigt bzw. umgangen werden konnten.

Was ist nun das Kennzeichnende für die Energiedirektumwandlung (EDU)? Es soll darunter die Überführung einer Energieform in eine andere (speziell in elektrische Energie) ohne viele Zwischenstufen, wiederum im besonderen unter Umgehung der mechanischen Energie (durch rotierenden Generator), verstanden werden.

Man kennt heute 6 Methoden, die bei brauchbaren Wirkungsgraden (ein wesentlicher Gesichtspunkt) eine technisch mögliche Lösung liefern. In Tabelle 1 wird ein Überblick über diese nachfolgend beschriebenen Methoden gegeben, wobei nach maximalem Wirkungsgrad geordnet wurde. (Lediglich die *thermoelektrische Wandlung* bildet dabei eine Ausnahme; es sollte die Gruppe zusammengefaßt werden, die thermische Basisenergie ausnutzt.)

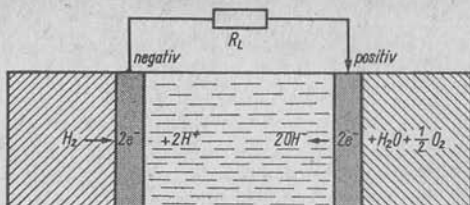
Tabelle 1 Heute technisch genutzte Möglichkeiten der Energiedirektumwandlung

Wandlertyp	Wirkungsgrad in %	Primärenergie
Brennstoffzelle	87	chemisch
Thermionikkonverter	18	
MHD-Konverter	16	thermisch
Thermoelement	8	
Solarzelle	15	(Licht-)Strahlung
Radio-Nuklid-Batterie	5	radioaktiv

Brennstoffzellen

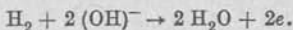
Die direkte Umwandlung chemischer Energie in elektrische Energie nutzt man schon lange Zeit bei den gewöhnlichen Primär- und Sekundärelementen. Doch die diskontinuierliche Arbeitsweise dieser Elemente wird

Bild 2
Schema
eines Brennstoffelements

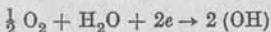


bei den Brennstoffzellenumgängen, da die Reaktionspartner beständig nachgeführt werden können. Bei den obenerwähnten Elementen kommen im wesentlichen Metalle mit Metalloxiden bzw. -hydroxiden zur Reaktion. Die Brennstoffelemente können grundsätzlich auch gasförmige und flüssige Reaktionspartner ausnutzen. Arbeiten mit festen Brennstoffen wurden vorerst eingestellt, da erhebliche technologische Schwierigkeiten auftraten. Das Prinzip der *kalten Verbrennung*, schon 1894 von *W. Ostwald* erwähnt, nutzt einen Elektronengeber-(Oxydations-)Prozeß an der Anode und einen Elektronennehmer-(Reduktions-)Prozeß an der Katode aus. Charakteristisch dabei ist die Umgehung der Wärme als Zwischenstufe; demzufolge unterliegt die Umwandlung nicht dem *Carnot-Prinzip*; lediglich der Heizwert des Brennstoffs stellt thermodynamische Grenzen.

Die Wasserstoff-Sauerstoff-Zelle soll als Beispiel für die Reaktionen an den Elektroden dienen. Es sei darauf hingewiesen, daß für die Reaktionen der 3-Phasen-Bereich (Reaktionspartner/Elektronenleiter/Elektrolyt) in den Elektrodenporen verantwortlich ist [7], [1]. Bild 2 zeigt das Schema einer Brennstoffzelle. In einem isolierten Gehäuse befinden sich die porösen Elektroden, wobei an die Wasserstoffelektrode die Valenzelektronen des Wasserstoffs gehen und zur Sauerstoffelektrode fließen:



An der Sauerstoffelektrode findet dann die Reaktion



statt. Die $(\text{OH})^-$ -Ionen schließen den Stromkreis zur Wasserstoffelektrode. Reaktionsprodukt ist Wasser, das ebenfalls an der Wasserstoffelektrode entsteht. Als Zellreaktion könnte man



aufstellen.

Der Wirkungsgrad galvanischer Brennstoffzellen wird definiert als

$$\eta = \frac{\text{elektrische Energie}}{\text{chemische Energie}}.$$

Hinzuzufügen wäre noch, daß Brennstoffzellen im Bereich von 300 bis 1400 °K arbeiten, also im Bereich relativ niedriger Temperaturen, was sich günstig auf die Technologie solcher Elemente auswirkt. Es existieren ausgereifte Konstruktionen; so wurde die Energie des Raumschiffs *Apollo 8* zum Teil aus einer modifizierten *Bacon*-Batterie der Pratt & Whitney Aircraft gewonnen. Einige Daten eines Labortyps dieser Batterie nach *Bacon* seien genannt:

Brennstoff	H ₂
Oxydationsmittel	O ₂
Elektrolyt	38%ige KOH-Lösung
Anoden- und Katodenmaterial	gesintertes Ni
Spannung	32 V
Stromdichte	etwa 500 mA/cm ²
Leistung	5 kW
Betriebstemperatur	300 °C
Druck	etwa 27 at
Leistungsdichte	350 W/dm ³

Bemerkenswert ist die hohe, für kosmische Anwendungen sehr günstige Leistungsdichte.

Thermionische Wandlung

Thermionische Konverter sind im wesentlichen Hochvakuumdioden mit heißer Katode (Emitter) und kalter Anode (Kollektor). Erste Hinweise auf diese Möglichkeit der Umwandlung gab bereits *Schlichter* am Anfang des Jahrhunderts. Die Strom/Spannungs-Kennlinie des Konverters verläuft aber im Gegensatz zur normalen Diode im II. Quadranten, d.h., es findet eine Umkehrung des Prozesses elektrische Energie — Wärme (Anodenverluste) statt. Durch physikalisch-chemische Oberflächenbehandlung der Elektroden kann erreicht werden, daß die Austrittsarbeit Φ_C des Kollektors viel kleiner als die Austrittsarbeit Φ_E des Emitters ist, und damit wäre die Kennlinienverschiebung gegeben (Bild 3).

Im Prinzip handelt es sich um eine „Wärmekraftmaschine“, die mit Elektronengas arbeitet. Die elektrische Energie ergibt sich aus der Differenz von zugeführter und abgeführter Wärme. Durch Einbringen eines leicht ionisierbaren Gases (meist Cs-Dampf) gelingt es, die störenden Raumladungen zwischen den Elektroden zu kompensieren und damit die elektrische Leistung weiter zu verbessern. Die an der Last verfügbare Spannung erhält man direkt aus der Differenz $\Phi_E - \Phi_C$, und bei optimaler Nutzsapannung (etwa 1 V) kann man Stromdichten von 5 bis 50 A/cm²

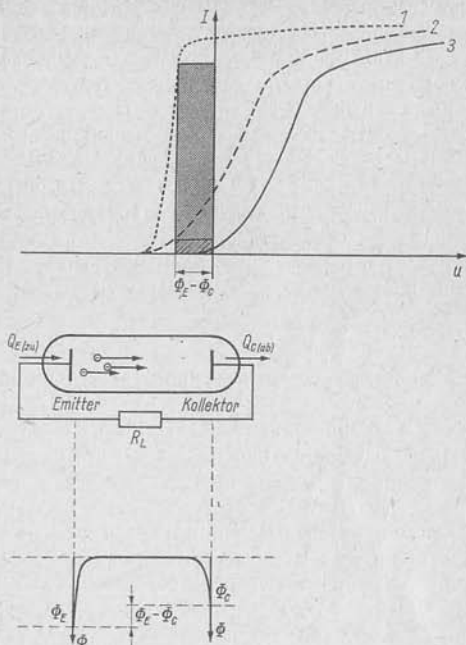


Bild 3 Grafische Darstellung des Übergangs einer Diodenkennlinie in die Charakteristik eines Thermionikwandler und schematischer Aufbau eines Wandler; 1 — steile Raumladungskennlinie, 2 — verschobene Kennlinie, 3 — normale Diodenkennlinie

realisieren. Der thermische Arbeitsbereich der Konverter liegt unter 2000°K ; als Wirkungsgrad definiert man

$$\eta = \frac{\text{gewonnene elektrische Energie}}{\text{zugeführte Wärme } Q_{ZU}}$$

Die zugeführte Wärme Q_{ZU} muß dabei im wesentlichen die Strahlungs- und Leitungsverluste sowie die kinetische Energie der emittierten Elektronen decken. Wichtig dabei ist, daß der Wirkungsgrad eines Carnot-Prozesses nicht übertroffen wird. Die Beheizung des Emitters erfolgt mit Hilfe der Wärme, die bei der Kernspaltung nutzbar gemacht werden kann, mit heißen Flammgasen oder durch Absorption der Sonnenstrahlungsenergie, was besonders für Anwendungen im Kosmos ausgenutzt wird [8]. Wichtige Forschungsgebiete für Thermionikkonverter sind die Suche nach

geeigneten Elektroden und Methoden zur Beseitigung der Raumladungsstörungen. Dabei muß man besonders die Austrittsarbeit des Kollektors sehr kleinhalten und deren Temperaturabhängigkeit beachten.

Die Forschungsergebnisse zeigen, daß der Thermionikkonverter vor allem zur Umwandlung nuklear erzeugter Wärme geeignet ist. Technisch sieht das folgendermaßen aus: Der Emitter wird mit Kernspaltungsmaterial gefüllt, wobei man eine zylindrische Anordnung wählt; umgeben ist er im Abstand von 0,1 bis 0,2 mm vom Kollektor. Für eine elektrische Flächenbelastung des Emitters von 15 W/cm^2 und ungefähr 15% Wirkungsgrad ist die Leistungsdichte im Brennstoff etwa 300 W/cm^3 ; damit zeigt sich ein Vorteil gegenüber konventionellen Reaktoren. Für weitergehende Informationen wird auf das Literaturverzeichnis verwiesen [9], [10].

Magneto hydrodynamische Wandlung

Diese Wandlungsart nutzt ein Prinzip, das schon *M. Faraday* um 1830 erkannt hat und das eine praktische Anwendung des nach ihm benannten Induktionsgesetzes ist, allerdings in ungewöhnlicher Form. Beim Strömen eines elektrisch leitenden Materials senkrecht zu einem Magnetfeld kann eine Spannung $U = d(v \times \mathcal{B})$ an Elektroden senkrecht zum Magnetfeld und senkrecht zur Strömungsrichtung registriert werden (Bild 4a). Als leitendes Material werden heiße Plasmen benutzt, d.h. ein Arbeitsgas, das in hohem Maß ionisiert ist, oder aber Flüssigkeitsmetalle. Bild 4 b gibt die Übersicht über magneto hydrodynamische (MHD-) Systeme. Die störenden Einflüsse des *Hall*-Effekts werden durch segmentierte Elektroden ausgeschaltet bzw. bei einer Sonderkonstruktion, dem MHD-*Hall*-Wandler, ausgenutzt.

In Tabelle 2 sind einige technische Daten eines Kurzzeitversuchs mit dem MHD-Versuchsgenerator *Mark V* der AVCO-Everett/Mass. zusammengestellt. Die Leistungsdichte (heute sind MW/dm^3 möglich) resultiert aus der Abnahme der kinetischen Energie des Mediums sowie aus der Abnahme der *Eingangsenthalpie* H_e . Die Leistungsdichte definiert man

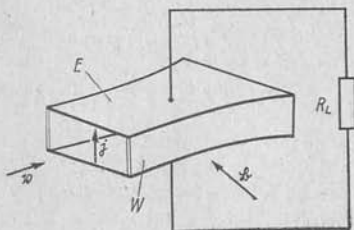


Bild 4a
Prinzip eines MHD-Wandlers;
E — Elektroden,
W — Kanalwände

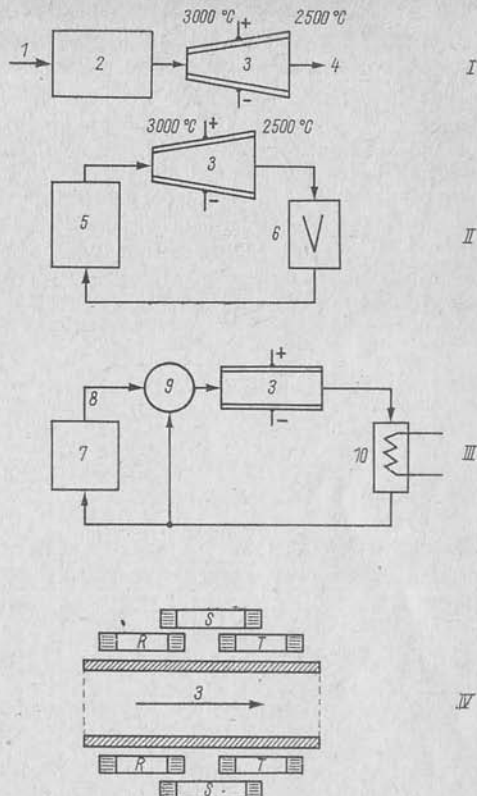


Bild 4b Schema verschiedener MHD-Generator-Systeme

- I — offenes System (Plasma von Flammgasen)
- II — geschlossenes System (Gasaufheizung durch Umspülen von Reaktorwänden)
- III — Flüssigmetall-MHD-Generator
- IV — Asynchron-MHD-Generator (erzeugt durch die Wanderfeldspulen R, S und T, Wechselstrom)

1 — Brennstoff (Plasma), 2 — Brennkammer, 3 — MHD-Kanal, 4 — thermisches Kraftwerk, 5 — Reaktor, 6 — Verdichter, 7 — Verdampfer, 8 — Metalldampf, 9 — Injektor, 10 — Wärmeaustauscher

mit dem Ausdruck $P/V = \gamma v^2 B^2$. Die Größe γ ist ein Optimierungsfaktor und erreicht bei optimaler Leitfähigkeit σ , Geschwindigkeit v und Induktion B den Wert 0,25. Der Ionisationsgrad „gewöhnlicher“ Flammengase ist relativ gering; er läßt sich durch radioaktive oder ultraviolette Bestrahlung erhöhen. Weit mehr Gebrauch macht man jedoch von der Methode des Impfens mit leicht ionisierbaren Materialien, meist Alkalimetallen. Die Geschwindigkeit v kann durch die Geometrie der Strömungskanäle beeinflusst werden. Die Erzeugung der hohen Magnetfeldichten ist aber ein besonderes Problem, da für übliche Magnetspulen ein erheblicher Teil der Bruttoleistung aufgewendet werden muß (siehe Tab. 2). Die stärkere Anwendung und technologische Verbesserung der Magnetspulen aus supra-leitenden Materialien wird auf diesem Gebiet entscheidende Verbesserungen bringen.

*Tabelle 2 Technische Daten eines Kurzzeitversuchs
mit dem MHD-Versuchsgenerator Mark V*

Versuchsdatum Okt. 1964	
Brennstoff	Äthylalkohol
Oxydator	Luft (mit O ₂ angereichert)
Vorwärmtemperatur	etwa 800 °C
Impfstoffe	Kalium-Verbindungen
Düsenquerschnitt	1200 bis 4700 cm ²
Kanallänge	2,4 m
Kanalwände	6eckige Cu-Platten (keramisch verfugt)
Elektroden	Graphit
Eingangsdruck	5 at
Eingangstemperatur	3000 °C
Magnetfeld	30 000 G
elektrische Bruttoleistung	bis 40 MW
Eigenverbrauch für Magneten	bis 17 MW
Versuchsdauer	etwa 1 min
Wirkungsgrad	etwa 9 %

Den Werkstoffproblemen ist überhaupt große Aufmerksamkeit zu widmen. Die Kanalwände müssen thermischen Belastungen von 250 W/cm² standhalten, die bei Strömung des 3000 °C heißen Plasmas mit über 500 m/s auftreten. Trotzdem hofft man, bis 1970 brauchbare Wandler zu realisieren und damit durch Vorschalten dieser Generatoren bei thermischen Kraftwerken deren Wirkungsgrad (der sich entsprechend den Naturgesetzen nicht über etwa 40 % steigern läßt) auf 50 % zu erhöhen und die Rentabilität dieser Kraftwerke damit auf 2 Jahrzehnte zu verlängern. Für eingehendere Betrachtung sei auf [11] verwiesen.

Thermoelektrische Wandlung

Dieser Wandlertyp ist ebenfalls schon lange bekannt; bereits 1822 erkannte und beschrieb *Seebeck* einen entsprechenden Effekt, doch der Wirkungsgrad derartiger Elemente war so gering (etwa 0,1%), daß sie für energietechnische Betrachtungen nicht herangezogen werden konnten. Den entscheidenden Fortschritt brachten die Arbeiten von *Attenkirch* und *Joffe* [3], [12], die thermoelektrische Wandler mit halbleitenden Verbindungen untersuchten und ihnen eine theoretische Grundlage gaben. Ein entsprechender Wandler hat das in Bild 5 gezeigte Schema, wobei die elektrische Energie aus der Differenz der zugeführten und abgeführten Wärmemenge resultiert.

Als Leerlaufspannung ergibt sich

$$U_0 = \int_{T_1}^{T_2} \alpha_{pn} dT;$$

α -Seebeck-Koeffizient.

Als Wirkungsgrad wird ein Ausdruck angegeben, den *Attenkirch* formulierte

$$\eta = \frac{T_2 - T_1}{T_2} - \frac{\sqrt{zT + 1} - 1}{\sqrt{zT + 1} + 1} (1 - V),$$

woraus erkennbar ist, daß der *Carnot*-Wirkungsgrad nicht überschritten werden kann. Die Größe z bezeichnet man als Effektivität; sie ergibt sich

aus $z = \frac{\alpha^2}{\rho\lambda}$ mit α als Thermokraft (*Seebeck*-Koeffizient), ρ als spezifischen

Widerstand und λ als Wärmeleitfähigkeit. T ist dabei die mittlere Temperatur, V kennzeichnet die Verluste durch thermische Nebenschlüsse.

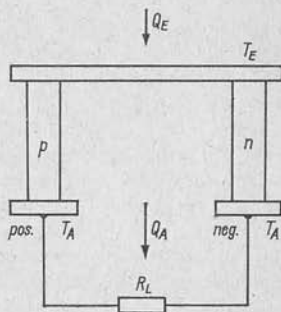


Bild 5
Thermoelektrische Halbleiterwandler

Für alle bisher untersuchten Stoffe hat sich gezeigt, daß sich zur Zeit höchstens der Wert 1 für $z \cdot T$ verwirklichen läßt. Eine theoretische Begründung dieser empirischen Regel fehlt noch.

Eine hohe thermoelektrische Effektivität wird mit partiell-entarteten Störstellenhalbleitern erreicht. Viele Stoffe dieser Art wurden bereits untersucht, die thermoelektrischen Wandler stehen also schon in einer gewissen Endphase ihrer Entwicklung.

Es sind einige brauchbare Konstruktionen auf dem Markt, die entweder mit Radioisotopen (s.u.) oder mit kleinen Kernreaktoren betrieben werden.

Fotoelektrische Wandlung

Bei dieser Wandlungsart sind in erster Linie quantenphysikalische Gesetze maßgebend; sie unterscheidet sich daher nicht unwesentlich von den vorhergehenden Energiedirektumwandlungsarten. 1950 gelang es einem amerikanischen Forscherteam, ein Siliziumhalbleiter-Fotoelement aus n- und p-leitendem Material herzustellen, das den beachtlichen Wirkungsgrad von 11% bei Bestrahlung mit Sonnenenergie aufwies. Die bisher üblichen Selenfotoelemente wiesen nur Wirkungsgrade von etwa 1% auf [13].

Bild 6 zeigt den schematischen Aufbau einer solchen Solarzelle. Falls kein Licht eingestrahlt wird, ergibt sich die normale Sperrschichtkennlinie eines pn-Übergangs. Strahlt man Licht ein, und zwar in einer Art und Weise, daß es im Bereich der Diffusionslänge der Trägerpaare absorbiert wird, so verschiebt sich die Kennlinie teilweise in den IV-Quadranten. Es handelt sich also um einen Generator, bei dem eine positive Spannung mit einem negativen Strom verknüpft ist.

Das in der Festkörper- und besonders in der Halbleiterphysik viel benutzte Bändermodell soll auch hier zur Verdeutlichung dienen. Falls man $R_L = 0$ annimmt (Kurzschluß), ergibt sich das Modell nach a). Kommen nämlich im Bereich der Diffusionslänge Trägerpaare durch Absorption von Lichtquanten zustande, so werden sie durch das eingeprägte elektrische Feld getrennt, d.h., es ergibt sich ein Arbeitspunkt mit entsprechendem Kurzschlußstrom (wie Bild 6 zeigt). Falls der Kreis offen ist, also $R_L = \infty$, gilt das Modell c), wobei jetzt die sogenannte Leerlaufspannung U_0 auftritt, die wegen des konstanten Bandabstands einen bestimmten Grenzwert nicht überschreiten kann. Man erreicht optimal mit den heute untersuchten Stoffen 2,5 V. Im Fall optimaler Anpassung, $R_L = R_i$, ergibt sich dann ein Modell b). Der entsprechende Arbeitspunkt auf der Kennlinie legt gleichzeitig die maximale Nutzleistung fest (in Bild 6 durch das getönte Rechteck gekennzeichnet). Bei neuesten Zellen wurden Stromdichten von etwa 40 mA/cm² erreicht. Theoretisch ließen sich Wirkungs-

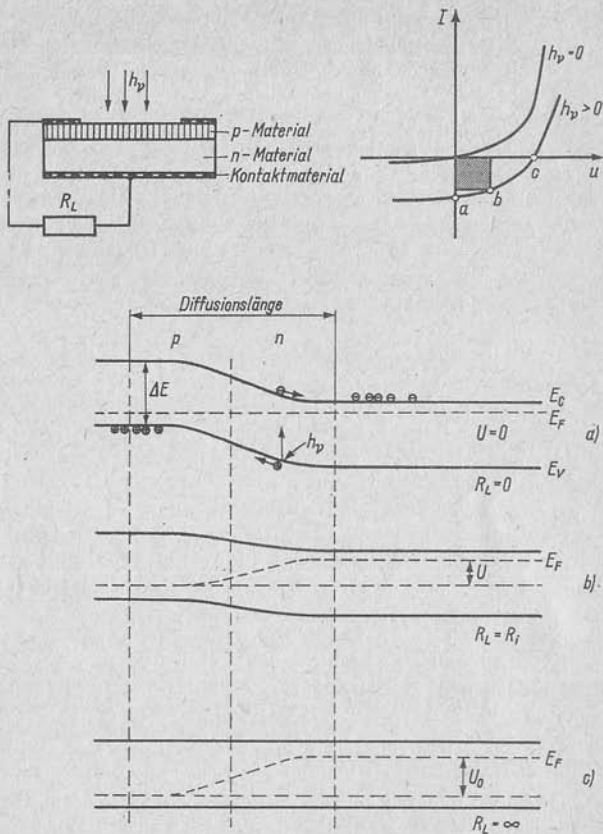


Bild 6 Schematischer Aufbau einer Solarzelle, Kennlinienverlauf und Bändermodell

grade von 30% errechnen (bei CdTe, $T = 273$ °K und Bandabstand $\Delta F = 1,5$ V), doch praktisch werden diese Werte kaum realisiert, da

- a – Strahlungsverluste durch Reflexion,
- b – Rekombinationsverluste.
- c – Abweichung der Kennlinie von der idealen Diodenkennlinie,
- d – ohmsche Verluste

auftreten.

Die Arbeiten an sogenannten Dünnschichtzellen sind wegen ihres geringen Gewichts je Leistungseinheit besonders für die Raumfahrt wertvoll. Durch Hintereinanderschalten mehrerer Zellen mit Halbleitern verschiedenen Bandabstands kann die spektrale Energieverteilung des Sonnenspektrums besser ausgenutzt werden. Doch auch für terrestrische Anwendungen sind die Solarzellen wertvoll. Mitteleuropa hat z.B. eine mittlere Solarkonstante von $1,35 \text{ kW/m}^2$ und könnte durch entsprechende Solarzellen den derzeitigen Energiebedarf decken [14]. Dem entgegen stehen natürlich technologische Schwierigkeiten und vor allem hohe Investitionskosten.

Radio-Nuklid-Wandler [1]

Das Prinzip der Radio-Nuklid-Batterie wäre die im Bild 7 gezeigte Anordnung; ein ähnliches Prinzip hat *Mosley* bereits 1913 angegeben. Durch β -Strahlung würde sich an der Kugel eine Spannung einstellen, die der Strahlungsenergie des Präparats entspricht. Die dabei erzielbaren Ströme sind aber so gering, daß eine praktische Anwendung ausscheidet, nicht zuletzt wegen der hohen Spannungen (bei ^{90}Sr — 2,3 MV). Man hat eine 2stufige Anordnung konstruiert, wobei 2 Wege zu unterscheiden sind, und zwar einmal die Zwischenstufe Licht durch Anregung von Leuchtstoffen mittels β -Strahlung und zum anderen die Wärme, wobei die thermischen Isotopenbatterien auch technologisch sehr weit entwickelt sind [15], [16].

Die Batterie *SNAP VIIc* arbeitet z.B. mit den Daten

Durchmesser 46 cm;	Höhe	51 cm;
Gewicht 750 kp;	elektrische Leistung	5 W;
Aktivität $2,1 \cdot 10^5$ ci	$\text{Sr}^{90}\text{TiO}_3$	

seit mehreren Jahren in einer arktischen Wetterstation. Die fotoelektrischen Batterien sind noch wenig entwickelt und werden ihre hauptsächlichliche Anwendung nur im Bereich einiger Milliwatt haben. Das aktive Material wird mit dem Leuchtstoff vermischt und in dünnen Schichten zwischen Fotoelementen angebracht. Dabei sind noch viele Fragen zu untersuchen, wie Dicke der Leuchtschicht, optimale Anpassung der spek-

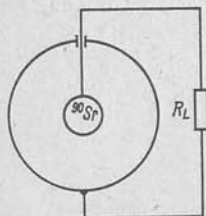


Bild 7
Prinzip eines Radio-Nuklid-Wandlers

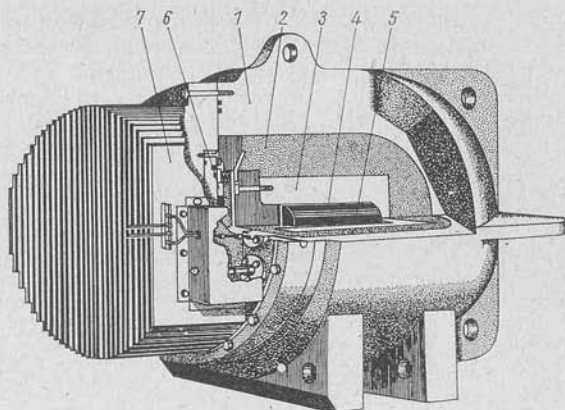


Bild 8 Aufbau des LCG-25 A; 25 W Leistung bei einer Dauerarbeit von 5 Jahren;

1 — Abschirmung, 2 — Isolation, 3 — innere Abschirmung, 4 — Isotopenkapsel, 5 — radioaktives Isotop, 6 — thermoelektrische Wandler, 7 — Kühlrippen

Tabelle 3 Wesentliche Vorteile der Verfahren zur Energiedirektumwandlung (nach Euler)

Verfahren	Wichtigste Eigenschaft	Weitere Eigenschaften
Galvanische Brennstoffzellen	hoher Wirkungsgrad	geräuschlos, relativ kalt, keine Umweltverschmutzung, großer Lastbereich, umschaltbar auf Speicherung
thermionische Konverter MHD-Konverter	hohe Leistung in kleinem Volumen hoher Wirkungsgrad als Vorstufe	geräuscharm, geringes Leistungsgewicht, Abwärme verwendbar kann Wechselstrom liefern
Thermoelement	wellenfreier Gleichstrom	niederohmig, Geräuscharm, langlebig, umschaltbar auf Kühlung, als Wärmepumpe verwendbar
Solarzelle	wellenfreier Gleichstrom	geringes Leistungsgewicht, langlebig, niederohmig, geräuschlos
Isotopenbatterie	absolut wartungsfrei, lange Lebensdauer, evtl. mehr als 20 Jahre	geräuschlos

(Die Eigenschaften der fotoelektrischen Energiedirektumwandlung wurden vom Verfasser ergänzt.)

tralen Energieverteilungen von Leuchtstoff und Fotoelement, optimale Korngröße von Leuchtstoff und Aktivitätsträger, spezifische Aktivitäten für maximale elektrische Leistungen u.a.m. Ferner sind die Verluste durch α -Teilchen, die den Leuchtstoff zerstören, zu berücksichtigen, da technische Aktivitätsträger zumeist α -emittierende Anteile enthalten.

Bild 8 zeigt die praktische Ausführung einer thermisch betriebenen Isotopenbatterie.

Schluß

Die neuen Stromquellen haben entsprechend ihren zugrunde liegenden Effekten auch völlig neue, spezielle Eigenschaften gegenüber den konventionellen Methoden. Dennoch muß festgestellt werden, daß diese Methoden heute die konventionellen nur *ergänzen*, da sie für bestimmte Aufgaben geradezu prädestiniert sind, doch keinesfalls *ersetzen*. Die vorstehenden Ausführungen sollten einen Überblick über die heute meist bearbeiteten Wandlungsarten geben, da in dem gesteckten Rahmen tiefergehende Erörterungen und Beschreibung konstruktiver Details nicht vorgesehen waren.

Literatur

([17], [18], [19] sind zum tieferen Eindringen in die Thematik geeignet.)

- [1] *Feuerstake, J.*: Möglichkeiten und Probleme der Energiedirektumwandlung, Wissenschaft und Fortschritt (im Druck)
- [2] *Seebeck, Th.*: Abh. Kön. Preuß. Akad. Wissenschaften, 3, 265 (1822/23)
- [3] *Altenkirch, E.*: Phys. Z., 10, 560 (1909)
- [4] *Moseley, H. G. I.*: Proc. Roy. Soc., A 88, 471 (1913)
- [5] *Schültz, W.*: M. Faraday, Berlin 1968
- [6] *Ostwald, W.*: Zeitschr. f. Elektrochem., 1894
- [7] *Winstel, A.*: Zeitschr. f. Elektrochem., 64, 287—304 (1962)
- [8] *Brosens, P. J.*: Journ. of Eng. for Power, Paper No. 64-WA/Sol-1
- [9] *Winkenbach, H.*: Umschau, 66, 801—803 (1966), Frankfurt/M.
- [10] Atomkernenergie 10 (1965), Sonderheft Thermionik-Reaktoren
- [11] *Kaye, J.; Welsh, I. A.*: Direct Conversion of Heat to Electricity, New York: J. Wiley Sons 1960
- [12] *Joffe, A. F.*: Halbleiterthermoelemente, Berlin 1957
- [13] *Chapin, D. M.; Fuller, C. S.; Pearson, G. L.*: Journ. appl. Physics 25, 676 (1954)
- [14] *Justi, E.*: Wie leben wir morgen, Stuttgart 1957
- [15] *Scharmann, A.*: Fachbericht Physikertagung, Frankfurt/M. 1965
- [16] *Euler, J.; Scharmann, A.*: Kerntechnik 5, 385, (1963)
- [17] *Justi, E.; Wenzel, A.*: Naturwissenschaften 47, 289 (1960)
- [18] *Justi, E.*: Naturwissenschaften 48, 537 (1961)
- [19] *Euler, J.*: Energie-Direktumwandlung, München: Verlag Karl Thiemig KG

Die Bewältigung der Zukunft

Dr. Wolfgang Reischock

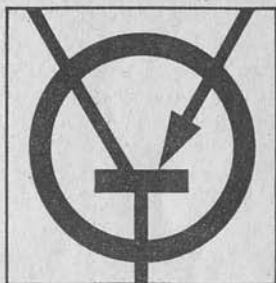
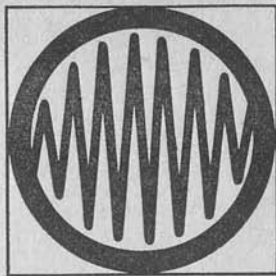
Eine neue Ära hat begonnen ...

Maschinen und ganze Fabrikabteilungen, die sich selbst steuern, Elektronenrechner, die die Geisteskräfte des Menschen potenzieren, Datenverarbeitungsanlagen, die uns helfen, ökonomische und gesellschaftliche Prozesse nach unserem Willen zu lenken – damit werden wir alle zu tun haben. Die neuen technischen Mittel, die uns in die Hand gegeben sind, müssen wir vor allem als mitarbeitende, mitplanende, mitregierende Staatsbürger zu beherrschen wissen. Das hat tiefreichende Konsequenzen, die in diesem Buch untersucht werden.

Dieses Buch erhalten Sie in jeder Buchhandlung.

180 Seiten mit zahlreichen Abbildungen, Halbleinen

Bestell-Nr. 232505, 4,- Mark



VOLK UND WISSEN
VOLKSEIGENER VERLAG
BERLIN

Dialog mit dem Computer — Moderne Arbeitsprinzipien elektronischer Datenverarbeitungsanlagen —

Dipl.-Math. Claus Goedecke

Die Entwicklung der elektronischen Datenverarbeitung ist durch die ständige Verbesserung der Leistungsfähigkeit der zum Einsatz gelangenden elektronischen Datenverarbeitungsanlagen gekennzeichnet. Die Maßnahmen zur Erhöhung der Leistungsfähigkeit der Datenverarbeitungsanlagen lassen sich in folgenden Punkten zusammenfassen:

- ständige Verbesserungen in der Leistungsfähigkeit und Zuverlässigkeit der verwendeten Bauelemente, Baugruppen und Geräte;
- Entwicklung und Anwendung von neuen Bauelementen und Geräten;
- Verbesserungen und Veränderungen in der internen Organisation der elektronischen Datenverarbeitungsanlagen.

Bereits Anfang der 60er Jahre sind Groß-Datenverarbeitungsanlagen entwickelt worden; die Groß-Datenverarbeitungsanlagen, die heute zum Einsatz gelangen, weisen jedoch demgegenüber völlig andere Leistungskennziffern auf. Wie sich die Maßstäbe verschoben haben, soll an einigen Beispielen illustriert werden: Die Rechengeschwindigkeiten stiegen von 50000 bis 100000 Operationen je Sekunde auf mehr als 1 Mill. Operationen je Sekunde an, die Zugriffszeiten verkürzten sich von einigen Mikrosekunden auf wenige hundert Nanosekunden, die internen Speicherkapazitäten erhöhten sich von durchschnittlich 20000 bis 40000 Worten auf über 250000 Worte. Weitaus schnellere und neuartige Eingabe- und Ausgabegeräte sowie externe Speicher kamen zum Einsatz, z. B. optische Belegleser, Bildschirmanzeigen oder xerografische Schnelldrucker.

Einer der wichtigsten Aspekte bei der Weiterentwicklung der Leistungsfähigkeit der Groß-Datenverarbeitungsanlagen bestand jedoch in der Konzipierung völlig neuer, moderner interner Organisationsformen der Anlagen.

Entwicklung der internen Organisation

Das klassische Konzept der Rechenautomaten beruht auf dem bekannten Blockschaltbild, bestehend aus Speicher, Rechenwerk, Steuerwerk und aus den Eingabe- und Ausgabegeräten. Der organisatorische Ablauf voll-

zog sich in einer rein sequentiellen Abarbeitung der Befehlskette des im Speicher der Anlage aufbewahrten Programms. Dabei konnte jeweils nur eine Einheit der Anlage in Tätigkeit sein; während der Eingabe ruhten Verarbeitung und Ausgabe, bei der Verarbeitung der Daten konnten keine Eingabe- oder Ausgabeoperationen durchgeführt werden, und schließlich wurden bei der Ausgabe Eingabe und Verarbeitung außer Tätigkeit gesetzt. Erst nach erfolgtem Rücksignal konnte zur nächsten Operation, dem nächsten Befehl, übergegangen werden.

Eingabe- und Ausgabepufferung

Es hat sich herausgestellt, daß die Geschwindigkeit der Durchführung eines Datenverarbeitungsprozesses im wesentlichen davon abhängt, wie schnell es gelingt, der elektronischen Datenverarbeitungsanlage die zur Verarbeitung benötigten Daten zuzuführen bzw. die Ergebnisse der Verarbeitung auszugeben.

Während die Verarbeitung der Daten in der Anlage im Mikrosekundenbereich liegt, ergeben sich für die direkte Eingabe der Daten mit Hilfe der bekannten Lesemechanismen Zeiten im Millisekundenbereich.

Eine wesentliche Verbesserung der Leistungsfähigkeit der elektronischen Datenverarbeitungsanlagen wurde in diesem Zusammenhang durch die Verwendung von Zwischenspeichern, sogenannten *Puffern*, erzielt.

Puffer dienen dazu, Eingabe und Ausgabe einerseits und die Verarbeitung andererseits zeitlich zu überlappen und damit einen Geschwindigkeitsausgleich zwischen der Zentraleinheit der elektronischen Datenverarbeitungsanlage und den peripheren Geräten herzustellen. Die Überführung der Informationen in den Puffer bei der Eingabe bzw. aus dem Puffer bei der Ausgabe erfolgt unabhängig von der Arbeit der Zentraleinheit. Puffer sind kleine Speicher, die auf elektronischer Basis arbeiten und eine bestimmte Informationseinheit, z. B. den Inhalt einer Lochkarte oder die Zeichen einer Druckzeile, aufnehmen können. In Abhängigkeit von ihrer Funktion für die Eingabe bzw. Ausgabe unterscheidet man *Eingabe- und Ausgabepuffer*.

Durch die Verwendung von Pufferspeichern wird die Zentraleinheit zur Durchführung von Eingabe- und Ausgabeoperationen nur noch für einen Bruchteil der Zeit blockiert, die für den direkten Transport der Daten von bzw. zu den peripheren Geräten erforderlich wäre. Die Wirkungsweise eines Puffers soll am Beispiel der Verarbeitung von Lochkarten gezeigt werden: Nachdem der Inhalt einer Lochkarte in den Eingabepuffer übertragen wurde, erfolgt bei Anruf durch die Zentraleinheit die Überführung der Daten mit großer Geschwindigkeit in den internen Speicher. Nach Abschluß dieser Übertragung beginnt die interne Verarbeitung, und gleichzeitig – parallel zur internen Verarbeitung – wird der Inhalt der nächsten

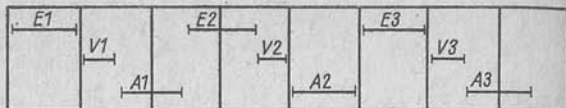


Bild 1 Zeitlicher Zusammenhang zwischen Eingabe, Verarbeitung und Ausgabe bei ungepufferter Ein- und Ausgabe

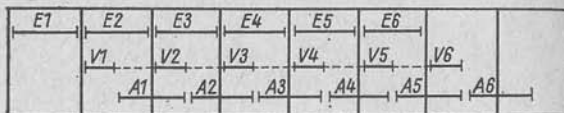


Bild 2 Zeitlicher Zusammenhang zwischen Eingabe, Verarbeitung und Ausgabe bei gepufferter Ein- und Ausgabe (dabei bedeuten E1, E2, ... Eingabe Informationseinheit 1, 2, ... analog V1, V2, ... Verarbeitung und A1, A2, ... Ausgabe)

Die gestrichelten Linien im Bild 2 stellen Wartezeiten der Zentraleinheit dar

Lochkarte von dem im Verhältnis zur internen Verarbeitung langsamen Lochkartenleser in den Eingabepuffer übertragen, so daß beim nächsten Anruf durch die Zentraleinheit wieder kurzfristig Daten zur Verarbeitung zur Verfügung stehen.

In Bild 1 und Bild 2 ist der zeitliche Zusammenhang zwischen Eingabe, Verarbeitung und Ausgabe bei ungepufferter bzw. gepufferter Ein- und Ausgabe dargestellt.

Mehrfachverarbeitung

Bei einer Vielzahl von Datenverarbeitungsprozessen sind nur verhältnismäßig wenige Rechenoperationen auszuführen, so daß trotz der Verwendung von Eingabe- und Ausgabepuffern größere Wartezeiten der Zentraleinheit auftraten, da die Puffer nicht rechtzeitig mit neuen Informationen gefüllt werden konnten.

Um diese Wartezeiten der Zentraleinheit möglichst geringzuhalten, wurde das Konzept der Mehrfachverarbeitung (in der amerikanischen Literatur als *Multiprogramming* bezeichnet) entwickelt, das die parallele Verarbeitung zweier oder mehrerer Programme gestattet. Die Steuerung des gesamten Ablaufs übernimmt dabei das sogenannte Operationssystem. Nachdem den einzelnen zur Abarbeitung zur Verfügung stehenden Programmen eine bestimmte Priorität zugeordnet wurde, übergibt das Operationssystem die Steuerung dem Programm, das die höchste Priorität hat. Muß zu einem bestimmten Zeitpunkt dieses Programm auf eine Eingabe- oder Ausgabemöglichkeit warten, so erhält das Operationssystem

ein Signal und übergibt daraufhin die Steuerung an das Programm mit der nächsthöheren Priorität. Dieses Programm kann in einem relativ geringen Zeitraum von einigen Millisekunden bereits eine große Anzahl von Operationen ausführen. Es wird erst dann unterbrochen, wenn zwischenzeitlich die Eingabe- oder Ausgabemöglichkeit für das 1. Programm gegeben ist oder das 2. Programm selbst auf eine Eingabe oder Ausgabe warten muß. Im 2. Fall wird in Abhängigkeit von den Möglichkeiten der Anlage die Abarbeitung weiterer Programme eingeschoben.

Zur Realisierung dieser zeitlich verzahnten Abarbeitung mehrerer Programme sind neben dem Operationssystem ein wirksamer Speicherschutz sowie ein schnelles Kopieren und Wiederherstellen des Systemzustands beim Übergang von einem Programm zu einem anderen erforderlich.

Datenfernverarbeitung

Die Datenfernverarbeitung ist eine Weiterentwicklung der Grundidee der Mehrfachverarbeitung zu einer großen Vielseitigkeit. Dabei stellt die Datenfernverarbeitung gleichzeitig eine wesentlich kompliziertere Datenverarbeitungsform dar, da an die Stelle einer Zugriffsmöglichkeit bei der Mehrfachverarbeitung unmittelbar an der Anlage eine große Anzahl voneinander unabhängiger, räumlich getrennter Zugriffsmöglichkeiten (beispielsweise 50 oder 100) treten. Damit entfällt die bei der Mehrfachverarbeitung vorhandene übergeordnete Steuerung durch eine Bedienungskraft, die unter anderem in der Vorauswahl der Programme bezüglich einer hohen Effektivität (z. B. werden gewöhnlich ein eingabe- und



Bild 3 Fernschreiber als Eingabe-Ausgabe-Station für Datenfernverarbeitung

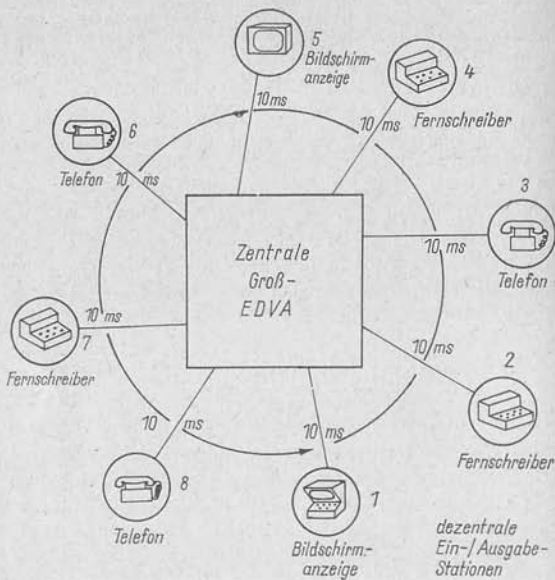


Bild 4 Prinzipdarstellung eines Time-sharing-Betriebs

ausgabeintensives Programm mit einem rechenintensiven Programm der zeitlich verzahnten Abarbeitung unterworfen) und in manuellen Korrekturingriffen besteht, und es ergeben sich für ein Operationssystem der Datenfernverarbeitung wesentlich kompliziertere Funktionen gegenüber dem Operationssystem für die Mehrfachverarbeitung.

Unter Datenfernverarbeitung (*Teleprocessing*) versteht man die Verbindung von Datenverarbeitung und Datenfernübertragung. An eine zentrale elektronische Groß-Datenverarbeitungsanlage sind in beliebigen räumlichen Entfernungen eine Vielzahl von Eingabe- und Ausgabestationen angeschlossen — sogenannte *Remote-Stations*, von denen aus gleichzeitig die Anlage benutzt werden kann, ohne daß sich die einzelnen Nutzer der Anlage bei Abarbeitung ihrer Programme gegenseitig beeinflussen.

Eine typische Form der Datenfernverarbeitung ist das sogenannte *Time-sharing*. Einer Vielzahl von Benutzern der Anlage, die über Bedienpulte mit der Anlage verbunden sind, teilt man abwechselnd jeweils ein bestimmtes Zeitintervall zu, nach dessen Ablauf das eine Programm unterbrochen und das nächste Programm an der Stelle, an der es beim vorhergehenden Durchlauf gestoppt worden ist, fortgesetzt wird. Reihenfolge und Zeitintervall sind jeweils mit den Teilnehmern nach verschiedenen

Gesichtspunkten, u. a. nach Dringlichkeit oder Umfang der einzelnen Programme, vereinbart.

Man unterscheidet 2 verschiedene Formen eines *Time-sharing-Betriebs*: *Teilhaberbetrieb* und *Teilnehmerbetrieb*.

- Unter Teilhaberbetrieb versteht man die gleichzeitige Benutzung einer elektronischen Datenverarbeitungsanlage von mehreren Teilnehmern zum gleichen Zweck, d. h., von den einzelnen Datenstationen aus wird an der Abwicklung ein und derselben Aufgabe gearbeitet. Das typische Beispiel eines Teilhaberbetriebs bildet beispielsweise ein Platzreservierungssystem.
- Unter Teilnehmerbetrieb versteht man die Nutzung einer elektronischen Datenverarbeitungsanlage durch voneinander unabhängige Anwender mit unterschiedlichen Aufgabenstellungen.

Mit der Datenfernverarbeitung sind der Anwendung der elektronischen Datenverarbeitung völlig neue Möglichkeiten gegeben. Im Zusammenhang mit einer einfachen Programmiersprache, die keine speziellen Anlagenkenntnisse mehr voraussetzt, wird der *Dialog mit dem Computer*, wie er in vielen populärwissenschaftlichen Veröffentlichungen bezeichnet wird, unmittelbar vom Arbeitsplatz aus möglich. Variantenberechnungen für Führungsentscheidungen können unmittelbar durchgeführt und über spezielle Peripherieeinheiten, Fernschreiber oder Bildschirmanzeigen, sichtbar gemacht werden.

Die Datenfernverarbeitung bietet eine Reihe wesentlicher Vorteile gegenüber der bisherigen Form der elektronischen Datenverarbeitung. Durch die Vielzahl der Teilnehmer kann man die Verarbeitungskapazität der Anlage wesentlich besser auslasten als bei einer größeren Anzahl mittlerer und kleiner Anlagen. Trotzdem hat jeder Teilnehmer den Eindruck, als arbeitete er ganz allein mit der Anlage. Daraus ergibt sich eine sehr wirtschaftliche Anwendungsform der elektronischen Datenverarbeitung, da außerdem der Personalbedarf für Betrieb und Wartung der Anlage geringer ist als bei einer Vielzahl mittlerer und kleiner Anlagen und zudem jeder Teilnehmer auf eine umfangreiche Programmbibliothek zurückgreifen kann.

Nicht unerwähnt bleiben sollen die sich aus der Datenfernverarbeitung ergebenden Vorteile für die praktische Ausbildung auf dem Gebiet der elektronischen Datenverarbeitung. Das Vordringen der elektronischen Datenverarbeitung in immer neue Anwendungsgebiete erfordert eine umfassende Qualifizierung auf breiter Ebene. Im *Time-sharing-Betrieb* kann dabei nicht nur praktischer Programmierunterricht erteilt werden, sondern auch die allgemeine Ausbildung, z. B. an Hoch- oder Fachschulen, läßt sich auf diese Weise wirkungsvoll ergänzen. Die Programmtestung kann parallel zum normalen Anlagenbetrieb erfolgen, ohne den Fluß der Verarbeitung merklich zu beeinflussen.

Die genannten Vorteile der Datenfernverarbeitung dürfen nicht darüber hinwegtäuschen, daß bis zu einer umfassenden Anwendung noch eine Vielzahl von Problemen zu lösen sind. In den kommenden Jahren ist jedoch unter bestimmten Einschränkungen eine immer stärkere Verbreitung zu erwarten.

Elektronik-Splitter

„Computer-Lyrik“, Droste-Verlag Düsseldorf, 48 Seiten, 5,80 Westmark

Ein Zusecomputer Z 23 wurde mit einigen hundert Worten aus Gedichten von Goethe, Droste-Hülshoff, Claudius und Tagore gespeist und mit einem Programm für Satz- und Versformen, Reimschema und Rhythmus versehen.

Das bekannte „Abendlied“ von Claudius „Der Mond ist aufgegangen“ erlebte nunmehr die aufrüttelnde Neufassung:

Das Laub ist aufgeflimmert
Die tote Seele wimmert
Zum Greise nah und gar.
Der Schein perlt frei und stecket
Und an den Blüten recket
Die weiße Woge unsichtbar.

Vor der Presse klagten die geistigen Väter dieser Computergedichte: „Die Benutzung eines Computers zur Lyrik-Herstellung wird von den meisten Dichtern als Mißbrauch der Lyrik, von den meisten Technikern als Mißbrauch des Computers empfunden.“

In Quebec hatte man ebenfalls einen literarischen Computer-Versuch unternommen. Der Text: „Der Geist ist willig, aber das Fleisch ist schwach“ sollte vom griechischen Urtext übertragen werden. Herauskam — so sagt man — „Der Whisky wird empfohlen, aber das Fleisch ist nicht sehr gut“.

Gute Nachricht für Bastler und Funkamateure

Seit sechs Jahren ist unser Spezialgeschäft der erfahrene und verlässliche Partner der Bastler und Funkamateure.

Wir liefern Ihnen

Halbleiter, keramische Bauteile
Ferrite für verschiedene Zwecke
Gehäuse aus Stahlblech, Oszillografenröhren
Spezialröhren, Meßinstrumente, Widerstände
Kondensatoren, Trafos, Relais-Spulenkörper
Schalter, Drosseln, Lautsprecher

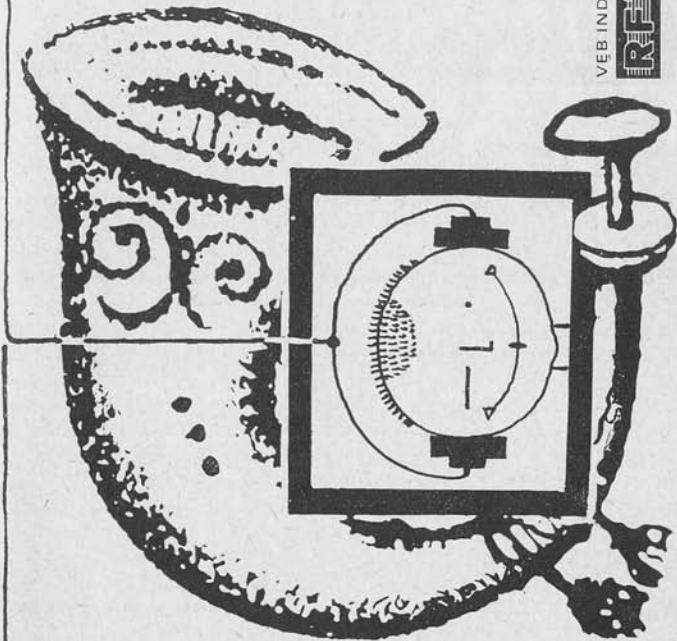
Fachfiliale „Funkamateure“

8023 Dresden, Ernst-Thälmann-Str. 9

VEB INDUSTRIEVERTRIEB RUNDFUNK UND FERNSEHEN

RFT

RADIO-television



Einführung in die Problematik des Farbfernsehens (4)

Ing. Klaus K. Streng

Die NTSC-Norm

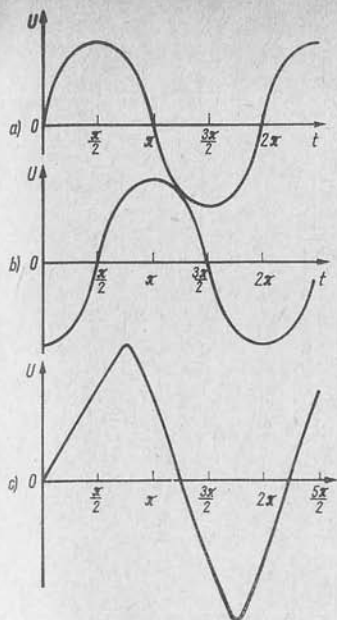
Die älteste vollkompatible elektronische Farbfernsehnorm ist die *NTSC*-Norm (*NTSC* = *National Television System Committee* = Nationales Fernsehsystemkomitee). Diese Norm stammt aus den USA und ist von namhaften Fernsehexperten in Rekordzeit auf die Beine gestellt worden. Dieser Zeitdruck bei der Entwicklung der *NTSC*-Norm ist wahrscheinlich auch eine der Ursachen für ihre zahlreichen Schwächen.

Ursprünglich wurden Experimentalsendungen mit der für die betreffende Fernsehnorm abgewandelten *NTSC*-Norm u. a. in Moskau, Leningrad, London und anderswo ausgestrahlt. Inzwischen entschieden sich die Staaten außerhalb der USA für die zweifellos günstigeren Systeme PAL und SECAM. Eines der wenigen Länder, die auch weiterhin mit der *NTSC*-Norm arbeiten, ist Japan.

Auch bei der *NTSC*-Norm werden im Prinzip 2 Farbdifferenzsignale zusätzlich zum Leuchtdichtesignal übertragen (s. auch *Einführung in die Problematik des Farbfernsehens (3) im Elektronischen Jahrbuch 1969*). Man wählte nicht unmittelbar die Farbdifferenzsignale $R - Y$ und $B - Y$, sondern daraus abgeleitete und eng damit verwandte Signale. Man nennt diese Signale allgemein das *I*- und das *Q*-Signal.

Kennzeichnend für das *NTSC*-Verfahren ist, daß bei ihm *ständig* beide Farbdifferenzsignale übertragen werden. Da man nur einen Farbträger mit der Frequenz von etwa 4,211 MHz verwendet, müssen beide Farbdifferenzsignale diesen Träger *gleichzeitig* modulieren. Im Empfänger werden sie jedoch getrennt wiedergegeben. Eine solche Doppelmodulation läßt sich im Prinzip auf verschiedene Arten durchführen. Man hat eine kombinierte Amplituden-Phasen-Modulation gewählt (Bild 1).

Das eine Signal — das *I-Signal* — moduliert den Farbträger direkt in seiner Amplitude. Dies ist einfach. Damit der Farbträger sich nicht unnötig als Moiré im Bild bemerkbar macht, unterdrückt man diesen Träger nach der Modulation. Das zweite Signal — das *Q-Signal* — wird dem um 90° phasenverschobenen Träger ebenfalls in seiner Amplitude aufmoduliert.



*Bild 1
Prinzip der Doppelmodulation
beim NTSC-Farbträger;*

- a — direkter Träger (unmoduliert).*
- b — um 90° phasenverschobener Träger (unmoduliert).*
- c — Zusammensetzung von a und b*

Nach Zusammenfügen der beiden modulierten Träger und nach der erwähnten Unterdrückung des Trägers erhält man ein hochfrequentes komplexes Signal, in dem die Farben die jeweilige Phasenlage bestimmen und die Farbsättigung die Größe festlegt.

Auf der Gegenseite, im Farbfernsehempfänger, filtert man das komplexe 4,211-MHz-Signal aus dem Leuchtdichtesignal aus und setzt den wiederhergestellten Träger mit großer Genauigkeit zu. Um diesen Träger wiederherzustellen, muß ein quartzgesteuerter Oszillator für ihn durch ein Farbsynchronisiersignal — den sogenannten *burst* (sprich: börst) — phasenstarr synchronisiert werden. Das Signal mit zugesetztem Träger wird nun einmal direkt, zum anderen Male mit um 90° phasenverschobenem Träger demoduliert und liefert auf diese Weise die ursprünglichen *I*- und *Q*-Informationen. Blockschaltbilder von Koder und Dekoder für NTSC-Farbfernsehen sind im Bild 2 zu sehen.

Der aufmerksame Leser hat bereits die Grundschwäche dieses in seiner Art zweifellos genialen Verfahrens erkannt: Da die Phasenlage des 4,211-MHz-Signals von dem jeweilig übertragenen Farbton bestimmt wird, müssen sich alle Phasenverschiebungen auf dem Übertragungsweg in Farbtonänderungen auswirken. Bei Umschaltungen auf andere Übertragungsstellen (beispielsweise bei einer Sportveranstaltung) ändern sich

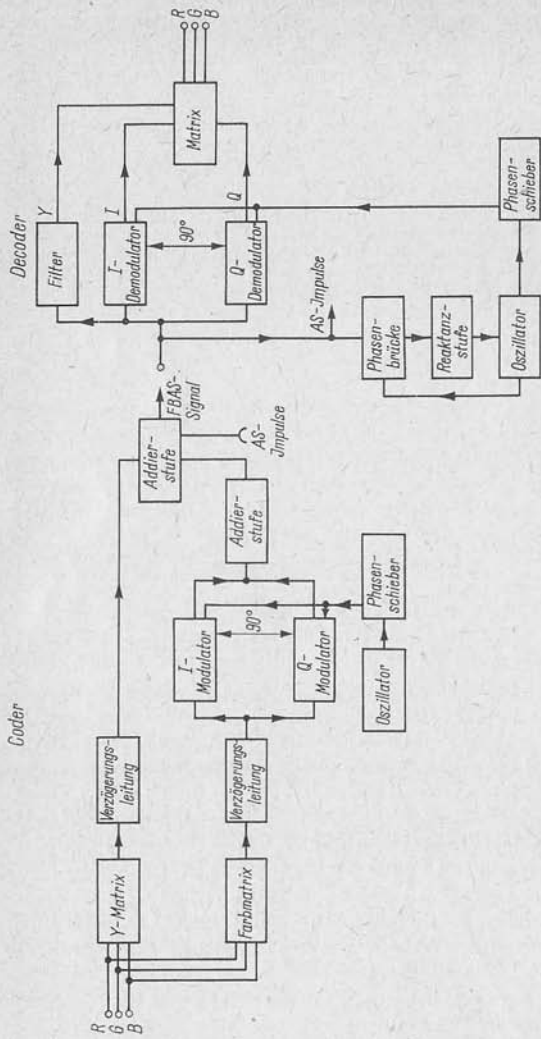


Bild 2 Koder und Dekoder beim NTSC-Farbfemalstystem

z. B. meist sämtliche Farbtöne. Diese Schwäche des NTSC-Verfahrens trug ihm die ironische Namensauslegung ein „NTSC = *Never Twice The Same Color* = Nie zweimal die gleiche Farbe“. Trotzdem ist das NTSC-Verfahren, obwohl heute technisch überholt, eine großartige Leistung. Auf seinen Grundideen bauen die beiden moderneren Systeme SECAM und PAL auf. Wenden wir uns letzterem zu.

Das PAL-Verfahren

Die Abkürzung PAL heißt *Phase Alternating Line* = zeilenwechselnde Phase. Die Grundidee von Dr. Bruch, dem Erfinder, ist, eine der beiden Farbinformationen, und zwar $R - Y$, je Zeile umzupolen, also seine Phase um 180° zu drehen. Der unterwegs eventuell auftretende Phasenfehler wirkt sich immer in der gleichen Richtung aus, d. h., er ist in Betrag und Winkel unabhängig von der jeweiligen Polung der $R - Y$ -Information. Durch Addition beider Informationen, der „richtigen“ und der gespiegelten umgepolten, kann man die wahre Bezugsachse wiederherstellen, die frei von dem auftretenden Phasenfehler ist. Eine einstellbare Farbkorrektur wird damit beim PAL-Farbfernsehempfänger überflüssig. „Grüne Elefanten“ gibt es beim PAL im Gegensatz zum NTSC-Farbfernsehempfänger nicht zu sehen.

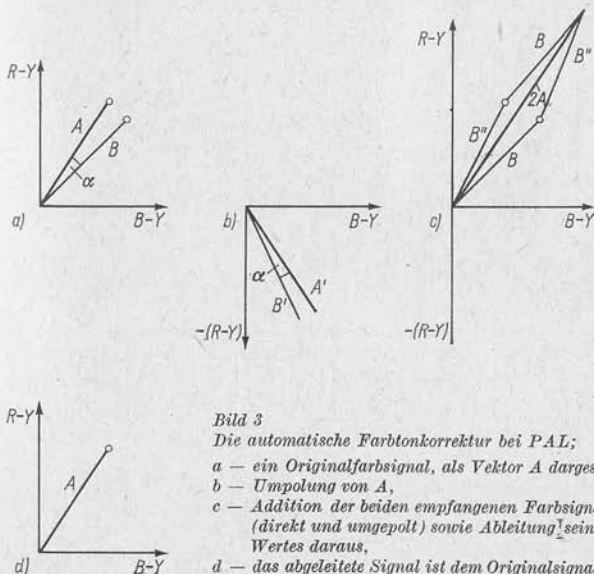


Bild 3

Die automatische Farbkorrektur bei PAL;

a — ein Originalfarbsignal, als Vektor A dargestellt,

b — Umpolung von A ,

c — Addition der beiden empfangenen Farbsignale B und B' (direkt und umgepolt) sowie Ableitung seines „wahren“ Wertes daraus,

d — das abgeleitete Signal ist dem Originalsignal A identisch

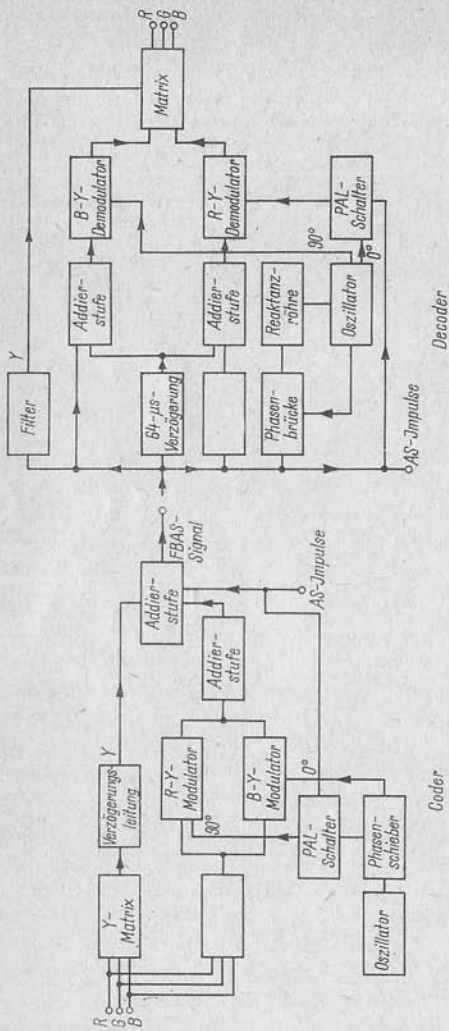


Bild 4 Koder und Dekoder für das PAL-System

Bild 3 zeigt das Prinzip der Farbkorrektur bei PAL. Im Bildteil a wird die Farbinformation A übertragen. Sie ist im Empfänger mit dem Phasenfehler α behaftet (B). Im Bildteil b erscheint A umgepolt und wird B' . Der Phasenfehler bleibt konstant und ist auch hier α . Durch Addition des Wertes B und des gespiegelten B' (in diesem Fall heißt er B'') wird im Bildteil c die Bezugsachse und der wahre Wert von A wiederhergestellt; der Phasenfehler α ist verschwunden.

Um $+A$ und $-A$ addieren zu können, müssen beide gleich groß sein, wenn auch mit entgegengesetzter Phase. Dazu enthält der PAL-Farbferrsehempfänger eine Laufzeitleitung, die ebenso wie beim SECAM-Verfahren das Signal genau um eine Zeilenlänge (etwa $64 \mu\text{s}$) verzögert. Bild 4 zeigt die Blockschaltbilder von PAL-Koder und -Dekoder.

Es ließe sich einwenden, daß durch die PAL-Farbkorrektur bei großen Werten von α eine Verfälschung der Farbsättigung eintreten muß. Dies ist theoretisch richtig, stört aber den Fernsehzuschauer nicht, wie die inzwischen gesammelten Betriebserfahrungen mit PAL zeigen. Außerdem sind große Werte von α in der Praxis äußerst selten.

Vergleich von NTSC, SECAM und PAL

Ein kritischer Vergleich der 3 bekannten und praktisch angewendeten Farbferrsehsysteme ergibt folgendes Bild.

NTSC hat zweifellos die größte Betriebserfahrung. Seine Nachteile sind indes so groß, daß sich kein europäischer Staat für dieses System entschied, trotz eines gewissen Druckes, den US-amerikanische Konzerne zweifellos ausüben. Dies charakterisiert wohl am besten NTSC.

SECAM, die Erfindung des Franzosen *Henri de France*, tauchte etwa 1956 zum ersten Male in Expertenkreisen auf und wurde seitdem ständig verbessert. Es hat den Vorteil, relativ einfache Empfängerschaltungen zu erlauben. Im praktischen Betrieb erweist es sich NTSC überlegen.

PAL ist das jüngste Farbferrsehsystem. Es stellt eine wesentliche Weiterentwicklung des NTSC-Systems dar und vermeidet dessen Nachteile. Die PAL-Empfängerschaltungen sind etwas aufwendiger als solche der anderen beiden Farbferrsehsysteme. Im praktischen Betrieb — dies ist die Meinung internationaler Fachgremien — sind die Ergebnisse von SECAM und PAL gleichwertig. Wo das eine System etwas vorteilhafter ist, zeigt das andere geringe Nachteile und umgekehrt.

Wie im *Elektronischen Jahrbuch 1969* bereits erwähnt, entschieden sich die meisten sozialistischen Staaten auf der Farbferrsehkonferenz in Oslo 1967 für SECAM.

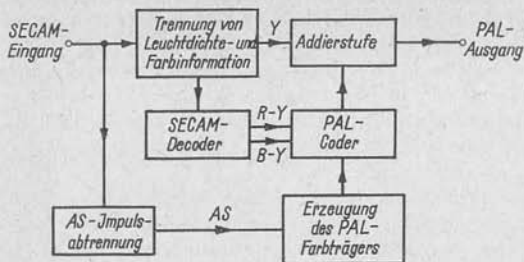


Bild 5 Blockschaltbild des SECAM-PAL-Transkoders, wie er für die Winterolympiade 1968 eingesetzt worden war

Möglichkeit der Transkodierung PAL-SECAM und umgekehrt

Da beide Systeme – SECAM und PAL – voll kompatibel sind, können Farbfernsehsendungen nach jedem System auf alle Fälle in Schwarz-Weiß empfangen werden. Auch die Transkodierung der Farbe, d. h. die Umwandlung von SECAM-Sendungen in PAL-Sendungen und umgekehrt, erwies sich als möglich, und zwar vollelektronisch. Es ist jedoch nicht etwa so, daß eine Farbfernsehkamera vor dem Bildschirm eines Farbfernsehempfängers steht, wobei der Empfänger Bilder nach der einen Norm empfängt, die Kamera aber einen Koder für die andere Norm speist. Wie die Übertragung z. B. der farbigen Fernsehsendungen von der Winterolympiade aus Grenoble nach Westdeutschland bewies, kann man transkodieren. Bild 5 zeigt das Blockschaltbild des dafür eingesetzten Farbtranskodiergeräts. Genauso ist im Prinzip auch eine Umwandlung von PAL nach SECAM möglich.

Diese Erklärung soll jedoch nicht so verstanden werden, daß mit einem kleinen Zusatzgerät der einzelne (Farb)-Fernsehteilnehmer einfach auch die Fernsehsendungen mit einer anderen Farbfernsehnorm transkodieren kann. Dazu wäre ein Transkoder wahrscheinlich zu aufwendig. Aber von industrieller Seite sind sicher kombinierte PAL/SECAM-Dekoder zu realisieren. Es gab ja auch schon in früheren Jahren Mehrnormen-Fernsehergeräte für den Schwarz-Weiß-Empfang.

Wie wird es weitergehen mit dem Farbfernsehen?

Diese Frage wird von interessierten Laien oft gestellt. Propheten sind heute aus der Mode gekommen, doch einige technische Perspektiven lassen sich bereits absehen.

Genauso wie bei Schwarz-Weiß-Fernsehsendungen können beim Farbfernsehen ebenfalls Nachrichtensatelliten eingesetzt werden. Es sei nur an die diesbezüglichen Experimente mit dem sowjetischen Satelliten *Molnija* erinnert. Dieser übertrug nicht nur Farbfernsehsendungen von Moskau nach Wladiwostok und Paris, sondern z. B. auch am 1. Mai 1968 die Moskauer Maidemonstration u. a. nach Kanada und Italien — in Farbe!

Hinsichtlich der Farbfernsehnorm wird sich in diesem Jahrhundert kaum etwas ändern. Dafür gibt es bereits zu viele Farbfernsehempfänger in der Welt. Die Farbfernsehnorm-Grenze ist nun einmal da. Aber sie bildet, wie wir sahen, auch bei verschiedener Zeilenzahl kein unüberwindbares Hindernis. Dabei stehen wir erst am Anfang der Entwicklung des Farbfernsehens. Eine Reihe von Fragen zu diesem Thema bleibt noch offen; sie können in diesem Rahmen nicht beantwortet werden. Diese Beitragsfolge sollte nur einige Probleme des Farbfernsehens kurz erklären. Hoffentlich ist dies gelungen.

Elektronik-Splitter

Farbig aus Schwarz-Weiß

Mit einem normalen Schwarzweiß-Fernsehgerät lassen sich nach Angaben des Kölner Wissenschaftlers Dr. von Campenhausens farbige Bilder empfangen. Der Wissenschaftler, der im neuen Zoologischen Institut der Kölner Universität mit sinnespsychologischen Forschungsarbeiten beschäftigt ist, sagte, das nach einer von ihm entwickelten Theorie arbeitende Farbfernsehen würde einen „unendlich geringeren Aufwand als das bisherige Farbfernsehen erfordern“. Lediglich das System der Aufnahmekameras müßte verändert werden.

Ausgangspunkt der Theorie von Campenhausens ist nach seinen Angaben die im vergangenen Jahrhundert von einem englischen Forscher entwickelte rotierende Benham'sche Scheibe, auf der der Betrachter Farben erkennt, obgleich auf der Scheibe nur Schwarzweißmuster aufgezeichnet sind. Das Verfahren werde bereits praktisch von einer amerikanischen Gesellschaft in Los Angeles angewandt, neue Untersuchungen im Zoologischen Institut in Köln zeigten allerdings, daß das amerikanische Verfahren noch wesentlich verbessert werden muß.

RFT

electronic

Im Blickpunkt



Der Fortschritt in Wissenschaft und Technik ist eng verbunden mit dem Einsatz der Elektronik. Entscheidend für das zuverlässige Arbeiten sind moderne Geräte, Anlagen und deren Bauelemente

Wir fertigen: Halbleiterdioden im Plastgehäuse
Empfängerröhren
Oszillografenröhren
Elektronische Meßgeräte

VEB FUNKWERK ERFURT

50 Erfurt, Rudolfstraße 47



„5 Millionen Bilder in einem Kristall von 1 cm³ Rauminhalt!“

Das prophezeiten 1968 die Wissenschaftler *Juris Upatnieks* und *Emmett Leith* den Teilnehmern eines Ingenieurtreffens. Sie waren es auch, die 1962 die Holografie wiederentdeckten, als ihnen mit dem Laserstrahl eine starke, kohärente Lichtquelle zur Verfügung stand.

Bereits 1920 wurde das Prinzip der Holografie von *Wolfke* angegeben. In den 30er Jahren kam *Boersch* wieder darauf zurück, als das Elektronenmikroskop entwickelt war, und der englische Physiker *Dennis Gabor* erhielt 1948 ein Patent zur Holografie; aber erst seit der Erfindung des Lasers (1960) konnten wirklich entscheidende Fortschritte auf dem Gebiet der Holografie erzielt werden.

Ganz vereinfacht könnte man diese Technik als eine linsenlose Fotografie bezeichnen; das aufzunehmende Objekt wird direkt auf die Fotoplatte gebannt. Auf die Fotoplatte gelangt einmal das Licht des mit einem Laserstrahl beleuchteten Objekts und einmal der Laserstrahl direkt. Im Takt der Schwingungsstörungen (Interferenz) wird die lichtempfindliche Schicht der Fotoplatte geschwärzt.

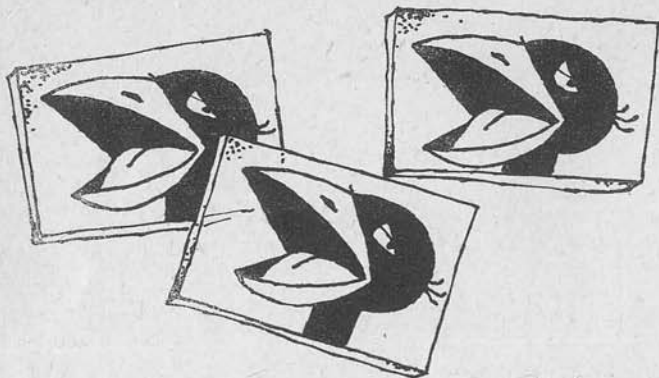
Betrachtet man die entwickelte Fotoplatte mit gewöhnlichem Licht, so ist auf ihr von dem aufgenommenen Objekt nichts zu erkennen. Alle Bildinformationen sind in der feinen Interferenzstruktur enthalten. Erst wenn die Fotoplatte von einem Laserstrahl durchleuchtet wird, ergibt sich ein plastisches Bild. Ändert der Betrachter seinen Standort, dann verändert sich die Perspektive des Bildes mit. Das kommt daher, weil das Foto ohne Linse entstand und jeder Punkt des Objekts sein Licht auf die gesamte Fotoplatte verteilte. Das Hologramm besteht also aus einer Vielzahl winziger Bilder, die den gleichen Gegenstand aus vielerlei Perspektiven zeigen. Im Auge des Betrachters addieren sich sämtliche Teilbilder dann zu einem plastischen Bild.

Deshalb kann man eine solche Fotoplatte in winzige Teile zerlegen, und doch ergibt jedes Teilstück wieder ein komplettes Bild des Gegenstands. Damit ermöglicht das Hologramm nicht nur das räumliche Sehen (z. B. 3-D-Fernsehen), sondern ist auch ein idealer Datenspeicher. Es eignen sich

Kristalle, z.B. Kaliumbromid, in denen die verkleinerten Hologramme gespeichert werden können. Dazu wird vor jeder Aufnahme der Kristall ein wenig gedreht. Immerhin sind in 1 cm^3 eines solchen Kristalls 1 Trillion (10^{15}) lichtempfindliche Zentren. — Eine ganze Staatsbibliothek, gespeichert in einigen Hologramm-Kristallen, kann man also schon nicht mehr als Utopie bezeichnen.

Nur — ultraviolettes Licht darf nicht auf den Kristall fallen, sonst sind alle darin gespeicherten Informationen gelöscht!

AXE



1000 Hologramme in einem Kristall

Über tausend Hologramme lassen sich gleichzeitig in einem kleinen Lithium-Niobat-Kristall an Stelle der bisher verwendeten Fotoemulsionen speichern. Das Hologramm wird, wie Wissenschaftler des Forschungslaboratoriums der Bell Telephone Company in den „Applied Physics Letters“ (11/68) berichten, nach herkömmlichen Verfahren aufgenommen. Die dem Hologramm zugrunde liegenden Interferenzmuster werden direkt im Kristall erzeugt. Je nachdem, ob sich die beiden Laserstrahlen, von denen einer direkt aus der Lichtquelle und einer über das abzubildende Objekt in den Kristall fällt, verstärken oder abschwächen, kommt es in der Bildebene zu mehr oder weniger starken lokalen Änderungen des Kristallbrechungsindex. Bei der Sichtbarmachung des Hologramms werden dem durch den Kristall fallenden Laserstrahl die den verschiedenen Brechungsindizes entsprechenden optischen Informationen aufgeprägt. Da die Hologramme in dünnsten Schichten rechtwinklig zu einer der Kristallachsen gespeichert werden, können auf einem kleinen Lithium-Niobat-Kristall bis zu 1000 Hologramme untergebracht werden.

Weitere Vorteile dieses neuen Verfahrens liegen darin, daß 42 Prozent der zur Sichtbarmachung des Hologramms aufgewendeten Lichtenergie tatsächlich im Bild erscheinen. Bei einem fotografischen Prozeß hingegen liegt die Lichtausnutzung bei nur 6 Prozent. Dank diesem hohen Wirkungsgrad dürften wesentlich größere Hologrammformate zugänglich sein. Außerdem kann der Kristall immer wieder für neue Hologramme verwendet werden. Durch Erhitzen auf 170°C lassen sich die unterschiedlichen Brechungsindizes, die optischen Kristallschäden gleichkommen, wieder rückgängig machen.



Bild 1 Auf dem Kalinin-Prospekt in Moskau

Der Taxisfahrer erhält über Funk neue Anweisungen — Zeit und Geld werden gespart

Immer belebter wird der Funkverkehr im Äther. Das ist besonders in den großen Städten und Industriezentren spürbar. Hunderte Funkgeräte sind eingebaut in Wagen der Unfallkommandos, in Feuerwehrautos und Taxis. Und die Städteerbauer? In Moskau arbeiten sie z. B. in 6 großen Bezirken gleichzeitig, und jeder Bezirk entspricht der Größe einer mittleren Stadt.

Tausende von Objekten benötigen aber eine operative Funkverbindung, nur reichen dazu die Frequenzen nicht aus. Die für den Funk Verantwortlichen engen von Zeit zu Zeit die Frequenzbänder für die einzelnen Funkgerätegruppen ein, aber sie haben immer kleinere Teilstrecken zur Verfügung. Der Frequenzmangel bleibt bestehen.

„Sind einige Teilstrecken nicht etwas zu dicht belegt?“interessierten sich die Funker. Es zeigte sich, daß zur gleichen Zeit einige Übertragungskanäle nicht ausgelastet, andere dagegen überlastet waren. Damals kam auch der Gedanke auf, daß es notwendig sei, in Großstädten von den zahlreichen behördlichen und betrieblichen Netzen zu einheitlich koordinierten Übertragungssystemen überzugehen. Im Fall einer kollektiven Nutzung der Frequenzkanäle würde sich ja die Übertragungsfähigkeit des Äthers wesentlich erhöhen lassen.

Dieser Gedanke wurde in dem beweglichen Funkverbindungssystem *Altai* verwirklicht. Im System des *Altai* erfolgt die Funkverbindung



Bild 2 Das Funkgerät Altai wird unter dem Armaturenbrett des Wolga angebracht. Schnell und einfach kann es der Fahrer bedienen

*Bild 3
Vorwiegend mit Transistoren bestückt ist das Funkgerät Altai. Je Fahrzeugstation stehen 8 Sprechkanäle für den Ortsverkehr und 2 Sprechkanäle für den Linienverkehr zur Verfügung*



zwischen einer zentralen Vermittlungsstation und den Teilnehmerstationen, die in Kraftfahrzeugen eingebaut sind. Die zentrale Vermittlungsstation hat eine Sendeanlage und eine Telefonvermittlungseinrichtung. Sie ist für 14 Hauptkanäle mit je 8 Frequenzkanälen ausgelegt. 8 Sender und 1 Achtkanalempfänger betreuen somit 500 bis 800 bewegliche Funkstationen.

Um auch weiterentfernte Teilnehmer zu erreichen, stellte man die Antennen auf einem Hochhaus auf. Mit Hilfe von Verbindungskabeln wurde außerdem die zentrale Vermittlungsstation an das automatisierte Stadttelefonnetz angeschlossen.

Stellen Sie sich vor, Sie fahren im Wolga über den neuen Moskau-Prospekt zum Kalinin-Prospekt. Sie nehmen den Hörer ab, drücken auf einen Knopf und sprechen mit der zentralen Vermittlungsstation. Durch sie lassen Sie sich mit einem beliebigen Telefonanschluß der Stadt Moskau oder einer anderen Stadt verbinden. Denn über das Fernamt können Sie aus dem Auto mit Ihren Bekannten in jeder beliebigen Stadt der UdSSR sprechen. Kein Wunder, daß das System *Altai* immer größere Popularität beim Publikum gewinnt.

Kritischer Vergleich von Zündsystemen für Kraftfahrzeuge

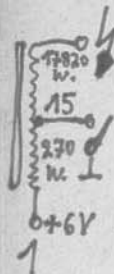
Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer

Zündspule Moped/Motorrad DDR

TGL 835113 1983 6V

prim. $3 \times 90 \text{ Wdg. } 0,65 \text{ CuL } R = 1,6 \Omega$

sek. $27 \times 660 \text{ Wdg. } 0,07 \text{ CuL } R = 6,9 \text{ k}\Omega$ *prologe 2x IsoL*
(17820 Wdg.)



Zum Entzünden des Kraftstoff-Luft-Gemischs in einem Verbrennungsmotor benutzt man seit langem eine Zündkerze. Diese hat einen druckdichten Keramikkörper, in den 2 Elektroden eingebracht sind, die in rund 1 mm Abstand voneinander stehen. Legt man einen Hochspannungsimpuls geeigneter Spannung an, dann wird die Luftstrecke durchschlagen, und der elektrische Funke zündet das Benzin-Luft-Gemisch.

Die Methoden zum Erzeugen des Hochspannungsimpulses haben sich jedoch in historischer Folge geändert vom Magnetzünder (Hochspannungsdynamomaschine), Spulenzündung, über die Transistorzündung bis zur Thyristorzündung.

Die klassische Unterbrecherspulenzündung ist über Jahrzehnte technischer Entwicklung hinweg ausgefeilt, so daß das elektromechanische Zündsystem heute eine gewisse prinzipielle Grenze erreicht hat. Die Forderungen an die Zündung steigen aber durch moderne Motoren (hochtourige Motoren und Wankelmotoren) weiter.

Zur Zeit bestehen 2 Hauptrichtungen der Weiterentwicklung von Zündsystemen:

- Aufteilung der Funktionen *Synchronisation des Zündvorgangs* und *Unterbrechung des Primärstroms* sowie Übertragung der zweiten Funktion an einen Transistorschalter;
- Aufteilung der Funktionen *Energiespeicherung* und *Spannungserhöhung* sowie Übergabe der Energiespeicherung an einen speziellen Speicherkondensator.

Für die weitere Zukunft kann ein völliger Abgang von mechanischen Elementen im Zündsystem prognostiziert werden: Ersatz des Unterbrechers durch einen elektromagnetischen oder optischen Synchronisator, Ersatz der mechanischen Zündverstellung durch eine elektronische usw. Die elektronischen Zündsysteme (gemeint sind Transistorspulenzündung und Thyristorkondensatorzündung) haben folgende Vorteile:

- universelle Verwendbarkeit bei allen Verbrennungsmotortypen;
- Ausgangsspannung 30 bis 50 kV bei allen Betriebsarten des Motors;

- Unterbrecherstrom rein ohmisch und kleiner als 1 A (bei mechanischem Unterbrecher);
- schnelle und stetige Geschwindigkeitswahl;
- Vermeidung von Zündaussetzern (durch schlechte Unterbrecherkontakte);
- völlige Verbrennung des Kraftstoff-Luft-Gemischs bei niedrigen und sehr hohen Geschwindigkeiten;
- Kraftstoffeinsparung bis zu 10%;
- leichteres Starten - dadurch Schonung des Bordakkumulators;
- besserer Start bei tiefen Temperaturen;
- kein Unterbrecherkondensator notwendig.

Natürlich haben die elektronischen Zündsysteme auch Nachteile:

- sie sind teuer und kompliziert;
- sie erfordern mehr Leistung aus dem Bordnetz (gilt im Fall der Transistorspulenzündung);
- die Betriebszuverlässigkeit muß durch Überdimensionierung erreicht werden (Grenzwerte der Halbleiterbauelemente nicht ausnutzen).

Bevor ein Vergleich der Systeme durchgeführt wird, sei zunächst die Leistung im Funken für die verschiedenen Arten berechnet. Dabei soll gesagt sein, daß die minimale Zündenergie in der Praxis 30 mWs beträgt.

Für die konventionelle Spulenzündung gilt (als praktisch möglicher Höchstwert)

Zündstrom 4 A, Primärinduktivität der Zündspule 10 mH

$$W_L = \frac{1}{2} L \cdot I^2 = \frac{4^2 \cdot 10 \cdot 10^{-3}}{2} = 80 \text{ mWs.}$$

Für die Transistorzündung gilt Zündstrom 7 A, Primärinduktivität 3,8 mH

$$W_L = \frac{7^2 \cdot 3,8 \cdot 10^{-3}}{2} = 93 \text{ mWs.}$$

Für die Thyristorzündung gilt mit $U = 320 \text{ V}$ und $C = 2 \mu\text{F}$.

$$W_c = \frac{1}{2} C \cdot U^2 = 100 \text{ mWs.}$$

Man erkennt aus diesen Berechnungen, daß alle Systeme mehr als die erforderliche Mindestenergie abgeben; die Thyristorzündung liefert die höchste Energie.

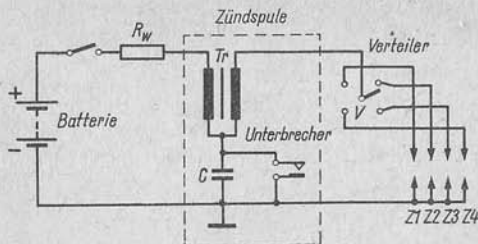


Bild 1 Schaltung der elektromechanischen Zündung

Elektromechanische Zündsysteme

Bild 1 zeigt ein konventionelles Spulenunterbrecher-Zündsystem. Es besteht aus Stromquelle (Akkumulator), Einschalter (Zündschloß), Vorwiderstand R_W (bei 12-V-System), Zündspule Tr , die als Energiespeicher (induktiv) und Transformator wirkt (Umwandlung der Niederspannung der Batterie in eine Hochspannung), Unterbrecher K , der mit der Motorwelle synchron durch Nocken betätigt wird, Funkenlöschkondensator C , Hochspannungsverteiler V und Zündkerzen Z .

Wenn das Zündschloß eingeschaltet und der Unterbrecher geschlossen wird, steigt der Primärstrom gemäß Kurve 1 (Bild 2) an. Nach einigen Millisekunden ist der Maximalstrom $I_{\max} = \frac{U_{\text{batt}}}{(R_S + R_W)}$ erreicht, dabei entspricht R_S dem ohmschen Widerstand der Primärwicklung der Zündspule. In der Praxis liegt der Primärstrom bei 3 bis 5 A. Zum Zeitpunkt t_1 öffnet der Unterbrecher, und das magnetische Feld der Zündspule ändert sich rasch. Bei großem Funkenlöschkondensator verläuft der Abschaltvorgang nach Kurve 2 (Bild 2), für die übliche Größe in der Praxis von 0,1 bis 0,4 μF ergibt sich Kurve 3. Die primäre Rückschlagspannung (Extraspannung $u_L = -L \left[\frac{dI}{dt} \right]$) hat eine Amplitude von 200 bis 300 V und

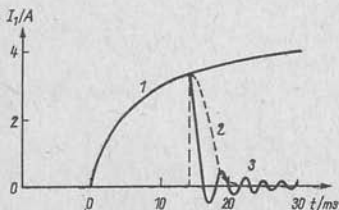


Bild 2 Stromverlauf bei einem Zündzyklus der Spulenunterbrecherzündung

oszillierenden Charakter; die Sekundärspannung liegt bei 12 bis 25 kV. Bei hohen Motordrehzahlen kommt die Schließdauer des Unterbrecherkontakts in die Größenordnung der Eigenzeitkonstante des Primärkreises der Zündspule. Bei einem 6-Zylinder-Motor mit einer Tourenzahl von $n = 5000$ U/min beträgt die Schließzeit in einem Zyklus für den Unterbrecher 2 ms. Hat die Zündspule eine primäre Selbstinduktion von 5 mH und einen aktiven Widerstand von 1Ω , dann beträgt die Eigenzeitkonstante $\tau = L/R = 5$ ms. Bei großen Drehzahlen kommt also der Primärstrom nicht mehr auf seinen Maximalwert, und die Funkenenergie sinkt ab.

Die Unterbrecherkontakt-Lebensdauer nimmt mit größer werdendem Primärstrom stark ab, so daß $I_{\max} = 4$ A ein praktischer Höchstwert ist. Für längste Unterbrecherlebensdauer beträgt der Höchstwert $I_U = 1$ A. Eine Vergrößerung der Primärinduktivität L der Zündspule bringt größeren Abfall der Zündenergie bei hohen Drehzahlen; eine höhere Übersetzung führt zu stärkerem Einfluß der Streukapazitäten — so sind dem elektromechanischen System praktisch Grenzen gesetzt.

Transistorzündsysteme

Der Transistor arbeitet als Stromschalter; der Unterbrecherkontakt liegt im Basiskreis und schaltet nur den Strom $i_B = \frac{i_K}{B}$, wobei B die Großsignalstromverstärkung des Transistors in Emitterschaltung ist. Im leitenden Zustand des Schalttransistors fällt an der Kollektor-Emitter-Strecke eine Spannung von 0,3 bis 0,7 V ab. Der Unterbrecher arbeitet bei diesem Zündsystem auf eine ohmsche Last mit optimalem Strom (≤ 1 A). Das Übersetzungsverhältnis der Zündspulen für Transistorzündung beträgt 1:300 bis 1:500 im Gegensatz zu 1:150 bei mechanischer Zündung. Es wird eine kleinere Primärinduktivität und ein höherer geschalteter Strom (7 bis 11 A) eingesetzt, dadurch ist die Ausgangszündspannung 1,5- bis 2mal größer und der Primärstromanstieg schneller (9 A in 3 ms). Der Unterbrecherabstand wird bei der Transistorzündung auf 0,12 bis 0,3 mm verringert (0,45 bei elektromechanischer Zündung) und der Zündkerzen-Elektrodenabstand auf 1 bis 1,5 mm (gegenüber 0,6 bis 0,8 mm) vergrößert. Die Leistungsaufnahme der Transistorzündung bei geschlossenem Unterbrecher beträgt 100 W, bei offenem Kontakt 2 W — also im Mittel bei laufendem Motor 50 bis 60 W. Der Transistor muß kollektorseitig die hohe Rückschlagspannung aushalten. Es ist also entweder eine Serienschaltung von 2 bis 3 Transistoren oder ein Schutz der Kollektorstrecke des Schalttransistors durch eine Zenerdiode geeigneter Spannung vorzusehen.

Die elektronische Industrie der Sowjetunion produziert ein Transistorzündgerät mit einem Transistor und einer Zenerdiode. Die Schaltung dieses

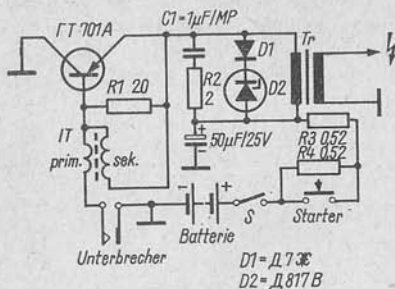


Bild 3
Schaltung des Transistorzündgeräts TK-102
(UdSSR)

Geräts TK-102 zeigt Bild 3. Es ist für eine Primärspannung von 12 V ausgelegt. Der Leistungstransistor GT 701 A wurde speziell für Zündsysteme entwickelt. Seine wichtigsten technischen Daten lauten:

Kollektorsperrstrom bei $U_{CE} = 60 \text{ V}$	$< 5 \text{ mA}$;
Stromverstärkung in Emitterschaltung bei $U_{CE} = 2 \text{ V}$ und $I_C = 5 \text{ A}$	$B > 10$;
Lawinendurchbruchsspannung bei $I_C = 2,5 \text{ A}$	$> 100 \text{ V}$;
maximaler Kollektorstrom I_C	12 A;
Kollektor-Emitter-Impulsspannung	$\hat{U}_C = 100 \text{ V}$;
Kollektorverlustleistung $P_C = 50 \text{ W}$ bei $T_g = +25^\circ\text{C}$.	

Die Schaltung ist so dimensioniert, daß der Kollektor an Masse gelegt werden kann. Der Unterbrecher schaltet einen Basisstrom von 0,3 bis 0,9 A. Im geschlossenen Zustand des Unterbrechers ist der Transistor voll geöffnet, und es fließt ein Primärstrom von 7 bis 8 A. Die primäre Rückschlagspannung liegt bei 100 bis 120 V, weil eine spezielle Zündspule des Typs B-114 (ölgefüllt, primär 180 Wdg., sekundär 41500 Wdg., ohmscher Primärspulenwiderstand 0,4 Ω , Vorwiderstand $2 \times 0,52 \Omega$) verwendet wird. Der Impulsübertrager IT und der Widerstand R1 dienen zur Beschleunigung des Abschaltvorgangs beim Öffnen des Unterbrechers. Das Glied R2/C1 glättet Spitzen, durch Streuinduktivität hervorgerufen, während die Dioden D1 und D2 die Kollektorsperrschicht des Transistors vor Durchschlag schützen (Zenerspannung 60 bis 70 V).

Der Impulsübertrager IT hat folgende Daten:

- Primärwindungszahl 50 Wdg., ohmscher Widerstand 0,14 Ω ;
- Induktivität 100 μH ;
- Sekundärwicklung 150 Wdg., ohmscher Widerstand 7 Ω ;
- Induktivität 6,2 mH.

Das Gerät ist in einem Aluminiumgußgehäuse untergebracht, das gleichzeitig als Kühlfläche für den Transistor dient und eine Oberfläche von 470 cm^2 hat. Der Transistor wird angeschraubt und danach beidseitig mit Epoxydharz vergossen. Der Einsatztemperaturbereich des *TK-102* liegt zwischen -40°C und $+65^\circ\text{C}$.

Nachteilig bei dieser Ausführung der Transistorzündung ist die Tatsache, daß der Durchbruch der Zenerdiode zum Schutz der Kollektorstrecke des Schalttransistors den Anstieg der Sekundärspannung der Zündspule verlangsamt, denn dann liegt der niedrige Innenwiderstand der Zenerdiode der Primärwicklung parallel.

Die andere Möglichkeit der Ausführung einer Transistorzündung zeigt Bild 4. Bei diesem ebenfalls in der UdSSR produzierten Zündgerät *PPS-1* sind 3 Leistungstransistoren in Reihe geschaltet, so daß Abschaltspannungen bis 300 V ohne weiteres von der Serienschaltung bewältigt werden können. So kann die übliche Zündspule im Wagen verbleiben, und das System liefert stabil eine Zündspannung von 18 kV . Der Primärstrom liegt bei rund 4 A , der Strom über den Unterbrecher bei $0,9 \text{ A}$. Die Öffnung der Transistoren bei geschlossenem Unterbrecher erfolgt über ohmsche Widerstände und Dioden; die Sperrung wird durch die Drosseln *Dr1* bis *Dr3* unterstützt und beschleunigt. Der im Wagen eingebaute Unterbrecherkondensator muß ausgebaut werden; das elektronische Zündgerät gestattet jedoch, über einen Zusatzstecker wieder zur konventionellen Zündung überzugehen. Der elektronische Teil des *PPS-1* wird

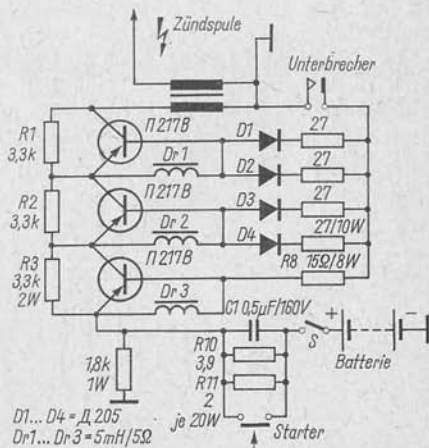


Bild 4
Schaltung des Transistorzündgeräts *PPS-1* (UdSSR)

unter dem Armaturenbrett im Innenraum untergebracht; er hat die Abmessungen 154 mm × 86 mm × 105 mm — die Teile *C1*, *R10* und *R11* sind auf einer Platte an der Zündspule angeordnet.

Thyristorzündsysteme

Bei diesen Systemen ist die induktive Speicherung durch eine kapazitive Speicherung ersetzt. Ein Kondensator wird auf eine Spannung von 200 bis 300 V aufgeladen und über die Primärwicklung der Zündspule entladen. Hierbei tritt eine oszillierende Entladung mit hoher Stromänderungsgeschwindigkeit auf. Bild 5 zeigt das Blockschaltbild eines Thyristorzündgeräts. Die Niederspannung der Bordbatterie wird zunächst über einen Transverter in eine Hochspannung umgewandelt. Diese lädt den Kondensator *C* auf, und durch eine Steuerschaltung wird dieser Kondensator synchron mit dem Unterbrecher über die Primärwicklung der Zündspule entladen. Als elektronischen Schalter verwendet man Kaltkathodenthyratrons oder Thyristoren — das sind gesteuerte Siliziumgleichrichter. Die Minimalleistung des Zündfunken von 30 mWs wird sicher erreicht, und auch bei hohen Drehzahlen steht genügend Funkenenergie zur Verfügung. Das zeigt eine kleine Betrachtung des aus der Kapazität *C* und der Primärinduktivität *L* der Zündspule gebildeten gedämpften Schwingkreises.

Bei $L = 12 \text{ mH}$ und $C = 2 \mu\text{F}$ ist die Eigenfrequenz

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \approx 1 \text{ kHz.}$$

Da die Schwingung den Thyristor nach einer Halbperiode löscht, steht ein Zündfunken von rund 500 μs Dauer zur Verfügung. Bei einem Transverter ausreichender Leistung kann der Ladevorgang des Kondensators *C* nach rund 2 ms abgeschlossen sein. Bei einer Umdrehungszahl von $n = 6000/\text{min}$ dreht sich die Verteilerwelle mit 3000 U/min oder 50 U/s; das entspricht bei einem 4-Zylinder-Motor einer Funkenzykluszeit von 5 ms. Zieht man davon die Zündfunkenzeit von 0,5 ms ab, so verbleibt als Ladezeit 4,5 ms. Beim 8-Zylinder-Motor kommt man jedoch schon

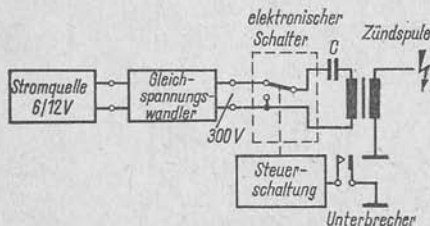


Bild 5
Blockschaltbild
eines Thyristorzündgeräts

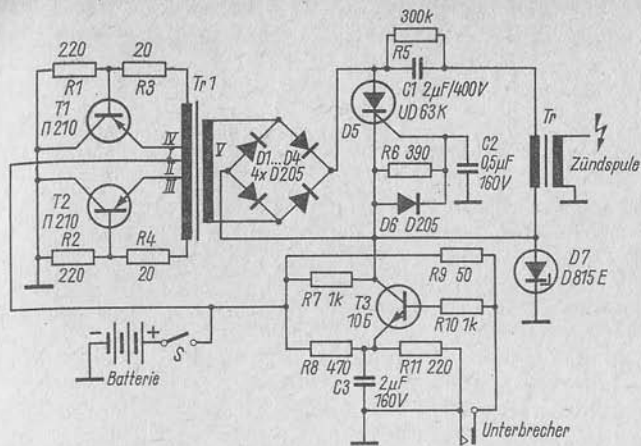


Bild 6 Sowjetische Thyristorzündung

an die Grenze von 2 ms. Bis dahin bleibt jedoch die Funkenenergie konstant – ein weiterer Vorteil der Thyristorzündung.

Bild 6 zeigt zum Abschluß der Betrachtung über elektronische Zündsysteme die Schaltung eines sowjetischen Thyristorzündgeräts. Der Transverter in Gegentaktschaltung erzeugt eine Sekundärspannung von rund 300 V, er hat einen Transformator Tr1 mit folgenden Daten:

Kern EI 60, Dyn.-Bl. IV ohne Luftspalt;

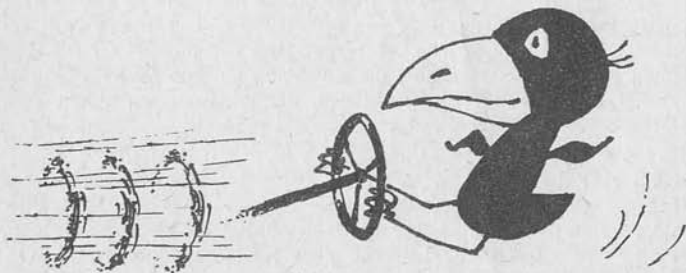
primär: I und II je 35 Wdg., 1,0-mm-CuL, III und IV je 10 Wdg., 0,3-mm-CuL;

sekundär: 1170 Wdg., 0,2-mm-CuL.

Die Primärwicklungen I und II sowie III und IV werden bifilar gewickelt. Die Widerstände R1 bis R4 sind drahtgewickelt, 1 W Belastbarkeit. Die Sekundärspannung wird mittels Graetz-Brücke gleichgerichtet und an C1 angelegt. Im Moment der Zündung des Thyristors liegt dieser als Kurzschluß auf der Sekundärseite des Transverters und schließt C1 zur Entladung an die Primärwicklung der Zündspule an. Die Auslöseschaltung arbeitet mit einem Ge-npn-Transistor, der im Basiskreis direkt vom Unterbrecher gesteuert wird. Alle Teile des elektronischen Zündsystems werden in einem Gehäuse untergebracht, an dessen Oberseite die beiden Kühlkörper der Leistungstransistoren, an dessen Seite 2 Vielfachstecker (10polig) angeordnet sind. Klemmt man das vom Motor kommende Vielfachkabel an den einen Stecker an, dann arbeitet die Thyristorzündung, am anderen Stecker die konventionelle Spulenzündung. Der Unter-

brecherkondensator kann beim Einbau einer Thyristorzündanlage an seinem Platz verbleiben, er stört die Wirkungsweise nicht.

Ein Nachteil der Thyristorzündung ist der höhere HF-Störpegel, der von ihr erzeugt wird. Man muß die Anlage gut verdrosseln und verblocken, wenn man im Wagen UKW-Empfang haben will. Als weiterer Nachteil sind die Kompliziertheit und der höhere Preis zu nennen. Trotz dieser Nachteile aber dürfte die Thyristorzündung die für die Zukunft in breitem Maß verwendbare Zündung hoher Leistung und Zuverlässigkeit sein. Durch die Weiterentwicklung der Halbleitertechnik (plastgekapselte Thyristoren und Dioden) wird sie preiswerter und im Serienwagen der Zukunft ihren Platz finden, neben Betriebskontrollgeräten mit integrierten Schaltkreisen, neben Einspritzrechnern für Hochleistungsmotoren und der nachrichtenelektronischen Ausrüstung. Es ist an der Zeit, sich mit diesen neuen Tendenzen im Automobilbau zu beschäftigen, damit man stets „auf dem laufenden“ bleibt.



Für die am Selbstbau von funktechnischen Geräten interessierten Funkamateure und Elektronikbastler besteht durchaus kein Grund zur Resignation, wenn sich die Halbleitertechnik in Richtung der integrierten Schaltungen stürmisch weiterentwickelt. Im Gegenteil, es treten für sie neue und günstige Perspektiven auf. Nennen wir als Beispiel die Frequenzmeßtechnik, Absorptionsfrequenzmesser und Grid-Dip-Meter sind im Grunde nur behelfsmäßige Meßmittel. Der Überlagerungsfrequenzmesser erfordert erheblichen Aufwand, um wesentlich genauere Frequenzmessungen zu ermöglichen. Aber die Frequenzkonstanz der Oszillatoren bleibt nach wie vor der kritische Punkt. Wesentlich günstiger sind Zählfrequenzmesser, bei denen allerdings der Bauelementebedarf sehr hoch liegt. Hier jedoch wird die integrierte Schaltung dem Elektronikamateur den Weg ebnen. Das trifft auch auf solche Konstruktionen zu wie elektronische Morsetasten, hochstabile dekadische Oszillatoren und digitale Meßgeräte.

Integrierte Schaltungssysteme

Natürlich erfordert die Anwendung der integrierten Schaltung, daß man bestimmte Kenntnisse über sie besitzt. In den zurückliegenden Ausgaben des *Elektronischen Jahrbuchs* haben wir dazu schon einiges Material veröffentlicht. Um eine Übersicht zu erleichtern, zeigt Bild 1 die unter dem Begriff *Mikroelektronik* erfaßten integrierten Schaltungssysteme. Daraus ist ersichtlich, daß es grundsätzlich 2 integrierte Schaltungssysteme gibt, die *monolithischen Schaltungen* und die *Hybridschaltungen*.

Eine integrierte Schaltung ist die physikalische Verwirklichung von 2 oder mehr untrennbar verbundenen Schaltungselementen auf oder in einem Substrat, um einen elektrischen Schaltkreis zu bilden. Der Begriff *monolithisch* kommt aus dem Griechischen und bedeutet praktisch *aus einem Stein*. Bei den monolithisch integrierten Schaltungen versteht man darunter die Technologie, bei der in einer Siliziumscheibe durch Ätzen,

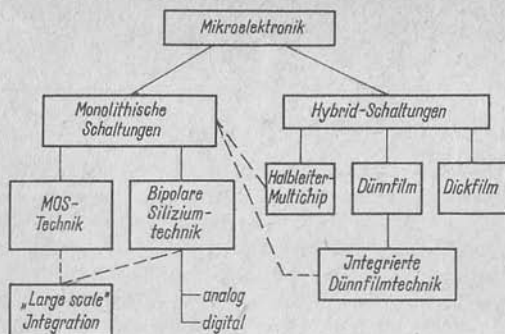


Bild 1 Gliederung der integrierten Schaltungssysteme (nach „Reference Data for Radio Engineers“, New York: H. W. Sams & Co., Inc. 1968)

Diffundieren u. a. Transistoren, Dioden, Widerstände, Kondensatoren usw. gebildet werden. Die in Hybridtechnik ausgeführten integrierten Schaltungen bestehen aus einer oder mehreren monolithisch integrierten Schaltungen mit einem oder mehreren diskreten Bauelementen. Das Wort *Hybrid* kommt aus dem Lateinischen, es bedeutet soviel wie *von zweierlei Abkunft*. Meist besteht eine Hybridschaltung aus diskreten passiven Bauelementen (Widerständen, Kondensatoren) auf einem Substrat; die aktiven Bauelemente (Transistoren, Dioden) in monolithischer Technologie werden einzeln nachträglich eingefügt.

Hybridtechnologien

Man verwendet die *Dickfilmtechnik*, die *Dünnschichttechnik*, die *Multichip-Methode* und die *integrierte Dünnschichttechnik*. Dickfilm- und Dünnschichttechnik unterscheiden sich vor allem durch die Dicke der auf einem Substrat aufgetragenen Schichten ($> 5 \mu\text{m}$ = Dickschichttechnik, $< 5 \mu\text{m}$, meist noch unterhalb $1 \mu\text{m}$ = Dünnschichttechnik).

Für die Dickfilmtechnik (Bild 2) wird meist die Siebdrucktechnik eingesetzt. Auf dem Substrat, meist ein Keramikplättchen aus Aluminium-

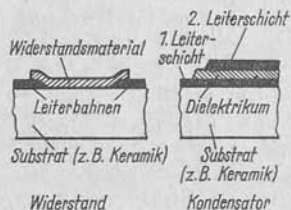
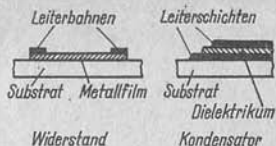


Bild 2
Passive Bauelemente in Dickfilmtechnik

Bild 3
Passive Bauelemente in Dünnschichttechnik



oxid, werden durch Siebdruckmasken einzelne Schichten aufgebracht und auch einzeln eingebrannt, so daß sie auf dem Substrat fest aufliegen. Als Druckmasse für die Leiterbahnen wird eine Gold-Platin-Paste verwendet. Widerstände bestehen aus einer eingebrannten Palladium-Silber-Paste, deren elektrischer Widerstand sich leicht variieren läßt. Mit feinem Sandstrahl können diese Widerstände abgeglichen werden. Es lassen sich durch Aufbringen eines Dielektrikums auf eine Leiterschicht und Aufbringen einer weiteren Leiterschicht auch Kondensatoren realisieren (etwa 100 nF/cm^2); da aber die aktiven Bauelemente sowieso eingefügt werden müssen, verfährt man mit den Kondensatoren ebenso. Die Dickfilmtechnik erfordert zwar einen größeren Rauminhalt als jede andere Integrationsart, dafür bietet sie aber Vorteile hinsichtlich der Toleranzen, der Temperaturabhängigkeit, der Kosten und der schnelleren Realisierung neuer Schaltungen.

Die technologischen Prozesse zur Realisierung von Dünnschichtschaltungen (Bild 3) sind schon komplizierter, da die Schichten durch Aufdampfen oder Zerstäuben im Hochvakuum auf das Substrat (Keramik- oder Glasplättchen) aufgebracht werden. Der Verlauf der Schichten wird von aufgelegten Metallmasken bestimmt. Gold und Silber dienen als Leiterbahnen, Siliziumoxid als Dielektrikum. Die Widerstände bestehen meist aus aufgebrauchten Metallfilmen (NiCr, Tantal usw.). Diese Schichten sind sehr dünn, zum Teil nur $0,01$ bis $0,02 \mu\text{m}$ „dick“. Alle aktiven Bauelemente fügt man nachträglich ein. Dabei gibt es verschiedene Methoden, je nachdem, ob die Halbleiter gekapselt oder ungekapselt eingesetzt werden. Gegenüber monolithischen Schaltungen bieten Dünnschichtschaltungen die gleichen Vorteile wie Dickfilmschaltungen, allerdings ist der Raumbedarf immer noch wesentlich größer als bei der monolithischen Schaltung.

Ein neues Verfahren bildet die Multichip-Methode, bei der in monolithischer Technologie auf einzelnen Halbleiterplättchen (*Chips*) entweder ein oder mehrere aktive Bauelemente oder ein bzw. mehrere passive Bauelemente hergestellt werden. Auf einem Substratplättchen mit aufgedruckten Leiterbahnen lötet man dann die Chips auf und stellt durch Thermokompression mit feinen Goldfäden die Verbindungen zu den Leiterbahnen her. Der Vorteil liegt darin, daß bei kleinen Stückzahlen relativ schnell integrierte Schaltungen aus standardisierten Chips hergestellt werden können.

Gegenüber der monolithischen Schaltung lassen sich durch die Aufdampf- und Zerstäubungstechnik bei den Filmschaltungen durch nach-

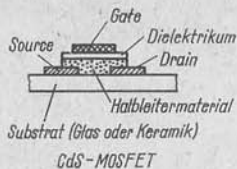


Bild 4
Aufbauvorschlag
für Transistor in Dünnschichttechnologie

trägliche Korrekturen die Toleranzen einengen. Deshalb arbeitet man in allen Halbleiterlabors rege daran, auch aktive Bauelemente, wie Transistoren und Dioden, in Dünnschichttechnologie herzustellen. Laborversuche sind gelungen mit Cadmiumsulfid-Feldeffekttransistoren mit isoliertem Gate, deren wenige Mikrometer dicken Elektroden auf das Filmsubstrat aufgedampft wurden (Bild 4). Allerdings wird die Reproduzierbarkeit wegen der sehr kleinen Abstände noch nicht technologisch beherrscht. Mit der Anwendung eines solchen Verfahrens hätte man dann vollständig integrierte Dünnschichtschaltungen, wobei keine Diffusionsvorgänge mehr notwendig wären.

Monolithische Technologien

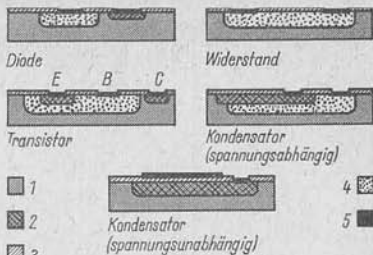
Die monolithische Schaltung, auch *integrierte Halbleiterschaltung* oder *Festkörperschaltkreis* genannt, ist die modernste Technologie im Bereich der Mikroelektronik. Für Großserien bildet sie die wirtschaftlichste Technologie, vom Platzbedarf her die günstigste, da sich etwa bis zu 1000 Bauelemente je Quadratzentimeter unterbringen lassen. Alle Bauelemente befinden sich in einem n-leitenden Siliziumblock und werden in mehreren aufeinanderfolgenden Diffusionsvorgängen hergestellt. Der technologische Vorgang entspricht etwa dem bei der Herstellung von Planartransistoren. Der Unterschied besteht nur darin, daß bei der integrierten Schaltung alle Elektroden an der Oberfläche herausgeführt werden.

Wie die einzelnen Bauelemente in monolithischer Technik aufgebaut sind, zeigt Bild 5. Der Platzbedarf für Dioden und Transistoren ist sehr gering. Widerstände benötigen schon mehr Platz, so ein 3-k Ω -Widerstand etwa den Platz von 2 bis 3 Transistoren. Bei Kondensatoren ist der Platzbedarf noch wesentlich größer. Daher versucht man in der Schaltungstechnik ohne Kondensatoren auszukommen und die Anzahl der Widerstände einzuschränken. Dabei ist zu bedenken, daß nicht nur die Herstellung dieser Bauelemente schwierig ist, sondern auch die Isolierung der Bauelemente gegeneinander ein besonderes Problem darstellt.

Bei der Herstellung geht man von einer etwa 0,3 mm dicken n-leitenden Siliziumscheibe aus, Durchmesser etwa 25 mm. Daraus werden gleichzeitig etwa 200 bis 500 Planartransistoren oder 50 bis 200 integrierte Schaltungen erzeugt. Zuerst erhält die Scheibe eine Oxidschicht. Darauf kommt ein

Bild 5
Aufbau von Bauelementen
in monolithischer Technologie

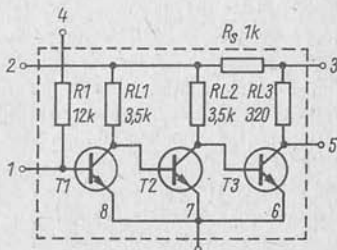
- 1 — n-Silizium,
- 2 — durch Diffusion erzeugte
n-leitende Gebiete,
- 3 — Schutzschicht aus Silizium-
dioxid,
- 4 — durch Diffusion erzeugte
p-leitende Gebiete,
- 5 — aufgedampfte Aluminium-
bereiche für Anschlüsse



lichtempfindlicher Fotolack, der über Masken belichtet wird. Nach dem Ausentwickeln entstehen Fenster im Fotolack, die am Boden befindliche Oxidschicht wird weggeätzt. Nun kann mittels Diffusion Bor in das freiliegende n-Silizium eindiffundiert werden, es entsteht eine p-leitende Schicht. Durch Wiederholung dieser Vorgänge und durch Eindiffundieren von Phosphor in die p-leitende Schicht entsteht darin eine n-leitende Schicht, so daß man jetzt die für einen Transistor erforderliche Zonenfolge npn vorliegen hat. Als Zuführungen zu den einzelnen Zonen wird entsprechende Fenster Aluminium aufgedampft. Diese einzelnen Vorgänge geschehen gleichzeitig für alle auf der Siliziumscheibe angeordneten Schaltungsteile. Nach der Prüfung mit speziellen Meßmethoden werden die Scheiben geritzt und dann gebrochen, so daß man den einzelnen Transistor oder die einzelne integrierte Schaltung erhält. Mittels Thermo-kompression (*Bonden*) drückt man hauchdünne Goldfäden ein, die dann im Gehäuse an die Zuführungen gelötet werden. Bild 6 zeigt eine integrierte Verstärkerschaltung von Siemens, Bild 7 dazu die einzelnen Diffusionsschritte. Die Größe der integrierten Verstärkerschaltung ist kleiner als 1 mm^2 .

Natürlich gibt es eine Anzahl spezieller Verfahren, um die Qualität der integrierten Schaltungen zu verbessern. So wendet man eine 3fach-Diffusion an (ausgehend von p-leitendem Material), um die Isolierung der einzelnen Bauelemente gegeneinander zu verbessern. Durch das *Burried-*

Bild 6
Schaltung des integrierten
Verstärkers TAA 111
(Siemens)



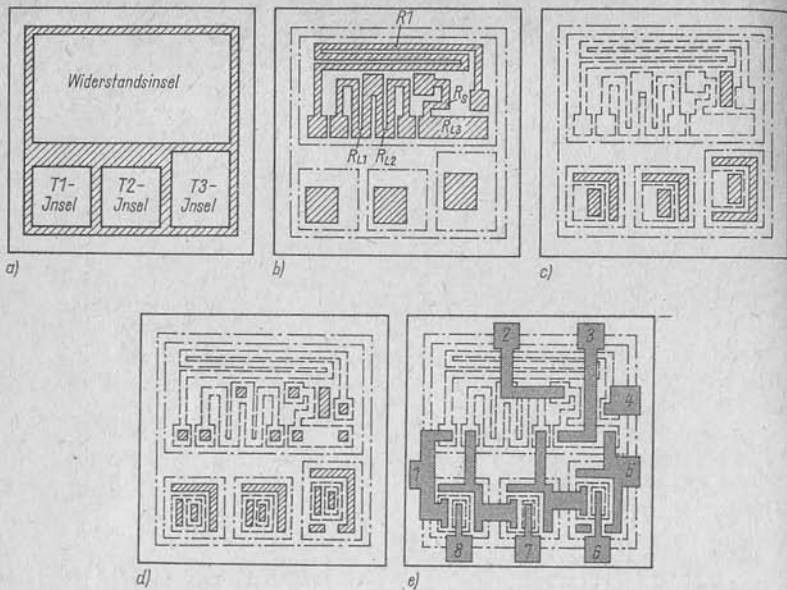


Bild 7 Herstellungsschritte eines integrierten Verstärkers (Siemens, TAA 111)

Schraffiert ausgeführt sind die beim jeweiligen Diffusionsvorgang offenliegenden Fenster im Oxid, gerastert ausgeführt sind die aufgedampften Aluleiterbahnen

layer-Verfahren verringert sich der Kollektorbahnwiderstand. Eine weitere Verbesserung der Isolationsprobleme und vor allem eine höhere Grenzfrequenz bringt das *Beam-lead-Verfahren*, bei dem die metallischen Verbindungen stärker ausgeführt sind; das darunter befindliche nicht benutzte Silizium wird weggeätzt. Eine neuere Richtung der integrierten Schaltungstechnik ist die *Large-Scale-Integration (LSI)*, dabei handelt es sich um integrierte Großschaltungen mit einer Vielzahl von Bauelementen in einem Halbleiterblock.

Die bipolare integrierte Schaltungstechnik weist einige Nachteile auf (schwerwiegendster: Isolationsprobleme zwischen den einzelnen Bauelementen). Deshalb geht man heute dazu über, dafür die MOS-Technologie einzusetzen (vgl. Beitrag über MOSFET-Transistoren in diesem Jahrbuch S. 199). Es ergibt sich dabei der große Vorteil, daß keine zusätzlichen Isolationszonen eindiffundiert werden müssen, weil alle MOS-Bauelemente vom Aufbau her schon gegeneinander isoliert sind. Das be-

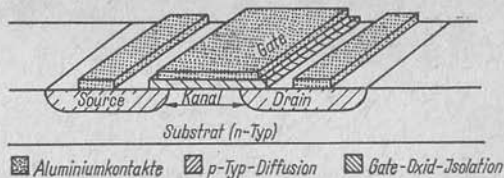


Bild 8 Aufbau eines MOSFET in monolithischer Technologie

deutet eine wesentlich einfachere Topologie der integrierten Schaltungen und damit eine weniger aufwendige Herstellung. Die erreichbare Packungsdichte ist so groß, daß sie wesentlich beeinflusst wird vom Platzbedarf der Leitungsverbindungen. Deshalb sind beispielsweise als LSI auf einem Chip 2000 MOS-Transistoren und in MOS-Technologie hergestellte Widerstände möglich (Bild 8).

In der nächsten Ausgabe des *Elektronischen Jahrbuchs* werden wir einige Anwendungsbeispiele für integrierte Schaltungen aus der internationalen Amateurpraxis vorstellen.

Literatur

- [1] *Barthels, E.*: Mikroelektronik — die Elektronik der Zukunft. Elektronisches Jahrbuch 1967, Berlin: DMV 1966
- [2] *Reck, T.*: Klein — kleiner — am kleinsten. Elektronisches Jahrbuch 1969, Berlin: DMV 1968
- [3] *Schubert, K.-H.*: Integrierte Halbleiterschaltungen von Tesla. Elektronisches Jahrbuch 1969, Berlin: DMV 1968
- [4] *Khambata, A. J.*: Einführung in die Mikroelektronik. Berlin: VEB Verlag Technik 1966
- [5] Tagungsbericht der VDE-Tagung Elektronik 1968, Thema: Halbleiter-Bauelemente und integrierte Schaltungen, Herausgeber: Deutsche Messe- und Ausstellungs-AG, Hannover 1968
- [6] Reference Data for Radio Engineers, 5. Auflage, Kapitel 20. New York: Howard W. Sams & Co., Inc. 1968
- [7] Siemens, Technische Mitteilungen Halbleiter, NF-Verstärker TAA 111 und TAA 121, Nr. 2-6300-122
- [8] Telefunken-Röhren- und Halbleitermitteilungen, Entwicklungstendenzen der Halbleiter-Mikroschaltkreise, Nr. 6503-115
- [9] Telefunken-Röhren- und Halbleitermitteilungen, Integrierte Schaltung — Weg und Ziel, Nr. 6510-125
- [10] Vom Dünnschicht-Netzwerk zur integrierten MOS-Schaltung, ÖRS-Karteiblätter TH 20, Österreichische Radioschau, Heft 4/1967, Seite 179—180

DOFIC — Schaltkreistechnik der Zukunft

In jüngster Zeit wurden Einzelheiten einer neuen Schaltkreistechnik bekanntgegeben. Sie zielt auf einen höheren Integrationsgrad der herkömmlichen integrierten Schaltkreise ab. Diese werden bereits innerhalb der Halbleiterscheibe geprüft und bei Eignung im Kristall zusammengeschaltet, wobei das Errechnen der wechselnden elektrischen Verbindungen jeweils durch einen Computer erfolgt. Im angelsächsischen Sprachraum ist für diese Technik der Begriff DOFIC geprägt worden als Kurzform für Domain Originated Functional Integrated Circuit (in freier Übersetzung: aus mehreren Bezirken zusammengestellter integrierter Schaltkreise für umfangreichere Funktionen). Im Deutschen spricht man einfach von Großschaltkreisen.

Solange die Elemente als einzelne Transistoren verwendet werden, ist das nicht schwierig: Man mißt sie einzeln durch, sortiert sie entsprechend und kann sie dann meist alle noch je nach Qualitätsanforderung innerhalb einer umfangreichen Schaltung einsetzen. Bei den integrierten Schaltkreisen wird es jedoch kritisch. Wenn von den vielleicht acht oder zwölf logischen Elementen eines integrierten Schaltkreises nur eins etwas aus der Reihe tanzt, dann ist der ganze Schaltkreis nicht mehr oder nur noch sehr bedingt zu verwenden. Dementsprechend liegen die Ausschussquoten bei integrierten Schaltkreisen — zumindest in den europäischen Fertigungsstätten — immer noch erschreckend hoch. Man spricht von 50 Prozent und mehr.

Man verzichtet nun auch auf das Auseinandersüßen der einzelnen integrierten Schaltkreise und versucht vielmehr, die Eigenschaften der einzelnen Kreise, noch während sie im Kristall ineinander sind, auszumessen. Auf Grund dieser Meßwerte und der im Maschinenprogramm verankerten Aufgabenstellung errechnet dann ein Computer ein geeignetes Schaltschema. Dieses wird sofort in die Form einer Maske gebracht, mit deren Hilfe sich dann die Schaltungswege auf die Siliziumscheibe projizieren lassen. Je nach den elektrischen Eigenschaften der verwendeten Schaltungskreise sieht jede Maske anders aus, und dementsprechend unterscheiden sich auch die für gleichartige Funktionen vorgesehenen Großschaltkreise in ihrer Schaltung voneinander. Jeder Großschaltkreis ist also strenggenommen ein Unikat, und innerhalb seines Kristalls finden sich immer viele einfache Schaltkreise, die nicht mitverwendet werden. Bisher ist der Bau verschiedener Flipflop-Registeranordnungen mit einer Speicherfähigkeit bis zu 100 Bits unter Verwendung der DOFIC-Technik bekanntgeworden.



Der Thyristor und seine Anwendung

Ing. Ernst Bottke

Der Transistor revolutionierte die gesamte Elektronik. So ist die Technik der Datenverarbeitungsanlagen ohne ihn und seine Weiterentwicklung in Richtung der Mikroelektronik völlig undenkbar. Eine ähnliche Umwälzung, deren ganzer Umfang zur Zeit nur abgeschätzt werden kann, wird der Thyristor in der Starkstromtechnik bewirken.

Prinzip

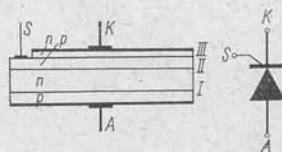
Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Siliziumthyristors. Wir erkennen zwischen den Hauptanschlüssen A und K 4 Schichten mit wechselndem Leitfähigkeitstyp in der Reihenfolge pnpn. Zwischen ihnen entstehen die Übergänge I, II und III.

Legen wir an die Hauptanschlüsse einer derartigen Anordnung eine Spannung mit ihrem positiven Pol an K und ihrem negativen Pol an A, so wird der Übergang I in Sperrrichtung, der Übergang II in Durchlaßrichtung, der Übergang III in Sperrrichtung beansprucht. Der Thyristor sperrt in dieser Richtung.

Kehren wir die Polung der angelegten Spannung um, so daß der positive Pol bei A, der negative bei K anliegt, so werden die Übergänge I und III in Durchlaßrichtung beansprucht. Der Übergang II arbeitet in Sperrrichtung und nimmt die gesamte anliegende Spannung auf. Auch in diesem Zustand wird der Stromfluß durch den Thyristor zunächst blockiert. Charakteristisch dabei ist, daß dieser Blockierungszustand durch einen Stromimpuls zwischen S und K, der den Übergang III in Durchlaßrichtung durchfließt, aufgehoben werden kann.

Bild 1
Prinzipieller Aufbau einer Thyristortablette.

Rechts das vorläufige Schaltzeichen
für den Thyristor



Bei näherer Betrachtung von Bild 1 erkennen wir, daß die p-Schicht zwischen den Übergängen II und III gleichzeitig als Basis eines npn-Transistors (dessen Emitter der Übergang III ist) und als Kollektor eines pnp-Transistors (mit dem Übergang I als Emitter) angesehen werden kann. Der auslösende Steuerstromimpuls tritt zunächst als Basisstrom des npn-Transistors auf und hat eine starke Erhöhung des Sperrstroms des (Kollektor-)Übergangs II zur Folge. Dieser erhöhte Strom tritt im pnp-Transistor als Basisstrom auf und vermehrt abermals den Sperrstrom des Übergangs II, der dabei ebenfalls als fiktiver Kollektor wirkt. Der auf diese Weise mehrfach verstärkte Strom tritt dann erneut als Basisstrom des npn-Transistors auf. So schaukelt sich nach dem Anlegen des Auslöseimpulses der Strom zwischen Anode A und Katode K des Thyristors lawinenartig auf, wobei gleichzeitig die Sperrfähigkeit des Überganges II verlorengeht.

In diesem Durchlaßzustand werden die beiden mittleren Zonen des Thyristors, die zwecks Erreichung hoher Sperr- und Blockierspannungen nur schwach dotiert sind, von den stärker dotierten Randzonen her völlig mit positiven und negativen Ladungsträgern überschwemmt. Unsere Hilfsvorstellung von der rückgekoppelten Kaskadeschaltung eines npn- und pnp-Transistors besteht nicht mehr. Der Strom zwischen den Hauptanschlüssen A und K fließt nach dem Abklingen des Auslöseimpulses weiter und kann von der Steuerelektrode her nicht mehr beeinflusst werden.

In dieser Hinsicht ist das Verhalten des Thyristors mit dem eines Thyratrons oder eines anderen gesteuerten Gasentladungsgefäßes zu vergleichen. Erst wenn die überschwemmte Mittelzone von Ladungsträgern frei ist, gewinnt der Übergang II die Sperrfähigkeit wieder. Dazu müssen die sogenannte *Haltespannung* und der *Haltestrom* (Bild 2) unterschritten werden. Das geschieht bei Wechselstrom im Augenblick des Nulldurchgangs der Spannung. Da die Ladungsträger nur durch Rekombination verschwinden können, vergehen etwa 10 bis 100 μ s, bis die Blockierfähigkeit in Durchlaßrichtung wiederhergestellt ist. Diese Zeitspanne wird als *Freiwerdzeit* des Thyristors bezeichnet.

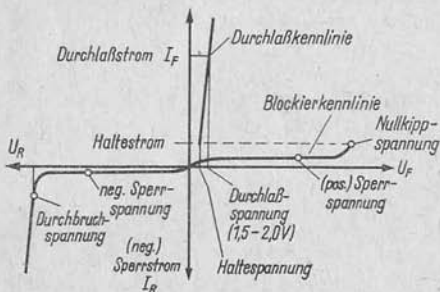


Bild 2
Typische
Thyristorkennlinie

Durch die bei Wechselstrombetrieb auf die Durchlaßhalbwelle folgende Sperrhalbperiode wird ein Teil der gespeicherten Ladungsträger abgesaugt und der Vorgang beschleunigt. Es entsteht dabei jedoch ein parasitärer Stromimpuls in Sperrichtung, der unter Umständen im Zusammenwirken mit der Streuinduktivität eines Transformators o.ä. zu unzulässig hohen Sperrspannungsimpulsen führen kann. Um das zu vermeiden, wird kleineren Thyristoren ein Kondensator, größeren eine RC -Kombination parallelgeschaltet (*Trägerstau-effektbeschaltung*). Dabei nimmt der Kondensator einen großen Teil der gespeicherten Ladung auf und verhindert damit, daß der Stromstoß in weiteren Teilen der Schaltung wirksam wird.

Wichtigste Eigenschaften

Aus dem im Bild 2 dargestellten prinzipiellen Verlauf einer Thyristorkennlinie erkennen wir die wichtigsten Eigenschaften und die Bezeichnung der verschiedenen Kennlinienteile. In Sperrichtung entspricht das Verhalten genau dem einer Gleichrichterdiode.

Auch beim Thyristor muß der Scheitelwert der höchsten im Betrieb auftretenden Wechselspannung einen hinreichenden Sicherheitsabstand von der *Durchbruchspannung* haben. In der Blockierrichtung sollte der gleiche Abstand gegenüber der *Nullkippspannung*, deren Höhe durch den Sperrstrom des Übergangs II gegeben ist (Bild 1), eingehalten werden, weil beim Einschalten durch Überschreiten der Nullkippspannung die Stromverteilung über die Tablettenfläche sehr ungleichmäßig ist. Partielle Überhitzungen könnten den Thyristor zerstören. Neuerdings gehen die Thyristorhersteller immer mehr dazu über, für einen bestimmten Thyristortyp keine Nennsperrspannung, sondern nur eine maximal zulässige Spitzenspannung anzugeben, die 10 bis 20% unterhalb der Durchbruchspannung und der Nullkippspannung liegt. Es bleibt dem Geräteentwickler überlassen, den *Sicherheitsfaktor zum Scheitelwert* der angelegten Wechselspannung festzulegen. Für Haushaltsanwendungen wird ein Faktor von 1,5 bis 2, für kommerzielle Anwendungen von 2 bis 2,5 empfohlen. Für den Betrieb am 220-V-Netz (Scheitelwert 310 V) wäre also ein Thyristortyp mit einer Spitzensperrspannung von 500 bis 600 V auszuwählen. Der Anlagenentwickler, der mit höheren (in Industrienetzen durch Schalthandlungen hervorgerufenen) Stoßspannungen rechnen muß, wird im gleichen Anwendungsfall 700 bis 800 V Spitzensperrspannung fordern müssen, obgleich er gewohnt ist, Impulsüberspannungen durch eine Trafobeschaltung (RC -Glieder, VDR-Widerstände usw.) abzubauen.

Wie bereits erwähnt, wird aus den Betrachtungen zu Bild 1 über den Zündmechanismus verständlich, daß die Nullkippspannung vom Sperr-

strom des Übergangs II abhängt. Da dieser exponentiell mit der Temperatur ansteigt, zeigt sich, daß die Nullkippspannung oberhalb einer Tablettentemperatur von 120 °C stark abfällt. Die *maximale Tablettemperatur* von Thyristoren, die etwa der maximalen Sperrschichttemperatur des Übergangs II entspricht, wird deshalb meistens auf 120 °C festgelegt.

Nach dem Anlegen des Steuerimpulses an die Steuerelektrode S tritt der zuvor erläuterte Kippvorgang ein. Die Überschwemmung mit Ladungsträgern breitet sich von der Steuerelektrode über die ganze Tablettenfläche aus. Während dieses Vorgangs ist anfangs die Stromdichte noch sehr ungleichmäßig, und es kann, wenn der Hauptstrom nach dem Zünden zu steil ansteigt, in der Nähe der Steuerelektrode zu Überhitzungen und irreversiblen Veränderungen bestimmter Teile der Siliziumtablette kommen. Aus diesem Grund darf für jeden Thyristortyp eine bestimmte *Stromanstiegsgeschwindigkeit* (di/dt in A/ μ s) nicht überschritten werden. Zur Begrenzung des Stromanstiegs ist es manchmal notwendig, in den Hauptstromkreis zusätzliche Induktivitäten einzufügen. Zuweilen genügen hochpermeable Ferritblöcke, die über die Stromzuführungen zum Thyristor geschoben werden.

Im blockierten Zustand darf auch die *Spannungsanstiegsgeschwindigkeit* (du/dt in V/ μ s) zwischen den Hauptanschlüssen des Thyristors nicht zu groß werden, wenn der Thyristor trotz Abwesenheit eines Zündimpulses nicht durchschalten soll. Das liegt an der Sperrschichtkapazität des gesperrten Übergangs II (Bild 2). Über sie kann bei zu großer Spannungsanstiegsgeschwindigkeit ein kapazitiver Verschiebungsstrom fließen, der die gleiche Richtung und Wirkung hat wie ein Steuerstromimpuls. Bei großflächigen Thyristoren für höhere Stromstärken werden die zulässigen Spannungsanstiegsgeschwindigkeiten besonders kritisch. Durch einen negativen Steuerstrom zwischen S und K kann in manchen Anwendungsfällen das du/dt -Verhalten wesentlich verbessert werden.

Am Steuerkreis des Thyristors ist bemerkenswert, daß die Hersteller für die Durchlaß- und die Sperrkennlinie der Steuerstrecke (S – K in Bild 1) aus technologischen Gründen sehr große Streuungen zulassen müssen. Sie geben lediglich einen *oberen Zündstrom* und eine *obere Zündspannung* an, die als Mindestwerte einzuhalten sind, damit alle Thyristorexemplare im zugelassenen Temperaturbereich sicher zünden. Durch die zeitliche Verschiebung der Impulse (Bild 3 b – 2) wird der Brennwinkel des Thyristors und der Mittelwert des Durohlaßstroms (Bild 3 b – 1) in weiten Grenzen verändert. Häufig liefern die transistorisierten Zündgeräte auch eine Rechteckimpulsfolge (Bild 3 b – 3), die während der gesamten Brenndauer an der Steuerstrecke liegt. Dadurch erfolgt die Auslösung besonders sicher. Bei Reihen- oder Parallelschaltungen von Thyristoren sind derartige Impulsfolgen unbedingt erforderlich. Die bei Gasentladungsröhren oft angewendete *Vertikalsteuerung* durch einen veränder-

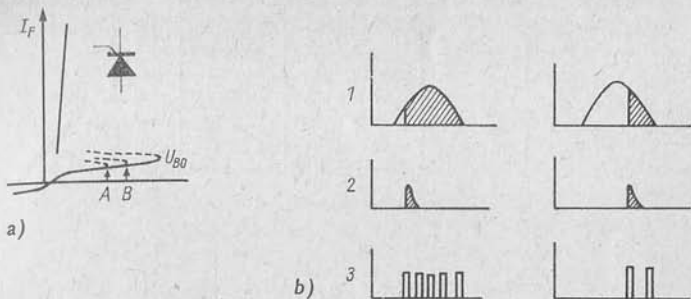


Bild 3 a — Blockier- und Durchlaßkennlinie eines Thyristors; ist ein Steuerstrom vorhanden, so zündet der Thyristor beim Erreichen einer bestimmten Blockierspannung in den Punkten A oder B; b — durch Steuerimpulse, die den Thyristor zünden, wird eine Regelung des Mittel- und Effektivwerts eines pulsierenden Gleichstroms möglich (3b—1)

baren Steuerstrom, der gemäß Bild 3a beim Erreichen eines bestimmten Augenblickswerts der Hauptspannung eine Zündung zur Folge hätte, wird bei Thyristoren nicht angewendet, weil Exemplarstreuungen und Temperaturabhängigkeit der Zündkennlinie zu groß sind.

Wichtigste Grundschaltungen

Bild 4 zeigt eine Antiparallelschaltung von 2 Thyristoren, die als Wechselstromsteller bezeichnet wird. Die Steuerimpulse kommen aus einem Impulsgenerator, der 2 getrennte Ausgänge hat. Durch zeitliche Verschiebung der Impulse werden beide Thyristoren in einem bestimmten Augenblick der positiven oder negativen Halbwelle gezündet. Auf der Ausgangsseite ergibt sich ein pulsierender Wechselstrom, dessen Mittel- und Effek-

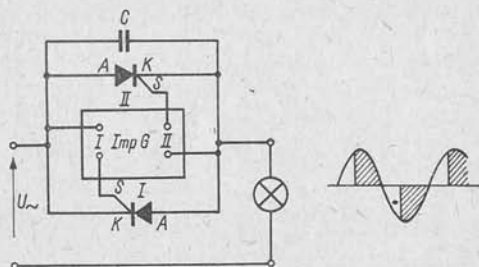


Bild 4 Antiparallelschaltung von 2 Thyristoren als Wechselstromsteller

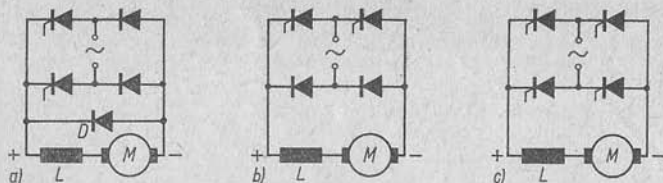


Bild 5 Gesteuerte Einphasenbrückenschaltungen mit Thyristoren

tivwert vom Stromflußwinkel abhängig ist. Mit einem derartigen Wechselstromsteller könnte z. B. die Helligkeit von Glühlampen und Leuchtstofflampen gesteuert werden. Der Kondensator C dient als Trägerstau-effektbeschaltung. Er setzt außerdem beim Einschalten die Spannungsanstiegsgeschwindigkeit herab.

Im Bild 5 sind 3 Varianten gesteuerter Brückenschaltungen dargestellt, wie man sie z. B. für Regelantriebe verwendet. Die Schaltungen a und b werden als halbgesteuerte Brückenschaltungen bezeichnet. Sie sind zur Hälfte mit Gleichrichterdioden bestückt. Die Schaltung a hat den Vorteil, daß beide Thyristoren aus einem Impuls-generator angesteuert werden können, der gegensinnige Zündimpulse liefert. Die Gleichrichterdiode D wirkt bei teilweise induktiver Last (Motor) als Freilaufdiode. Sie übernimmt während der Spannungslücken, in denen die Thyristoren gesperrt sind, den Laststrom, der dadurch geglättet wird. In der Schaltung b übernehmen die beiden Dioden des unteren Brücken-zweigs die Funktion der Freilaufdiode. In diesem Fall muß der Impuls-generator 2 potentialfreie Ausgänge haben. Da gegenwärtige Thyristoren noch erheblich teurer sind als Gleichrichterdioden, wird die mit 4 Thyristoren bestückte Brückenschaltung nach Bild 5 c nur selten verwendet.

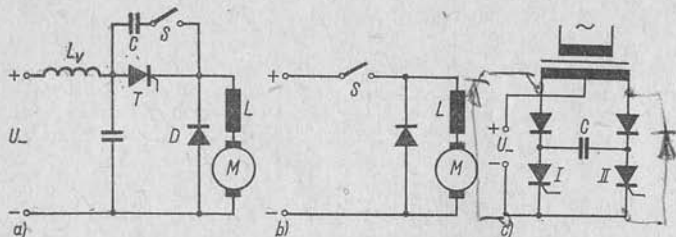


Bild 6 a — Schematische Darstellung eines Gleichstromstellers mit Thyristor;
 b — Prinzip der Gleichstrompuls-schaltung; anstelle des periodisch geschlossenen Schalters S tritt eine Thyristoranordnung;
 c — Prinzipschaltung eines Wechselrichters. Wenn Thyristor I Strom führt, und Thyristor II zündet, wird Kondensator C umgeladen, Thyristor I löscht

Zum Steuern und Regeln von Gleichströmen können Thyristoren nur mit schaltungstechnischen Hilfsmitteln verwendet werden, und zwar wie die Kunstschaltung nach Bild 6a zeigt. Schließt man den Schalter S kurzzeitig, so wird die Spannung über den Hauptanschlüssen des Thyristors infolge der umgekehrten Polarität des aufgeladenen Kondensators C kurzzeitig umgepolt. Er wird anschließend aus der Gleichstromquelle in umgekehrter Richtung wieder aufgeladen. Die Vorschaltinduktivität L_p verlängert diesen Vorgang derart, daß die Aufladezeit bis zum Erreichen der Haltespannung größer ist als die Freierdezeit des Thyristors. Dieser wird dann gelöscht und kann durch einen neuen Steuerimpuls gezündet werden. Als Ein/Ausschalter für Gleichstrom ließe sich die Schaltung nach Bild 6a bereits verwenden, wenn man durch eine Hilfsspannungsquelle den Kondensator C immer wieder auf die in Bild 6a angegebene Polarität auflädt. Wenn man Schalter S in einer speziellen Schaltung durch einen 2. Thyristor ersetzt, so wirkt die Anordnung, wenn sie mit 30 bis 400 Hz gepulst wird, als *Gleichstromsteller*. Die Freilaufdiode D übernimmt den Strom während der *Stromlücken*. Mit derartigen Gleichstromstellern ist die nahezu verlustfreie Regelung von Antriebsmotoren in Elektrokarren, Grubenlokomotiven und Straßenbahnen möglich. Es läßt sich eine Energieeinsparung bis zu 25% erreichen.

Bild 6c zeigt eine Wechselrichterschaltung mit Thyristoren. In dieser Schaltung übernimmt der Kondensator C die Löschung. Er kann, ebenso wie der in Schaltung nach Bild 6a, um so kleiner sein, je kleiner die Freierdezeit ist. Die Thyristoren werden in diesem Fall aus einem besonderen Taktgeber abwechselnd angesteuert.

Fassen wir einen Gleichrichter und einen Wechselrichter zu einer Einheit zusammen, so erhalten wir einen Umrichter. Er ermöglicht es, Netzwechselstrom ohne rotierende Teile in Wechselstrom anderer Frequenz umzuformen. Dabei kann sowohl die Frequenz als auch die Spannung kontinuierlich verändert werden. Derartige Umrichter verwendet man zur Drehzahlregelung von Synchronmotoren. Nach dem gleichen Prinzip arbeiten Mittelfrequenzumrichter für induktive Erhitzung und Ultraschallgeneratoren bis zu Frequenzen von einigen Kilohertz, wenn Thyristoren mit hinreichend kleiner Freierdezeit zur Verfügung stehen.

Im Rahmen der Zielstellung des *Elektronischen Jahrbuchs*, die Leser über die Fortschritte der gesamten Elektronik zu informieren, kann hier nur ein Einblick in Funktion und Anwendungsmöglichkeit des Thyristors gegeben werden. Daß seine Anwendung ein hohes Maß an Kenntnissen erfordert, dürfte klargeworden sein. Wenn recht viele Leser angeregt würden, dieses zukunftsreiche Gebiet eingehender zu studieren, wäre der Zweck dieses Beitrags voll erfüllt. (Der Tabellenanhang bringt 2 Tabellen mit den technischen Daten sowjetischer und tschechoslowakischer Thyristortypen.)

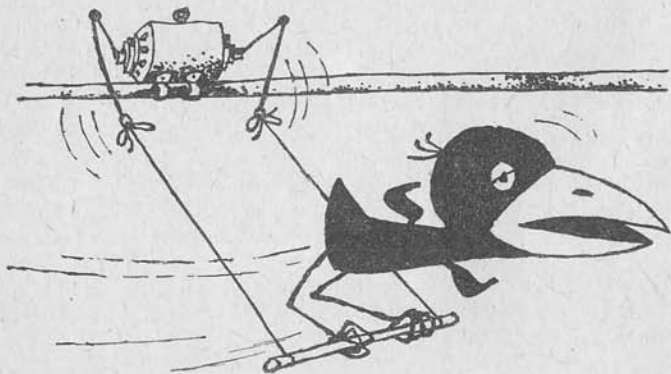
Druckempfindliche Dioden

Ein neuer druckempfindlicher Diodentyp wurde entwickelt, der hundertmal empfindlicher als eine konventionelle Diode ist. Während die Benutzung von Kupfer bisher bei der Herstellung von Halbleiterbauelementen vermieden wurde, verwendet man es erfolgreich bei dieser neuen Diode.

Der neue Halbleiterbauteil ist einfach aufgebaut. Bei konventionellen Dioden schließt sich einer p-leitenden Halbleiterschicht eine n-leitende Schicht an. Beim Aufbau der MPS-Diode wird eine p-leitende Halbleiterschicht durch Borzusätze formiert. Dieser Zusatz ergibt bei Silizium-Halbleitern eine Oberflächenverunreinigung in homogener Mischung. Auf diese Schicht wird oben in hoher Konzentration Kupfer aufgebracht (es ergibt tiefgreifende Verunreinigungen): Ganz oben befindet sich ein metallischer Kontakt mit gleichrichtenden Eigenschaften. Die entgegengesetzte Seite der p-leitenden Halbleiterschicht erhält einen metallischen „ohmschen“ Kontakt.

Setzt man diese Diode einem Druck aus, so wird eine große Ladung in der Schicht hervorgerufen, in der Verunreinigungen hoher Konzentration vorhanden sind, und der Widerstand der Diode sinkt beträchtlich.

Huggy träumt vom Nutzen neuer Bauelemente



Die Kaltkathoden-Relaisröhre wird gern dort eingesetzt, wo ihre spezifischen Eigenschaften wie

Temperaturunabhängigkeit,
direkter Betrieb am Netz,
hoher Eingangswiderstand,
hoher Schaltstrom

vorteilhaft ausgenutzt werden können.

Die Kaltkathoden-Relaisröhre (KKR) ist ein elektrischer Schalter, der in den Wartezeiten keine Leistung verbraucht und sich außerdem durch den Wegfall der Heizleistung (und somit der Anheizzeit) auszeichnet. Zur Zündung der Röhre benötigt man nur sehr kleine Ströme, die auch bei relativ hochohmigen Steuerquellen verfügbar sind.

Aufbau

Durch die Edelgasfüllung der KKR entsteht im Betrieb zwischen den Elektroden (Reinmetallkatode und Anode) eine sichtbare Glimmentladung. Durch den Einbau von 1 oder 2 Starterelektroden ist in einfacher Weise der Entladungseinsatz, die Zündung der Röhre, bei relativ niedrigen Betriebsspannungen auszulösen. Um unkontrollierte Ionisationseinflüsse der Röhre weitgehend auszuschließen (radioaktive Strahlung, Licht, hochfrequente und magnetische Felder), wird durch eine Hilfselektrode eine ständige Vorionisierung erzeugt. Als zusätzliche Abschirmung dient ein innerer Wandbelag, der nach Bedarf geerdet wird.

Für mannigfache Anwendungszwecke werden von den Herstellern derartiger Röhren Typen mit unterschiedlichen Parametern gefertigt. So gibt es Röhren, die für Gleich- oder vornehmlich für Wechselspannungsbetrieb (220-V-Netz) gedacht sind. Sie unterscheiden sich u. a. durch die Höhe der Anodenzündspannung. Beide Gruppen können entweder für

negative oder positive Starterzündspannung ausgelegt sein. Eine Sonderstellung nimmt die auch als Glimmtriode bezeichnete *KKR Z 865 W* ein. Ihre Konstruktion ermöglicht es, die Röhre mit sehr niedrigen Spannungen, wie sie in Halbleiterschaltungen üblich sind, anzusteuern.

Dieser Beitrag befaßt sich jedoch mit den Typen, die die größte Bedeutung erlangten. Es handelt sich dabei um Röhren, die mit positiven Starterspannungen gezündet werden und für Gleich- und/oder Wechselspannungsbetrieb vorgesehen sind. Die Glimmtriode wird schaltungs-technisch erwähnt. Spezielle Hinweise dazu enthalten [1] und [2].

Funktion

Die Hauptentladung zwischen Katode – Anode erfolgt in der Weise, daß zunächst die Starter-Katoden-Strecke gezündet wird. Diese Entladung führt, unter der Voraussetzung, daß ein bestimmter Starterstrom fließt, zur Zündung der Hauptentladung (Bild 1). Am Starter selbst muß eine Spannung wirksam sein, die gleich (oder größer) der Starterzündspannung ist. Der Starterübernahmestrom soll während der Ionisationszeit der Röhre ($t_i \approx 20 \mu s$) wirksam bleiben.

Zündmöglichkeiten

Direkte Ansteuerung – Es ist nicht in jedem Fall notwendig, die erforderliche Starterzündspannung U_{zst} in der gesamten Größe aufzubringen. Eine Unterteilung der Starterzündspannung in eine Startervorspannung (z. B. 100 V) und in eine niedrigere Steuerspannung bringt gewisse Vereinfachungen mit sich. Die aufzuwendende Steuerspannung braucht dann nur zur Starterspannung ergänzt zu werden.

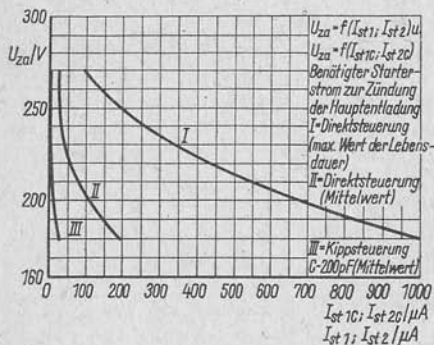


Bild 1
Übernahmekenntlinienfeld

Indirekte Ansteuerung – Hochohmige Steuerquellen im Starterkreis begrenzen den zur Einleitung der Hauptentladung minimal erforderlichen Starterstrom $I_{St} \geq 50 \mu\text{A}$ (Übernahmestrom). Die Zündung der Röhre wird dadurch unmöglich oder läßt sie unsicher erscheinen. Durch einen schaltungstechnischen Kunstgriff umgeht man diese Schwierigkeit. Ein Kondensator (200 bis 800 pF), parallel zur Starter-Katoden-Strecke geschaltet, wird durch die Steuerspannungsquelle bis zur Starterzündspannung aufgeladen und läßt über die gezündete Starterstrecke einen kräftigen „Übernahme“-Strom fließen.

Der Kondensator als Zündhilfe linearisiert außerdem weitgehend die Übernahmekennlinie. Dies wirkt sich günstig in einer weitgehenden Unabhängigkeit des Übernahmestroms von der Größe der Anodenspannung aus (Bild 1).

Löschung der KKR

Die Entladung einer gezündeten KKR ist durch den Starter weder zu beeinflussen noch zu löschen. Das Verlöschen der Entladung kann nur durch Absenken der Anodenspannung unter den Wert der Brennspannung der Röhre oder durch Unterbrechung der Anodenspannungszuführung erfolgen. Mit Wechselfspannung betriebene Kaltkatoden-Relaisröhren löschen bei Nulldurchgang der Anodenwechselfspannung automatisch. Eine Wiederezündung erfolgt, wenn die entsprechenden Starterzündbedingungen gewährleistet sind. Ist dies nicht der Fall, so kommt keine Wiederezündung zustande.

Für mit Anodengleichspannung betriebene Röhren bietet sich für spezielle Anwendungsfälle die Löschung der Röhre durch einen Kondensator an. Der Kondensator liegt meist parallel zur Katoden-Anoden-Strecke und wird über einen hochohmigen Widerstand aufgeladen. Nach erfolgter Zündung dient der Löschkondensator für die Röhre kurzzeitig als Stromquelle, bis er unter die Brennspannung der Röhre entladen ist. Mit Unterschreiten der Brennspannung verlischt die Röhre.

Relais [5]

Für mit Gleichspannung betriebene KKR sind Relais geeignet, wie *RH100*, *RH102* ($R = 4700 \Omega$). Werden Relaisröhren mit 220 V Wechselfspannung betrieben, dann sind geeignete, abfallverzögerte Relais zu verwenden. Herkömmliche Relais, wie die Typen *RH100*, *RH102*, sind für diesen Zweck durch Parallelschaltung eines *RC*-Gliedes in Reihenschaltung ($R = 1,6 \text{ k}\Omega$, $C = 4$ bis $6 \mu\text{F}$) verwendbar.

Die nachfolgend beschriebenen Schaltungen sind unverbindliche und keine schaltungsbegründenden Empfehlungen; die Veröffentlichung erfolgt ohne Berücksichtigung der Schutzrechtslage der angegebenen Schaltungen.

Anwendungsbeispiele

Steuergerät für ein Zweitelektronenblitzgerät — Mit dem Zusatzgerät kann durch ein „Mutterblitzgerät“ ein 2., separat arbeitendes Elektronenblitzgerät über größere Distanzen ausgelöst werden (Bild 2). Die Stromversorgung für das Zusatzgerät wird dem Synchronkabelanschluß des „Tochterblitzgeräts“ entnommen. Einem betriebsbereiten Blitzgerät, dessen Blitzelko auf etwa 500 V aufgeladen ist, können auf diese Weise etwa 200 bis 240 V entnommen werden. Allerdings läßt sich diese Spannung, auf Grund des hohen Innenwiderstands der Spannungsquelle, nicht direkt für den Betrieb einer Kaltkatoden-Relaisröhre und eines Relais verwenden.

Aus genanntem Grund wird zunächst der Kondensator *C1* aufgeladen, der dann bei gezündeter Röhre als kurzzeitige und energiereiche Spannungsquelle fungiert. Die Röhre verlischt, nachdem die Spannung von *C1* unterhalb der Brennspannung der Röhre abgesunken ist. Die Ansteuerung der *KKR Z660W* erfolgt über die angeblitzte Fotozelle *479 RG/GPhV* (Preßler). Der sich durch Lichteinfall ändernde Innenwiderstand der Fotozelle beeinflusst den am Starter wirksam werdenden Spannungsteiler und die an ihm abfallende Starterspannung. Die gezündete Relaisröhre schaltet das im Anodenkreis liegende Relais. Der geschlossene Kontakt *a* überbrückt für kurze Zeit den Synchronkabelanschluß, wodurch zwangsläufig die Blitzröhre zündet. Als Relais empfiehlt sich ein weichjustiertes und von überflüssigen Kontakten befreites Kleinstumpfrelais des Typs *GBR301* ($R = 8361 \Omega$) oder, was wesentlich eleganter ist, ein Geko-Schutzgaskontakt (Reed-Kontakt). Mit diesen Voraussetzungen ergeben sich Schaltverzögerungszeiten, die mit 2 bis 4 ms innerhalb der Öffnungszeit (1/30 s) des Kameraverschlusses liegen. Bild 3 zeigt ein Foto des Zusatzgeräts.

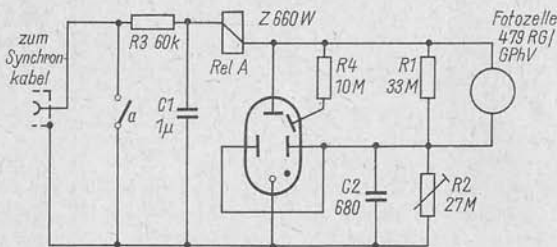
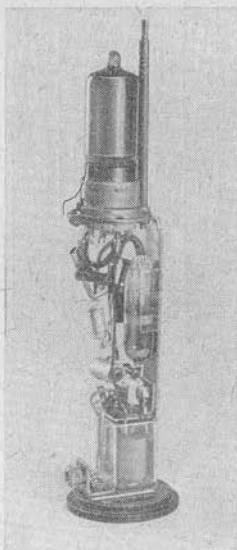


Bild 2 Schaltung für die Zündung eines 2. Blitzgeräts

Bild 3
Ausführung des Zusatzgeräts nach Bild 2



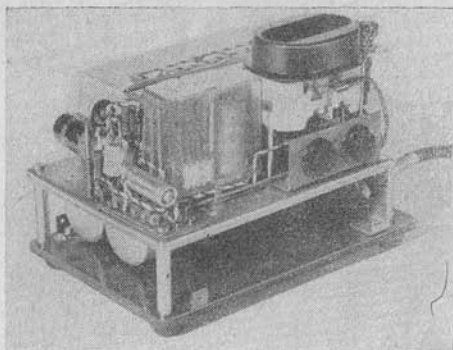
Schaltautomatik für am Einphasenwechselstromnetz betriebene Drehstrommotore — Es gibt Gründe, Drehstrommotore am Einphasen-Wechselstromnetz zu betreiben. Üblicherweise erfolgt die Bereitstellung der Hilfsphase durch einen Kondensator. Die Größe der Kapazität errechnet sich aus folgender Faustformel:

$$C_{\mu F} = \frac{P \cdot 10^9}{U^2 \cdot 2\pi f}$$

Meist ergibt sich in der Praxis, daß durch das Zusammenwirken von Motorkondensator und Motorinduktivität eine unzulässige Spannungsüberhöhung an der Feldwicklung auftreten kann. Dem wirkt man durch Reduzierung der errechneten Kapazität entgegen.

In der Anlaufphase des Motors sollte aber im Interesse eines günstigen Anlaufdrehmoments die gesamte errechnete Kapazität und, wenn notwendig, ein Mehrfaches wirksam sein. Nach Erreichen der Drehzahl (mit dieser steigt auch die Spannung an der Feldwicklung des Motors) wird der Teil der Kapazität abgeschaltet, der zu unerwünschten Überspannungen an der Feldwicklung beiträgt. Die am Motor zur Erzeugung der Hilfsphase verbleibende Kapazität muß man experimentell, unter Berücksichtigung der maximal zulässigen Wicklungsspannung, feststellen. Die

Bild 5
Ausführung des Geräts
nach Bild 4



Das Prinzip der Schaltung läßt sich auch für andere Fälle als Überspannungsschutzeinrichtung einsetzen.

Ionisationsflammenüberwachung — Mit der Schaltung nach Bild 6 ist es möglich, eine Flamme mittels des Ionisationsverfahrens zu überwachen. Diese Methode der Flammenüberwachung nutzt die thermische Leitfähigkeit und den hierbei auftretenden Gleichrichtereffekt aus. Bei vorhandener Flamme erhöht sich die Leitfähigkeit der Strecke Brenner — Sonde, wodurch der Spannungsabfall zwischen Sonde und Starter abnimmt, aber der zwischen Katode und Starter zunimmt. Der dadurch fließende Ionisationsstrom lädt $C1$ auf. Über $R1$ gelangt die Spannung zum Kippkondensator $C2$. Erreicht dessen Spannung den Wert der Zündspannung der Röhre, so zündet diese. Der Steuerteil ist selbstüberwachend, d.h., weder Kurzschluß noch Unterbrechung eines passiven Bauteils oder der Sonde kann eine Flamme vortäuschen.

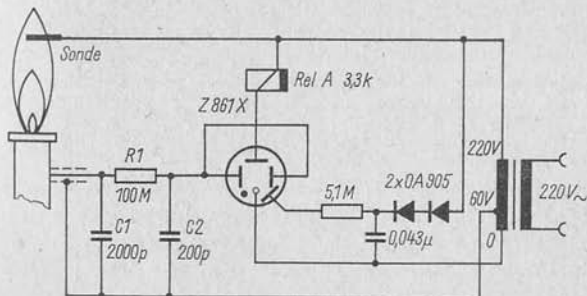


Bild 6 Schaltung zur Flammenüberwachung mit einer Ionisationssonde

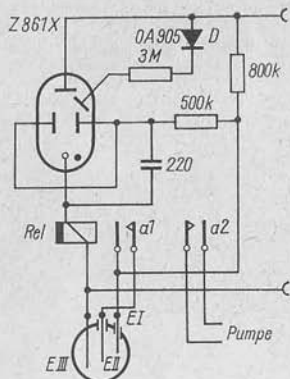


Bild 7
Schaltung zur Niveaueontrolle
von Flüssigkeiten

Niveaueontrolle von Flüssigkeiten (Minimal/Maximal-Stand) — Mit der Schaltung nach Bild 7 und mit einer in Flüssigkeit eintauchenden Elektrode wird der Flüssigkeitspegel überwacht. Sinkt er unter die Eintauchtiefe der Elektrode E_{II} , dann hat der Starterkreis über E_{III} kein Massepotential; die wirksam werdende Betriebsspannung führt zur Zündung der Röhre. Steigt durch einen ausgelösten Pumpvorgang der Pegel wieder an, so verlischt die Röhre erst, nachdem die Flüssigkeit E_I erreicht hat. Über E_I und E_{III} wird der Starter an Masse gelegt, dadurch verlischt die Röhre. Zum gleichen Zeitpunkt fällt das Relais ab; Kontakt $a1$ schließt. Dadurch wird erreicht, daß der Aufpumpvorgang nicht bereits unterhalb von E_I , sondern erst bei E_{II} einsetzt.

Überwachung einer Destillationsanlage — Die vorliegende Schaltung stellt eine Kombination aus Kontaktschutzrelais und Pegelkontrolle dar (Bild 8). Sie bietet die Möglichkeit, eine zu destillierende Flüssigkeit niveau- und temperaturmäßig zu überwachen. Unterschreitet die Flüssigkeit das durch die Elektroden festgelegte Niveau, so schaltet sich die Heizung ab. Das gleiche geschieht, wenn die Temperatur einen vorgewählten Wert übersteigt. Beide Situationen können auch noch über Relaiskontakte signalisiert werden. Für Aquarienfreunde läßt sich diese Schaltung in einfacher Weise abwandeln, indem die Zuleitungen der in die Flüssigkeit eintauchenden Elektroden überbrückt werden, so daß nur eine Temperaturüberwachung erfolgt.

Hellschaltung (Bild 9) — Durch Beleuchtung der Fotodiode verändert die Parallelschaltung Fotodiode — $R2$ das Spannungsteilverhältnis so, daß das Gitter der $KKR Z865W$ nahezu Nullpotential erreicht und die Röhre zünden kann. Die Hilfskatode erhält aus der Netzwechselspannung eine negative Betriebsspannung. Über $R1$ und $R2$ wird das Gitter der Röhre negativ vorgespannt.

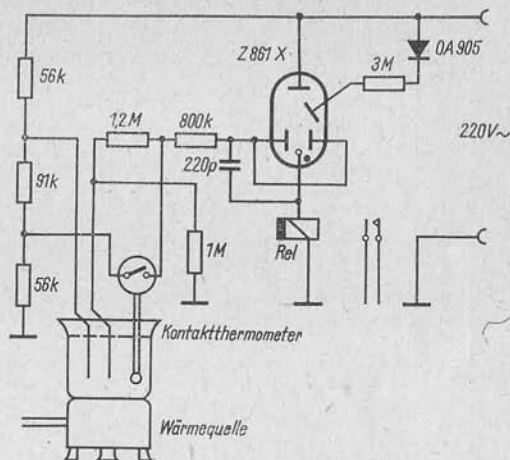


Bild 8 Schaltung zur Überwachung einer Destillationsanlage

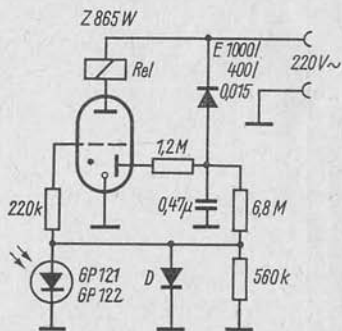


Bild 9
Hell-Schaltung mit Fotodiode

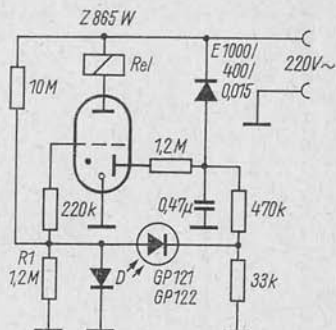


Bild 10
Dunkel-Schaltung mit Fotodiode

Daten von Kaltkathoden-Relaisröhren (VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin)

	Z 660 W	Z 860 X	Z 861 X	Z 862 E	Z 865 W
Betriebsspannung U_b [V] min — max U_{bef} [V]	180 bis 270	180 bis 270	250 bis 350 180 bis 250	180 bis 260	200 bis 350 180 bis 250
Anodenstrom I_a [mA] (Gleichstrom) max (Wechselstrom)	12	40	40 25	25	40 25
Anodenspitzenstrom I_a [mA] max	50	200	200	125	200
Anodenbrennspannung U_B [V]	115	110	110	108	115
Anodenzündspannung $U_{z\text{a}}$ [V]	320	330	425	310	425
Starterzündspannung $U_{z\text{st}1.2}$ [V] min	160	150	160	155	
Starterföhnelementstrom ¹ I_{st} [μA]	1 bis 1000	1 bis 1000	1 bis 1000	10^{-6} bis 1000	Röhre zündet bei einer Gitterspannung $U_g \approx 0\text{V}$
Hilfskathodenstrom I_h [μA] max	20	20	20	—	
Hilfskathodenstrom I_{hk} [μA]	—	—	—	—	500
Negative Gitterspannung $-U_g$ [V] max	—	—	—	—	80
Positive Gitterspannung U_g [V] max	—	—	—	—	50
Umgebungstemperatur ϑ_{amb} [°C] min — max	-50 bis +75	-60 bis +75	-50 bis +75	-60 bis +75	-60 bis +75

¹ Bei Kippsteuerung.

Dunkelschaltung (Bild 10) — Die Dunkelschaltung reagiert auf Lichtunterbrechung. Im gesperrten Zustand der Fotodiode liegt über dieser eine Spannung von etwa 60 V, die aber durch eine Diode, parallel zum Widerstand $R1$ geschaltet, abgebaut werden kann.

Literatur

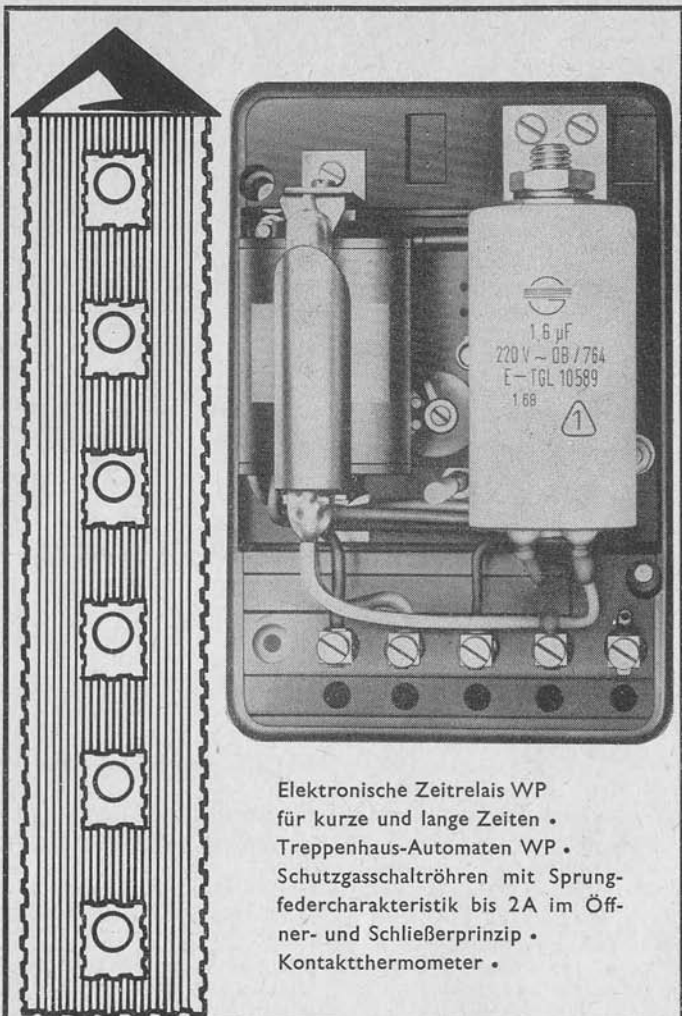
- [1] Morawski, D.: Glimmtriode Z 865 W — Eine neue Kaltkathoden-Relaisröhre. Radio und Fernsehen 15 (1966), Heft 13, Seite 393
- [2] Müller, W.: Einführende Schaltungs- und Anwendungstechnik für die Kaltkathoden-Relaisröhre Z 865 W. Radio und Fernsehen 15 (1966), Heft 21, Seite 643
- [3] Müller, W.: Kaltkathoden-Relaisröhren Z 860 X—Z 861 X—Z 660 W und einige Anwendungshinweise. Radio und Fernsehen 13 (1964), Heft 3, Seite 87, und Heft 4, Seite 115
- [4] Müller, W.: Görsdorf, G.: Einfache Schaltungen mit Kaltkathoden-Relaisröhren, Radio und Fernsehen 15 (1966), Heft 7, Seite 201
- [5] Müller, W.: Hinweise für den Betrieb von Kaltkathoden-Relaisröhren mit elektromechanischen Relais. Radio und Fernsehen 14 (1965), Heft 6, Seite 187

Elektronik-Splitter

2000000 Transistoren je Quadratzentimeter

Zwei Millionen Transistoren lassen sich mit Hilfe von Elektronenstrahlen auf einem ein Quadratzentimeter großen Trägerplättchen unterbringen. Nach der herkömmlichen Technik, die mit ultraviolett Licht arbeitet, können auf der gleichen Fläche nur rund 4000 Transistoren produziert werden. Die neue Arbeitsweise, erlaubt es, sämtliche für einen Großcomputer erforderlichen Transistoren auf einem Bruchteil des bisher erforderlichen Raumes unterzubringen.

Die enorme Steigerung der Transistorendichte auf den Trägerplättchen wird dadurch erreicht, daß man bei der schichtweisen Herstellung der Transistoren kein ultraviolettes Licht mehr verwendet, um mit Hilfe von Hell-Dunkel-Masken an bestimmten Stellen Kunststoffschutzschichten zu erzeugen, sondern vielmehr ein leicht und genau steuerbarer Elektronenstrahl. Dieser Fortschritt, der eine ungeheure Steigerung der Präzision mit sich bringt, wurde durch die Entdeckung eines Methacrylsäureesters möglich, der sich durch Elektronenstrahlen polymerisieren läßt.



Elektronische Zeitrelais WP
für kurze und lange Zeiten •
Treppenhaus-Automaten WP •
Schutzgasschaltröhren mit Sprung-
federcharakteristik bis 2A im Öff-
ner- und Schließerprinzip •
Kontaktthermometer •

Ing. Max Juchheim

63 Ilmenau

Heinrich-Heine-Straße 6

Schon seit 1928 existiert das Feldeffektpatent von *Lilienfeld* (USA), nur wurde es durch die stürmische Entwicklung der Elektronenröhre kaum beachtet. Als die ersten Flächentransistoren entwickelt wurden, beschäftigte sich einer der Erfinder (*Shockley*) auch mit dem Feldeffekttransistor. Aber der FET wurde von dem Aufschwung, den damals der Flächentransistor nahm, in den Hintergrund gedrängt. Erst nach 1960 begann man sich mit dem FET intensiver zu beschäftigen. Heute kennt man den Sperrschicht-Feldeffekttransistor und den Feldeffekttransistor mit isoliertem Gate (MOSFET). Im *Elektronischen Jahrbuch 1968* (Seite 105) wurde bereits eine erste Einführung in die Problematik des Feldeffekttransistors gegeben.

Arbeitsweise des FET

Der FET (*Field-Effect-Transistor*) ist im wesentlichen ein steuerbarer Halbleiterwiderstand. Beim herkömmlichen Transistor kommt es zur Übertragung der Ladung durch Verlagerung der Träger beider Polaritäten, beim FET wird die Ladung vor allem durch Verlagerung der Majoritätsträger übertragen. Die Eigenschaften der FET nähern sich weitgehend den Eigenschaften von Elektronenröhren (Pentoden), und zwar sowohl im Verlauf der Kennlinien als auch (annähernd) in der Steilheit sowie im Eingangs- und Ausgangsverhalten.

Vom Gesichtspunkt der Produktionstechnologie haben sich 2 Varianten der feldgesteuerten Transistoren durchgesetzt. Der ältere Typ der FET hat nur eine Grenzschicht (Sperrschicht-FET). Der 2. Typ unter der Bezeichnung MOSFET ist mit einer Isolationsschicht aus Siliziumoxid versehen, die auf der Grundplatte aus metallischem Silizium gebildet wird. Davon wurde auch die Bezeichnung MOSFET (*Metal Oxid Semiconductor Field Effect Transistor*) abgeleitet. Die Steuerung des Stromflusses bei diesem Transistor übernimmt ein elektrisches Feld, das von der aufgedampften Metallschicht gebildet wird, die durch eine Oxidschicht völlig von der metallischen Grundfläche isoliert ist. Beim Sperrschicht-FET

übernimmt die Steuerung ein elektrisches Feld der Halbleiterschicht, die hinsichtlich des Transistorgrundmaterials umgekehrt beschickt wird. Dadurch entsteht eine Grenzschicht (ähnlich wie bei der Diode), sie wird in der gesperrten Richtung geschaltet. Die Grenzschicht verhält sich dann bei entsprechend gewählter Sperrspannung als Isolator. Vom Gesichtspunkt der Verwendung weisen beide Transistortypen ähnliche Eigenschaften auf, so daß sie in der folgenden Darlegung nicht weiter unterschieden werden.

Bei der Erklärung der Funktion des feldgesteuerten Transistors wird der Einfachheit halber angenommen, daß er aus einem Halbleitermaterialkörper in Quaderform angefertigt ist, der als Leiter wirkt und dessen Längswiderstand man mittels eines quer angelegten elektrischen Feldes steuert. Je nach der Art der Zusätze zur Legierung des Leitergrundmaterials kann der Leitweg (auch Kanal genannt) eine Leitfähigkeit des Typs n oder p haben. An den Längsseiten befinden sich Materialinseln umgekehrter Polarität, die durch Diffusion gewonnen werden (Bild 1). Diese Flächen dienen als Steuerelektroden.

Der grundlegende Längswiderstand des Körpers hängt — wie immer — von den geometrischen Abmessungen (l , b , h) und vom spezifischen Widerstand ρ ab. Bei gewählten Abmessungen des Körpers kann man seinen Grundwiderstand nur durch Verändern der Leitfähigkeit des Grundmaterials beeinflussen, also durch Konzentration der Beimengungen in der Grundlegierung.

Wenn an die Elektrode G (Steuerelektrode) eine Spannung mit der Polarität gemäß Bild 1 (positive Polarität an die Elektrode S und negative Polarität an die Elektrode G) gelegt wird, dann entsteht an beiden Seiten des pn -Übergangs eine Raumladung. Dadurch wird ein Teil der freien Ladungsträger des Grundmaterials gebunden und kann nicht als Stromträger in der Längsrichtung des Körpers dienen. Die Leitfähigkeit des Materials wird vermindert und ist abhängig von der Menge der restlichen Majoritätsträger.

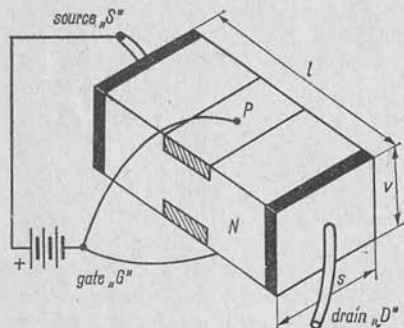


Bild 1
Aufbau des Sperrschicht-FETs
($s = b$, $v = h$)

Bild 2
Verteilung
der Konzentration
der Stromträger beim FET

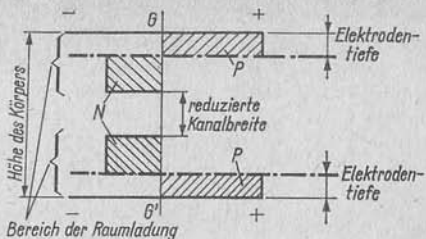
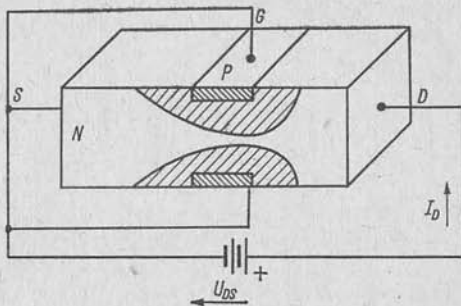


Bild 2 zeigt eine vereinfachte Verteilung der Konzentration der Stromträger im Querschnitt des Halbleitergrundblocks. Die Eindringtiefe (die Dicke) der Steuerelektroden ist schraffiert angedeutet. Durch den Einfluß der zweckmäßigen Polarisation der Elektroden entsteht eine Raumladung, die in den Bereich des Leitkanals durchdringt. Freie Ladungsträger findet man nur im Restbereich ohne Raumladung, bezeichnet als *reduzierte Kanalbreite*. (Die ursprüngliche Kanalbreite ohne angelegte Steuerspannung entspricht der Blockhöhe h .) Die Breite des reduzierten Kanals kann man mit der an die Elektroden angelegten Spannung steuern. Mit anderen Worten gesagt: Das elektrische Feld der Elektroden steuert die Leitfähigkeit des Leitwegs.

Die bisherigen Überlegungen setzten voraus, daß zwischen den Elektroden S und D keinerlei Spannung angelegt ist. Legt man eine Längsspannung an, dann entsteht außerdem eine Längsverteilung des Potentials. Ausgangspunkt der Betrachtung soll sein, daß die Spannung zwischen den Elektroden G und S gleich 0 ist und daß beide Elektroden mit der Spannungsquelle verbunden sind. Durch Erhöhen der Spannung zwischen den Elektroden D und S steigt anfangs der Strom I_D . Der Halbleiterkörper verhält sich als Wirkwiderstand. Mit zunehmender Spannung (mit zunehmendem Strom) wächst fortschreitend der Spannungsgradient im Kanal in der Stromflußrichtung. Die Elektroden G sind jedoch mit der

Bild 3
Kanalbildung beim FET
mit Spannung U_{DS}



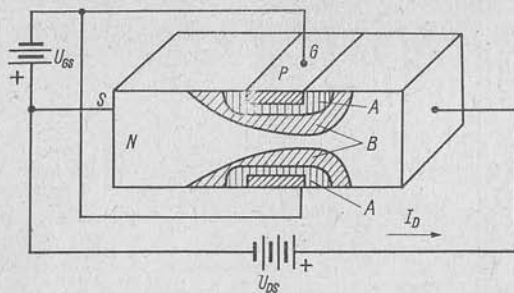


Bild 4 Kanalbildung beim FET mit den Spannungen U_{DS} und U_{GS}

Elektrode S (mit dem Minuspol der Batterie) verbunden. Ihr Einfluß auf die Deformation des Gradienten innerhalb des Körpers wächst in Richtung zur Elektrode D. Dadurch bildet sich eine Raumladung in gestreckter Tropfenform, die eine weitere lineare Zunahme der Stromintensität mit der Spannung zu begrenzen beginnt. Bei einer bestimmten Spannung kommt es sogar zur Sperrung des Leitkanals. Dabei fließt gerade ein so großer Strom I_D , daß bei ihm der kritische Spannungsabfall am Materialkörper eintritt (*Pinch-off-Spannung*). Dieser Effekt geht aus den Kennlinien I_D/U_{DS} hervor (Bild 5). Der beschriebene Zustand entspricht dem Umknicken der Kennlinie für $U_{GS} = 0$, bei dem die Kennlinie in einen fast waagerechten Verlauf übergeht, wobei auch eine beträchtliche Erhöhung der Spannung U_{DS} eine nur geringe Zunahme des Stromes I_D bewirkt.

Legt man nun zwischen die Elektroden G und S zusätzlich eine Polarisationsspannung an, so entsteht eine Raumladung, die der Summe des Spannungsgradienten der Elektrode D und der Steuerspannung entspricht.

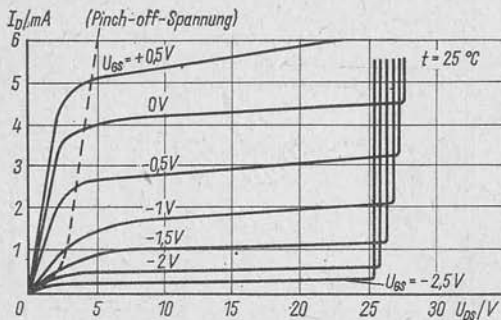


Bild 5 Kennlinien eines FET

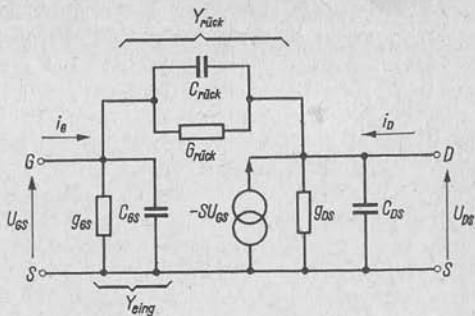


Bild 6 Vereinfachte Ersatzschaltung des FET

Im Bild 4 ist dieser Zustand durch unterschiedliche Schraffur der Raumladungszonen A und B angedeutet. Die Raumladung A entsteht durch Anlegen des elektrischen Steuerfelds. Zur Raumladung A wird die tropfenförmige Raumladung B hinzugezählt, die durch den Längsspannungsgradienten hervorgerufen wird. Der Einfluß beider Felder wird addiert, und es kommt zu einer schnelleren Drosselung der reduzierten Kanalbreite und damit auch des durchfließenden Stromes. Der Einfluß der Spannung an der Steuerelektrode G ist auch gut aus Bild 5 ersichtlich, das durch den Verlauf der Kurven an die Kennlinien einer Pentode erinnert. Aus den Kennlinien der Elektrode D für den gegebenen Typ des FET lassen sich nach der für Elektronenröhren üblichen Methode Arbeitswiderstandsgerade, Steilheit im Arbeitspunkt u.ä. bestimmen, die für den Entwurf einer Schaltung erforderlich sind. Weitere Daten gewinnt man aus der Analyse der Ersatzschaltung des FET (Bild 6).

Indem der Übergang zwischen der Steuerelektrode G und dem restlichen Material sperrend polarisiert ist, wird ein großer Eingangswiderstand des FET erreicht ($10^{10} \Omega$ und größer). Parallel zum Eingangswiderstand liegt eine Eingangskapazität, die ihren Ursprung vor allem in der gebundenen Ladung in der Übergangsschicht hat. Deshalb ist die Eingangskapazität auch abhängig von der Spannung an der Elektrode G und vom Strom durch den Transistor. Bei gesperrtem Transistor ist die Eingangskapazität etwa 10 pF und erhöht sich proportional mit dem Strom I_D bis auf das 1,5- bis 2fache.

Bei höheren Frequenzen muß man auch mit einer Rückwirkungskapazität der Elektroden G—D rechnen, die zwar verhältnismäßig klein ist, aber bei größerem Belastungswiderstand (größerer Verstärkung) durch den Miller-Effekt sehr störend wirken kann. Sowohl die Eingangsleitfähigkeit als auch die Rückwirkungsleitfähigkeit $G_{rück}$ bilden außerordentlich große Widerstände. Deshalb überwiegt schon von wenigen Hertz

aufwärts die kapazitive Komponente der Eingangs- und Rückwirkungsadmittanz. Die Steilheit S liegt bei den herkömmlichen FET im Bereich 0,5 bis 5 mA/V. Die Frequenzabhängigkeit der Steilheit pflegt bis zu etwa 30 MHz relativ gering zu sein. Über dieser Frequenz sinkt der Anteil der realen Steilheitskomponenten, gleichzeitig steigt der imaginäre Teil (kapazitive Steilheitskomponente), so daß man vorläufig geeignete FET zur Verstärkung bis zu einer Frequenz von etwa 100 MHz verwenden kann. Dabei muß der wachsende Phasenhub der Steilheit in Betracht gezogen werden.

Die Ausgangsleitfähigkeit beträgt 10 bis 50 k Ω und bleibt bis zu etwa 1 MHz frequenzunabhängig. Bei höheren Frequenzen überwiegt die kapazitive Komponente der Ausgangsleitfähigkeit. Die Ersatzschaltung des FET (Bild 6) gilt für Frequenzen bis etwa 30 MHz. Die Ersatzschaltung verleugnet nicht die Ähnlichkeit mit der Ersatzschaltung der herkömmlichen Transistoren. Durch Vernachlässigung der extrem kleinen Leitfähigkeiten g_{GS} bzw. $G_{\text{rück}}$ erhält man eine Ähnlichkeit mit dem Vierpol einer Elektronenröhre.

FET aus der DDR und der ČSSR

Von der Halbleiterindustrie der DDR wird ein Feldeffekttransistor mit isoliertem Gate (MOSFET) angeboten. Es ist ein Silizium-n-Kanal-MOS-FET vom *Depletion*-Typ (depletion = Entleerung, Drosselung oder Verarmung) mit der Bezeichnung *SM102*. Vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) werden etwa folgende Daten angegeben:

Eingangswiderstand	$R_e = 10^{15} \Omega$ ($U_{GS} = 20 \text{ V}$);
Vorwärtssteilheit	$Y_{21S} = 0,8 \text{ mS}$ ($U_{DS} = 6 \text{ V}$, $U_{GS} = 0 \text{ V}$);
Drain-Source-Spannung	$U_{DS} = \text{max. } 20 \text{ V}$ ($I_D = 10 \mu\text{A}$, $U_{GS} = -10 \text{ V}$);
Verlustleistung	$P_{\text{tot}} = 100 \text{ mW}$.

Die Firma *TESLA* (ČSSR) bietet ebenfalls einen MOSFET von gleichem Aufbau an, Bezeichnung *KF520*, für den etwa folgende Daten gelten:

Eingangswiderstand	$R_e = 10^{14} \Omega$;
Vorwärtssteilheit	$Y_{21S} = 0,3 \text{ mS}$ ($U_{DS} = 10 \text{ V}$, $U_{GS} = 0 \text{ V}$);
Drain-Source-Spannung	$U_{DS} = \text{max. } 30 \text{ V}$;
Gate-Source-Spannung	$U_{GS} = \text{max. } 70 \text{ V}$;
Verlustleistung	$P_{\text{tot}} = 200 \text{ mW}$;
Eingangskapazität	$C_e = 8 \text{ pF}$.

Die verwendeten Schaltzeichen für die verschiedenen FET-Typen zeigt Bild 7.

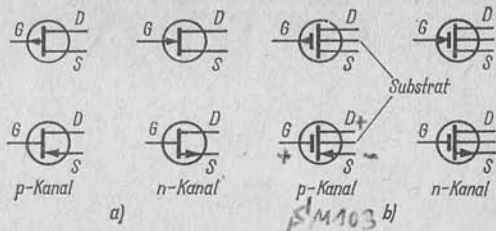


Bild 7 Verwendete Schaltzeichen für Feldeffekttransistoren, links Sperrschicht-FET, rechts MOSFET

Kleine FET-Schaltungssammlung

Zur Anwendung des Feldeffekttransistors werden nachstehend einige Beispiele aus der internationalen Fachliteratur angegeben. Dabei zeigt sich deutlich die Überlegenheit des FET gegenüber herkömmlichen bipolaren Transistoren. Neben der Schaltungsvereinfachung ergeben sich dabei auch Einsparungen an Bauelementen.

Audionschaltung (Bild 8) – Bei der Gittergleichrichtung mit Elektronenröhre wirkt die Strecke Steuergitter–Katode als Diode und richtet die HF gleich (Demodulation). Genauso verhält es sich bei der Gategleichrichtung, nur daß die Strecke Gate–Source die Diode bildet. Wie bei der Röhrenschaltung, so ist auch die Schaltung mit FET anfällig gegen zu große Eingangsspannungen (Verzerrungen durch Übersteuerung). Die Empfindlichkeit der Schaltung läßt sich durch eine Rückkopplung verbessern. An der Drainelektrode kann die Basiselektrode eines Transistors direkt angeschlossen werden, so daß der Drainstrom um den Faktor der Stromverstärkung des Transistors verstärkt wird. Den Kopfhörer schaltet man dann in den Kollektorkreis des Transistors [1].

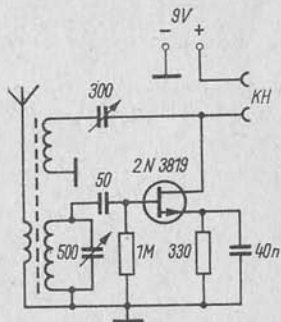


Bild 8
Audionschaltung mit FET

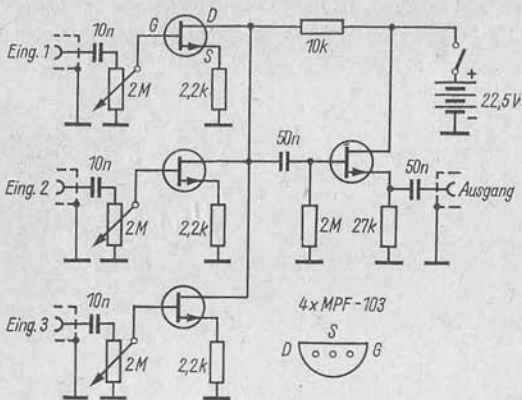


Bild 9 FET-Eingangsschaltung für NF-Mischverstärker

Klangregelschaltung (Bild 10). – In hochwertigen NF-Verstärkern erfolgt die Klangregelung getrennt für Tiefen und Höhen. Das verwendete RC-Netzwerk sorgt in der Mittelstellung der Potentiometer für einen geradlinigen Frequenzverlauf der Verstärkung. Durch Verstellen der Potentiometer können fächerartig die tiefen und hohen Frequenzen angehoben oder abgesenkt werden. Da durch die Anwendung von Feldeffekttransistoren die Schaltung sehr hochohmig wird, kann man für das Klangregelnetzwerk die gleiche Dimensionierung wählen wie für Röhrenschaltungen. Die Ausgangsstufe ist als Sourcefolger (Drain-Basis-Stufe) geschaltet, wobei das ausgangsseitige Potentiometer als Lautstärkereglert dient [3].

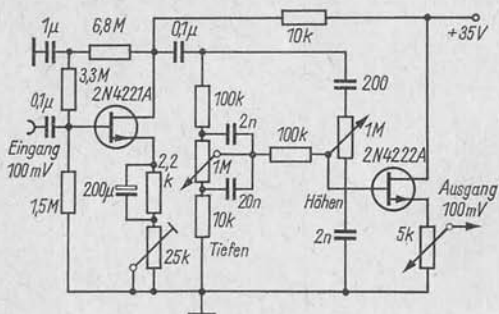
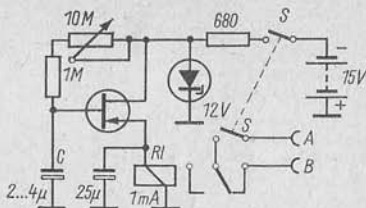


Bild 10 Klangregelschaltung mit FET-Eingangs- und FET-Ausgangsstufe

Bild 11
Elektronischer Zeitschalter
mit FET

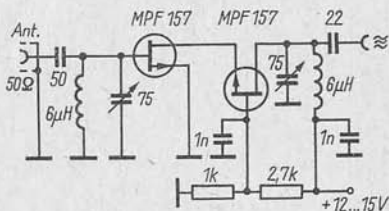


Elektronischer Zeitschalter (Bild 11) — An Einfachheit kaum zu überbieten ist diese Schaltung mit der sich Schaltzeiten von 6 bis 60 s bei $C = 2$ bis $4 \mu\text{F}$ erreichen lassen. Die Zeiteinstellung erfolgt mit dem Potentiometer $10 \text{ M}\Omega$. Wenn der Schalter S geschlossen ist, lädt sich der Kondensator C über die Widerstände auf. Mit zunehmender Spannung steigt auch der Strom durch das Relais, bis es bei einem Strom von etwa 1 mA anzieht. An die Buchsen A—B wird die zu steuernde Einrichtung angeschlossen (beispielsweise Einschaltung des Vergrößerungsgeräts). Mit dem Anziehen des Relais wird der Stromweg A—B unterbrochen. Will man umgekehrt eine verzögerte Einschaltung erreichen, so muß B an den Arbeitskontakt des Relais gelegt werden. Bei geöffnetem Schalter S entlädt sich der Kondensator C über die Relaispule nach 1 bis 2 s [4].

Kaskode-HF Verstärkerstufe (Bild 12) — Wegen des hohen Eingangswiderstands und des großen dynamischen Aussteuerbereichs sind Feldeffekttransistoren besonders für Eingangsstufen von Empfängern geeignet. Eine Neutralisation entfällt meist, da die Rückwirkungskapazität gering ist, beim MOSFET $< 0,5 \text{ pF}$, beim Dual-Gate-MOSFET sogar $< 0,05 \text{ pF}$. Die Schaltung nach Bild 12 entspricht im Aufbau der Röhrenkaskode (1. Stufe Katoden-Basis-, 2. Stufe Gitter-Basis-Schaltung) ebenso in den Eigenschaften. Das Rauschen wird vom 1. FET bestimmt, die Leistungsverstärkung vom 2. FET. Soll der HF-Verstärker für andere Bänder benutzt werden, so ist der Schwingkreis entsprechend zu dimensionieren [5].

FET-Oszillatoren (Bild 13) — Im *Elektronischen Jahrbuch 1969* (Seite 189) wurden transistorisierte Versionen der Oszillatoren nach Vackar und

Bild 12
Kaskode-HF-Vorverstärker
mit FET für 20-m-Band



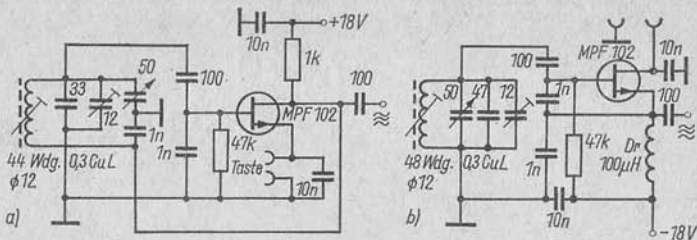


Bild 13 Mit FET bestückte Oszillatorschaltungen, links nach Vackar, rechts nach Seiler

Seiler angegeben; nachfolgend diese Schaltungen mit FET-Bestückung für den VFO-Bereich 3,5 bis 4,0 MHz. Nach Angaben des Autors arbeitet der FET-Vackar-VFO (Bild 13 a) weit besser als jemals ein zuvor gebauter VFO mit Röhren- oder Transistorbestückung. Beim Tasten ist kein Chirp wahrnehmbar, ebenso keine Frequenzänderung. Betriebsspannungsänderungen wirken sich nur sehr gering auf die Frequenz aus (Variation von 22 V auf 9 V, $\Delta f < 1$ kHz). Genauso günstig ist die Schaltung nach Seiler (Bild 13 b) [6].

VFO für 80-m-Band (Bild 14) — Um die Belastung der Oszillatorstufe geringzuhalten, sollte man auf jeden Fall Trennstufen vorsehen. Dabei ist die Bestückung der 1. Trennstufe mit einem FET wegen der geringen Rückwirkungskapazität besonders günstig. Anschließend können dann bipolare Transistoren verwendet werden. Die gezeigte Schaltung ist ein Clapp-VFO, den man mit einer stabilisierten Spannung von 9 V betreibt. Die Auskopplung an der Sourceelektrode erfolgt über eine Kapazität von nur 5,6 pF. Am Ausgang der Schaltung steht eine HF-Spannung von etwa

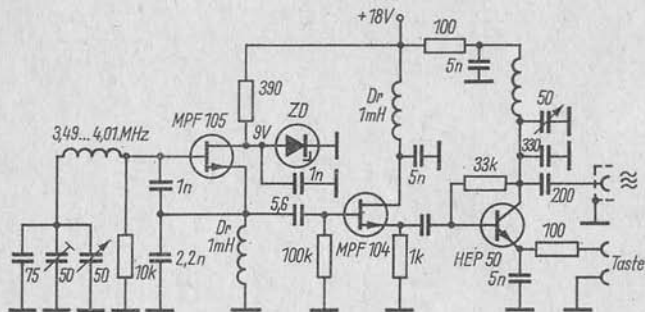


Bild 14 80-m-VFO mit Trennstufen

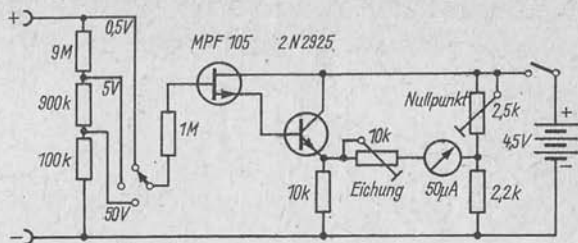


Bild 15 Hochohmiger Spannungsmesser mit FET-Bestückung

2 V zur Verfügung, die für die Ansteuerung weiterer Stufen völlig ausreicht [7].

FET-Spannungsmesser (Bild 15) — In diesem Jahrbuch wird ein FET-Spannungsmesser mit einer symmetrischen Brückenschaltung beschrieben. Aber auch mit nur einem Feldeffekttransistor läßt sich eine brauchbare Schaltung verwirklichen. Der Eingangswiderstand entspricht dem von Röhrenvoltmetern, ebenso die Linearität der Anzeige. Der Eingangswiderstand der gezeigten Schaltung ist $10\text{ M}\Omega$, der kleinste Spannungsmessbereich $0,5\text{ V}$. Unterteilt man den Widerstand $100\text{ k}\Omega$ in $90\text{ k}\Omega$ und $10\text{ k}\Omega$, so läßt sich noch der Bereich 500 V hinzufügen. Verwendet man ein Meßwerk $100\text{ }\mu\text{A}$, so sind die Spannungsmessbereiche $1 - 10 - 100 - 1000\text{ V}$. Wechselspannungen lassen sich mit einem vorgeschaltetem Tastkopf messen. Das Meßprinzip nach Bild 15 entspricht ebenfalls einer Brückenschaltung [8].

Spannungseichnormal (Bild 16) — Zum Eichen von Spannungsmessern benötigt man definierte Spannungen. Bei der Schaltung nach Bild 16 fällt am Widerstand R eine konstante Spannung ab. Ändert sich die Betriebsspannung, so regelt der FET über die Gateelektrode den Source-

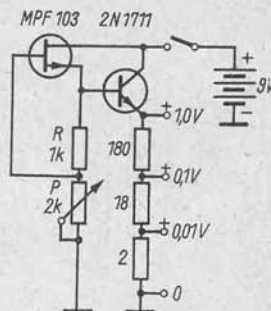


Bild 16
Schaltung für ein Spannungseichnormal

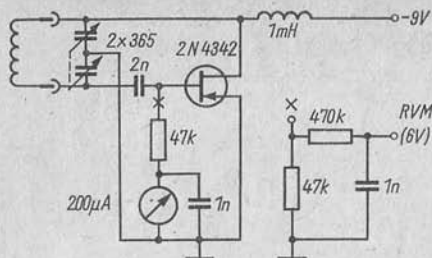


Bild 17
Dip-Meter mit Feld-
effekttransistor

strom wieder auf den ursprünglich eingestellten Wert. Damit die Belastung durch einen Spannungsmesser geringgehalten wird, vermindert der bipolare Transistor diese etwa im Verhältnis 100:1. Am unterteilten Emittterwiderstand kann man die einzelnen definierten Spannungen entnehmen. Die Eichung auf den Wert 1 V erfolgt mit dem Potentiometer P. Alle Widerstände haben eine Genauigkeit von 1 bis 2% [9].

Gate-Dip-Meter (Bild 17) — Für den Funkamateurler und den Radiobastler ist das röhrenbestückte Grid-Dip-Meter ein vielseitig verwendbares Meßgerät. Bekannt sind auch mit Transistor oder Tunneliode bestückte Ausführungen. Der Röhrenschaltung nahezu äquivalent ist das mit einem Feldeffekttransistor arbeitende Gate-Dip-Meter. Da es sich um eine sehr hochohmige Anzeigeschaltung handelt, kann man über die in der Schaltung rechts gezeigte Kombination auch ein Röhrenvoltmeter anschließen, das bei x eingefügt wird. Damit läßt sich die Schaltung als Vorsatzgerät für ein Röhrenvoltmeter aufbauen. Verwendet man für den Doppeldrehkondensator eine Ausführung mit unterschiedlichen Kapazitätswerten (etwa aus einem Transistorsuper), so wird die höhere Kapazität auf die Gateseite des Schwingkreises geschaltet [10].

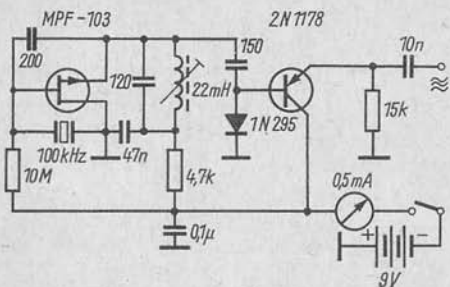


Bild 18
100-kHz-Eichpunktgeber
mit Verzerrerstufe

100-kHz-Eichpunktgeber (Bild 18) — Der FET arbeitet in der Colpitts-Schaltung als Drain-Basis-Stufe. Von der niederohmigen Sourceelektrode wird das HF-Signal kapazitiv an die Basis des Transistors gekoppelt. Die Diode an der Basis begrenzt die positive Halbwelle, der Transistor die negative Halbwelle der HF-Spannung. Im Ergebnis hat die am Emitter ausgekoppelte HF-Spannung einen hohen Anteil an harmonischen Frequenzen. Am Ausgang tritt etwa eine HF-Spannung von $U_{SS} = 3 \text{ V}$ auf. Die Spule wird so abgestimmt, daß die Schaltung einen Strom von 400 bis 450 μA aufnimmt [11].

Literatur

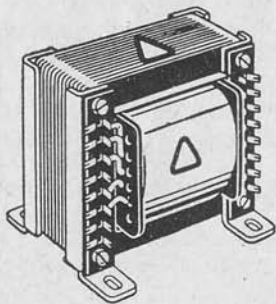
- [1] Hawker, P. J.: Amateur Radio Techniques, Seite 24. London: RSGB-Verlag 1968
- [2] Wherry, D. M.: Build a FET-Mixer. Popular Electronics, Vol. 28, Nr. 3 (March 1968), Seite 49
- [3] 1001 Schakelungen met Transistoren, deel IV. Radio Electronica 16 (1968), Heft 6, Seite 693
- [4] Blachford, B. W.: Build the FET Interval Timer. Popular Electronics, Vol. 29, Nr. 3 (September 1968), Seite 61
- [5] Schultz, J. J.: FET Preamplifiers. 73 Magazin, Vol. 47, Nr. 10 (October 1968), Seite 112
- [6] Hawker, P. J.: Technical Topics, Radio Communication, Vol. 44, Nr. 7 (July 1968), Seite 447
- [7] Fisk, J.: A FET VFO for 80 Meters, 73 Magazin, Vol. 46, Nr. 5 (May 1967), Seite 56
- [8] Siehe [1], Seite 153
- [9] Tooker, F. H.: Accurate Low-Voltage Calibrator, Popular Electronics, Vol. 29, Nr. 3 (September 1968), Seite 66
- [10] Hawker, P. J.: Technical Topics, RSGB-Bulletin, Vol. 43, Nr. 11 (November 1967), Seite 735
- [11] Tooker, F. H.: Build FET Crystal Calibrator, Popular Electronics, Vol. 28, Nr. 3 (March 1968), Seite 56

Elektronik-Splitter


Transistoren auf Papierbasis

Versuchsweise hat man Transistoren in Dünnschichttechnik auf Papier bzw. Folie „aufgedruckt“. Bei dem verwendeten Verfahren werden mit Hilfe von Matrizen die Transistoren in Aufdampftechnik auf das biegsame Substrat aufgebracht. Die Massenproduktion soll in Form von Rollen oder Streifen erfolgen, aus denen die Transistoren auszuschneiden sind.

Von der herkömmlichen Dünnschichttechnik weicht das im Entwicklungsstadium befindliche neue Verfahren erheblich ab. Nicht nur das Substrat ist einfacher, sondern auch der Fertigungsprozeß, da nur ein Vakuum-Arbeitsgang benötigt wird. Neben dem Substrat werden als Materialien benötigt Gold, Tellur, Aluminium und Glas. Vorgesehen sind vollständige elektronische Schaltungen auf Substratbändern.



TRANSFORMATOREN
ÜBERTRAGER
für die Rundfunk-
und Fernmeldetechnik

Gütezeichen  des DAMW
Bezug nur über den Fach-
handel!

GUSTAV NEUMANN KG

SPEZIALFABRIK FÜR TRANSFORMATOREN

Betrieb mit staatlicher Beteiligung

5903 CREUZBURG / WERRA THÜR. (DDR)

Der moderne Amateurfunk läßt im internationalen Maßstab eindeutig die Entwicklung zur Einseitenbandtechnik (SSB) erkennen, wobei die herkömmlichen Modulationsarten ihre Daseinsberechtigung zwar noch beweisen, jedoch zunehmend an Bedeutung verlieren werden. Lediglich der Telegrafiebetrieb dürfte weiterhin gleichberechtigt an der Seite des SSB rangieren.

Bekanntlich wird bei einem SSB-Sender wahlweise das obere oder untere Seitenband mit dem Nachrichteninhalt — ohne Träger — abgestrahlt. Hierbei kommt es natürlich auf die Einhaltung bestimmter technischer Parameter an, obgleich im Amateurfunk die Neigung zu größerer Toleranz besteht, was oftmals zu einer ziemlich kritiklosen Fehleinschätzung führt. Man könnte lange darüber streiten, wie hoch für den Normalamateur die Unterdrückung des unerwünschten Seitenbands sein soll, eine Einigung wird man in Amateurkreisen kaum erzielen. Die Unterdrückung muß jedoch so groß sein, daß sie die Nachbarfrequenz nicht stört! Das kann allerdings bei den im SSB-Betrieb heute üblichen Signalstärken eine ernstzunehmende Forderung sein.

Man sollte sich auch darüber klar sein, daß ein ohnehin schlechtes Signal eben durch eine Endstufe noch um einige Dezibel schlechter wird. Ein mehr oder weniger großer Restträger gehört heute ebenfalls nicht mehr zu einem guten Signal (auch auf 2 m). Im übrigen kommt es darauf an, bei der Gegenstation „laut und klar“ aufgenommen zu werden. Das kann man natürlich nur mit einer guten Endstufe, und bei näherer Betrachtung verbergen sich unter diesem etwas simplen Begriff nicht unbeträchtliche theoretische wie praktische Probleme.

In allen Fällen geht es in erster Linie darum, das vorhandene SSB-Signal in der Endstufe so zu verstärken, daß sich die Kurvenform des zugeführten Signals von der am Ausgang der Endstufe entstehenden Kurve nur in der Amplitude unterscheidet, also eine lineare Verstärkung erfährt. Dieser Vorgang ist am ehesten mit einer NF-Verstärkung (*Hi-fi*) zu vergleichen.

Dabei darf nicht unerwähnt bleiben, daß man bei einer Linearendstufe 2 Kategorien unterscheiden muß:

- herkömmliche SSB-Endstufen – als PA eines üblichen Exciters – mit Leistungen im Bereich 200 bis 300 W PEP;
- Linearendstufen, die einem Exciter (50 bis 200 W) nachgeschaltet werden können und eine Leistung von 1 kW oder mehr aufweisen.

Alle diese SSB-Endstufen sollen Signale erzeugen, die nach Möglichkeit frei sind von Verzerrungsprodukten, wobei der Arbeitspunkt der PA-Stufe eine entscheidende Rolle spielt. Bekanntlich ist dafür die Lage des Arbeitspunkts auf der U_g/I_a -Kennlinie maßgebend, und man unterscheidet A-, AB-, B- und C-Betrieb. Im folgenden sollen die theoretischen Grundlagen über Endstufen nur kurz umrissen werden, weitere Einzelheiten sind der einschlägigen Literatur zu entnehmen. In der SSB-Technik wird aus hier nicht näher zu erörternden Gründen der AB₁- bzw. AB₂-Betrieb bevorzugt, der bei befriedigendem Wirkungsgrad (50 bis 55%) ein optimales Arbeiten der PA-Stufe zuläßt. Daneben existieren noch Spezialschaltungen mit Regelröhren (Klasse C linear) usw. Beim AB-Betrieb wird die Gittervorspannung so eingestellt, daß die Leistungsaufnahme der Endstufe bei Signal 0 etwa $\frac{1}{2}$ bis $\frac{1}{3}$ der Anodenverlustleistung der Röhre oder der Summe mehrerer Röhren ist.

Der Anodenruhestrom läßt sich allgemein nach folgender Beziehung einstellen:

$$I_a = \frac{Q_a}{2U_a};$$

I_a – Ruhestrom in mA, Q_a – Verlustleistung in W, U_a – Anodenspannung in V.

Im AB₁-Betrieb wird die Endröhre so weit ausgesteuert, daß noch kein Gitterstrom fließt. Es wird von einer sogenannten leistungslosen Steuerung gesprochen; die Praxis beweist aber, daß infolge unvermeidbarer Verluste im Treiber usw. doch eine gewisse HF-Leistung bereitgestellt werden muß.

AB₂-Betrieb stellt eine Aussteuerung bis zum Auftreten positiver Gitterspannungen dar, so daß Gitterstrom auftritt. Die notwendige Steuerleistung läßt sich zwar ebenfalls berechnen ($P_{\text{steuer}} = U_{g1} \cdot I_{g1}$), ist aber in der Praxis auch höher anzusetzen. Durch die Ansteuerung in positive Gitterspannungsbereiche sind natürlich die Verzerrungsprodukte größer als bei der AB₁-Einstellung.

Neben Wahl und Einstellung des richtigen Arbeitspunkts einer Linearendstufe wird ihr optimales Arbeiten auch noch durch andere Faktoren mitbestimmt. Bedingt durch die impulsartige Belastung der Endstufenröhren erfordert das Besprechen des Mikrofons hochkonstante Strom-

versorgungsgeräte (niederohmig, Siliziumdioden usw.). Die Anoden- und Schirmgitterspannung dürfen bei Belastung nicht wesentlich absinken. In ganz besonderem Maß gilt dies für die negativen Gittervorspannungen bei Hochleistungsendstufen (1 kW), sofern keine Gitter-Basis-Schaltung benutzt wird. Sowohl für die Schirmgitterspannung als auch für die Gittervorspannung bieten sich elektronische Regelungen an. Allerdings können bei Endstufen um 1 kW Leistung die auftretenden, teilweise erheblichen Gitterströme Probleme der Dimensionierung aufwerfen.

Weiterhin hat die Höhe der HF-Steuerspannung besondere Bedeutung. Übersteuerungen einzelner Stufen (gilt nicht nur für PA) führen zur Ausbildung von kräftigen Harmonischen, so daß ein sehr breites Signalspektrum die Folge ist. Neben der exakten Einstellung der Spannungen hat natürlich auch die Anpassung der Endröhre an ihren Außenwiderstand einschließlich seiner Transformation auf die Antennenimpedanz größten Einfluß. Die optimale Endstufenleistung wird nur bei richtiger Dimensionierung der Tankkreise und Filter an die Antenne abgegeben. Fehlanpassungen führen neben einer deutlichen Leistungsminderung zur Verschlechterung der Signalqualität und zum Auftreten von BCI und TVI.

Fragen der Neutralisation sind bereits früher mehrfach erörtert worden und sollen nicht mehr diskutiert werden. Nur soviel sei gesagt, daß man bei SSB unter allen Umständen versuchen sollte, zugunsten der Signalqualität eine saubere Neutralisation der Endstufe vorzunehmen.

Die Leistung einer SSB-Endstufe läßt sich mit amateurmäßigen Mitteln nur annähernd bestimmen, da sie während der Modulation des Senders um einen Mittelwert pendelt. Man ist übereingekommen, vor allem die Spitzenleistung eines SSB-Senders zu definieren, die sich relativ einfach messen läßt. Bei der Modulation des Senders mit einer Sinusfrequenz (Eintonaussteuerung) wird die HF-Spannung, die an einem der Antennenimpedanz angepaßten induktionsfreien Widerstand (70Ω) von entsprechender Belastbarkeit entsteht, mit einem Röhrenvoltmeter (HF-Tastkopf) gemessen. Die Leistung läßt sich dann wie folgt berechnen:

$$P_{\text{pep}} = \frac{U_{\text{eff}}^2}{R}$$

Wird zum Beispiel eine Spannung von $U_{\text{eff}} = 70 \text{ V}$ an einem Lastwiderstand 50Ω gemessen, so beträgt die Spitzenleistung etwa 100 W. Mit zunehmender Zahl der Modulationsfrequenzen (2-Ton-Test usw.) bleibt zwar die PEP-Leistung konstant, die Durchschnittsleistung jedoch sinkt ab. Bei Sprachmodulation also liegt die Durchschnittsleistung erheblich unter der Spitzenleistung, so daß in der Regel nur die Spitzenleistung einer Endstufe angegeben wird, da die Durchschnittsleistung schwer zu erfassen ist.

Linearitätsprüfungen bei Endstufen müssen mit einem entsprechenden Oszillografen vorgenommen werden, bei denen kein Meßverstärker vor-

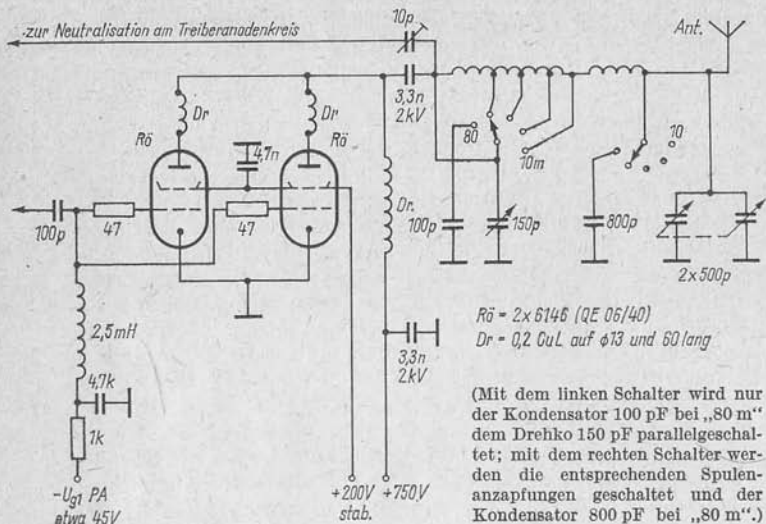


Bild 1 Die „klassische“ SSB-PA-Stufe mit 2×6146

handen zu sein braucht, da ja die PA genug HF-Spannung abgibt. Auf diese Weise können an Hand der Abweichungen von den normalen Kurvenformen Rückschlüsse auf falsche Einstellung der Betriebswerte gezogen werden.

Bei den folgenden praktischen Schaltungen von SSB-Endstufen darf natürlich die nun schon fast klassische PA-Stufe mit 2×6146 oder $PL36/PL500$ nicht fehlen. Bild 1 zeigt diese Schaltung. Zur Ansteuerung reicht eine $EL83$ im Treiber aus. Bei Verwendung der $PL36$ muß die abweichende Dimensionierung des Tankkreises beachtet werden: anodenseitiger Drehko etwa $700 pF$. Durch die dadurch bedingte sehr kleine Induktivität können auf $15 m$ und $10 m$ Schwierigkeiten entstehen.

Diese Schwierigkeiten lassen sich umgehen, wenn man eine Röhre wählt, die für höhere Frequenzen gebaut wurde. Obgleich sie keine besonders gute SSB-Röhre ist, sollte man auf die $SRS4451$ zurückgreifen. Sie eignet sich für Anodenspannungen um $600 V$ (Spannungsverdopplung aus dem Netz!), und durch den oben liegenden Anodenanschluß ergeben sich sehr günstige Aufbaumöglichkeiten.

Bild 2 zeigt diese Schaltung, die in [5] veröffentlicht wurde. Obgleich Röhren dieser Serie nicht speziell für SSB-Betrieb gebaut wurden, läßt sich doch ein brauchbarer Wirkungsgrad erzielen, wenn man sich mit einer Ausgangsleistung von 70 bis $90 W$ zufriedengibt. Das dürfte aber in den

meisten Fällen zur Ansteuerung einer größeren Endstufe (Gitter-Basis-Schaltung) ausreichen. Die Betriebswerte der Endstufe sind wie folgt festgelegt: Anodenspannung 600 V, Schirmgitterspannung 250 V und Gittervorspannung $-30,5$ V; der Anodenruhestrom beträgt dabei 35 mA.

Bild 3 zeigt eine bedeutend kräftigere Endstufe. Es werden 2 Röhren *SRS 551* verwendet, die bereits eine Ausgangsleistung von 200 W abgeben. Zwar ist die Stromversorgung dieser PA schon anspruchsvoller und aufwendiger. Allerdings wird die Stabilisierung der Schirmgitterspannung infolge der hohen Spannung und auf Grund des großen Querstroms etwas problematisch; für die Anodenspannung müßte eine entsprechende Trafospaltung zur Verfügung stehen, die man dann verdoppelt. Alle übrigen Daten sind aus der Schaltung ersichtlich. Der Wert der angegebenen Anodenspannung sollte im Interesse eines guten Wirkungsgrads und guter Linearität nicht unterschritten werden.

Wer von vornherein eine höhere Ansteuerleistung zur Verfügung hat und Schwierigkeiten bei der Neutralisation und auch hinsichtlich stabilisierter Versorgungsspannungen umgehen will, der baue eine Endstufe in Gitter-Basis-Schaltung (Bild 4). Es werden in diesem Fall 2 der bekannten *GU 50 (LS 50)* benutzt, wobei mit etwa 200 W Input zu rechnen ist. Die Steuerleistung von Gitter-Basis-Endstufen beträgt etwa $\frac{1}{10}$ der Eingangsleistung. Diese aufgewendete Steuerleistung geht allerdings nicht verloren, sie erscheint am Senderausgang, wird also durch die PA-Stufe „hindurchgereicht“. Gitter-Basis-Schaltungen sind auch bei Endstufen mit größerer Leistung beliebt. Die obige Schaltung ist ohne einen auf die

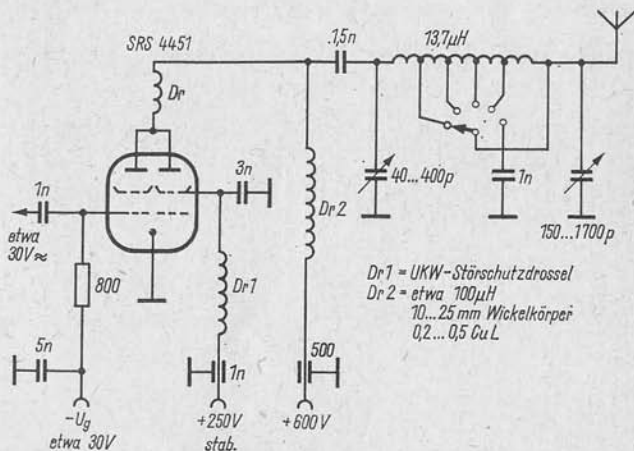
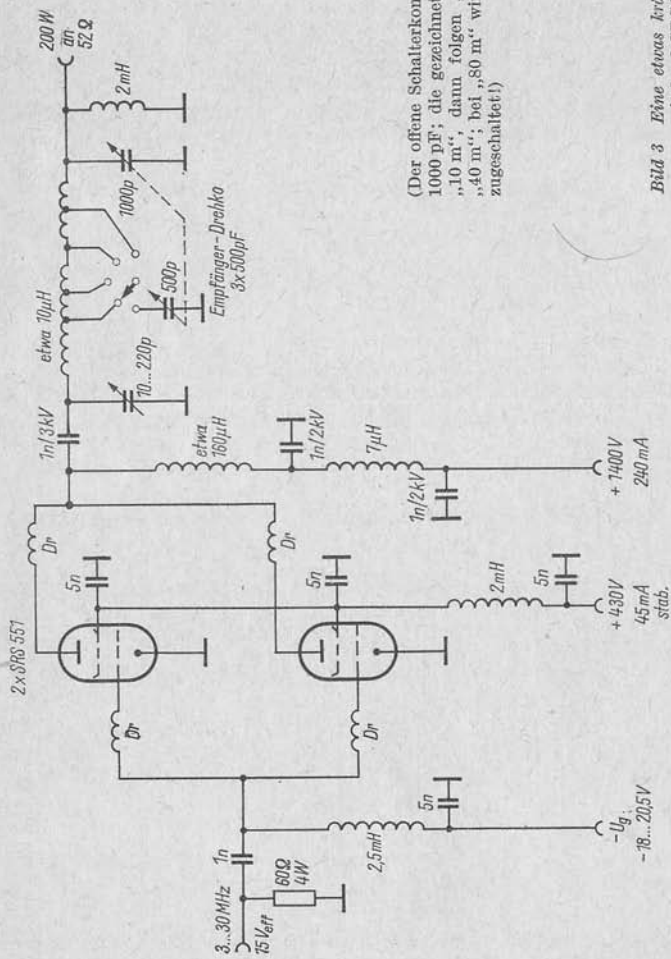


Bild 2 Endstufe mit der Röhre SRS 4451



(Der offene Schalterkontakt liegt am Drehko 1000 pF; die gezeichnete Schalterstellung ist „10 m“; dann folgen „15 m“, „20 m“, und „40 m“; bei „80 m“ wird der Drehko 500 pF zugeschaltet!)

Bild 3 Eine etwas kräftigere SSB-PA-Stufe mit 2mal 6RS 557 bzw. 6S1003

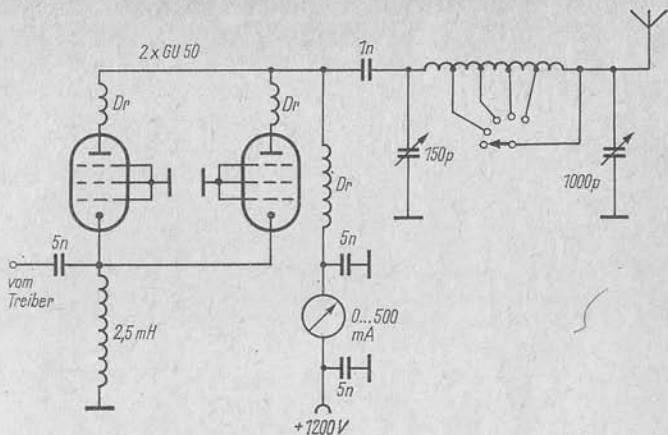


Bild 4 Eine in Gitter-Basis-Schaltung einfach aufzubauende Endstufe mit etwa 200 W PEP

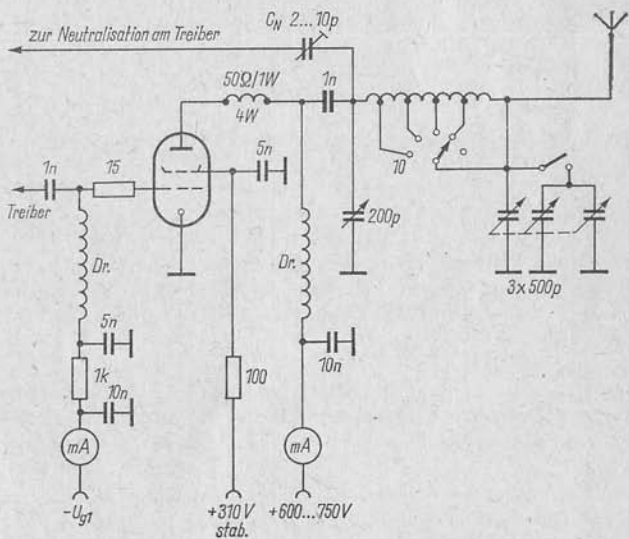


Bild 5 Schaltung mit der SSB-Endröhre SRS461 bzw. QE08/200

Auch ein Vertreter von Hochleistungsstufen (1 kW und mehr) soll gezeigt werden (Bild 6). Übliche Endstufen dieser Art liefern eine Signalverstärkung von etwa 8 bis 10 dB; allerdings ist der Aufwand nicht unbeträchtlich. Es sind vor allem die Stromversorgungsgeräte, die teuer werden, nachdem man das Glück hatte, passende Röhren zu bekommen. Wie das Schaltbild zeigt, wurde bei diesem kommerziellen Gerät auf eine Parallelschaltung von 4 Röhren *UE572B* zurückgegriffen, die in Gitter-Basis-Schaltung betrieben werden. Die Anodenspannung gewinnt man durch Verdopplung einer Trafospaltung, wobei an den Transformator beträchtliche Anforderungen gestellt werden (er dürfte daher nicht billig sein). Da die Röhren beträchtliche Wärme entwickeln, sind sie mit zwei Ventilatoren zu kühlen. Die HF-Steuerspannung wird mit einer speziellen Anordnung in den Heizkreis eingespeist.

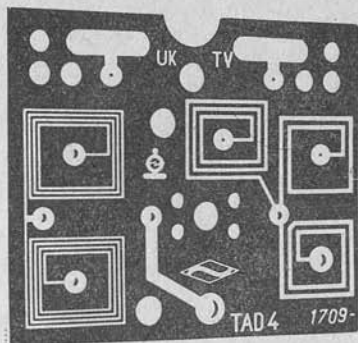
Allgemein betrachtet, sollte man gründliche Überlegungen anstellen, ob der wesentlich höhere Aufwand einschließlich Stromkosten den Bau derartiger Leistungsstufen (1 kW u.m.) rechtfertigt, da man sie wohl lediglich bei Contesten wirklich voll ausnutzt. Natürlich dürfen solche Endstufen nur im Rahmen der Amateurfunkgesetzgebung betrieben werden.

Literatur

- [1] *Hillebrand, F.*: Einseitenbandtechnik für den Funkamateur. Radio-Praktiker-Bücherei. München: Franzis-Verlag
- [2] *Brauer, H.*: Einseitenbandtechnik, Reihe „Der praktische Funkamateur“, Berlin: DMV
- [3] *Buminowitsch, C.*: SSB-Handbuch. Moskau: Verlag DOSAAF
- [4] *Koch, E.*: Endstufen für SSB-Sender. Funktechnik (1964) Heft 24
- [5] *Arnold, J.*: Die SRS 4451 in der KW-PA. Funkamateur (1968) Heft 9
- [6] Zeitschrift „Das DL-QTC“, Jahrgang 1965 und 1967

Gedruckte Leiterplatten

– die Grundlage
für moderne und rationelle Verdrahtung



Wußten Sie schon,

welche Vorteile sich aus der Verwendung gedruckter Leiterplatten ergeben?

- Automatisierungsmöglichkeit bei der Geräteverdrahtung
- Steigerung der Arbeitsproduktivität
- Vermeidung von Verdrahtungsfehlern
- Einsparung an Raum und Gewicht
- Verbesserung der Servicemöglichkeiten

Wir fertigen für Sie Leiterplatten mit verschiedenen Bearbeitungsmerkmalen, wie Rückseitendruck, Lötstoplack und verschiedenen Oberflächenveredlungen (Ag, AuPdAu, Rh).

Besonders hohe Bauelementepackungsdichte können Sie bei Leiterplatten mit durchkontaktierten Löchern erreichen. Ausführliche Informationen erhalten Sie durch unsere Applikation.

RFT
electronic

VEB Elektrogerätewerk Gornsdorf
9163 Gornsdorf (Erzgeb.)
Karl-Marx-Straße

Telex 074461
Drahtwort Eltgeräte Gornsdorferz
Telefon 451
Amt Meinersdorf

Für den Empfang im 70-cm-Amateurband sind überwiegend nach dem *Yagi*-Prinzip aufgebaute Längsstrahler im Gebrauch. Es handelt sich dabei zumeist um Antennen in Lang-*Yagi*-Bauweise. Die stetig zunehmende Senderdichte im UHF-Bereich wird häufig die Möglichkeit schaffen, mehrere UHF-Sender zu empfangen. Eine zukunftssichere UHF-Antennenanlage sollte deshalb für den Gesamtbereich IV/V brauchbar sein. Beim Funkamateur besteht außerdem oft noch der Wunsch, mit derselben Antenne auch das 70-cm-Amateurband empfangen zu können. Das würde eine Bandbreite von 430 MHz bis 790 MHz erfordern. Solche Superbreitband-Eigenschaften lassen sich mit normalen *Yagi*-Systemen nicht verwirklichen. Ersetzt man jedoch den gespeisten Halbwellendipol des *Yagi*-Systems durch einen dicken Ganzwellendipol, dann gelingt es, bei geeigneter Bemessung die Bandbreite stark zu erhöhen, so daß der Gesamtbereich IV/V überdeckt wird. Extrem breitbandige Längsstrahler entstehen außerdem durch den Einsatz eines logarithmisch-periodischen Erregerzentrums [1]. Die guten Eigenschaften einer solchen Superbreitbandantenne müssen allerdings mit relativ großem mechanischem Aufwand erkauft werden.

Mit verschiedenen Formen von Querstrahlern kann man im UHF-Bereich ebenfalls extrem große Bandbreiten erzielen. Solche Flächenantennen sind weitgehend unkritisch in der Bemessung und haben nur geringe Längsausdehnung. Sie eignen sich deshalb gut für den Selbstbau. Das Grundelement solcher Breitband-Querstrahler besteht in den meisten Fällen aus einem Ganzwellen-Spreizdipol, wegen seiner Form bezeichnet man ihn auch als *Schmetterlingsdipol* (Bild 1). Die elektrische Länge von 1λ wird wegen der flächigen Ausführung mit relativ großen Endkapazitäten in Abhängigkeit vom Spreizwinkel α bereits bei einer mechanischen Länge l von etwa $0,70 \lambda$ bis $0,75 \lambda$ erreicht. Der Fußpunktwiderstand eines

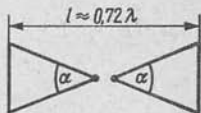


Bild 1
Der Ganzwellen-Schmetterlingsdipol

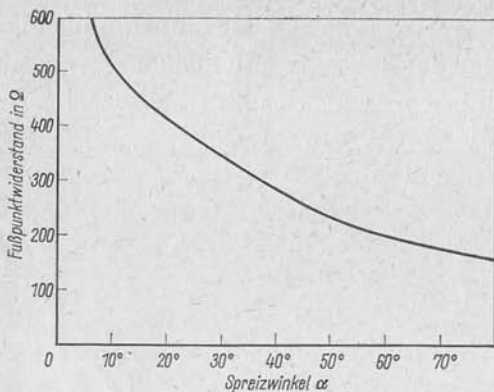


Bild 2 Der Fußpunkt-widerstand eines Ganzwellen-Spreizdipols in Abhängigkeit vom Spreizwinkel

solchen Ganzwellen-Schmetterlingsdipols ist vom Spreizwinkel α abhängig; er wird um so geringer, je größer man α wählt. Aus Diagramm Bild 2 läßt sich der zu erwartende Fußpunkt-widerstand in Abhängigkeit vom Spreizwinkel α ablesen. Mit der Vergrößerung von α wächst auch die Bandbreite des Spreizdipols, d. h., der Frequenzgang des Fußpunkt-widerstands wird nach Wirkanteil und Blindanteil immer geringer. Von Bedeutung ist ferner, daß ein mit steigender Frequenz wachsender Antennengewinn

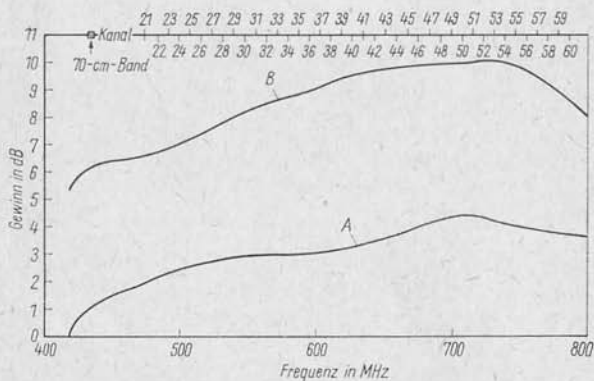
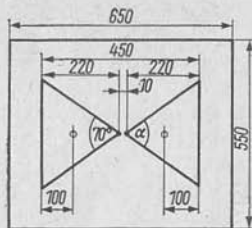


Bild 3 Der Frequenzgang des Gewinns für einen Spreizdipol nach Bild 4. Kurve A ist gültig für Spreizdipol ohne Reflektorwand, Kurve B für Spreizdipol mit Reflektorwand

Bild 4
Bemessungsskizze für einen Schmetterlingsdipol mit Reflektorwand für die UHF-Fernsehbereiche



Abstand von der Reflektorwand = 135 mm

auftritt, der im Optimum reichlich 4 dB — bezogen auf einen Halbwellen-Normaldipol — betragen kann. Als Beispiel ist im Diagramm Bild 3 mit Kurve A der Gewinn eines 450 mm langen Schmetterlingsdipols mit einem Spreizwinkel α von 70° in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz dargestellt [2].

Versieht man den Ganzwellen-Spreizdipol mit einer entsprechend bemessenen Reflektorwand in geeignetem Abstand, so steigt der Gewinn um etwa 5 bis 6 dB, und es kann mit einer solchen einfachen Anordnung bereits ein Maximalgewinn von rund 10 dB erreicht werden. Für den im Bild 4 skizzierten Schmetterlingsdipol vor Reflektorwand hat Kurve B in Bild 3 Gültigkeit. Im vorliegenden Fall betragen die Abmessungen der Reflektorwand 650 mm \times 550 mm; im Abstand von 135 mm ist der Spreizdipol befestigt. Der Fußpunktwiderstand ergibt sich mit annähernd 175 Ω ; beim Anschluß einer 240- Ω -Leitung ist der Welligkeitsfaktor über

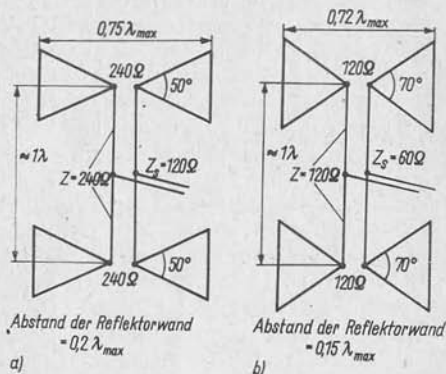


Bild 5 Gestockte Schmetterlingsdipole vor Reflektorwand (die Reflektorwand ist nicht eingezeichnet worden); a — 50° -Spreizdipol in $0,2 \lambda$ Abstand von der Reflektorwand, b — 70° -Spreizdipol in $0,15 \lambda$ Abstand von der Reflektorwand

den gesamten Arbeitsbereich < 2 . Soll die Speisepunktimpedanz annähernd 240Ω betragen, dann muß der Spreizwinkel α auf etwa 45° verkleinert werden. Die Bandbreite fällt dann etwas ab, der Frequenzgang der Fußpunktimpedanz steigt. Speisung mit Koaxialkabel über eine Halbwellen-Umwegleitung ist ohne weiteres möglich. Obwohl es sich dabei um eine etwa auf Bandmitte abgestimmte Leitung handelt, wird die Bandbreite der Anordnung nur geringfügig eingeschränkt.

Die Dreiecksflächen des Schmetterlingsdipols können aus beliebigen Metallblechen bestehen, gut geeignet sind Kupfer oder Aluminium. Die Dicke der Bleche ist elektrisch ohne Bedeutung, aus mechanischen Gründen wird man jedoch 1 mm nicht unterschreiten. Die Reflektorwand besteht entweder aus einer massiven Blechscheibe, einzelnen, waagrecht angeordneten Metallstreifen, -stäben oder -drähten oder aus einem mit engmaschigem Drahtgeflecht bespannten Metallrahmen. Bei der Befestigung des Schmetterlingsdipols vor der Reflektorwand können die Befestigungspunkte am Dipol beliebig gewählt werden, wenn man isolierende Abstandsstützen verwendet. Bei Beachtung der in der Bemessungsskizze Bild 4 auf der Winkelhalbierenden der Dreiecksflächen angegebenen Befestigungspunkte darf der Dipol auch über Metallstützen mit der Reflektorwand leitend verbunden werden, denn diese Punkte befinden sich annähernd im Spannungsminimum. Bei einer solchen Ganzmetallausführung ist erhöhte Blitzsicherheit vorhanden, denn alle Antennenteile können über die Reflektorwand direkt geerdet werden.

Die Vorzüge einer Dipolspalte kann man auch in Verbindung mit einer Reflektorwand und bei Verwendung von Ganzwellen-Spreizdipolen nutzen. Bei der Stockung von Breitbanddipolen ergeben sich hauptsächlich Speisungsprobleme, denn die Erregung der einzelnen Ebenen soll möglichst keine oder eine nur geringe Verschlechterung der Breitbandeigenschaften verursachen. Deshalb sind abgestimmte Transformationsglieder möglichst zu vermeiden, es ist eine reine Widerstandsanpassung anzustreben.

Sollen 2 Ganzwellen-Schmetterlingsdipole gestockt werden, dann wäre eine Fußpunktimpedanz des Einzeldipols von rund 480Ω sehr günstig, denn aus der Parallelschaltung beider Eingangsimpedanzen würden am zentralen Speisepunkt 240Ω verfügbar sein. Allerdings dürfte dann nach Bild 2 der Spreizwinkel des Schmetterlingsdipols nur etwa 15° betragen. Das hätte zur Folge, daß die Bandbreite relativ gering würde, wobei zwangsläufig auch der Frequenzgang der Fußpunktimpedanz stiege. Kleine Spreizwinkel bilden deshalb keine günstige Lösung.

Sollen nur 2 Ebenen gestockt werden, so ist es zweckmäßig, den Spreizwinkel α mit etwa 50° zu wählen, so daß die Fußpunktimpedanz nach Bild 2 annähernd 240Ω wird. Die Parallelschaltung im zentralen Speisepunkt ergibt dann eine Impedanz von 120Ω . Schließt man dort eine $240\text{-}\Omega$ -Leitung an, so beträgt das durch Fehlanpassung verursachte Stehwellenverhältnis 2:1. Das kann für eine Kompromißlösung zumindest im Emp-

fangsbetrieb zugelassen werden, denn die Vorzüge gegenüber Ausführungen mit kleinem Spreizwinkel überwiegen. Bild 5a zeigt diese Lösung für gestockte Schmetterlingsdipole mit 50° Spreizwinkel. Die Verbindungsleitung besteht aus einer beliebig langen, durch den Stockungsabstand festgelegten $240\text{-}\Omega$ -Leitung. Der zentrale Speisepunkt befindet sich genau in der geometrischen Mitte dieser Leitung. Der Abstand der Anordnung von der Reflektorwand wird mit $0,2 \lambda$ gewählt, bezogen auf die größte Betriebswellenlänge. Bei diesem Abstand wird die Speisepunktimpedanz nur geringfügig verringert.

Bild 5b zeigt eine andere Möglichkeit mit besonders großer Bandbreite. Es wurde ein Spreizwinkel von 70° gewählt, wobei der Fußpunktwiderstand des Einzeldipols ohne Reflektorwand nach Bild 2 etwa 175Ω beträgt. Nähert man den Spreizdipol der Reflektorwand auf etwa $0,15 \lambda$ (bezogen auf die größte Betriebswellenlänge), dann wird dessen Fußpunktimpedanz — allerdings dabei gering frequenzabhängig — auf annähernd 120Ω absinken. Somit kann man beide Dipole über eine beliebig lange $120\text{-}\Omega$ -Leitung (z. B. Typ *120 D 10-1*) miteinander verbinden. Im zentralen Speisepunkt ist dann ein symmetrischer Anschlußwiderstand von annähernd 60Ω vorhanden. Ein handelsübliches Koaxialkabel kann dort über einen breitbandigen Symmetriewandler (*Balun*) angeschlossen werden. Häufig verzichtet man auch auf den Symmetriewandler und schließt das Koaxialkabel direkt an. Die praktischen Bemessungsangaben für diese Spreizdipole sind aus Bild 4 ersichtlich.

Wird der Stockungsabstand zweier Ganzwellen-Schmetterlingsdipole mit etwa 1λ bemessen, so darf mit frequenzabhängigen Antennengewinnen zwischen 9 dB und $12,5 \text{ dB}$ gerechnet werden. Voraussetzung ist, daß sich die gestockten Dipole vor einer ausreichend groß bemessenen Reflektorwand befinden. Als ausreichend darf im vorliegenden Fall eine Reflexionsfläche von rund 2λ Höhe und 1λ Breite angesehen werden.

Eine weitere beliebte Querstrahlerform ist der Breitbanddipol mit Eckenreflektor (*Corner Reflector*). Sie verwendet eine abgewinkelte Reflek-

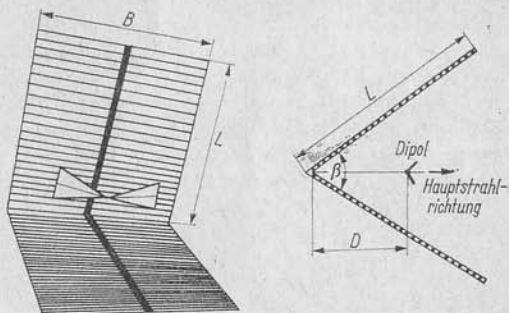


Bild 6
Der Breitbanddipol
mit Winkelreflektor

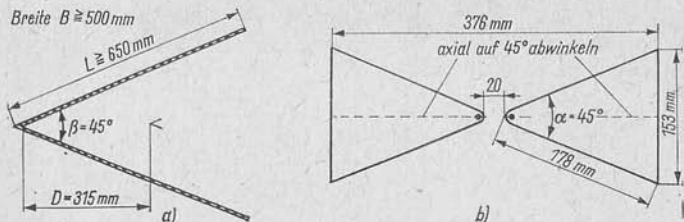


Bild 7 Bemessungsskizze für eine UHF-Breitbandantenne mit Winkelreflektor;
 a — Seitenansicht, b — Teilskizze für den Breitband-Spreizdipol

torwand, auf deren Winkelhalbierender sich der Dipol befindet (Bild 6). Unter der Voraussetzung, daß der Dipol etwa im Brennpunkt der winkelförmigen Reflexionsfläche angeordnet ist, wird ein Großteil der die Reflektorwand treffenden Strahlung zum Dipol reflektiert. Natürlich hat der Winkelreflektor mit seinen ebenen Flächen keinen definierten Brennpunkt, dazu müßte eine parabolisch gekrümmte Fläche vorhanden sein. Jedoch lassen sich auch mit dieser unvollkommenen Art der Strahlungskonzentration ansehnliche Antennengewinne erzielen.

Üblich sind Öffnungswinkel β der gewinkelten Reflektorwand von 90° , seltener 60° und 45° . Die Breite B (Bild 6a) soll mindestens 1λ — bezogen auf die mittlere Wellenlänge — betragen. Der optimale Dipolabstand D ist vom Öffnungswinkel β abhängig; dabei gilt, daß D um so größer sein muß, je kleiner β wird. Die Schenkellänge L soll mindestens dem doppelten Dipolabstand D entsprechen, größere Längen erhöhen den Gewinn.

Bild 7 skizziert eine solche Breitbandausführung für den Bereich 470 MHz bis 790 MHz. Die Reflektorwand ist in diesem Fall mit einem Öffnungswinkel β von 45° ausgeführt. Ihre Breite B , die aus der Zeichnung nicht ersichtlich ist, beträgt mindestens 500 mm. Der Ganzwellen-Spreizdipol (Spreizwinkel $\alpha = 45^\circ$) wird axial auf 45° abgewinkelt, wie aus Bild 7 hervorgeht. Der Speisepunktwiderstand beträgt rund 240Ω symmetrisch. Bei einer Rückdämpfung von mindestens 24 dB steigt der Antennengewinn von rund 10 dB am Bandanfang frequenzabhängig bis zu maximal 14,5 dB in der Nähe des hochfrequenten Bandendes.

Der Eckenreflektor kann auch mit einem Öffnungswinkel β von 60° ausgeführt werden. In diesem Fall muß der Dipolabstand $D = 248$ mm betragen, und man kommt mit einer Schenkellänge L von ≥ 500 mm aus. Bei dieser 60° -Ausführung wird aber gleichzeitig auch der mögliche Maximalgewinn auf 12,5 dB begrenzt.

Die Verwendung von Langdraht-Antennenformen im UHF-Bereich ist durchaus nicht so abwegig, wie es manchmal dargestellt wird. V- und Rhombusantennen zeichnen sich beispielsweise durch guten Antennengewinn bei großer Bandbreite aus und sind mit geringem Aufwand einfach

herzustellen. Ihr Einsatz ist besonders dann sinnvoll, wenn mehrere Sender aus annähernd gleicher Richtung empfangen werden und gleichzeitig der Wunsch besteht, diese UHF-Antenne auch als gute Behelfsantenne für den VHF-Bereich zu nutzen.

Bild 8 zeigt eine gestockte V-Antenne, die zum Empfang des 70-cm-Amateurbands und der UHF-Fernsehbereiche IV/V gut geeignet ist. Für diese Antenne benötigt man 2 Stück 10-mm-Alu-Rundmaterial, und zwar je 355 cm lang. Sie sind so zu biegen, daß 2 U-förmige Antennenteile entstehen, deren Schenkel je 160 cm lang sind. Beide Teile werden unter einem Spreizwinkel α von 50° so zusammengefügt, wie im Bild 8a dargestellt. Dabei müssen die beiden 35 cm langen senkrechten Abschnitte einen Mittenabstand von 5 cm aufweisen. In der geometrischen Mitte dieses Paralleldrahtabschnitts befinden sich die Speisepunkte XX. An dieser Stelle kann eine symmetrische Speiseleitung mit 240 bis 300 Ω Wellenwiderstand angeschlossen werden. Zur Halterung der Antennenteile ist ein geeignetes Holzgerüst zu konstruieren.

Bild 8b zeigt den Frequenzgang des Gewinns in Dezibel (bezogen auf einen abgestimmten Halbwellendipol). Daraus geht hervor, daß innerhalb des 70-cm-Amateurbands mit einem durchschnittlichen Gewinn von 8 dB gerechnet werden kann; die Schenkellänge beträgt für diesen Bereich rund $2,3 \lambda$. Im Kanal 21 (Band IV) ist bereits ein Gewinn von 8,7 dB vorhanden, der bis zum Kanal 50 (Band V) auf maximal 12,2 dB ansteigt. Bei diesem Gewinnmaximum ist die Schenkellänge etwa $3,8 \lambda$. Bis zum Bandende (Kanal 60) fällt der Gewinn wieder bis auf 10,5 dB ab. Der gewählte Spreizwinkel α von 50° ist für eine Schenkellänge von $3,8 \lambda$ optimal, daher ergibt sich auch im Bereich um 700 MHz der größte Gewinn. Der Stockungsabstand hat im 70-cm-Amateurband den Mindestwert von $\lambda/2$ (35 cm); bezogen auf das hochfrequente Bandende beträgt er rund $0,85 \lambda$. Da es sich bei dieser V-Antenne um eine Kompromißlösung für

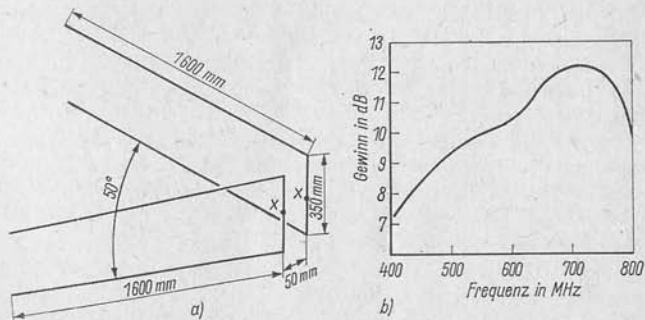


Bild 8 Gestockte V-Antenne für den UHF-Empfang; a — Bemessungsskizze; b — Gewinn in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz

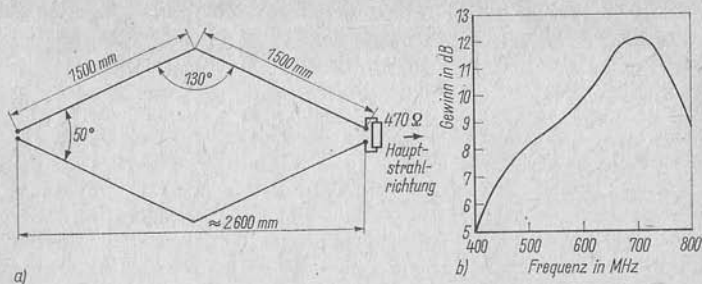


Bild 9 Rhombusantenne für den UHF-Bereich; a — Bemessungsskizze, b — Gewinn in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz

Breitbandanwendung handelt, muß innerhalb des angegebenen Arbeitsbereichs mit frequenzabhängigen Schwankungen der Eingangsimpedanz und mit Nebenkeulen im Richtdiagramm gerechnet werden. Diese gestockte V-Antenne kann außerdem noch als Empfangsantenne für den UKW-Rundfunk zusätzlich genutzt werden. Da sie in diesem Bereich als abgewinkelte Ganzwellenantenne wirkt, zeigt ihr Horizontaldiagramm annähernde Rundcharakteristik. Die vorhandenen Doppelschenkel bewirken eine gute Bandbreite, die auftretende Fehlanpassung (maximal etwa 1:3) ist beim FM-Rundfunk praktisch ohne Bedeutung.

In manchen Fällen kann auch ein UHF-Rhombus nach Bild 9a von Interesse sein. Auf Drehbarkeit einer solchen horizontalen Drahtantenne braucht man nicht unbedingt zu verzichten, denn ihre axiale Ausdehnung beträgt nur rund 2,60 m. Sie kann deshalb auf einem leichten, waagerechten Holzkreuz montiert werden, das über einem senkrechten Tragemast horizontal drehbar ist. Die ganze Antenne besteht aus 6 m Kupferdraht (Durchmesser beliebig) und einem 470- Ω -Kohleschichtwiderstand, dessen Belastbarkeit für Empfangszwecke ohne Bedeutung ist (kein Drahtwiderstand!). Mit den angegebenen Abmessungen erreicht dieser Rhombus frequenzabhängige Gewinne zwischen 7,5 dB und 12 dB (s. Bild 9b).

Der für eine Rhombusantenne verhältnismäßig kleine Abschlußwiderstand von 470 Ω wurde gewählt, um eine möglichst niedrige Eingangsimpedanz zu erhalten (etwa 400 Ω). Somit kann die Antenne über eine symmetrische 300- Ω -Leitung gespeist werden, wobei das Stehwellenverhältnis über den Gesamtbereich $< 2:1$ wird.

Wie aus Bild 9b hervorgeht, liegt der Maximalgewinn mit der angegebenen Seitenlänge im hochfrequenten Teil des UHF-Fernsehbereichs (Kanal 30), wobei die relative Seitenlänge rund 4λ beträgt und der gewählte Spreizwinkel von 50° optimal ist. Auch im VHF-Fernsehbereich III bringt diese Rhombusantenne noch brauchbaren Empfang, da ihre rela-

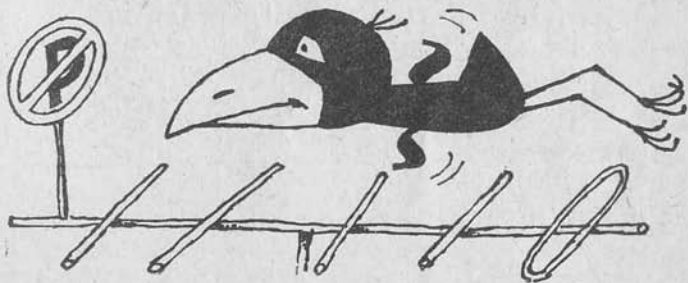
tive Seitenlänge hier etwa 1λ beträgt. Da sich für diesen Betriebsfall ein zu kleiner Spreizwinkel ergibt, muß mit Nebenkeulen im Richtdiagramm gerechnet werden. Bei abgeschlossenen Antennen ist der Frequenzgang des Fußpunktwidestands sehr gering, deshalb besteht auch im Bereich III noch eine gute Anpassung an die symmetrische Speiseleitung.

Besonders günstige Speiseverhältnisse bestehen, wenn 2 gleichartige UHF-Rhomben vertikal übereinander gestockt werden. Für die Verwendung in den Fernsbereichen III, IV und V kann der Stockungsabstand etwa 800 mm betragen, dabei wächst der Gewinn um rund 2,5 dB. Jede Ebene erhält einen Abschlußwiderstand von 600Ω , die Speisepunkte beider Ebenen werden durch eine nichtüberkreuzte Paralleldrahtleitung (Wellenwiderstand etwa 500Ω) miteinander verbunden. An der geometrischen Mitte dieser Verbindungsleitung befinden sich die Anschlußpunkte für eine symmetrische Speiseleitung von 240 bis 300Ω Wellenwiderstand.

Bei den beschriebenen UHF-Antennen handelt es sich um ausgesprochene Breitbandformen mittleren Gewinns, die in ihrer Bemessung nicht kritisch sind und die teilweise als Universalantennen für gut versorgte Empfangsgebiete eingesetzt werden können.

Literatur

- [1] Spindler, E.: Antennen, Abschnitt 4.2. Berlin: VEB Verlag Technik 1968
- [2] Jasik, H.: Antenna Engineering Handbook, Chapter 24. McGraw-Hill Book Comp. Inc., New York 1961



fertigt für Sie:

- **Strahlungsmeßgeräte für Laboratorien**
- **Kernphysikalische Meßgeräte für die Industrie**
- **Radiometrische und dosimetrische Meßgeräte**
- **Industrielle Zähler**
- **Meßgeräte zur Meßwerterfassung und -verarbeitung**
- **Geräte zur Kabel- und Freileitungsfehlerortung**
- **Meßgeräte zur elektrischen Messung mechanischer und akustischer Größen**
- **Schwingungsmeßgeräte**
- **Eichgeräte**
- **Laufruheüberwachungsanlagen**

Kleinsender für die Fuchsjagdpraxis

Ing. Jörg Badelt, DM2DBO

Zur IV. Deutschen Meisterschaft der DDR in der Fuchsjagd, durchgeführt 1968 in Frankfurt (Oder), wurden erstmals alle Fuchssender von einer Zentrale aus automatisch ferngesteuert. Die beiden Kameraden in der Zentrale hatten deshalb weiter nichts zu tun, als mit dem Empfänger die ausgestrahlten Sendesignale zu kontrollieren. Alle erforderlichen Geräte wurden von einem Kollektiv erfahrener Kameraden (DM2ATE, DM2CFO, DM2DBO) im Labor des *Radioklubs der DDR* entwickelt und gebaut. Nachfolgend veröffentlichen wir die Bauanleitungen für die beiden verwendeten Fuchsjagdsender.

5-W-Transistorsender für 80-m-Fuchsjagd

Für die Fuchsjagd soll der Sender klein und leicht transportierbar sein. Als Lösung empfiehlt sich daher eine Halbleiterbestückung. Es wurden für diesen Zweck einige Transistortypen durchgemessen. Die endgültige Bestückung konnte mit DDR-Transistoren und Transistoren aus der UdSSR realisiert werden.

Daß man für die Stromversorgung Akkus benutzt, kommt dem transportablen Einsatz sehr entgegen. Die HF-Ausgangsleistung des quarzgesteuerten Senders beträgt bei einer Betriebsspannung von 12 V etwa 5 W. Es ist Telegrafiebetrieb vorgesehen. Eingebaute Verlängerungsspulen gestatten das Anpassen des Senders an Langdrahtantennen von 3 m bis 15 m Länge. Der Sender ist auf einer Platine aufgebaut, die den Nachbau erleichtert.

Schaltungsbeschreibung. Der Clapp-Oszillator mit T1 (npn) ist quarzgesteuert. Die Schaltung wurde so ausgelegt, daß der Oszillator maximale Leistung bei größter Frequenzkonstanz abgeben kann. Über L1 wird der in Basisschaltung arbeitende Treibertransistor T2 angesteuert. Aus thermischen Gründen liegen die Kollektorelektroden von Treiber- und PA-Stufe auf Massepotential. Diese Schaltungsart wird oft bei höheren Frequenzen gewählt. Hierbei ist der Kollektor HF-mäßig kalt und kann direkt

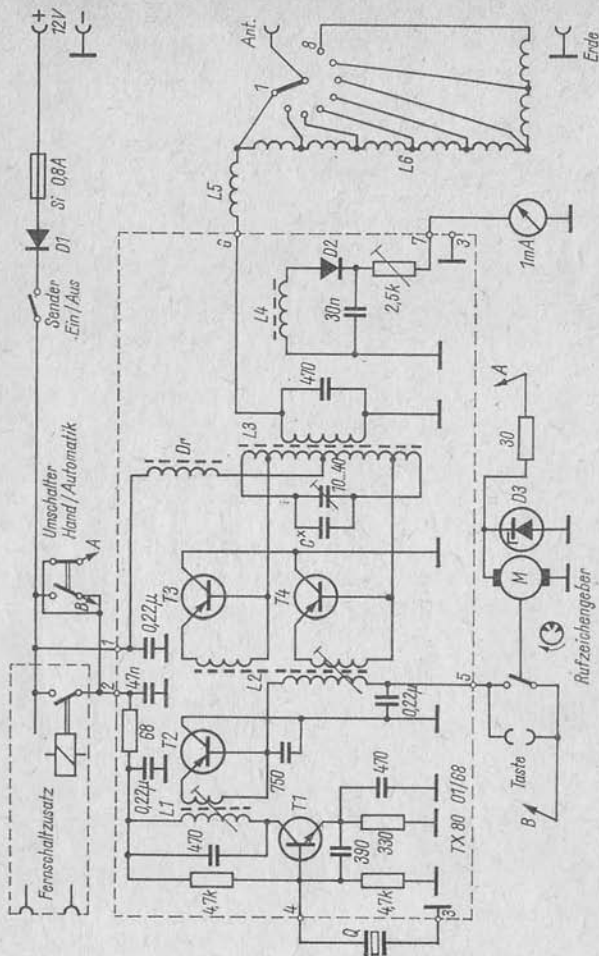


Bild 1 Schaltung des Transistorsenders für die 80-m-Fuchsjagd

auf dem Kühlblech montiert werden. Die Kollektorkapazität (sehr wichtig bei UKW-Transistoren) vergrößert sich dadurch nicht. Der Treiber mit T2 wird über S4 von der Rufzeichenmaschine oder von einer Handtaste getastet. Dafür ist noch ein Umschalter S2 (Hand/Automatik) vorgesehen. Der Treiberkreis mit L2 hat 2 gleiche Auskoppelwicklungen für die im Gegentakt arbeitende Endstufe mit T3/T4. Man muß auf den richtigen Wickleinsinn der Auskoppelwicklungen achten.

Der PA-Kreis L3 ist für die Transistoren angezapft, damit er nicht übermäßig durch sie bedämpft wird. Die Betriebsspannung der PA wird über eine niederohmige Drossel zugeführt. Damit die Übertragungsverluste für die Auskoppelspule gering bleiben, ist die Spule L3 ein Ferritringkern. Der Kondensator von 470 pF an der Auskopplung senkt den Oberwellenpegel ab.

Der Stromwandler mit L4, D2 usw. dient zur HF-Anzeige beim Sender. An Punkt 6 der Platine könnte man eine unsymmetrische 60- Ω -Antenne anschließen. Da bei einer Fuchsjagd nur kurze Langdrahtantennen verwendet werden, sind zusätzliche Verlängerungsspulen (L5, L6 mit Anzapfungen) in den Sender eingebaut.

Der Sender kann ferneingeschaltet werden. Dazu ist ein selektiver Schaltzusatz mit dem Relais Rel1 notwendig. Die Stromversorgung wird von einem 12-V-Akku (25 Ah) gewährleistet. Der Sender (mit Rufzeichenmaschine, Z-Diode, Relais) nimmt maximal 0,9 A auf.

Abgleich des Senders — Der Oszillator wird mit L1 zum Schwingen gebracht; der Kollektorstrom von T2 steigt an. Danach wird L2 mit dem Eisenkern auf Resonanz gezogen. Jetzt muß die Endstufe einen größeren Strom ziehen (0,2 bis 0,4 A). Vorher wird natürlich der Sender an Punkt 6/3 der Platine mit einem 60- Ω -Abschlußwiderstand versehen. Der Vorwiderstand vom 1-mA-Instrument wird auf seinen geringsten Wert gestellt, damit schon kleine HF-Spannungen angezeigt werden.

Nachfolgend werden die Spulen L1/L2 wechselseitig auf maximale Ausgangsleistung getrimmt. Die Kreise liegen breit, da die Transistoren bei diesen Leistungen sehr geringe Eingangs- und Ausgangsimpedanzen haben. Der PA-Kreis wird mit dem Trimmer auf maximale Leistung abgestimmt (dabei die HF-Spannung mit einem KW-Empfänger selektiv abhören). Der parallel zum Trimmer liegende Kondensator muß empirisch ermittelt werden, da die Spule L3 sehr streut (Kondensator so wählen, daß auf 80 m maximale Leistung am Abschlußwiderstand vorhanden ist). Anschließend werden die Verlängerungsspulen angeschlossen. Mit einer 8-m-Langdrahtantenne und einem Gegengewicht von etwa 4 m wird der Sender eingeschaltet. Dabei wird mit dem Instrumentvorwiderstand der Zeigerausschlag auf etwa $\frac{2}{3}$ der Skala begrenzt. Mit L1 und L2 kann jetzt der Feinabgleich vorgenommen werden.

Aufbau des Geräts — Der Sender ist auf einer Platine aufgebaut. Der Stromwandler mit L4 wird folgendermaßen aufgebaut. Ein Draht vom

PA-Kreis zu Punkt 6 führt durch einen Zylinderringkern. Der Ringkern selbst wird auf der Platine festgeklebt. Die Auskoppelwicklung *L4* (Aufwärtstransformation) wird nun auf dem festgeklebten Ringkern aufgebracht.

Alle Spulenkörper werden ebenfalls auf der Platine festgeklebt (außer Verlängerungsspulen *L5* und *L6*). Die Rufzeichenmaschine besteht aus einem kleinen 6-V-Spielzeugmotor mit Untersetzungsgetriebe, der mit einer stabilisierten Spannung (6 V) betrieben wird. An dem Getriebe ist eine auswechselbare Scheibe aus kupferkaschiertem Halbzeug befestigt. Diese Scheibe stellt das Rufzeichen dar, da auf dieser entsprechend dem Rufzeichen Kupfersegmente vorhanden sind.

Ein schleifender Gegenkontakt, der über die Kupfersegmente läuft, stellt den Schalter *S4* dar.

Die Leistungstransistoren sind zwischen 2 Aluplatten befestigt. Eine Platte dient als Rückwand des Sendereinschubs. Auf dieser Aluplatte ist auch die Senderplatine befestigt. Die Kühlfläche (etwa 300 cm²) für die Transistoren ist völlig ausreichend. Eine merkliche Erwärmung der Fläche

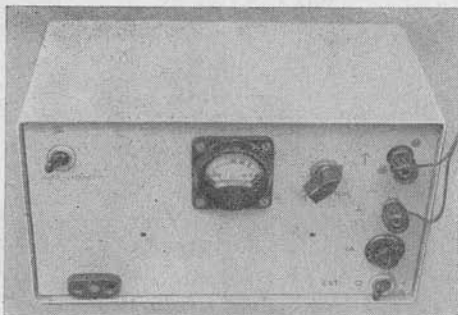


Bild 2 a
Frontansicht des 80-m-
Fuchsjagdsenders

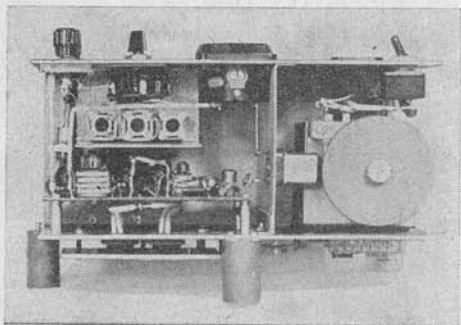


Bild 2 b
Blick in das Gehäuse
des 80-m-Fuchsjagd-
senders

läßt sich auch bei Dauerbetrieb des Senders nicht feststellen. Das Hauptchassis und das Gehäuse sind aus 1-mm-Stahlblech aufgebaut; es wurde punktgeschweißt, kadmiert und anschließend lackiert. Die äußeren Abmessungen des Senders betragen 235 mm × 130 mm × 130 mm.

Die Ausgangsleistung von 5 W ist für den Fuchsjagdeinsatz völlig ausreichend. Der Sender kann als Variante auch als QRP-Station für den Amateurfunk verwendet werden. Er läßt sich vereinfachen, da die mechanisch aufwendige Rufzeichenmaschine entfällt. Auch für den mobilen Einsatz kann man den Sender verwenden. Eine Kollektorspannungsmodulation ist möglich. Die Betriebsspannung sollte dabei, aus Sicherheitsgründen für die Transistoren, nicht mehr als 9 V betragen. Die PA- und die Treiberstufen müssen gleichzeitig moduliert werden. Ist nur Telegrafiebtrieb vorgesehen, dann kann man die Betriebsspannung auf maximal 18 V erhöhen. Die Ausgangsleistung erreicht dabei Werte bis zu 10 W. Allerdings sind damit die Transistoren überlastet. Wird der Oszillator als Pufferstufe (A-Betrieb) geschaltet, dann kann man einen VFO davorschalten. Mit Versuchsmuster (5 W HF) wurden an einem 80-m-Dipol zahlreiche CW-QSOs im Umkreis von 500 km abgewickelt. Die Rapporte waren durchweg ausgezeichnet.

2-m-Fuchsjagdsender mit einem Input von 5 W

Ausgehend von einigen vorhandenen Bausteinen (Modulator, Transverter) ergibt sich eine mit Röhren und Transistoren gemischtbestückte Konstruktion. Der Sender ist für Amplitudenmodulation vorgesehen. Es be-

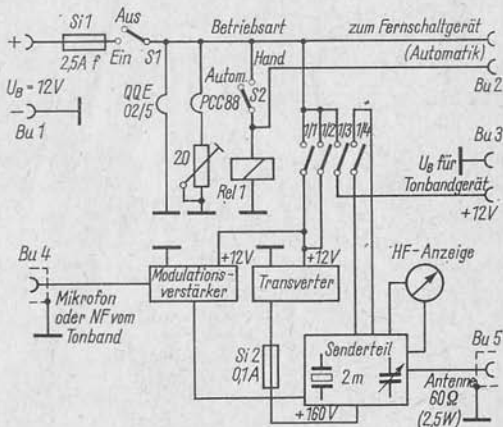


Bild 3 Blockschaltbild des gemischtbestückten Senders für die 2-m-Fuchsjagd

steht die Möglichkeit, ihn von Hand (intern) bzw. automatisch (extern) über eine HF-Tonfrequenzsteuerung zu betätigen. Durch den Automatikbetrieb kann der Sender abgesetzt (also auch getarnt) arbeiten. Die Stromversorgung erfolgt aus 5 Stück Sammlern 2,4 V/25 Ah (12 V).

Transverter — Da der Sender mit Röhren arbeitet, ist eine Anodenspannung von etwa 160 V erforderlich. Diese Spannung wird mit einem Transverter aus der 12-V-Betriebsspannung erzeugt. Der Transverter stammt aus nicht mehr reparierbaren *Fu-0,25*-Stationen. Durch Änderungen der Schaltung konnte der Transverter mit 12 V (original 6 V) betrieben werden. Die Transverterfrequenz, die der Anodenspannung überlagert ist, wird durch eine zusätzliche Siebung auf ein erträgliches Maß verringert. Das Schaltbild zeigt die Einschaltung des Transverterbausteins.

Modulator — Zur Modulation des Senders wurde der NF-Verstärker des Handfunkprechers (*NTL-NF*) verwendet. Da ein dynamisches Mikrofon zur Verfügung stand, konnte der Impedanzwandler der Originalplatte entfallen. Der NF-Verstärker bietet keine Besonderheiten, wenn man von dem speziellen Modulationsübertrager absieht. Dieser wurde speziell für Katodenmodulation der PA-Röhre *QQE02/5* berechnet.

Sender — Der Sender ist quartzesteuert. Im Oszillator erregt der Transistor T1 den 36-MHz-Quarz. Im Kollektor wird die doppelte Frequenz ausgesiebt und der Verstärkerstufe mit R51/I zugeführt. Die Gittervorspannung kann mit R1 so eingestellt werden, daß sich ein optimaler Betrieb ergibt. Das verstärkte 72-MHz-Signal wird der Anode entnommen und kapazitiv dem Steuergitter des 2. Systems von R51/II zugeführt. Mit R3 kann die Gittervorspannung auf besten Verdopplerbetrieb eingestellt werden.

Der Anodenkreis mit L3 und der Gitterkreis mit L4 bilden ein induktiv gekoppeltes Bandfilter für 144 MHz. Der Arbeitspunkt der Endröhre wird auf AB-Betrieb gelegt. Dabei ist in diesem Fall die größte Ausgangsleistung etwa 2 W. Die Endstufe arbeitet im Gegentak. Den Anodenkreis stimmt man mit C1 auf maximale HF-Anzeige ab. Der Trimmer C2 dient der kapazitiven Anpassung des $\lambda/2$ -Dipols. Er wird nur einmal eingestellt. R5 begrenzt den Zeigerausschlag des Instruments (bei maximaler Ausgangsleistung) auf $\frac{2}{3}$ der Skala. Die Anzeigespannung wird aus einer Diode D1 gewonnen, die in der Nähe der Kreise mit L5 und L6 liegt.

Die Modulation erfolgt als eine teilweise Modulation der Anode bei gleichzeitiger Mitmodulation des Steuergitters (über Anzapfung und 2,2 μ F). Diese Art wird als Katodenmodulation bezeichnet. Eine Anodenschirmgitter-Modulation wäre wirkungsvoller, aber die benötigte NF-Leistung ist dann wesentlich größer. Der Arbeitspunkt der Endstufe sowie auch im geringen Maß die Modulationsqualität wird mit R4 eingestellt. Die Heizung der Röhren erfolgt aus der 12-V-Betriebsspannung. Dabei macht es sich erforderlich, daß die R51 (*PCC 88*-Heizung 7 V) über einen

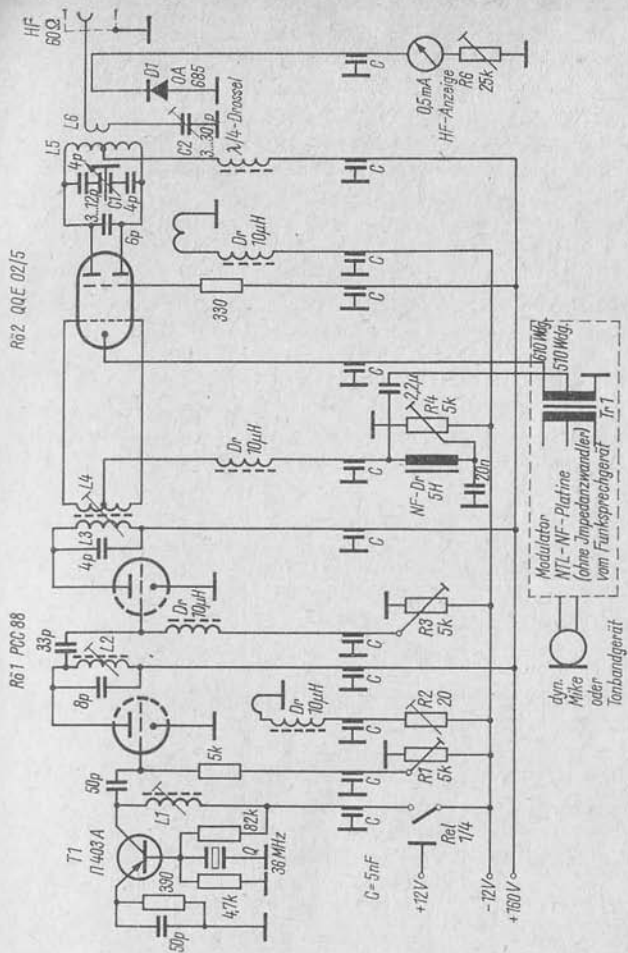


Bild 4 Schaltung des 2-m-Fuchsjaagsenders

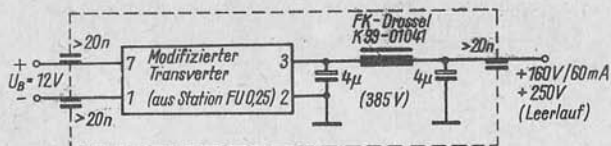


Bild 5 Prinzip der Erzeugung der Betriebsspannung 160 V

Vorwiderstand $R2$ betrieben wird. Der Vorwiderstand ist einstellbar, damit die Heizspannung exakt auf den erforderlichen Wert eingestellt werden kann.

Funktionsbeschreibung des Geräts — Nach Anlegen der Betriebsspannung von 12 V an Bu1 kann man den Sender mit S1 einschalten. Die Röhren Rō1 und Rō2 werden geheizt. Jetzt wählt man mit S2 die Betriebsart. Im Handbetrieb zieht Rel1 an, Transverter und Modulator bekommen über Rel1/1+2 ihre Betriebsspannung. Der Oszillator des Senders wird mit Rel 1/4, das externe Magnetbandgerät (Bändi - modifiziert) über Rel1/3 eingeschaltet. Das NF-Signal des Magnetbandgeräts kann auf

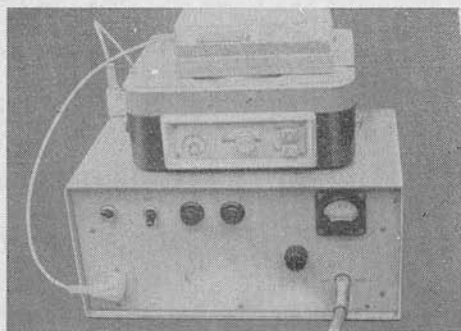


Bild 6a
Frontansicht
des 2-m-Fuchsjagdsenders

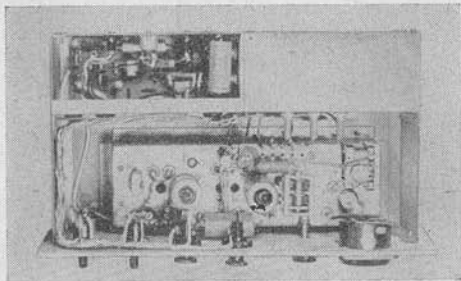


Bild 6b
Blick in das Gehäuse
des 2-m-Fuchsjagdsenders

den NF-Eingang Bu4 gegeben werden. An Buchse Bu5 steht die HF-Ausgangsleistung des Senders zur Verfügung.

Bei automatischem Betrieb bringt man S2 in die entsprechende Stellung (extern), und über Bu2 wird der gesamte Sender geschaltet. Die Sicherungen Si1 und Si2 sollten die Bausteine schützen.

Aufgebaut wurde der Fuchsjagdsender in einem Stahlblechgehäuse. Er stellt bis auf das Fernschaltgerät und den Akkumulator eine komplette Einheit dar.

Transistorisierter Fuchsjagdsender für 145 MHz

Der nachfolgend beschriebene Fuchsjagdsender ist als Trainingsgerät gedacht. Durch sein geringes Volumen und seine eingebaute Automatik läßt er sich sehr leicht verbergen. Der Sender wird mit 4 Flachbatterien (18 V) betrieben. Die wählbaren Betriebsarten sind A1, A2 und A3. Bei A1- und A2-Betrieb beträgt die Ausgangsleistung etwa 70 mW. Die maximale Leistung bei A3 ist 50 bis 60 mW. Das Gerät besteht aus 2 Platinen (Sender und Modulator mit A2-Zusatz und HF-Anzeige).

Schaltungsbeschreibung — Der Obertonoszillator mit T1 erregt den 6-MHz-Quarz. Am Kollektorkreis von T1 stehen 18 MHz zur Verfügung. Die nachfolgenden Vervielfacherstufen arbeiten alle in Basisschaltung und C-Betrieb. Die Transistoren T2/T3/T4 verdoppeln jeweils die über L2/L4/L6 eingespeisten Signale auf 144 MHz. Der letzte Verdoppler (T4) dient gleichzeitig als Treiber für den PA-Transistor T5. Über ein π -Filter und ein zusätzliches Bandpaßfilter gelangt das 144-MHz-Signal an den Ausgang (Bu2). Beide Filter unterdrücken eventuell auftretende Subharmonische und Oberwellen des Senders.

Bei A1-Betrieb wird die Kollektorspannung des Treibers (T4) getastet. Die Betriebsart A2 dient dem automatischen Betrieb des Senders. Dabei schaltet der Multivibrator (T9/T10) mit kleiner Frequenz (etwa 2 Hz) den Tongenerator (T11). Über den Trafo K31 wird der Treiber moduliert. Wird der Sender amplitudenmoduliert (A3), so liegt der Treiber direkt am Minuspol. Der PA-Transistor, der bei A1/A2 18 V Kollektorspannung erhält, bekommt bei A3 seine Spannung über den als veränderlichen Widerstand geschalteten Transistor T7. Dieser Widerstand (Transistor T7) bewirkt, wenn er NF-mäßig angesteuert wird, eine Kollektorstrommodulation des PA-Transistors. Die Spannung, die das Kohlemikrofon liefert, wird in T8 verstärkt und steuert T7 aus. Mit R1 kann der Arbeitspunkt von T8 und T7 verändert werden. Dadurch ergibt sich eine Veränderung der Modulationstiefe. Der Widerstand soll so eingestellt werden, daß etwa die halbe maximale Ausgangsleistung als Grund- oder Trägerleistung auftritt. Die Modulation ist dann positiv. Mit dem im Mikrofon eingebauten Schalter läßt sich der Sender bei A3 ein- und ausschalten.

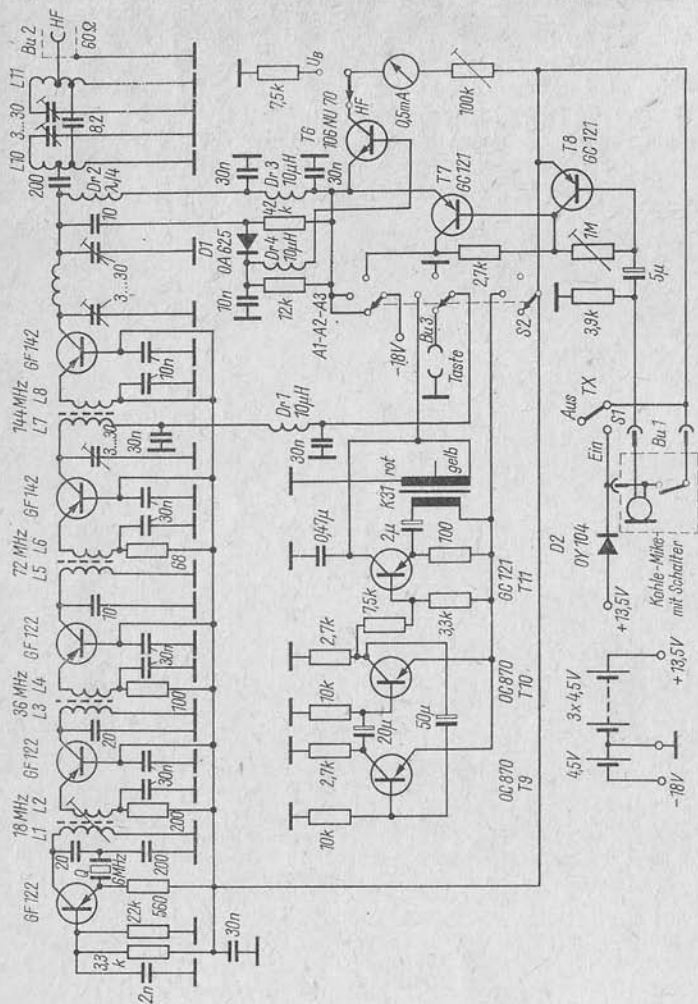


Bild 7 Schaltung des volltransistorisierten 2-m-Fuchsjägers mit automatischer Tastung (L3/L4 sowie L5/L6 sind wie L1/L2 einstellbare Spulen mit Massekern)

Die relative HF-Anzeige (mit D1/T6) gestattet eine Kontrolle der HF sowie der Modulation. Mit dem eingebauten Umschalter am Instrument kann auch die Betriebsspannung überprüft werden.

Diode D2 verhindert bei Falschpolung der Batterie eine Zerstörung der Sendertransistoren.

Bauteile für den 80-m-Fuchsjagdsender

- T 1 SF 122 c, d; SF 127 c, d; 2 N 1893; MM 1613
 T 2 П 601; П 605 o.ä.
 T 3/T 4 П 605; П 605 A o.ä.
 D 1 GY 120
 D 2 GA 100
 D 3 SZ 555
 L 1 etwa 4 μ H, 19 Wdg., 1,0-mm-CuL, 6-mm-Körper mit KW-Eisenkern, als Auskopplung 3,5 Wdg. auf L 1
 L 2 etwa 2,2 μ H, 15 Wdg., 1,0-mm-CuL, 6-mm-Körper mit KW-Eisenkern, als Auskopplung 2 \times 2 Wdg. auf L 2
 L 3 etwa 19 μ H, 14 Wdg., auf HF-Eisen-Ringkern (Innendurchmesser 8 mm, Außendurchmesser 11 mm, etwa 12 mm hoch), mit Anzapfungen bei 3, 7 und 11 Wdg., als Auskopplung für 60 Ω Lastimpedanz auf gegenüberliegender Seite des Ringkerns 9 Wdg.
 L 4 etwa 7 Wdg., auf Ringkern (wie L 3), über eine Brücke auf der Platine (Stromwandlerprinzip)
 L 5 etwa 20 μ H, auf Keramikkörper 20 mm Durchmesser
 L 6 etwa 48 μ H, auf Keramikkörper 20 mm Durchmesser, Anzapfungen bei 4, 8, 12, 16, 20 und 34 μ H
 Dr Mehrkammer-Trolitulkörper mit eingedrehtem HF-Eisenkern mit 0,4-mm-CuL vollwickeln

Antennenverlängerungsspule (bei einem Gegengewicht von 4 m Länge):

Antennenlänge in m	3	4	5	6	7	8	10	12
Induktivität in μ H	68	54	40	36	32	28	24	20

Bauteile für gemischtbestückten 2-m-Fuchsjagdsender

Sender:

- L 1 4,5 Wdg., 0,5-mm-CuL, Stiefelkörper mit HF-Eisenkern
 L 2 5 Wdg., 0,5-mm-CuL, Stiefelkörper mit HF-Eisenkern
 L 3 4 Wdg., 1,0-mm-CuAg, Stiefelkörper mit HF-Eisenkern
 L 4 6 Wdg., 1,0-mm-CuAg, Stiefelkörper ohne Kern, Abgleich durch Ziehen oder Zusammendrücken
 L 5 4 Wdg., 2,0-mm-CuL, 15 mm Durchmesser, 20 mm lang
 L 6 2 Wdg., 0,5-mm-Schalt draht, in L 5 eintauchend
 $\lambda/4$ -Drossel 0,5 m lang, 0,3-mm-CuL, auf Widerstand 1 M Ω 0,25 W

Modulator:

komplette Platine *NTL-NF* (ohne Impedanzwandler) vom UKW-Funksprechgerät Ausgangsübertrager Tr 1

Kern M 30, wechselseitig geschichtet

primär 2 × 120 Wdg., 0,18-mm-CuL

sekundär 610 Wdg., 0,12-mm-CuL, Anzapfung bei 100 Wdg.

Achtung! Senderschaltungen dürfen nur aufgebaut und in Betrieb genommen werden, wenn eine Genehmigung der Deutschen Post vorliegt!

Elektronik-Splitter

Neue Entwicklungsrichtungen in der Dickfilmtechnik

Die Dickfilmtechnik ist die am längsten erprobte und am weitesten automatisierte Technologie der Mikroelektronik. Ihre einzigartige schaltungstechnische Flexibilität und Qualität, Einfachheit und Wirtschaftlichkeit bei allen Seriengrößen haben in den letzten Jahren und Monaten zu ihrer sprunghaften Verbreitung und stürmischen Weiterentwicklung geführt.

Dichtere, komplexere und großflächigere Schaltungsmuster durch Feindruckpasten, Metallschablonensiebe, Ätztechnik, höhere Ausbeute in der Fertigung, Mikrowellenferrit-, BeO-, Titanat-, Eloxal-Sondersubstrate, gelochte, vorbedruckte und laminierte Vielschicht-Substrate; höhere Oberflächengüten. Haftfestere, temperatur- und feuchte-stabilere, unkritischer verarbeitbare, billigere Leiter-, Widerstands- und dielektrische Pasten mit besseren elektrischen, z.T. toleranz-garantierten Eigenschaften; Trimmer, Thermistor- und Halbleiterpasten (für MOSFETS z. B. CdS). Präziseres, reineres, berührungsfreies Abgleichen durch Laser mit TV-Mikroskop-Kontrolle, Anlagen und Programme zum computer-gesteuerten Schaltungsentwurf, Abgleichen und Prüfen der Filmelemente und kompletten Schaltung. Verbesserte Form, Größe, Qualität und Kontaktierung der Einbauelemente (LID, SOT, beam lead, ball, bump-Halbleiter, z.T. mit hermetischer Glasur- und Si₃N₄-Passivierung). Compatible Chip-Kondensatoren, -Widerstände und Spulen. Mehrschicht-Plastikkapselung; elastische Keramikmasse. Die Applikationstendenz der Dickfilmtechnik in der militärischen, kommerziellen und industriellen Elektronik ist besonders stark bei Leistungsstufen, low-power-, strahlungs-festen und speziellen Digital-Schaltungen; auch als „gedruckte Schaltkarte“ für Multi-chip LSI; revolutionierend in der Mikrowellentechnik („microstrip“, TEM; MERA-Projekt richtungweisend). Wegen Wirtschaftlichkeit rasche Zunahme in Konsumelektronik (Auto, Foto, TV, Radio, Phono, Magnetton).

Dieser Beitrag befaßt sich zuerst mit der Situation im 2-m-Band, um dann einige Wege aufzuzeigen zum 2-m-SSB-Signal. Abschließend werden Beispiele für SSB-Transponder von 14 MHz bzw. 21 MHz auf 144 MHz beschrieben.

Wenn man heute die im 2-m-Band ausgeübte Betriebstechnik mit der im Kurzwellenbereich üblichen vergleicht, kommt man sich gewissermaßen in die Steinzeit versetzt vor. Weder VFO-Betrieb noch SSB konnten bisher bestimmenden Anteil am UKW-Geschehen gewinnen. Dabei dürfte jedoch die Klasse S, die ohne Telegrafieprüfung zur Lizenz führt, Einfluß haben. Eine Besserung ist allerdings zu erkennen. Die Anzahl der Stationen mit VFO nimmt zu, wenn deren Stabilität auch teilweise zu wünschen übrigläßt.

Die Einrichtung eines Telegrafieteils im 2-m-Band steigerte ebenfalls die Aktivität in dieser Betriebsart.

Gerade aber im meist recht „toten“ 2-m-Band sollte ein dem Stand der Technik angemessener Betrieb durchgeführt werden, um die Reichweite durch SSB, evtl. auch CW, zu erhöhen und die Chancen für eine Verbindung durch VFO-Betrieb zusätzlich zu vergrößern. VFO-Betrieb hilft außerdem, bei Contesten Zeit zu sparen und das dabei auftretende (oft unnötige) QRM zu verringern. Außerdem wird es auch möglich, mit schwächer einfallenden Stationen ein QSO zustande zu bringen.

Über die Vorteile des Einseitenbandbetriebs (SSB) braucht man wohl nicht zu diskutieren. In diesem Zusammenhang sollte für die Zukunft von allen OMs zumindest gefordert werden, daß sie CW und SSB ohne Schwierigkeiten empfangen können. Das bedeutet, jeder 2-m-Empfänger muß einen BFO besitzen, der auch eine für die Demodulation von SSB-Signalen ausreichende Amplitude aufweist und sich auf die entsprechend richtige Frequenz abstimmen läßt. Die Erfahrungen der im 2-m-Band in SSB arbeitenden Stationen zeigen leider, daß es für sie meist einfacher ist, AM-Stationen auch in AM anzurufen. So antwortet z. B. eine Station auf einen Anruf in SSB nicht, kommt jedoch auf einen AM-Anruf zurück, kann bei einem darauffolgenden Test aber das SSB-Signal einwandfrei aufneh-

men. Das zeigt, daß verschiedene Stationen gar nicht mit einem SSB-Signal im 2-m-Band rechnen. Andere wiederum können ihren Empfänger nicht so bedienen, daß SSB lesbar wird. Beim Absuchen des Bandes sollte deshalb immer der BFO eingeschaltet und seine Frequenz für SSB-Empfang richtig eingestellt sein. Dabei ist die erforderliche Frequenzkonstanz auch mit einem Empfänger zu erreichen, der nur einen (allerdings sachgemäß) aufgebauten, freischwingenden ersten Oszillator besitzt, wie verschiedene Tests bewiesen. Der Empfänger muß jedoch in jedem Fall genügend fein und spielfrei verstellbar sein.

Will man ein 2-m-SSB-Signal erzeugen, so muß man zuerst einige Literatur studieren und die notwendigen Anforderungen festlegen. Im VHF-Bereich kommt es nicht wie im Kurzwellenbereich auf gute Seitenband- und Trägerunterdrückung an, denn hier wird selten eine Station durch das unerwünschte Seitenband gestört. Mehr als 35 bis 40 dB Seitenbandunterdrückung sind wegen der Intermodulationsverzerrungen in der Endstufe ohnehin nicht erforderlich. Auf 2 m kommt es nun praktisch sogar nur noch darauf an, die Hauptenergie des Senders auf ein Seitenband zu konzentrieren. Tut man das zu 98 %, so ist lediglich eine Seitenband- bzw. Trägerunterdrückung von jeweils 20 dB notwendig.

Dies wären für den Beginn etwa die Mindestanforderungen. Durch die Reste des unerwünschten Seitenbands wird die Empfängereinstellung allerdings etwas kritischer. Eine Seitenbandumschaltung ist nicht notwendig, da im 2-m-Band vereinbarungsgemäß nur das obere Seitenband gesendet wird. Verzerrungsfreiheit und absolute Frequenzkonstanz dürfen allerdings nicht geringer als bei Kurzwelle sein.

Meist steht zuerst wohl die Materialfrage im Vordergrund. Dabei spielt es eine wichtige Rolle, ob bereits ein SSB-Exciter für Kurzwelle vorhanden ist. Durch ihn verringert sich der Aufwand erheblich. Daraus ergibt sich dann die geeignete Konzeption.

Will man einen SSB-Sender ausschließlich für VHF bauen, so führt man die SSB-Aufbereitung am besten auf einer möglichst hohen Frequenz durch. Günstig sind z.B. Frequenzen um 9 MHz. Es kann auch die Phasennetzwerk-Methode benutzt werden, denn sie liefert bei einer festen (Hoch-)Frequenz durchaus gute Ergebnisse. Wichtig ist jedoch, daß nur der (Nieder-)Frequenzbereich 300 Hz...3 kHz an das Phasennetzwerk gelangt. Deshalb muß davor unbedingt ein NF-Filter vorgesehen werden, das nur diesen Frequenzbereich durchläßt. Den Frequenzbereich des VFO beschränkt man auf 500 kHz, da bei einem größeren Bereich die Einstellung zu kritisch wird und die nachfolgende Selektion Schwierigkeiten bereitet. Man müßte die nachfolgenden Kreise mitabstimmen, aber so kommt man schon mit Bandfiltern aus.

Anschließend wird dann in das 2-m-Band gemischt. Das geschieht mit 4 Quarzfrequenzen, die entsprechend vervielfacht, 4 Mischfrequenzen mit je 500 kHz Abstand ergeben, so daß das gesamte 2-m-Band erfaßt wird.

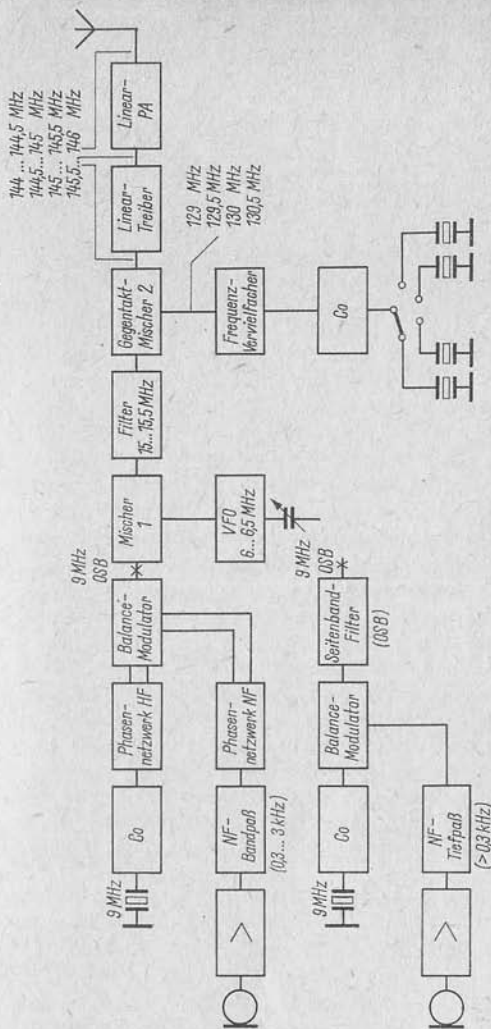


Bild 1 Blockschaltbild eines 2-m-SSB-Senders nach der Phasemethode (oben) bzw. Filtermethode (unten)

Seitenbandwechsel ist nicht erforderlich. Eventuell genügt der Bereich 145...145,5 MHz, so daß bei Anwendung der Phasemethode nur 2 Quarze benötigt werden.

Der Vervielfachungsfaktor hängt von den vorhandenen Quarzen ab.

Eventuell kann man sich auf 1 Bereich beschränken, so daß 1 Quarz genügt. Der Bereich der Endfrequenz sollte dann aber die SSB-Frequenz 145,41 MHz mit erfassen. Ein solcher Sender könnte z. B. nach der Prinzipschaltung Bild 1 aufgebaut sein. Arbeitet man nach der Phasenmethode und beschränkt sich auf den Bereich 145 MHz... 145,5 MHz, kommt man mit 2 Quarzen aus. Die Frequenzen können in gewissen Grenzen den vorhandenen Quarzen angepaßt werden. Führt man die SSB-Aufbereitung bei niedrigeren Frequenzen (bei 500 kHz) durch, dann sind zusätzliche Mischstufen mit Quarzoszillatoren vorzusehen. Damit wächst aber die Gefahr von Nebenwellen im Band. So erhält man bei 500 kHz Anfangsfrequenz in 500 kHz Abstand vom Nutzsignal einen (theoretisch unmodulierten) Träger und in 1 MHz Abstand ein Seitenbandsignal in der Kehrlage (unteres Seitenband). Selbst bei einer Dämpfung von 60 dB und mehr sind diese Signale im Ortsbereich oft noch sehr gut zu empfangen.

Eine weitere Möglichkeit besteht darin, die Mischung mit dem VFO nicht im SSB-Zweig, sondern im Zweig des 2. Oszillators durchzuführen. Die VFO-Frequenz kann dann entweder mit der vervielfachten Quarzfrequenz oder mit der Quarzgrundfrequenz gemischt werden. Mischt man mit der Grundfrequenz, dann wird die VFO-Frequenzdrift mit vervielfacht. Man müßte also, um die gleichen Eigenschaften wie vorher zu erreichen, die VFO-Frequenz um den Vervielfachungsfaktor kleiner machen. In jedem Fall werden jedoch die Verhältnisse der zu mischenden Frequenzen größer, bzw. der Abstand der jeweiligen Nutzfrequenz von der Oszillatorfrequenz verringert sich, so daß auch die Nebenwellenfreiheit ungünstiger wird. Das fällt besonders bei der VFO-Frequenz beim Vergleich mit Bild 1 auf. Bild 2 und Bild 3 zeigen diesen geänderten Schaltungs-

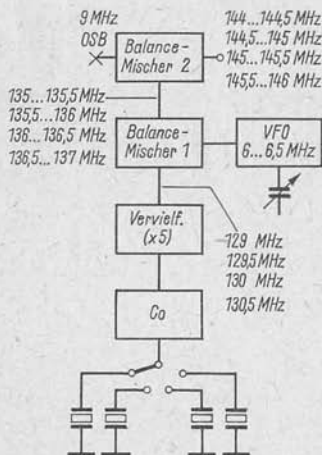


Bild 2
Mischung nach dem Premixer-Prinzip;
Mischung nach der Vervielfachung

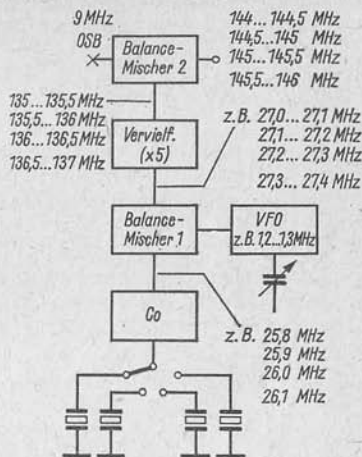


Bild 3
Mischung nach dem Premixer-Prinzip;
Mischung vor der Vervielfachung

ausschnitt von Bild 1; im Bild 2 ist die Mischung mit der vervielfachten Oszillatorfrequenz, im Bild 3 die Mischung mit der Grundfrequenz dargestellt. Der Vervielfachungsfaktor wurde als Beispiel mit 5 angenommen. Das System ähnelt dem *Premixer*-System in der Empfängertechnik. Um wieder auf günstigere Verhältnisse zu kommen, müßte besonders die VFO-Frequenz etwas erhöht werden, wodurch sich allerdings die Stabilität verringert. Eine andere Möglichkeit wäre die Anwendung einer weiteren Mischstufe.

Die Verhältnisse vereinfachen sich wesentlich, wenn bereits Kurzwellen-SSB-Exciter und 2-m-Sender vorhanden sind.

Man benötigt dann lediglich eine Anordnung nach Bild 4 bzw. Bild 5.

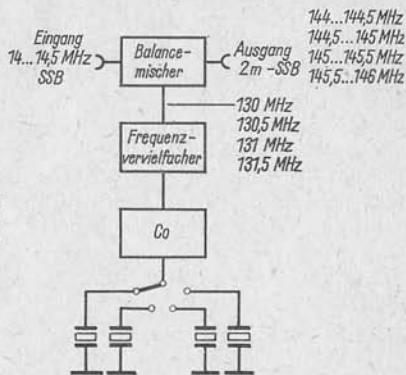


Bild 4
Blockschaltbild
eines Umsetzers bei vorhandenem
Kurzwellen-SSB-Exciter
(500 kHz breiter Bereich)
und 2-m-Sender

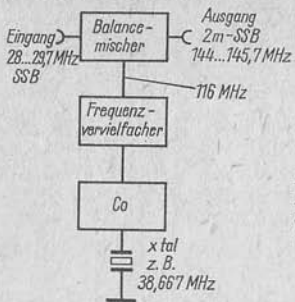


Bild 5
 Blockschaltbild eines Umsetzers
 bei vorhandenem Kurzwellen-SSB-Exciter
 (mit vollem 10-m-Band) und 2-m-Sender

Am Eingang speist man ein Kurzwellen-SSB-Signal ein, das im Gerät auf eine Ausgangsfrequenz im 2-m-Band gemischt und dem Ausgang zugeführt wird. Die notwendige Mischfrequenz gewinnt man im Gerät durch Vervielfachung einer Quarzfrequenz. Als Eingangsfrequenzbereich wird meist das 14-MHz-Band oder das 28-MHz-Band benutzt. In den meisten SSB-Geräten dürfte der im Exciter erzeugte 14-MHz-Frequenzbereich 500 kHz breit sein, so daß auch in diesem Fall wieder 4 Quarze zur Erzeugung der Mischfrequenzen notwendig sind, wenn man im ganzen 2-m-Band senden will (Bild 4). Bei einem kleineren Bereich sind dann eventuell noch mehr Quarze notwendig.

Geht man vom 28-MHz-Band aus, so benötigt man nur eine Mischfrequenz, um fast das gesamte 2-m-Band zu erhalten (Bild 5). Allerdings muß dann am Eingang des Geräts eine Abstimmung vorgesehen werden, um den ganzen Bereich ohne große Einbußen übertragen zu können, während man beim 500-kHz-Bereich mit einem Bandfilter auskommt.

Die meisten Kurzwellen-SSB-Geräte haben den Nachteil, daß sie nicht das ganze 10-m-Band erfassen, so daß man doch auf die erste Methode zurückkommt. Dabei findet man, wie gesagt, 14 MHz als meistbenutztes Eingangsfrequenzband. Es ist bei fast allen Sendern vorhanden (9-MHz-Methode). Natürlich kann auch hierbei das 21-MHz-Band oder ein 28-MHz-Bereich benutzt werden. Das auf diese Weise erzeugte 2-m-SSB-Signal wird nun dem vorhandenen 2-m-Sender zugeführt, von dem man nur Treiber- und Endstufe benutzt. Deren Arbeitspunkte müssen dazu jedoch so eingestellt werden, daß eine Linearverstärkung möglich ist (A-Betrieb für die Treiberstufe, AB-Betrieb für die Endstufe).

Fehlt nun der KW-SSB-Sender oder UKW-Sender, so müssen die fehlenden Teile (siehe erster Teil des Beitrags) hinzugefügt werden, so daß man entweder einen kompletten 2-m-Exciter bzw. einen 2-m-Nachsetzer erhält.

Nun noch ein Wort zur Wahl der Quarzfrequenz bzw. der Quarzfrequenzen für den letzten Mischer.

Günstig sind auch dabei möglichst hohe Grundschwingfrequenzen. Am besten benutzt man Obertonquarze, deren Frequenz dann nur noch verdoppelt bzw. verdreifacht zu werden braucht. Dadurch vereinfacht sich die Schaltung, und die Gefahr von Nebenausstrahlungen verringert sich. Obertonschaltungen haben jedoch den Nachteil etwas geringerer Frequenzkonstanz gegenüber Schaltungen mit Grundwellenerregung. Die Frequenzdrift läßt sich jedoch durch zweckmäßigen thermischen Aufbau durchaus in den erforderlichen Grenzen halten. Meist wird man sich bei der Wahl des „Frequenzfahrplans“ jedoch nach vorhandenen Quarzen richten. Das ist natürlich bei einer Frequenzaufbereitung ohne KW-Sender einfacher, da man bei der Frequenzwahl der Quarze größere Freiheit hat (besonders auch durch die Möglichkeit, den VFO-Frequenzbereich in bestimmten Grenzen beliebig festzulegen).

Alle angeführten Systeme eignen sich neben ihrer eigentlichen Bestimmung natürlich dazu, frequenzvariablen Betrieb in CW bzw. durch Endstufenmodulation auch in AM durchzuführen. Zu diesem Zweck genügt ein einfacher CW-Kurzwellensender als Exciter.

Zum Schluß wird noch ein vom Verfasser gebauter Transponder beschrieben, dessen erste Variante den Bereich 14,0 MHz... 14,35 MHz auf 144,0 MHz... 144,35 MHz umsetzt. Bild 6 zeigt das Blockschaltbild. Um das ganze Band zu erfassen, wurden einige Quarze erworben und eine Änderung entsprechend dem Blockschaltbild Bild 7 durchgeführt. Der

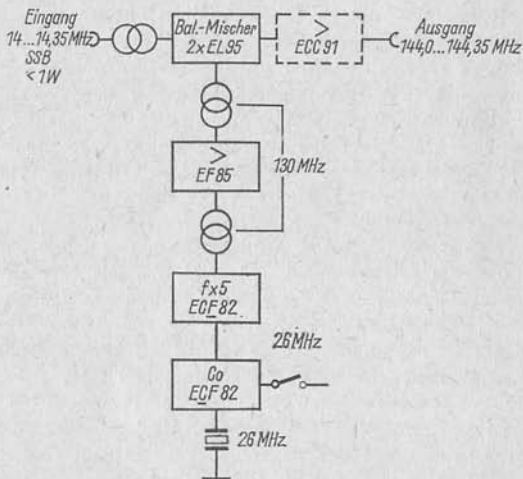


Bild 6 Blockschaltbild eines Transponders von 14 MHz bis 14,35 MHz auf 144 MHz bis 144,35 MHz

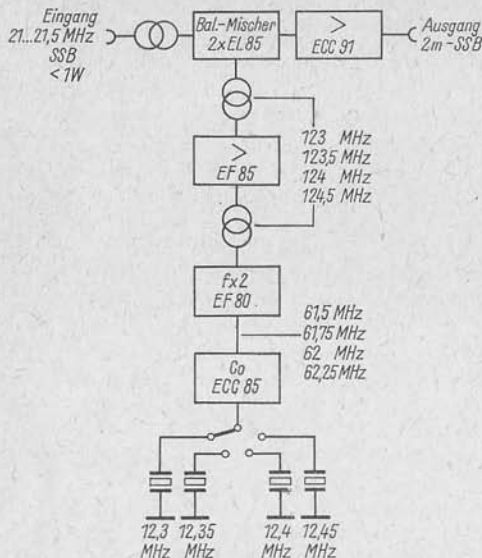


Bild 7 Blockschalbild eines Transponders von 21 MHz bis 21,5 MHz auf 144 MHz bis 146 MHz in 4 Bereichen

Bereich 21 MHz... 21,5 MHz wird in 4 aneinander anschließende Bereiche umgesetzt, so daß im gesamten Band gearbeitet werden kann.

Das Eingangssignal entstammt jeweils einem Exciter, der etwa 1 W HF abgeben kann. Das ist zur Ansteuerung (mit Reserve) ausreichend. Die entstehende Ausgangsleistung (ohne 2-m-Verstärkerstufe) kann eine Endstufe mit *SRS 4451* (über eine vorgeschaltete Treiberstufe mit $2 \times EL 83$) bis etwa 100 W PEP-Input aussteuern ($U_a = 650$ V).

Bild 8 und Bild 10 zeigen die vollständige Schaltung für die Variante nach Bild 6, Bild 9 dagegen zeigt die Schaltungsänderungen für die 21-MHz-Variante. Der folgende Teil entspricht dem ab Anodenkreis der *E(C)F 82* im Bild 8.

Als Mischstufe wurde eine Gegentaktstufe vorgesehen, um eine ausreichende Mischfrequenzunterdrückung zu erreichen. Die $2 \times EL 95$ geben etwas mehr Leistung ab als übliche HF-Pentoden. Die *EL 95* hat außerdem recht gute UKW-Eigenschaften; besonders hervorzuheben sind ihre geringen Kapazitäten. Es eignen sich bestimmt auch gut die *QQE 03/12* und eventuell die *QQE 02/5*, die in der gleichen Leistungsklasse liegen und einen symmetrischen Systemaufbau haben. Die Gegentaktmischstufe wird nur etwa mit der halben zulässigen Gleichstromleistung betrieben. Die

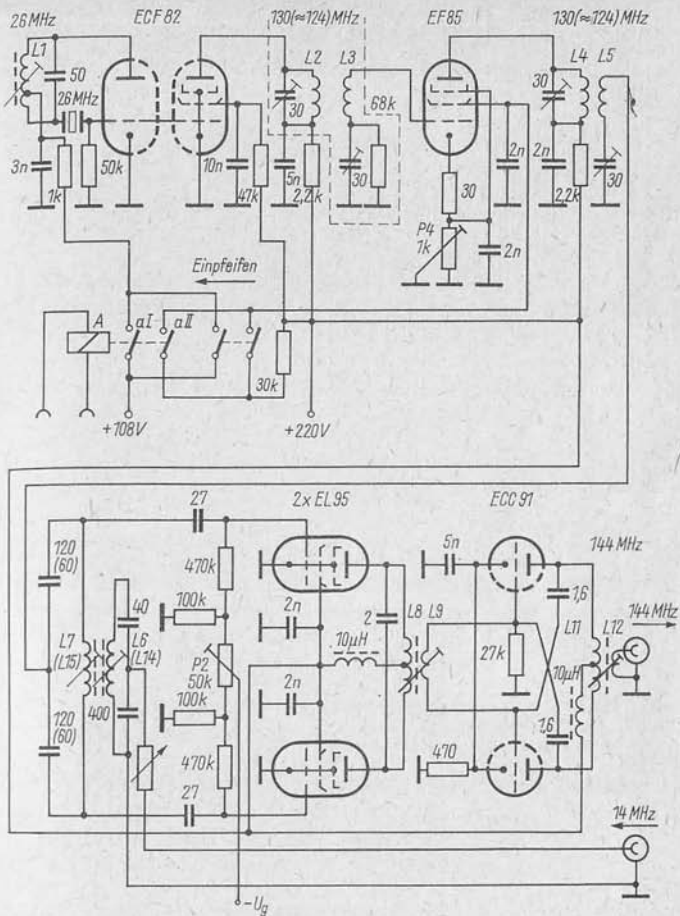


Bild 8 Schaltung für einen Transponder nach dem Blockschaltbild Bild 6. Die Werte in Klammern gelten für den Transponder entsprechend Bild 7; der Teil vor dem Anodenkreis der E(C)F82 wird durch die Schaltung Bild 9 ersetzt

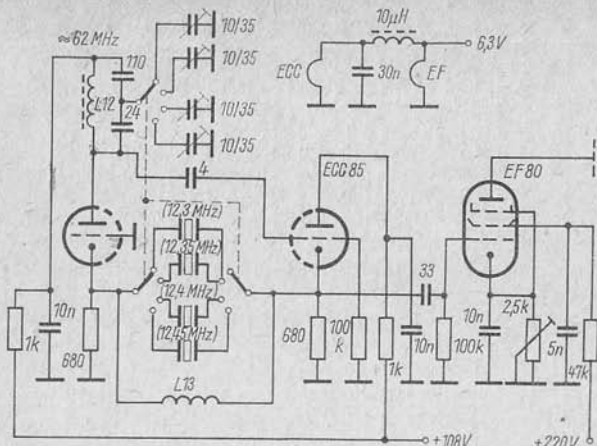


Bild 9 Geänderte Überlagerungsfrequenzaufbereitung für den Transponder entsprechend Blockschaltbild (Bild 7). Diese Schaltung ersetzt den Schaltungsteil links des Anodenkreises der E(C)F 82 von Bild 8

Mischspannung wird beiden Steuergittern im Gleichtakt zugeführt, die Eingangsfrequenz im Gegentakt ebenfalls den Steuergittern. Der Anodenkreis ist symmetrisch aufgebaut, so daß man die Mischfrequenz unterdrücken kann. Die Symmetrie läßt sich durch gegensinnige Vorspannungsänderung an den Steuergittern mittels *P2* einstellen. Es fließt im Betriebszustand ein Gesamtanodenstrom für die Stufe von etwa 25 mA. Der Ruhestrom liegt bei 15 bis 20 mA (ohne Mischfrequenzansteuerung). Dieser kann mit *P3* im Netzteil (Bild 10) eingestellt werden.

Die Eingangsfrequenz wird über ein Bandfilter zugeführt, das so abgestimmt ist, daß es etwa den Frequenzbereich 14,0 MHz... 14,35 MHz (21 MHz... 21,5 MHz) durchläßt. Mit *P1* kann die Ansteuerung beeinflusst

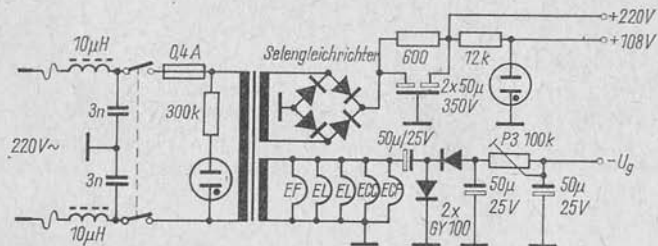


Bild 10 Netzteil zum Transponder Bild 8 bzw. Bild 9

werden, da man den Exciter am besten so weit aussteuert, wie es verzerrungsfrei möglich ist. Das kommt der Träger- und Seitenbandunterdrückung sowie der Nebenwellenunterdrückung zugute. Der Transponder darf für lineares Arbeiten nur so weit ausgesteuert werden, daß sich beim Sprechen der Anodenstrom der Mischstufe nicht oder nur ganz wenig ändert.

Die Signalumsetzung nach Bild 6 erfordert eine Mischfrequenz von 130 MHz. Man erzeugt sie mit Hilfe eines 26-MHz-Quarzes, dessen Frequenz zur Mischfrequenz verfünffacht wird. Als Oszillator wirkt das Triodensystem einer *ECF82*, deren Anodenspannung stabilisiert ist; das Pentodensystem übernimmt die Vervielfachung. Eine Stufe mit der *EF85* verstärkt diese Mischfrequenz, damit für die Mischstufe eine ausreichende Amplitude zu erreichen, gewährleistet wird. Außerdem hat diese Stufe die Aufgabe, die (auf Grund des recht hohen Vervielfachungsfaktors von 5) stark auftretenden anderen Harmonischen zu beseitigen. Diesem Zweck dienen auch die Bandfilterkopplungen zwischen Vervielfacher und Verstärker sowie zwischen Verstärker und Mischstufe. Ferner erlaubt diese Stufe eine Regelung der Mischfrequenzamplitude mit *P4*. Dabei muß allerdings der Gitterkreis etwas nachgestimmt werden, denn trotz des unüberbrückten Katodenwiderstands (30Ω) gelingt es nicht, die Änderung der dynamischen Eingangskapazität zu beseitigen. Um eine möglichst hohe Güte zu erreichen, werden die Spulen der Bandfilter ohne Kern aufgebaut. Zur besseren Entkopplung sind die Kreise mit *L4* und *L5* oberhalb des Chassis angebracht. Die Kreise werden mit TESLA-Tauchtrimmern abgestimmt.

Zur Erzeugung der Mischfrequenz für die Aufbereitung nach Bild 7 dient die *Butler*-Obertonoszillatorschaltung, die sich in verschiedenen Projekten ausgezeichnet bewährt hat. *L11* dient zur Neutralisation der Quarkapazität und ist nicht sehr kritisch. Der Anodenkreis (*L10*) muß für jede Oszillatorfrequenz optimal eingestellt werden.

Um eine genügend feine Abstimmung zu erhalten, wird eine Teilankopplung der Trimmer angewendet. Die Vervielfachung, in diesem Fall nur auf die doppelte Frequenz, übernimmt eine *EF80*. Es ist dabei viel leichter, eine ausreichende Mischfrequenzamplitude für die Mischstufe zu erhalten.

Das Einfügen einer Verstärkerstufe mit einer *ECC91* empfiehlt sich, wenn sich die Leistungsübertragung an die Treiberstufe durch längere Kabel und durch Fehlanpassung verschlechtert. Sie bringt in der aufgebauten Form nur eine relativ geringe Verstärkung, die aber eine genügende Reserve zur Aussteuerung der PA ergibt und die Verzerrungen durch weite Aussteuerung der Mischstufe ($2 \times EL95$) herabsetzt. Der Aufbau dieser Stufe ist dementsprechend verhältnismäßig unkritisch. Man kann sie gegebenenfalls ohne Änderung von *L8* und *L9* weglassen.

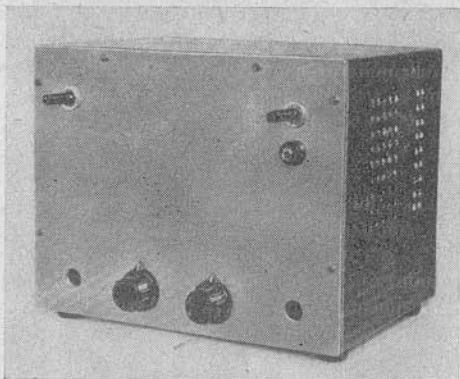


Bild 11
Frontansicht des SSB-
Transponders für das
2-m-Band. Links oben
Oszillator-Einschalter,
rechts oben Netzschalter
und Netzkontrolle, unten
links HF-Eingang,
Regler für HF-Eingang,
Regler für Symmetrie,
rechts unten HF-Ausgang

Durch ein Relais werden bei Empfang der Oszillator und die Verstärkerstufe außer Betrieb gesetzt. Es wird aus der Spannung betrieben, die bereits zur Sende-Empfangs-Umschaltung vorhanden gewesen ist. Aus Stabilitätsgründen ist besonders beim Obertonoszillator ein Durchlaufen des Oszillators günstiger. Es muß dann im KW-Exciter umgeschaltet werden. Das Einpfeifen erfolgt, wie gewöhnt, in beiden Fällen mit ausgeschalteter Treiber- und PA-Stufe sowie mit auf „Empfang“ geschaltetem Antennenrelais. Der den Relaiskontakten parallelgeschaltete Kippschalter dient diesem Zweck.

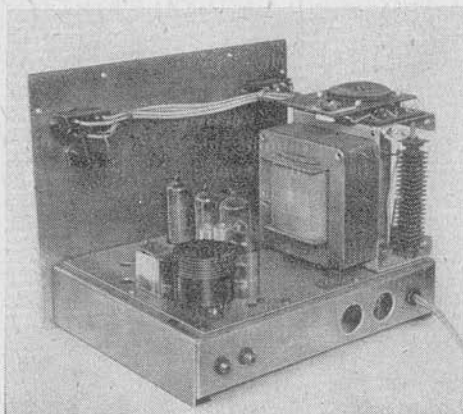


Bild 12
Blick auf das Chassis
des 2-m-Transponders

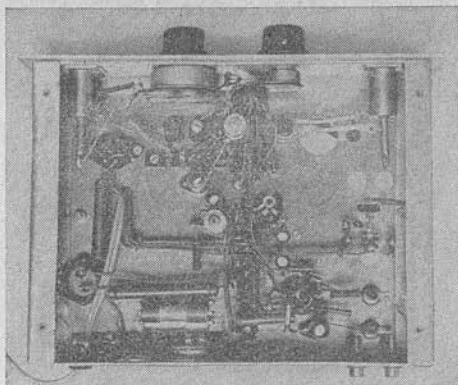


Bild 13
Ansicht der Verdrahtung
unterhalb des Chassis

Den Verfasser würde es freuen, wenn dieser Beitrag die Zunahme des Einseitenband- und VFO-Betriebs im 2-m-Band unterstützte.

Spulendaten für die Transponder nach Bild 8 und Bild 9

(alle Spulen außer *L13* [6 mm Durchmesser] auf Stiefelspulenkörper aus Polystyrol mit 8,5 mm Außendurchmesser)

Spule	Wdg.	Draht	Länge/mm	Kern
<i>L 1</i>	13	0,9-mm-CuL	16	Ferrit
<i>L 2</i>	4	1,0-mm-CuAg	8	—
<i>L 3</i>	5	1,0-mm-CuAg	8	—
<i>L 4</i>	5	1,0-mm-CuAg	8	—
<i>L 5</i>	5	1,5-mm-CuAg	9	—
<i>L 6</i>	23	0,45-mm-CuL	11	Pulvereisen
<i>L 7</i>	20	0,45-mm-CuL	10	Alu
<i>L 8</i>	6	1,5-mm-CuAg	12	Pulvereisen
<i>L 9</i>	2	0,8-mm-CuP	über <i>L 8</i>	
<i>L 10</i>	7	1,5-mm-CuAg	12	Pulvereisen
<i>L 11</i>	2	0,8-mm-CuP	über <i>L 10</i>	
<i>L 12</i>	7	0,5-mm-Cu	15	Alu
<i>L 13</i>	18	0,3-mm-CuL	9	—
<i>L 14</i>	16	0,45-mm-CuL	10	Pulvereisen
<i>L 15</i>	16	0,45-mm-CuL	10	Alu

L 1 — Anzapfung bei 4 Wdg. vom Gitter

L 9, L 11 — CuP = Kupfer mit Polyäthylenisolation

Bald flache Fernsehgeräte?

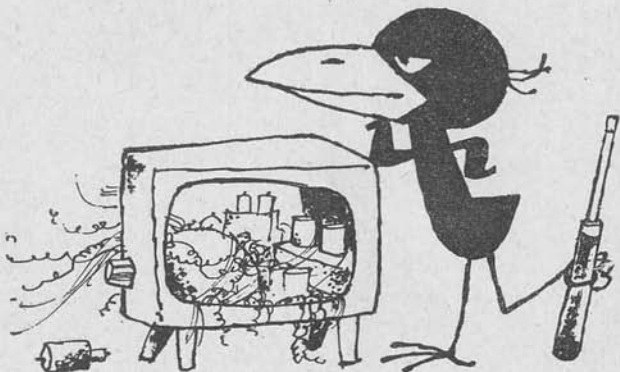
Die alte Idee, flache Fernsehempfänger wie Bilder an die Wand zu hängen, hat durch eine amerikanische Entwicklung neuen Auftrieb erhalten.

Wie bekanntgegeben wurde, sei die Züchtung von flüssigen Kristallen gelungen, deren optische Eigenschaften durch elektrischen Strom leicht zu beeinflussen seien. Das gelte vor allem für ihr Vermögen, Licht zu reflektieren. Diese Eigenschaft, auf elektronische Einwirkungen sofort zu reagieren, mache die Kristalle zum idealen Material für einen Fernsehschirm oder andere elektronische Bildschreibeinrichtungen.

Flüssige Kristalle kommen als Mischformen in der Natur häufig vor. Es sind organische Verbindungen mit den Eigenschaften gewöhnlicher Flüssigkeiten — sie lassen sich wie Wasser gießen —, und sie haben eine geordnete Kristallstruktur wie Quarz. Die durchsichtigen Gebilde bestehen aus Millionen von winzigen zigarrenförmigen Molekülen, die wie Streichhölzer in der Schachtel zusammengepackt sind. Wenn Strom angelegt wird, geraten sie in Unordnung, und die Durchsichtigkeit des Kristalls geht infolge der Streuung des Lichts verloren. Er wird erst wieder klar, wenn der Strom abgeschaltet wird.

In Laborversuchen hat man nun inzwischen flüssige Kristalle hergestellt, die stabil bleiben und in einem breiten Temperaturbereich elektronisch „steuerbar“ sind. Damit sollen sich Möglichkeiten zeigen, eine Kristallfläche mit Flächen von transistorisierten Festkörperschaltkreisen so zu verbinden, daß ein bewegliches Fernsehbild erzeugt werden kann.

Zu diesem Zeitpunkt hatte Huggy noch nicht die „Amateurneugierde“ vom DMV gelesen...!



Transistortips für den Kurzwellenamateur

Dipl.-Phys. Hans-Joachim Fischer

In den folgenden Abschnitten sollen einige praktische Probleme behandelt werden, wie sie beim Entwurf transistorisierter Stufen der KW-Technik auftreten. Im einzelnen sind das: Temperaturkompensation von Verstärkerstufen mittels Thermistors, Einfluß der Zuleitungsinduktivitäten und Gehäusekapazitäten bei HF-Transistoren, Entwurf eines mit Si-Transistoren bestückten Empfängers und ein Rauschspannungsnogramm.

Temperaturkompensation mit Thermistor

Die üblichen Maßnahmen zur Festlegung des Arbeitspunktes bei schwankender Umgebungstemperatur sind niederohmiger Basisspannungsteiler, großer Emitterwiderstand und möglichst Gegenkopplung der Stufe. Es gibt aber Fälle, wo sich diese Methoden nicht anwenden lassen, wie in Leistungsstufen o. ä. Bild 1 zeigt den Einsatz eines Thermistors zur Emitterstromregelung. Die Schaltung enthält 2 Spannungsteiler, $R1 + R4$ sowie $R2 + R_t$. An $R1$ entsteht eine Vorspannung in Durchlaßrichtung, an $R2$ eine in Sperrrichtung, jedoch im Betrag kleiner als die an $R1$. Mit steigender Umgebungstemperatur würde sich bei einem unstabilierten Transistor der Kollektorstrom erhöhen. Diesen Stromanstieg kann man nun kompensieren, wenn man die Vorspannung an der Basis mit steigender Temperatur verringert. Dadurch, daß R_t mit wachsender Temperatur

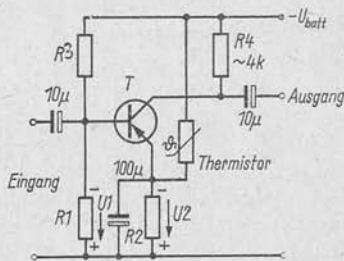


Bild 1
Kompensation einer Verstärker-
stufe mittels Thermistors
(Thermistor = R_t)

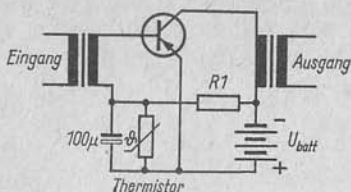


Bild 2
Kompensation mittels Thermistors

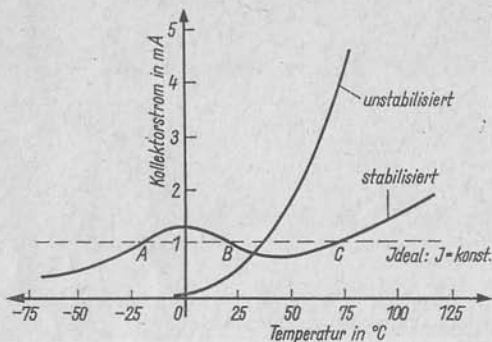


Bild 3 Kollektorstromverlauf als Funktion der Temperatur (stabilisiert und unstabilisiert)

kleiner wird, fließt ein größerer Querstrom durch den Spannungsteiler $R_2 + R_t$, die Emitterspannung wird negativer, was den Transistor mehr in Sperrichtung vorspannt.

Die gleiche Wirkung hat die bekanntere Schaltung nach Bild 2, bei der der Emitter direkt geerdet ist und der Thermistor im Basiskreis liegt. Man spart einen Spannungsteiler ein, hat jedoch bezüglich der Dimensionierung geringere Freiheit. Die über R_t stehende Spannung in Durchlaßrichtung nimmt mit steigender Temperatur ab (der TK des Thermistors ist negativ), damit wird der Kollektorstrom nahezu konstantgehalten. Bild 3 zeigt den Verlauf des Kollektorstroms mit der Temperatur mit und ohne Thermistorkompensation. Bei letzterer ergibt sich eine S-förmige Kollektorstromkennlinie.

Zuleitungsinduktivität

Bei höheren Einsatzfrequenzen spielen die Zuleitungsinduktivitäten zum Halbleiterplättchen eines Transistors eine Rolle. Basis- und Kollektorinduktivität können vernachlässigt werden, während die Emitterinduktivität zu berücksichtigen ist. Zusätzlich zur Induktivität der Zuleitungen

spielen der Skineffekt, Wirbelströme und dielektrische Verluste eine Rolle. Betrachtet man den Aufbau eines Transistors im üblichen Metallgehäuse, dann führt ein dickerer Anschlußdraht über eine Glaseinschmelzung ins Innere und von dort über den dünnen Gold- oder Silberdraht an den Kristall. Für die Induktivität eines geraden Drahtstücks gilt:

$$L = 2 \cdot 10^{-3} x \left(2,3 \lg \frac{4x}{d} - 0,75 \right).$$

Dabei ergibt sich L in μH , wenn x = Drahtlänge und d = Drahtdurchmesser in cm eingesetzt werden. In einem HF-Transistor (Gehäuse *T018*) kann für den inneren *Bonding*-Draht $d = 10^{-3}$ cm und $x = 0,15$ cm angenommen werden. Das ergibt

$$L = 3 \cdot 10^{-4} (2,3 \lg 600 - 0,75) = 1,7 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}.$$

Für den äußeren Draht gilt $d = 4 \cdot 10^{-2}$ cm und $x = 1,5$ cm, damit $L = 12,8 \cdot 10^{-3} \mu\text{H}$.

Man erkennt aus der Rechnung, daß der Durchmesser des Drahtes weniger entscheidend ist als seine Länge. Die Induktivität wächst mehr als proportional der Länge. Man sollte also HF-Transistoren so kurz wie möglich einlöten.

Durch den Skineffekt wird der ohmsche Widerstand der Zuleitungen bei hohen Frequenzen vergrößert. Der Gleichstromwiderstand der Zuleitungen beträgt

$$R = \frac{4x \cdot r}{d^2 \pi}.$$

Wenn der innere Anschlußdraht aus Gold besteht, ist $R1 = 0,33 \Omega$ und der Gleichstromwiderstand des äußeren Drahtes $R2 = 1,6 \text{ m}\Omega$. Bei 100 MHz wird der Gesamtwiderstand der Zuleitungen bei Berücksichtigung des Skineffekts $0,35 \Omega$.

Betreibt man den bisher betrachteten Transistor bei 100 MHz, dann hat die Zuleitungsinduktivität von 14,5 nH einen Scheinwiderstand von etwa 9Ω . Die Formel für die Leistungsverstärkung des Transistors lautet:

$$V_P = \frac{S^2 \cdot R_{em} \cdot R_L}{4}$$

Wenn ein Scheinwiderstand Z_e im Emitterkreis vorhanden ist, wird durch die entstehende Gegenkopplung

$$S' = \frac{S}{1 + S \cdot Z_e}.$$

Mit $S = 60 \text{ mA/V}$ und $Z_e = R + jX = 0,35 + j 9$ gilt

$$1 + S \cdot Z_e = 1 + 60 \cdot 10^{-3} (0,35 + j 9);$$

$$|1 + S \cdot Z_e| = \sqrt{1,02^2 + 0,54^2} \approx \sqrt{1,3} = 1,15.$$

Damit ergibt sich die effektive Steilheit mit $S' = 0,88 S$ (1 dB Verlust).

Weiterhin wird durch die Emitterinduktivität der Eingangswiderstand verkleinert, er sinkt bei 100 MHz auf rund $\frac{1}{4}$; damit tritt ein Verlust von 6 dB auf, und der Verstärkungsabfall bei hohen Frequenzen, der manchmal unerklärlich scheint, ergibt sich aus dieser Betrachtung.

Gehäusekapazität

Außerdem sind bei HF-Schaltungen die Gehäusekapazitäten der Transistoren zu berücksichtigen. Für das kleinere (international *TO18*, bei uns etwa *GF105*) und das größere (international *TO5*, bei uns *SF123*) Metallgehäuse wurden die Kapazitäten in der Tabelle zusammengestellt (1 pF entspricht bei 100 MHz etwa 1400 Ω).

Kapazität	C in pF	
	TO 5	TO 18
C_{ob}	0,6	0,75
C_{cb}	0,3	0,05
C_{ce}	0,6	0,75

Superhet mit Siliziumtransistoren

Die modernen Si-Transistoren in Metallgehäusen oder die Miniplasttypen ermöglichen den Bau von Kurzwellenempfängern mit guten technischen Daten. Einige Besonderheiten der Schaltung eines voll mit Si-Transistoren bestückten Überlagerungsempfängers werden hier besprochen. Bild 4 zeigt die Gesamtschaltung; sie ist für Mittelwelle ausgelegt; durch Änderung von Eingangs- und Oszillatorkreis kann sie jedoch für das KW-Gebiet dimensioniert werden. In der Endstufe werden 2 Transistoren des Typs *SF126* eingesetzt; sie gibt etwa 0,5 W Sprechleistung ab. Bei einem Spitzenstrom von 130 mA und $B = 60$ beträgt die Leistungsverstärkung der Endstufe etwa 28 dB. Der Arbeitspunkt wird über eine in Durchlaßrichtung betriebene Si-Diode (*SAY32*) gegen Speisespannungsschwankungen stabilisiert. Den Querstrom durch den Basisspannungsteiler wählt man zu 3 mA. Als Treiber wird ein *SC206* mit $\beta = 250$ eingesetzt. Die vom Treiber aufzubringende Leistung beträgt etwa 2 mW, die Spannungsverstärkung der transformatorgekoppelten Stufe $V_u = 400$.

Die Demodulatordiode (ebenfalls Si-Typ, *SAY11*) wird mit 0,54 V vorgespannt und dient sowohl zur Signaldemodulation als auch zur Erzeugung der Schwundregelspannung für die HF-Vorstufe sowie für die ZF-Stufe. Die HF-Stufe hat einen Kollektorruhestrom von 0,7 mA, die ZF-Stufe einen von 2,5 mA, deshalb wirkt die Schwundregelung zuerst auf die HF- und nur bei starken Signalen auf die ZF-Stufe. Als ZF-Transistor wird der Miniplasttyp *SF215* eingesetzt (auch für Misch- und für HF-Stufe). Mit einem β von 150 ist die ZF-Verstärkung 40 dB. Es wird ein selbstschwingender Mischer in Emitterschaltung (für den Oszillator in Basisschaltung) mit 1 mA Kollektorruhestrom benutzt. Die Oszillatoramplitude soll etwa 120 mV betragen. Als Mischverstärkung ergibt sich dann 27 dB. Der HF-Vorverstärker in Emitterschaltung bringt eine Stufenverstärkung (ohne Neutralisation) von 20 dB. Die Ferritantenne hat eine Leerlaufgüte von 200 bei 800 kHz und eine Primärinduktivität von 375 μH . Bei 9 V Batteriespannung hat die Schaltung eine HF-Empfindlichkeit von 30 $\mu\text{V/m}$. Die ZF-Unterdrückung beträgt 33 dB, der Schwundregelgewinn 63 dB. Die Gesamtstromaufnahme aus der Batterie (ohne Signal) beläuft sich auf 12,5 mA (das entspricht einer Ruheleistungsaufnahme von 112 mW). Die hohen Stufenverstärkungsfaktoren führen zu einer einfachen, wenig Aufwand erfordernden Schaltung. Das Gerät arbeitet – natürlich mit Empfindlichkeitseinbuße – sicher bis zur halben Batteriespannung. Durch die HF-Vorstufe erhält man hohe Empfindlichkeit und gute Schwundregeleigenschaften. Als gewisse Komplizierung des Aufbaus kann der 3fach-Abstimm-drehkondensator gelten. Er könnte jedoch auch durch Kapazitätsdioden ersetzt oder auch durch eine Variometerabstimmung umgangen werden. Dabei sind den konstruktiven Ideen des Erbauers keine Grenzen gesetzt. Das Gerät läßt sich klein und kompakt aufbauen.

Rauschspannungsnomogramm¹

Für die Ermittlung der Grenzempfindlichkeit von Empfängern und Verstärkern ist die Festlegung der Größe des Eigenrauschens von Bedeutung.

Die Rauschspannung kann nach der *Nyquist*-Formel berechnet werden:

$$U = \sqrt{4kT R \Delta F}$$

Dabei ist U die Rauschspannung am Widerstand in μV , k die Boltzmann-Konstante = $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/}^\circ\text{K}$, T die Temperatur des Elements in $^\circ\text{K}$, R die Größe des Widerstands in Ω und ΔF die Bandbreite in Hz. Damit man nicht jedesmal die Wurzel neu berechnen muß, ist im Bild 5 ein Rauschspannungsnomogramm angegeben. Eingezeichnet ist folgendes Beispiel: Rauschspannung eines NF-Verstärkers bei Zimmertemperatur

¹ Siehe auch Beilage „Rechenstab“.

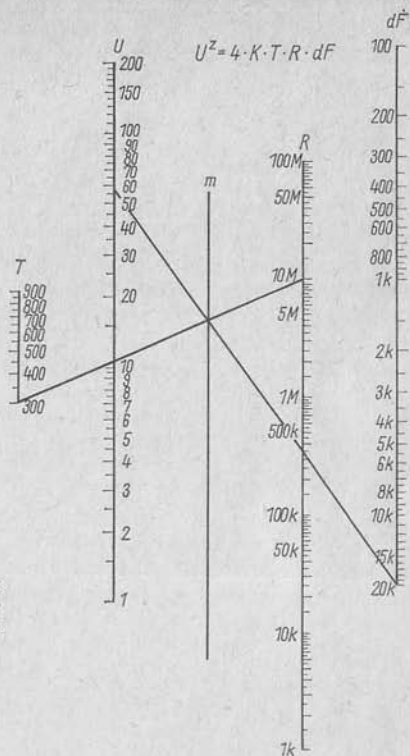


Bild 5
 Diagramm zur Berechnung
 des Widerstandsrauschens

mit einer Bandbreite von 20 kHz und einem Eingangswiderstand von 10 M Ω . Zunächst verbindet man die Skalen für T und R (300°K und 10 M Ω), dann den Schnittpunkt an der Hilfslinie m mit der Bandbreitenskala dF und liest den Wert für $U = 57 \mu\text{V}$ ab. Nach dieser Anleitung sind auch beliebige andere Fälle rasch zu lösen.

Es ist allgemein festzustellen, daß in der heutigen Zeit auch der Elektronikbastler ohne mathematisch-physikalische Hilfsmittel nicht mehr auskommt. Der Amateurkonstrukteur berechnet eine Schaltung erst grob, ehe er sie aufbaut, mißt sie nach dem Aufbau exakt durch und optimiert sie dann. Der erhöhte Zeitaufwand lohnt sich, denn die auf diese Weise entwickelten Geräte haben größeren Wert und bessere Zuverlässigkeit.

Houston (ADN) — Erst fünf Tage nach der Landung der amerikanischen Astronauten auf dem Mond gab das USA-Raumfahrtkontrollzentrum in Houston bekannt, daß es bei dieser Phase des Fluges zu technischen Komplikationen kam, die die Besatzung der Mondfähre in ernste Gefahr brachten. Nach Angaben von „Apollo“-Direktor Philipps und Flugleiter Kraft gab der Bordcomputer der Mondfähre während des Anstugs zur Landung pausenlos Alarmsignale, weil er von den zahlreichen Aufgaben überlastet war. Unerwartet beanspruchte allein das Landeradar 15 Prozent der Kapazität des Computers. Armstrong mußte schließlich die Kontrollen selbst übernehmen, als die automatische Steuerung die Fähre auf ein Felsengewirr zulenkte, während Aldrin Kontakt zur Flugleitung hielt, die Anweisungen übermittelte. Kraft betonte, zu dieser Zeit sei der völlige Ausfall des Computers befürchtet worden, was den Abbruch der Landeoperation bedeutet hätte.

Eine weitere Schwierigkeit vor der Landung trat auf, als die horizontale Geschwindigkeit der Fähre so groß wurde, daß sie sich der Gefahrengrenze näherte.

Schließlich brach bei Aldrins Wiedereinstieg in die Mondfähre der Bedienungsknopf für das Entsichern des Aufstiegsantriebs der Landefähre ab. Armstrong und Aldrin lösten dieses Problem, indem sie die Sicherung mit einem Schreibstift herausdrückten.

Ätzverfahren zur Selbstherstellung von Leiterplatten

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig

Die Leiterplatte gehört heute beinahe so selbstverständlich wie jedes andere Bauelement zu den Mitteln, aus denen auch der Amateur moderne elektronische Geräte aufbaut. Es dürfte daher schwierig sein, den „alten Hasen“ noch Neues zu bieten. Man betrachte deshalb die folgende Zusammenstellung als eine Übersicht, aus der hauptsächlich der Anfänger die ihm zweckmäßig erscheinende Variante auswählen kann. Sie erhebt auch keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Vielleicht wird sogar irgend jemand durch diesen Beitrag herausgefordert, weitere Möglichkeiten vorzustellen.

Die ätzfeste Deckschicht

Gemäß Themeneingrenzung gehören die Arbeitsgänge und Gesichtspunkte vom Entwurf bis zur Fertigstellung des Leitungsmusters nicht zu diesem Thema (Bild 1). Es ist jedoch notwendig, die verschiedenen möglichen Deckschichten zu unterscheiden. Bezüglich der Art, wie eine solche ätzfeste Abdeckung in Form des Leitungsmusters auf der Foliefläche angebracht wird, unterscheidet man im Amateurbereich 3 Verfahren:

a – Zeichnen; b – Drucken; c – fotomechanisches Verfahren.

In dieser Reihenfolge ist wachsende Genauigkeit des Musters zu erwarten. Vom Aufwand her rangieren b und c nahezu gleich, jedoch hat b den Vorzug, daß nach einmaligem Durchlaufen ähnlicher Arbeitsgänge wie bei c (Beschichtung, Belichten, Entwickeln des Drucksiebs) eine (in Grenzen) beliebige Anzahl von Platten bedruckt werden kann, während die genannten Arbeitsgänge bei c auf der jeweiligen Halbzeugplatte notwendig sind. Die Wiederholbarkeit liegt dort lediglich in der beliebig häufigen Verwendung des gleichen Fotonegativs. Dafür kommt man ohne den bestimmte Fähigkeiten erfordernden Zwischenträger „Drucksieb“ aus.

Angesichts des für b und c nötigen Aufwands (Schleuder – zumindest für die billigen Lacksorten –, Kopiereinrichtung, Lampe mit UV-Anteil, Entwicklerküvette u.ä.) verzichtet der nur gelegentlich Leiterplatten ent-

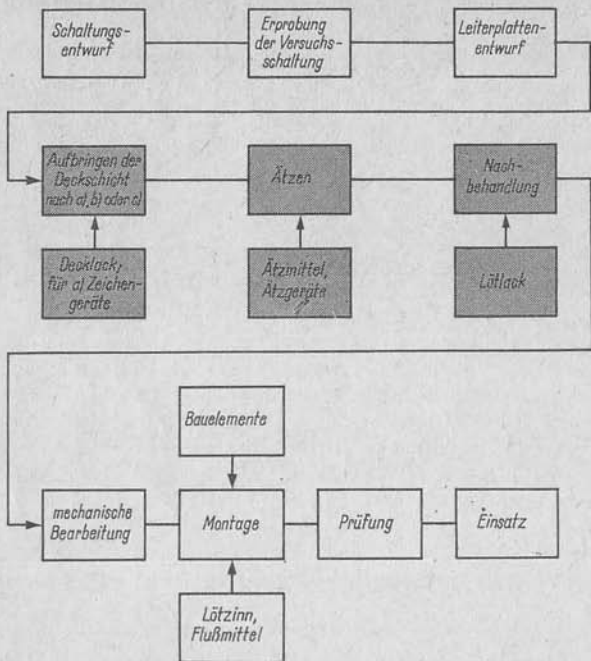


Bild 1 Arbeitsgänge beim Amateur bis zur fertigen Leiterplatte
(die gerasterten Teile sind Inhalt dieses Beitrags)

werfende Amateur meist auf den Vorteil der schnellen Wiederholbarkeit und zeichnet seine Leitungsmuster direkt auf die Folie.

Es erhebt sich nun die Frage nach der Art der Deckschicht. Klammern wir den Siebdruck aus, dann lassen sich a und c in gleicher Weise behandeln. Das resultiert aus der Tatsache, daß man auch mit den für das fotomechanische Verfahren geschaffenen Decklacken recht gut Leitungsmuster zeichnen kann. Allerdings haben diese Lacke dann etwas andere Eigenschaften:

Während beim fotomechanischen Verfahren eine chemische Veränderung der Schicht erfolgt (bei den klassischen Kopierlacken in Form des Gerbungseffekts, den die unter Lichteinfall – [speziell von UV-Licht] – Elektronen abgebenden Chromionen des Sensibilisators hervorrufen), benutzt man zum Zeichnen Klöco- oder Röco-Kopierlack im allgemeinen unmittelbar aus der Flasche, also nicht chromiert. Er trocknet dann lediglich an, wird aber auch dadurch erfahrungsgemäß für übliche Beanspru-

chungen ätzzfest. Vorheriges Anfärben mit etwas Kopierstiftmine (in Spiritus als Zwischenträger gelöst) ergibt eine gut sichtbare Schicht. Nicht ganz so gut verhält sich Kolophonium-Spiritus-Lösung, die man auf gleiche Weise färben kann. Beliebte Mittel sind auch Nitro- oder Nagellack, Polyurethanlack u. a., ja sogar einfache wasserfeste Tusche (!), die aber nur in unbewegtem Eisen-III-Chlorid einwandfrei deckt, während sie in Ammoniumsulfat schnell abblättert.

Hauptsache, der Lack ist für die Verarbeitung im Zeichengerät genügend flüssig und widersteht, wenn er getrocknet ist, dem Ätzbad. Man zeichnet mit Röhren- oder Redisfeder (Strichbreite um 1 mm, größere Flächen auch mit Pinsel), frei Hand oder mit speziellen Schablonen (vgl. *Elektronisches Jahrbuch 1967*).

Während man sich beim fotomechanischen Verfahren bemüht, die Folie bis zur Verarbeitung blankzuhalten (nach Abscheuern mit ATA Trockenreiben mit Tuch), erzielt man beim Zeichnen eine bessere Haftung dadurch, daß die durch Scheuern (unter Waschmittelzusatz) und Spülen in warmem Wasser mit Netzmittelzusatz (z. B. Fit oder Otroc) fettfrei gemachte Oberfläche an der Luft getrocknet wird und dadurch wieder eine leichte Oxidhaut erhält.

Ätzmittel

Kupfer läßt sich durch eine ganze Reihe von Salzlösungen und Säuren in Lösung bringen. Den Amateur interessieren chemische Vorgänge höchstens am Rande; er braucht nur die Ergebnisse. Die Anzahl der brauchbaren Substanzen wird durch die folgende Forderung begrenzt: Die gelöste Substanz soll zwar das frei liegende Kupfer möglichst rasch in Lösung bringen, darf jedoch die Deckschicht für das spätere Leitungsmuster nicht angreifen.

Die Industrie hat sich inzwischen meist auf Eisen-III-Chlorid spezialisiert, mit dem entsprechende Maschinen innerhalb von etwa 5 min Formate zu ätzen gestatten, deren Größe nur von der Maschinenfläche abhängt. Wird die Ätzzeit im Laufe der Gebrauchsdauer des Bades zu hoch, so hilft man sich mit einem vorsichtig dosierten „Schuß“ Salzsäure. Der Amateur sollte aber keine solche Maßnahme anwenden. Eisen-III-Chlorid ist billig, und auch die nicht ganz einfache Kupferrückgewinnung aus dem Bad (durch Ausfällen eines Zwischenprodukts oder durch eine spezielle Elektrolyse) ist für ihn völlig bedeutungslos. Weit unangenehmer sind die Folgen unachtsamen Umgangs mit der meist als „Pulver“ kleiner Kristalle erhältlichen Substanz.

Das beginnt mit dem versehentlichen Einatmen, das die Geschmacksorgane vorübergehend lähmt, setzt sich fort in gelben Flecken auf Haut und Kleidung (die man oft erst sieht, wenn sie feucht werden und sich nicht mehr entfernen lassen) und endet in der ebenso zählebigen Gelb-

färbung des Ausgußbeckens. Dafür erreicht man mit FeCl_3 sehr kurze Ätzzeiten, wenn ein entsprechender Aufwand getrieben wird (s. u.).

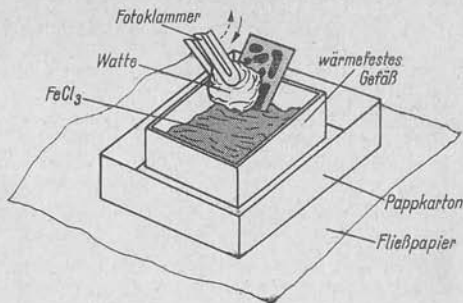
Um Größenordnungen angenehmer arbeitet es sich mit Ammoniumpersulfat, einem weißen, meist durch Luftfeuchte zusammengebackenen Salz. Man löst es nach der Regel: 1 gehäufte Eßlöffel auf 250 cm^3 Wasser, das während des Ätzens möglichst auf etwa 40°C gehalten wird. Das wirkt beschleunigend, denn es hat sich gezeigt, daß zusätzliche Maßnahmen, wie sie bei Eisen-III-Chlorid erhebliche Zeitraffung bringen, bei diesem Salz wenig nützen. Man überläßt daher die Platte am besten sich selbst, bis man in der klaren Lösung erkennt, daß sich das Kupfer an den frei liegenden Stellen vollständig gelöst hat. Dieser Vorgang kann allerdings bis zu 2 Stunden dauern, doch wird der Amateur darin selten einen Nachteil sehen — andere Arbeiten füllen diese Zeit wohl immer aus. Solange die Lösung noch klar ist, läßt sie sich jederzeit wiederverwenden. Die Ätzzeiten werden aber um so länger, je mehr sich der Kupferanteil der Lösung erhöht. Das entstehende Kupfersulfat (CuSO_4) ist bekanntlich blau, und diese Farbe nimmt auch die Flüssigkeit an. Sie signalisiert damit den Grad ihrer Erschöpfung. Gewisse Vorsichtsmaßnahmen bei der Aufbewahrung sind geboten, denn „Kupfervitriol“ ist giftig! Es empfiehlt sich daher doch, immer nur die benötigte Menge anzusetzen und nach dem Ätzen sofort wegzugießen — man verliert dadurch kein Vermögen.

Ätzverfahren

Beginnen wir mit dem einfachsten, das für den Amateurgebrauch heute als das empfehlenswerteste erscheint: Ein der Plattengröße angepaßtes Gefäß wird mit Ammoniumpersulfatlösung in der genannten Konzentration gefüllt, dann legt man die Platte hinein und kontrolliert nach etwa 1 h zum 1. Mal, danach im Abstand von 15 min. Zwischendurch Abspülen kann nicht schaden.

Erfahrenere und weniger geduldige Amateure lösen dagegen unter Beachtung der genannten Gefahren eine ähnliche Menge Eisen-III-Chlorid in ein wasserfestes und mechanisch stabiles Gefäß (z. B. in eine gut gesäuberte Bohnerwachsdose aus Preßstoff Typ 31 o. ä.) und stellen die Platte schräg hinein. Gummihandschuhe sind zu empfehlen. Mit einem in einer PVC-Fotoklammer gehaltenen Wattebausch, vollgesogen mit Eisen-III-Chloridlösung, fährt man nun vorsichtig wiederholt über die gesamte Platte in Badrichtung (Bild 2). Die Lösung darf keine festen Stoffe enthalten, da solche Fremdkörper, gelangen sie in die Watte, leicht zu Leiterunterbrechungen infolge zerkratzter Deckschicht führen (daher am besten die Lösung vorsichtig umfüllen, Bodensatz weggießen). Nach etwa 5 min wird die Platte in Wasser gespült; danach ätzt man weiter. Meist sind kleine Platten schon nach 10 bis 15 min fertig. Das Nachätzen mit

Bild 2
Ebenso einfache wie wirkungsvolle Ätzmethode für $FeCl_3$: Wattebausch in Fotoklammer



Wattebausch empfiehlt sich übrigens auch für „maschinell“ nahezu fertiggeätzte Platten, die nur noch wenige Kupferpartien aufweisen.

Lediglich für Arbeitsgemeinschaften oder für den „Prof“ mit größeren Formaten bei mittleren Stückzahlen lohnt sich größerer Aufwand. Von *Westfal* und *Hase* wird z. B. dafür die Verwendung einer Aquariumpumpe vorgeschlagen. Dazu stellt man eine Lösung etwas höherer Dichte her, und zwar in einem Gefäß, dessen Öffnung mindestens so groß wie die Leiterplatte ist. Die Pumpenöffnung kommt unter den Flüssigkeitsspiegel, ihr Luftstrom und die Lösungsdichte sorgen dafür, daß die mit der Kupferseite auf die Ätzflüssigkeit gelegte Platte dort schwimmt, umspült von dem durch die Luft bewegten Ätzbad (Prinzip s. Bild 3). Auch dabei sollte man zwischendurch abspülen und kontrollieren, ob überall gleichmäßig geätzt wird. Es zeigt sich bei solchen Kontrollen auch, wenn irgendwo zu ätzende Stellen unbeabsichtigt, z. B. von Lackresten, abgedeckt bleiben; diese legt man durch Abkratzen mit dem Messer frei.

Luftdurchsetztes, bewegtes Bad ist bei Verwendung von $FeCl_3$ Hauptbedingung für schnelles Ätzen und gleichzeitig Wegspülen der sonst die weitere Ätzung hemmenden Rückstände. Daher kann man alle diese Verfahren letzten Endes auf diesen Effekt zurückführen. Besonders originell ist z. B. der Vorschlag von *Pricks*, das Ätzgefäß auf einen großen, mit Netzfrequenz erregten Lautsprecher zu stellen, wo es kräftig vibriert (Bild 4).

Bild 3
Ätzmaschine nach *Westfal* und *Hase*:
Aquariumpumpe

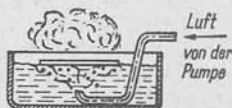
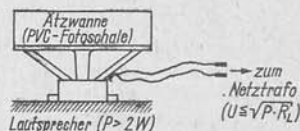


Bild 4
Lautsprechervibrator nach *Pricks*



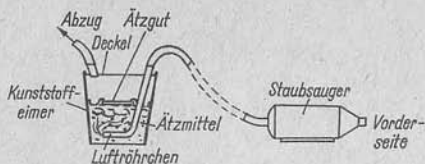


Bild 5
Borkmann-Ätzvorrichtung

Von Borkmann ist die Anregung bekannt, den ausgestoßenen Luftstrom eines Staubsaugers zu benutzen, den man über ein Paßstück in ein System von Kunststoff- oder Glasröhrchen an den Ätzgefäßboden führt (Bild 5). Da auch bei FeCl_3 Baderwärmung den Prozeß beschleunigt, könnte man dieses Verfahren mit einer Heißluftdusche modifizieren, vorausgesetzt, deren Förderleistung reicht für die vorgesehene Badgröße aus, und statt eines schwerer herzustellenden Kunststoffrechens empfiehlt sich ein Versuch mit einem Schlauch entsprechenden Durchmessers, vorn zugeklammert und mit kleinen Löchern versehen. Zwischen ihm und dem Ätzgut muß man allerdings in das Gefäß (z. B. einen Kunststoffeimer) einen Kunststoffrost zum Niederhalten einsetzen.

Bei allen diesen Luftstromverfahren ist für gute Lüftung des Arbeitsraums zu sorgen, da das Einatmen der Dämpfe die Gesundheit nicht gerade fördert. Das gilt vor allem für langen Betrieb und größere Mengen. Die Einrichtung muß aber auf jeden Fall so dimensioniert werden, daß der Luftstrom das Ätzbad nicht in die Umgebung verteilt. Der Anfänger sollte sich also, wenn er überhaupt mit FeCl_3 arbeitet, besser auf die Wattauschätzung beschränken.

Nachbehandlung

Es gibt ein einfaches Mittel, die in der Klebeschicht zurückbleibenden Ätzbadreste so weit zu entfernen bzw. zu neutralisieren, daß sie später keinen Schaden mehr anrichten können: Man scheuert die Deckschicht mit salmiakhaltigem ATA fein ab und spült gründlich in warmem Wasser. Danach sofort mit einem trockenen Tuch abreiben und mit lötfähigem Lack dünn bestreichen. Auch dafür noch ein Tip: Haarlackspray hat sich als bequeme Methode erwiesen, schnell einen Anlaufschutz auf der Platte anzubringen, bevor sie weiterverarbeitet wird. Beim späteren Löten wird ohnehin noch etwas Flußmittel (WFF, Löttinktur Nr. 23 o.ä. der Fa. Otto, Magdeburg) aufgebracht, und abschließend wäscht man sie mit Spiritus ab. Danach sollte man nochmals Schutzlackieren.

Wenn dieser Beitrag bei den angesprochenen *Newcomers* unter uns die Scheu vor dem Selbstherstellen einer Leiterplatte überwinden hilft, dann hat er sein Ziel erreicht. Weit mehr über Herstellung sowie Entwurf und Einsatz von Leiterplatten findet man in den entsprechenden Kapiteln des Buches *Amateurtechnologie* in der Reihe *Amateurbibliothek* des Deutschen Militärverlages.

Zum Entwerfen von Leiterplatten gehört einige Erfahrung, über die der Anfänger unter den Elektronikamateuren meist noch nicht verfügt. Es soll deshalb eine Methode dargestellt werden, die es auch dem Anfänger gestattet, elektronische Schaltungen auf Leiterplatten aufzubauen. Es handelt sich dabei um universell verwendbare Leiterplatten, die sich beliebig bestücken lassen. Einige Beispiele zeigen, wie man die vorhandenen Leiterzüge ausnutzt, um die verwendete Schaltung unterzubringen. Diese Universalleiterplatten kann man fertig beziehen (allerdings ungelocht) von D. Borkmann, 1195 Berlin, Erich-Lodemann-Straße 47. Wer sich diese Universalleiterplatten selbst herstellen will, findet Hinweise im Beitrag „Ätzverfahren zur Selbsterstellung von Leiterplatten“ (S. 187).

Universalleiterplatte nach [2]

Für eine Leiterplatte ist das Grundrastermaß 2,5 mm vorgeschrieben [1]. Das bedeutet, alle Bohrungen liegen in den Schnittpunkten eines Gitternetzes, bei dem die einzelnen Linien einen Abstand von 2,5 mm haben. Die Industrie wendet dieses Grundrastermaß an, und alle für gedruckte Schaltungen kontaktierten Bauelemente sind danach ausgelegt. Für den Elektronikamateur, der oft noch herkömmliche Bauelemente aus seinem Vorrat zur Bestückung der Leiterplatte verwendet, ist das Rastermaß 5 mm günstiger. Nach TGL beträgt der Lochdurchmesser 1,3 mm; in der Amateurpraxis genügt aber meist schon ein Lochdurchmesser von 1,0 mm.

Bei den in diesem Beitrag beschriebenen Universalleiterplatten sind Kupferbahnen nebeneinander angeordnet. Bild 1a zeigt die Maße für die

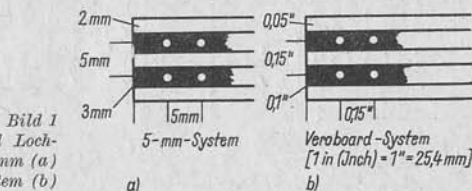


Bild 1
Abstände, Leiterbreite und Loch-
abstand beim Rastermaß 5 mm (a)
und beim Veroboard-System (b)

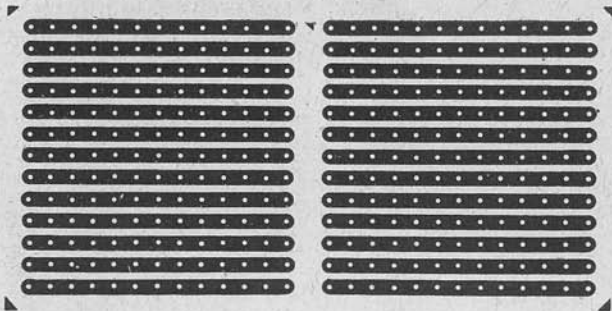


Bild 2 Universalleiterplatte nach [2], Abmessungen 140 mm x 70 mm

Universalleiterplatte nach [2]. Die Kupferbahnen sind 3 mm, der isolierende Zwischenraum ist 2 mm breit. Damit wird der senkrechte und der waagerechte Lochabstand 5 mm. Die Bemaßung in Bild 1 b gilt für das noch zu besprechende Veroboard-System, das sich ebenfalls gut für die Amateurpraxis eignet. Das Rastermaß (etwa 3,75 mm) ergibt sich aus der in den angelsächsischen Ländern üblichen Längeneinheit ($1 \text{ in} = 1 \text{ Inch} = 1'' = 25,4 \text{ mm}$).

Bild 2 zeigt die komplette Universalleiterplatte nach [2]; die Abmessungen betragen 140 mm x 70 mm. Es sind 2 gleichartige Leitersysteme nebeneinander angeordnet. Für kleinere Schaltungen kann man die Leiterplatte auch trennen (je 70 mm x 70 mm). Reichen für eine Schaltung die vorhandenen 13 Leiterbahnen nicht aus, so sind je nach Bedarf einzelne Leiterbahnen einmal oder mehrmals zu trennen. Dafür genügt schon ein scharfes, spitzes Messer, mit dem man eine etwa 1 mm breite Trennlinie einkratzt. Die Anordnung der einzelnen Bauelemente kann liegend oder auch stehend erfolgen.

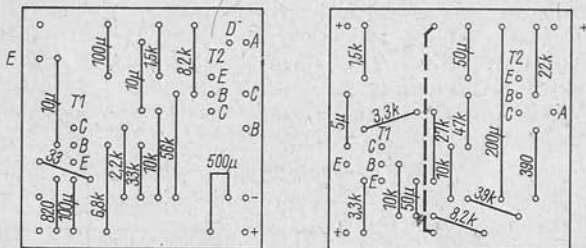


Bild 3 Bestückungsbeispiele zum Beitrag „Transistorisierte NF-Vorverstärker-Bausteine“, links zu Bild 3, rechts zu Bild 6 des genannten Beitrags in diesem Jahrbuch, S. 204

Bild 4
 Universalleiterplatte Up 1021,
 Abmessungen 25 mm × 20 mm

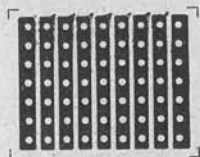


Bild 5
 Universalleiterplatte Up 1022,
 Abmessungen 25 mm × 20 mm

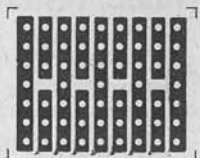
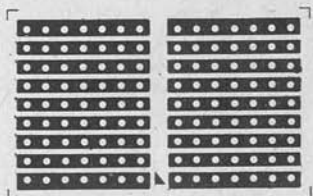


Bild 6
 Universalleiterplatte Up 1023,
 Abmessungen 40 mm × 25 mm



Für den Beitrag „Transistorisierte NF-Vorverstärkerbausteine“ (S. 204) werden 2 Schaltungen auf dieser Leiterplatte untergebracht. Bild 3 zeigt links die Bestückungsvorlage für die Schaltung nach Bild 3 (S. 194), rechts die Bestückungsvorlage für Bild 6 (S. 194). Alle Widerstände und Elektrolytkondensatoren sind liegend angeordnet. Die Transistoren können eingelötet werden; es lassen sich aber auch Transistorfassungen verwenden.

Universalleiterplatten für Kleinbausteine

Diese Universalleiterplatten [3] benutzen das Grundrastermaß 2,5 mm. Sie eignen sich besonders für den Aufbau kleiner elektronischer Bausteine. Die Leiterbreite ist etwa 1,9 mm, der isolierende Zwischenraum etwa 0,6 mm breit. Der senkrechte und der waagerechte Lochabstand beträgt 2,5 mm. Es gibt 4 verschiedene Ausführungen der Universalleiterplatte:

Leiterplatte	Originalgröße	Bild
Up 1021	25 mm × 20 mm	4
Up 1022	25 mm × 20 mm	5
Up 1023	40 mm × 25 mm	6
Up 1024	40 mm × 25 mm	7

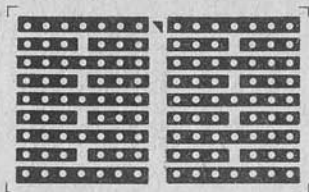


Bild 7
 Universalleiterplatte *Up1024*,
 Abmessungen 40 mm × 25 mm

Bei den Leiterplatten *Up1022* und *Up1024* sind bereits einige Leiterbahnen getrennt, die Leiterplatten *Up1023* und *Up1024* lassen sich auch halbieren, so daß man je 2mal die Leiterplatten *Up1021* und *Up1022* erhält. Bedingt durch das enge Rastermaß müssen alle Bauteile senkrecht angeordnet werden. Bei Widerständen eignet sich dafür besonders gut die Ausführung mit radialen Drahtanschlüssen. Größere elektronische Schaltungen unterteilt man in Baugruppen, so daß jede Baugruppe dann einen Baustein bildet. Zur Gesamtschaltung kann man die einzelnen Bausteine nebeneinander oder übereinander anordnen. Bei dem Aufbau nebeneinander lassen sich die Leiterplatten liegend oder stehend montieren; die Anschlüsse können über eingelötete Kontaktstifte erfolgen, die in Federkontakte gesteckt werden.

Das Veroboard-System

In Bild 1b sind die Maße der Kupferleiter auf der Leiterplatte für das *Veroboard-System* angegeben. Die eigentlichen Leiterplatten werden in verschiedenen Größen hergestellt, man kann auch kleinere Leiterplatten durch Teilen größerer gewinnen. Der Vorteil dieser Leiterplatten liegt darin, daß sie bereits gelocht sind (Lochdurchmesser 0,05 in).

Das Trennen der Leiterbahnen geschieht mit einem kleinen Werkzeug, einer Art Zapfensenker, auf sehr einfache Weise [4]. Bild 8 zeigt dieses Werkzeug und die damit mögliche Trennung der Leiterbahn. Hersteller des *Veroboard-Systems* ist die englische Firma Vero Electronics Limited, Southampton. Die Anfänger unter den Elektronikamateuren sehen an den folgenden Beispielen, wie vorteilhaft die Anwendung solcher Universalleiterplatten ist. Obwohl diese Beispiele für das *Veroboard-System* gelten, lassen sich auch Leiterplatten mit einem Rastermaß von 5 mm verwenden.

Multivibrator

Bild 9 zeigt die Schaltung. Als Transistoren eignen sich alle Kleinleistungstypen, wobei HF-Transistoren vorzuziehen sind. Die Ausgangsspannung ist nahezu rechteckförmig; die Frequenz der Ausgangsspannung hängt ab

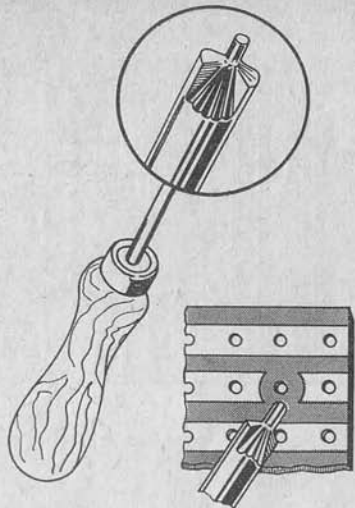


Bild 8
Werkzeug und Leiterunterbrechung
beim Veroboard-System

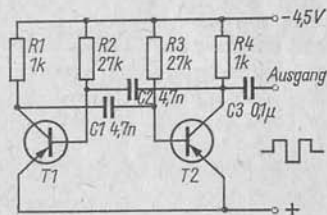


Bild 9
Schaltung eines Multivibrators für
Prüfzwecke; T 1/T 2 etwa GF 100

von den Werten $C1/R2$ und $C2/R3$. Mit der angegebenen Dimensionierung ergibt sich eine Frequenz von etwa 5 kHz. Vorteilhaft ist der hohe Oberwellengehalt der Ausgangsspannung, so daß man den Multivibrator vielseitig in der Amateurpraxis verwenden kann. So lassen sich u. a. damit NF-Verstärker und Rundfunkempfänger auf ihre Funktionstüchtigkeit hin überprüfen. Bild 10 zeigt die Bestückung der Leiterplatte; links die benötigten Löcher, rechts die Lage der einzelnen Bauelemente. Die Leiterplatte hat eine Größe von etwa 36 mm × 46 mm [4].

Schallplattenvorverstärker

Viele Plattenabspielgeräte sind mit einem Kristallsystem im Tonarm bestückt. Hat der zur Wiedergabe verwendete Verstärker einen hochohmigen Eingang, so ist keine Frequenzgangkorrektur (Entzerrung) er-

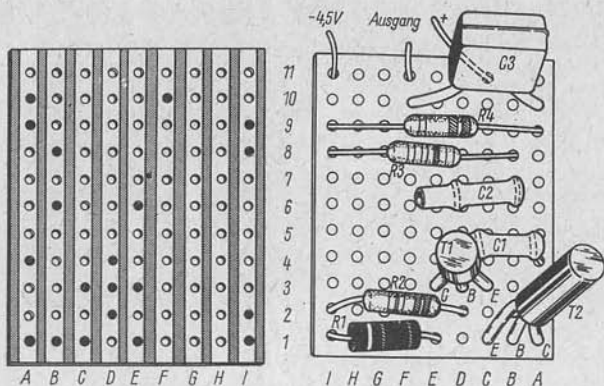


Bild 10 Veroboard-Leiterplatte und Bestückung für den Multivibrator nach Bild 9

forderlich. Bei einem hochohmigen Abschluß verhält sich ja die Wiederbecharakteristik des Kristallsystems umgekehrt zur Aufnahmecharakteristik der Schallplatte. Jedoch ist bei Transistorverstärkern der Verstärkereingang meist niederohmiger, so daß jetzt das Kristallsystem unter anderen Bedingungen arbeitet.

Für diesen Fall eignet sich die im Bild 11 dargestellte Schaltung, da sie eine entsprechende Frequenzgangkorrektur vornimmt. Mit diesem Vorverstärker kann man also ein hochohmiges Plattenspieler-Kristallsystem an einen Verstärkereingang anschließen, der eigentlich für ein Magnet-system vorgesehen ist. Als Transistoren werden rauscharme NF-Klein-

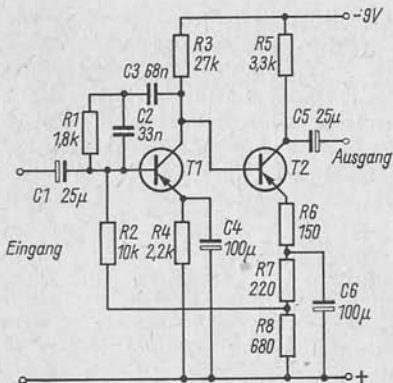


Bild 11
Schaltung eines Schallplatten-
Vorverstärkers mit Frequenzgang-
korrektur; T1/T2 etwa GC101

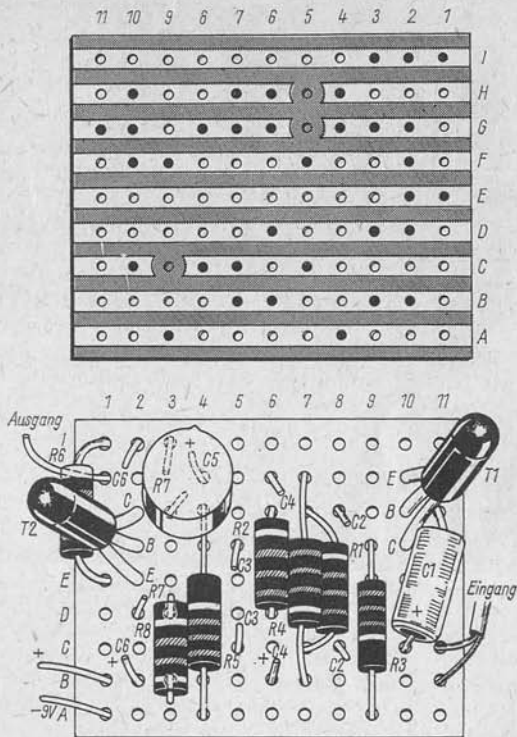


Bild 12 Veroboard-Leiterplatte und Bestückung für den Vorverstärker nach Bild 11

leistungstypen benutzt. Beide Transistorstufen sind direkt gekoppelt; die Frequenzgangkorrektur erfolgt zwischen Basis und Kollektor von Transistor *T1*. Zur Stabilisierung der Schaltung tragen die Stromgegenkopplung über *R2* und der unüberbrückte Widerstand *R6* bei.

Bild 12 zeigt oben die Leiterplatte mit den benötigten Löchern und den erforderlichen Trennstellen. Darunter erkennt man in der Skizze die Lage der einzelnen Bauelemente. Die Leiterplatte hat eine Größe von etwa 46 mm × 36 mm [4].

Impedanzwandler

Die Firma Amroh (Niederlande) bietet für verschiedene Schaltungen sogenannte *Uniprint*-Baupakete an, bei denen bei der Leiterplatte eben-

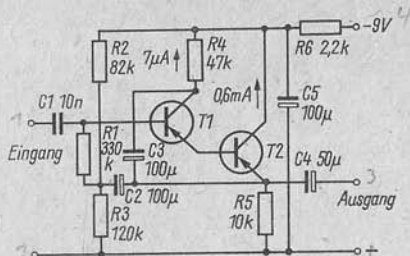


Bild 13
Schaltung eines Impedanzwandlers
mit hohem Eingangswiderstand;
T1/T2 etwa GC 101

falls das Veroboard-System benutzt wird. Bild 13 zeigt die Schaltung eines sogenannten Impedanzwandlers. Das heißt, man kann damit ein hochohmiges Kristall- oder Keramikmikrofon an einen niederohmigen Verstärkereingang anschließen, wie es bei Transistorverstärkern oft erforderlich ist. Für die Schaltung nach Bild 13 werden folgende Werte angegeben:

Eingangsimpedanz	etwa $7,5 \text{ M}\Omega$ (bei 1 kHz);
Ausgangsimpedanz	etwa 100Ω (bei 1 kHz);
Verstärkungsfaktor	etwa 0,98;
Frequenzgang	15 bis 50000 Hz \pm 0,5 dB;
Betriebsspannung	9 V;
Stromaufnahme	etwa 0,6 mA.

Als Transistoren eignen sich NF-Kleinleistungstypen mit geringem Rauschen. Bild 14 zeigt links die Bestückung der Leiterplatte, rechts die benötigten Löcher sowie die erforderlichen Trennstellen in den Leiterzügen. Beide Transistorstufen arbeiten in der Kollektorgrundsaltung; zudem sind beide Transistorstufen direkt gekoppelt. Der Basisspannungsteiler zur Schaltungsstabilisierung belastet den Eingangswiderstand nur unerheblich, da er nicht an der Basis liegt, sondern parallel zum Emitter der 2. Transistorstufe. Über den Widerstand $R1$ ist der Spannungsteiler ($R2/R3$) gegen die Basiselektrode von Transistor $T1$ entkoppelt. Diese Schaltungsart findet man häufig bei Impedanzwandlerstufen. Die Leiterplattenabmessungen betragen etwa $43 \text{ mm} \times 76 \text{ mm}$ [5].

Adapterverstärker

Der im Bild 15 gezeigte Transistorverstärker ist geeignet für den Anschluß eines niederohmigen Telefonadapters, so daß man ein Mithörgerät aufbauen kann. Schließt man eine Aufnahmespule an, so arbeitet diese Schaltung als Empfänger für induktives Hören über eine Ringleitung. Da bei dieser Schaltung die tiefen Frequenzen stark unterdrückt werden, kann man ein niederohmiges Mikrofon damit an einen niederohmigen Ver-

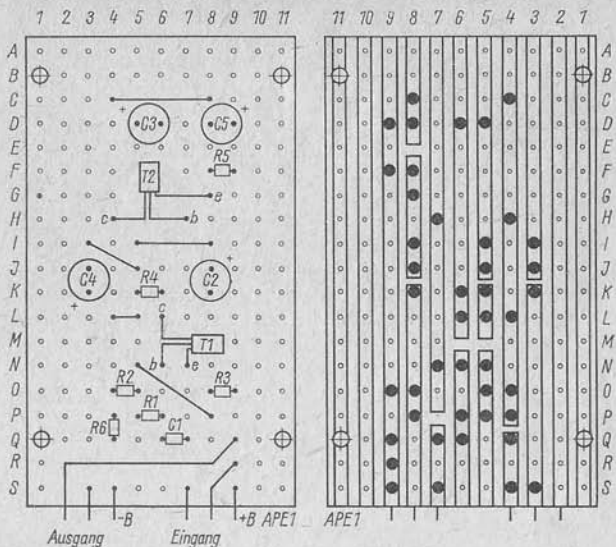


Bild 14 Veroboard-Leiterplatte und Bestückung für den Impedanzwandler nach Bild 13

stärkereingang anschließen, wobei durch den Fortfall der Tiefen die Sprachverständlichkeit besser wird. Der 1. Transistor arbeitet in Basisgrundschaltung; beide Transistorstufen sind wieder direkt gekoppelt. Am Ausgang kann ein Kristallohrhörer angeschlossen werden. Steht nur ein dynamischer Ohrhörer zur Verfügung, so fügt man ihn besser anstelle des Widerstands $R3$ in die Schaltung ein; der Kondensator $C3$ kann dann entfallen.

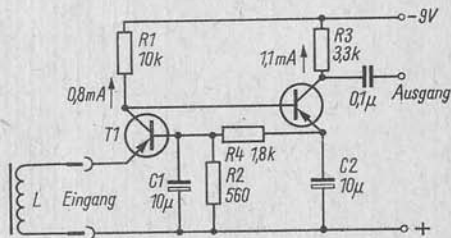


Bild 15 Schaltung eines Adapterverstärkers mit niederohmigem Eingang; T1/T2 etwa GC 101

Für diese Schaltung werden folgende Werte angegeben:

Eingangsimpedanz	etwa 40Ω (bei 1 kHz);
Ausgangsimpedanz	etwa $1 \text{ k}\Omega$ (bei 1 kHz);
Verstärkungsfaktor	etwa 6600;
Frequenzgang	500 bis 8000 Hz \pm 1,5 dB;
Betriebsspannung	9 V;
Stromaufnahme	etwa 1,9 mA.

Der Verstärkungsfaktor kann durch einen Gegenkopplungswiderstand zwischen Ausgangsseite von Kondensator $C3$ und Emittor von Transistor $T1$ herabgesetzt werden. Für die Schaltung eignen sich rauscharme NF-Kleinleistungstransistoren. Bild 16 zeigt links die Bestückung der Leiterplatte, rechts die benötigten Löcher und die erforderlichen Unterbrechungen der Leiterzüge. Die Leiterplattenabmessungen betragen etwa $43 \text{ mm} \times 75 \text{ mm}$ [5].

Telefonadapter — offener Transformator kern oder Ferritstab mit mehreren hundert Windungen dünnen CuL-Drahtes

Aufnahmespule — Ferritstab mit mehreren hundert Windungen dünnen CuL-Drahtes.

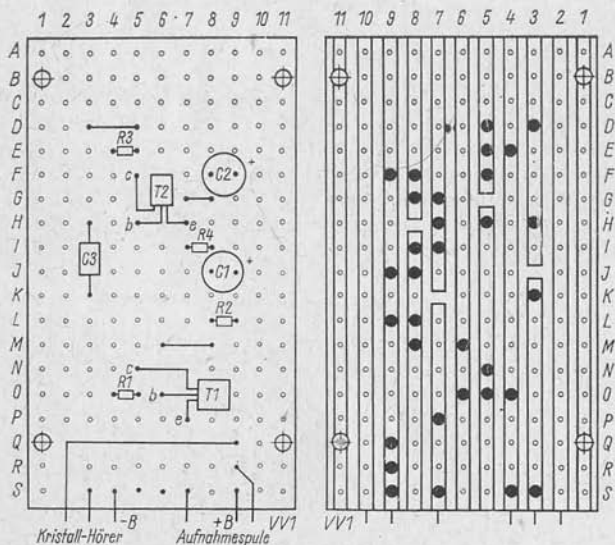


Bild 16 Veroboard-Leiterplatte und Bestückung für den Adapterverstärker nach Bild 15

Ringleitung — mehrere Windungen mit dickerem CuL-Draht um das Zimmer legen, angeschlossen an die Sekundärwicklung des Ausgangsübertragers eines Empfangsgeräts oder eines NF-Verstärkers.

Leiterplattenbezug — die in Bild 2 sowie in Bild 4 bis Bild 7 gezeigten Universalleiterplatten können unter der eingangs genannten Anschrift gegen Nachnahme bezogen werden.

Literatur

- [1] Werte für Leiterplatten. Elektronisches Jahrbuch 1967, Seite 307—308. Berlin: DMV 1966
- [2] Hoffmann, G.: Leiterplatten-Datenblatt Nr. 21: Universalleiterplatte. FUNK-AMATEUR, Heft 6/1967, Seite 286
- [3] Borkmann, D.: Leiterplatten-Datenblatt Nr. 23: Universalleiterplatten, FUNK-AMATEUR, Heft 8/1967, Seite 373
- [4] King, G. J.: Introduction to laminated wiring board, Practical Electronics, Heft 4/1965, Seite 400
- [5] Anpassingseinheit APE-1 en meeluisterversterker VV-1, radio bulletin. Heft 9/1967, Seite 629

Elektronik-Splitter

Eine neue Fernseh-Kameraröhre

Auf der Grundlage der Siliziumtechnologie wurde eine neue Fernseh-Kameraröhre ähnlich dem Vivikon entwickelt.

Verwendet wird eine neuartige Speicherplatte, bei der auf einer Fläche von etwa $3,2 \text{ cm}^2$ mehr als 250 000 Fotodioden angeordnet sind. Diese Speicherplatte wird wie eine integrierte Schaltung hergestellt. Vorteile sind vor allem darin zu sehen, daß die Lebensdauer wesentlich höher liegt, daß bei vielen Anwendungen ein größeres Ausgangssignal zur Verfügung steht, daß außerdem kein „Fahnenziehen“ im Bild auftritt. Auch Bildfehler durch „optisches Einbrennen“ (Geisterbilder auf der Speicherplatte) als Folge zu großer Helligkeiten treten nicht auf.

Eine Versuchsausführung hatte 540×540 elektrisch isolierte und in Sperrichtung vorgespannte Silizium-Fotodioden.

Es wird eine Reihe transistorisierter NF-Bausteine beschrieben, aus denen der Leser sich, dem gewünschten Zweck entsprechend, verschiedene NF-Verstärker zusammenstellen kann. Dabei werden Endstufen, die schon Gegenstand verschiedener Veröffentlichungen waren, nicht behandelt.

Um die Schwierigkeiten beim Nachbau in erträglichen Grenzen zu halten, werden die Schaltungen möglichst einfach gehalten und keine extremen Ansprüche gestellt. Daraus resultiert, daß die Bausteine nicht alle an ein Hi-fi-Gerät gestellten Forderungen mit Sicherheit erfüllen. Dennoch übertrifft die damit erreichbare Wiedergabequalität bei Verwendung entsprechender Endstufen und Lautsprecher die vieler handelsüblicher Empfangs- und Wiedergabegeräte, zumindest der mittleren Preisklasse.

Eingangsverstärker

Die verschiedenen NF-Signalquellen, die zur Aussteuerung von elektroakustischen Anlagen in Frage kommen, geben bei unterschiedlichen Innenwiderständen unterschiedliche Spannungen ab. Außerdem hängt in einigen

Tabelle 1

Signalquelle	Innenwiderstand	Erforderlicher Abschlußwiderstand	Ausgangsspannung bei Vollaussteuerung
dynamisches Mikrofon	10 bis 200 Ω	$\geq 500 \Omega$	$\approx 0,5 \text{ mV}$
Kristallmikrofon	500 bis 5000 pF	0,5 bis 2 M Ω	$\approx 5 \text{ mV}$
Kohlemikrofon	20 bis 400 Ω	$\approx 300 \Omega$	100 bis 500 mV
magnetischer Tonabnehmer	20 Ω bis 3 k Ω	30 bis 100 k Ω	$\approx 8 \text{ mV}$
Kristalltonabnehmer	1000 bis 3000 pF	$\geq 500 \text{ k}\Omega$	200 bis 500 mV
Rundfunkempfänger (Diodenausgang)	5 bis 50 k Ω	5 bis 500 k Ω	$\approx 10 \text{ mV}$

Fällen die Größe der Ausgangsspannung von der Frequenz ab. Auf Grund dieser Tatsache werden für NF-Verstärker Eingangsstufen mit entsprechenden Eingangsdaten bzw. mit korrigiertem Frequenzgang benötigt. Die Ausgangsspannungen und Innenwiderstände der wichtigsten NF-Signalquellen sind in Tabelle 1 wiedergegeben.

Vorverstärker mit hochohmigem Eingang

Wie aus Tabelle 1 ersichtlich ist, benötigen Kristalltonabnehmer und -mikrofone Verstärker mit hochohmigem Eingang. Auch für Diodenausgänge von Rundfunkempfängern kann ein hochohmiger Abschluß von Vorteil sein. An den Kontakten des Kristalls eines Tonabnehmers bzw. Mikrofons entsteht eine Spannung, wenn der Kristall mechanisch belastet wird (Piezoeffekt). Der Kristall gibt dabei eine Ladung Q ab, die dem Druck P entspricht ($Q \cong P$). Die Spannung U am Kristall errechnet sich dann aus $U = \frac{Q}{c}$. Sie wird somit umgekehrt proportional der Kapazität C des Systems. Der ohmsche Innenwiderstand des Kristallsystems ist theoretisch nahezu unendlich. Es ergibt sich damit die vereinfachte Ersatzschaltung des mit dem Abschlußwiderstand R_E belasteten Kristalls nach Bild 1. Wird der Kristall einem statischen Druck P ausgesetzt, so entsteht an seinen Anschlüssen eine Gleichspannung von der Größe

$$U_0 \cong \frac{P}{C}$$

Durch den Verbraucher R_E fließt ein Strom, und die Spannung am Kristall sinkt nach der Funktion

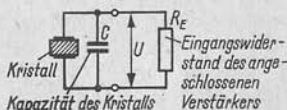
$$U = U_0 \cdot e^{\frac{-t}{\tau}}$$

ab. Dabei sind

- U — die momentane Spannung am Kristall;
- U_0 — die Spannung am Kristall zu Beginn der Entladung;
- t — die Zeitdauer der Entladung;
- τ — die Zeitkonstante ($\tau = C \cdot R_E$).

Die Spannung sinkt demnach in der Zeiteinheit um so schneller, je kleiner die Zeitkonstante τ ist. Auf die Tonfrequenzspannungen (z. B. eines Plattenspielers) bezogen, bedeutet dies, daß der Eingangswiderstand des angeschlossenen Verstärkers (R_E) um so größer sein muß, je tiefere Frequenzen

Bild 1
Vereinfachte Prinzipschaltung
eines Kristalltonabnehmers
mit geschlossenem Verstärker



übertragen werden sollen. Die untere Grenzfrequenz f_u für eine solche Eingangsschaltung (bei 3 dB Abfall) ergibt sich aus

$$\omega_u = \frac{1}{C \cdot R_E} [\text{s}^{-1}],$$

und

$$f_u = \frac{1}{2\pi C \cdot R_E} [\text{Hz}].$$

Bei einem Kristalltonabnehmer mit einer Kapazität von 2000 pF und einem Eingangswiderstand des Verstärkers von 500 k Ω z. B. wird:

$$f_u = \frac{1}{2 \cdot 2 \cdot 10^{-9} \cdot 500 \cdot 10^3} = \frac{1000}{2\pi} = 160 \text{ Hz}.$$

Eine andere Möglichkeit, die untere Grenzfrequenz herabzusetzen, wäre die Vergrößerung der Kapazität durch Parallelschalten eines Zusatzkondensators zum Kristall. Dem sind insofern Grenzen gesetzt, da die abgegebene Spannung U mit steigender Kapazität absinkt.

Der Transistor hat in Emitterschaltung bei kleinen Kollektorströmen einen Eingangswiderstand von etwa 1 bis 10 k Ω . Mit einfachsten Mitteln läßt sich ein Eingangswiderstand von einigen hundert Kiloohm erreichen, wenn vor die Emitterschaltung ein entsprechend großer Widerstand geschaltet wird. Der Verstärker hat dann einen Eingangswiderstand, der etwa der Größe dieses Vorwiderstands entspricht. Diese Schaltung wird hauptsächlich im Eingang von (Kristall-)Plattenspielerverstärkern einfacher Bauart verwendet, wie beim Phonogerät *P 20-78 Kw* aus Zittau (Bild 2).

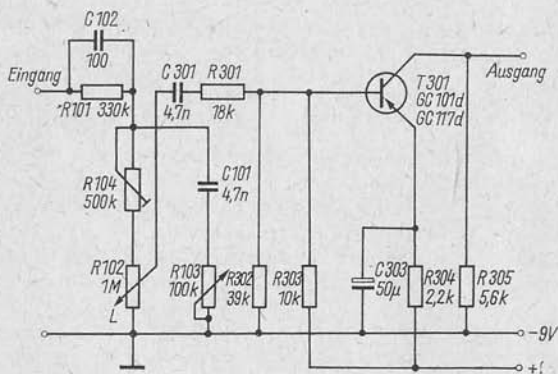


Bild 2 Eingangsschaltung des Plattenspielerverstärkers zum Wiedergabekoffer P20-78 KW

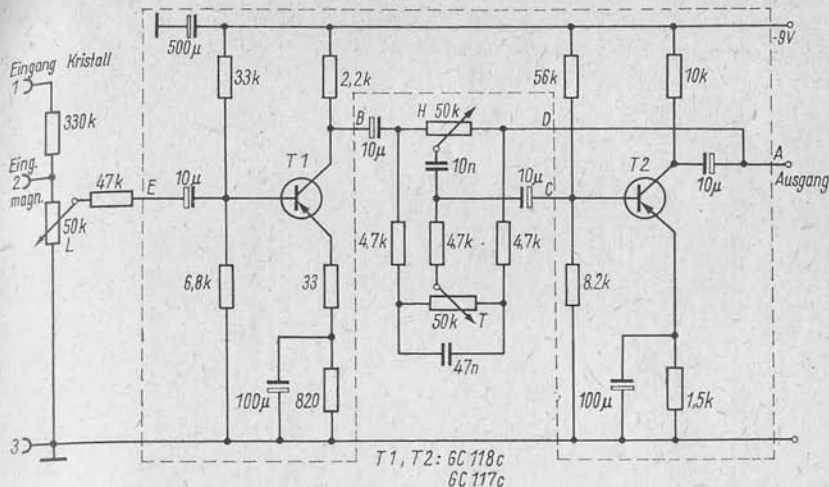


Bild 3 Schaltung eines kompletten Vorverstärkers für Plattenspieler mit Klangregel-schaltung ähnlich [2] (Leiterplatte siehe Seite 194)

Die Widerstände R_{101} und R_{104} sorgen für den erforderlichen hohen Eingangswiderstand. Der Kondensator C_{102} von 100 pF parallel zu R_{101} kompensiert die Wirkung der Eingangskapazität des 1. Transistors und den Verstärkungsabfall bei höheren Frequenzen in den nachfolgenden Stufen; mit C_{101} und R_{101} kann eine Absenkung der hohen Frequenzen erfolgen (Tonblende).

Den kompletten Vorverstärker eines Plattenspielerverstärkers mit Klangregelglied zeigt Bild 3. Um mit den wenigen Transistoren die zur Aussteuerung einer End- und Treiberstufe erforderliche Verstärkung trotz der Verluste durch das Klangregelglied zu erreichen, müssen die Stromverstärkungsfaktoren der Transistoren mindestens 50 betragen. Andernfalls muß eine zusätzliche Stufe zugefügt werden. Der Eingang für Kristalltonabnehmer erfolgt an den Eingangsbuchsen 1 und 3. Einen magnetischen Tonabnehmer kann man an den niederohmigen Eingang (Buchsen 2 und 3) anschließen. Da eine für magnetische Tonabnehmer erforderliche Entzerrerschaltung nicht vorgesehen ist, muß eine angenäherte Entzerrerkennlinie durch Aufdrehen der Tiefen und Absenken der Höhen eingestellt werden.

Eine weitere Möglichkeit, den erforderlichen hohen Eingangswiderstand zu realisieren, bietet die Kollektorschaltung. Verbreitet ist eine Variante dieser Schaltung nach Bild 4 (oder 13). Über dem Emitterwiderstand R_4 von T_1 fällt eine Spannung ab, die etwas kleiner ist und die gleiche Phase

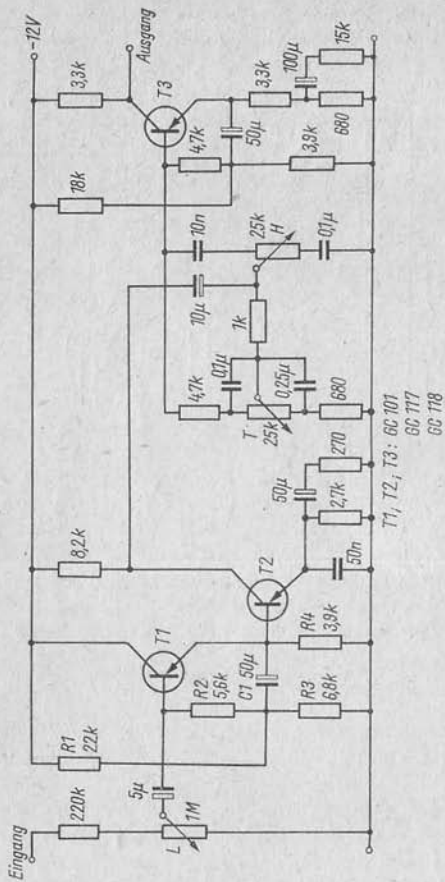


Bild 4 Vorverstärker für Kristallsignalquellen in Kollektorschaltung mit nachfolgender gleichstrom-gekoppelter Emitterschufe und Klontypregelglied mit gegenüber der Standardanschaltung vertauschtem Ein- und Ausgang

aufweist wie das Eingangssignal. Der Kondensator $C1$ überträgt diese Spannung auf den Spannungsteilerwiderstand $R3$. Auf diese Weise wird der Transistor $T1$ nur mit der Differenz zwischen Eingangsspannung und dem Spannungsabfall über $R4$ bzw. $R3$ gesteuert. Der Eingangswiderstand der Schaltung ergibt sich dann aus der Spannungsdifferenz, die den Transistor steuert, dividiert durch den Steuerstrom.

Dieser Eingangswiderstand läßt sich überschläglich errechnen aus Lastwiderstand (Parallelschaltung aller Wechselstromwiderstände zwischen Emittter und Masse) multipliziert mit dem Stromverstärkungsfaktor in Emitterschaltung. Um den benötigten Wert von einigen hundert Kiloohm zu erreichen, sind Transistoren mit einer sehr großen Stromverstärkung erforderlich ($B \geq 120$). Da diese Transistoren meistens einen relativ großen Kollektorreststrom aufweisen (bei offener Basis), müßte man ebenfalls einen relativ großen Kollektorstrom einstellen, was aus verschiedenen Gründen unerwünscht ist. Hierbei erweist sich die angegebene Eingangsschaltung von Vorteil. Wie man erkennt, beträgt der Gleichstromwiderstand (Bild 4) zwischen Basis und Emittter $R_{BE} = 5,6 + 6,8 + 3,9 = 16,3 \text{ k}\Omega$, während der Wechselstromwiderstand der Schaltung mehrere hundert Kiloohm groß ist. Der Kollektorreststrom wird durch den relativ kleinen Gleichstromwiderstand verringert, was die Einstellung des für rauscharmen Betrieb erforderlichen kleinen Kollektorstroms erst ermöglicht.

In Anlehnung an die Kollektorstufe von Bild 4 ist die Schaltung nach Bild 5 zu verstehen. Die Gegenkopplung von Emittterwiderstand auf den Eingang zur Erhöhung des Eingangswiderstands erfolgt in der gleichen Weise. Zusätzlich hat der Eingangstransistor noch einen Kollektorwiderstand; diese Stufe weist daher eine Spannungsverstärkung auf. Die

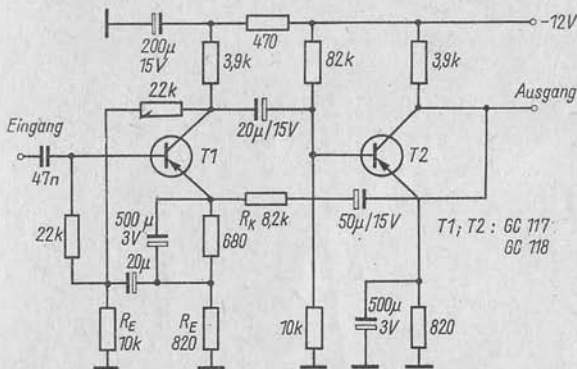


Bild 5 Gegengekoppelter Vorverstärker für verschiedene Zwecke mit hohem Eingangswiderstand und niedrigem Ausgangswiderstand

Spannungsverstärkung V_u' stark gegengekoppelter Emitterstufen kann überschläglich berechnet werden aus dem Verhältnis von Lastwiderstand zu nicht überbrücktem Emitterwiderstand.

$V_u' \approx \frac{R_L}{R_E}$. Bei einem Eingangswiderstand des 2. Transistors von 2,5 k Ω (Bild 5) wurde

$$R_L = 3,9 \parallel 2,5 \text{ k}\Omega = 1,4 \text{ k}\Omega;$$

$$R_E = 8,2 \parallel 10 \text{ k}\Omega = 7,5 \text{ k}\Omega.$$

Danach wird $V_u' \approx \frac{1400}{750} = 1,86$ fach.

Die Beziehung $V_u' \approx \frac{R_L}{R_E}$ gilt nur dann mit hinreichender Genauigkeit, wenn die Spannungsverstärkung der Stufe ohne Gegenkopplung V_u wesentlich größer ist ($\frac{V_u}{V_u'} \geq 10$).

Ist das Verhältnis kleiner, so liegt die Verstärkung mit Gegenkopplung merklich unter dem errechneten Wert.

Vom Kollektor der anschließenden Emitterstufe wirkt eine Gegenkopplung zurück auf den Emitter des 1. Transistors (spannungsabhängige Reihengegenkopplung). Dadurch wird der Eingangswiderstand noch weiter erhöht (bis etwa 800 k Ω) und der Ausgangswiderstand (der 2. Stufe) auf einige hundert Ohm herabgesetzt.

Die Spannungsverstärkung eines solchen 2stufigen gegengekoppelten Verstärkers kann wieder überschläglich berechnet werden aus:

$$V_u' \approx \frac{R_K}{R_E},$$

R_K – Gegenkopplungswiderstand von der 2. auf die 1. Stufe (in der Schaltung nach Bild 5 gleich 8,2 k Ω);

R_E – Wechselstromwiderstände im Emitterzweig.

Nach Bild 5 ergäbe sich dann eine Gesamtausgangsverstärkung von

$$V_u' = \frac{R_K}{R_E} = \frac{8,2 \text{ k}\Omega}{0,82 \text{ k}\Omega \parallel 10 \text{ k}\Omega};$$

$$V_u' = \frac{8,2 \text{ k}\Omega}{750 \Omega} = 11 \text{ fach (etwa 21 dB)}.$$

Dieser Wert gilt wiederum nur dann, wenn die Verstärkung ohne Gegenkopplung V_u um ein mehrfaches größer ist als die Verstärkung mit Gegenkopplung V_u' . Bei einem Stromverstärkungsfaktor des 2. Transistors von etwa 50 erhält man eine Spannungsverstärkung V_u von etwa 200. Mit der errechneten Spannungsverstärkung von $T1 = 1,80$ fach ergibt sich eine

Gesamtspannungsverstärkung von etwa 360, womit die Bedingung $V_u \gg |V_u'|$ erfüllt ist. Bei starker Gegenkopplung, bei einem großen Verhältnis $\frac{V_u}{V_u'}$, also, ergeben sich hoher Eingangswiderstand, kleiner Ausgangswiderstand, geringe Verzerrungen, hohe Aussteuerbarkeit des Verstärkers und weitgehende Unabhängigkeit der Verstärkung von Temperatur- und Spannungsschwankungen.

Oftmals wird eine höhere Verstärkung als 10- bis 12fach benötigt. Dies ist bei Inkaufnahme einer Verschlechterung der vorstehend angeführten guten Eigenschaften möglich, wenn die Gegenkopplung verringert wird. Man kann dann entweder R_K vergrößern oder R_E verkleinern. Mit Rücksicht auf die erwähnten guten Eigenschaften der Schaltung sollte jedoch eine Verstärkung V_u' von 20 (26 dB) bis 40 (32 dB) nicht überschritten werden. Um z.B. die Spannungsverstärkung von 24fach (27,5 dB) zu erhalten, müßte R_K von 8,2 k Ω auf 18 k Ω erhöht werden.

Eine prinzipiell ähnlich aufgebaute Schaltung zeigt Bild 6. In diesem Fall sind die Stufen direkt gekoppelt. Die Gegenkopplung von der 2. auf die 1. Stufe ist als Gleichstromgegenkopplung ausgeführt. Dadurch wird eine hohe Stabilität der Arbeitspunkte erreicht. Die Spannungsverstärkung der Schaltung (Bild 6) beträgt ebenfalls etwa 11. Eine Änderung der Gegenkopplung ist wegen der Gleichstromverkopplung nur in begrenztem Maß möglich.

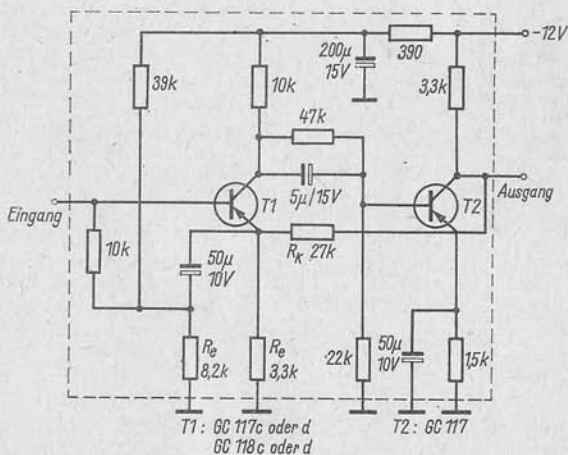


Bild 6 Vorverstärker mit hohem Eingangswiderstand und Gleichstromgegenkopplung zur Stabilisierung (Leiterplatte siehe Seite 194)

Der Widerstand R_K von $27\text{ k}\Omega$ kann bis etwa auf den doppelten Wert vergrößert und R_E etwas verringert werden. Mit $R_K = 56\text{ k}\Omega$ und $R_E = 2,7\text{ k}\Omega \parallel 8,2\text{ k}\Omega$ ergibt sich eine Spannungsverstärkung zu:

$$V_u' \frac{56}{2,7 \parallel 8,2} = \frac{56}{2,02} = 27 \text{ fach}$$

(etwa $28,5\text{ dB}$).

Eine wesentlich höhere Verstärkung ist wegen der schon angegebenen Nachteile ohnehin nicht zu empfehlen.

Auf Grund der gewählten relativ kleinen Betriebsspannung von etwa 12 V (siehe Abschnitt über Betriebsspannungen) kann es beim Anschluß der Verstärker nach Bild 5 und 6 an einen Kristalltonabnehmer zu Übersteuerungen der 2. Stufe kommen.

Durch Verkleinern des Gegenkopplungswiderstands R_K (und damit Verringerung der Verstärkung) oder durch Vorschalten eines hochohmigen Spannungsteilers läßt sich eine Übersteuerung vermeiden. Bei Netzbetrieb kann durch Wahl einer höheren Betriebsspannung bei entsprechender Umdimensionierung der Schaltungen die Gefahr der Übersteuerung der Vorverstärker weitgehend ausgeschlossen werden.

Die beiden Verstärker nach Bild 5 und Bild 6 eignen sich außer für den Anschluß an elektroakustische Piezosignalquellen (hauptsächlich Kristalltonabnehmer und -Mikrofon sowie piezokeramische Tonabnehmer) für alle

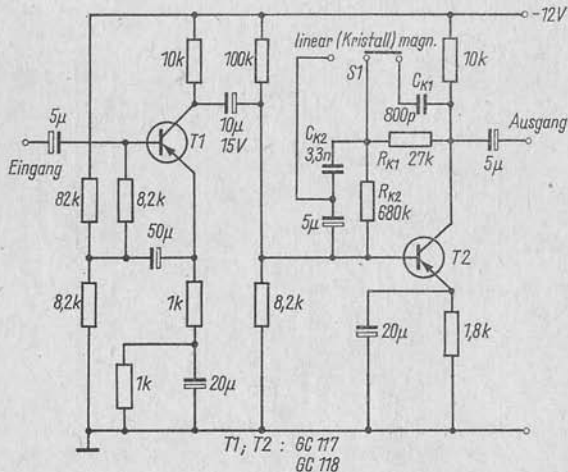


Bild 7 Verstärker mit Schneidkennlinienentzerrung zum Anschluß an magnetische Tonabnehmer ähnlich [4], umschaltbar auch auf linearen Frequenzgang zum Anschluß an deren Signalquellen

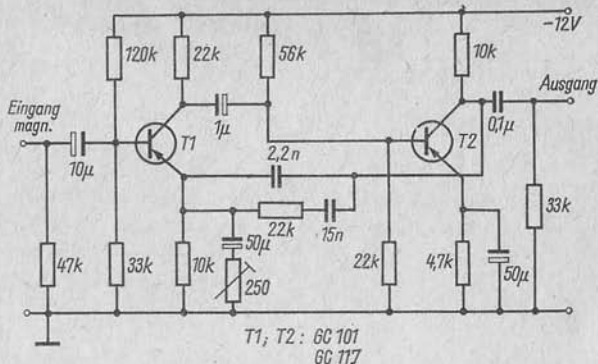


Bild 8 Schaltung eines Entzerrervorverstärkers für Magnettonabnehmer ähnlich [5]

Zwecke, bei denen es auf hohen Eingangs- und kleinen Ausgangswiderstand ankommt.

So benötigen z. B. die meisten Klangregelglieder (Bild 9) zum Ausgleich des Pegelverlusts einen nachfolgenden Verstärker mit hochohmigem Eingang, wenn die Reglereinstellungen eindeutig sein und die Kennlinien annähernd den errechneten Verlauf haben sollen. Weiter eignen sich die Verstärker zum Aufbau von Mischpulten und können an Diodenausgänge von Rundfunkempfängern sowie an Magnetbandgeräte und dynamische Mikrofone angeschlossen werden.

Sie eignen sich somit für nahezu alle Vorstufenzwecke außer für magnetische Tonabnehmer.

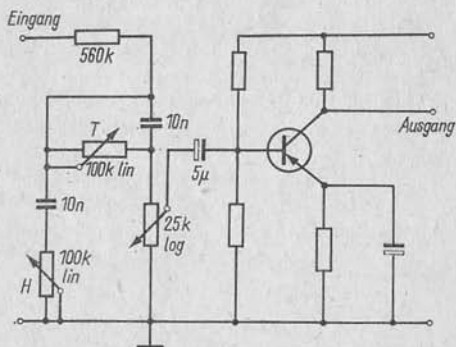


Bild 9
Eingangsschaltung
für einen Kristall-
tonabnehmer-Verstärker
mit Höhen- und Tiefen-
regelung

Entzerrervorverstärker für magnetische Tonabnehmer

Einen Universalvorverstärker in Anlehnung an [4], der sowohl für magnetische Tonabnehmer als auch für hochohmige NF-Quellen verwendet werden kann, zeigt Bild 7. In der eingezeichneten Schalterstellung *magnetisch* erzielt man durch die frequenzabhängigen Gegenkopplungsglieder C_{K1} , R_{K1} und C_{K2} , R_{K2} eine nach hohen Frequenzen um etwa 12 dB je Oktave abfallende Verstärkungskennlinie. Hierdurch wird die bei der Herstellung der Schallplatten erforderliche Vorverzerrung, d. h. Anhebung der hohen und Absenkung der tiefen Frequenzen, wieder kompensiert, was bei Kristalltonabnehmern schon automatisch geschieht. Da die von magnetischen Tonabnehmern abgegebene Spannung wesentlich kleiner ist als die von Kristallsystemen, wird eine höhere Verstärkung als bei letzteren notwendig. Diese gegenüber den Verstärkern nach Bild 5 und Bild 6 wesentlich höhere Verstärkung erreicht man durch Weglassen der Gegenkopplung vom Kollektor der 2. Stufe zum Emitter der 1. Stufe. Deshalb ist auch der Eingangswiderstand trotz eines nicht überbrückten Emitterwiderstands kleiner als bei den Verstärkern nach Bild 5 und Bild 6, er erreicht nur etwa 100 k Ω , bei entsprechend großer Stromverstärkung natürlich auch mehr.

Auf Schalterstellung *linear (Kristall)* wird aus der frequenzabhängigen eine praktisch frequenzunabhängige Gegenkopplung (27 k Ω in Reihe mit 5 μ F). Die Gesamtverstärkung sinkt, der Frequenzgang wird nahezu linear. Mit der relativ hohen Ausgangsspannung eines Kristalltonabnehmers kann beispielsweise dieser Verstärker leicht übersteuert werden. In solchen Fällen kann das Eingangssignal durch das Vorschalten eines festen hochohmigen Spannungsteilers von 10:1 bis 30:1 auf den maximal zulässigen Wert verringert und der Eingangswiderstand auf die erforderliche Größe erhöht werden.

In Anbetracht des gegenüber den Schaltungen Bild 5 und Bild 6 kleineren Eingangswiderstands, der größeren Verstärkung und geringeren Stabilität sollte die Schaltung in der Regel nicht für Piezoquellen, sondern nur für magnetische Tonabnehmer verwendet werden. Die Schaltung eines nur für magnetische Tonabnehmer geeigneten Entzerrervorverstärkers ähnlich [5] zeigt Bild 8. Er hat daher keinen hochohmigen Eingang und verstärkt die von einem Magnettonabnehmer abgegebene Spannung von etwa 5 mV auf etwa 500 mV. Sie erreicht damit ungefähr die Höhe der Ausgangsspannung eines Kristalltonabnehmers und kann wie diese mit dem Verstärker (nach Bild 5 oder Bild 6) weiter verarbeitet werden. Die Entzerrerkennlinie wird durch eine frequenzabhängige Gegenkopplung zwischen dem Kollektor der 2. und dem Emitter der 1. Stufe realisiert.

Betriebsspannung

Als Betriebsspannung wurde für die meisten Verstärker 12 V gewählt. Dies stellt einen Kompromiß zwischen einer für Batteriebetrieb gewünschten möglichst kleinen Betriebsspannung und der bei netzbetriebenen Geräten üblichen Spannungen bis zu 40 V dar. Mit Batterie lassen sich 12 V durch die Reihenschaltung von 8 Monozellen realisieren. Andererseits funktionieren die Schaltungen auch bei 13,5 V (3 Flachbatterien) und bei evtl. erforderlicher Änderung einzelner Spannungsteiler auch bei 9 V (2 Flachbatterien oder 6 Monozellen).

Die für 9 V angegebenen Schaltungen arbeiten auch mit 12 V; gegebenenfalls wird die Spannung durch Einfügen eines Siebwiderstands und eines Elkos auf 9 V verringert.

Bei Netzbetrieb strebt man im Interesse einer hohen Aussteuerbarkeit des Vorverstärkers und hohen Sprechleistung sowie Leistungsverstärkung der Endstufen eine hohe Betriebsspannung bei möglichst kleinen Strömen an.

Die angegebenen 12 V entsprechen dieser Forderung so weit, wie der ebenfalls gewünschte Batteriebetrieb es erlaubt. Gegebenenfalls können bei höheren Betriebsspannungen der Endstufe die Vorstufen mit einer durch Siebglieder verringerten Spannung betrieben werden. Der versierte Amateur kann diese Schaltungen durch Vergrößern einiger Spannungsteiler und Kollektorwiderstände einer eventuell gewählten höheren Betriebsspannung anpassen.

Klang- und Lautstärkereglер

Die einfachste Ausführung eines Klangreglers stellt die Tonblende (R103 und C101 in Bild 2) dar. Ihre Wirksamkeit beschränkt sich dabei auf ein Beschneiden der Höhen, wobei diese Schaltung außerdem den Nachteil hat, daß die mittleren Frequenzen ebenfalls mit abgeschwächt werden,

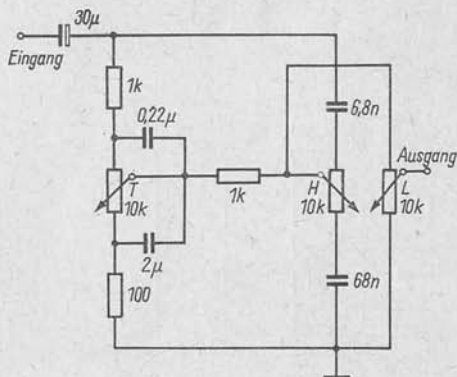


Bild 10
Kombiniertes Klang- und
Lautstärkeregelglied zur
getrennten Einstellung
der Höhen und Tiefen

im Gegensatz zu den Schaltungen nach Bild 4 und Bild 10, bei denen in jeder Stellung der Höhen- und Tiefenregler der Pegel der mittleren Frequenzen etwa erhalten bleibt. Den gleichen Nachteil weist die Schaltung nach Bild 9 auf, die ebenfalls im Eingang eines Kristallplattenspielerverstärkers zu finden ist. Hiermit ist zwar eine getrennte Höhen- und Tiefenabsenkung möglich. Da aber gleichzeitig die mittleren Frequenzen beeinflusst werden, entsteht der subjektive Eindruck, daß man bei Verstellung der Klangregler ebenfalls die Lautstärke einstellen muß, damit man wieder die gleiche Lautstärke erhält. Den Nachteilen steht der Vorteil dieser einfachen Schaltungen gegenüber, daß bei voll „aufgedrehten“ Klangreglern praktisch keine Verluste auftreten im Gegensatz zu den nachstehend beschriebenen Schaltungen.

Echte Klangreglerschaltungen, bei denen der Pegel der mittleren Frequenzen unabhängig von den Reglerstellungen erhalten bleibt, wurden in [6] beschrieben. Auf die Verhältnisse bei Transistorschaltungen bezogen, sollen die Schaltungen möglichst niederohmig sein, um die Beeinflussung durch die angeschlossenen Transistorverstärker geringzuhalten.

Die Schaltung nach Bild 10 entspricht dem in [6] beschriebenen Typ 1 und dient zur Abschwächung bzw. Anhebung der Höhen bzw. Tiefen von 16 bis 20 dB wie bei den meisten Klangregelschaltungen. Stets ein wenig größer ist die Grunddämpfung solcher Schaltungen, die durch einen nachgeschalteten Verstärker wieder ausgeglichen werden muß.

Bei Mittelstellung des Höhen- und des Tiefenreglers ist die Übertragungskennlinie (Bild 11) etwa eine Waagerechte. Es werden die Wechselspannungen aller in Frage kommenden Frequenzen auf etwa ein Zehntel ihrer Größe am Eingang des Klangreglers abgesenkt (Grunddämpfung). Durch „Aufdrehen“ des Tiefenreglers wird diese Abschwächung der Tiefen teilweise vermindert, es entsteht auf diese Weise der Eindruck einer Tiefenanhebung. Ebenso verhält es sich bei den hohen Frequenzen und dem Höhenregler. Werden die Tiefen andererseits „zugeschraubt“, dann erfolgt eine weitere Absenkung der tiefen Frequenzen. Bei den Schaltungen nach Bild 10 und Bild 4 erfolgt beim Verstellen der Höhen- bzw. Tiefenregler

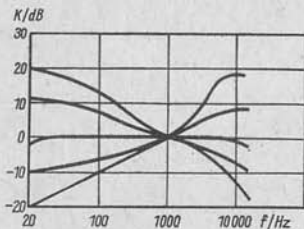
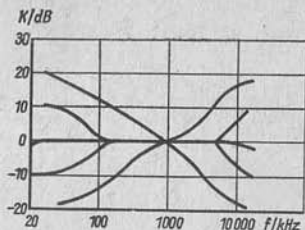


Bild 11
Übertragungskennlinien
der Klangregelglieder des Typs 1
(entsprechend [6]), gilt prinzipiell für die
Schaltungen Bild 10 und Bild 4

Bild 12
Übertragungskennlinie
der Klangregelglieder des Typs 2
(entsprechend [6]), gilt prinzipiell auch
für die Schaltung Bild 3



eine Verdrehung der Kennlinie um einen Drehpunkt im Bereich der mittleren Frequenzen, wobei der Winkel von der Stellung des Einstellreglers abhängig ist (Bild 11).

Der Einfluß des Abschlußwiderstands auf die Eigenschaften der Klangregelschaltung läßt sich verringern, wenn Eingang und Ausgang miteinander vertauscht werden. Es ergibt sich dann eine Schaltung entsprechend dem Klangregelglied von Bild 4. Bei dieser Schaltung ist es jedoch erforderlich, daß der Ausgangswiderstand der Vorstufe nicht zu klein wird. Daher eignet sie sich nicht zum Anschluß an Verstärker mit niederohmigen Ausgängen (Bild 5 und Bild 6). Es genügt meist eine vorgeschaltete stromgegekoppelte Emitterstufe mit möglichst großem Kollektorwiderstand (Bild 4), die sich auch als Abschluß des Klangregelglieds eignet.

Die Klangregelung erfolgt in der Schaltung nach Bild 3 durch frequenzabhängige Gegenkopplungen. Dabei wird die Neigung der Übertragungskennlinie nicht durch die Stellung der Einstellregler geändert, sondern durch die Entfernung des Schnittpunkts des schrägen Teiles der Übertragungskennlinie mit dem waagerechten Teil. Mit anderen Worten gesagt: Durch „Aufdrehen“ der Tiefen verschiebt sich der schräge Teil oberhalb der Kennlinie von links nach rechts. Bei Mittelstellung des Reglers ist er praktisch verschwunden und taucht beim „Zudrehen“ der Tiefen unterhalb der Waagerechten wieder auf. Analog verhält es sich mit den hohen Frequenzen. Die Schaltung entspricht prinzipiell der in [6] beschriebenen Röhrenschaltung des Typs 2. Als Vorteil dieser Schaltung wird vielfach ein für das Ohr angenehmerer Eindruck angegeben. Dem steht der Nachteil der in das Klangregelnetzwerk einbezogenen Verstärkerstufe gegenüber.

Lautstärkeinstellung

Zur Einstellung der Lautstärke werden Potentiometer mit logarithmischer Kennlinie verwendet. Zum Ausgleich der geringeren Empfindlichkeit des menschlichen Ohres bei kleinen Schalldrücken und tiefen Frequenzen verwendet man möglichst Potentiometer mit Abgriffen für gehörrichtige

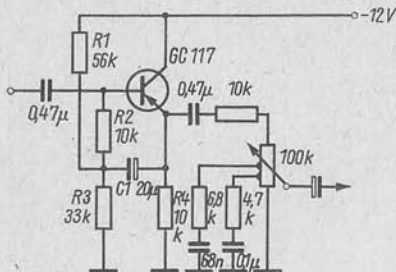


Bild 13
Kollektorstufe mit nachgeschaltetem Lautstärkeregler mit Schaltung zur gehörrihtigen Lautstärkeregelung, Drehwiderstand mit 2 zuverlässigen Abgriffen

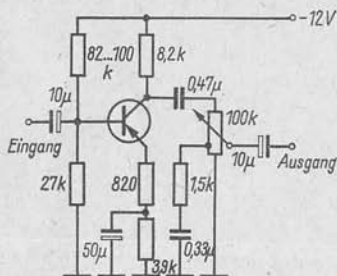


Bild 14
Lautstärkepotentiometer mit einem zusätzlichen Abgriff und angeschlossenem RC-Glied zur gehörrihtigen Lautstärkeregelung nach einer stromgegengekoppelten Emittierstufe

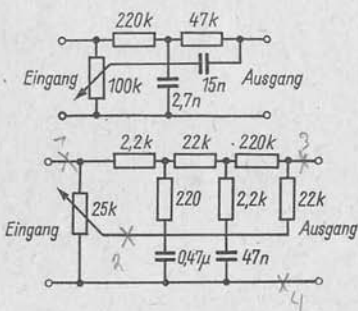


Bild 15
Eine für niederohmige Verhältnisse umgerechnete Schaltung nach [6] zur gehörrihtigen Lautstärkeregelung mit linearem Drehwiderstand ohne besondere Abgriffe

Lautstärkeregelung und den entsprechenden Zusatzelementen (Bild 13 und Bild 14).

Während der Drehwiderstand (nach Bild 13) 2 Abgriffe zum Anschluß der Entzerrerschaltung für gehörrihtige Lautstärkeregelung aufweist, kommt die Schaltung im Bild 14 mit nur 1 Abgriff und RC-Glied aus. Steht kein Potentiometer mit Abgriff zur Verfügung, so muß man sich entweder mit einer einfachen Ausführung mit logarithmischer Kennlinie begnügen, oder man benutzt eine der Schaltungen nach Bild 15 mit einem

linearen Drehwiderstand. Die Schaltung wurde [6] entnommen und auf die niederohmigen Verhältnisse der Transistorschaltung umgerechnet. Die angeschlossenen *RC*-Glieder verwandeln das lineare Potentiometer näherungsweise in ein logarithmisches mit Korrektur der Übertragung der tiefen Frequenzen zur gehörrichtigen Lautstärkeregelung. Der nachgeschaltete Verstärker sollte einen Eingangswiderstand von mindestens 100 k Ω aufweisen.

Bei der Festlegung der Lage des Lautstärkereglers im Signalweg des Verstärkers zwischen Eingang und Endstufe muß berücksichtigt werden, daß

- die vorgeschaltete Quelle (z.B. Verstärker, Kristalltonarm) möglichst wenig belastet wird;
- die eingestellten Signalspannungen wegen des Rauschens und anderer auftretender Störspannungen nicht zu klein werden;
- man die Verstärker nicht übersteuert.

Aus den ersten beiden Gründen legt man daher das Lautstärkepotentiometer möglichst nach „hinten“, und zwar so weit, wie es die Sicherheit gegen Übersteuern (Grund 3) erlaubt. Das Lautstärkepotentiometer wird man deshalb möglichst hinter einer Verstärkerstufe anordnen, und sei es nur eine mit geringer Spannungsverstärkung oder Kollektorstufe (Bild 13 und Bild 14). Ebenso kann das Lautstärkepotentiometer direkt Verstärkern (wie im Bild 5 und Bild 6) nachgeschaltet werden oder sich gleich am Ausgang des Klangregelglieds befinden (Bild 10). Bei weniger anspruchsvollen Schaltungen ist der Lautstärkereglers auch am Eingang des Verstärkers zu finden (Bilder 2, 3 und 9).

Schlußbetrachtung

Mit den beschriebenen Bausteinen lassen sich bei sinnvoller Zusammenstellung nahezu alle monofonen NF-Vorstufenprobleme lösen und auch anspruchsvollere Anlagen aufbauen. Bei Kombination zweier symmetrischer Verstärkerzüge und bei Berücksichtigung der phasenrichtigen Ansteuerung sowie Einfügen eines Balancereglers lassen sich mit den angegebenen Bausteinen auch Stereoanlagen ausrüsten.

Der Aufbau auf Universalleiterplatten ist leicht möglich. Im Beitrag „Universalleiterplatten für Elektronikamateure“ (S. 193) sind für Schaltungen nach Bild 3 und Bild 6 Beispiele angegeben.

Literatur

- [1] *Kuhnt, H.; Neumann, S.*: Ziphona P 20-78 KW. Radio und Fernsehen 16 (1967), H. 10, S. 311
- [2] Schallplatten-Vorführkombination „VK 5“, Funktechnik 20 (1965), H. 23, S. 942
- [3] *Baumgarten, F.*: Hi-fi-Stereo-Verstärker „SV 50“, Funktechnik 19 (1964), H. 6, S. 174–177
- [4] *Wiesner, G.*: Hi-fi-Phonoverstärker 327 mit Transistoren, Funktechnik 19 (1964), H. 9, S. 302
- [5] *Haase, H. I.*: Stereo-Entzerrervorverstärker TVV 43, Funktechnik 19 (1964), H. 9, S. 322
- [6] *Schubert, K. H.*: Electronicum. Kapitel Niederfrequenzverstärker, S. 366–368, Berlin: DMV 1967

Huggy verschlüsselt auf seine Art ...



Die Industrie verwendet bei Funkfernsteueranlagen Schaltungen, die ein Verschlüsseln der Signale ermöglichen. Damit wird verhindert, daß eine solche Anlage von zufällig auf der gleichen Frequenz betriebenen fremden Sendern betätigt werden kann. Selbstverständlich ist bei einer Fernsteuerung von Krananlagen eine solche Schaltung unbedingt notwendig, damit Unfälle vermieden werden. Doch auch Modellbauer, die ihre Modelle mit Funkfernsteueranlagen ausrüsten, klagen oft darüber, daß ihre Modelle während des Trainings auf fremde Signale reagieren. Es ist auch schon vorgekommen, daß Flugmodelle regelrecht entführt worden sind. Das kann durch Verschlüsseln der Steuersignale sicher vermieden werden.

Die nachfolgend beschriebene einfache Schaltung zur Verschlüsselung der Fernsteueranlage geht davon aus, daß die Steuerkanäle erst durch einen Schlüsselkanal freigegeben werden müssen. Man könnte für jeden Steuerkanal einen Schlüsselkanal vorsehen. Das würde jedoch eine Verdopplung der benötigten Kanalfrequenzen erfordern. Einfacher ist es, einen Schlüsselkanal für sämtliche Schaltkanäle zu verwenden. Sendet ein fremder Sender die Schlüsselfrequenz aus, dann werden zwar die Schaltkreise an den Eingang geschaltet, aber da die Schaltfrequenz fehlt, reagiert das Modell nicht. Kommt dagegen eine Schaltfrequenz an, so sind die Schaltstufen nicht betriebsbereit. Es ist unwahrscheinlich, daß ein Störsender zufällig beide Frequenzen richtig aussendet.

Empfänger

Die Umschaltung des vom Verfasser in Heft 5/1968 der Zeitschrift FUNK-AMATEUR beschriebenen Empfängers zu einem Schlüsseltonempfänger ist sehr einfach, wenn man in den Schaltstufen mit Schaltrelais arbeitet. Ein Relais wird dann lediglich dazu verwendet, die Tonfrequenz an die übrigen Schaltstufen zu schalten, die vorher mit dem Eingang an den Pluspol geschaltet werden und deren Relais aus diesem Grund nicht flattern können. Bild 1 zeigt die erforderliche Schaltungsdämpfung. Bei der Leiterplatte im bereits beschriebenen Empfänger ist lediglich der

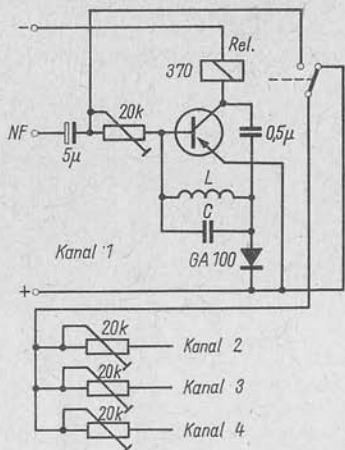


Bild 1
4-Kanal-Empfänger mit Schlüssel-
tontschaltung (NF-Teil)

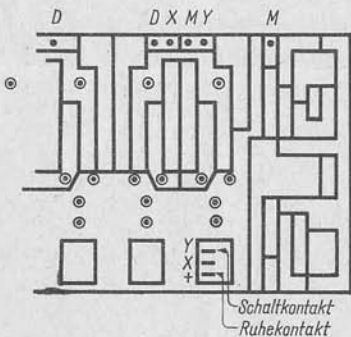


Bild 2
Leiterplatte für den Schlüsselton-
empfänger

gemeinsame NF-Eingang zwischen den ersten beiden Schaltstufen aufzutrennen. Bild 2 zeigt die notwendigen Änderungen.

Die Empfänger mit Schalttransistoren lassen sich nicht so einfach mit der Schlüsseltonschaltung betreiben. Man kann für den Schlüsselkanal ein Relais verwenden und für die Steuerkanäle Schalttransistoren. Der Empfänger mit Transistorschaltstufen wurde in Heft 8/1968 des FUNK-AMATEUR beschrieben. Sicher lassen sich für sämtliche Stufen Transistoren verwenden, jedoch hat der Verfasser selbst dazu noch keine Versuche unternommen.

Sender

Als Sender für das Schlüsseltonverfahren eignen sich nur simultan gesteuerte, da zu jeder Schaltfrequenz die Schlüsselfrequenz mitgesendet werden muß. Benutzen kann man Doppel- oder 3fach-Modulation mit einem entsprechend herabgesetzten Modulationsgrad oder Zeitmultiplexmodulation. Bei der letzteren ist die Modulation in Sinus- oder Rechteckform möglich, während sie für erstgenannte in Sinusform erfolgen muß.

Das erste Beispiel zeigt die 3fach-Modulation. Da sich nur die Sinusform der Signale eignet, muß die Schaltung des Modulators vom bereits beschriebenen Sender abweichen.¹ Der Hochfrequenzteil wird annähernd beibehalten. In der PA-Stufe sind allerdings 2 Transistoren parallel zu schalten. Diese Schaltungsart läßt sich auch für den schon früher beschriebenen einfachen 4-Kanal-Sender verwenden. Bild 3 zeigt die Schaltung für diesen Sender. Leider geht bei getastetem Sender die Leistung zurück, man spricht von einer Abwärtsmodulation (*Down-Modulation*). Eine Aufwärtsmodulation, bei der die Ausgangsleistung der PA-Stufe erhalten bleibt, ist bei Transistorschaltungen schwieriger zu erreichen als bei Röhrenschaltungen. Bild 4 zeigt, wie sich eine Aufwärtsmodulation (*Up-Modulation*) erreichen läßt. Der Oszillator wird zu diesem Zweck ebenfalls moduliert.

Im Sender werden 3 voneinander unabhängige NF-Generatoren verwendet, die man in der Weise schalten kann, daß Generator 1 jeweils seine Frequenz mitsendet, wenn ein anderer Generator getastet wird, Generator 1 liefert dann den Schlüsselton. Es besteht die Möglichkeit, mit einem Umschalter die Diodenleitung an eine 2. Spule des Generators 1 zu legen und eine 2. Schlüsselfrequenz auszustrahlen. Damit könnten 2 Mo-

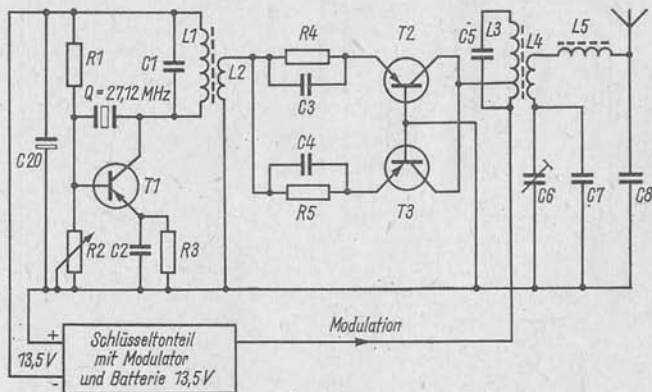


Bild 3 Schlüsseltonsender mit Abwärtsmodulation

¹ Siehe „Funkamateurl“, Heft 10, 1968.

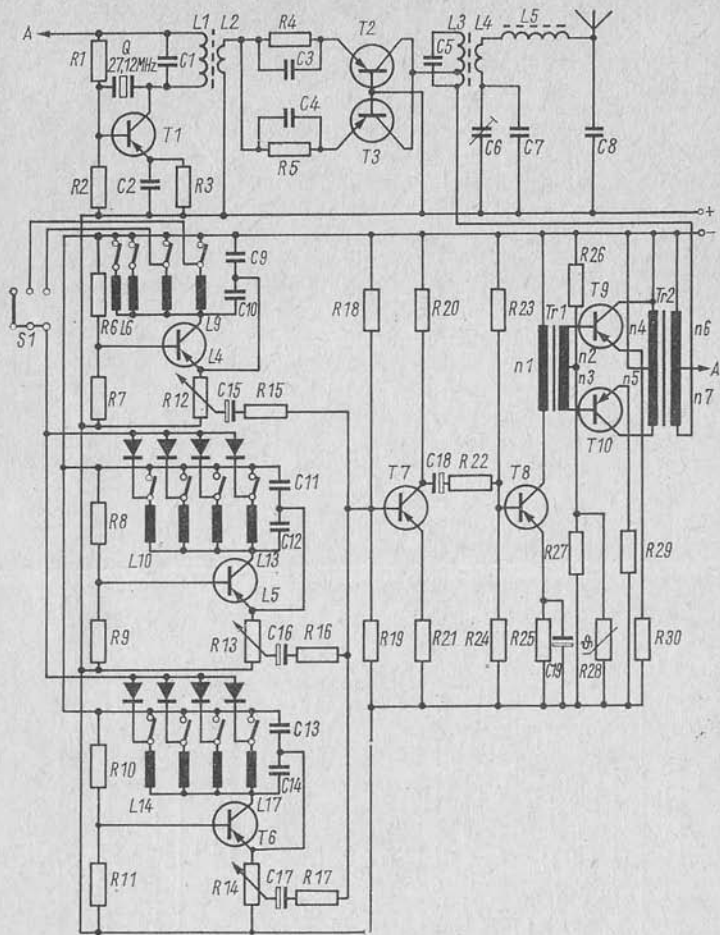


Bild 4 Schlüsseltonsender mit Aufwärtsmodulation

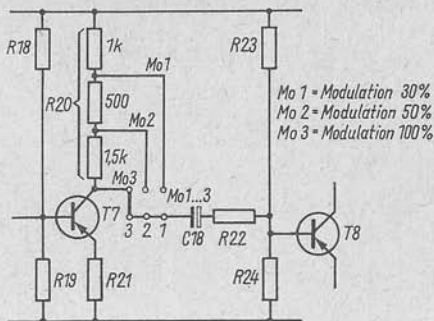


Bild 5
Umschalteneinrichtung
für den Modulationsgrad

delle mit den gleichen Kanalfrequenzen, aber unterschiedlichen Schlüssel-
frequenzen gleichzeitig gesteuert werden. Mit einem Umschalter *S1* ent-
steht aus dem Schlüsseltonsender ein 12-Kanal-3fach-Simultan-Sender,
wenn der Generator 1 mit 4 Frequenzen ausgestattet ist, d. h., wenn man
ihn wie Generator 2 aufbaut. Wird die Schaltung zwischen Transistor *T7*
und *T8* nach Bild 5 verändert, so kann der Modulationsgrad von 33%
in 50% oder 100% umgewandelt werden. Damit ließe sich ein außer Kon-
trolle geratenes Modell eventuell wieder zurückholen. Beim Schlüssel-
tonverfahren ist nur ein Modulationsgrad von 50% möglich, bei der Ver-
wendung als 12-Kanal-Sender aber auch einer von 100%. Dabei darf aller-
dings nicht mehr simultan gesteuert werden.

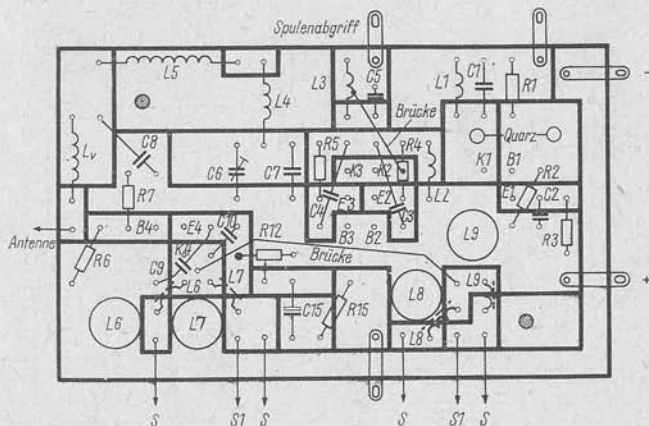


Bild 6 Leiterplatte I für den Sender nach Bild 4 mit Transistorstufen *T1* bis *T4*

Die Bilder 6 bis 8 zeigen die 3 Leiterplatten des Senders, und zwar Bild 6 die Platte mit dem HF-Teil und dem Generator 1, Bild 7 die Leiterplatte mit den Generatoren 2 und 3, Bild 8 den Modulator. Die Platten werden mit 2 durchgehenden Schrauben übereinander angeordnet und die herausragenden, eingienieteten Lötösen miteinander verbunden. Die mit

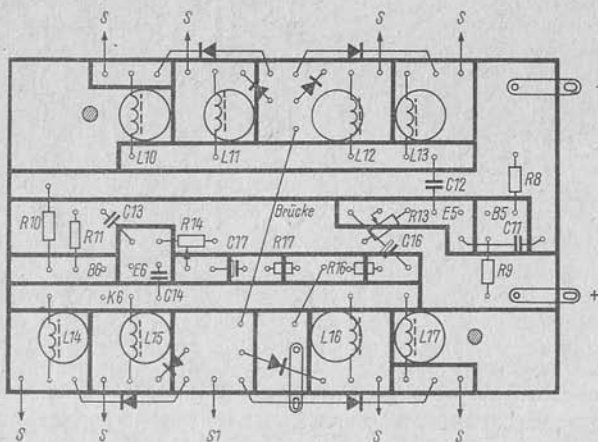


Bild 7 Leiterplatte II für den Sender nach Bild 4 mit Transistorstufen T 5 und T 6

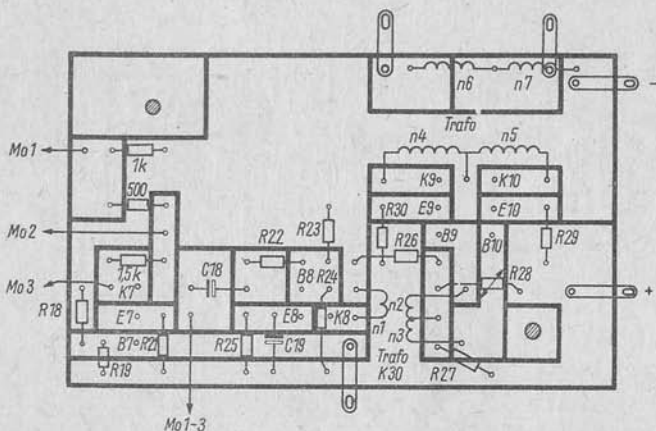


Bild 8 Leiterplatte III für den Sender nach Bild 4 mit Transistorstufen T 7 bis T 10

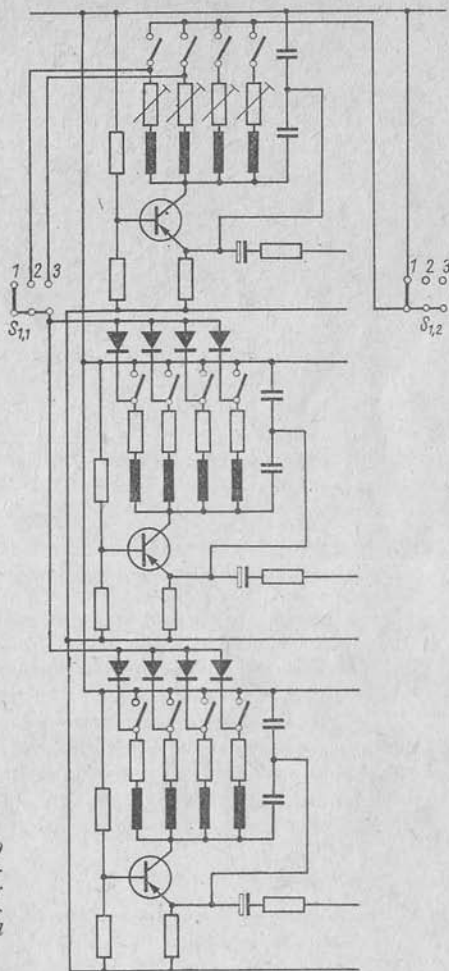


Bild 9
 Notwendige Änderungen am Sender nach Wiegmann [6], wenn der Sender als Schlüsseltonsender benutzt werden soll

einem „S“ versehenen Anschlüsse führen zu den Drucktasten oder Knüppelschaltern, dagegen die mit „Mo“ bezeichneten Anschlüsse zum Modulationsgradumschalter. Der Modulationsgrad wird bei einem Sender gemäß der Schaltung Bild 3 oder Bild 4 mit den Potentiometern der Tongeneratoren auf jeweils 33% eingestellt. Benutzt man die Schaltung nach Bild 5,

dann stellt man den Sender auf 100% und regelt diese mit den Potentiometern der einzelnen Generatoren nacheinander ein. Es ist möglich, im Empfänger die Zahl der Schaltkanäle mit der gleichen Frequenz 2- oder 3mal vorzusehen und jeweils einen anderen Schlüsselkanal vorzuschalten. Über einen Sender mit 4 Kanälen und 4 Schlüsselkanälen lassen sich dann 16 Funktionen steuern. Dabei werden nur 8 Kanalfrequenzen belegt. Über den beschriebenen 12-Kanal-Sender kann man mit 8 Schaltkanälen und 4 Schlüsselkanälen 32 verschiedene Schaltfunktionen steuern.

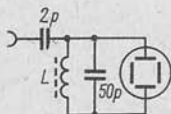
Einfach ist die Verschlüsselung der Signale bei einem Sender mit Zeitmultiplexverfahren. Ein 12-Kanal-Sender dieser Art wurde von W. Wiegmann im *Elektronischen Jahrbuch 1968* ausführlich beschrieben. Aus diesem Grund soll nur auf die Verschlüsselung eingegangen werden. Bild 9 zeigt die in der Schaltung von Wiegmann notwendigen Änderungen. Es können natürlich auch alle 4 Frequenzen des Tongenerators III zur Verschlüsselung herangezogen werden. Das ergibt wiederum 4×8 Schaltmöglichkeiten. Mit diesem Sender ließe sich auch eine 2fache Verschlüsselung aufbauen. Dabei verringert sich zwar die Zahl der Schaltkanäle auf 4, und eine Simultansteuerung wäre nicht mehr möglich, aber die Zahl der Kombinationen würde wachsen. Es ließen sich 64 verschiedene Schaltbefehle übertragen.

Meßmethoden

Bei der Anwendung der Sinusmodulation im Sender ist die Messung des Modulationsgrads wichtig. Eine Möglichkeit besteht darin, die größte und die kleinste Amplitude der ausgestrahlten Frequenz auf dem Bildschirm eines Oszillografen zu messen (Bild 10). Der Anschluß des Oszillografen an einen Absorptionsfrequenzmesser ist in diesem Fall nicht möglich, da in ihm eine Gleichrichtung der HF vorgenommen wird. Bild 11 zeigt eine Schaltung, bei der man einen auf die Sendefrequenz abgestimmten Schwingkreis an den Y-Eingang des Oszillografen anschließt. Anstelle des 2-pF-Kondensators, der unbedingt an die Antennenspitze des Senders (Span-



Bild 10
Messung des Modulationsgrads



$L = 10 \text{ W}$, 0,3-mm-CuL
7-mm-Spule mit Kern

Bild 11
Sichtbarmachung der Modulationsfrequenz
am Oszillografen

nungsbauch) anzuschließen ist, kann auch ein isolierter Zuleitungsdraht treten, der einige Male um die Antennenspitze gewickelt wird.

Der Modulationsgrad läßt sich nach der Formel

$$m = \frac{a - b}{a + b} \cdot 100\%$$

berechnen. Diese und andere Möglichkeiten der Berechnung sind in [1] und [2] angegeben.

Sehr wichtig ist auch das Messen der Ausgangsleistung des Senders. Zwischen Antennenfußpunkt und Masse (+) wird ein Lämpchen, 3,5 V/0,07 A oder 4 V/0,1 A, geschaltet. Mit einem Fettfleckfotometer oder durch einfachen Vergleich, eventuell mit einem Belichtungsmesser, bringt man eine 2. Lampe mit gleichen Anschlußwerten auf gleiche Helligkeit. Bei dieser Lampe (mit Gleich- oder Wechselstrom betrieben) werden Strom und Spannung gemessen, und die Leistung wird berechnet. Diese ist dann gleich der HF-Leistung des Senders. Die 1. Lampe hat einen Widerstand von 50 Ω , die 2. einen von 40 Ω . Das gilt natürlich nur für Lämpchen, bei denen der Glühfaden nicht gewandelt ist, da sonst bei einer Frequenz von 27,12 MHz der Widerstand beträchtlich zunimmt. Geeignet sind Soffittlampen mit langgezogenem Glühfaden.

Der Wert des Anpassungswiderstands der Antenne fällt selten mit dem Widerstandswert dieser Lämpchen zusammen. Aus diesem Grund muß die Anpassung mit der Verlängerungsspule so lange geändert werden, bis die Lampe ihre größte Helligkeit erreicht. Den Widerstand einer verwendeten Stabantenne kann man, wenn eine Verlängerungsspule eingebaut ist, folgendermaßen berechnen:

$$Z = \frac{L}{C} = 60 \ln \left(\frac{2h_{\text{eff}}}{r} \right);$$

h_{eff} – effektive Antennenhöhe.

Sie beträgt bei Antennen mit Verlängerungsspule 0,58 mal verwendete Antennenhöhe h . Wesentlich günstiger ist eine längere Antenne. Bei einer $\lambda/4$ -Antenne beträgt der Faktor 0,636, bei Verwendung einer noch längeren Antenne mit Verkürzungskondensator sogar 0,76. Eine besondere Länge ist jedoch nicht unbedingt erforderlich, wenn man eine sogenannte Wendelantenne benutzt, wie sie oft bei tragbaren Funkgeräten verwendet wird. Auf einem Isolierstab (Kunststoff, Balsa oder Bambus) von etwa 2 cm Durchmesser und 60 cm Länge werden (bei einer Frequenz von 27,12 MHz) 7 m Kupferdraht von 1 mm Durchmesser gleichmäßig verteilt aufgewickelt. Diesen Antennenstab schließt man mit einem abstimmbaren Kondensator an den Sender an. Dieser Anschluß hat an einem Spannungsbauch zu erfolgen, d. h. an einem heißen Spulende, nicht an einer Anzapfung. Setzt man die Werte für eine einfache Stabantenne in die Rechnung ein,

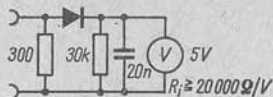


Bild 12
Leistungsmessung mit einem Diodenvoltmeter

so kann man feststellen, daß der Anpassungswiderstand relativ hoch ist (200 bis 300 Ω).

Will man die Leistung messen, ohne die Anpassung wesentlich zu verändern, dann ist es erforderlich, den Ersatzwiderstand für die Antenne, an dem die aufgebrachte Leistung gemessen werden soll, möglichst ebenso groß wie den Anpassungswiderstand zu wählen. Der Ersatzwiderstand sollte homogen, d.h. seine Kohleschicht nicht spiralförmig gefräst sein. Ein gewickelter Drahtwiderstand ist ebenfalls nicht zu empfehlen. In beiden Fällen wirken die Widerstände wie Spulen.

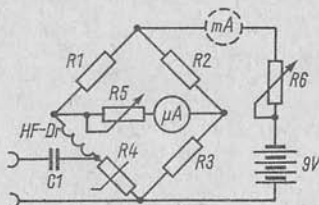
Mit kleinen HF-Leistungen kann man eine Glühlampe auf die beschriebene Art nicht zum Leuchten bringen. Ihre Leistung läßt sich mit den nachfolgend beschriebenen Geräten messen. Bild 12 zeigt eine Schaltung, die der eines Diodenvoltmeters entspricht. Mit ihm wird der Spannungsabfall an dem Antennenersatzwiderstand gemessen. Hat die angelegte HF-Spannung Sinusform, so ergibt sich für die Leistung

$$P = \frac{U^2}{R}$$

Anstelle des Voltmeters kann man auch einen Oszillografen verwenden. Da dieser nur Spitzenspannungen anzeigt, erhält man

$$P = \frac{U^2}{2R}$$

Eine Genauigkeit von $\pm 10\%$ ergibt sich bei der Leistungsmessung mit einem Bolometer. Dieses Gerät hat den Vorteil, daß es in Milliwatt geeicht und nach erfolgter Nullpunkteinstellung zur direkten Leistungsmessung benutzt werden kann. Es handelt sich um eine Brückenschaltung, wie sie Bild 13 wiedergibt. Die Brücke besteht aus den Widerständen $R1$, $R2$,



$R1, R2, R3$	280 Ω
$R4$	TNM 290
$R5$	Pat. 10k lin
$R6$	Pat. 1,5k lin
$C1$	200p

Bild 13
Schaltung eines Bolometers

R3 und *R4*. Vorteilhaft ist es, *R1* bis *R3* gleich groß zu wählen. *R4*, ein temperaturabhängiger Halbleiterwiderstand (Thermistor), sollte bei Zimmertemperatur einen etwa 10% höheren Widerstand haben als die Widerstände *R1* bis *R3*. Wird ein Strom durch die Brücke geschickt, dann erwärmt sich der Widerstand *R4*, und sein Widerstandswert nimmt ab. Mit *R6* wird dieser Strom so eingeregelt, daß der Widerstand *R4* den Wert der Widerstände *R1* bis *R3* annimmt. Das geschieht, wenn die Brücke im Gleichgewicht ist.

Das Mikroamperemeter (am besten eines mit Nullpunktlage in der Mitte der Skala) dient dabei zur Anzeige des Brückengleichgewichts. Der für das Gleichgewicht erforderliche Strom I_0 wird am Milliampereometer abgelesen. Legt man nun über *C1* eine HF-Spannung an, dann erwärmt sich der Widerstand *R4*, und die Brücke kommt aus dem Gleichgewicht. Mit *R6* wird dieses wiederhergestellt, und den jetzt fließenden Strom I_1 mißt man mit dem Milliampereometer.

Die HF-Leistung des Senders wird nach der Formel

$$P = (I_0^2 - I_1^2) \cdot \frac{R}{4} \text{ (in W, A, } \Omega \text{)}$$

berechnet.

Sorgt man durch geeignete Wahl der Widerstände *R1* bis *R3* dafür, daß die Differenz der Ströme $I_0 - I_1 = \Delta I$ sehr klein ist gegenüber I_0 , so kann auch die einfachere Formel

$$P \approx \Delta I \cdot \frac{R}{2}$$

verwendet werden.

Hat man die HF-Leistung auf diese Weise berechnet, dann kann man auf die Wiederherstellung des Brückengleichgewichts verzichten und mit *R5* das Mikroamperemeter so eichen, daß sich an ihm die HF-Leistung des Senders in Milliwatt ablesen läßt. Damit erhält man ein universelles HF-Leistungsmeßgerät, das bis zu höchsten Frequenzen benutzt werden kann.

Bauelemente zu Bild 4

Widerstände $\frac{1}{10}$ W:

<i>R 29, R 30</i>	10 Ω
<i>R 4, R 5</i>	50 Ω
<i>R 27</i>	100 Ω
<i>R 3, R 21</i>	500 Ω
<i>R 6, R 8, R 10, R 25</i>	2 k Ω
<i>R 7, R 9, R 11, R 20</i>	3 k Ω
<i>R 26</i>	5 k Ω
<i>R 19</i>	8 k Ω
<i>R 2, R 24</i>	10 k Ω
<i>R 22</i>	20 k Ω

Kondensatoren 63 V:

<i>C 7</i>	20 pF
<i>C 1</i>	30 pF
<i>C 5</i>	50 pF
<i>C 8</i>	180 pF
<i>C 2</i>	1 nF
<i>C 3, C 4</i>	5 nF
<i>C 13, C 14</i>	66 nF
<i>C 11, C 12</i>	100 nF
<i>C 9, C 10</i>	220 nF
<i>C 9 bis C 14</i>	je nach Frequenz

<i>R 15, R 16, R 17</i>	30 k Ω	<i>C 15, C 16, C 17</i>	5 μ F/20 V
<i>R 23</i>	50 k Ω	<i>C 18</i>	10 μ F/20 V
<i>R 18</i>	80 k Ω	<i>C 19</i>	20 μ F/20 V
<i>R 1</i>	100 k Ω	<i>C 20</i>	100 μ F/20 V
<i>R 12, R 13, R 14</i>	Einstellregler 5 k Ω		
<i>R 28</i>	Thermistor 120 Ω		

Verwendbare Transistoren:

T 1 LF 881, GF 120 ...132

T 2, T 3 LF 881, GF 120 ...125, GF 140 ...143

T 4 ... T 8 NF-Transistor 120 mW, GC 115 ...123

T 9, T 10 NF-Transistor 400 mW, GC 301

Tr 1 Treibertrafo K 30

Tr 2 Kern M 30/7, Dyn.-Blech IV, 0,35 mm dick, Luftspalt 0,5 mm, wechselseitig geschichtet

n 4 = n 5 — 120 Wdg., 0,3-mm-CuL, bifilar gewickelt

n 6 = n 7 — 80 Wdg., 0,3-mm-CuL

L 1 10 Wdg., 0,5-mm-CuL, } Spulenkörper 7 mm mit Kern

L 2 3 Wdg., 0,5-mm-CuL, }

L 3 8 Wdg., 0,5-mm-CuL, Abgriff 3.Wdg. } Spulenkörper 7 mm mit Kern

L 4 3 Wdg., 0,5-mm-CuL, }

L 5 20 Wdg., 1,0-mm-CuL, Spulendurchmesser 10 mm, freitragend

L_V je nach Antennenlänge 10 bis 20 Wdg., 0,3-mm-CuL, 7 mm mit Kern

Literatur

- [1] *Fricke, H. W.*: Der Katodenstrahloszillograf, Seite 296. Leipzig: Fachbuchverlag 1960
- [2] *Czech, J.*: Oszillografen-Meßtechnik, Seite 518. Berlin-Borsigwalde: Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH
- [3] *Lehmann, G.*: Einführung in die Hochfrequenzmeßtechnik, Seite 200. Berlin: DMV 1960
- [4] Autorenkollektiv: Amateurfunk, Seite 404. Verlag Sport und Technik 1956
- [5] *Bruss, H.*: Transistorsender für die Fernsteuerung. München: Franzisverlag 1963
- [6] *Wiegmann, W.*: 12 Kanäle — ein Sender für die Funkfernsteuerung, 3fach simultan gesteuert, mit Zeitmultiplexmodulation, Elektronisches Jahrbuch 1968, Seite 248. Berlin: DMV 1967

Funktion und Schaltung

Bevor wir die Möglichkeit der Bestückung eines elektronischen Voltmeters mit FET-Transistoren (oder MOSFET-Transistoren) einschätzen, ist es von Nutzen, uns einige Besonderheiten der elektronischen Spannungsmessung in Erinnerung zu rufen. Die Ähnlichkeit der Kennlinien der FET mit den Kennlinien von Elektronenröhren könnte den Gedanken hervorrufen, eine Schaltung gemäß Bild 1 anzuwenden. Diese Schaltung ist aber nachteilig, weil sich der Arbeitspunkt A irgendwo in der Mitte der Kennlinie befindet, analog bei Röhren der I_a/U_g -Kennlinie. Durch das Meßinstrument fließt dann ständig ein beträchtlicher Ruhestrom. Diesen Nachteil beseitigt die Brückenschaltung nach Bild 2, in der das Meßwerk in die Diagonale der Brücke eingeschaltet ist. Die vollständige Brücke besteht aus den Widerständen zu den Elektroden S (R_{S1} und R_{S2} , entsprechend bei Röhren die Katodenwiderstände) und aus den beiden Transistoren. Das Meßgerät ist in die eine Diagonale der Brücke, die Stromversorgungsquelle in die andere Diagonale eingeschaltet. Durch Anlegen positiver oder negativer Spannung zwischen der Elektrode G und der gemeinsamen Verbindung des Kreises kommt es zur Erhöhung oder Verminderung des Stromes der Elektrode D des 1. FET. Diese Veränderung

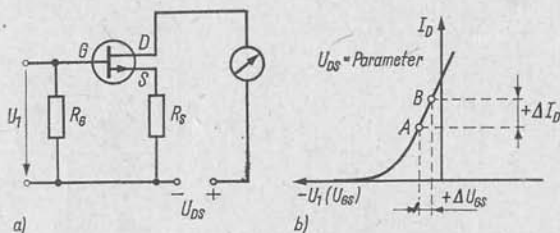


Bild 1 Voltmeterschaltung mit einem Feldeffekttransistor (a),
Kennlinie für Feldeffekttransistor (b)

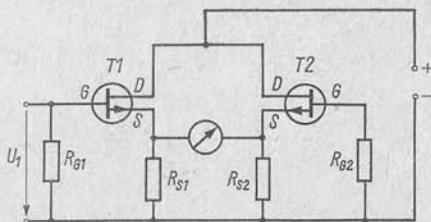


Bild 2
Voltmeter-Brückenschaltung mit 2 Feldeffekttransistoren

ruft auch eine Veränderung des Spannungsabfalls am Widerstand R_{S1} und damit einen Stromdurchfluß durch das Meßwerk hervor. Der Ausschlag des Meßwerks ist dann der Ausdruck der angelegten Spannung, wobei die Stromflußrichtung die Polarität der gemessenen Spannung angibt. Den Begrenzungsfaktor dieser Schaltung zeigt die relativ geringe nutzbare Länge der Kennlinie.

Stabilität des Kreises (Stabilität der Nulleinstellung), Linearität und Länge der Kennlinienausnutzung kann durch die Wahl großer Widerstände R_{S1} und R_{S2} wesentlich erhöht werden; aber durch bloße Wahl großer Widerstände würde der Stromdurchfluß durch die Elektrode D wesentlich vermindert, und es käme zu einer Reihe anderer Nachteile. Man wählt deshalb eine Schaltung nach Bild 3, bei der zwar im Kreis S große Widerstände vorhanden sind, jedoch die Elektroden G beider Transistoren am Abgriff eines Spannungsteilers liegen, der an der Stromversorgungsspannung angeschlossen ist. Die Wahl des Abgriffs am Spannungsteiler bestimmt gleichzeitig den resultierenden Strom beider Elektroden D und die gesamte Stabilität des Kreises (wie bei der Stabili-

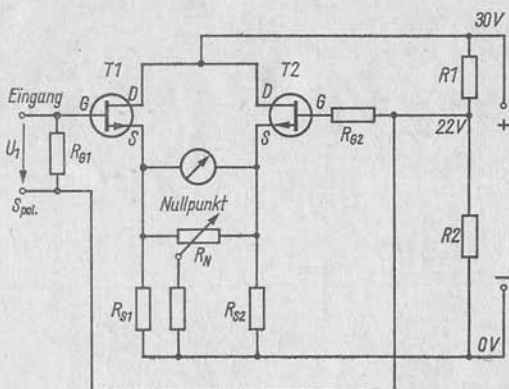
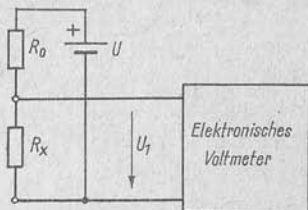


Bild 3 Verbesserte Voltmeter-Brückenschaltung mit 2 Feldeffekttransistoren

Bild 4
Prinzip der Widerstandsmessung mit dem elektronischen Voltmeter



sierung des Arbeitspunktes eines Transistors durch großen Emittewiderstand und Spannungsteiler an der Basis).

Damit der durch das Meßwerk fließende Strom bei Nennspannung am Eingang ausreichend groß wird und kein übermäßig empfindliches Meßwerk erforderlich ist, muß auch der Ruhestrom der Elektrode D ausreichend sein. In unserem Fall wird ein Strom von etwa 1 mA gewählt. Bei Verwendung eines Meßwerks für $100 \mu\text{A}$ (entsprechend abgeändert mit dem Nullpunkt in der Mitte) ist die Grundempfindlichkeit größer als 0,5 V bei vollem Ausschlag. Dieser Ausschlag wird mit Hilfe eines Eichwiderstands R_8 reguliert und eingestellt. Bei diesem Zustand entsprechen die Spannungen den Angaben im Bild 5. Man erkennt, daß trotz der großen Widerstände R_8 die Arbeitspunkte in den üblichen Bereichen liegen. Die gleichzeitig starke Gegenkopplung, die an den Widerständen auftritt, gewährleistet eine gute Stabilität des Voltmeters.

Faßt man die bisherigen Erkenntnisse zusammen, dann sieht man, daß mit Hilfe der FET wirklich eine Schaltung mit großem Eingangswiderstand, guter Empfindlichkeit und Linearität erzielt wird, wie das die Absicht war.

Zum Messen größerer Spannungen als 0,5 V verwendet man einen Teiler, der aus Widerständen der Standardreihe besteht. Der Widerstand 68Ω ist in der Reihe E vertreten. Schlechter steht es mit dem Wert 195Ω . Diesen kann man mit ausreichender Genauigkeit durch Parallelschalten der Widerstände 200Ω und $1,8 \text{ k}\Omega$ kombinieren. Auf ähnliche Weise erhält man auch die weiteren Widerstände, die im Bild 5 angegeben sind. (Den Widerstand $18 \text{ M}\Omega$ bildet man durch Serienschaltung der Widerstände $10 \text{ M}\Omega$ und $8,2 \text{ M}\Omega$.) Der Gesamtwiderstand des Teilers beträgt $9,72 \text{ M}\Omega$. Hinzugerechnet wird der Widerstand $0,27 \text{ M}\Omega$ in der Sonde, so daß der Gesamteingangswiderstand in allen Bereichen bis 500 V dann $10 \text{ M}\Omega$ beträgt.

Der Meßbereich des Voltmeters wurde mit Rücksicht auf die Sicherheit der Bedienung bis 500 V gewählt. Für das Messen größerer Spannungen besteht die Möglichkeit, eine Sonde mit einem eingebauten Spannungsteiler 1:1000 zu verwenden. Der Widerstand $1000 \text{ M}\Omega$ setzt sich aus in Serie geschalteten Widerständen $200 \text{ M}\Omega$ bis $250 \text{ M}\Omega$ zusammen. Mit Rücksicht auf die Sicherheit ist der Widerstand $1 \text{ M}\Omega$ dieser Sonde immer vor dem

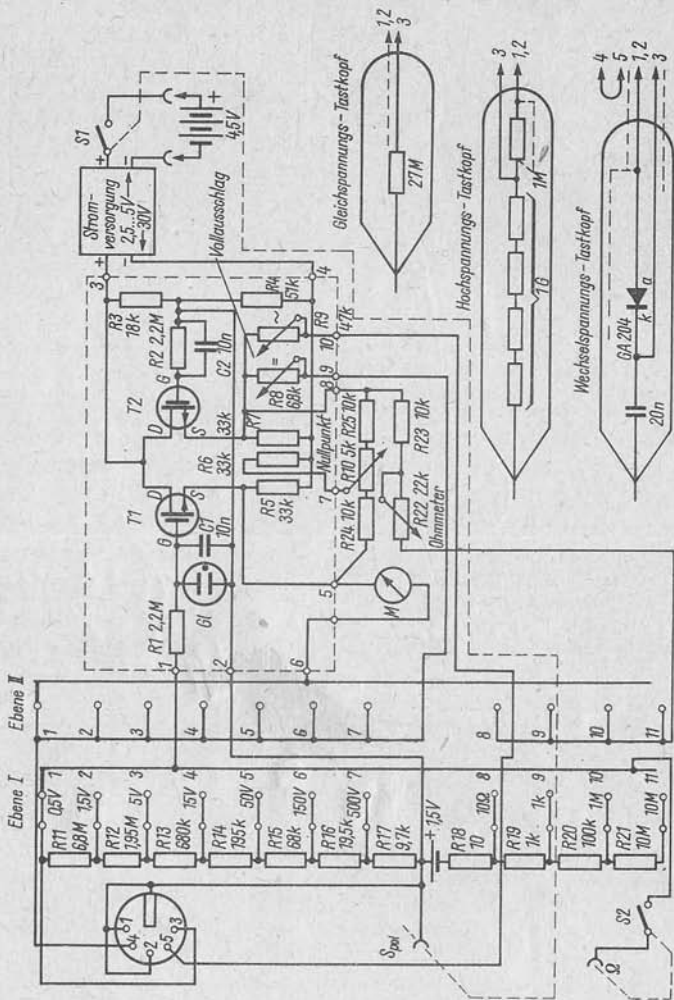


Bild 5 Komplett-Schaltung des beschriebenen elektronischen Voltmeters mit 2 MOSFET KF 520 (TESLA) und Tastköpfen

prim. 500Wdg 0,22m
sek. 70Wdg 0,27CuL

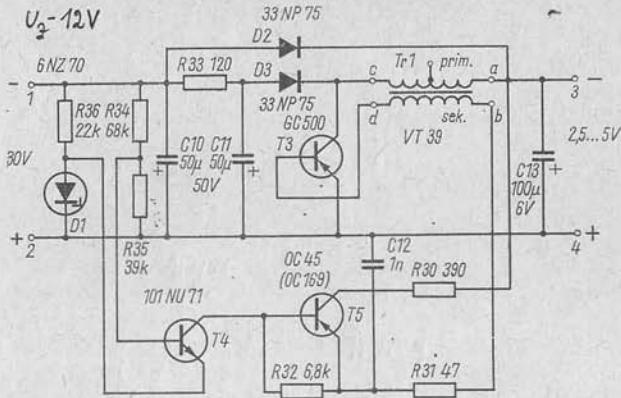


Bild 6 Schaltung der Stromversorgung für das beschriebene Voltmeter

Messen von Hochspannung über das Kabel und sind die Kontakte des Verbindungssteckers 1 und 2 sowie die „gemeinsame“ Verbindung am Chassis des Gerätes zu *erden*. Die Anzeige des Meßwerks muß man beim Messen mit der Sonde mit 1000 multiplizieren. Gemessen werden maximal Spannungen bis 20 kV, und zwar an sogenannten „weichen“ Quellen, wie an der Hochspannungsquelle von Fernsehgeräten.

Die einzelnen Bereiche werden mit einem 11poligen Miniaturschalter umgeschaltet. Die eine Sektion (I) schaltet den Eingang des Verstärkers auf den entsprechenden Abgriff des Teilers um, die zweite Sektion (II) den entsprechenden Korrekturwiderstand (Eichwiderstand) mit dem Meßgerät in Serie (Bild 7). Von der Gesamtanzahl der 11 Stellungen des Umschalters werden zum Messen 7 Stellungen ausgenutzt; die restlichen 4 dienen zum Messen von Widerständen. Das Prinzip der Widerstandsmessung zeigt

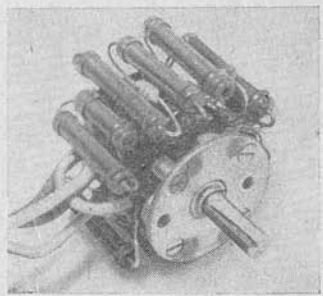


Bild 7 Ansicht des Eingangsspannungsumschalters

Bild 4. Über den Serienwiderstand R_0 schaltet man parallel zum zu messenden Widerstand die Spannungsquelle U ein (eine Monozelle 1,5 V). Der unbekannte Widerstand R_x und der Serienwiderstand R_0 bilden den Spannungsteiler, an dem mit dem Elektronenvoltmeter die Spannung gemessen wird. Durch geeignete Wahl der einzelnen Serienwiderstände R_0 können die Meßbereiche verändert werden.

Da es genügt, die Widerstände lediglich informativ zu messen, wurde eine Widerstandsreihe im Verhältnis 1:100 gewählt. Zur Genauigkeit der Messung im Rahmen der Ablesegenauigkeit an der Skala des Meßwerks genügt es, für den Spannungsteiler $R18$ bis $R21$ ganze Werte der Widerstände zu wählen.

Damit die Sicherheit der MOSFET bei zufälligem Einschalten einer unzulässig hohen Spannung am Eingang nicht gefährdet wird, ist der Eingang mit einer Glimmlampe überbrückt, die in dem Augenblick zündet, da die Spannung den Zündpunkt erreicht. Das erfordert eine Glimmlampe mit möglichst niedriger Zündspannung und kleinen Abmessungen. Es eignet sich entweder eine Miniatur-Spezialglimmlampe (Bild 8) oder eine beliebige kleine Signalglimmlampe mit einer Zündspannung unter 70 V (die Mehrzahl der MOSFET einschließlich des Transistors *Tesla KF520* vertragen diese Spannung zwischen den Elektroden G und S). Die Glimmlampe schützt den Transistor vor allzu großer Spannung in der Sperrrichtung. Auch in Durchlaßrichtung tritt kein Schaden auf, weil der Widerstand $R1$ ($2,2\text{ M}\Omega$) den Strom in Durchlaßrichtung auf die zulässige Größe begrenzt.

Die Verwendbarkeit des Geräts wird noch durch eine einfache Dioden-sonde zum Messen von Wechselfspannungen erweitert. Eine Germaniumdiode *GA 204* in der Sonde verhindert das Messen von Wechselfspannungen über etwa 50 V. Für die laufende Praxis genügt das jedoch, um so mehr, da der Trennkondensator 20 nF für eine Betriebsspannung von wenigstens 1000 V gewählt wird, so daß eine Gleichspannung am Meßpunkt bis zu 500 V betragen kann.

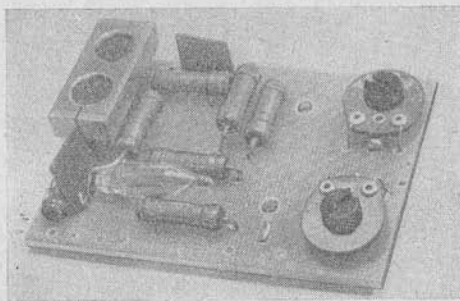


Bild 8
Ansicht der bestückten
Leiterplatte des Voltmeter-
Verstärkerteils; im Kühl-
block die beiden MOSFET

Stromversorgung des Voltmeters

Das Gerät braucht zu seiner Funktion eine Spannung von 30 V, was für Transistorgeräte ungewöhnlich hoch ist (Strombedarf etwa 3 mA). Der Batteriebetrieb setzt, wenn er sparsam und wirtschaftlich sein soll, zugängliche und betriebssichere Batterien voraus. Ideal wäre die Verwendung von Flachbatterien. Es ist jedoch nicht gut möglich (Abmessungen!), einen Komplex von 7 Flachbatterien zur Speisung des Geräts zusammenzustellen, und zwar vor allem im Hinblick auf die Spannungsminderung der Batterie während des Betriebs. Es ist also klar, daß die Realisierung des Voltmeters mit MOSFET mit einer geeigneten Spannungsquelle steht und fällt. Als eine der einfachsten Lösungen bietet sich eine gewöhnliche Flachbatterie mit Transverter an.

Versuche enthüllten jedoch die unangenehme Tatsache, daß keiner der bekannten Transverter die gestellten Bedingungen erfüllt. Eine Lösung bietet schließlich der aus der Fernsehtechnik bekannte *Blocking-Oszillator* (Sperrschwinger). Die Stromversorgung nach Bild 6 arbeitet so, daß nach Einschalten mit Schalter *S1* (Bild 5) über die Diode *D2* der Kondensator *C10* auf die Batteriespannung aufgeladen wird. Gleichzeitig fließt der Strom durch die Diode *D3* und durch eine Wicklung des Transformators *Tr1* (Transistorausgangstransformator, Primärwicklung). Durch diesen Strom wird in der Sekundärwicklung von *Tr1* ein Strom induziert, der den Transistor *T3* öffnet. Nach dem Einschalten fließt daher ein ständig zunehmender Strom durch den Transistor *T3* bis zum Augenblick seiner Sättigung. Danach kommt es wie beim Sperrschwinger zum Blockieren von *T3*. Die im Magnetfeld des Transformators gespeicherte elektrische Energie verursacht Einschwingen wie im Zeilentransformator eines Fernsehempfängers. Die entstandene Spannungsspitze lädt den Kondensator *C11* und über den Filterwiderstand auch den Kondensator *C10* auf.

Damit die Ausgangsspannung von der Spannung der Speisebatterie unabhängig ist, wird der Kreis durch eine Stabilisierungsbrücke vervollständigt, bestehend aus den Widerständen *R34*, *R35*, *R36* und aus einer Zenerdiode *D1*. In die Diagonale der Stabilisierungsbrücke ist der Transistor *T3* geschaltet. Die Spannung am Emitter wird von der Zenerdiode *D1* konstantgehalten. Die Spannung an der Basis greift man vom Widerstandsspannungsteiler ab; sie schwankt übereinstimmend mit der Spannung der Stromquelle. Der Transistor *T4* steuert die Verstärkung des Transistors *T5*, und dieser bestimmt den Arbeitspunkt des Transistors *T3*. Damit ist der Kreis der Stabilisierung geschlossen. Am Ausgang wird eine konstante Spannung von 30 V gehalten. Der Widerstand *R31* begrenzt den Maximalstrom der Basis des Transistors *T3*. Der Kondensator *C12* blockt die Rückkopplungswicklung des Transformators ab.

Einzelteile und erzielte Ergebnisse

Die verwendeten Transistoren hatten durchweg einen Verstärkungsfaktor β größer als 50. Wichtig ist, daß der Transistor *T5* wirklich einen minimalen Reststrom I_{CE0} aufweist. Es wurde ein Transistor *OC45* (*OC169*) mit dem Strom I_{CE0} kleiner als $15 \mu\text{A}$ verwendet. Bei der Zenerdiode *D1* ist es sehr wichtig, daß sie die Zenerspannung bei minimalem Stromdurchfluß erreicht. In dem beschriebenen Kreis wurde eine Diode verwendet, die die Zenerspannung bereits bei einem Strom von etwa 1 mA mit Sicherheit erlangte. Aus Betriebsgründen wählte man jedoch einen Querstrom von etwa 2 mA .

Die Ausgangsspannung der Stromversorgung kann man durch den Abgriff am Spannungsteiler *R34* und *R35* an der Basis des Transistors *T4* wählen. Bei einer Ausgangsspannung von 30 V und einer Stromentnahme von 3 mA arbeitet der Kreis zuverlässig schon bei einer Batteriespannung von $2,5 \text{ V}$. Die Stromentnahme aus der Batterie betrug 110 mA bei einer Spannung von $2,6 \text{ V}$; sie verminderte sich auf 50 mA bei der Spannung $4,7 \text{ V}$ einer frischen Batterie. Die Welligkeit des Ausgangstroms wird bei der Spannung einer frischen Batterie unter 30 mV , bei einer Batteriespannung von 3 V unter 80 mV gehalten. Man kann somit behaupten, daß es gelungen ist, eine beinahe ideale Lösung des Stromversorgungsproblems zu finden.

Die konstruktive Lösung geht aus den Fotos hervor. Der Verstärker (Bild 5 – strichlinierte Begrenzung) befindet sich auf einer selbständigen Leiterplatte (Bild 8). Die Anschlüsse zur übrigen Schaltung befinden sich am Rand. Die Leiterplatte wird an den Klemmen des Meßwerks festgeschraubt. Das Meßwerk ist entstanden aus einem $100\text{-}\mu\text{A}$ -Meßwerk, in dem man den Nullausschlag in die Mitte der Skala verlagerte. Damit entfiel das Umschalten der Polarität des Geräts auf die Polarität der angelegten Spannung. Eine positive Eingangsspannung bewirkt einen Zeigerausschlag von der Mitte nach rechts, eine negative Eingangsspannung Ausschlag nach links. Die Meßwerkskala hat eine zweifache Eichung, und zwar bis 5 und 15 Einheiten (in beiden Richtungen). Unter der Spannungsskala befindet sich die Skala für die Widerstandsmessung. Die Übertragung für die Widerstandsmessung hinsichtlich des Verlaufs der Spannungsskala ist in der Tabelle angegeben.

Alle Einzelteile (mit Ausnahme der Flachbatterie) sind mechanisch auf dem Gehäusedeckel (Deckelabmessungen $160 \text{ mm} \times 95 \text{ mm}$, Gehäusehöhe 65 mm) befestigt, der aus Blech von 1 mm Dicke besteht. Das ganze Gerät besteht aus 3 Teilen, die angefertigt, einzeln geprüft und erst dann montiert werden, und zwar sind es: Verstärker (am Meßgerät angeschraubt – Bild 8 und Bild 11), 30-V -Stromversorgung (auf einer getrennten Leiterplatte montiert), die am Gerät mit 3 Distanzstücken aus Plastwerkstoff befestigt ist (Bild 9 und Bild 10), und Einzelteilkomplex rings um den

Tabelle Eichpunkte für die Widerstandsskaleneichung

Spannungsskala	Widerstandsskala	Spannungsskala	Widerstandsskala
1,4	0,1	7,1	0,9
2,5	0,2	7,5	1,0
3,4	0,3	9,0	1,5
4,3	0,4	10,0	2,0
5,0	0,5	11,3	3,0
5,6	0,6	12,0	4,0
6,2	0,7	12,5	5,0
6,7	0,8	13,6	10,0
		15,0	∞

Eingangsspannungsteiler (alle werden vorher an den Umschalter montiert – Bild 7 und Bild 10). Die restlichen Einzelteile, d.h. Buchsen, Unterteil der Steckverbindung und Knopp-potentiometer, werden direkt am oberen Deckelrand angeschraubt (Bild 11). Die als gemeinsame Buchse benutzte und mit „ Ω “ bezeichnete Buchse ist eine Trennbuchse. Mit dem Um-

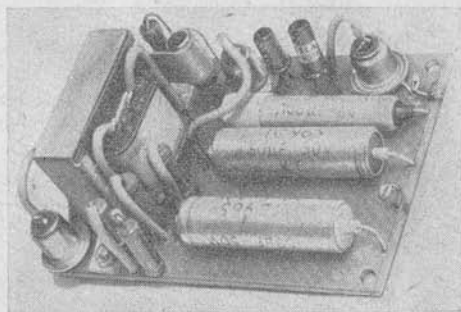


Bild 9
Ansicht der bestückten
Leiterplatte für die Strom-
versorgung

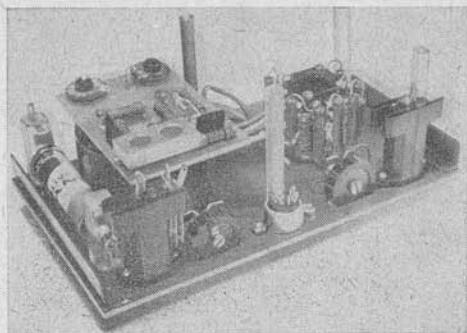


Bild 10
Blick auf die Frontplatte
des Voltmeters; die Leiter-
platte der Stromversorgung
wird an den 3 Kunststoff-
abstandsstücken befestigt

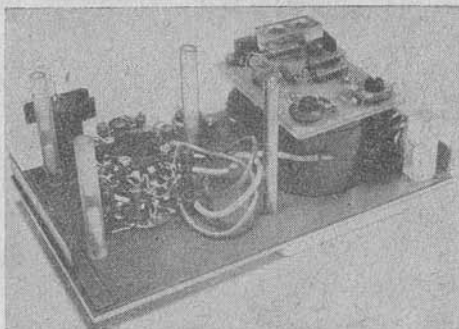


Bild 11
 Ansicht der anderen Seite
 der Frontplatte mit Buchsen
 und Knopfpotentiometern;
 ganz links die Batterie zur
 Widerstandsmessung

schaltkontakt der Buchse S_{pol} wird das ganze Gerät durch bloßes Einstecken des entsprechenden Bananensteckers ein- und ausgeschaltet (durch Einstecken des „kalten“ Endes des Zuleitungskabels).

Alle Einzelteile sind gegen das Gehäuse isoliert montiert. Das Gerät hat eine sogenannte schwimmende Erde, was eine Reihe von Vorteilen hinsichtlich der Einsatzmöglichkeit des Geräts bietet.

Der Anblick des Geräts wird wesentlich verbessert durch eine Deckplatte aus Piacryl, die man auf der Rückseite mit gravierter und mit Farbe

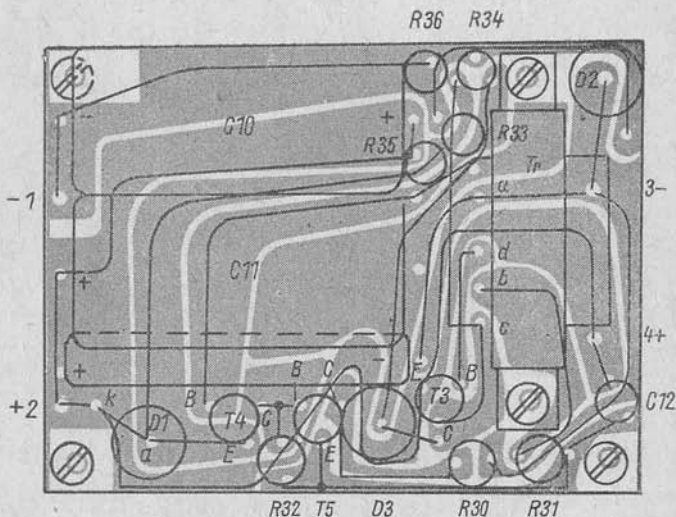


Bild 12 Leiterplatte für die Stromversorgung

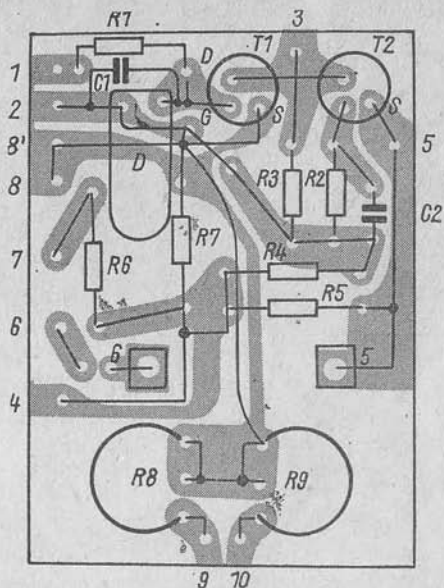


Bild 13
Leiterplatte für den Verstärkerteil

ausgefüllter Schrift versteht. Die Frontplatte selbst ist vollständig mit einer Deckfarbe von geeigneter Farbtonung gespritzt, so daß sie die Köpfe der Montageschrauben verdeckt und dem Gerät ein gefälligeres Aussehen verleiht.

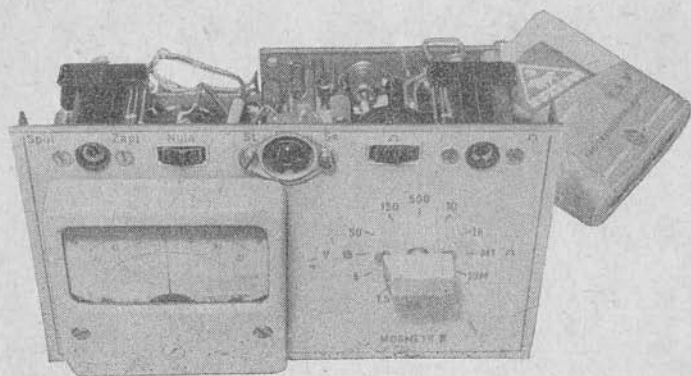


Bild 14 Ansicht des kompletten elektronischen Voltmeters mit MOSFET-Bestückung

Eine einfache Prüfsonde für Gleichspannungsmessungen fertigt man leicht aus einer ausrangierten Kugelschreibermine mit Kugelspitze an. Die Kugelspitze dient gleichzeitig als Prüfspitze. Damit die Spitze am gemessenen Kontakt haftet, genügt es, sie mit einer Spirale mit Häkchen aus Stahldraht (Durchmesser 0,2 bis 0,3 mm) zu versehen. Die Verbindung zwischen Sonde und Steckverbindung (üblicher 5poliger NF-Verbindungsstecker, z. B. aus Rundfunkgeräten) muß aus einem biegsamen abgeschirmten Kabel bestehen. Die Zuleitung für die Widerstandsmessung, die mit der Buchse Ω verbunden wird, kann beliebig sein, z. B. aus einer biegsamen Litze mit PVC-Isolierung, die am Ende mit einer Krokodilklemme versehen ist.

Die Vorlagen für die Leiterplatten (Bild 12 und Bild 13) vervollständigen die Beschreibung, obwohl wahrscheinlich jeder Konstrukteur das Gerät gemäß seinen eigenen Bedingungen gestalten wird.

Elektronik-Splitter

Über Bells Telefon erklärte Edison: „Anfangs sah ich im Telefon nichts anderes als irgendeinen neuen Telegraphenapparat, mit dem von einer Stelle zur anderen Informationen weitergeleitet werden konnten . . . Es war Puskás, der . . . eine Zentrale entwarf, an die Abonnenten in beliebiger Zahl angeschlossen werden konnten . . . Das war etwa im Jahre 1877.“

Der Ungar Tivadar Puskás hatte seine Erfindung bereits in ganz Europa patentiert, als der zuständige ungarische Minister über seine Einführung noch folgende Meinung äußerte: „Budapest dient nicht dazu, solche Dinge hier auszuprobieren.“

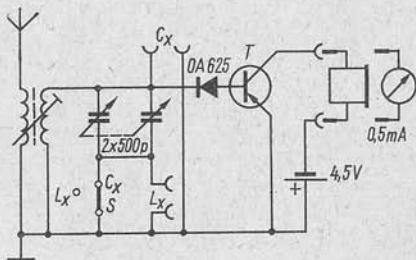
Im Februar 1881 gab es erst eine einzige Telefonlinie in der ungarischen Hauptstadt (im Besitz der Zeitung Pesti Hirlap). Am 1. Mai wurde die sechste Telefonzentrale in Europa mit 25 Abonnenten eröffnet. 1895 gab es 3019 Abonnenten. Die „Sprechende Zeitung“, der Drahtspruch ist ebenfalls eine Erfindung von Puskás.

Aus den jüngsten Jahrgängen der Zeitschriften *Amatérské Radio* und *Radiovy Konstrukter* sollen einige Schaltungen aus der Meßpraxis vorgestellt werden. Dabei sind Schaltungen ausgewählt worden, die nicht zu kompliziert sind und die man für die Selbstbaupraxis, z. B. von Transistorempfängern, vordringlich benötigt.

Meßpraxis bei Spulen und Kondensatoren

Zur Messung der Induktivitätswerte von Spulen und der Kapazitätswerte von Kondensatoren dienen spezielle Meßgeräte. Nicht jeder hat sie zur Verfügung. Wie man sich mit einfachen Mitteln behelfen kann [1], zeigt die Schaltung Bild 1. Es genügt ein einfacher Detektorempfänger mit Transistorverstärker, wenn ein größerer Rundfunksender in der Nähe ist. Der Schwingkreis des Detektorempfängers wird zur Messung herangezogen. Damit man Kapazitäten von etwa 0 pF bis 950 pF bestimmen kann, besteht der Abstimm-drehkondensator des Detektorschwingkreises aus einem 2fach-Drehkondensator 2×500 pF. Der Abstimmknopf des Drehkondensators erhält einen Zeiger; die Skala ist von 50...1000 pF zu eichen. Die Antenne, bei größerer Entfernung vom Sender eine hochangebrachte Drahtantenne, wird über eine Antennenspule an die Schwingkreisspule angekoppelt. Die Antennenspule hat etwa 30 bis 50% der Windungszahl der Schwingkreisspule.

Bild 1
Einfacher Detektorempfänger
als LC-Meßgerät



Induktivität, Kapazität und Frequenz, dieser Zusammenhang ist durch die *Thomsonsche* Schwingkreisformel festgelegt:

$$L = \frac{25\,330}{f^2 \cdot C},$$

L – Induktivität in μH ; f – Frequenz in MHz; C – Kapazität in pF.

Der Detektorschwingkreis ist so zu dimensionieren, daß bei voll eingedrehtem Drehkondensator ($C = 1000$ pF) gerade der in der Nähe liegende Rundfunksender empfangen wird, z.B. Berliner Rundfunk auf $f = 611$ kHz = 0,611 MHz. Dazu gehört eine Induktivität der Schwingkreisspule von

$$L = \frac{25\,330}{0,611^2 \cdot 1000} = \frac{25\,330}{373,3} = 68 \mu\text{H}.$$

Die Windungszahl legt man an Hand der Kernkonstanten des verwendeten HF-Spulenkörpers fest. Soll die Kapazität eines Kondensators bestimmt werden, so schaltet man den Schalter in Stellung C_x und schließt den Kondensator an die Buchsen C_x an. Dadurch wird der Schwingkreis verstimmmt; durch Herausdrehen des Drehkondensators stimmt man wieder auf den zuvor eingestellten Rundfunksender ab. Dabei steht der Zeiger des Drehkondensators bei 300 pF. Die Differenz 1000 pF – 300 pF = 700 pF ist der Kapazitätswert für den Kondensator C_x . Der Indikator zur Anzeige des Empfangs des Rundfunksenders kann der Kopfhörer oder ein Meßwerk (0,5 mA Endausschlag) sein (Bild 1). Als Betriebsspannung eignen sich solche von 1,5 bis 6 V.

Zur Messung der Induktivität einer Spule legt man den Schalter S in Stellung L_x und schließt die Spule an den Buchsen L_x an. Während bei der C -Messung der Kondensator parallel zum Schwingkreis angeschlossen wurde, ist bei der L -Messung die Spule in den Schwingkreis zu schalten (Reihenschaltung von Spulen). Die auftretende Verstimmung des Schwingkreises wird mit dem Drehkondensator wieder ausgeglichen. Angenommen, man hört den Rundfunksender bei $C = 600$ pF wieder, dann ist die durch L_x erforderliche Kapazitätsänderung 1000 pF – 600 pF = 400 pF. Bezogen auf die maximale Kapazität, ergibt sich das Verhältnis $1000/400 = 2,5$. In diesem Verhältnis hat sich durch die Reihenschaltung der Spulen auch die Induktivität im Schwingkreis verändert, also $68 \mu\text{H} \cdot 2,5 = 170 \mu\text{H}$. L_x ist dann die Differenz, also $170 \mu\text{H} - 68 \mu\text{H} = 102 \mu\text{H}$.

Steht für die Meßpraxis ein abstimmbarer Prüfgenerator zur Verfügung, so kann man das im Bild 2a gezeigte Meßprinzip anwenden [2], [3]. An einem in den Schwingkreis geschalteten Widerstand ist die HF-Spannung der Prüfgenerators einzuspeisen. Der Prüfgenerator wird auf die Resonanzfrequenz des Schwingkreises eingestellt; als Abstimmhilfe dient ein empfindliches Meßwerk mit Gleichrichterschaltung. Mit der im Bild 2b

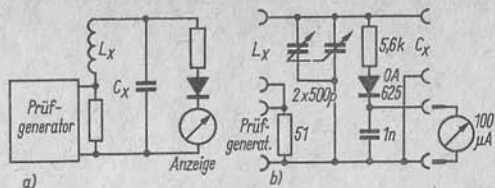


Bild 2 Zusatzgerät für den Prüfgenerator zur LC-Messung;
a — Messprinzip, b — Schaltung für das Zusatzgerät

angegebenen Schaltung können Induktivitäten von $1 \mu\text{H}$ bis 25 mH und Kapazitäten von 10 pF bis 25 nF bestimmt werden. Zusätzlich zu der angegebenen Schaltung benötigt man lediglich eine Normalspule $100 \mu\text{H}$, ein Meßwerk $100 \mu\text{A}$ und den Prüfgenerator. Die Eichung des 2fach-Drehkondensators im Bereich $10 \dots 1000 \text{ pF}$ kann mit Hilfe der Normalspule $100 \mu\text{H}$, dem Prüfgenerator und Tabelle 1 vorgenommen werden.

Tabelle 2 dient zur Bestimmung der Werte im Bereich $1 \dots 25 \text{ nF}$, bzw. $1 \dots 25 \text{ mH}$.

Die Normalspule $100 \mu\text{H}$ stellt man selbst her, allerdings verwendet man dazu keine HF-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern. Geeigneter ist eine 1lagige Zylinderspule auf einem Keramikkörper. Bei einem Durchmesser von 18 bis 20 mm sind etwa 100 Wdg. , bei 25 mm etwa 70 Wdg. , $0,25\text{-mm-CuL}$, erforderlich.

Tabelle 1 Für Werte $10 \dots 1000 \mu\text{H}$ und $10 \dots 1000 \text{ pF}$ (Bild 2b)

L_x, C_x $\mu\text{H}, \text{pF}$	f MHz	L_x, C_x $\mu\text{H}, \text{pF}$	f MHz	L_x, C_x $\mu\text{H}, \text{pF}$	f MHz	L_x, C_x $\mu\text{H}, \text{pF}$	f MHz
10	5,04	210	1,10	410	0,784	680	0,610
20	3,55	220	1,08	420	0,775	700	0,601
30	2,90	230	1,05	430	0,767	720	0,592
40	2,51	240	1,025	440	0,759	740	0,585
50	2,25	250	1,005	450	0,749	750	0,580
60	2,05	260	0,988	460	0,740	760	0,576
70	1,90	270	0,969	470	0,734	780	0,569
80	1,78	280	0,950	480	0,725	800	0,562
90	1,68	290	0,935	490	0,719	820	0,555
100	1,59	300	0,920	500	0,714	840	0,548
110	1,51	310	0,905	520	0,697	850	0,546
120	1,45	320	0,890	530	0,684	860	0,542
130	1,39	330	0,875	540	0,676	880	0,536
140	1,34	340	0,863	560	0,671	900	0,531
150	1,30	350	0,850	580	0,661	920	0,525
160	1,26	360	0,839	600	0,650	940	0,518
170	1,22	370	0,824	620	0,639	950	0,515
180	1,19	380	0,815	640	0,629	960	0,513
190	1,14	390	0,805	650	0,624	980	0,509
200	1,12	400	0,795	660	0,620	1000	0,504

Tabelle 2 Für Werte 1...25 mH und 1...25 nF (Bild 2b)

L_x, C_x $\mu\text{H}, \text{pF}$	f kHz	L_x, C_x $\mu\text{H}, \text{pF}$	f kHz	L_x, C_x $\mu\text{H}, \text{pF}$	f kHz
1000	504	2700	307,8	6800	193,5
1100	479	3000	291	7500	183,5
1200	459	3300	278	8200	175,2
1300	442	3600	265	9100	167
1500	412	3900	255,8	10000	159
1600	398	4300	241	12000	145,1
1800	376	4700	232	15000	130
2000	356,3	5100	223	18000	118,2
2200	341	5600	212,6	20000	112,4
2400	325,9	6200	202,3	25000	100,2

Messung kleiner Kapazitäten

Bei L_x wird die Normalspule $100 \mu\text{H}$, bei C_x der zu messende Kondensator angeschlossen. Den Drehkondensator bringt man auf minimale Kapazität (Drehkoanfangskapazität etwa 10 pF). Mit dem angeschlossenen Prüfgenerator wird im Bereich $0,5 \dots 5 \text{ MHz}$ die Resonanzfrequenz des Schwingkreises gesucht. Das Meßwerk $100 \mu\text{A}$ zeigt dabei einen maximalen Zeigerausschlag. Läßt sich am Prüfgenerator die Frequenz 650 kHz ablesen, so entspricht das nach Tabelle 1 einer Kapazität von 600 pF . Davon zieht man noch die Drehkoanfangskapazität (10 pF) ab, so daß

$$C_x = 600 \text{ pF} - 10 \text{ pF} = 590 \text{ pF}.$$

Es ist auch möglich, den Kondensator C_x bei der eingestellten Resonanzfrequenz abzuklemmen und durch Abstimmen mit dem Drehkondensator erneut die Resonanzstelle zu suchen. An der Kapazitätsskala kann man dann einen Wert ablesen, der dem von C_x entspricht. Nach der Thomsonschen Schwingkreisformel ist

$$C_x = \frac{253 \cdot 10^8}{L \cdot f^2}$$

in pF , μH und kHz .

Bei $L = 100 \mu\text{H}$ (Normalspule) ist dann

$$C_x = \frac{253 \cdot 10^6}{f^2}$$

in pF und kHz .

Messung größerer Kapazitäten

Man verwendet bei diesen Messungen ebenfalls die Normalspule $100 \mu\text{H}$. Der Drehkondensator wird auf einen Wert von 100 pF eingestellt, der Prüfgenerator im Bereich 100 bis 500 kHz benutzt. Mit der Tabelle 2 be-

stimmt man mit Hilfe des abgelesenen Frequenzwerts den Kapazitätswert des unbekanntenen Kondensators. Es gilt für Zwischenwerte die Formel

$$C_x = \frac{253 \cdot 10^6}{f^2} - 100 \quad \text{in pF und kHz.}$$

Messung der Induktivität $> 10 \mu\text{H}$

Der Drehkondensator ist auf 95 pF einzustellen, so daß gleichzeitig die Wicklungskapazität der Spule berücksichtigt wird. Für die Schwingkreis-kapazität gilt dann der Wert 100 pF. Bei Berücksichtigung dieses Wertes ergibt sich

$$L_x = \frac{253 \cdot 10^6}{f^2}$$

in μH und kHz.

Mit der abgelesenen Resonanzfrequenz findet man den Induktivitäts-wert für $f > 500 \text{ kHz}$ in Tabelle 1, für $f < 500 \text{ kHz}$ in Tabelle 2.

Messung der Spulenwicklungskapazität

Mit einem beliebig eingestellten Kapazitätswert (z.B. $C_1 = 480 \text{ pF}$) stellt man bei angeschlossener Spule die Resonanzfrequenz ein (z.B. $f_1 = 725 \text{ kHz}$). Nun wird der Prüfgenerator auf die doppelte Frequenz ($f_2 = 2 \times 725 \text{ kHz} = 1450 \text{ kHz}$) abgestimmt. Mit dem Drehkondensator sucht man wieder die Resonanzstelle (z.B. $C_2 = 110 \text{ pF}$). Zur Berechnung der Spulenwicklungskapazität C_L gilt die Formel

$$C_L = \frac{C_1 - 4 \cdot C_2}{3} \quad \text{in pF.}$$

Für das Meßbeispiel erhält man

$$C_L = \frac{480 - 4 \cdot 110}{3} = \frac{480 - 440}{3} = \frac{40}{3} \approx 13 \text{ pF.}$$

Messung der Induktivität 1 bis $10 \mu\text{H}$

Obwohl dieser Bereich in den Tabellen nicht enthalten ist, kann man Spulen in diesem L -Bereich messen. Der Meßvorgang entspricht dem der Messung der Spulenwicklungskapazität. Für die Berechnung gilt die Formel

$$L_x = \frac{19000}{f_1^2 (C_1 - C_2)} \quad \text{in } \mu\text{H, MHz und pF.}$$

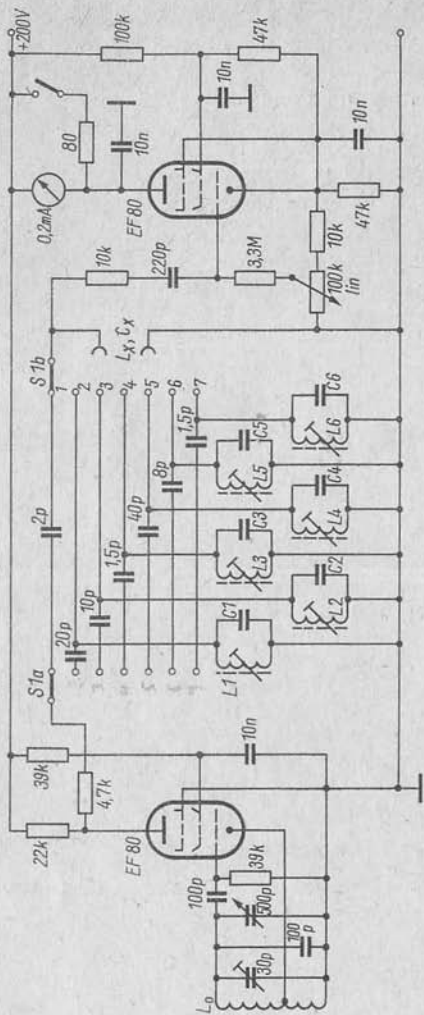


Bild 3 Schaltung eines LC-Meßbrüts nach dem Resonanzverfahren

Ein *LC*-Meßgerät [4], [5], das nach dem HF-Resonanzverfahren arbeitet, zeigt Bild 3. Der zu messenden Induktivität bzw. Kapazität liegt ein entsprechend dimensionierter HF-Schwingkreis parallel. Die von einem abstimmbaren Oszillator (linke Röhre *EF 80*) erzeugte Frequenz wird im Resonanzfall als Resonanzspannung mit einem Röhrenvoltmeter (rechte Röhre *EF 80*) gemessen. Der mit dem Oszillator erfaßte Frequenzbereich ist 300...600 kHz. Neben der *LC*-Messung in den Meßbereichen

$$10 \dots 100 \mu\text{H}, 100 \dots 1000 \mu\text{H}, 1 \dots 100 \text{ mH};$$

$$0 \dots 100 \text{ pF}, 0 \dots 1000 \text{ pF}, 0 \dots 1 \text{ nF}$$

kann das Gerät als unmodulierter Prüfgenerator (mit Oberwellen bis 3 MHz), zur Bestimmung der Kernkonstanten *k* von HF-Eisenkernspulen (mit Probenspule mit 100 Wdg.) und zum Gütevergleich bzw. Abgleich von Schwingkreisen im Bereich 300...600 kHz verwendet werden.

In Stellung 1 des Schalters *S1a/S1b* liegt die Oszillatorfrequenz an den Buchsen L_x/C_x , so daß Messungen an Schwingkreisen bzw. Abgleicharbeiten möglich sind. Die Schalterstellungen 2...4 dienen zur *L*-Messung, die von 5...7 zur *C*-Messung. Für die angeschalteten Meßkreise gibt Tabelle 3 die entsprechenden Werte an. Da sich die Skalen für die einzelnen *L*- bzw. *C*-Bereiche decken, genügt eine Skala für die *L*-Messung und eine für die *C*-Messung. Dazu kommt eine Skala für die Kernkonstante *k* und eine Frequenzskala. (Werte dafür in den Tabellen 4, 5 und 6). Zur Eichung der Frequenzskala kann man die Frequenzen bekannter Rundfunksender benutzen. Außerdem sollte man folgende *L*- bzw. *C*-Werte mit guter Genauigkeit zur Verfügung haben: 10 μH , 100 μH , 1 mH, 100 pF, 1 nF und 10 nF.

Bei der Messung von Induktivitäten bzw. Kapazitäten sucht man die Resonanzstelle, man stimmt also auf maximalen Zeigerausschlag ab. Zu berücksichtigen bleibt lediglich der eingeschaltete Multiplikationsfaktor des Meßbereichs. Um Induktivitäten < 10 μH messen zu können, schaltet man eine Induktivität von $L_2 = 10 \mu\text{H}$ mit der zu messenden Spule L_x in Reihe.

Es wird

$$L_x = L_1 - L_2 = L_1 - 10 \mu\text{H},$$

L_1 — gemessene Induktivität der Reihenschaltung in μH .

Tabelle 3 Spulen- und Kapazitätswerte der Schwingkreise (Bild 3)

Bereich 2	Bereich 3	Bereich 4	Bereich 5	Bereich 6	Bereich 7
10...100 μH	100...1000 μH	1...100 mH	0...10000 pF	0...1000 pF	0...100 pF
$L_1 = 30 \mu\text{H}$	$L_2 = 300 \mu\text{H}$	$L_3 = 3 \text{ mH}$	$L_4 = 21,2 \mu\text{H}$	$L_5 = 212 \mu\text{H}$	$L_6 = 2,12 \text{ mH}$
$C_1 = 9400 \text{ pF}$	$C_2 = 940 \text{ pF}$	$C_3 = 94 \text{ pF}$	$C_4 = 3333 \text{ pF}$	$C_5 = 333 \text{ pF}$	$C_6 = 33,3 \text{ pF}$
4 × 13 Wdg.	4 × 43 Wdg.	4 × 134 Wdg.	4 × 11 Wdg.	4 × 36 Wdg.	4 × 114 Wdg.
0,2-mm-CuL	0,2-mm-CuL	0,1-mm-CuL	0,2-mm-CuL	0,2-mm-CuL	0,1-mm-CuL

Verwendet wird ein 4-Kammer-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern.

$L_0 = 4 \times 52 \text{ Wdg.}$, 0,2-mm-CuL, Anzapfung bei 17. Wdg. vom kalten Ende.

Tabelle 4 Kernkonstante k in Abhängigkeit vom L -Wert
(Bereich 100...1000 μH , Probespule mit 100 Wdg.)

L μH	K	L μH	K	L μH	K
1000	100	309	180	148	260
826	110	277	190	137	270
694	120	250	200	127	280
591	130	226	210	119	290
510	140	206	220	111	300
444	150	189	230	104	310
390	160	173	240		
346	170	160	250		

Tabelle 5 Skalenwerte zur Induktivitätsmessung

f kHz	L_x μH	f kHz	L_x μH	f kHz	L_x μH
602	10	464	22	353	80
581	11	452	24	348	90
563	12	441	26	343	100
548	13	433	28	330	150
533	14	426	30	323	200
522	15	411	35	316	300
510	16	399	40	312	400
502	17	389	45	310	500
490	18	381	50	306	1000
483	19	369	60	301	∞
476	20	360	70		

Tabelle 6 Skalenwerte zur Kapazitätsmessung

f kHz	C_x pF	f kHz	C_x pF	f kHz	C_x pF
602	0	505	14	381	50
594	1	495	16	370	55
585	2	485	18	360	60
577	3	476	20	351	65
569	4	467	22	342	70
561	5	459	24	334	75
554	6	451	26	327	80
547	7	444	28	320	85
540	8	437	30	313	90
533	9	421	35	307	95
528	10	406	40	301	100
517	12	393	45		

Tabelle 7 Skalenwerte zur Messung von Induktivitäten $< 10 \mu\text{H}$

f kHz	L_x μH	f kHz	L_x μH	f kHz	L_x μH
602	0	510	6	452	14
581	1	502	7	441	16
563	2	490	8	433	18
548	3	483	9	426	20
533	4	476	10		
522	5	464	12		

Für den Meßbereich $10 \dots 100 \mu\text{H}$ gibt Tabelle 7 die bereits umgerechneten Werte an. Bei Induktivitäten $> 100 \mu\text{H}$ schaltet man eine Induktivität $L_2 = 1 \text{ mH}$ parallel zur Induktivität L_x .

Es wird

$$L_x = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 - L_2} \quad \text{in mH,}$$

L_1 – gemessene Induktivität der Parallelschaltung in mH.

Ebenso verfährt man bei der Messung von Kapazitäten $> 10000 \text{ pF}$ (10 nF), man schaltet zum Kondensator C_x einen Kondensator $C_2 = 10 \text{ nF}$ in Reihe.

Es gilt

$$C_x = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 - C_2} \quad \text{in nF.}$$

C_1 – gemessene Kapazität der Reihenschaltung in nF.

Um bei einem HF-Spulenkörper mit HF-Eisenkern die Windungszahl für eine bestimmte Induktivität festzulegen, muß man die Kernkonstante k kennen.

Es gilt

$$k = \frac{w}{\sqrt{L}},$$

k – Kernkonstante;

w – Windungszahl;

L – Induktivität in mH.

Wickelt man auf den HF-Spulenkörper $w = 100$ Wdg., so ist

$$k = \frac{100}{\sqrt{L}}.$$

Zur Messung der Induktivität dieser Probespule benutzt man den Meßbereich $100 \dots 1000 \mu\text{H}$, den man nach Tabelle 4 auch in k -Werten eichen kann.

Schaltungen zum Empfängerabgleich

Für Abgleicharbeiten bei Empfangsgeräten dient der Prüfgenerator. Da ein Anfänger über dieses Gerät meist noch nicht verfügt, sollen 2 einfache Halbleiterschaltungen vorgestellt werden, mit denen Abgleicharbeiten durchgeführt werden können. Beim Superhetempfänger arbeiten im ZF-Verstärker alle HF-Kreise (Einzelkreise bzw. Bandfilter) auf einer Frequenz, z. B. 470 kHz. Am Eingang des ZF-Verstärkers muß man also ein moduliertes Signal dieser Frequenz einspeisen, damit alle ZF-Kreise auf diese Frequenz abgestimmt werden können. Bild 4 zeigt die mit 2 Transistoren bestückte Schaltung eines ZF-Prüfgenerators [6]. Die Schwingkreisspule des ZF-Oszillators ist ein Einzel- bzw. Bandfilterkreis aus einem Transistorsuperhet. Die Modulationsspannung gelangt über einen Übertrager (z. B. Treiberübertrager *K20*) an den Kollektorkreis des ZF-Oszillators. Die zur Modulation erforderliche NF-Spannung wird mit einem *RC*-Generator (1000 Hz) erzeugt. Die Modulation läßt sich abschalten (*S*), regelbare Ausgänge sind für die HF- und die NF-Spannung vorgesehen. Je nach verwendetem Abstimmndrehkondensator (etwa 200 bis 300 pF) liegt der überstrichene Oszillatorfrequenzbereich zwischen 420 kHz und 480 kHz.

Mit Steckspulen ausgerüstet ist der kleine Prüfgenerator, dessen Schaltung Bild 5 zeigt [7]. Die mit dem Transistor *GC 116* erzeugte Modulationsspannung gelangt über einen kapazitiven Spannungsteiler an die Basis des Oszillatortransistors. Die Rückkopplung der Oszillatorschaltung erfolgt durch den Kondensator 47 pF. In den niedrigen Frequenzbereichen ist über eine Spulenanzapfung noch der Kondensator 1 nF parallelgeschaltet.

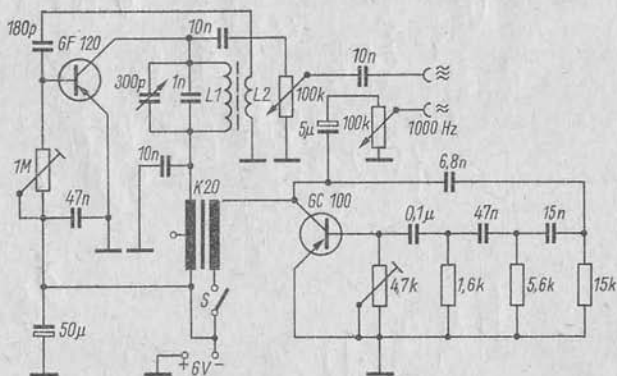


Bild 4 Schaltung eines transistorisierten ZF-Prüfgenerators für den Abgleich von AM-ZF-Verstärkern

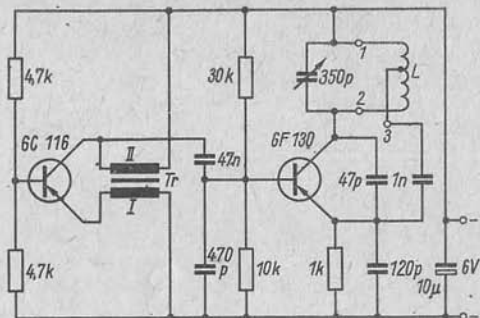


Bild 5 Schaltung für einen einfachen, transistorisierten Prüfgenerator zum Abgleich von Rundfunkempfängern

Die HF-Auskopplung geschieht durch Annähern der Steckspule des Prüfgenerators an den abzugleichenden Schwingkreis.

Bereich	Frequenz	Wdg.-Zahl	Anzapfung	Draht
I	0,15 ... 0,3 MHz	200	20. Wdg.	0,1-mm-CuL
II	0,3 ... 0,75 MHz	140	15. Wdg.	0,1-mm-CuL
III	0,75 ... 1,6 MHz	100	6. Wdg.	0,1-mm-CuL
IV	1,5 ... 4 MHz	50	ohne	0,3-mm-CuL
V	4 ... 10 MHz	11	ohne	0,5-mm-CuL

Für die Bereiche I...IV:

HF-Spulenkörper 8 mm Durchmesser, mit HF-Abgleichkern.

Für Bereich V:

Spulenkörper 15 mm Durchmesser, ohne HF-Abgleichkern.

Für den NF-Übertrager verwendet man einen Trafokern M30,

Wicklung I 200 bis 400 Wdg., 0,1-mm-CuL,

Wicklung II 1000 bis 1500 Wdg., 0,1-mm-CuL.

Literatur

- [1] Lehrgang für Anfänger, Teil 26. Amatérské Radio 11/1966, S. 7
- [2] Pribil, J.: Meßtechnik für die Praxis. Radiovy Konstrukter 3/1965, S. 50
- [3] Puchomov, J.: Zusatzgerät für Prüfgenerator zur LC-Messung. Radio 6/1964, S. 53
- [4] Horacek, J.: Meßgerät für Induktivitäten und Kapazitäten. Amatérské Radio 10/1967, S. 298
- [5] Schellhorn, G.: LC-Meßgerät nach dem HF-Resonanzprinzip. Radioschau 3/1963, S. 112
- [6] Slobodny, Z.: Reparatur von Rundfunkempfängern. Radiovy Konstrukter 3/1967, S. 58
- [7] Patrovsky, V.: Transistor-Prüfgenerator. Amatérské Radio, 9/1964, S. 255

Immer mehr wächst die Zahl jener musikbegeisterten Elektronikamateure, die sich mit der HF- oder Rundfunkstereofonie befassen. Obwohl dieses Gebiet gute Voraussetzungen für den Selbstbau hat, hört man immer wieder berechtigte Klagen, es seien zuwenig Schaltungen zum Nachbau da. Die folgenden Ausführungen sollen helfen, diesen Mangel zu beheben.

Im Bild 1 wird eine einfache Matrix-Dekoder-Schaltung mit Einschalt-schwelle gezeigt [1]. Es handelt sich um eine Telefunken-Entwicklung, die leicht geändert und auf diese Weise für unsere Bauelemente angepaßt worden ist. Dekoder wie der gezeigte schalten sich automatisch erst ab einem bestimmten Pegel der NF-Spannung ein; schwächer einfallende Sender weisen einen für Stereoempfang zu geringen Signal/Rausch-Abstand auf. Dieser ist etwa 20 dB schlechter als bei Monoempfang des gleichen Senders. Deshalb werden die schwächer einfallenden Sender besser monofon empfangen.

Die Wirkungsweise der Schaltung nach Bild 1 ist folgende: Das Multiplexsignal gelangt zur Basis des Transistors *T1*. An seinem Kollektor wird das Summensignal abgenommen, an seinem Emittor die Seitenbänder des Differenzsignals und über *C1* dem Ringdemodulator (4 Dioden *GA100* o. ä., besser das Diodenquartett *4GA114*) zugeleitet. Gleichzeitig erhält das Diodenquartett über *T2/T3* den 38-kHz-Hilfsträger.

Der Weg des Hilfsträgers:

In einem auf 19 kHz abgestimmten HF-Transformator im Kollektor-kreis (*Tr1*) von *T1* wird der Pilotton ausgekoppelt und der Basis von *T2* zugeführt. Hinter dieser Verstärkerstufe befindet sich das bekannte Dioden-Frequenzverdoppler-Netzwerk (*D1/D2*). Es stellt den 38-kHz-Hilfsträger wieder her. Dieser wird in *T3* nochmals verstärkt und der Diodenmatrix zugeführt.

Diese Hilfsträgerspannung ist außerdem von der Diode *D3* im Kollektor-kreis von *T3* gleichgerichtet. An *C2* entsteht eine negative Gleichspannung, deren Größe von der Amplitude der Hilfsträgerspannung abhängig ist. Ein Teil dieser Gleichspannung wird der Basis von *T2* zugeführt; sein Wert läßt sich an *R2* einstellen.

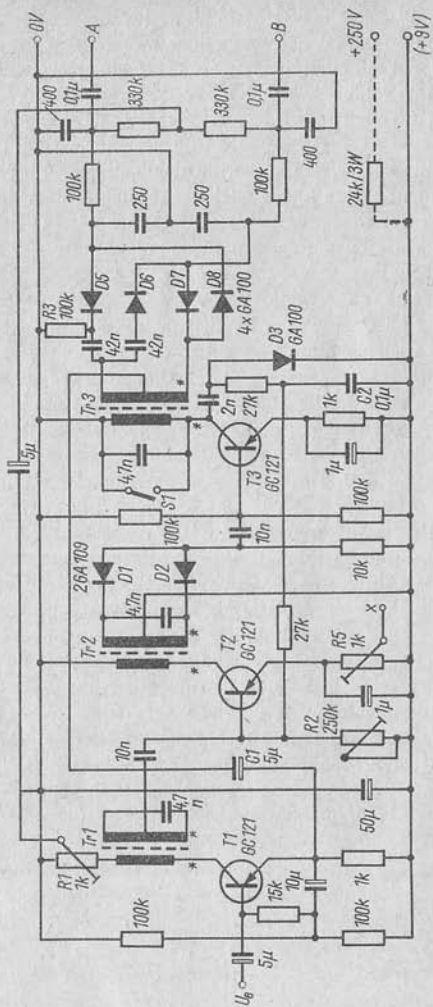


Bild 1 Schaltung des Dekoders
(Der Widerstand R 4 liegt symmetrisch zu R 3 von der Diode D 6 zum Potential + 9 V.)

Die Größe des Hilfsträgers bzw. der aus ihm entstandenen Gleichspannung öffnet folglich mehr oder weniger den Transistor $T2$. Im Extremfall der Monosendung, also bei fehlendem Hilfsträger, ist $T2$ gesperrt. Das jetzt allein zum Diodenquartett gelangende NF-Signal wird in gleichen Teilen auf die beiden Stereokanäle A und B aufgeteilt, denn die Dioden sind über $R3$ und $R4$ in Durchlaßrichtung geschaltet. Schwach einfallende Sender, also solche, die nicht „stereowürdig“ empfangen werden, bewirken nur eine kleine Gleichspannung an $C2$. Sie öffnet den Transistor $T2$ nur wenig, und die an die Diodenmatrix gelangende Hilfsträger-Spannung ist zu gering, um die Vorspannung der Dioden $D4$ bis $D6$ aufzuheben.

Erst stark einfallende Stereosender bewirken eine so große Gleichspannung an $C2$, daß der Transistor $T2$ völlig öffnet. Er verstärkt jetzt voll, die Gleichspannung an $T2$ wächst dadurch weiter usw. Gleichzeitig ist die Hilfsträgerspannung an den Dioden so groß, daß ihre Vorspannung aufgehoben wird. Die Dioden demodulieren jetzt das umgesetzte Differenzsignal (Seitenbänder + Hilfsträger). Durch Addition zum von $R1$ kommenden Summensignal entstehen die ursprünglichen Stereoinformationen an A und B , wie dies der Wirkungsweise eines Matrixdekoders entspricht [2].

Wichtig ist die weitgehende Unterdrückung des 38-kHz-Hilfsträgers am Ausgang des Dekoders. Dies wird durch bifilare, also streng symmetrische Wicklung der Sekundärseite von $T3$ und durch gleiche Kennlinien der Dioden $D4$ bis $D7$ bewirkt. Eventuell kann dem Ausgang des Dekoders noch ein Tiefpaßfilter nachgeschaltet werden, wie es im Bild 2 zu sehen ist. Besonders bei einem angeschlossenen Stereomagnetbandgerät ist dies zu empfehlen, damit Reste des Hilfsträgers nicht mit der Vormagnetisierungsfrequenz unerwünschte Differenzfrequenzen bilden können. Der Rest der Dekoderschaltung ist leicht erklärt: An $R1$ wird die größte Übersprechdämpfung beider Kanäle eingestellt. Mit $S1$ kann der Dekoder auf *Mono* geschaltet werden, wenn bei Stereosendungen einmal kein Stereoempfang gewünscht wird. Der Schalter schließt die Hilfsträgerspannung im Basiskreis von $T3$ kurz. Die Dioden werden wie bei Monoempfang durch die Vorspannung über $R3$ und $R4$ in Durchlaßrichtung

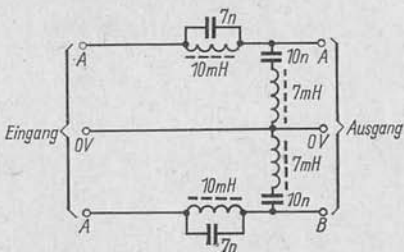
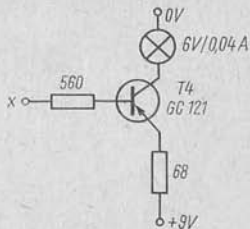


Bild 2
Schaltung des Tiefpaß-
filters hinter dem Stereo-
decoder zur Unterdrück-
ung von Resten des
Hilfsträgers

Bild 3
Stereoanzeigevorrichtung
zu dem beschriebenen Dekoder



tung gepolt, und das NF-Signal erscheint wie bei Monoempfang zu gleichen Teilen an den Ausgängen A und B.

Schließlich stellt die Schaltung Bild 3 eine einfache zusätzliche Stereoanzeigevorrichtung dar: Der Kollektorstrom von T2 (eigentlich sein Emittterstrom) bewirkt an R5 einen Spannungsabfall, der klein bei gesperrtem oder wenig geöffnetem, groß bei geöffnetem Transistor ist, also bei Stereoempfang. Diesen Umstand nützt man aus, indem man eine an R5 abgegriffene Teilspannung der Basis des Schalttransistors T4 zuführt (Punkt x). Bei Stereoempfang öffnet die Gleichspannung den Transistor T4, und die Glühlampe in seinem Kollektorkreis zeigt diesen Zustand durch Aufleuchten an.

Zu den mit dem gezeigten Dekoder erreichten Werten einige Daten: Die maximale Eingangsspannung darf höchstens 2 V betragen. Die Übersprechdämpfung wird mit 40 dB bei 1 kHz angegeben (ein völlig zufriedenstellender Wert), der Klirrfaktor bis Frequenzen von 10 kHz kleiner als 1% und die Stromaufnahme mit 10 mA bei 9 V (ohne Anzeigevorrichtung). Über die Wickeldata gibt die Tabelle Auskunft.

Tabelle Induktivitäten im Dekoder nach Bild 1

Übertrager	Tr 1 (19 kHz)
sekundär	15,4 mH, Anzapfung bei 1/8 der Windungszahl
primär	5% (= 1/20) der Sekundärwindungszahl
Übertrager	Tr 2 (19 kHz)
sekundär	15,4 mH, Anzapfung bei der Hälfte der Windungszahl
primär	5% (= 1/20) der Sekundärwindungszahl
Übertrager	Tr 3 (38 kHz)
primär	3,85 mH
sekundär	gleiche Windungszahl wie primär, mit Mittelanzapfung, bifilar gewickelt

Die Anfänge der Wicklung sind im Schaltbild mit einem + gekennzeichnet. Die Windungszahl errechnet man aus den Kennwerten des verwendeten HF-Topfkerns.

Der Rundfunkempfänger, dem der beschriebene Stereodekoder nachgeschaltet werden soll, muß selbstverständlich hierfür geeignet sein. Seine ZF-Bandbreite soll größer oder gleich 250 kHz sein; es darf möglichst kein Deemphasisglied vor dem Dekoder liegen, und die Zeitkonstante des Amplitudengrenzers im ZF-Verstärker soll klein sein gegenüber der kleinsten Modulationsfrequenzdauer.

Literatur

- [1] Stereodekoder mit Einschaltswelle. *Funkschau* 39 (1967) 5, S. 135 u. 136
[2] *Streng, K. K.*: HF-Stereofonieempfang. Reihe „Der praktische Funkamateuer“, Band 58. Berlin: DMV 1966



Neulich fragte ich den Leiter des Radioklubs der DDR, welches sein aktivstes Referat sei. Die Antwort kam ohne Zögern: „Das Referat Jugendarbeit.“

Diese Worte ließen mich aufhorchen, denn schließlich denken wir prognostisch, und eine Perspektive ohne Jugend wäre nur eine halbe Sache. Also bohrte ich weiter und erfuhr, das sei so, weil die, die das Referat leiten, mit ganzen Herzen dabei sind. Und so kam mir der Gedanke, den Leser mit dem Mann bekannt zu machen, der dem Referat vorsteht. Aber schließlich kann ich nicht voraussetzen, daß jeder Leser



Bild 1 Die jüngsten GST-Mitglieder bauen unter Anleitung von Kamerad Klaffke ihren ersten Detektorempfänger



Bild 2 Viele Fragen haben die Jugendlichen. Oft sitzt der Referatsleiter am Schreibtisch in seiner Greifswalder Wohnung, um sie alle zu beantworten

weiß, was es mit der Jugendarbeit des Radioklubs der DDR auf sich hat. Deshalb zunächst zur Sache, bevor wir zur Person kommen.

Wer heute Funksendeamateur werden will, muß einige Voraussetzungen dazu mitbringen. Von ihm wird ein gutes Staatsbewußsein verlangt, denn im internationalen Amateurfunkverkehr ist er in erster Linie Vertreter seines Landes, also der Deutschen Demokratischen Republik, und erst an zweiter Stelle der Amateurfunker Schulze, Müller oder Lehmann mit dem Rufzeichen *DM3XYZ*.

Natürlich braucht er auch gute technische Kenntnisse, um seine Station in Schwung halten zu können, und nicht zuletzt muß er einen einwandfreien Funkverkehr abwickeln. Kann er das nicht, so ist das für ihn und damit auch für sein Land blamabel.

Darum sollte ein junger Mensch sich erst einmal als *Funkempfangsamateur* betätigen. Denn während dieser Zeit hat er Gelegenheit, sich mit den Gepflogenheiten des Amateurfunkverkehrs vertraut zu machen, ja er ist sogar berechtigt, empfangsseitig aktiv daran teilzunehmen, wenn er im Kreisbildungszentrum eine Prüfung abgelegt hat und als *DM-SWL* registriert ist (*SWL* heißt *Short-Wave-Listener*, also Kurzwellenhörer. *DM* ist der Landeskenner für die Deutsche Demokratische Republik). Er kann sich eine *SWL*-Karte drucken lassen und sie, mit einem Empfangs-

bericht versehen, an Stationen absenden, die er mit seinem Empfänger gehört hat. Wenn der Bericht gut gewesen ist, bekommt er dafür eine Bestätigungskarte von den gehörten Stationen.

Die ersten Kurzwellenhörer gab es schon 1954. Doch in den 60er Jahren hat diese Bewegung, nicht zuletzt dank dem rührigen Referat Jugendarbeit, einen enormen Aufschwung genommen. Beim Radioklub sind jetzt über 5000 SWL registriert. Die meisten von ihnen haben sich einer Klubstation angeschlossen und lernen dort unter Anleitung erfahrener Sendeamateure das ABC des Amateurfunks. Trotzdem ist eine zentrale Anleitung unumgänglich. Daher wird in diesem Jahr bereits zum 7. Male der DM-SWL-Wettbewerb veranstaltet, der zur Aktivierung der Hörerbewegung dient. Der Bezirk Frankfurt (Oder) hat den Gedanken aufgegriffen und führt ebenfalls schon seit einigen Jahren mit ständig steigendem Erfolg Hörerwettkämpfe durch.

In der Zeitschrift FUNKAMATEUR bekommen die Hörer auf den Seiten *Unser Jugend-QSO* Hinweise für ihre Weiterbildung, und der Posteingang beim Referatsleiter *Egon Klaffke* beweist das große Interesse an diesen Veröffentlichungen.

Jeden Sonntag gegen 9.15 Uhr sendet eine eigene Amateurfunkstation unter dem Rufzeichen DMØSWL auf dem 80-m-Band Nachrichten und



Bild 3 An seiner Station DM 2 BFA ist er selten zu finden. Die Jugendarbeit nimmt ihn zu sehr in Anspruch

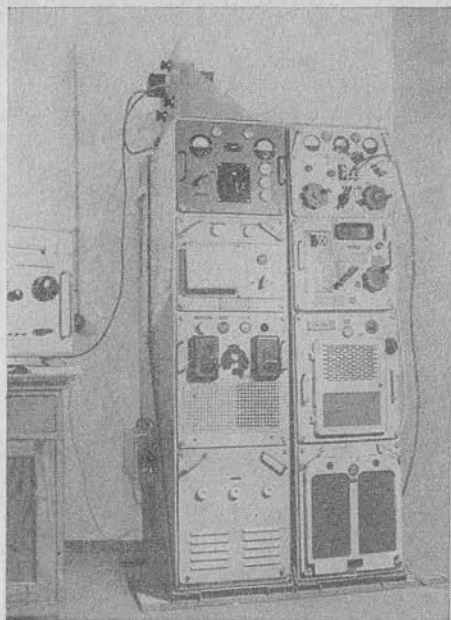


Bild 4
Die Rundspruchstation
DM Ø SWL (Standort
Greifswald) sendet jeden
Sonntag für die KW-
Hörer

Informationen für die SWL und bestätigt jeden ordentlichen Hörbericht mit einer Karte.

Vieles ließ sich über die Jugendarbeit des Radioklubs der DDR sagen, sei es über das Sachgebiet Technik unter Leitung von DM2AXA, *Ernst Fischer*, der schon viele praktische Hinweise für die Verbesserung der Funkempfangsanlagen gegeben hat; sei es über das Sachgebiet SWL-Meister, das DM2BTA, Kamerad *Winfried Wilke*, leitet; sei es über die Arbeit der anderen ehrenamtlichen Mitarbeiter in fast allen Bezirken der Republik.

Stellvertretend für sie alle wollen wir den Mann vorstellen, der nach dem III. Kongreß der GST die Leitung des Referats Jugendarbeit übernommen hat und es zum besten des Radioklubs machte: *Egon Klaffke*, DM2BFA. Heute 42 Jahre alt, ist er doch mit der Jugend jung geblieben. Beruflich hat er sich vom Lehrer bis zum Stadtrat für Volksbildung emporgearbeitet. In der Freien Deutschen Jugend groß geworden, gründete er 1947 einige Grundorganisationen im Kreis Ueckermünde und die erste FDJ-Gruppe an der Universität in Greifswald, seiner zweiten Heimat. 1959 stieß er zur Gesellschaft für Sport und Technik und verschrieb sich dem Nachrichtensport, weil er darin zunächst eine Möglichkeit sah, sein elektrotechnisches

Interesse zu befriedigen, denn einen entsprechenden Beruf zu ergreifen blieb ihm aus gesundheitlichen Gründen versagt. Von Jahr zu Jahr verband er diese persönlichen Interessen mehr mit den gesellschaftlichen, begeisterte seine Schüler dafür, gründete Arbeitsgemeinschaften der Pionierorganisation, schuf gemeinsam mit anderen Kameraden Klubstationen der GST und bildete schließlich selbst viele junge Kameraden aus, von denen heute bereits einige ihren Ehrendienst in Nachrichteneinheiten der Nationalen Volksarmee absolviert haben. Sie sind ihm dankbar für das, was er ihnen mit auf den Weg gab und was sie in ihrer Dienstzeit so gut verwenden konnten.

Heute gesteht er mit einem lachenden und einem weinenden Auge, daß ihm für seine persönlichen Ambitionen kaum noch Zeit bleibt. Die Jugendarbeit „frißt ihn auf“. Doch das ist kein Grund zur Beunruhigung – er hat noch etwas zum Zusetzen!

Fotos: GST/Hein (3), Sajonz (1)

Elektronik-Splitter

1827 stellte Anyos Jedlik, Lehrer am Gymnasium von Győr (Ungarn), aus den spärlichen Mitteln der Schule das erste „elektrisch-magnetische Drehwerk“ der Welt her – um die Erfindung mit dem heutigen Namen zu nennen, den Fлектromotor. Dreißig Jahre später, jedoch noch Jahre vor Werner von Siemens erfaßte er den Dynamo, den „Einpolar-Elektroanlasser“, wie er ihn bezeichnete.

Mit Hilfe des von O. Bláthy, M. Déry und K. Zipernowsky entwickelten Transformators funktionierten 1200 Glühlampen bereits im Jahre 1885, und zwar tadellos.

Die schöpferische Mitarbeit der Soldaten, Unteroffiziere, Offiziere und Zivilbeschäftigten wurde in der 14jährigen Geschichte unserer Nationalen Volksarmee zu einem untrennbaren Bestandteil bei der Erhöhung der Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft. Das findet nicht zuletzt seinen Niederschlag in den Ergebnissen der Neuererbewegung. So wurden im Ausbildungsjahr 1967/68 insgesamt 6651 Neuerervorschläge eingereicht, von denen 5491 (also 82,5%) nutzungsfähig waren. Dieser hohe Prozentsatz an brauchbaren Vorschlägen, mit dem sich die NVA auch im Vergleich zur Volkswirtschaft sehen lassen kann, ist in erster Linie das Resultat der sich in immer stärkerem Maße durchsetzenden sozialistischen Gemeinschaftsarbeit in der Neuererbewegung. Eine zunehmende Anzahl stabiler und leistungsstarker Neuererkollektive arbeitet zielgerichtet auf der Grundlage exakter Themenpläne. Diese Entwicklung spiegelt sich jährlich in den Exponaten der NVA auf der *Messe der Meister von Morgen* wider.

Die Redaktion delegierte Huggy, den Elektronenraben, zum Ausstellungsteil der NVA auf der XI. MMM. Huggy flatterte einige Male durch die repräsentativ gestaltete Messehalle und ließ seinen Radarblick schweifen. Schließlich pickte er einige der über 200 Exponate für unser MMM-Kaleidoskop heraus. Die Redaktion mußte sich inzwischen zwar sagen lassen, daß Huggy durchaus nicht die wichtigsten und militärisch bedeutungsvollsten Exponate gefunden habe; einen Eindruck von der schöpferischen Arbeit der jungen Neuerer der NVA dürften sie dennoch vermitteln.

1. Zählgerät für Fernschreibleitungen

Neuererkollektiv Major Ing. *Wiersbin*

Für die perspektivische Planung von Fernschreibkanälen sind Aussagen über die Kanalauslastung der vorhandenen Fernschreibkanäle wichtige Ausgangsangaben. Dabei interessiert vor allem, wie viele Fernschreibzeichen in einer bestimmten, längeren Zeiteinheit übertragen werden.

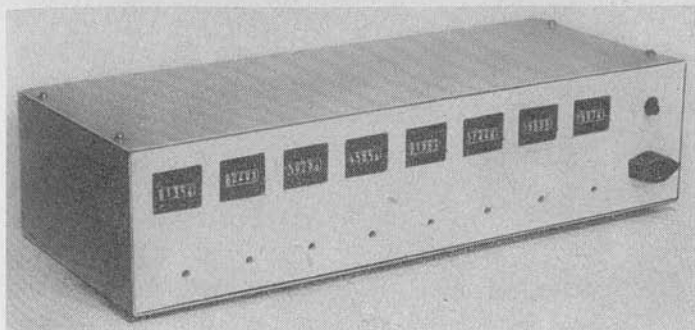


Bild 1 Zählgerät für Fernschreibleitungen

Für derartige Messungen wurde das in Bild 1 dargestellte Zählgerät entwickelt. Es ist ausgelegt für 8 Zählseinheiten, so daß 4 Fernschreib-Duplex-Kanäle in beiden Betriebsrichtungen gleichzeitig gemessen werden können. Die Anzahl der auf den einzelnen Leitungen übertragenen alphanumerischen Zeichen ist direkt ablesbar.

Bild 2 zeigt die Schaltung einer Zählseinheit. Jedes Fs-Zeichen hat eine konstante Übertragungszeit von 150 ms. Mit dem Startimpuls wird $T1$ gesperrt, $T2$ leitend und das A-Relais erregt. Der α_2 -Kontakt schaltet den Zähler um eine Stelle weiter. Durch den geöffneten α_1 -Kontakt kippt nach 130 ms der monostabile Multivibrator in die Ruhelage zurück, wodurch die Schaltung für einen erneuten Startimpuls aufnahmebereit ist.

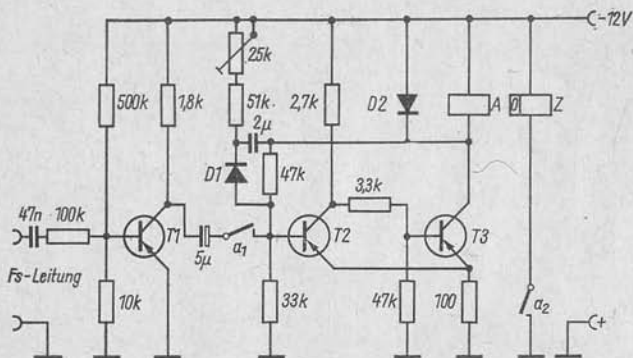


Bild 2 Schaltung einer Zählseinheit ($T1$ — GC100b, $T2$, $T3$ — GC116c, $D1$ — OA 900, $D2$ — GA 100, A — Relais GBR311, 12 V)
(Kontakt α_1 wurde versehentlich offen gezeichnet.)

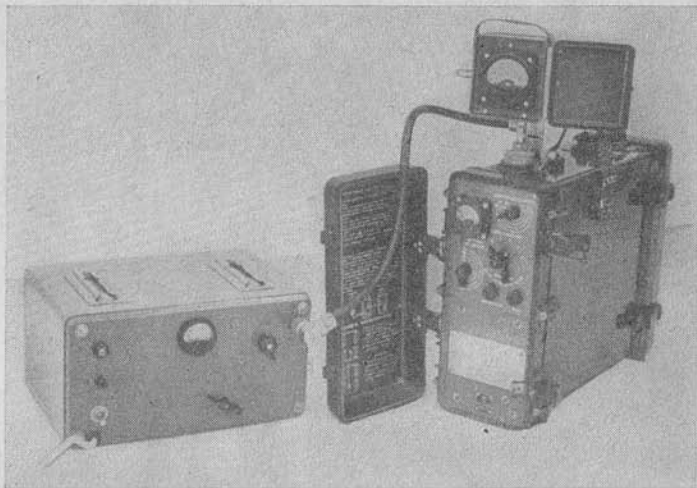


Bild 3 Prüfgerät für UKW-Leistungsverstärker (links)

2. Prüfgerät für UKW-Leistungsverstärker

Neuererkollektiv Oberleutnant Ing. *Meintzschel*

Die Nachrichteneinheiten der NVA sind mit transportablen UKW-Funkstationen ausgerüstet, die zur Erhöhung der Reichweite mit speziellen, separaten Leistungsverstärkern betrieben werden können. Bei Instandsetzungen und technischen Überprüfungen war die Normwertkontrolle dieser Leistungsverstärker bisher nur mit den entsprechenden Funkstationen möglich. Das wiederum setzte eine Normwertkontrolle der Funkstationen voraus, ergab Wartezeiten im Instandsetzungsprozeß und erschwerte die Aufstellung einer Technologie. Das vom Neuererkollektiv Oltm. *Meintzschel* entwickelte Gerät (Bild 3 links) bildet die Ausgangsparameter aller diesbezüglichen UKW-Funkstationen nach (Ausgangsleistung $1,2 \text{ W}/50 \Omega$). Die 5 einstellbaren Frequenzen (22, 26, 30, 36 und 45 MHz) gestatten 2 Messungen (Anfang und Ende des Frequenzbereichs) pro Leistungsverstärkertyp.

3. Ladezustandsprüfer für offene und gasdichte NK-Sammler

Neuererkollektiv Hptm. Ing. *Franz*

Der interessierende Teil der Entladekurve von NK-Sammlern verläuft relativ flach zwischen $1,25 \dots 1,15 \text{ V/Zelle}$. Bei einem linear anzeigenden

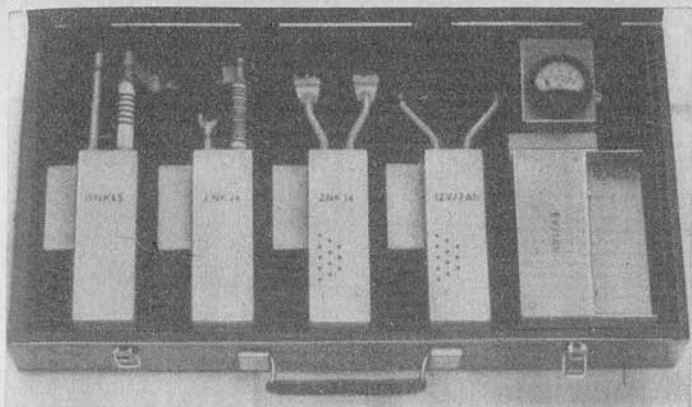
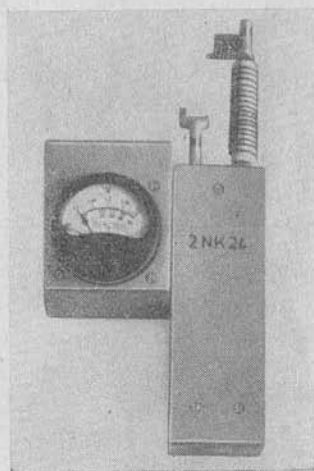


Bild 4 Ladezustandsprüfer mit den Adaptern für verschiedene NK-Sammlertypen

Meßinstrument entspricht dieser, für Ladezustandsbestimmungen ausschlaggebende Bereich etwa 7% des Meßbereichs. Von dieser Tatsache sowie dem Fehlen jeglicher spezieller Zellenprüfer für NK-Sammler ausgehend, entwickelte das Neuererkollektiv einen Prüfsatz, mit dem erstmals eine hinreichend genaue Ladezustandskontrolle aller in der NVA genutzten NK-Sammler ermöglicht wird (s. Bild 4 und 5). Der Prüfsatz



*Bild 5
Meßteil mit Adapter zur Prüfung
des NK-Sammlers 2NK24*

besteht aus mehreren „Prüfspitzen“, deren Schaltung und konstruktiver Aufbau den zu überprüfenden Sammlern angepaßt ist, und einem aufsteckbaren Meßgerät. Je nach Kapazität und Art der Sammler werden in einem Meßvorgang Einzelzellen oder komplette Batterien unter Normallast auf ihren Ladezustand geprüft. Besonders eindrucksvoll ist die durch Zenerdiode erreichte Spreizung des Meßbereichs, wodurch einzig der interessierende Teil der Entladekurve (1,1...1,3 V/Zelle) gemessen wird und direkt Rückschlüsse auf den Ladezustand des entsprechenden Sammlers möglich sind. Der Prüfsatz ist zudem erweiterungsfähig, unter anderem auch für Bleisammler!

4. Automatische Anrufkontrolle für UKW-Funkstation

Neuererkollektiv Stabsfeldwebel *Sterz*

Bei dem Betrieb von UKW-Funkbeziehungen erweist es sich oft als nachteilig, daß die Stationen ständig überwacht werden müssen. Außerdem ist der Überwachende einem ständigen Rauschpegel von etwa 0 dB ausgesetzt, was bei mehrstündigem Betrieb eine relativ große psychische Belastung darstellt.

Das Neuererkollektiv Stabsfeldwebel *Sterz* entwickelte ein Zusatzgerät (s. Bild 6), das mit wenigen Handgriffen an der zu überwachenden Station angeschlossen werden kann und durch ein akustisches Signal anzeigt, daß die Gegenstelle sendet. Bild 7 zeigt die einfache Schaltung des Geräts. Die in jeder frequenzmodulierten Funkstation anfallende und nur beim Senden der Gegenstelle entstehende Begrenzerspannung führt man über einen 3stufigen Gleichstromverstärker einem Wecker und einer Kontrolllampe zu. Mit *P1* wird der Schwellwert der Schaltung je nach Stärke



Bild 6
Automatische Anruf-
kontrolle für UKW-
Funkstation

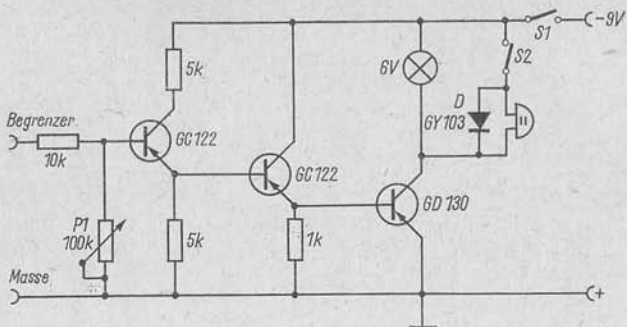


Bild 7 Schaltung der automatischen Anrufkontrolle

des einfallenden Signals eingeregelt. Die Stromversorgung erfolgt durch 2 Flachbatterien BDT4,5, die durch die geringe Ruhestromaufnahme von etwa 6 mA eine hohe Betriebsdauer ermöglichen.

5. Fernschaltprüfgerät

Neuererkollektiv StabsObermeister Leckelt

Bei Störungen an Fernschaltgeräten war bisher auf Grund des Fehlens geeigneter Prüfmittel der Einsatz eines ausgebildeten Fernschreibmechanikers erforderlich, dessen oftmals weiter Anfahrtsweg die Ausfallzeit der Fs-Verbindung unzulässig erhöhte. Mit dem vorliegenden Prüfgerät (s. Bild 8) hat nun der ausgebildete Fernschreiber eine Möglichkeit,

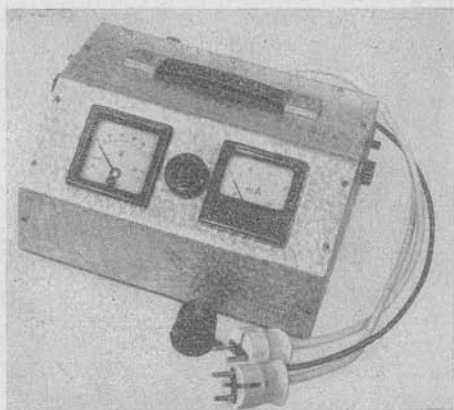


Bild 8
Gerät zur Überprüfung
von Fernschaltgeräten
(Fs-Technik)

selbst die Überprüfung und Fehlereingrenzung sowie einfache Instandsetzungen am Fernschaltgerät durchzuführen. Das Gerät bildet für die Zeit der Kontrolle Telexanschluß und FSM nach.

6. Elektronische Leitungsweiche

Neuerer Meister *Perleberg*

Die aus technischen Gründen notwendige räumliche Trennung von Sende- und Empfangsstellen größerer Funkzentralen fordert für Modulation und Fernbedienung eine größere Anzahl von Übertragungskanälen. Bei der gleichzeitigen Arbeit von 10 Sendern war deshalb nicht selten ein 100paariges Kabel zwischen Empfangs- und Sendestelle notwendig. In den vergangenen Jahren wurde dafür u. a. ein Frequenz-Multiplex-System eingesetzt, das für diese Aufgabenstellung nur 1 Kanal je Sender benötigt. Damit können Sendestellen über Postleitungen und mehr als 100 km Entfernung fernbedient werden. Diese Geräte gestatteten bisher nicht, von 2 verschiedenen Empfangsstellen aus nur einen Sender fernzubedienen. In solchen Fällen war die Zuordnung je eines Senders für jede Empfangsstelle notwendig. Durch die von Meister *Perleberg* entwickelte „Leitungsweiche“ (s. Bild 9) wurden die technischen Möglichkeiten der Fernbedieneinrichtungen wesentlich erweitert.

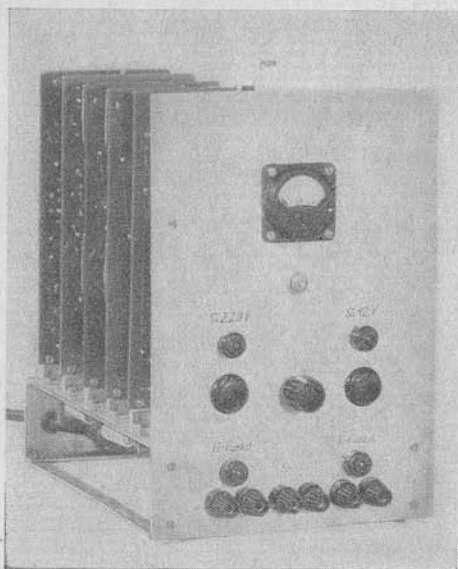


Bild 9
Elektronische Leitungsweiche für die Fernbedienung von Sendern

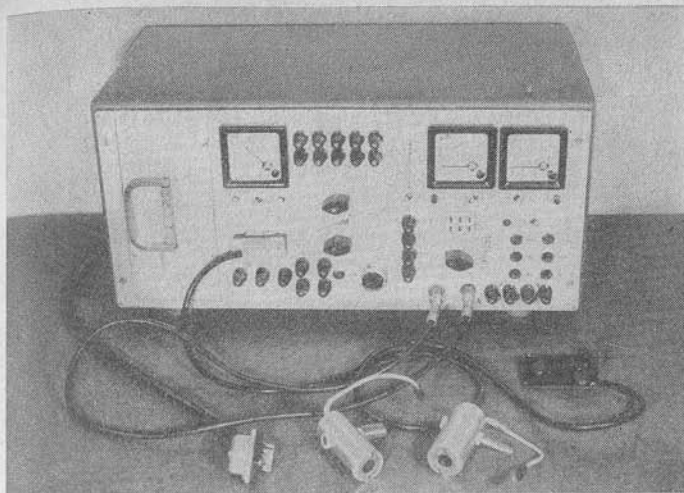


Bild 10 Stromversorgungs- und Prüfgerät zur Instandsetzung von Funkstationen

7. Stromversorgungs- und Prüfgerät für die Instandsetzung von Funkstationen

Neuererkollektiv Leutnant *Peschke*

Der Zeitaufwand bei Normwertüberprüfungen und Instandsetzungen transportabler Funkstationen ist relativ hoch, da nahezu für jede Messung eine neue Meßanordnung aufgebaut werden muß. Das in Bild 10 dargestellte Gerät erlaubt den Anschluß und die wahlweise Zusammenschaltung aller für diese Messungen (Leistung, Frequenzhub, Treffsicherheit, Empfindlichkeit) notwendigen Meßgeräte (Meßgenerator, Frequenzmesser, Frequenzhubmesser, Röhrenvoltmeter usw.). Außerdem stellt das Gerät für die Zeit der Normwertkontrolle die Stromversorgung der zu untersuchenden Funkstation sicher. Wichtigste Vorteile des Geräts sind kürzere Instandsetzungszeiten und exaktere Meßergebnisse.

8. Komplexmessung elektrischer Parameter bei nachrichtentechnischen Gerätedurchsichten

Neuererkollektiv Stabsfeldwebel *Beyer*

Bei Normwertkontrollen und Instandsetzungen fahrbarer Funkstationen war es bisher erforderlich, die gesamte Meßtechnik zu den einzelnen Funkstationen zu transportieren und an Ort und Stelle die ent-

sprechenden Meßschaltungen aufzubauen. Das war verbunden mit einem hohen Zeitaufwand, der beschränkte Raum innerhalb der Funkstationen war hinderlich, und Schäden an den Meßgeräten durch den Transport blieben nicht aus. Das vom Neuererkollektiv Stabsfeldwebel *Beyer* entwickelte Gerät gestattet den Aufbau geeigneter Meßplätze in Werkstattfahrzeugen bzw. stationären Werkstätten. Über eine Anzahl von Meßleitungen sowie über eine Dienstverbindung zwischen Meßplatz und zu überprüfender Funkstation kann die Normwertkontrolle jetzt in überraschend kurzer Zeit vorgenommen werden.

9. Netzersatzanlage WSR-300

Neuererkollektiv Major *Fleischmann*

Die Netzersatzanlage *WSR-300* ist ein thyristorgesteuerter Wechselrichter, der bei Netzausfall eine 24-V-Batteriespannung in 220-V/50-Hz-Wechselspannung umwandelt. Die Umschaltung erfolgt automatisch. Durch den Einsatz dieses Geräts wird die ständige Betriebsbereitschaft spezieller Nachrichtengeräte sichergestellt. Durch die geringe Umschaltzeit von 0,3 s von Netz- auf Notstrombetrieb und umgekehrt treten keine Informationsverluste auf.

10. Stufenloses Magnetbandregelgerät RG-01

Neuerer: Gefreiter *Ramm*

Das Gerät ermöglicht die stufenlose Regelung der Bandgeschwindigkeit bei Magnetbandgeräten und erleichtert damit die Ausbildung von Funkern (Hören). Ein Magnetband, das z. B. mit einem Tempo von 80 Morsezeichen je Minute bespielt wurde, kann durch stufenlose Regelung der Bandgeschwindigkeit beim Abspielen jedes Tempo zwischen 50 bis 110 Zeichen/min wiedergeben.

Die Wirkungsweise des Geräts beruht auf der separaten Stromversorgung des Magnetbandgerätemotors, dessen Drehzahl sich mit der Betriebsspannungsfrequenz ändert. Zu diesem Zweck hat das Zusatzgerät einen durchstimmbaren RC-Generator (40 bis 110 Hz) und einen sich daran anschließenden 25-W-Verstärker. Naturgemäß erfordert der Anschluß einen geringfügigen Eingriff im Magnetbandgerät.

Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (IV)

Nach 1850 hatte sich der Schreibtelegraf von *Morse* allgemein durchgesetzt. Das klopfende Geräusch des Elektromagneten führte dazu, daß immer mehr Telegrafisten die Telegramme nach Gehör aufnahmen und den Papierstreifen lediglich zur Kontrolle verwendeten. Da sich dabei die Telegrafiergeschwindigkeit erhöhte, konstruierte man Telegrafengeräte ohne Papierstreifenschreiber, die sogenannten *Klopfapparate*.

Morsebetrieb wird heute noch von vielen Funkdiensten durchgeführt, da er technisch einfach zu realisieren ist und ausgezeichnete Übertragungseigenschaften hat.



Bild 1
Moritz Hermann Jacobi
(1801 bis 1875)

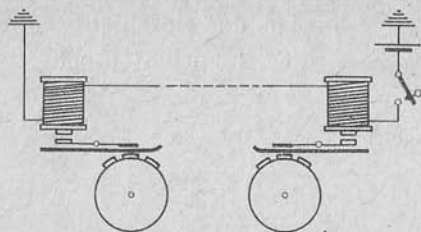


Bild 2
Prinzipschema des
Typendrucktelegraphen
von Jacobi (1850)

Die weitere Entwicklung der Telegrafie verlief in der Richtung, die heute von der Fernschreibmaschine beherrscht wird. Damals ging es darum, das Verschlüsseln einer Nachricht in die Punkt-Strich-Kombinationen der Morseschrift zu umgehen. Das gelang mit dem *Typendrucktelegraphen*, der 1855 der Öffentlichkeit von dem englischen Physiker *David Edward Hughes* (1831 bis 1900) vorgestellt und 1868 verbessert auf internationalen Telegrafienlinien eingeführt wurde. Doch der eigentliche Erfinder war nicht *Hughes*.

Bereits 1850 stellte in Petersburg der Physiker und Ingenieur *Moritz Hermann Jacobi* (1801 in Potsdam geboren, älterer Bruder des bekannten Mathematikprofessors *Carl Gustav Jacobi*, der mit dem Physiker *Franz Neumann* die sogenannte „Königsberger Schule“ gründete, 1874 in Petersburg gestorben) einen Typendrucktelegraphen vor, dessen Prinzip später auch *Hughes* verwendete (Bild 1). *M. H. Jacobi* war 1837 nach Petersburg berufen worden und seit 1847 Mitglied der Petersburger Akademie der Wissenschaften und russischer Staatsrat. Obwohl er 1839 einen brauchbaren Schreibtelegraphen entwickelte, 1850 den Typendrucktelegraphen erfand und zusammen mit *H. F. E. Lenz* elektromagnetische Maschinen konstruierte, verdankte er seinen eigentlichen Ruf der Erfindung der Galvanoplastik.

Das Prinzipschema des Typendrucktelegraphen von *Jacobi* zeigt Bild 2. Auf einem Rad sind die Buchstaben, Zahlen und andere Zeichen eingraviert. Die Räder der Senderseite und der Empfängerseite drehen sich synchron. Betätigt man also den Sendermagneten, so erregt der Stromstoß auch den Empfängermagneten, so daß der Papierstreifen an den entsprechenden Buchstaben gedrückt wird. Da das Rad ständig mit Farbe bedeckt ist, kann der Buchstabe auf dem Papierstreifen abgedruckt werden.

Mit dem *Hughes*-Typendrucktelegraphen (Bild 3) lassen sich mit 28 Tasten 56 verschiedene Zeichen übermitteln (mit positiven bzw. negativen Stromstößen). Die Tasten heben einen rotierenden Kniehebel an, der den Stromkreis für Sender- und Empfängermagnet schließt. Der *Hughes*-Apparat ermöglichte die Übertragung von 150 bis 180 Buchstaben je Minute. Damit war das erreicht, was sonst 2 Telegrafisten

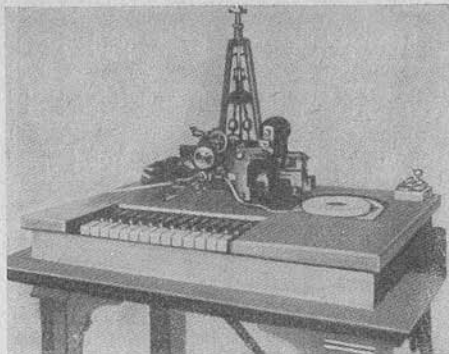


Bild 3
Typendrucktelegraf
von Hughes (1855)

schafften, zudem entfielen die Verschlüsselungsarbeiten. Einige Schwierigkeiten bereitete nur der erforderliche synchrone Lauf der beiden Typenräder.

Da sich um die Mitte des vorigen Jahrhunderts die industrielle Produktion stürmisch entwickelte, wuchs auch der Handel entsprechend, und damit stieg natürlich auch der Bedarf an Nachrichten-Übertragungsmöglichkeiten. Denn Nachrichten bedeuteten Geld. Man beförderte ja nicht nur Privattelegramme, sondern gab vor allem Preise von Waren, Angebote und Nachfragen nach Waren usw. durch. Ständig wurden neue Telegrafienlinien eröffnet, zum Teil über riesige Entfernungen (England—Indien).

In diese Zeit fällt auch das Verlegen der ersten Unterwasserkabel (1851 Dover—Calais). 1853 und 1857 scheiterten die Versuche, ein Transozeankabel von Amerika nach Europa zu verlegen, und das 1858 verlegte Kabel hielt nur 25 Tage, dann war es unbrauchbar. Wenn man die Kosten dieser Kabelverlegung auf die übermittelten 400 Telegramme umrechnet, so hat eines der übermittelten Telegramme 20000 Taler gekostet. Erst 1866 kam ein kontinuierlicher Telegrammaustausch zwischen Europa und Amerika zustande.

Bei den Morseapparaten und den Typendruckapparaten hing die Anzahl der Wörter, die je Stunde übertragen werden konnten, von der Geschicklichkeit des Telegrafisten ab. Um jedoch die teuren Telegrafienlinien besser ausnutzen zu können, mußte die Telegrafiergeschwindigkeit weiter erhöht werden. Für diesen Zweck konstruierte 1875 der englische Physiker *Charles Wheatstone* (*Wheatstonesche Brücke*) den *Schnelltelegrafen*, der auf der Senderseite mit einem *Lochstreifen* arbeitete. Übertragen wurden Morsezeichen, also Punkte (kurze Stromimpulse) und Striche (lange Stromimpulse), so daß auf der Empfängerseite die üblichen Morseschreiber eingesetzt werden konnten. *Wheatstone* ging von dem Gedanken aus, daß man den verhältnismäßig langsamen Handbetrieb auf der Senderseite beschleunigen

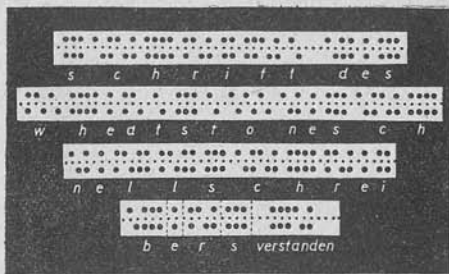
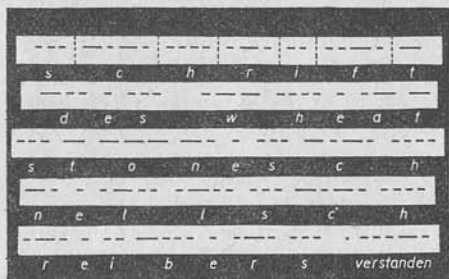


Bild 4
 Lochstreifen des Senders
 (oben) und Morseschreib-
 streifen (unten) des
 Wheatstoneschen Schnell-
 telegraphierapparates



nigen könnte, wenn man einen Lochstreifen verwendete. Ein solcher Lochstreifen erlaubte Telegraphiergeschwindigkeiten bis zu mehreren hundert Buchstaben je Minute.

Bild 4 zeigt oben einen solchen Lochstreifen, in dessen Mitte sich die Führungslöcher befinden, damit das Lochband mittels eines gezahnten Transportrads gleichmäßig bewegt werden kann. Die obere und die untere Lochreihe dienen zur Festlegung der Morseimpulse. Ein Punkt wird gegeben, wenn sich die Löcher oben und unten gegenüberstehen, ein Strich, wenn sie versetzt zueinander stehen. Im Bild 4 ist auch der Empfangsstreifen zu sehen, den man mit dem Morseschreiber erhält.

Das Prinzipschema des *Wheatstoneschen* Lochstreifensenders zeigt Bild 5 (die beiden Fühlhebel muß man sich allerdings mit ihrer Tastspitze nebeneinanderliegend vorstellen). Je nach Zeichen werden auf die Leitung kurze oder lange Stromimpulse gegeben.

In dieser Form jedoch konnte sich das *Wheatstonesche* Schnellmorsensystem nicht durchsetzen. Das Verschlüsseln der Nachricht in die Morseschrift und das Entschlüsseln nach der Übertragung waren nach wie vor erforderlich, die Übermittlung daher umständlich. Der für die Lochstreifenherstellung verwendete Stanzapparat hat 3 Hebel, 1 für den Strich,

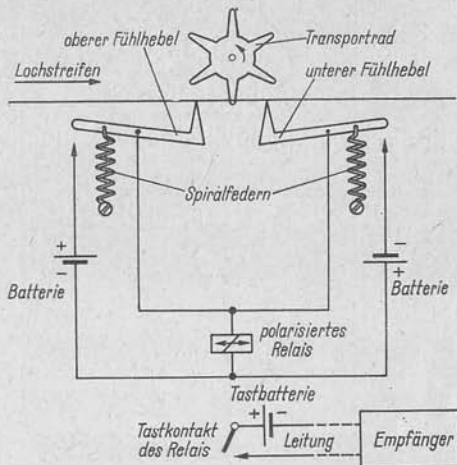


Bild 5
Prinzipisches
der Lochstreifenabtastung
auf der Senderseite beim
Wheatstoneschen Schnell-
telegraphierapparat

1 für den Zeichenabstand und 1 für den Punkt. Es wurde damit eine bessere Leitungsausnutzung erreicht, aber der Arbeitsanteil verringerte sich nicht.

Das wurde erst günstiger mit der Erfindung des Engländers *Frederic Creed*, der den Stanzapparat von *Wheatstone* statt mit 3 Tasten mit 43 ausrüstete. Für jeden Buchstaben bzw. Zeichen wurde mit einem Tastendruck die gesamte Punkt-Strich-Kombination gelocht, so daß praktisch sogar ein des Morsens Unkundiger den *Creed-Locher* bedienen konnte.

Auf der Empfangsseite ist ebenfalls ein Lochstanzer einzusetzen, so daß die ankommenden Stromimpulse einen gleichartigen Lochstreifen herstellen wie der auf der Senderseite eingegebene. Dieser Empfangslochstreifen durchläuft dann einen „Übersetzer“, eine sinnreiche feinmechanische Konstruktion, so daß man im Typendruck den übermittelten Text wieder in Klarschrift erhält. Bild 6 zeigt oben den Sender-Lochstreifen des *Creed-Schnelltelegraphierers*, der dem von *Wheatstone* völlig entspricht, darunter den Klartext, den man aus dem „Übersetzer“ erhält.

Bedeutung gewann das *Creed-System* vor allem später bei der Funktelegrafie, da man dem Empfangslocher einen 2. Empfänger (*Undulator*) parallelschalten konnte. Dieser Undulator schrieb die aufgenommenen Morsezeichen in einer Art Wellenschrift (Bild 6 unten) nieder. Atmosphärische Störungen konnten zwar im Funkbetrieb die Lochkombinationen für den Empfangs-Lochstreifen verstümmeln, aber mit dem Undulator war es möglich, den Text noch einwandfrei aufzunehmen. 1903 wurde von *Siemens & Halske* ein verbesserter Schnelltelegraf vorgeführt, der 1912 auf der Kabellinie Berlin–Düsseldorf zum Einsatz kam. Mit diesem Gerät

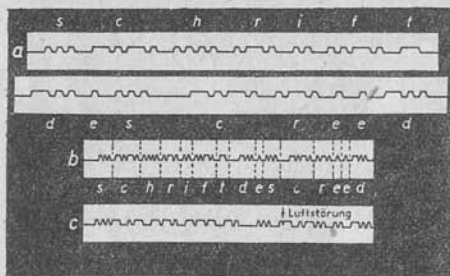
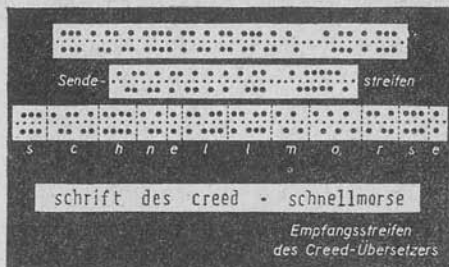


Bild 6

Lochstreifen und Empfangsstreifen beim Creed-System (oben), Morsezeichenaufnahme mit dem Creed-Undulator (unten)

- a — langsames Tempo,
- b — schnelleres Tempo,
- c — Streifen mit atmosphärischen Funkstörungen

erhielt man den Klartext sofort; allerdings konnte auch ein Lochstreifen auf der Empfangsseite gestanzt werden. Bei der Übertragung erreichte man bis zu 1700 Zeichen in der Minute. Benutzt wurde für den Lochstreifen ein 5er-Kode, d.h., es sind maximal 5 Löcher untereinander angeordnet. Heute hat sich für die Nachrichtenübermittlung allgemein die Fernschreibtechnik durchgesetzt.

Diplome und Conteste der Funkamateure

Ing. Heinz Stiehm, DM2ACB

Würde man mit einer großen Fragebogenaktion die über alle Erdteile verstreute Familie der Funkamateure, die einschließlich der Empfangsamateure heute schätzungsweise eine halbe Million Menschen umfaßt, nach den Gründen befragen, die sie auf den Weg zur Kurzwelle oder zur Ultrakurzwelle geführt haben, so würde man wohl die verschiedensten Antworten bekommen. Oft handelt es sich um „verhinderte Hochfrequenztechniker“, die tagsüber einer völlig andersgearteten beruflichen Tätigkeit nachgehen und den Amateurfunk als „Ausgleichssport“ nicht mehr missen möchten. Viele von ihnen haben sich der Forderung unserer Zeit entsprechend qualifiziert und sind der Arbeit mit Schraubenzieher und Lötkolben längst entwachsen. Sie brauchen die Arbeit des Funkamateurs als Verbindung zur Praxis.

Nicht wenige aber haben ihre Berufslaufbahn erst vor sich. Diese jungen Menschen wählen sich mit dem Amateurfunk eine sinnvolle Freizeitgestaltung, die sie befähigen wird, als Funk- und Fernsehmechaniker, als Hochfrequenzingenieure, als Funker der verschiedensten Funkdienste oder als künftige Nachrichtensoldaten optimale Leistungen zu erzielen. Demzufolge reicht die Palette der Funkamateure, nach Berufen geordnet, vom Schüler über den Bäcker und Stahlwerker, über den kaufmännischen Angestellten, den Lehrer, Architekten und Ingenieur, ja selbst über den Arzt und Pfarrer zum Diplomphysiker und Professor.

Diese Aufzählung erhebt selbstverständlich keinen Anspruch auf Vollständigkeit, und, da es gewöhnlich nicht üblich ist, sich beim Amateurfunkverkehr mit seinem Beruf vorzustellen, ist man nicht selten überrascht, wenn sich beispielsweise der als Antennenspezialist bekannte Funkamateur als Zahnarzt „entpuppt“. Nur am Rande sei erwähnt, daß es auch eine Reihe von Funkamateuren gibt, die durch Krankheit ans Haus gefesselt sind und denen der Kontakt mit Tausenden von Funkamateuren ein wichtiger Teil des Lebensinhalts bedeutet. Wie dem auch sei: Wer einmal den Reiz verspürt hat, der darin liegt, mit verhältnismäßig geringer Senderenergie (oft ist die Leistung des Senders nicht größer als die der Nachttischlampe) über Kontinente und Ozeane hinweg drahtlos

Brücken der Freundschaft und Verständigung zu schlagen, bleibt sein Leben lang Funkamateure. Mancher Stern am Himmel der Funkamateure schien schon erloschen, manches bekannte Rufzeichen war verstummt, um eines Tages, oft nach Jahren, wieder aufzutauchen. Der Reiz des Amateurfunks hatte über den anderer Freizeitbeschäftigungen oder über irgendwelche Widrigkeiten, die das Leben mit sich brachte, gesiegt.

Dabei ist der Amateurfunk nicht schlechthin ein Hobby wie etwa das Sammeln von Bierdeckeln, Starfotos oder Autogrammen. Hätte man den volkswirtschaftlichen und auch den militärischen Wert dieser sinnvollen Freizeitbeschäftigung nicht erkannt, so wäre der Amateurfunk vielleicht längst „gestorben“. Schließlich sind es die Funkamateure gewesen, die die Brauchbarkeit der Wellen unterhalb 200 m zur Überbrückung großer Entfernungen mit kleinen Leistungen erkannt haben, und hätten sie nicht diesen „Abfall“ im Frequenzspektrum ins Licht der Öffentlichkeit gerückt, wären zumindest einige Jahre mehr vergangen, bis Brieftaube und Meldehund in der militärischen Nachrichtenübermittlung der Vergangenheit angehört, bis Kurzwellen- und Ultrakurzwellenrundfunk sowie Fernsehen Kunst und Kultur auch ins letzte Dorf hätten tragen können und — bis „Sputnik I“ und „Soljus 5“ ihre Signale aus dem Kosmos zur Erde funkten.

Trotzdem laufen die Funkamateure Gefahr, von den ihnen zugeteilten Frequenzbereichen immer mehr zu verlieren, weil die kommerziellen Funkdienste in ihrem „Wellenhunger“ unersättlich sind. Blicke der Amateurfunk auf gelegentliche „Langeweile-QSOs“ beschränkt, so wäre es vielleicht bald um die Amateurbänder und damit um den Amateurfunk geschehen. Deshalb ist es in den vergangenen Jahren immer mehr eine „Lebensfrage“ der Funkamateure geworden, ihre Aktivität zu jeder Tages- und Nachtzeit zu beweisen. Diesem Zweck dient, wenn auch nicht allein, ein umfangreiches Diplom- und Contestprogramm der nationalen Amateurfunkverbände und ihrer internationalen Dachorganisationen. Ein Blick in den *Contest-Kalender* zeigt uns heute, daß es kaum noch ein Wochenende gibt, zu dem nicht irgendwo in der Welt von einer Funkamateurorganisation zu einem Contest, d. h. zu einem Wettkampf, einem Leistungsvergleich, aufgerufen wird, an dem sich im allgemeinen sämtliche Funkamateure der Welt beteiligen können. Es geht dann darum, in kürzester Zeit mit möglichst zahlreichen Funkamateuren vieler Länder, eines bestimmten Landes oder einer bestimmten Gruppe von Ländern Funkverbindungen aufzunehmen. Sieger eines solchen Contests kann nur werden, wer seinen Empfänger, seinen Sender und seine Antenne nach dem neuesten Stand der Technik auf dem laufenden hat, mit ihrer Bedienung bestens vertraut ist, über ausgezeichnete Betriebstechnik verfügt, auf allen Frequenzbereichen *QRV* (d. h. betriebsbereit) ist, die Ausbreitungsbedingungen zur fraglichen Zeit durch planmäßige eigene Beobachtungen oder durch das Studium entsprechender Veröffentlichungen kennt und ein hervorragender Telegrafist ist bzw., wenn es sich um *fonie*- (Sprech-

funk-) Conteste handelt, die englische Sprache, besser noch mehrere Welt-sprachen beherrscht.

Deshalb ist der Amateurfunk eine wirklich sinnvolle Freizeitbeschäftigung zum gesellschaftlichen Nutzen und zur eigenen Weiterbildung auf den Gebieten der Technik, der Funkverkehrsabwicklung, der Fremdsprachen, der Geografie (wer möchte nicht gern genau wissen, wo z.B. die Christmas-Inseln liegen), der Sitten und Bräuche anderer Länder sowie vieler anderer Wissensgebiete.

Wenn die Conteste, deren Gesamt-, Kontinents- und Länderbesten mit entsprechenden Urkunden und Pokalen ausgezeichnet werden, jeweils zur zeitlich begrenzten großen Aktivität herausfordern, so rufen die vielfältigen *Diplomprogramme* (auch *Award-Programme* genannt) eine permanente Aktivität der Funkamateure hervor, die am Erwerb von Diplomen als Gradmesser ihrer Leistungen interessiert sind. Es sind z.Z. etwa 750 verschiedene Diplome der Funkamateure bekannt, und der internationale *Certificate Hunters' Club* (Diplomjägerklub) erfaßt in seinem *Chapter 7 – Top Honors* eine ganze Reihe solcher Funkamateure, die im Besitz von 200 und mehr Diplomen sind.

Die Gründung des *DM-CHC-Chapters 23*, der nationalen Abteilung der Funkamateure der DDR im internationalen Diplomjägerklub *CHC*, hat zu einer enormen Aktivität auch der DM-Stationen geführt. Die Zahl der Diplombewerber aus den Reihen der DDR-Amateure steigt von Jahr zu Jahr. So hatte z. B. im Lauf des Jahres 1968 das *DM-Award-Bureau III*, das die Anträge auf Diplome aus der UdSSR, der ČSSR, der VR Polen, der Ungarischen VR, der VR Bulgarien, der SFRJ, der niederländischen Amateurvereinigung *VERON* und des Internationalen Amateur Radio Clubs Genf bearbeitet, mehr als 550 Diplomanträge zu prüfen und weiterzuleiten und das *DM-Award-Bureau I*, das alle übrigen Auslandsanträge und Anträge auf das Diplom *DMCA* bearbeitet, sogar mehr als 2050 Anträge. Hinzu kommt die Zahl der Anträge auf Diplome des Radioklubs der DDR, die das *DM-Award-Bureau II* bearbeitet.

Die Diplombewerber und Contestteilnehmer aus der DDR richten ihre Diplomanträge, Contestabrechnungen und alle Anfragen in Diplom- und Contestangelegenheiten an die für ihren Bezirk zuständigen Diplom- und Contestbearbeiter:

Rostock	<i>Reinhard Matzekat – DM3PA</i> 2561 Hohen-Luckow
Schwerin	<i>Gerhard Müller – DM2AHB</i> (Diplome) 27 Schwerin, Postfach 53 <i>Heinz Fornacon – DM2BPB</i> (Conteste) 29 Wittenberge, Straße der Nationalen Einheit 42
Neubrandenburg	<i>Carl Rothe – DM2ADC</i> 206 Waren, Neuer Markt 19

Potsdam	<i>Heinz Böhnke — DM2AND</i> 171 Luckenwalde, Postbox 77
Frankfurt	<i>Franz Schummel — DM2AGE</i> 12 Frankfurt, Tunnelstraße 40
Cottbus	<i>Werner Karow — DM2AMF</i> 75 Cottbus-Sachsendorf, Grenzstraße 14
Magdeburg	<i>Siegfried Spengler — DM2AMG</i> 3101 Hohendodeleben, Kleine Straße 125
Halle	<i>Peter Hopp — DM2AXH</i> 435 Bernburg, Hegebreite 49
Erfurt	<i>Erich Kaden — DM2BHI</i> 5302 Bad Berka, Conrad-Röntgen-Straße 3
Gera	<i>Helmut Geißler — DM2BNJ</i> 684 Pöbneck, Saalfelder Straße 99
Suhl	<i>Günter Henning — DM2AYK</i> 63 Ilmenau, Postbox 9
Dresden	<i>Klaus Voigt — DM2ATL</i> 8019 Dresden, Schrammsteinstraße 5
Leipzig	<i>Martin Schurig — DM2AHM</i> 7241 Fuchshain
Karl-Marx-Stadt	<i>Rainer Dittrich — DM2BYN</i> 90 Karl-Marx-Stadt, Inselstraße 4
Berlin	<i>Siegfried Presch — DM2CUO</i> 1183 Berlin, Waltersdorfer Straße 85

Diese Kameraden leiten die Anträge und Abrechnungen nach Vorprüfung weiter an die zuständigen Büros:

DM-Award-Bureau I	<i>Heinz Stiehm — DM2ACB</i> <i>Reinhard Matzekat — DM3PA</i> 27 Schwerin, Postbox 185
DM-Award-Bureau II	<i>Rosi Perner</i> , Radioklub der DDR 1055 Berlin, Postbox 30
DM-Award-Bureau III	<i>Franz Krause — DM2AXM</i> 74 Altenburg, Majakowskistraße 14
DM-Contest-Bureau	<i>Klaus Voigt — DM2ATL</i> 8019 Dresden, Schrammsteinstraße 5

In den *Elektronischen Jahrbüchern 1966 bis 1969* hatten wir bereits eine Reihe von Diplombedingungen veröffentlicht. Nachstehend bringen wir die Bedingungen für einige neu gestiftete Diplome des Radioklubs der DDR.

**Das Diplom WADM (Worked all DM) –
jetzt auch für Klasse-II-
und Klasse-S-Stationen**

Im *Elektronischen Jahrbuch 1966* findet der Leser auf Seite 357 die Bedingungen für das Diplom *WADM*. Nach Erleichterung der Bedingungen für die Klassen II und I des Diploms brachten wir im *Elektronischen Jahrbuch 1968* auf Seite 282 eine entsprechende Berichtigung.

Da der Erwerb des Diploms auf die Kurzwellenbänder 3,5 bis 28 MHz beschränkt war und für den Erwerb der bisher untersten Klasse IV 20 Punkte notwendig waren, also mindestens 2-Band-Betrieb erforderlich machte, hatten die DM-Stationen der Klasse S, denen der Kurzwellenbetrieb nicht, und der Klasse II, denen nur der Betrieb auf den Bändern 3,5 und 28 MHz gestattet ist, bisher keine Möglichkeit, das Diplom *WADM* zu erwerben.

Deshalb wurde im Jahre 1968 speziell für diese Funkamateure vom Radioklub der DDR das Diplom *WADM Klasse V* gestiftet. Es kann jedoch auch von DDR-Amateuren anderer Genehmigungsklassen und von den Amateuren des Auslands erworben werden. Das *WADM V* wird getrennt für KW- (nur 3,5-MHz- oder 28-MHz-) und für UKW-(144-MHz-) Verbindungen entweder nur für die Betriebsart *Telegrafie* oder für die Betriebsart *Telefonie*, also nicht „gemischt“, ausgegeben.

Während für die Klassen *WADM I* bis *IV* alle Verbindungen mit DM-Stationen nach dem 14. Juli 1953 zählen, gelten für das *WADM V* nur QSOs ab 1. Januar 1968. Es müssen Verbindungen mit mindestens 10 Stationen aus 10 verschiedenen Bezirken der DDR (A bis O) durch QSL-Karten nachgewiesen werden. Für jede Verbindung wird 1 Punkt berechnet.

Die für die Klassen *WADM I* bis *IV* geltenden Sonderregelungen über den Ersatz nicht gearbeiteter Bezirke durch Sonderstationen treffen auch für das *WADM V* zu. Jede Sonderstation zählt jedoch nur einmal. Die Betriebsart $2 \times \text{SSB}$ gibt es für das *WADM V* nicht. SSB-Verbindungen zählen als *Telefonie*-Verbindungen.

Für die Aufnahme in den *DM-CHC-Chapter 23* und in den *DM-DX-Club* wird das *WADM V* für jedes Band und für jede Betriebsart neben dem *WADM IV* mit je 1 Punkt bewertet.

Von SWLs kann das *WADM V* nicht erworben werden. Da die Band einschränkungen für Empfangsamateure nicht gelten, ist nicht beabsichtigt, eine zusätzliche Klasse *RADM V* zu schaffen.

Die nachstehende Tabelle gibt eine zusammenfassende Übersicht über die Klassen des Diploms *WADM*.

- WADM V* — 10 Punkte für Verbindungen mit mindestens 10 Bezirken der DDR ab 1. Januar 1968 nur auf 3,5 MHz, nur auf 28 MHz oder nur auf 144 MHz, nur *cw* oder nur *fonie*
- WADM IV* — 20 Punkte für Verbindungen mit mindestens 10 Bezirken der DDR ab 14. Juli 1953 auf 3,5 MHz bis 28 MHz, nur *cw*, nur *fonie* oder nur $2 \times SSB$
- WADM III* — 40 Punkte für Verbindungen mit mindestens 13 Bezirken der DDR wie beim *WADM IV*
- WADM II* — 75 Punkte für Verbindungen mit allen 15 Bezirken der DDR wie beim *WADM IV*
- WADM I* — 120 Punkte für Verbindungen mit allen 15 Bezirken der DDR wie beim *WADM IV*

Die Gebühren betragen für die Klassen I und II je 4,— M (bzw. 8 IRC), für die übrigen Klassen je 2,— M (bzw. 4 IRC).

Das Diplom DDR 20 — 20 Jahre Deutsche Demokratische Republik

Anläßlich des 20. Jahrestags der DDR am 7. Oktober 1969 wurde für die friedliche und freundschaftliche Zusammenarbeit der Amateurstationen aus aller Welt mit den Amateurstationen der DDR vom Radioklub der DDR das Diplom *DDR-20* gestiftet. Es kann von allen Amateurstationen der Welt, einschließlich SWLs, erworben werden, die in der Zeit vom 8. Oktober 1968, 00.00 Uhr MEZ, bis zum 7. Oktober 1969, 24.00 Uhr MEZ, die für sie zutreffenden differenzierten Bedingungen erfüllt haben. Da die Erfüllung der Bedingungen durch QSL-Karten nachgewiesen werden muß, kommt die Veröffentlichung der Bedingungen beim Erscheinen dieses Jahrbuchs noch nicht zu spät.

Das Diplom wird entweder für reine KW-Verbindungen oder für reine UKW-Verbindungen verliehen. Betrieb auf KW und UKW gemischt wird für das Diplom nicht gewertet. Zugelassen sind alle genehmigten Betriebsarten. Es erfolgt keine Unterscheidung zwischen *cw*- und *fonie*-Verbindungen.

Für Stationen der DDR und Stationen außerhalb der DDR gelten unterschiedliche Bedingungen. DM-Stationen können mit allen Stationen der Welt, einschließlich DM, arbeiten. Erforderlich ist eine bestimmte Punktzahl. Die jeweils erreichte Punktzahl ergibt sich aus der Ziffer im Präfix der gearbeiteten (oder gehörten) Station (z. B. *DM2* = 2 Punkte, *5N2* = 2 Punkte, *6Y5* = 5 Punkte, *SP6* = 6 Punkte, *UA* \emptyset = 10 Punkte usw.).

Bedingungen für DM-Kurzwellen-Stationen:

Stationen der Klasse I und DM-SWLs benötigen	500 Punkte
Stationen der Klasse II und DM-EAs benötigen	200 Punkte

Bedingungen für DM-UKW-Stationen:

Stationen der Klassen I und S, DM-SWLs, DM-EAs und DM-VHFLs
benötigen 100 Punkte

Maßgeblich für die erforderliche Punktzahl ist die während der Laufzeit der Diplombedingungen überwiegend vorhandene Lizenzklasse. So benötigt z. B. auch ein DM-EA, der nach dem 8. April 1969 sein DM-SWL-Diplom erhalten hat (Ausstellungsdatum!) nur 200 Punkte.

Für Stationen außerhalb DM (einschließlich SWLs) zählen nur Verbindungen mit DM-Stationen (oder bestätigte Hörberichte für diese). Die jeweils erreichte Punktzahl ergibt sich aus der Ziffer im Präfix der DM-Station (z. B. *DM2* = 2 Punkte, *DM3* = 3 Punkte, *DM4* = 4 Punkte, *DM5* = 5 Punkte, *DM6* = 6 Punkte, *DM Ø* = 10 Punkte usw.).

Europäische Kurzwellen-Stationen (außer DM) benötigen	150 Punkte
Außereuropäische Kurzwellen-Stationen benötigen	100 Punkte
UKW-Stationen außerhalb DM benötigen	50 Punkte

Als Antrag ist erforderlich eine Liste der vorhandenen QSL-Karten mit den üblichen Angaben (Rufzeichen, Datum, Uhrzeit, RST und QRG) in alphabetischer Reihenfolge der Rufzeichen.

Die Gebühr beträgt für DM-Stationen I, — M, für ausländische Stationen, deren Organisationen nicht am kostenlosen Diplömaustausch teilnehmen, 4 IRC.

DDR-20/KW und *DDR-20/UKW* zählen für die Mitgliedschaft im *DM-CHC-Chapter 23* und für den *DM-DX-Club* getrennt je 1 Punkt.

Das Diplom DM-KK — DM-Kreiskenner-Diplom

Dies Diplom wurde ebenfalls im Jahr 1968 vom Radioklub der DDR gestiftet. Es zählen hierfür durch QSL bestätigte Verbindungen oder Hörberichte seit dem 1. Januar 1968.

Das *DM-KK* wird getrennt für reine KW- und reine UKW-Verbindungen sowie getrennt für die Betriebsarten *cw*, *fonie*, $2 \times$ *SSB* oder auch für gemischte Betriebsarten in je 3 Klassen ausgegeben. Es kann von allen Amateuren der Welt, einschließlich SWLs, erworben werden. Erforderlich sind QSL-Karten aus einer bestimmten Anzahl von Kreisen der DDR. Dabei zählt jeder Kreis, unabhängig vom benutzten Band, einen Punkt.

Die DDR ist nach dem Stand vom November 1968 in 225 politische Kreise eingeteilt. Die Kreiskenner bestehen aus einem Buchstaben A bis O (entsprechend den 15 Bezirken der DDR) und einer 2stelligen Zahl, in jedem Bezirk mit $\emptyset 1$ beginnend, z. B. *A Ø 6* (Rostock-Land), *B Ø 2* (Schwerin-Stadt), *D 17* (Königs Wusterhausen), *O Ø 2* (Berlin-Weißensee) usw., siehe Tabelle S. 289 ff. Sie sind seit dem 1. Januar 1969 aus den

QSL-Karten der DM-Stationen ersichtlich. QSL-Karten aus dem Jahr 1968 ohne Kreiskenner können gewertet werden, wenn die Kreiszugehörigkeit eindeutig aus dem QTH zu ersehen ist. Diese Regelung gilt nur für QSL aus dem Jahr 1968.

Es benötigen für Klasse	I	II	III
DM-Stationen (KW)	100 Punkte	150 Punkte	200 Punkte
Andere europäische Stationen (KW)	50 Punkte	75 Punkte	100 Punkte
Außereuropäische Stationen	25 Punkte	50 Punkte	75 Punkte
DM-Stationen (UKW)	25 Punkte	35 Punkte	50 Punkte
Andere Stationen (UKW)	10 Punkte	15 Punkte	25 Punkte

Die Gebühr beträgt je Diplom 2,— M bzw. 4 IRC. Für die Mitgliedschaft im *DM-CHC-Chapter 23* und im *DM-DX-Club* zählen KW- und UKW-Diplome sowie Diplome für verschiedene Betriebsarten getrennt.

Kreiskennziffern für das DM-Kreiskenner-Diplom

Rostock (A)

- 01 Grevesmühlen
- 02 Wismar-Stadt
- 03 Wismar-Land
- 04 Bad Doberan
- 05 Rostock-Stadt
- 06 Rostock-Land
- 07 Ribnitz-Damgarten
- 08 Stralsund-Stadt
- 09 Stralsund-Land
- 10 Rügen
- 11 Grimmen
- 12 Greifswald
- 13 Wolgast

- 03 Demmin
- 04 Altentreptow
- 05 Anklam
- 06 Ueckermünde
- 07 Waren
- 08 Neubrandenburg-Land
- 09 Strasburg
- 10 Pasewalk
- 11 Röbel
- 12 Neustrelitz
- 13 Templin
- 14 Prenzlau
- 15 Neubrandenburg-Stadt

Schwerin (B)

- 01 Gadebusch
- 02 Schwerin-Stadt
- 03 Schwerin-Land
- 04 Sternberg
- 05 Bützow
- 06 Güstrow
- 07 Hagenow
- 08 Ludwigslust
- 09 Parchim
- 10 Lübz
- 11 Perleberg

Potsdam (D)

- 01 Pritzwalk
- 02 Wittstock
- 03 Neuruppin
- 04 Gransee
- 05 Kyritz
- 06 Rathenow
- 07 Nauen
- 08 Oranienburg
- 09 Brandenburg-Stadt
- 10 Brandenburg-Land
- 11 Potsdam-Stadt
- 12 Potsdam-Land
- 13 Belzig
- 14 Jüterbog
- 15 Luckenwalde
- 16 Zossen
- 17 Königs Wusterhausen

Neubrandenburg (C)

- 01 Teterow
- 02 Malchin

Frankfurt/Oder (E)

- 01 Angermünde
- 02 Bernau
- 03 Eberswalde
- 04 Bad Freienwalde
- 05 Strausberg
- 06 Seelow
- 07 Fürstenwalde
- 08 Frankfurt/Oder
- 09 Beeskow
- 10 Eisenhüttenstadt-Land
- 11 Eisenhüttenstadt-Stadt
- 12 Schwedt-Stadt

Cottbus (F)

- 01 Jessen
- 02 Herzberg
- 03 Luckau
- 04 Lübben
- 05 Wilhelm-Pieck-Stadt Guben
- 06 Finsterwalde
- 07 Calau
- 08 Cottbus-Stadt
- 09 Cottbus-Land
- 10 Forst
- 11 Bad Liebenwerda
- 12 Senftenberg
- 13 Spremberg
- 14 Hoyerswerda
- 15 Weißwasser

Magdeburg (G)

- 01 Salzwedel
- 02 Osterburg-Seehausen
- 04 Havelberg
- 05 Klötze
- 06 Kalbe
- 07 Stendal
- 08 Gardelegen
- 09 Tangerhütte
- 10 Genthin
- 11 Haldensleben
- 12 Wolmirstedt
- 13 Burg
- 14 Halberstadt
- 15 Oschersleben
- 16 Wanzleben
- 17 Magdeburg
- 18 Staßfurt
- 19 Schönebeck
- 20 Zerbst
- 21 Wernigerode

Halle (H)

- 01 Aschersleben
- 02 Quedlinburg
- 03 Hettstedt

- 04 Bernburg
- 05 Köthen
- 06 Dessau
- 07 Roßlau
- 08 Wittenberg
- 09 Sangerhausen
- 10 Eisleben
- 11 Halle-Stadt
- 12 Saalkreis
- 13 Bitterfeld
- 14 Gräfenhainichen
- 15 Artern
- 16 Querfurt
- 17 Merseburg
- 18 Nebra
- 19 Weißenfels
- 20 Naumburg
- 21 Hohenmölsen
- 22 Zeitz
- 23 Halle-Neustadt

Erfurt (I)

- 01 Hellingenstadt
- 02 Worbis
- 03 Nordhausen
- 04 Mühlhausen
- 05 Sondershausen
- 06 Eisenach
- 07 Langensalza
- 08 Sömmerda
- 09 Gotha
- 10 Erfurt-Stadt
- 11 Erfurt-Land
- 12 Weimar-Stadt
- 13 Weimar-Land
- 14 Apolda
- 15 Arnstadt

Gera (J)

- 01 Eisenberg
- 02 Jena-Stadt
- 03 Jena-Land
- 04 Stadtroda
- 05 Gera-Stadt
- 06 Gera-Land
- 07 Rudolstadt
- 08 Pößneck
- 09 Zeulenroda
- 10 Greiz
- 11 Saalfeld
- 12 Lobenstein
- 13 Schleiz

Suhl (K)

- 01 Bad Salzungen
- 02 Schmalkalden
- 03 Meiningen

- 04 Suhl-Land
- 05 Ilmenau
- 06 Hildburghausen
- 07 Neuhaus
- 08 Sonneberg
- 09 Suhl-Stadt

Dresden (L)

- 01 Riesa
- 02 Großenhain
- 03 Kamenz
- 04 Bautzen
- 05 Dresden-Stadt
- 06 Dresden-Land
- 07 Niesky
- 08 Meißen
- 09 Bischofswerda
- 10 Löbau
- 11 Görlitz-Stadt
- 12 Görlitz-Land
- 13 Freital
- 14 Sebnitz
- 15 Dippoldiswalde
- 16 Pirna
- 17 Zittau

Leipzig (M)

- 01 Delitzsch
- 02 Eilenburg
- 03 Torgau
- 04 Leipzig-Stadt
- 05 Leipzig-Land
- 06 Wurzen
- 07 Oschatz
- 08 Borna
- 09 Grimma
- 10 Döbeln
- 11 Altenburg

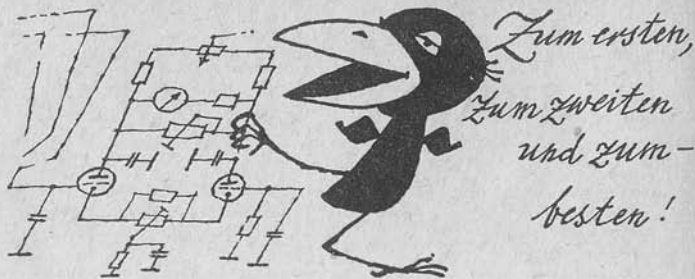
- 12 Geithain
- 13 Schmöln

Karl-Marx-Stadt (N)

- 01 Rochlitz
- 02 Hainichen
- 03 Freiberg
- 04 Werdau
- 05 Glauchau
- 06 Hohenstein-Ernstthal
- 07 Karl-Marx-Stadt-Stadt
- 08 Karl-Marx-Stadt-Land
- 09 Flöha
- 10 Zwickau-Stadt
- 11 Zwickau-Land
- 12 Stollberg
- 13 Zschopau
- 14 Marienberg
- 15 Brand-Erbisdorf
- 16 Reichenbach
- 17 Aue
- 18 Schwarzenberg
- 19 Annaberg
- 20 Plauen-Stadt
- 21 Plauen-Land
- 22 Auerbach
- 23 Oelsnitz
- 24 Klingenthal

Berlin (O)

- 01 Pankow
- 02 Weißensee
- 03 Prenzlauer Berg
- 04 Mitte
- 05 Friedrichshain
- 06 Lichtenberg
- 07 Treptow
- 08 Köpenick



Treten Sie näher heran, damit Sie besser lesen können. Jawohl, liebe Leser, Freunde, Bastler, OMs und solche, die es werden wollen! Unsere große

Auktion

mit vielen Raritäten und Seltenheiten, die ich, der bekannte und beliebte Huggy, aus aller Welt zusammengetragen habe, beginnt in wenigen Zeilen.

Ehe ich zum ersten, zum *neuen* Preisausschreiben komme, möchte ich Ihnen einiges vom letzten Preisausschreiben zum besten geben.

Wünscht jemand ein paar statistische Angaben? Na bitte, da hinten in der sechzehnten Reihe meldet sich ja einer; und schon geht's los:

8% aller Jahrbuchbesitzer beteiligten sich am Preisausschreiben. Zum ersten wurden damit die Badewannen und Waschkörbe voll Lösungen meines Vettters, der „Eule“, haushoch geschlagen. Und zum zweiten die Attraktion: Nur 47 der eingesandten Lösungen waren falsch. Da hat Rolf Mischner aus Dresden wohl recht; er ist der Meinung, diese Aufgabe war zu einfach. Also biete ich in diesem Jahr eine schwerere. Und keine in Spiegelschrift, denn Andreas Hufnagel aus Trebsen fragte nach dem Grund. Verzeihen Sie, ich tat's ohne Grund, nur so zum Spaß!

Und Spaß scheint es tatsächlich gemacht zu haben, denn es schrieben mir diesmal wieder jung und alt, der Jüngste 9, und der Älteste, Herr Kiesewetter aus Ahrensfelde, 79 Jahre.

Besonders gut lagen diesmal die Frauen im Rennen: es waren 81 im Alter von 14 bis 60 Jahren. Das bedeutet gegenüber dem Vorjahr eine Steigerung um über 2300%. Und damit – obwohl auch Omas sich in die moderne Technik stürzten – Ende der Zahlenakrobatik.

Komme jetzt zu den größeren Beträgen.

Da kamen weit über die Hälfte aller Postkarten mit aufgeklebten Briefmarken, obwohl jedem Absender *volle Portofreiheit* zugesichert war; aber sicher ist sicher, sagten sich sicherlich viele. Demgegenüber gibt es schön beschriebene Postkarten, bei denen das Wichtigste fehlte: der *Absender*. Von Bernd Pawloski aus Görenz kamen gleich 4 Postkarten.

Wo er die wohl her hat? Harald Jobst aus Augustusburg mußte sich zur Lösung erst einen Spiegel kaufen, deshalb wurde ihm, wie er schreibt, dieses Preisausschreiben zum teuersten seines Lebens. Na, er ist erst 18 Jahre alt und braucht sich daher wohl noch nicht zu rasieren.

Ein mir artverwandter Spaßvogel scheint Josef Semer aus Radibor zu sein. Er wünschte sich, *bevorzugt* behandelt zu werden. Aber: gleiches Recht usw.

Als nächstes zeige ich Ihnen einen seltenen Vogel: die Postkarte von Klaus-Peter Seefehl aus Wolgast. Er beschwert sich, daß unsere Jahrbücher von Jahr zu Jahr immer weniger Seiten haben. Das ist sehr traurig, aber für Herrn Seefehl, weil er mir im vorigen Jahr entweder nicht zugehört oder mich nicht verstanden hat. Ich erwähnte das dünnere Papier, den kleineren Schriftgrad und den daher objektiv doch verstärkten Umfang. Das dürfte auch eine Beruhigung für Frieder Janietz (12) aus Schreiersgrün sein, dessen Postkarte folgendes Gedicht enthält:

„Dies Buch, das las ich blitzesschnell
und wurde daraus klug und hell.
Doch ist es zierlich und so klein,
es könnte etwas dicker sein!“

Für die Zukunft biete ich außerdem eine wiederum höhere Auflage. So werden sich 5000 neue Leser ein Buch ersteigern können.

Überhaupt wurden viele Leserwünsche, Meinungen und Beschwerden schon in diesem Jahrbuch berücksichtigt, andere beantwortet oder für das nächste Jahrbuch vorgesehen. Es gab derer aber auch zu viele. Das begann mit der Elektronik für Modelleisenbahnen, Hall- und Echogeräten u. a. Schaltungen für Unterhaltungselektronik, mit Fuchsjagden, 20-Watt-Leistungsverstärkern, „Komputortechnik“ (wie einer schrieb), Fabrik-schaltbildern, parametrischen Verstärkern für das 2-m-Band und endete mit der Bitte, einen Bio-Enzephalographen zu beschreiben.

Kaum zu beschreiben sind noch weitere Angebote, die ich hiermit meistbietend zu versteigern habe.

Also, da wäre etwas besonders für den Deutschen Fernsehfunk Geeignetes. Die Forderung, mehr Sendungen aus dem elektronischen Wissensgebiet für die Jugend zu bringen, ist nicht neu! Und angesichts der starken Beteiligung von Jungen Pionieren, Arbeitsgemeinschaften und Schulen biete ich hiermit dem DFF erneut an, solche Sendungen, und zwar möglichst nicht ins Nachtprogramm, aufzunehmen. Zumal der GST, den Schulen und Pionierorganisationen Ausbilder fehlen. In *einer* Sendung könnten mit *einem* Ausbilder¹ *Millionen* Jugendlicher erreicht werden! Zumal es in der „Kramkiste“ schon längst nichts mehr zu kramen gibt.

Als vorletztes Angebot etwas für Liebhaber von Versprechungen, die nicht eingehalten werden. Nachzulesen auf der Drucksache V 192 Mg

¹ Ich helfe gern aus, wenn die Tele-BZ mit Elektroniksongs nicht genügt.

319 68, zu finden in den Bastlerbeuteln für Halbleiter, verpackt von der Firma Moritz Hädrich KG Saalfeld. Erst *ein* Bastlerbeutel-Sortiment für NF-Schaltungen ist im Handel. Die auf obiger Drucksache angekündigten weiteren sind nirgendwo zu entdecken. Kurios ist hierbei noch, daß jeder Käufer dieser Bastlerbeutel ein Anleitungsheft (mit keineswegs duden-gerechtem Text) mit kaufen muß. Nun kenne ich einen, der hat bereits mehrere Anleitungshefte und wartet auf eine Anleitung, wie er sie bereits vor der nächsten Hüggy-Auktion wieder loswerden kann . . .

Damit kommen wir zum Schluß und zum Höhepunkt des heutigen Tages. Verehrte Hüggy- und Auktionsfreunde! Ich lege Ihnen etwas ganz Exklusives auf den Tisch des Funkhauses. Dieses Angebot ist besonders für Leute gedacht, die manchmal schielen, mit einem Auge, nach dem Westen. Ich zitiere den wissenschaftlich-technischen Bücherkatalog eines westdeutschen Verlages mit ergötzlichen Bemerkungen. Davon einige Kostproben:

„Wer die einfachen radiotechnischen Grundlagen beherrscht und dieses Wissen in Hobby und Beruf anwenden will oder muß, wer ein Buch sucht, das noch nichts von Transistoren, gedruckten Schaltungen und integrierter Schaltungstechnik weiß, der kann auf dieses verzichten. Es spricht nämlich nur davon . . .“

Und hat genug davon.

„Mit Hilfe dieses Buches läßt sich ein transistorisierter ZF-Verstärker spielend auf dem Papier entwerfen, und wenn er dann in der Praxis gebaut wird, funktioniert er auch . . .“

Nicht zu fassen. Ich hätte eher vom ZF-Verstärker die Speiseeis-herstellung erwartet.

„. . . Alles über gedruckte Schaltungen“ kann man zu diesem Buch sagen. Ein Fachmann aus der Industrie hat sich hier ausgelassen . . .“

Hoffentlich ist er nicht ausgelaufen.

Damit bin ich mit meiner Angebotsliste zu Ende. Zum Schluß möchte ich noch dem Kanonier Reginald Kulescha aus Abtshagen und Bernd Kühn aus Radeberg, stellvertretend für viele andere Freunde aus der NVA, für ihre besonderen Grüße an mich herzlich danken. Ich hoffe, damit alles Gute und Schlechte richtig an den Mann oder die Frau gebracht zu haben.

Ihr Hüggy (auf dem Erdboden
bekannt als Hans-Werner
Tzschichhold).

PS: Bald hätte ich's vergessen: die Preisträger 1969 und das neue Preisausschreiben!

Und das sind sie, die Sieger:

1. Preis - *Dieter Matschke*, Berlin,
2. Preis - *Uffz. Leichsering*,
Straßgräbschen,
3. Preis - *Margot Müller*, Gräfentonna,
4. Preis - *Péter Sipka*, Dresden,
5. Preis - *Christoph Peter*, Weißenborn.

Sonderpreise wurden verliehen

der ältesten weiblichen Teilnehmerin *Erika Nitschmann*, Oberoderwitz (60),

der jüngsten weiblichen Teilnehmerin *Helga Völkner*, Blankenburg (14),

dem ältesten männlichen Teilnehmer *Ernst Kiesewetter*, Ahrensfeld (79),
dem jüngsten männlichen Teilnehmer *Peter Liepelt*, Seelingstädt (9!!!).

Die Lösungen bereiteten beim Auswerten einen Riesenspaß, denn sie reichten von der lakonischen Mitteilung in 3 Buchstaben:

RVM

bis zu mehrzeiligen kleinen Fortsetzungsromanen aus 25 Wörtern.

Wiederum liegt die neue Karte mit der Preisfrage bei, von der Huggy hofft, daß sie diesmal doch nicht ganz ohne Kopfschmerzen zu lösen sein wird. Schließlich muß er selbstkritisch zugeben, daß zum richtigen Ergebnis der vorigen keine Ingenieurreife erforderlich war. ABER - nun macht Huggy es sich leicht: Für die Preisfrage, die im Jahrbuch 1971 erscheinen soll, wird ein

Sonderpreis

ausgesetzt und außerdem bei Veröffentlichung ein Honorar gezahlt! Also heran, Elektronenanhänger, tüftelt etwas Raffiniertes aus und sendet es an die auf der Karte genannte Anschrift. Vorgesehen ist die Anschaffung eines Mini-Computers für die Auswertung der bergeweisen Einsendungen ...

Doch nun noch ein ernsthaftes PS:

xcus, xcus, xcus - es wurde tatsächlich zu Recht die Lösung des vorigen Preisrätsels angemahnt (Eljabu 68, S. 298). Hier ist sie nachträglich in Kurzform:

1. Fischer Transistortechnik; 2. Jakubaschk, Elektronikbastelbuch;
3. Schubert, Radiobastelbuch. Es war weder die Angabe der Auflage noch Vermerk der Seite erforderlich.

Nun noch schnell vor meinem Abflug die neuen Bedingungen:

Einsendeschluß - 1. April 1970,

teilnahmeberechtigt - vom Säugling bis zum Opa (bzw. Oma),

vorgesehene Belohnungen - 1. Preis: Transistorgerät und Bücher aus dem DMV im Werte von 25,- M; 2. Preis: Bücher im Werte von 75,- M; 3. Preis: Bücher im Werte von 50,- M; 4.-10. Preis: jeweils Bücher im Werte von 25,- M.

55 - 73 - 55 - 73 - 55 - 73 - 55 - 73 - 55 - 73 - 55 - 73



1. Allgemeine Ausdrücke

Schall — Mechanische Schwingungen und Wellen eines elastischen Mediums, insbesondere im Frequenzbereich des menschlichen Hörens (16 Hz bis 20 kHz).

Infraschall — Mechanische Schwingungen und Wellen eines elastischen Mediums unterhalb des Frequenzbereichs des menschlichen Hörens.

Ultraschall — Mechanische Schwingungen und Wellen eines elastischen Mediums oberhalb des Frequenzbereichs des menschlichen Hörens.

Schallschwingung — Bewegung von Teilen eines elastischen Mediums um eine Ruhelage. Die Abmessungen der Teile sollen dabei klein sein gegenüber der Schallwellenlänge, aber groß gegenüber den Molekülabmessungen.

Grundperiode — Kleinster Wert einer unabhängigen Variablen (Zeit, Weg, ...), für die eine periodisch schwankende Größe sich selbst wiederholt.

Sinusförmige Schwingung — Die vollständige Folge von Werten einer sinusförmig schwankenden Größe, die während einer Grundperiode auftreten.

Harmonische, harmonisch — Eine sinusförmige Schwingung heißt Harmonische oder harmonisch, wenn ihre Frequenz ein ganzes Vielfaches einer Grundfrequenz ist, auf die sie bezogen wird. Die Grundschiwingung wird 1. Harmonische, die nächstfolgende 2., 3. usw. genannt.

Subharmonische, subharmonisch — Eine sinusförmige Schwingung heißt Subharmonische oder subharmonisch, wenn ihre Frequenz ein ganzer Bruchteil einer Grundfrequenz ist, auf die sie bezogen wird.

Rauschen — Ungeordneter Schwingungsvorgang, der nach keiner erkennbaren Gesetzmäßigkeit abläuft und nur mit Hilfe statistischer Kenngrößen beschrieben werden kann.

In der Akustik ist es üblich, nur dann vom Rauschen zu sprechen, wenn das Spektrum in den hörbaren Frequenzbereich fällt und die einander folgenden Änderungen des Augenblickswerts vom Ohr zeitlich nicht mehr getrennt werden.

Weißes Rauschen — Rauschen, dessen in einer verhältnismäßig kleinen Bandbreite festgestellte Spektraldichte in einem verhältnismäßig breiten Frequenzbereich frequenzunabhängig ist.

Geräusch — Schall, dessen Teiltonabstände kleiner als 16 Hz sind oder der nur durch ein kontinuierliches Spektrum beschrieben werden kann.

Stoß — Anregung eines schwingungsfähigen Systems in sehr kurzer Zeitdauer, ohne daß die anregenden Augenblickswerte einen Richtungswechsel erfahren.

Schallspektrum — Angabe eines Schalles durch Komponenten (Amplituden, Phasen, Energie, Intensität oder deren Spektraldichte) als Funktion der Frequenz.

Linienpektrum — Schallspektrum, dessen Komponenten aus einer Anzahl bestimmter Frequenzen bestehen.

Kontinuierliches Spektrum — Schallspektrum, dessen Komponenten kontinuierlich über einen Frequenzbereich verteilt sind.

Schwebungen — Periodische Änderung der Amplitude eines Schwingungsvorgangs, die durch die Addition zweier sinusförmiger Schwingungen der gleichen Art, aber etwas unterschiedlicher Frequenz entstanden ist.

Wobbelton — Sinusschwingung, deren Augenblicksfrequenz periodisch um einen Mittelwert schwankt.

Filter — Übertragungssystem, das nur in einem (oder mehreren) Frequenzbändern überträgt und in allen anderen Bändern sperrt.

Tiefpaßfilter, Tiefpaß — Filter, das alle Frequenzen unter einer bestimmten überträgt und alle höheren sperrt.

Hochpaßfilter, Hochpaß — Filter, das alle Frequenzen über einer bestimmten überträgt und alle tieferen sperrt.

Bandpaßfilter, Bandpaß — Filter, das alle Frequenzen zwischen zwei bestimmten überträgt und alle anderen sperrt.

Eckfrequenz — Frequenz, die den Übergang zwischen Übertragungsbereich und Sperrbereich eines Filters kennzeichnet.

Frequenzanalyse — Messung des Schallspektrums durch Ausfiltern der Komponenten eines Schallvorgangs in verhältnismäßig kleinen Bandbreiten veränderlicher Mittenfrequenz.

Schallfeld — Vom Schall durchsetzter Raum.

Freies Schallfeld — Schallfeld, in dem die Begrenzung des Mediums einen vernachlässigbaren Einfluß auf die Schallschwingung hat.

Diffuser Schall — Schallschwingung, bei der die Energiedichte des Schallfelds gleichförmig und die mittlere Schallintensität aus allen Einfallsrichtungen gleich ist.

Dämpfung — Entzug von Energie bei einem schwingenden System im Verlauf der Zeit oder mit dem Ort.

2. Schwingungssysteme

Schwingungssysteme — Abgeschlossenes System von Elementen, von denen mindestens zwei Energiespeicher (mit Masse, Nachgiebigkeit, Kapazität, Induktivität) gegenseitig Energie austauschen können.

Mechanisches System — Schwingungssystem, das nur Massen, Federelemente oder mechanische Reibung enthält. System, bei dem die Systemgleichungen durch Austausch der Formelzeichen für die Elemente und für die Koordinaten ineinander übergehen.

Analoges System — System, bei dem die Systemgleichungen durch Austausch der Formelzeichen für die Elemente und für die Koordinaten ineinander übergehen.

Erzwungene Schwingung — Schwingung, deren Frequenz durch ein erregendes System bestimmt wird.

Freie Schwingung — Eine Schwingung in einem System, ohne daß während ihres Verlaufs irgendein äußeres System energieliefernd beteiligt ist.

Resonanz — Wenn bei jeder, besonders sehr geringfügigen Änderung der Erregungsfrequenz, sich die erzwungene Schwingungsamplitude vergrößert, spricht man von Resonanz.

Kritische Dämpfung — Dämpfung, die beim Ausgleich zu einem Ruhezustand als Grenze zwischen einer Schwingung und dem aperiodischen Vorgang auftritt. Beim einfachen Schwinger liegt diese Grenze bei einem Dämpfungsgrad von $\delta = \delta/\omega_0 = 1$.

3. Schallausbreitung

Welle — Änderung im physikalischen Zustand eines Mediums, die sich infolge einer örtlichen Störung ausbreitet.

Wellenfront — Front einer fortschreitenden Welle im Raum (auf einer Fläche), in der eine Fläche (Linie) zur gleichen Zeit gleiche Phase hat.

Schallstrahl — Linie in Ausbreitungsrichtung des Schalles, die zur bildlichen Darstellung des Schallwegs dient.

Nahfeld — Teil des freien Schallfelds unmittelbar vor einem Schwinger, in dem der Schall einen wesentlichen Anteil Blindenergie enthält.

Fernfeld — Teil des freien Schallfelds, in dem sich der Schall ohne wesentliche Blindenergie ausbreitet.

Ebene Welle — Welle, in der die Wellenfronten parallele Ebenen bilden und somit senkrecht zur Ausbreitungsrichtung stehen.

Kugelwelle — Welle, deren Wellenfronten konzentrische Kugeloberflächen sind.

Longitudinalwelle — Welle, bei der die Auslenkung jedes Mediumteilchens in der gleichen Richtung wie die Ausbreitung der Welle bzw. senkrecht zur Wellenfront erfolgt. Sie ist im elastischen Medium wirbelfrei, kann daher auch als *wirbelfreie* oder *rotationsfreie* Welle bezeichnet werden. Im Innern schubspannungsfreier Medien tritt sie als einzige ebene Welle auf.

Transversalwelle — Welle, bei der die Auslenkung jedes Mediumteilchens senkrecht zur Ausbreitungsrichtung oder parallel zur Wellenfront erfolgt. Sie kann nur in elastischen Medien auftreten, die der Übertragung von Schubspannungen fähig sind. Sie ist quellenfrei und kann daher auch als *dilatationsfreie* Welle bezeichnet werden.

Quasi-Longitudinalwelle, Dehnwelle — Symmetrische Welle, die aufeinanderfolgende Dehnungen und Stauchungen in Platten, Stäben oder Röhren hervorruft, deren Werkstoffdicke klein im Verhältnis zur Wellenlänge ist. Bei ihr ist die Querkontraktion nicht verhindert.

Biegewelle — Asymmetrische Welle, die aufeinanderfolgende Biegungen in Platten, Stäben oder Rohren hervorruft, deren Dicke klein ist im Verhältnis zur Wellenlänge mit aufeinanderfolgenden Biegungen.

Oberflächenwelle — Welle, die parallel zur freien Oberfläche eines elastischen Mediums verläuft und deren Amplituden senkrecht von der Oberfläche zum Inneren abnehmen.

Rayleigh-Welle — Oberflächenwelle eines festen Mediums, die als Überlagerung eines wirbelfreien und eines quellenfreien Anteils besteht, die sich mit gleicher Geschwindigkeit parallel zur Oberfläche fortpflanzen, aber mit verschiedenen Dämpfungsmaßen nach dem Innern abklingen.

Dispersion — Änderung der Wellenform in einem Medium, in dem die Schallwellengeschwindigkeit sich mit der Frequenz ändert.

Phasengeschwindigkeit — Geschwindigkeit in der Ausbreitungsrichtung einer fortschreitenden, sinusförmigen Welle, mit der sich ein Punkt konstanter Phase der Schwinggröße fortpflanzt.

Gruppengeschwindigkeit — Geschwindigkeit in der Ausbreitungsrichtung einer Wellengruppe, mit der sich ein charakteristisches Merkmal im Zeitverlauf, z. B. das Maximum oder die mittlere Ausbreitungsgeschwindigkeit der Energie einer Gruppe aus Teilwellen benachbarter Frequenzen, fortpflanzt. Sie ist $c_{gr} = d\omega/d\beta$. Die Gruppengeschwindigkeit unterscheidet sich nur in einem Medium mit Dispersion von der Phasengeschwindigkeit.

Interferenz — Räumliche Verteilung des Schalldrucks oder der Schallschnelle infolge Überlagerung fortschreitender Wellen der gleichen oder nahezu gleichen Frequenz.

Stehende Welle — Feste, räumliche Verteilung der Schallschwingungen, die durch Interferenz fortschreitender Wellen gleicher Frequenz und Art entstanden ist, charakterisiert durch Knoten und Bäuche.

Knoten — Punkt, Linie oder Fläche in einer stehenden Welle, in denen eine Schallfeldgröße immer 0 ist.

Bauch — Punkt, Linie oder Fläche in einer stehenden Welle, in denen eine Schallfeldgröße immer ein Maximum hat.

Reflexion — Rückwurf einer Schallwelle an der Trennfläche zwischen zwei Medien unterschiedlicher Schallkennimpedanz.

Brechung — Änderung der Ausbreitungsrichtung einer Schallwelle infolge unterschiedlicher Schallwellengeschwindigkeit zweier angrenzender Medien.

Beugung — Änderung der Ausbreitungsrichtung einer Wellenfront infolge eines Hindernisses oder anderer Inhomogenitäten in einem Medium, aber nicht infolge Reflexion oder Brechung.

Streuung — Unregelmäßige Reflexion, Brechung oder Beugung von Schall in verschiedene Richtungen.

4. Schallübertragung

Übertragungssystem — System mit akustischen, mechanischen oder elektrischen Gliedern, das in einem vorgegebenen Frequenzbereich am Ausgang Schwingungsgrößen abgibt, die den am Eingang erzwungenen proportional sind. Nach den beteiligten Gliedern spricht man von elektroakustischen, elektromechanischen, rein akustischen oder rein mechanischen, mechanisch-akustischen usw. Übertragungssystemen.

Frequenzgang — Abhängigkeit des Übertragungsfaktors oder des Übertragungsmaßes eines Übertragungssystems oder eines Wandlers von der Frequenz.

Aufnahme — Umwandlung eines akustischen Vorgangs in elektrische Signale (u. U. einschließlich deren Speicherung).

Wiedergabe — Rückverwandlung (Hörbarmachung) einer zeitlichen Folge elektrischer Signale in das entsprechende akustische Ereignis.

Stereofone Übertragungsanlage — Übertragungssystem, bei dem mehrere Mikrofone, Übertragungskanäle und Lautsprecher oder Kopfhörer so angeordnet sind, daß dem Hörer die räumliche Verteilung der Schallquellen übermittelt wird.

Grundgeräusch — Summe aller Geräusche in einem System, das zur Erzeugung, zum Nachweis, zur Messung, Aufzeichnung oder Wiedergabe von Signalen dient, ohne diese Signale.

Störfestigkeit — Die Störfestigkeit von Geräten kennzeichnet die Grenze ihrer einwandfreien Funktion beim Einfluß äußerer Störgrößen, die nicht unmittelbar mit den Aufgaben des Geräts zusammenhängen. Zur Kennzeichnung der Störfestigkeit können die äquivalente Eingangsgröße, die Grenzstörgröße und der Störquotient dienen.

Grenzstörgröße — Die Grenzstörgröße von Geräten wird durch den maximalen Effektivwert der Störgröße angegeben, der das Gerät ausgesetzt werden kann, um folgende Bedingungen zu erfüllen:

- a) bei Geräten, die aus physikalischen Gründen auch ein für die Anwendung wesentliches Grundgeräusch am Ausgang aufweisen, eine Vergrößerung der effektiven Amplitude des Grundgeräuschs am Ausgang um 3 dB;
- b) bei Geräten, bei denen keine Ausgangsspannung erkennbar ist, z.B. Meßgeräten mit Skala, Einhalten der für das Gerät angegebenen Funktionstoleranzen unter den Nennbedingungen.

Verzerrung — Veränderung der Schwingungsform oder des Amplitudenverlaufs einer Schwingung.

Lineare Verzerrung — Verzerrung, die durch Änderung des Übertragungsfaktors mit der Frequenz bedingt ist.

Arbeitsfrequenzbereich — Der Frequenzbereich, innerhalb dem der Übertragungsfaktor eines Geräts in anzugebenden Toleranzen bleibt.

Nichtlineare Verzerrung — Verzerrung, die durch nichtlinearen Zusammenhang zwischen den Augenblickswerten der Eingangs- und Ausgangsgröße (oder einem nicht amplitudenkonstanten Übertragungsfaktor) verursacht wird. Sie ist auch charakterisiert durch die Erzeugung harmonischer Frequenzen, wenn das System stationär mit einer sinusförmigen Schwingung konstanter Amplitude erregt wird.

Aussteuerungsbereich — Amplitudenbereich der Eingangsgröße, innerhalb dem der Übertragungsfaktor von einem bestimmten anzugebenden Bezugswert um nicht mehr als einen zu nennenden Prozentsatz abweicht oder innerhalb dem ein nicht-lineares Verzerrungsmaß einen anzugebenden Bezugswert nicht übersteigt.

Grenzbelastung — Die Höchstwerte einer Schwingungsgröße, die aus konstruktiven oder festigkeitsbedingten Gründen nicht überschritten werden dürfen, wenn kein Schaden am Gerät entstehen soll.

5. Wandler

Wandler — Übertragungssystem, deren Eingangs- und Ausgangsgrößen Signalen entsprechen, bei dem ein möglichst konstanter Übertragungsfaktor und eine verlustlose Umwandlung angestrebt wird. Nach den beteiligten Elementen spricht man in der Elektroakustik von elektroakustischen, elektromechanischen, mechanisch-akustischen Wandlern.

Aufnahmewandler — Wandler, die Schallenergie aufnehmen, z.B. Mikrofone.

Wiedergabewandler — Wandler, die Schallenergie abgeben, z.B. Lautsprecher, Kopfhörer.

Passiver Wandler — Wandler, dessen Ausgangsenergie ausschließlich von der am Eingang zugeführten stammt.

Aktiver Wandler — Wandler, dessen Ausgangsenergie nur zum Teil oder gar nicht am Eingang zugeführt wird.

Reversibler Wandler — Wandler, der in gleichem Maß Energie vom Eingang zum Ausgang überträgt wie umgekehrt.

(Effektives) akustisches Zentrum — Punkt eines Schallsenders, von dem Wellen zu divergieren scheinen, die in genügender Entfernung (vom akustischen Zentrum) als Kugelwellen betrachtet werden können.

Hauptrichtung — Richtung der symmetrischen Struktur oder des größten Übertragungskoeffizienten oder Übertragungsfaktor eines Schallsenders oder Schwingungsaufnehmers. Die Hauptsache dient als Ursprung eines Koordinatensystems, das die Richtcharakteristik des Schallsenders beschreibt.

Hauptachse — Achse eines Schwingungsaufnehmers für Rotationsschwingungen, in der der Aufnehmer seinen größten Übertragungsfaktor besitzt.

Richtcharakteristik — Beschreibung (meist grafische) des mit einer Kenngröße im Fernfeld bestimmten Übertragungsfaktors oder Übertragungsmaßes eines Schallwandlers als Funktion der Richtung des einfallenden oder abgestrahlten Schalles in einer bestimmten Ebene durch das akustische Zentrum und bei einer bestimmten Frequenz.

Piezoelektrischer Effekt — Bei bestimmten Kristallen, die polare Achsen, aber keine Symmetriezentren besitzen, treten bei Deformation an ausgezeichneten Grenzflächen elektrische Ladungen auf, und umgekehrt erleiden solche Kristalle Deformationen, wenn man sie einem entsprechend gerichteten elektrischen Feld aussetzt.

6. Aufnahmewandler

Mikrofon — Elektroakustischer Wandler, der akustische in elektrische Größen überträgt.

Druckmikrofon — Mikrofon, das vorwiegend auf den Schalldruck anspricht.

Druckgradientenmikrofon — Mikrofon, das vorwiegend auf den Gradienten des Schalldrucks anspricht.

Kugelmikrofon — Mikrofon, dessen Übertragungsfaktor unabhängig von der Einfallrichtung ist.

Richtmikrofon — Mikrofon, das vorzugsweise nur in einem Raumwinkel anspricht, der kleiner als 2π sr ist.

Mikrofonzeile — Richtmikrofon, das aus einzelnen Mikrofonen besteht, die in einer Geraden angeordnet sind, oder eine äquivalente Anordnung.

Sondenmikrofon — Mikrofon zum Abtasten eines Schallfelds, ohne daß dieses merklich gestört wird.

Hydrofon — Elektroakustischer Aufnehmer, der Wasserschallsignale in elektrische umwandelt, besser: Wasserschall-Empfänger.

7. Wiedergabewandler

Lautsprecher — Elektroakustischer Wandler, der elektrische Größen in akustische überträgt.

Trichterlautsprecher — Lautsprecher, bei dem das strahlende Element mit dem Schallmedium durch einen Trichter gekoppelt ist.

Mehrkanallautsprecher — System von zwei oder mehr Lautsprechern, die meist durch Netzwerke getrennt sind und gleichzeitig in verschiedenen Frequenzbändern strahlen.

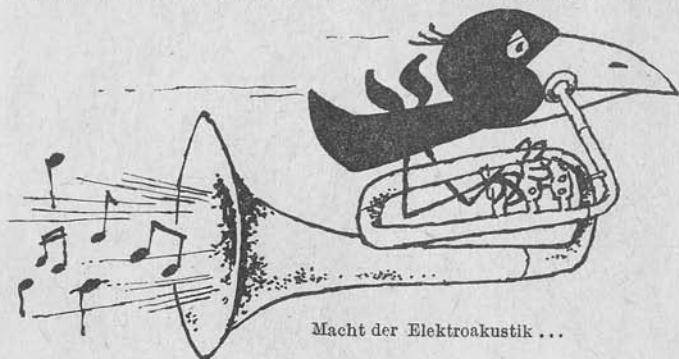
Schallwand — Platte, die einen Lautsprecher trägt und dazu dient, den Abstand zwischen vorder- und rückseitiger Abstrahlung zu vergrößern.

Fernhörer — Elektroakustischer Schallsender, der für den Gebrauch in Fernsprechanlagen und zum Halten am Ohr bestimmt ist.

Kopfhörer — Elektroakustischer Schallsender, der zum festen Andruck an die Ohrmuschel bestimmt ist.

Einsteckhörer — Kleiner elektroakustischer Schallsender, der zum Einführen in den Gehörgang des Außenohrs bestimmt ist.

Knochenleitungshörer — Elektromechanischer Schallsender, der fest an das Knochenystem in der Nähe des Ohres, meist das Mastoid, angedrückt wird.



Macht der Elektroakustik ...

Vor fünf Jahren erschien im *Elektronischen Jahrbuch 1965* ein erster Beitrag unter der gleichen Überschrift.¹ Große Fortschritte wurden inzwischen auf gesellschaftlichem und auf wissenschaftlich-technischem Gebiet erzielt. Eins der zahlreichen Beispiele auf dem technischen Sektor liefert das UHF-Fernsehen. Vor 5 Jahren verfolgten die Entwicklungsingenieure unserer Fernsehindustrie noch mehr oder weniger passiv die diesbezüglichen technischen Lösungen in anderen Staaten. Heute dagegen entwickeln sie selbst Geräte in dieser Technik.

In manchen Punkten zwang der technische Fortschritt zum Verzicht auf ursprünglich vorgesehene Lösungen. So gehören heute röhrenbe-



Bild 1
10-kW-UHF-Tetrode
SRS 458
(Foto: VEB Werk für
Fernselelektronik)

¹ Fortschritte beim UHF-Fernsehen, *Elektronisches Jahrbuch 1965*, S. 74 bis 81.

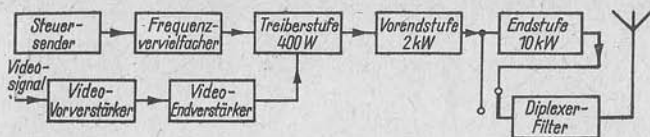


Bild 2 Blockschaltbild eines 10-kW-Tetroden-UHF-Fernsenders

stückte UHF-Kanalwähler mit *E/PC 86* oder *E/PC 88* der Geschichte an: Der Transistor eroberte sich den UHF-Fernsehempfangsteil ganz und gar.

Doch der Anfang des UHF-Fernsehens sind UHF-Fernsender. Der VEB Fernsehelektronik fertigt unter der Bezeichnung *SRL 458* eine Tetrode, die bis 790 MHz eine HF-Leistung von 10 kW abgibt (Bild 1). Im Rahmen der Arbeitsteilung im Rat für Gegenseitige Wirtschaftshilfe (RGW) entwickelte die DDR (und zwar der VEB Funkwerk Köpenick) einen tetrodenbestückten UHF-Fernsender.

Die Tetrodenbestückung hat den Vorteil, daß bei Ausfall der Endstufe ein Notbetrieb mit der Sendervorendstufe, natürlich mit verminderter Leistung, möglich ist. Der vermutlich aussichtsreichere UHF-Klystron-Fernsendertyp wurde (allerdings mit importierten Klystrons) in der ČSSR entwickelt. Unser erster UHF-Tetrodensender strahlt seit dem 20. Jahrestag unserer Republik vom Berliner Fernsehturm aus („Telespargel“).

Das Blockschaltbild eines 10-kW-UHF-Tetrodensenders ist in Bild 2 zu sehen. Durch Parallelschalten von 2 derartigen Sendern (natürlich vom gleichen Steuersender gesteuert) gelangt man zum 20-kW-Sender. Neben der erwähnten Möglichkeit, mit der jeweiligen Vorendstufe einen Notbetrieb zu fahren, hat dieser Sendertyp einen weiteren Vorteil: Tetroden, deren Katodenemission nachließ, können meist noch im Tonsender verwendet werden. Die Endstufe des letzteren muß ja nur ein Fünftel der Leistung der Bildsenderendstufe liefern.

Nicht nur auf dem UHF-Sendergebiet war unsere Industrie erfolgreich tätig. Im VEB Fernsehgerätewerk Staßfurt — dem nunmehr alleinigen Produzenten von Fernsehempfängern in unserer Republik — entwickelte man für die Empfangsseite transistorisierte UHF-Kanalwähler (Bild 3)



Bild 3
Transistorisierter
UHF-Kanalwähler
(Foto:

VEB Fernsehgerätewerke
Staßfurt/Arku)

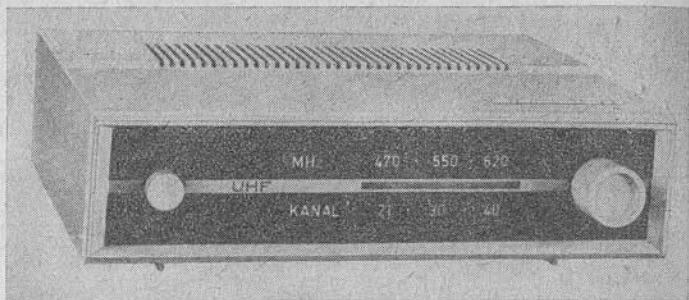


Bild 4 Transistorisierter UHF-Konverter
(Foto: VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt/Arku)

und UHF-Konverter (Bild 4). Die Bestückung des Tuners besteht (oder besser: bestand ursprünglich) aus $2 \times AF139$ und $1 \times GF128$. Der zuletzt genannte Typ arbeitet als zusätzliche 1. ZF-Verstärkerstufe, damit die unterschiedliche Empfindlichkeit des Fernsehempfängers bei VHF und UHF ausgeglichen wird.

In beiden Fällen verwendet man kapazitiv abgestimmte Halbwellenkreise ähnlich wie in den röhrenbestückten UHF-Kanalwählern, die der VEB Rafena-Werke seinerzeit entwickelte. Der Unterschied zwischen Kanalwähler (oder *Tuner*) und Konverter liegt darin, daß der erste in den Fernsehempfänger fest eingebaut ist und lageverkehrt in den ZF-Bereich umsetzt. Der Konverter dagegen wird dem nicht geänderten Fernsehgerät vorgeschaltet und in ihm die UHF-Energie in den VHF-Bereich (meist Band I) umgesetzt. Die Rauschzahl des transistorisierten Tuners und des Konverters liegt zwischen etwa 5 und $8 kT_0$, die Leistungsverstärkung bei etwa 30 dB (Kanalwähler) bzw. 10 dB (Konverter). Beim Vergleich der Rauschzahlen mit denen eines modernen röhrenbestückten UHF-Kanalwählers bzw. -Konverters (etwa $15 \dots 25 kT_0$) zeigt sich klar die Überlegenheit der Transistorbestückung.

UHF-Empfangsantennen und -Antennenverstärker. — Auch in dieser Hinsicht gab es Fortschritte. Der VEB Antennenwerke Bad Blankenburg stellt ein ganzes Sortiment UHF-Antennen her, von denen die 40-Elemente-Superbreitbandantenne 187135 die größte ist. Ihre Bandbreite erstreckt sich von 470 bis 790 MHz, ihr Gewinn beträgt dabei je nach Kanal 10 bis 20 dB und ihr Vor-/Rück-Verhältnis, ebenfalls je nach Kanal, 20 bis 40 dB. Bemerkenswert an den neuen Blankenburger „Super-Color“-Antennen ist die Anordnung mehrerer gespeister Faltdipole in ihnen nach dem Prinzip der logarithmisch-periodischen Antenne.

Auch zahlreiche elektrische Weichen und 1- bis 2stufige Antennenverstärker wurden entwickelt, von denen Bild 5 den Stromlaufplan eines

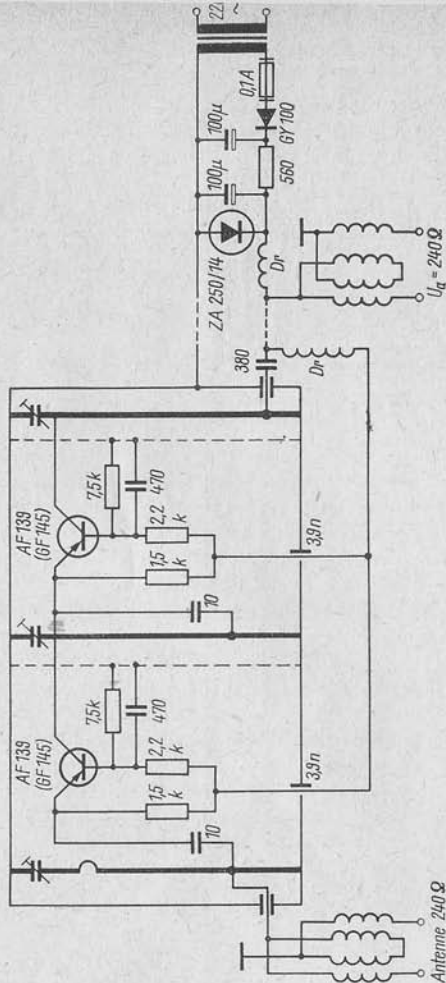


Bild 5 Stromlaufbahn eines 2stufigen UHF-Antennenverstärkers mit abgesetztem Netzteil vom VEB Antennenwerke Bad Blankenburg

Typs zeigt: 2 identische Stufen verstärken die von der Antenne aufgenommene UHF-Energie um 18 bis 20 dB. Die Anordnung des Antennenverstärkers unmittelbar an der Antenne – der Stromversorgungsteil ist räumlich nicht am gleichen Ort – sichert ein günstiges Signal-/Rausch-Verhältnis.

Doch die erwähnte große Bandbreite von 470 bis 790 MHz ist für den DDR-Markt von geringem Interesse: Bei uns wird, wie in allen sozialistischen Staaten, vorerst nur das Band IV (470 bis 610 MHz) für den Fernsehgrundfunk benötigt. Die erwähnten Entwicklungen des VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt berücksichtigen dies.

UHF-Transistor AF 139 — Auch hier gab es in letzter Zeit erfreuliche Änderungen. Der VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder entwickelte neben zahlreichen anderen neuen Transistortypen (darunter mehrere Metall-oxid-Feldeffekttransistor) den UHF-Transistor *GF 145*, der als Ersatz für den Importtransistor *AF 139* gedacht ist. Ein Vergleich der technischen Daten beider Transistortypen zeigt die weitgehende Übereinstimmung:

	AF 139	GF 145	
I_{CB0}	8	8	μA
f_T	550	> 250	MHz
F	8,2	8	dB
$U_{CB\text{max}}$	-20	-20	V
$I_{C\text{max}}$	-10	-10	mA
R_{th}	0,75	0,75	Grd/mW
$\vartheta_{j\text{max}}$	90	90	$^{\circ}\text{C}$

Auch die Sockelschaltung beider Transistortypen ist gleich, so daß einem Austausch von dieser Seite nichts im Wege steht. Der relativ späte Beginn der UHF-Fernsehtechnik in der DDR erlaubt es, bestehende Entwicklungstrends im Weltmaßstab richtig einzuschätzen und zu berücksichtigen. Man kann die „Verkaufsargumente“ deutlich von den echten, technischen Neuerungen trennen und letztere gegebenenfalls übernehmen.

Seit etwa 1966 kennt man die vollelektronische Abstimmung auch im UHF-Kanalwähler: An Stelle von mechanisch veränderlichen Drehkondensatoren liegen bei dieser Lösung sogenannte Kapazitätsdioden in Sperrrichtung parallel zu den einzelnen Leitungskreisen. Die Sperrschichtkapazität der Dioden hängt ab von der angelegten Gleichspannung. Durch

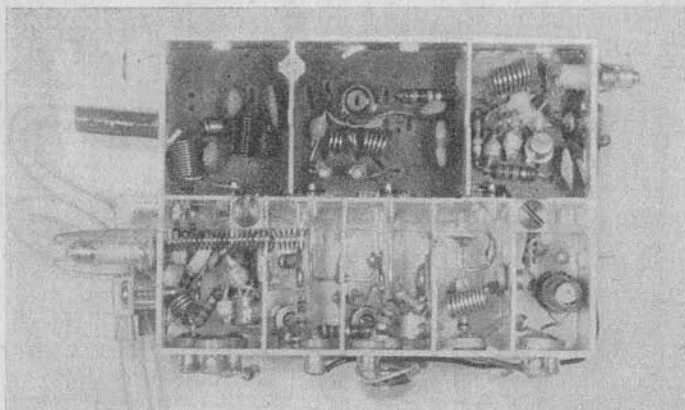


Bild 6 Allbereichtuner mit elektronischer Abstimmung (Foto: Grundig)

enge Toleranzen in der Diodenfertigung und Serien- sowie Parallelkapazitäten läßt sich mit ausreichender Genauigkeit Gleichlauf zwischen den einzelnen Kapazitätsdioden im Kanalwähler erreichen. Die Abstimmung des Kanalwählers auf die einzelnen Sender erfolgt einfach mit einem Potentiometer, das eine meist stabilisierte Gleichspannung mehr oder weniger teilt.

Der Vorteil dieser elektronischen Abstimmung gegenüber der bisher im UHF-Kanalwähler bekannten liegt auf der Hand: keine mechanisch betätigten Abstimmungsorgane mehr (außer dem erwähnten Potentiometer), einfache Möglichkeit einer Fernbedienung der Abstimmung (das Potentiometer kann beliebig weit entfernt vom Kanalwähler angebracht sein), Möglichkeit einer automatischen Scharfabstimmung usw. Es dürfte außer Zweifel stehen, daß sich auch unsere Fernsehempfängerindustrie dem internationalen Entwicklungstrend zur elektronischen Abstimmung anschließen wird.

Die Technik bleibt nie stehen. Selbst ein Kanalwähler mit elektronischer Abstimmung, d.h. mit Kapazitätsdioden (Bild. 6), enthält noch mechanische Kontakte für die Umschaltung UHF/VHF oder Band I/ Band III. Die Frage drängt sich auf: Kann man diese mechanischen Kontakte nicht auch noch durch eine elektronische Lösung ersetzen? Die Theorie bejahte diese Frage, und die Praxis bestätigte diese Überlegungen.

Es ist bekannt, daß sich eine Diode mit einer Gleichspannung vom leitenden in den gesperrten Zustand schalten läßt. Zwar beträgt auch im leitenden Zustand der Durchlaßwiderstand der Diode nicht Null wie annähernd beim mechanischen Kontakt, auch ist der Sperrwiderstand nicht unendlich groß wie beim geöffneten Schalter. Immerhin, ein Verhältnis von Durchlaßwiderstand: Sperrwiderstand von über 1:1000 läßt sich ohne weiteres mit der Diode erreichen.

Diese Widerstandsänderung genügt, um die Umschaltung im Kanalwähler vorzunehmen. An Stelle von je einem getrennten Kanalwähler für VHF und UHF gelangt man auf diese Weise zum vollelektronisch umschalt- und abstimmbaren Kombinationskanalwähler. Dieser technischen Lösung dürfte im Fernsehempfänger die Zukunft gehören.

UHF-Fernsehen — Vor 2 Jahrzehnten war es eine selbst von Fachleuten skeptisch bewertete Utopie, vor 1 Jahrzehnt begann man erste Versuche zur Verwirklichung. Wohl selten wird der stürmische Fortschritt der Technik so sichtbar wie auf diesem Gebiet. Und wer gern „technisch träumt“: Ein weltweites Satelliten-Fernsehen (Mondovision) wird sich aller Wahrscheinlichkeit nach auch im UHF-Bereich abspielen. Einige Jahre werden allerdings noch vergehen. Größere Raketen müssen Sender von einigen Kilowatt in eine Satellitenumlaufbahn bringen, die UHF-Fernsehempfänger müssen einfacher und weniger aufwendig werden. Aber beeilen wir uns mit den Träumen — der Nachrichtensatellit *Molnija* weist bereits den technischen Weg, der einzuschlagen ist.

o **Tabellenanhang**

Transistoren der Firma TESLA (CSSR)

nnpn-Transistoren: $+U_{CB0}; +I_{Cmax}; -I_E$
 npnp-Transistoren: $-U_{CB0}; -I_{Cmax}; +I_E$

Typ	U_{CB0} V	I_{Cmax} mA	P_{max} mW	β [α]	bei $I_E (I_C)$ mA [A]	F_T [f_{α}] MHz	R_{th} [grd/W] grd/mW	t_j °C	Verwendung	Anschluß- schema
101NU70	10	3	30	[> 0,84]	1	[0,2]	0,5	—	NF-Vorstufen	1
102NU70	20	5	50	[0,92 bis 0,95]	1	[0,5]	0,5	—		1
103NU70	20	5	50	[> 0,95]	1	[0,5]	0,5	—	NF-Vorstufen	1
104NU70	20	5	50	[> 0,95]	1	[0,5]	0,5	75		1
105NU70	32	10	125	20/40	(0,5)	[0,6]	0,4	75	Kleine NF-Endstufen	1
106NU70	32	10	125	30/75	(3)	[0,8]	0,4	75		1
107NU70	32	10	125	65/130	(3)	[1]	0,4	75	Kleine NF-Endstufen	1
101NU71	30	250	125	45/120	10	0,7	0,4	75		1
102NU71	30	250	125	65/220	10	0,7	0,4	75	Kleine NF-Endstufen	1
103NU71	48	250	125	45/200	10	0,7	0,4	75		1
104NU71	20	250	125	45/120	10	0,7	0,4	75	Misch-, Oszillator- und ZF-Stufen	1
152NU70	10	5	50	20/100	(0,5)	[2,5]	1	75		1
153NU70	10	5	50	10/40	(0,5)	[1]	1	75	Misch-, Oszillator- und ZF-Stufen	1
154NU70	10	5	50	20/100	(0,5)	[2,5]	1	75		1
155NU70	15	5	83	25/125	1	4,5	0,6	75	für komplementäre Endstufen	1
156NU70	15	5	83	45/225	1	9	0,6	75		1
GC 520 K	32	[1]	800	60/175	300	1	—	90	für komplementäre Endstufen	1
GC 521 K	25	[1]	800	100/500	300	1	—	90		1
GC 522 K	25	[1]	800	> 25	300	1	—	90	für komplementäre Endstufen	1
GD 607	32	[1]	[4]	50/250	300	1	—	90		4
GD 608	25	[1]	[4]	100/500	300	1	—	90	für komplementäre Endstufen	4
GD 609	20	[1]	[4]	50/500	300	1	—	90		4
GS 501	20	400	150	35/130	15	1	—	75	Schalttransistor	6
GS 502	20	400	150	35/130	15	1	—	75		6
GS 504	20	400	150	35/130	15	1	—	75	Schalttransistor	2
GS 506	15	10	85	40/100	1	[14]	—	75		6

Germanium-npn-Transistoren

Germanium-pnp-Transistoren

OC70	32	10	125	20/40	(0,5)	[0,3]	0,4	75	NF-Vorstufen	1
OC71	32	10	125	30/75	(3)	[0,4]	0,4	75	kl. Endstufen	1
OC72	32	50	125	45/120	(10)	[0,3]	0,4	75	Schalttransistor	1
OC75	32	10	125	65/130	(3)	[0,7]	0,4	75		1
OC76	32	125	125	45/330	(10)	[0,3]	0,4	75		1
OC77	60	125	125	> 45	(10)	[0,3]	0,4	75		1
GC500	24	300	550	> 5	50	—	0,22	75		1
GC501	24	300	550	> 10	50	—	0,22	75		1
GC502	32	300	550	> 10	50	—	0,22	75		1
GC503	7	5	10	20/45	0,25	0,2	1,3	55		3
GC504	7	5	10	30/65	0,25	0,2	1,3	55	Miniaturtransistor	3
GC505	7	5	10	50/120	0,25	0,2	1,3	55		3
GC506	7	5	10	30/55	0,25	0,2	1,3	55		3
GC507	32	125	125	45/120	10	0,3	0,4	75		1
GC508	32	125	125	65/220	10	0,3	0,4	75		1
GC509	60	125	125	> 45	10	0,3	0,4	75		1
GC510	32	[1]	800	60/175	300	1	—	90	für komplementäre Endstufen	1
GC511	25	[1]	800	100/500	300	1	—	90		1
GC512	25	[1]	800	> 25	300	1	—	90		1
GC515	32	125	125	20/40	1	0,3	—	75		1
GC516	32	125	125	30/60	1	0,3	—	75		1
GC517	32	125	125	50/100	1	0,3	—	75		1
GC518	32	125	125	75/150	1	0,3	—	75		1
GC519	32	125	125	125/250	1	0,3	—	75		1
OC30	32	[1,4]	[4]	17/110	10	0,15	[7,5]	75		4
2NU72	24	[1,5]	[4]	> 10	[1,5]	0,1	[7,5]	75		4
3NU72	32	[1,5]	[4]	> 10	[1,5]	0,1	[7,5]	75		4
4NU72	48	[1,5]	[4]	> 10	[1,5]	0,1	[7,5]	75		4
5NU72	60	[1,5]	[4]	> 10	[1,5]	0,1	[7,5]	75		4
OC26	32	[3,5]	[12,5]	20/75	100	0,15	[1,2]	90	Leistungs- transistor	4
OC27	32	[3,5]	[12,5]	60/180	100	0,15	[1,2]	90		4

Transistortabelle (Fortsetzung)

Typ	U_{CE0} V	I_{Cmax} [A] mA	P_{max} [W] mW	β [α]	bei $I_B(I_C)$ mA [A]	F_T [f _c] MHz	R_{th} [grd/W/ grd/mW]	t_j °C	Verwendung	Anschluß- schema
2NU73	24	[3,5]	[12,5]	> 10	[3]	0,15	[1,8]	90		4
3NU73	32	[3,5]	[12,5]	> 10	[3]	0,15	[1,8]	90		4
4NU73	48	[3,5]	[12,5]	> 10	[3]	0,15	[1,8]	90		4
5NU73	60	[3,5]	[12,5]	> 10	[3]	0,15	[1,8]	90		4
6NU73	70	[3,5]	[12,5]	> 10	[3]	0,15	[1,8]	90		4
7NU73	80	[3,5]	[12,5]	> 10	[3]	0,15	[1,8]	90		4
2NU74	50	[15]	[50]	20/60	[10]	0,15	[1,2]	100		4
3NU74	50	[15]	[50]	50/130	[10]	0,15	[1,2]	100		4
4NU74	60	[15]	[50]	20/60	[10]	0,15	[1,2]	100		4
5NU74	60	[15]	[50]	50/130	[10]	0,15	[1,2]	100		4
6NU74	90	[15]	[50]	20/60	[10]	0,15	[1,2]	100		4
7NU74	90	[15]	[50]	50/130	[10]	0,15	[1,2]	100		4
GD601	32	[3]	[30]	> 1,5	500	—	—	—		4
GD602	64	[3]	[30]	> 1,5	500	—	—	—		4
GD603	80	[3]	[30]	> 1,5	500	—	—	—		4
GD604	100	[3]	[30]	> 1,5	500	—	—	—		4
GD617	32	[1]	[4]	60/175	300	1	—	90	für komplementäre Endstufen	4
GD618	25	[1]	[4]	100/500	300	1	—	90		4
GD619	25	[1]	[4]	> 25	300	0,6	—	90		4
OC169	20	10	50	20/300	1	50	0,6	75	ZF-Stufen	5
OC170	20	10	50	20/300	1	50	0,6	75	Mischstufen	5
GF501	24	100	300	> 10	10	100	0,25	100		6
GF502	24	100	300	> 10	10	100	0,25	100		6
GF503	24	100	300	> 10	10	100	0,25	100		6
GF504	28	100	300	> 10	10	100	0,25	100		6
GF505	24	10	60	> 25	1	100	0,75	90		7
GF506	24	10	60	> 10	1	100	0,75	90	für HF-Verstärker	7
GF507	20	10	60	> 10	1	100	—	90		7
GF514	32	10	60	—	—	90	—	75		8
GF515	32	10	60	—	—	60	—	75		8
GF516	32	10	60	—	—	60	—	75		8
GF517	20	10	60	—	—	50	—	75		8

10,80M
 Leistungs-
 transistor
 24,80M
 29,30M
 39,10
 34,30M

Silizium-npn-Transistoren

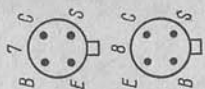
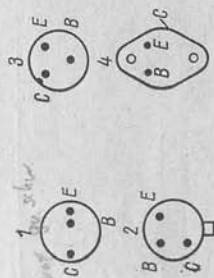
KC107 A	45	100	300	125/260	2	150	—	175	NF-Verstärker
KC107 B	45	100	300	240/500	2	150	—	175	
KC108 A	20	100	800	125/260	2	150	—	175	
KC108 B	20	100	300	240/500	2	150	—	175	
KC108 C	20	100	300	450/900	2	150	—	175	
KC109 B	20	100	300	240/500	2	150	—	175	für HF-Verstärker
KC109 C	20	100	300	450/900	2	150	—	175	
KF503	90	30	700	> 40	10	—	—	155	
KF504	160	30	700	> 40	10	—	—	155	
KF506	75	500	800	30/100	1	80	—	125	
KF507	40	500	800	> 60	1	80	—	125	
KF508	75	500	800	50/200	1	80	—	125	Schalttransistor
KU601	60	[2]	[10]	> 20	0,2	—	[5]	155	
KU602	120	[2]	[10]	> 20	0,2	—	[5]	155	
KU605	200	[10]	[50]	> 10	[8]	12	[1,5]	155	
KU606	120	[8]	[50]	> 5	[7]	12	[1,5]	155	
KU607	210	[10]	[70]	> 10	[8]	18	[1,5]	155	

Transistoren für komplementäre Endstufen

n/pn/pnp - 1,4 W	n/pn/pnp - 10 W
GC520/GC510	GD607/GD617
GC521/GC511	GD608/GD618
GC522/GC512	GD609/GD619

n/pn/pnp - 3,5 W

GC520 K/GC510 K
GC521 K/GC511 K
GC522 K/GC512 K



Thyristortabelle

(Diese Tabelle hat vorläufigen Charakter; sie wird im nächsten Jahrbuch ergänzt und erweitert.)

Typen (UdSSR)	U_{pmax}	U_{Nenn}	I_{pN}	I_{Nenn1}	I_{Nenn2}	θ_{T}	R_{th1}	I_{H}	I_{Ein}	I_{Frei}	$A/\mu\text{S}$	Krit dt/dI	Krit du/dt	I_{Z}	U_{Z}
	V	V	A	A	A	$^{\circ}\text{C}$	grd/W	mA	μS	μS	μS	μS	V/ μS	mA	V
VKU10	30...840	25...700		5	10	- 40 +120	2,5	50	10	35	20	50	150	5 *	
VKDU25		50...1000	11	10	25	- 50 +110	1,5	< 400	20	70	10	20	300	5 **	
VKDU50	75...1200	50...1000	35	25	75	- 50 +110	0,5	< 400	20	70	10	20	300	5 **	
VKDU150	75...1200	50...1000	70	40	150	- 50 +110	0,27	> 500	20	70	10	20	300	7 **	
TL2-100		200...800		40	100	- 50 +140	0,2		10	150	20	100	300	7 **	
TL2-150		200...800		60	150	- 50 +140	0,2		10	150	20	100	300	7 **	
TL2-200		bis 800		80	200	+ 5 +140	0,2		10	150	20	100	300	7 **	
T2-750		bis 600	300	750		+ 5 +125	0,08		10 20	25 70 100	10	5 20	400	8 ***	
T2-1000		bis 600	380	1000		+ 5 +125	0,07		10 20	25 70 100	10	5 20	400	8 ****	
VKDU575		50...1000	65	28	75	- 40 +110	0,4	< 200	20	240	0,5	1	420	10 *	
VKDU5100		50...1000	90	30	100	- 40 +110	0,4	< 200	20	240	0,5	1	420	10 *	

<i>T</i> 16	100...1200	16	- 40 +110	1,3	60	3...6	< 20 ≈ 20	20	20 200	150	3
<i>T</i> 25	100...1200	25	- 40 +125	1,0	60	3...6	< 20 ≈ 20	20	< 20 200	150	3
<i>T</i> 70	100...1200	70	- 50 +110	0,28	80	3...7	< 40 ≈ 40	20	< 20 200	200	3
<i>T</i> 100	100...1200	100	- 50 +125	0,22	80	3...7	< 40 ≈ 40	20	< 20 200	200	3
<i>T</i> 250	100...1200	250	- 50 +125	0,15	150	3...7	< 70 ≈ 70	20	< 20 200	300	3
<i>KT</i> 501	50	1			17					10	
<i>KT</i> 502	100	1			17					10	
<i>KT</i> 503	200	1			17					10	
<i>KT</i> 504	300	1			17					10	
<i>KT</i> 505	400	1			17					10	
<i>KT</i> 710	60	3			20					15	
<i>KT</i> 711	100	3			20					15	
<i>KT</i> 712	200	3			20					15	
<i>KT</i> 713	300	3			20					15	
<i>KT</i> 714	400	3			20					15	

* $I_{Nenn,2}$ bei 10 m/s Luftgeschwindigkeit ** $I_{Nenn,2}$ bei 12 m/s Luftgeschwindigkeit *** wassergekühlt, Schlauchanschluß, 4 l/min

$U_{sp,max}$	maximale Spitzenspannung	R_{th1}	innerer Wärmewiderstand
U_{Nenn}	Nennspannung	I_H	Haltestrom
I_{FM}	Dauerstrom, höchster zulässiger Durchlaßstrom- mittelwert für sinusförmige Stromkurven bei einem Stromflußwinkel von 180°, Gehäusestemperatur bei UdSSR-Typen 85°C, ČSSR-Typen 75°C	t_{Ein}	Einschaltzeit
	Mittelwert des Nennstroms bei Konvektionskühlung	t_{Frei}	Freierzeit
$I_{Nenn,1}$	Mittelwert des Nennstroms bei forciertem Kühlung	Krit. di/dt	kritische Stromanstiegsgeschwindigkeit
$I_{Nenn,2}$	Mittelwert des Nennstroms bei forciertem Kühlung	Krit. du/dt	kritische Spannungsanstiegsgeschwindigkeit
T	zulässige Talettemperatur	I_z	oberer Zündstrom
		U_z	obere Zündspannung

Amerikanische und englische Drahtlehren

Lehre Nr.	Imperial British Standard Wire Gauge, S. W. G. Britische Standard-Drahtlehre	American Wire Gauge/Brown and Sharpe B. & S. G. Amerikanische Standard-Drahtlehre	Morse Twist Drill and Steel Wire Gauge Morse-Litzen- und Stahldrahtlehre
9/0	—	—	—
8/0	—	—	—
7/0	12,700	—	—
6/0	11,785	14,732	—
5/0	10,973	13,119	—
4/0	10,160	11,684	—
3/0	9,449	10,404	—
2/0	8,839	9,266	—
0	8,229	8,252	—
1	7,620	7,348	5,791
2	7,010	6,544	5,614
3	6,401	5,827	5,410
4	5,893	5,189	5,309
5	5,385	4,621	5,220
6	4,877	4,115	5,182
7	4,470	3,665	5,106
8	4,064	3,264	5,055
9	3,658	2,906	4,979
10	3,251	2,588	4,915
11	2,946	2,305	4,852
12	2,642	2,053	4,801
13	2,337	1,828	4,699
14	2,032	1,628	4,623
15	1,829	1,450	4,572
16	1,626	1,291	4,496
17	1,422	1,150	4,394
18	1,219	1,024	4,305
19	1,016	0,9116	4,217
20	0,914	0,8118	4,090
21	0,813	0,7230	4,039
22	0,711	0,6438	3,988
23	0,610	0,5733	3,912
24	0,559	0,5106	3,860
25	0,508	0,4547	3,797
26	0,457	0,4049	3,734
27	0,4166	0,3606	3,658
28	0,3759	0,3211	3,564
29	0,3454	0,2859	3,455
30	0,3150	0,2546	3,264
31	0,2946	0,2268	3,048
32	0,2745	0,2019	2,921
33	0,2540	0,1798	2,870
34	0,2340	0,1601	2,820
35	0,2134	0,1426	2,794
36	0,1930	0,1270	2,705
37	0,1727	0,1131	2,642
38	0,1524	0,1007	2,578
39	0,1321	0,0897	2,527
40	0,1219	0,0799	2,489

(Alle Maße in mm)

Stub's Steel Wire Gauge Stahl-Drahtlehre	Gold and Silver Wire Gauge Gold- und Silber- Drahtlehre	Platinum Wire Gauge Platin- Drahtlehre	
—	—	—	
—	—	—	
—	—	—	
—	—	—	
—	—	—	
—	—	—	
—	—	—	
—	—	—	
—	—	—	
5,766	0,101	—	
5,563	—	—	
5,385	—	—	
5,258	—	—	
5,182	—	—	
5,106	—	—	
5,055	—	—	
5,004	—	—	
4,928	—	—	
4,852	0,61	2,691	
4,775	—	2,311	
4,699	—	2,058	
4,623	—	1,828	
4,572	—	1,626	
4,521	—	1,447	
4,445	—	1,297	
4,369	—	1,143	
4,267	—	1,041	
4,166	—	0,914	
4,090	1,701	0,813	
3,988	—	0,736	
3,937	—	0,660	
3,886	—	0,584	
3,836	—	0,508	
3,759	—	0,457	
3,709	—	0,406	
3,632	—	0,356	
3,531	—	0,330	
3,404	—	0,292	
3,226	3,190	0,254	
3,048	—	0,229	
2,921	—	0,203	
2,845	—	0,178	
2,794	—	0,160	
2,743	—	0,142	
2,693	4,237	—	
2,616	—	—	
2,565	—	—	
2,515	—	—	
2,464	—	—	

In den Ländern, in denen das Zollsystem benutzt wird, werden Querschnitte von Adern und Leitern häufig wie folgt angegeben:

1 circular mil
= Fläche eines Kreises von 1 mil Durchmesser
= $\pi/4$ mil²
= 0,000506 mm²;
1 square mil
= 10⁻⁶ Zoll²
= 0,000645 mm²
= 645 μ^2

Rechenschieber „Rauschfaktor“ (Beilage)

Die Teile des Rechenschiebers sind auf Pappe zu kleben, und damit wird der Rechenschieber aufgebaut. Die beiliegenden Skalen für die Verhältnisse $^{\circ}\text{C}/^{\circ}\text{F}$, $^{\circ}\text{K}/F_{\text{dB}}$ und Leistung/Spannung werden auf die Rückseite des Schiebers geklebt.

Formeln

Für Dioden-Rauschgenerator:

$$F_{\text{dB}} = 10 \log 20 I \cdot R$$

Für Gasentladungs-Rauschgenerator und eine Bezugstemperatur (T_0) von 290°K :

$$F_{\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{T_2}{T_0} - 1 \right) - 10 \log (Y - 1)$$

Dabei ist T_2 die Betriebstemperatur der Quelle in $^{\circ}\text{K}$. Wenn

$$\frac{T_2}{T_0} - 1 = T_{\text{ex}}$$

die überschüssige Rauschleistung der verwendeten Gasröhre ist, dann ist

$$10 \log \left(\frac{T_2}{T_0} - 1 \right) = T_{\text{ex(dB)}}.$$

Folglich ist

$$F_{\text{dB}} = T_{\text{ex(dB)}} - (Y - 1)_{\text{dB}}.$$

Für Heiß-Kalt-Rauschgenerator:

$$F_{\text{dB}} = 10 \log \left(0,734 + \frac{1,02}{Y - 1} \right)$$

$T_1 = 77^{\circ}\text{K}$ und $T_2 = 373^{\circ}\text{K}$.

Für eine effektive Rauschtemperatur T_e :

$$F_{\text{dB}} = 10 \log \left(\frac{T_e}{T_0} - 1 \right)$$

oder für zwei willkürliche Temperaturen

$$T_e = \left(\frac{T_2 - T_1}{Y - 1} \right) - T_1$$

Dabei ist T_1 die niedrige Temperatur und T_2 die höhere Temperatur.

Für dBm/MHz:

(für dB unter 1 mW)

$$\text{dBm} = 10 \log \left(\frac{P_2}{P_1} \right)$$

Dabei ist $P_1 = 1 \text{ mW/MHz}$ und P_2 die zweite Leistung in mW/MHz . Bemerkung: Für andere Bandbreiten als 1 MHz ist der Wert der Bandbreite in dB (Leistung) hinzuzufügen.

Meßverfahren

A. 3-dB-Verfahren (nur für temperaturbegrenzte Diode):

1. Ein Empfängerausgangs-Bezugspegel ist bei ausgeschaltetem Rauschgenerator einzustellen.
2. Die Empfängerausgangsleistung ist unter Verwendung eines Präzisionsdämpfungsgliedes um 3 dB zu reduzieren.
3. Der Diodenstrom ist so zu erhöhen, daß der ursprüngliche Bezugspegel erzeugt wird.
4. Auf dem Rechenschieber wird der Diodenstrom unter den entsprechenden Diodenquellwiderstand gestellt und F_{dB} oder T_e am entsprechenden Pfeil abgelesen.

Bemerkung: Die erhaltenen Rauschfaktor- und Temperaturablesungen setzen voraus, daß keine Nebenresonanzen des Empfängers innerhalb der Bandbreite des verwendeten Rauschgenerators auftreten.

B. Y-Faktor-Verfahren:

1. Diese Stufe ist nach dem 3-dB-Verfahren auszuführen.
2. Die Rauschquelle ist in Betrieb zu setzen.
3. Die Empfängerausgangsleistung ist mit Hilfe eines regelbaren Dämpfungsgliedes so einzustellen, daß der ursprüngliche Bezugspegel erzeugt wird. Die Dämpfungsänderung in dB ist der Faktor Y .
4. Der Faktor Y ist gegenüber dem geeigneten T_{ex} (dB) für die verwendete Gasquelle oder gegenüber dem Pfeil bei einem Heiß-Kalt-Rauschgenerator einzustellen, und F_{dB} oder T_e ist am entsprechenden Pfeil abzulesen.

C. Korrektur für Verluste:

Falls eine Dämpfung zwischen der Rauschquelle und dem zu prüfenden Empfänger vorhanden ist und sich das Dämpfungsglied bei einer Temperatur von 290 °K befindet, dann ist wie folgt zu verfahren:

1. Die Messung ist unter Anwendung der oben angeführten Stufen A oder B durchzuführen.
2. Die tatsächliche Rauschtemperatur T_e oder der Rauschfaktor F_{dB} ist gegenüber der tatsächlichen Dämpfung (Verluste) auf der Verlustkorrekturskala in dB abzulesen.

Berechnung der effektiven Rauschspannung

1. Der gemessene Rauschfaktor des zu prüfenden Gerätes wird am entsprechenden Fenster eingestellt.
2. Gegenüber dem tatsächlichen Quellwiderstand wird die effektive Rauschspannung/MHz Bandbreite abgelesen. Das ist die effektive Rauschspannung an den Eingangsklemmen einer angepaßten Schaltung, welche den gemessenen Rauschfaktor hat, wenn sie von einer Quelle bei einer Temperatur von 290 °K gespeist wird.
3. Bei anderen Bandbreiten als 1 MHz ist die effektive Rauschspannung mit der Wurzel aus der Bandbreite in MHz zu multiplizieren.



Das Magnetbandgerät Qualiton Super M 20 (Text zu Faltblatt)

Technische Daten

Bandgeschwindigkeit

9,53 cm/s $\pm 2\%$
4,76 cm/s $\pm 2\%$
2,38 cm/s $\pm 2\%$

Zahl der Spuren

2, gemäß internationaler Norm

Bandgeschwindigkeits-
schwankungen

$\pm 0,25\%$ eff. bei 9,54 cm/s
 $\pm 0,5\%$ eff. bei 4,76 cm/s
 $\pm 0,8\%$ eff. bei 2,38 cm/s

Maximale Spieldauer

2mal 125 min bei 9,53 cm/s

bei Spulendurchmesser 180 mm

2mal 250 min bei 4,76 cm/s

und einer Bandlänge von 720 m

2mal 500 min bei 2,38 cm/s

Maximaler Spulendurchmesser

180 mm

Umspulzeit

8 min bei 720-m-Band

Gewicht

9,5 kp

Abmessungen

355 mm \times 325 mm \times 165 mm

Netzspannung

110 und 220 V/50 Hz

Zulässige Netzspannungs-
schwankung

$\pm 10\%$

Leistungsaufnahme

maximal 45 VA

Eingänge

Mikrofon: 3 mV an 100 k Ω

Tonabnehmer: 300 mV an 1 M Ω

Rundfunk: 3 mV an 100 k Ω

Vorverstärker: 1 V an 15 k Ω

Endverstärker: 6,15 V an 100 k Ω

Ausgang

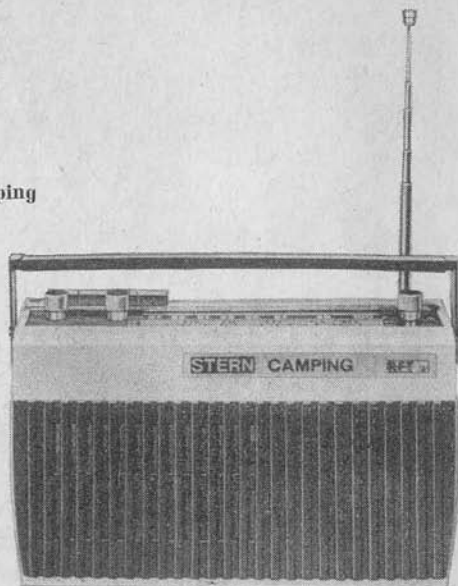
2,5 W bei $k = 10\%$

Maximale Ausgangsleistung

Frequenzgänge, gemessen am Spannungsausgang über Band	60 bis 4000 Hz	+3 dB -5 dB	bei 9,53 cm/s
	60 bis 7000 Hz	+3 dB -5 dB	bei 4,76 cm/s
	60 bis 3500 Hz	+3 dB -5 dB	bei 2,38 cm/s
Betriebsstörabstand, gemessen am Verstärkerausgang		-50 dB -48 dB -45 dB	bei 9,54 cm/s bei 4,76 cm/s bei 2,38 cm/s
Löschfrequenz		55 kHz	±10 %
Tonblende		bei Wiedergabe stufenlos regelbar, 10 dB Abschwächung bei 5 kHz	
Lautsprecher		15 Ω/2 VA	

Reisesuper Stern-Camping

(Text zu Faltblatt)



Technische Daten

Technische Bezeichnung
Wellenbereiche

Bestückung

R 130

UKW 87,5 bis 100 MHz

KW 5,82 bis 7,55 MHz

MW 520 bis 1605 kHz

1 GF 132 UKW-Vorstufe

1 GF 131 UKW-Mischstufe

3 GF 130 AM-Mischstufe, AM-FM-ZF

1 GC 117 NF-Vorstufe

1 GC 116 NF-Vorstufe

1 GC 121 Treiberstufe

2 GC 301 Endstufe

Stromversorgung	7,5 V, 5 Monozellen 1,5 V, Typ R 20
Ausgangsleistung	500 mW bei $k = 10\%$
Zwischenfrequenz	AM 455 kHz
	FM 10,7 MHz
HF-Kreise	AM 6, davon 2 kapazitiv veränderlich
	FM 8, davon 2 kapazitiv veränderlich
rauschbegrenzte	UKW 93 dB ($\cong 5,4 \mu\text{V}$ an 60 Ω)
Empfindlichkeiten	KW 70 dB ($\cong 316 \mu\text{V/m}$)
nach TGL 200-7041	MW 62 dB ($\cong 790 \mu\text{V/m}$)
HF-Selektion	AM 26 dB
	FM 26 dB
Demodulation	FM Ratiodektektor mit Subminiaturdioden
	AM Diode
Anschlüsse	Ohrhörer, Autoantenne (nicht schaltbar)
Antennen	MW Ferritantenne
	KW Ferritantenne und Teleskopantenne
	UKW Teleskopantenne
Lautsprecher	Ovallautsprecher 8 Ω /1,5 VA
Abmessungen	272 mm \times 168 mm \times 79 mm
Gewicht	etwa 2,2 kg
Besonderheiten	automatische UKW-Scharfabstimmung (AFC), automatische Verstärkungsstabilisierung (AGS), Autoantennenanschluß für alle Bereiche, Frequenzdriftkompensation

Stichwörter- verzeichnis



DRINGENDES TELEGRAMM:

STICHWOERTERVERZEICHNIS MUSSTE LEIDER ENTFALLEN
— STOP — PLATZMANGEL — STOP — BETRUEBTER HUGGY
VERSPRICHT, NAECHSTES JAHR DAMIT ZU ERSCHEINEN



Lautsprecher



Übertragungskopf,
monofonischer Kopf



Kondensatortyp



Magnettyp



Tauchspul- oder
Bändchentyp



Dreheisentyp



Wiedergabe
(die Pfeilpunkte in
Richtung der Energie-
übertragung)



Aufzeichnung
und Wiedergabe



Handapparat



Kopfhörer,
einseitig



Nadelkopf,
monofonisch



Aufzeichnungs-
(Schreib-) Kopf,
monofonisch



piezoelektrischer
Aufzeichnungs-
oder Wiedergabe-
kopf mit Stift



Kopf für Magnetspur
(vereinfachte Form)



Kopf für
Magnetwiedergabe



magnetischer Löschkopf
(vereinfachte
Form)

