

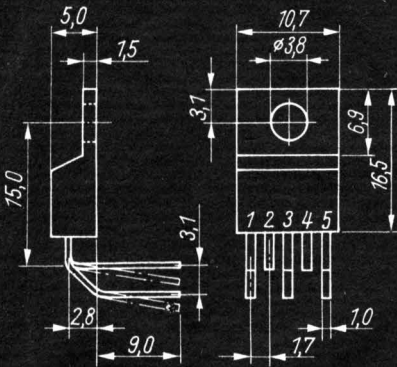


ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1986

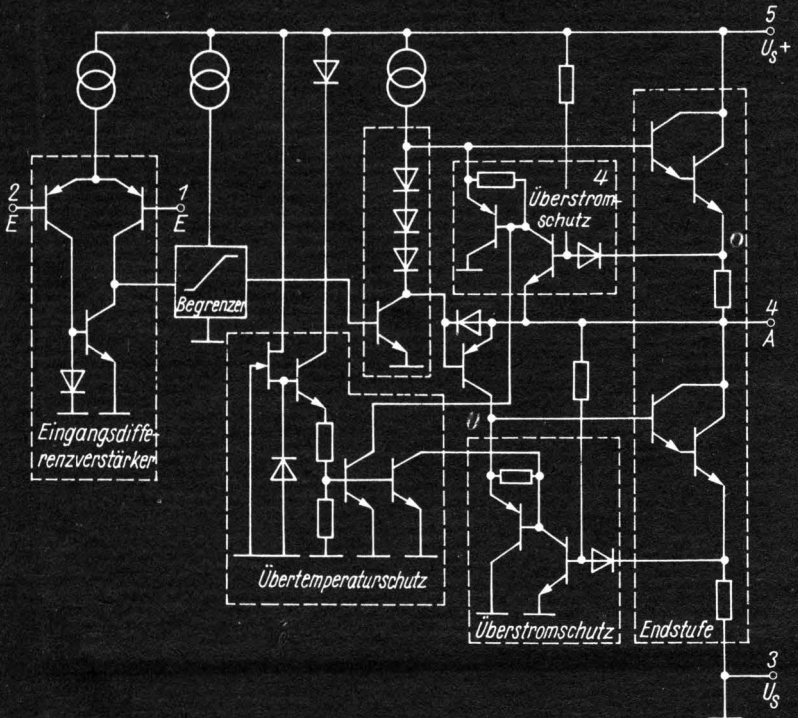
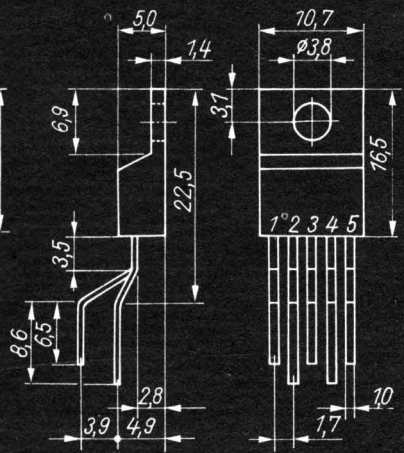


16-W-NF-Verstärker

A 2030 H

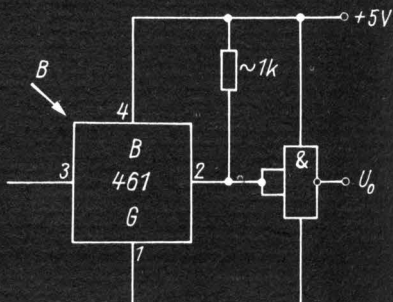
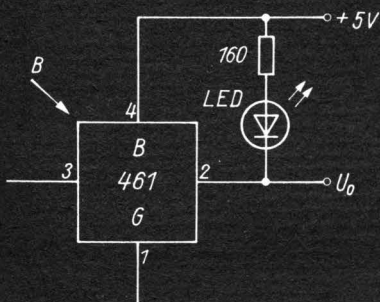
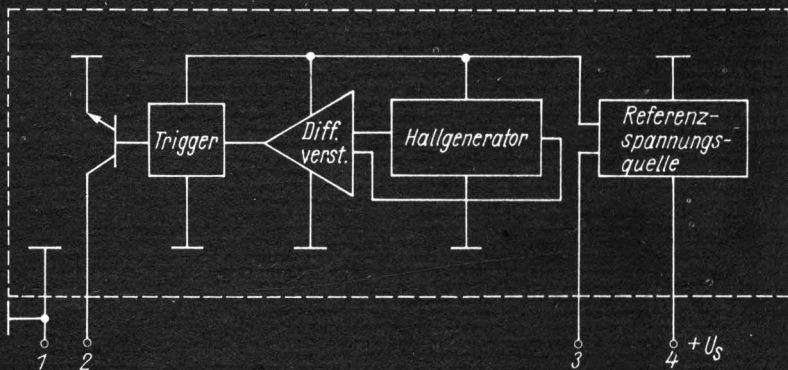
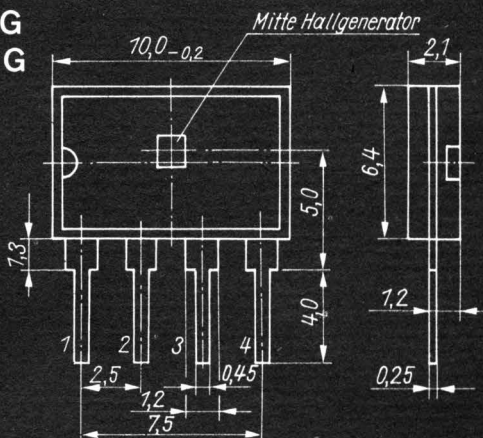


A 2030 V



Hall - Schaltkreis

B 461 G
B 462 G



**Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1986**

Herausgeber: Obering. Karl-Heinz Schubert
Y21XE

**Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1986**



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

Schubert, Karl-Heinz:

Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1986. –

Berlin: Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik, 1985. –

304 S. : 365 Bilder – (Jahrbücher)

ISSN 0424-8678

1. Auflage, 1985

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik

(VEB) – Berlin, 1985

Lizenz-Nr. 5

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: Offizin Andersen Nexö, Graphischer Großbetrieb, Leipzig – III/18/38

Lektor: Wolfgang Stammler

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Illustrationen: Harri Förster

Typografie: Ingeburg Zoschke

Redaktionsschluß: 15. Februar 1985

LSV 3535

Bestellnummer: 7466887

00780

Inhaltsverzeichnis

30 Jahre Nationale Volksarmee

<i>Major Dieter Menzel</i> «Streng, aber mit Herz»	10
Leipziger Frühjahrsmesse 1985 Leistungsstarke Mikroelektronik beeinflußt technische Entwicklung	16
<i>Dr.-Ing. Herbert Börner</i> Vorfahren unserer Fernsehempfänger	28

Wissenswertes über moderne Technik

<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i> Rauschminderung von Tonsignalen	39
<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i> Neue Möglichkeiten der Kommunikationstechnik	61
<i>Dipl.-Ing. Gustav Westphal</i> Funksysteme für Ortung und Navigation in der Zivilluftfahrt	72
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert</i> Der Schachcomputer und seine Arbeitsweise	87

Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Die sowjetische CMOS-Serie K 176	93
<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Neue Schaltkreise im RGW-Bereich	105

Moderne Technik für den Funkamateure

<i>Ing. Frank Sichla – Y51UO</i> Meßgeräteschaltungen und -baugruppen für den Funkamateure	118
---	-----

<i>Dipl.-Phys. Detlef Lechner – Y21TD</i>	
Einfacher Zählempfängsfrequenzmesser	134
<i>Wolfgang Kuchnowski – Y35UO</i>	
AM-Prüfgenerator 400 kHz bis 30 MHz	139
<i>Dipl.-Ing. Werner Hegewald – Y25RD/Wittold Schütze – Y48XL</i>	
«k»-Automatik mit CMOS-Schaltkreisen	146
<i>Olaf Oberrender – Y23RD</i>	
Einfache Empfangsantennen für das VHF-Amateurfunkband	150
<i>Dr. Walter Rohländer – Y22OH</i>	
Praktische Nutzung des Avalancheeffekts eines Halbleiter-pn-Übergangs	158
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert</i>	
Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk»	168
<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Schaltnetzteile ohne Netztransformator	174
<i>Dr. Walter Rohländer – Y22OH</i>	
Der Kurzwellenhörer und das Top-Band 160 m	194

Bauanleitungen für Elektroniker

<i>Ing. Frank Sichla – Y51UO</i>	
Digitales Fernthermometer	203
<i>Detlef Kroll</i>	
Kombinierter Belichtungszeit- und Lichtmengenschalter	221
<i>Dipl.-Ing. Klaus Deistung</i>	
Frequenzmeßzusatz für den Vielfachmesser	231
<i>Siegmar Henschel – Y22QN</i>	
Pegeltester mit akustischer Anzeige	235
<i>Studienrat Ing. Egon Klaffke – Y22FA</i>	
Für Arbeitsgemeinschaften – Elementare Zuordnungsschaltung	241
<i>Norbert Woytkowiak</i>	
Ein universeller Lauflichtgenerator	247
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Schaltungsrevue für den Anfänger	253
<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Schaltnetzteile – Schaltregler mit Impulsdauermodulator	259

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

Dipl.-Journ. Harry Radke.

Der Ton macht die Musik

Elektronische Tasteninstrumente aus dem oberen Vogtland 274

MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der
Grenztruppen der DDR 280

Tabellenanhang

Neue Begriffe der Kommunikationselektronik 287

Schlagwortverzeichnis für die Jahrbücher 1984, 1985 und 1986 299

1986

	JANUAR	FEBRUAR	MÄRZ
M	6 13 20 27	3 10 17 24	3 10 17 24 31
D	7 14 21 28	4 11 18 25	4 11 18 25
M	1 8 15 22 29	5 12 19 26	5 12 19 26
D	2 9 16 23 30	6 13 20 27	6 13 20 27
F	3 10 17 24 31	7 14 21 28	7 14 21 28
S	4 11 18 25	1 8 15 22	1 8 15 22 29
S	5 12 19 26	2 9 16 23	2 9 16 23 30
	APRIL	MAI	JUNI
M	7 14 21 28	5 12 19 26	2 9 16 23 30
D	1 8 15 22 29	6 13 20 27	3 10 17 24
M	2 9 16 23 30	7 14 21 28	4 11 18 25
D	3 10 17 24	1 8 15 22 29	5 12 19 26
F	4 11 18 25	2 9 16 23 30	6 13 20 27
S	5 12 19 26	3 10 17 24 31	7 14 21 28
S	6 13 20 27	4 11 18 25	1 8 15 22 29
	JULI	AUGUST	SEPTEMBER
M	7 14 21 28	4 11 18 25	1 8 15 22 29
D	1 8 15 22 29	5 12 19 26	2 9 16 23 30
M	2 9 16 23 30	6 13 20 27	3 10 17 24
D	3 10 17 24 31	7 14 21 28	4 11 18 25
F	4 11 18 25	1 8 15 22 29	5 12 19 26
S	5 12 19 26	2 9 16 23 30	6 13 20 27
S	6 13 20 27	3 10 17 24 31	7 14 21 28
	OKTOBER	NOVEMBER	DEZEMBER
M	6 13 20 27	3 10 17 24	1 8 15 22 29
D	7 14 21 28	4 11 18 25	2 9 16 23 30
M	1 8 15 22 29	5 12 19 26	3 10 17 24 31
D	2 9 16 23 30	6 13 20 27	4 11 18 25
F	3 10 17 24 31	7 14 21 28	5 12 19 26
S	4 11 18 25	1 8 15 22 29	6 13 20 27
S	5 12 19 26	2 9 16 23 30	7 14 21 28

Huggy

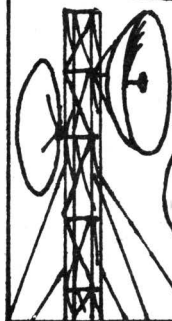
grüßt

1112

alle

1119

Angehörigen
der
NVA
zu ihrem
30. Jahrestag!



30 Jahre Nationale Volksarmee

Major Dieter Menzel

«Streng, aber mit Herz»



Oberst Günter Rozinat, Kommandeur der Militärtechnischen Schule der Nachrichtentruppen *Herbert Jensch*, sorgt sich um die Erziehung und Ausbildung zukünftiger Ausbilder von Nachrichteneinheiten

Der Tagesdienst für *Oberst Günter Rozinat* und seine Stellvertreter beginnt mit der täglichen Frühbesprechung. Eröffnet wird sie mit dem Rapport des Diensthabenden Offiziers, der über den Tagesdienst der letzten 24 Stunden berichtet. An diesem Morgen meldet er dem Kommandeur außer vielen Details über die gute Dienstdurchführung in den Einheiten auch eine Unkorrektheit bei der Erfüllung der Dienstpflichten des GOvD. Ein Signal zur Überprüfung der Gefechtsbereitschaft wurde durch den Gehilfen um Minuten verzögert. Zornesfalten bilden sich auf dem Gesicht des Kommandeurs. Der OvD versucht zu erklären ... «Da gibt es keine Entschuldigung», belehrt ihn *Oberst Rozinat*. «Stellen Sie sich vor, es wäre nicht nur eine Überprüfung gewesen. Sie wissen selbst, welche Folgen nur eine Minute Verzögerung beim Herstellen einer Nachrichtenverbindung haben kann.» Der OvD senkt den Kopf. Er darf wegtreten. Der Stabschef fordert die disziplinare Ahndung dieser Nachlässigkeit. Die anderen Stellvertreter des Kommandeurs stimmen zu. «Jawohl, aber ich werde mit ihm sprechen», bricht

der Oberst die Diskussion ab. Wir waren uns einig, daß es einfach wäre, einen Genossen lediglich zur Verantwortung zu ziehen, aber vor allem gehe es darum, die Ursachen für fehlerhaftes Verhalten der Menschen zu ergründen, um ihnen zu helfen, daß Ähnliches nicht wieder passiert. Die Beratung, der Gedankenaustausch, die kollektive Erfahrung, der gefaßte Entschluß und die erteilten Weisungen verschmelzen auf diese Art zu einem schöpferischen Führungsstil.

Eine halbe Stunde dauert die Frühbesprechung. Ihr folgt die notwendige Arbeit am Schreibtisch. Pläne werden bestätigt, Befehle unterzeichnet, Analysen geprüft, Vorlagen begutachtet. Diese Arbeit ist nicht schlechthin das Bewegen von Papier, sondern geschieht immer unter dem Gesichtspunkt, die Angehörigen der Militärtechnischen Schule der Nachrichtentruppen, künftige Nachrichtenspezialisten, zu befähigen, ihren militärischen Klassenauftrag vorbildlich zu erfüllen.

Charakteristisch für die Arbeit von *Oberst Rozinat* ist dabei das enge Zusammenwirken mit seinen Stellvertretern. «Jede Entscheidung», so seine Meinung, «berührt Menschen.» Deshalb verlange sie hohes politisches Verantwortungsbewußtsein, solides Fachwissen, kollektive Beratung und eindeutige Entscheidung.

Als die Militärtechnische Schule die Aufgabe erhielt, Fähnriche, also Nachrichtenspezialisten, im Fachschulstudium heranzubilden, hatte mancher eben noch nicht begriffen, daß die Fachschulausbildung wesentlich höhere Anforderungen an die Lehre stellt, als das bei der Ausbildung von Unteroffizieren der Fall war. Im Stabsgebäude wurde oft gestöhnt, «der ist ja mit nichts zufrieden». Die Maßstäbe setzt der Kommandeur der Schule. Und wie die Ausbildungsergebnisse belegen, richtige und notwendige Forderungen. Gewürdigt wurden diese Anstrengungen aller Angehörigen der Ausbildungsstätte mit dem Vaterländischen Verdienstorden in Gold anläßlich des 35. Jahrestages unserer Republik.

«Man muß sich eben täglich die Frage stellen, ob die gegenwärtigen Anstrengungen ausreichen, um die Aufgaben zu lösen», sagt mir Genosse *Rozinat*. Gerade in jener Zeit der Umstrukturierung und des Umdenkens reichten die Arbeitsergebnisse, gemessen an den Erfahrungen gleichartiger sowjetischer, polnischer und tschechoslowakischer Bildungseinrichtungen, nicht aus.

«Deshalb war es einfach notwendig, immer wieder neue Impulse zu geben, um möglichst rasch das geforderte Niveau in der Ausbildung zu erreichen.» Und nicht wenige Anregungen erhielt der Kommandeur durch Erfahrungsaustausche mit den Waffenbrüdern. Unser Gespräch wird durch das Klingeln des Telefons unterbrochen. *Oberst Rozinat* ist sichtlich erfreut über den Anruf. Er antwortet in Russisch. «Der Kommandeur vom sowjetischen Partnertruppenteil», gibt er mir zu verstehen. An der Gesprächsführung erkenne ich, daß es sich um alte Bekannte, ja Freunde handeln muß. Ein Termin für eine gemeinsame Nachrichtenausbildung wird abgestimmt und ein Treffen der beiden Familien der Kommandeure vereinbart. Schließlich noch Grüße an die Ehefrauen und die Offiziere der beiden Truppenteile.



Bild 1 Zum 35. Jahrestag der Gründung der Deutschen Demokratischen Republik wird die Militärtechnische Schule «Herbert Jensch» mit dem Vaterländischen Verdienstorden in Gold ausgezeichnet. Generalleutnant W. Paduch bringt die Schleife an der Truppfahne an

Vom Leiter der Politabteilung, *Oberstleutnant Dieter Semmelmann*, hatte ich schon Stunden vorher erfahren, daß *Oberst Rozinat* sehr enge Beziehungen zu dem Kommandeur eines sowjetischen Nachrichtentruppenteils pflegt. Durch seine sehr guten russischen Sprachkenntnisse, erworben während eines 5jährigen Studiums an der Militärakademie der Nachrichtentruppen in Leningrad, hatte der Oberst immer auf enge partnerschaftliche Beziehungen gedrängt, ja seine Stellvertreter dazu angehalten, sich ebenfalls ein Minimum an Sprechfertigkeiten anzueignen.

Heute unterhalten fast alle Stellvertreter des Kommandeurs mit ihren sowjetischen «Fachkollegen» Partnerschaftsbeziehungen. Stolz zeigt mir *Oberst Rozinat* die sowjetische Klassifikation in der Stufe eines Meisters der Nachrichtentechnik, die er 1976 von seinem älteren Freund und Lehrer, *Oberstleutnant Nikolai-Wassiljewitsch Mjagkow*, einem Teilnehmer des Großen Vaterländischen Krieges, überreicht bekam. Kommt doch auch durch diese Geste die Achtung gegenüber dem sozialistischen Waffenbruder zum Ausdruck.

Und wie für uns alle die Freundschaft zur Sowjetunion zur Herzenssache wurde, so ist sie es ganz speziell bei ihm auch im privaten Leben: die Ehe mit seiner Frau *Swetlana*.

*

Auf eine sehr wichtige Funktion, die aus dem Leben des Genossen *Rozinat* nicht mehr wegzudenken ist, muß man besonders aufmerksam machen. Er ist seit Jahren Mitglied der Parteikontrollkommission eines Politorgans.

Aus dieser Tätigkeit hat er sehr viel für die eigene Arbeit, den Erziehungsprozeß von Fähnrich- und Unteroffizierschülern zu leiten, gelernt. Ein sehr wichtiger Grundsatz seiner Führungstätigkeit ist: mit den Menschen und für die Menschen zu entscheiden.

Später erzählte mir der Leiter der Politabteilung eine Begebenheit, die diesen Grundsatz des Kommandeurs belegt.

In der FDJ-Massenkontrolle wurde von FDJ-Mitgliedern die Frage gestellt, ob man nicht für den Kontroll-Durchlaßposten am Tor zur Dienststelle einen Wetterschutz bauen könnte. Im Stab wurde darüber diskutiert, Vorschriften wurden gewälzt. Doch ohne Erfolg. Als eines Morgens der Oberst bei strömendem Regen das Tor passierte und vom völlig durchnässten Posten eine exakte Meldung erhielt, gab es Minuten später bei der Frühbesprechung Krach. Und siehe da, Stunden später begannen die Handwerker, den Wetterschutz zu bauen.

«Eine von vielen solchen Geschichten, die man über ihn erzählen könnte», meint *Oberstleutnant Semmelmann*, «er ist eben streng, aber mit Herz.»

Am Nachmittag bei einer Tasse Kaffee erfahre ich an Hand vieler Fotos und Dokumente mehr aus dem Leben des Genossen *Rozinat*.

Geboren wurde er in Borken, einem Ort in Westfalen, vor mehr als 50 Jahren als Sohn einer Arbeiterfamilie. Sein Wunsch, den Beruf eines Radiomechanikers zu erlernen, ging damals nicht in Erfüllung. Deshalb



Bild 2 Treffen mit sowjetischen Waffenbrüdern sind an der Ausbildungsstätte eine gute Tradition



*Bild 3
Auszeichnung des Kommandeurs der Militärtechnischen Schule durch sowjetische Waffenbrüder*

wurde er in einer Privatfirma Elektromonteur. Am 7. Oktober 1949, dem Gründungstag unserer Republik, trat er der FDJ bei. 1950 besuchte er für 3 Wochen die Bezirksjugendschule in Gardelegen und wurde erstmalig überhaupt mit den Gesellschaftswissenschaften konfrontiert. «In diesen 3 Wochen wurden die Weichen für mein ganzes Leben gestellt», erzählt mir *Oberst Rozinat*. «Hier merkte ich nicht nur gefühlsmäßig, daß ich mich für den richtigen Staat entschieden hatte.» Da Genosse *Rozinat* ein Faible für die Elektrotechnik hatte, entschied er sich 1952, hauptamtlich eine Arbeitsgemeinschaft Elektrotechnik im Haus der Pioniere in Salzwedel zu leiten. Nach dem Besuch der ABF von 1953 bis 1956 wurde er Offiziersschüler in Plauen. Der Chef Nachrichten der NVA, der heutige *Generalmajor a. D. G. Reymann*, suchte damals künftige Nachrichtenoffiziere. Mit vielen sprach er seinerzeit in Plauen, nur nicht mit dem *Offiziersschüler Rozinat*. Genosse *Rozinat* wollte aber unbedingt Nachrichtenoffizier werden, und deshalb bat er um eine Aussprache. Er wurde angenommen; zur Ausbildung an der damaligen Nachrichtenschule Döbeln.

Als Funkzugführer *R 125* verdiente er sich seine ersten Sporen, arbeitete dann als Bataillonsnachrichtenoffizier. Verantwortlich war er damals für wenige Funkgeräte *R 105*, einige FF und einige Trommeln LFK.

Ab 1963 studierte er 5 Jahre in Leningrad. Seit 1973 ist er Kommandeur der heutigen Militärtechnischen Schule *Herbert Jensch* und mitverantwortlich für den Nachwuchs der Nachrichtentruppen.

*

Hobbys hat *Oberst Rozinat* eigentlich 3, genaugenommen aber nur 2, denn die wöchentlich mehrmaligen Ausdauerläufe sind Bestandteil seines Tagesablaufs. Ja, und die klassische Musik und die Elektronik sind die eigent-

lichen Hobbys. Er sei «nur» Bastler und schiebt mir dabei schmunzelnd einen NF-Verstärker über den Tisch. Auch eine Lichtschranke für den 12jährigen Sohn habe er gebaut. Und dann meint er, und die Leser des Jahrbuches sollten ihm deshalb nicht böse sein: «Ein Bastler, so wie ich, baut eben mit völlig untauglichen Mitteln Dinge, die niemand braucht.»

Und daß die übrige Familie auch mit der Elektronik zu tun hat, davon zeugt: Frau *Swetlana* ist Ingenieur im Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Tochter *Ingrid* wird Elektronikfacharbeiterin, und Sohn *Michael* hat sich noch nicht entschieden, er bastelt noch mit Vati. Wie weit diese «elektronische» Leidenschaft geht, bekomme ich dann demonstriert. Eins der ersten mikroelektronischen Telefone, die in der Sowjetunion gebaut wurden, steht auf seinem Schreibtisch.

Etwa 150 Rubel habe es vor Jahren gekostet. Damit kann man 32 bis 20stellige Rufnummern speichern, so daß auf Knopfdruck eine Verbindung zustande kommt, z.B. zum Vorgesetzten oder zum Kommandeur des sowjetischen Partnertruppendeils.

*

Seit fast 30 Jahren ist *Oberst Rozinat* nun schon Nachrichtenoffizier unserer Nationalen Volksarmee. Mit Strenge, aber mit Herz sorgt er sich heute um den Nachwuchs der Nachrichtentruppe. Nicht wenige Nachrichtenspezialisten werden auch künftig an der Militärtechnischen Schule *Herbert Jensch* das 1 × 1 des Nachrichtensoldaten erlernen.

Leipziger Frühjahrsmesse 1985 Leistungsstarke Mikroelektronik beeinflußt technische Entwicklung

Etwa 9000 Aussteller aus aller Welt präsentierten auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1985, die unter dem Leitthema *Rohstoffe, Brennstoffe, Energie – effektiv gewinnen, veredeln, anwenden* stand, in 41 Technik- und Konsumgüterbranchen ihre Erzeugnisse. Der traditionelle Rundgang der Partei- und Staatsführung der Deutschen Demokratischen Republik begann diesmal in der Halle 15, in der DDR-Kombinate anwendungsbereite Komplexlösungen für den Einsatz der Mikroelektronik vorstellten. Im Namen der 490000 Werktätigen des Bereiches Elektrotechnik und Elektronik wurde sie von Minister *Felix Meier* herzlich willkommen geheißen. Auf die 1977 gefaßten Beschlüsse zur beschleunigten Entwicklung, Produktion und Anwendung der Mikroelektronik verweisend, stellte der Minister fest, daß sich dieser jüngste Industriezweig seitdem äußerst dynamisch entwickelt hat und in besonderer Weise die weitsichtige Politik zum Wohle des Volkes widerspiegelt. Die Verwirklichung der Wirtschaftsstrategie, die Fortschritte bei der umfassenden Intensivierung werden heute bereits mehr und mehr von der Mikroelektronik getragen.

So verwies *Professor Dr. Heinz Wedler*, Generaldirektor des Kombinats *Mikroelektronik*, auf das breite Angebot zur Verfügung stehender mikroelektronischer Bauelemente. Mit den 104 Neuentwicklungen stehen den Anwendern damit 1360 Grundtypen derartiger Bauelemente zur Verfügung. Das Kombinat wird 1985 durch weitere Intensivierung, durch neue Technologien und mit einer wesentlich verbesserten Ausbeute die Fertigung von unipolaren Schaltkreisen auf 173 % steigern. Einen großen Schritt zur effektiveren Anwendung der Mikroelektronik demonstrierte das Kombinat mit der Entwicklung neuer Technologien für kundenspezifische Schaltkreise. Sie gestatten die Herstellung maßgeschneiderter Bauelemente für die vielfältigsten Anwendungen. Auf der Basis von standardisierten Grundelementen kann der Anwender die Entwicklung seiner gewünschten Schaltkreise selbst vornehmen, kleineren Betrieben steht dafür das *Applikationszentrum Mikroelektronik* des Kombinats mit Betriebsteilen in allen Bezirken zur Seite.

Beeindruckend der Nutzen des Gate-Array-Systems: Neben wesentlich verkürzter Entwicklungszeit und Senkung der dafür anfallenden Kosten um durchschnittlich 50 % erhöht sich die Zuverlässigkeit der Bauelemente um 20 bis 70 %. Am Beispiel einer Leiterplatte des Mikrorechners *K 1520* und des Prototyps eines kundenspezifischen Schaltkreises demonstrierte der Ge-

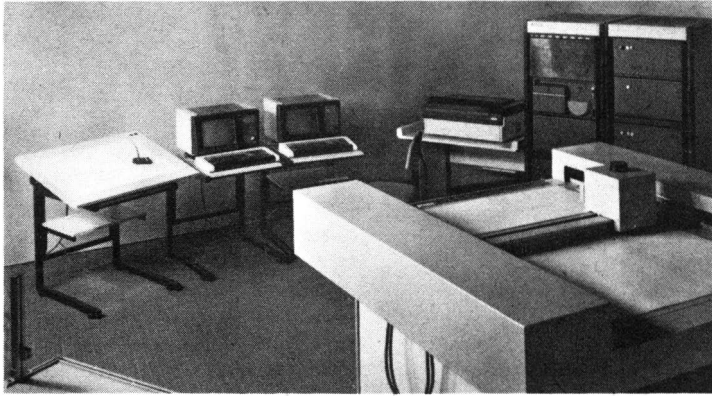


Bild 1 Der Arbeitsplatz für Konstrukteure und Technologen robotron A 6454 ist ein CAD/CAM-System für die rechnergestützte Vorbereitung der Produktion (Foto: RFT-Pressedienst)

neraldirektor die Vorteile der neuen Technologie: Die Funktion einer 400 cm² großen Leiterplatte mit 140 aktiven und passiven Bauelementen, darunter 33 integrierte Schaltkreise, übernimmt künftig ein einziger Schaltkreis.

In den Ausstellungskomplexen *Bürokommunikation, Datenkommunikation, Telekommunikation, Fertigungsautomatisierung, Technische Vorbereitung der Produktion und Prozeßautomatisierung* demonstrierten die Kombinate der DDR-Elektronik neueste Ergebnisse der Forschung und Produktion. Herausragend der neue 16-Bit-Arbeitsplatzrechner A 7100 von ROBOTRON, der vor allem zur Rationalisierung und Automatisierung ingenieurtechnischer Arbeiten eingesetzt wird. Zweifache Leistungssteigerung, achtfache

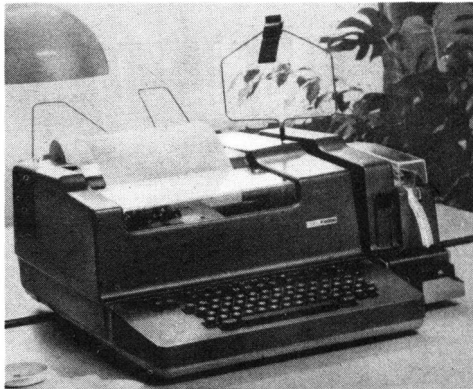


Bild 2 Der neue Fernschreiber F 2000 ist mikroprozessorgesteuert und hat einen Textspeicher für 8000 Zeichen bei 99 verschiedenen, abrufbaren Texten (Foto: RFT-Pressedienst)



Bild 3

Der Arbeitsplatzcomputer robotron A 7100 enthält das neue 16-bit-Mikroprozessorsystem und eine Disketteneinheit mit 2 × 500 kByte Speicherkapazität (Foto: RFT-Pressedienst)

Speicherkapazität und ein um 20 % geringerer Stromverbrauch zeichnen diesen Rechner aus, der auch als universelles Mikrorechnermodulsystem *MMS 16* geliefert wird. Beispiele, wie Produzenten ihre eigenen Anstrengungen zur Erneuerung der Produktion mit höheren Eigenleistungen zur Entwicklung spezifischer Schaltkreise verbinden, stellte das Kombinat *Nachrichtenelektronik Leipzig* vor. Generaldirektor *Hans-Eberhard Herzog* erläuterte, daß die herkömmliche Nachrichtentechnik heute zunehmend durch Digitaltechnik ersetzt wird. Sie gestattet es, auf rationelle Art und Weise Sprache, Daten und Bilder zu übertragen. Dem trug das Kombinat mit der Entwicklung einer vollelektronischen Fernsprechnebenstellenanlage Rechnung, die 16 bis 64 Teilnehmer vereinen kann. Die platzsparende Anlage *NZ 400 D* ist ein Alleskönner im besten Sinn des Wortes: Verbindungen werden automatisch aufgebaut, Gebühren registriert, der Ruf wird selbständig weitergeschaltet, sie vermittelt Konferenzschaltungen, «klopft» beim besetzten Teilnehmer an, übernimmt selbsttätig den Rückruf – das ist nur ein kleiner Auszug aus ihrem Gebrauchswertumfang.

Ein Mikrorechnersystem enthält auch der neue Sende- und Empfangsschreiber *F 2000*. Er nimmt dem Bediener Routinearbeiten ab und bietet hohen Funktionskomfort. Neu ist auch der vorhandene Textspeicher, der etwa die Zeichen von 4 A4-Seiten aufnimmt und sich beliebig korrigieren läßt. Auf Ruf des Partners wird gesendet.

An den Erzeugnissen des Kombinats *Automatisierungsanlagenbau Berlin* wird besonders deutlich, wie entscheidend die Mikroelektronik die Ent-



*Bild 4
Der Personalcomputer robotron PC 1715 ist mit einem 64-kByte-Speicher ausgerüstet, er kann mit bis zu 4 Diskettenlaufwerken ergänzt werden (Foto: RFT-Pressedienst)*

wicklung automatisierter Arbeitsmittel beeinflusst. Generaldirektor *Heinz Brandt* stellte den Gästen neue Generationen von Steuerungen vor. Jahrelange Erfahrungen aus Forschung und Produktion flossen in dem elektronischen System 700 zusammen, das mit der numerischen Steuerung *CNC 700* für Werkzeugmaschinen bzw. der Industrierobotersteuerung *IRS 700* besonders augenfällig seine Leistungsfähigkeit unter Beweis stellt. Letztere ist in der Lage, gleichzeitig bis zu 16 Roboter in allen Bewegungsabläufen zu steuern. Der modulare Aufbau der Steuerungen dieses Kombinatiats hat den Vorzug, sich mit großer Flexibilität den unterschiedlichen Anwenderbedingungen anzupassen.

In allen Industriezweigen vollziehen sich mit zunehmender Geschwindigkeit Erneuerungsprozesse bei Erzeugnissen und Technologien. Immer dringlicher wird deshalb die Notwendigkeit, durch rechnergestützte Gerätesysteme die Produktionsvorbereitung bis hin zur Fertigung selbst zu rationalisieren. Diese sogenannten CAD/CAM-Systeme werden zu einer elementaren Voraussetzung moderner und ökonomisch effektiver Produktion. Dafür bietet ROBOTRON den Arbeitsplatz für Konstrukteure und Technologen *A 6454* an, der aus einem Digitalisiergerät mit Spracheingabe, einem Plotter, einem Hardcopy-Drucker und einem Rastersichtgerät besteht.

Derartige Technik soll die Arbeit von Entwicklungsingenieuren, Konstrukteuren und Technologen in den kommenden Jahren grundlegend verändern. Der Computer wird Herzstück ihres Arbeitsplatzes, der Bildschirm tritt an die Stelle des Reißbretts. Mit der Einführung von derartigen CAD/

CAM-Systemen verkürzen sich die Entwicklungs- und Überleitungszeiten bedeutend, die Reaktionsfähigkeit auf Anforderungen des Marktes erhöht sich. Entwicklungszeiten und -kosten konnten bis zu 80 % bzw. bis zu 50 % gegenüber herkömmlichen Methoden gesenkt und bis zu 90 % kann Arbeitszeit der Technologen eingespart werden.

Genosse *Erich Honecker* sprach für die im Anwenderzentrum Mikroelektronik ausgestellten wissenschaftlich-technischen Leistungen den Dank und die Anerkennung der Partei- und Staatsführung aus. Er wünschte den Werktätigen dieses Bereiches neue Erfolge bei ihrem Bemühen, in Vorbereitung des XI. Parteitag der SED die Mikroelektronik in der DDR noch bedeutend schneller zu entwickeln und ihre Anwendung noch umfassender zu organisieren.

Bauelemente der Elektronik

Die DDR mit ihrem gegenwärtigen Produktions- und Leistungspotential auf dem Gebiet der Mikroelektronik hat einen am internationalen Niveau gemessen hohen Stand erreicht. Der hohe und ständig steigende Bauelementebedarf der Anwenderindustrie der DDR kann zu 80 % aus eigenem Aufkommen gedeckt werden. Gleichzeitig wird die Produktion von zum Beispiel unipolaren integrierten Schaltkreisen sowie von Bauelementen der Leistungselektronik um über 70 % erhöht.

Die beschleunigte Entwicklung, zuverlässige Produktion und umfassende Anwendung der zukunftssträchtigen Mikroelektronik wurde zu einem wesentlichen Kriterium des raschen Leistungswachstums und der Exportkraft der DDR-Industriekombinate. So wuchs im Jahr 1984 die Nettoproduktion allein im Bereich der Elektrotechnik/Elektronik um 15,8 %. Das ist unter anderem der Tatsache zu verdanken, daß die Bereitstellung von integrierten Festkörperschaltkreisen um nahezu ein Viertel erhöht werden konnte.

Bei der dynamischen Leistungsentwicklung können sich die Forscher, Technologen, Konstrukteure, Entwicklungsingenieure und Facharbeiter des VEB Kombinat *Mikroelektronik* auf die solide Basis der langfristig entwickelten engen Zusammenarbeit auf wissenschaftlich-technischem Gebiet mit der UdSSR und den anderen Ländern des *Rates für gegenseitige Wirtschaftshilfe* stützen. In einer Reihe von Regierungsabkommen, Ministervereinbarungen und anderen zwei- und mehrseitigen Verträgen sind die Wissenschaftspotentiale der beteiligten RGW-Partner eng verflochten und ergänzen sich zu gegenseitigem Vorteil und im Interesse des technischen Fortschritts. Die Verbindung mit dem leistungsstarken Mikroelektronikpotential der UdSSR ist Grundvoraussetzung und Garant für weiteren dynamischen Aufschwung auf lange Sicht. Dabei geht es vor allem um moderne Bauelementetechnologien, neue hochintegrierte Schaltkreise und Mikroprozessoren sowie technologische Spezialausrüstungen für die Mikro- und Optoelektronik. Gleichzeitig ist die UdSSR wichtigster Außenhandelspartner des Kombinats.

Semi-Kundenschaltkreise

International haben Produktion und Einsatz von kundenspezifischen integrierten Schaltkreisen sehr schnell an Bedeutung gewonnen. Diesem Trend wird im VEB Kombinat *Mikroelektronik* mit der Entwicklung von Gate-Arrays (Standardzellen-Schaltkreisen) sowie dem länger vorhandenen ISA-System (Integrierte Schaltungs-Anordnung) entsprochen. Das Gate-Array-System *U 5200* auf der Basis der CMOS-Technik ermöglicht der Anwenderindustrie die Lösung anstehender Forderungen und Aufgaben mit höherintegrierten, dem Problem angepaßten Schaltkreisen. Die Vorfertigung von Standardanordnungen ermöglicht dabei, Musterbauelemente in wenigen Monaten zu entwickeln und dem Anwender bereitzustellen.

Die wichtigsten technischen Merkmale sind:

- niedrige Leistungsaufnahme durch CMOS-Technik,
- Betriebsspannung +5 V,
- 10 MHz als maximale Systemtaktfrequenz,
- 56 I/O-Ports sind TTL-kompatibel,
- das Gesamtgatteräquivalent ist 3000,
- das Gehäuse ist ein 64poliges Chip-Carrier-Gehäuse.

Für die Umsetzung der Aufgabenstellung in die integrierte Schaltung steht ein Systemsoftwarepaket sowie eine Zellenbibliothek zur Verfügung. Das Haupteinsatzgebiet der Gate-Arrays ist der Ersatz von Schaltungskomplexen, die bisher mit Standard-Logikschaltkreisen konzipiert und aufgebaut sind.

16-bit-Mikroprozessorsystem

Die Mikroprozessorschaltkreise *UB 8001 C* und *UB 8002 D* sind leistungsfähige 16-bit-Mikroprozessoren, die sowohl in Systemen der Steuer- und Regeltechnik als auch in Multiprozessorsystemen und Parallelrechnern eingesetzt werden können. Zum System gehört der MMU-Schaltkreis *UB 8010 C*, der für den *UB 8001 C* den 8 MByte großen Adreßraum verwaltet. Beim *UB 8002 D* ist der adressierbare Speicherbereich nur 64 kByte.

Einchip-Mikrorechner (EMR)

Diese Einchip-Mikrorechner-Schaltkreise ermöglichen auf kleinstem Raum eine große Anzahl von Funktionen, die mit herkömmlichen Mikroprozessorsystemen nur durch die Verwendung mehrerer Bausteine realisiert werden können. Ihr wesentlicher Vorteil liegt daher im geringen Hardwareaufwand, wodurch sich ein Einsatz besonders bei kleinen Systemen anbietet. Die bisherigen Typen werden ergänzt durch *UB 8840/41 M* und *UB 8860/61 D*. Der neue EMR-Schaltkreis *U 8047* ist ein maskenprogrammierbarer IS mit 4 bit Verarbeitungsbreite, der in CMOS-Technik herge-

stellt wird. Typische Einsatzgebiete sind Steuerungs- und Zeitgeberaufgaben in der Nachrichtentechnik, Automatisierungstechnik, Unterhaltungselektronik, Spielzeuge, Haushaltsgeräte u. v. a. m. Der interne Datenspeicher läßt sich extern durch maximal 15 IS des Typs *U 8246 C* erweitern.

Speicherschaltkreise

Der Schaltkreis *U 2164 C/D* ist ein dynamischer Schreib-Lese-Speicher (dRAM) mit wahlfreiem Zugriff. Die Speicherkapazität beträgt 64 kbit, sie ist bitorientiert (65536×1 bit). Die neuen maskenprogrammierten Festwertspeicher *U 2364/65 D* haben ebenfalls eine Speicherkapazität von 64 kbit, sie sind byteorientiert (8192×8 bit). Die neuen 16-kbit-Speicher sind unterschiedliche Festwertspeicher. Der *U 2316 D* ist maskenprogrammiert (2048×8 bit) und der *U 2616 D* herstellerprogrammiert (PROM). Elektrisch programmierbar und mit UV-Licht löschbar ist der *U 2716 C* (EPROM). Der statische Schreib-Lese-Speicher *U 8246 C* (sRAM) ist für die 4-bit-Version der Einchip-Mikrorechner-IS vorgesehen, kann aber auch als selbständiger IS eingesetzt werden (Speicherkapazität 1 kbit; 256×4 bit).

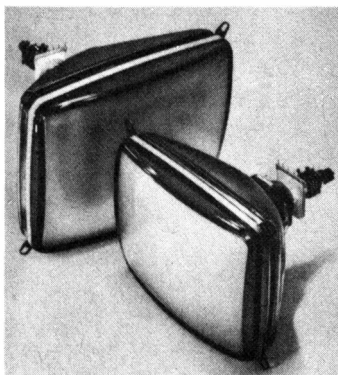


Bild 5
Die selbstkonvergierende, mit Schlitzmaske versehene Präzisions-In-Line-Farbbildröhren werden mit den Schirmdiagonalen 67 cm, 51 cm und 42 cm gefertigt (Foto: RFT-Pressedienst)

IS für PCM-Nachrichtentechnik

Für die digitale Nachrichtenübertragung werden die Schaltkreise *U 1001 D*, *U 1011 D* und *U 1021 D* in CMOS-Technik hergestellt. Der *U 1001 D* ist ein NF-Tiefpaßfilter-Schaltkreis für das Sprachsignalband, er enthält sowohl Sende- als auch Empfangsfilter. Der *U 1011 D* ist ein PCM-CODEC-Schaltkreis (Pulse-Code-Modulation-Coder-Decoder), der im wesentlichen aus dem Sender (Coder), A/D-Wandler für die Wandlung des NF-Signals in die PCM-Codewortfolge, dem Empfänger (Decoder) und D/A-Wandler für die Wandlung der PCM-Codewortfolge in amplitudenmodulierte NF-Signale

besteht. Die Zeitlagensteuerung dieser Schaltkreise übernimmt der *U 1021 D* mit 4 Kanälen.

CMOS-Logikschaltkreise

Die CMOS-Reihe wird erweitert durch die Schaltkreise

V 4046 – PLL-Schaltung (Phasenregelkreis)

V 4051 D – 8-Kanal-Analog-Multiplexer/Demultiplexer

V 4066 D – 4 bilaterale Schalter

V 4520 D – 2 binäre 4-bit-Vorwärtszähler

V 4531 D – 13-bit-Paritätsprüfer

V 4538 D – 2faches Monoflop

V 4585 D – 4-bit-Größenkomparator

Neu- und weiterentwickelte bipolare IS

Für batteriebetriebene Kassettenrekorder ist der *A 1818 D* ein rauscharmer Aufnahme-Wiedergabe-Verstärker, der durch eine innere Logik nur einen 1poligen Umschalter erfordert. Neu sind auch die Doppel-NF-Leistungsverstärker *A 2000 V* ($2 \times 5 \text{ W}$ an 4Ω) und *A 2005 V* ($2 \times 10 \text{ W}$ an 2Ω). Für Kofereempfänger gedacht ist der *A 4100 D*, eine AM-FM-Kombischaltung, die schon mit einer Batteriespannung von 4,5 V arbeitet. Der *A 4510 D* ist ein neuer Stereodekoder in I²L-Technik, der im Zeitmultiplex-(Schalter-) oder Frequenzmultiplex-(Matrix-)Betrieb arbeiten kann.

Der *B 087 D* ist ein Präzisions-Operationsverstärker mit FET-Differenz-eingangsstufe. Neues gibt es auch bei den Wandlerbausteinen, z. B. den *C 565 D*, ein D/A-Wandler mit 12 bit Genauigkeit, der sich als Interface für Mikrorechnersysteme in Geräten höherer Genauigkeit einsetzen läßt. Die A/D-Wandler haben eine Auflösung von 8 bit (*C 570 D*) und 10 bit (*C 571 D*), sie sind für den Einsatz im wissenschaftlichen Gerätebau, in der Medizintechnik und in numerischen Steuerungen vorgesehen. Die D/A-Wandler *C 5650 D* (Genauigkeit 10 bit) und *C 5658 D* (Genauigkeit 8 bit) haben als Einsatzgebiet die MSR-Technik.

Die Reihe der Low-Power-Schottky-TTL-IS wurde mit folgenden Typen erweitert:

DL 051 D – 2 AND-NOR-Gatter mit 2×3 bzw. 2×2 Eingängen

DL 086 D – 4 Exklusiv-OR-Gatter mit je 2 Eingängen

DL 155 D – 2×2 -bit-Binärdekoder/Demultiplexer

DL 175 D – 4fach-D-Flip-Flop

DL 194 D – 4-bit-Rechts-Links-Schieberegister

DL 251 D – 8-auf-1-Multiplexer

DL 253 D – 2fach-4-auf-1-Multiplexer

DL 257 D – 4fach-2-auf-1-Multiplexer

DL 295 D – 4-bit-Rechts-Links-Schieberegister

DL 8121 D – 8-bit-Komparator

DL 8127 D – Systemtaktgenerator für 16-bit-Mikroprozessorsysteme

Neue Transistoren

Für die Leistungselektronik entwickelt wurden die Silizium-Epibasis-Transistoren *SD 401/403/405/407* (npn-Typ) und *SD 402/404/406/408* (pnp-Typ), die für einen Kollektorstrom von 10 A ausgelegt sind ($P_C = 90 \text{ W}$). Sie eignen sich als Schalt- und Regeltransistoren sowie für NF-Leistungsverstärker. Die Vergleichstypen sind *BDT 91* bis *BDT 96*. Mit größerer Gleichstromverstärkung und robuster gegenüber dem zweiten Durchbruch sind die 10-A-Silizium-Epibasis-Darlington-Transistoren entwickelt worden, die es ebenfalls mit Komplementärtypen gibt. Die Vergleichstypen sind *BDT 63* und *BDT 62*. Die npn-Transistoren heißen *SD 451/453/455/457*, die pnp-Typen *SD 452/454/456/458*.

Bei den Hochvolt-Leistungsschalttransistoren sind hinzugekommen die npn-Typen *SU 178* (800 V/6 A) und *SU 179* (1000 V/6 A). Für Schaltnetzteile die npn-Typen *SU 378* (700 V/6 A) und *SU 380* (850 V/6 A).

Multimeter G-1004.500

Eine Neuentwicklung des VEB Kombinat *Mikroelektronik* ist das batteriebetriebene, digital anzeigende Vielfachmeßgerät *Multimeter G-1004.500* mit den Meßbereichen

Gleich-/Wechselspannung 100 μV bis 1000 V

Gleich-/Wechselstrom 100 nA bis 10 A

Widerstand 100 m Ω bis 20 M Ω

Die Anzeige ist 3 1/2stellig. Durch die einfache Handhabung, das Ausschalten von analogen Ablesefehlern und die vielfältigen Betriebsarten ist das neue Multimeter in der Industrie, im Handwerk, in der Schule und für den Elektronikamateur ein unentbehrliches Meßgerät.

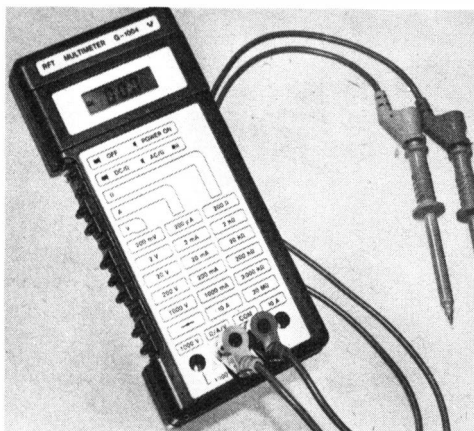


Bild 6
Eine Neuentwicklung des VEB Kombinat Mikroelektronik ist das Digital-Multimeter G-1004.500 (Foto: RFT-Pressedienst)

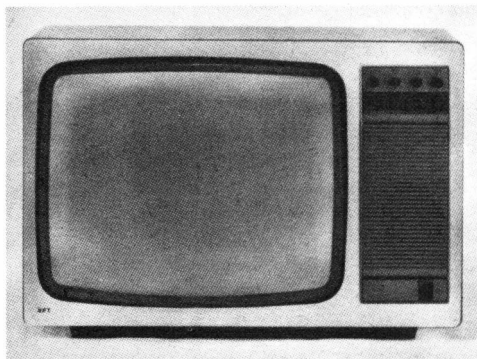


Bild 7

Eine mittlere Leistungsaufnahme von nur 40 VA hat der neue S/W-Fernsehempfänger Debüt 1001 (Foto: RFT-Pressedienst)

Rundfunk und Fernsehen

Das Angebot an Neu- und Weiterentwicklungen war zu dieser Messe gering, da zahlreiche Spitzengeräte bereits produziert und auch exportiert werden. Die ausgestellten Exponate dokumentierten den hohen Leistungsstand der Konsumgüterelektronik der DDR und die sich vertiefende Kooperation mit den Partnerkombinaten in der DDR und im RGW.

Der S/W-Fernsehempfänger *Debüt 1001* mit 50-cm-Bildröhre ist eine Weiterentwicklung des VEB *Fernsehgeräteecke Friedrich Engels* Staßfurt. Das ansprechende Gerät enthält ein neues Einplatinenchassis mit Schaltenteil. Die von der NF-Stufe bereitgestellte NF-Leistung von etwa 2,5 W wird von einem Breitbandlautsprecher frontseitig abgestrahlt. Mit der mittleren Leistungsaufnahme von 40 W ergibt sich eine bemerkenswerte Leistungseinsparung gegenüber Vorgängertypen.

REMA *modus RX 42* ist ein Stereosteuergerät der Mittelklasse mit 2 Boxen. Die Weiterentwicklung des Typs *marcato RX 41* besteht in der gestalterischen und maßlichen Anpassung an das Stereokassetendeck *GC 6031* des VEB *Elektronik Gera*. Neu ist der Mischer mit Equalizer *SM 3000* (VEB RFT-Kombinat *Nachrichtenelektronik Leipzig*), der für den Einsatz in Heimanlagen entwickelt wurde und sich besonders zur Komplettierung des Mini-Komponentensystems *S 3000* eignet. Der *SM 3000* ermöglicht die Mischung von 5 Eingangssignalen mit anschließender Klangbeeinflussung in 5 Frequenzbereichen (63 Hz, 250 Hz, 1 kHz, 4 kHz und 10 kHz), sowohl im Mono- wie auch im Stereo-Betrieb.

Für den Anschluß an Autosuper wurden die Nachfolgeverstärker *NV 10-mono* bzw. *NV 20-stereo* entwickelt (VEB *Fernmeldewerk Arnstadt*). Mit diesen NF-Leistungen können Hochleistungslautsprecher auch im Fahrzeug ihre Qualitäten voll zur Geltung bringen. Ein/Aus-Schaltung sowie Lautstärken- und Klangeinstellung werden durch den Autosuper vorgenommen. Der Monoverstärker hat eine Musikleistung von 10 W, der Stereoverstärker weist 2×10 W Musikleistung auf, beide an je 4 Ω .

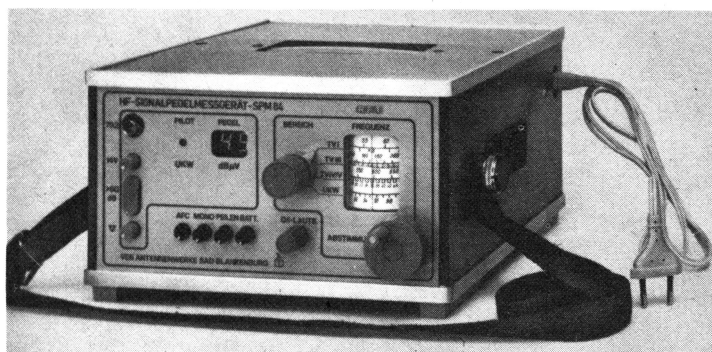
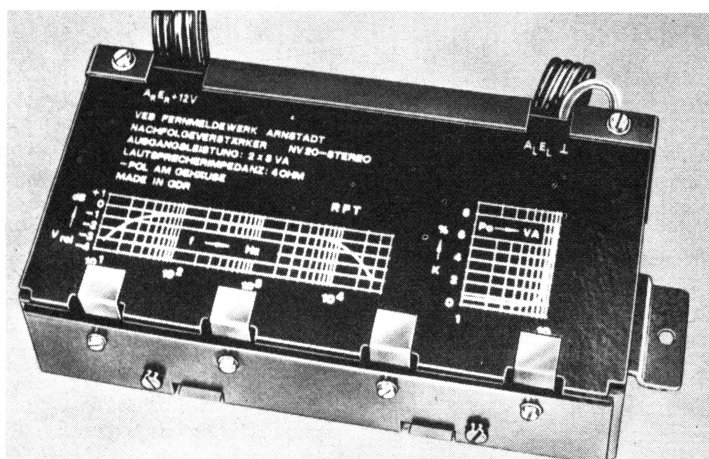
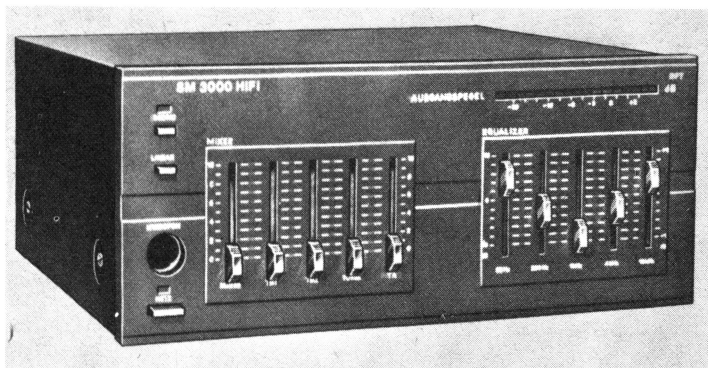


Bild 8 Der Mischer mit Equalizer SM 3000 hat 5 mischbare Eingänge (links) und 5 veränderbare Frequenzbereiche (rechts). Eine LED-Kette zeigt den Ausgangspegel an (Foto: RFT-Pressedienst)

Bild 9 Der Nachfolgeverstärker NV 20-stereo ermöglicht mit dem Anschluß an den Autosuper eine Erhöhung der NF-Musikleistung auf 2×10 W (Foto: RFT-Pressedienst)

Bild 10 Zur Messung an Antennenanlagen läßt sich das HF-Signalpegelmeßgerät SPM 84 des VEB RFT-Antennenwerke Bad Blankenburg einsetzen (Foto: RFT-Pressedienst)

Als HF-Meß- und Prüfgerät für die Projektierung, Einpegelung und Wartung von Antennenanlagen entwickelte der VEB Antennenwerke Bad Blankenburg das HF-Signalpegelmeßgerät SPM 84. Das handliche Gerät kann aus dem Netz oder mit Batterien betrieben werden. Der Meßbereich umfaßt die CCIR-Frequenzbereiche I, III, IV/V und UKW. Die Pegelanzeige ist digital und in 2 Bereichen von 20 bis 100 dB μ V direkt ablesbar. Die akustische Wiedergabe wird über einen eingebauten Lautsprecher vorgenommen, Stereosignale lassen sich mit Stereokopfhörer bewerten. Ein Peilgenerator erleichtert das optimale Ausrichten von Antennen oder das Einstellen von Sperrkreisen und Filtern.

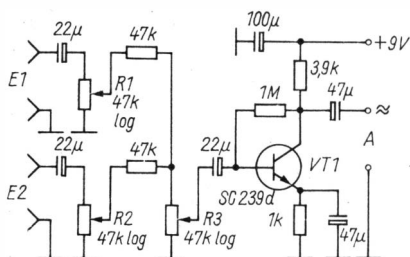
Obering. K.-H. Schubert

ELEKTRONIK-SPLITTER

Einfaches Mischpult

Der Stromlaufplan zeigt ein einfaches Mischpult, mit dem man Rundfunkaufnahmen und Magnetbandaufnahmen mischbar überspielen kann. An die Eingänge E1/E2 schaltet man die Überspielausgänge eines Rundfunkempfängers und eines Magnetbandgeräts. Am Ausgang A liegt der Aufnahmeingang eines zweiten Magnetbandgeräts. R1 und R2 sind die Kanalregler (Schieberegler), R3 ist der Summenregler (Potentiometer) für die Aufnahme. Die Schaltung verstärkt etwa 10fach, die Stromaufnahme beträgt etwa 1 mA.

K. H. S.



Vier historische Fernsehempfänger aus dem Postmuseum der DDR in Berlin

Nipkow-Scheibenfernsehgerät von 1930

Als im letzten Drittel des vorigen Jahrhunderts das Telefon erfunden war und seinen Siegeszug um die Welt antrat, fragte sich so mancher findige Kopf: Wenn das *Fernhören* möglich ist, warum nicht auch das *Fernsehen*? Eine ganze Reihe sinnreicher Einrichtungen wurde vorgeschlagen, aber ihre Verwirklichung scheiterte an den unzulänglichen Mitteln, die zu jener Zeit zur Verfügung standen, insbesondere am Fehlen eines elektrischen Verstärkers.

Dieser Verstärker wurde erst um 1910 mit der Elektronenröhre erfunden, die man sogleich in der Fernsprech- und Funktechnik einsetzte. Gewissermaßen als Kombination dieser beiden Techniken entstand der Rundfunk, der ab 1922 Millionen begeisterter Anhänger in aller Welt fand.

Und schon tauchte wieder die Frage auf: Wenn es möglich ist, in jedes Haus drahtlos Wort und Musik zu übertragen, warum sollte es nicht möglich sein, Bilder zu senden und zu empfangen? Aber bei näherer Betrachtung stellte sich heraus, daß trotz der bis zur Mitte der zwanziger Jahre wesentlich verbesserten technischen Basis noch eine Menge Probleme ihrer Überwindung harreten, ehe an ein Fernsehen zu denken war.

Die Hauptschwierigkeit war, das zu sendende Bild geschickt in einzelne Elemente zu zerlegen und diese so schnell zu übertragen, daß – wie beim Film – der Betrachter den Eindruck eines einheitlichen, bewegten Bildes bekommt. Das Vorbild des Auges mit seinen Hunderttausenden von Sehzellen und Nervenbahnen war für eine technische Realisierung untauglich. Am aussichtsreichsten erschien der Vorschlag, den sich schon 40 Jahre zuvor der junge Student *Paul Nipkow* patentieren ließ: die Benutzung einer Spirallochscheibe, die dann einfach als *Nipkow-Scheibe* bezeichnet wurde. Auf ihr sind spiralförmig Löcher angeordnet, die jeweils nur einen *Bildpunkt* freigeben und beim Drehen der Scheibe das Bild zeilenweise *abtasten*, also auf diese Weise das uns bekannte Fernseh raster erzeugen.

Der Vorteil dieses Verfahrens war, daß zu jedem Zeitpunkt nur der Helligkeitswert *eines* Bildpunkts zu übertragen war bzw. in zeitlicher Folge die

Helligkeitswerte einer Zeile und zeilenweise die des gesamten Bildes. Es wurde demzufolge (im Gegensatz zum Auge) nur *ein* Übertragungskanal (Rundfunksender!) benötigt. Dem standen hauptsächlich zwei Nachteile gegenüber. Erstens galt es einen Kompromiß zwischen Bildhelligkeit und Bildschärfe zu schließen, denn je kleiner die Löcher in der Scheibe waren (um eine bessere Bildschärfe zu erzielen), um so lichtschwächer wurde das Bild. Zweitens war es erforderlich, die Bildabtastung sehr schnell vor sich gehen zu lassen, um unter Ausnutzung der Trägheit des Auges ein flimmerfreies Bild zu erhalten. Je schneller aber die Abtastung war (Erhöhung der Drehzahl der Spirallochscheibe), um so höher wurden die Modulationsfrequenzen für den Sender (erforderliche Bandbreite).

Unter Beachtung dieser und weiterer Randbedingungen wurden Ende der zwanziger Jahre Versuchsfernsehempfänger gebaut und getestet. Um den unterschiedlichen Fernsehlabors eine einheitliche Grundlage zu geben, verkündete 1929 die Post folgende erste *Fernsehnorm*:

- Zeilenzahl: 30,
- Bildwechselzahl: 12,5/s,
- Bildgröße: 30 mm × 40 mm,
- höchste Modulationsfrequenz: 7875 Hz,
- Positivmodulation, AM-Zweiseitenband.

An Hand von Bild 1 soll nun gezeigt werden, wie ein solcher Empfänger betrieben wurde. «1» bezeichnet einen Rundfunkempfänger, der mit Antenne und Erde den Fernsender empfängt (Mittelwelle!). Zur richtigen Empfängereinstellung dient der Lautsprecher «3» (Hörbarmachen des

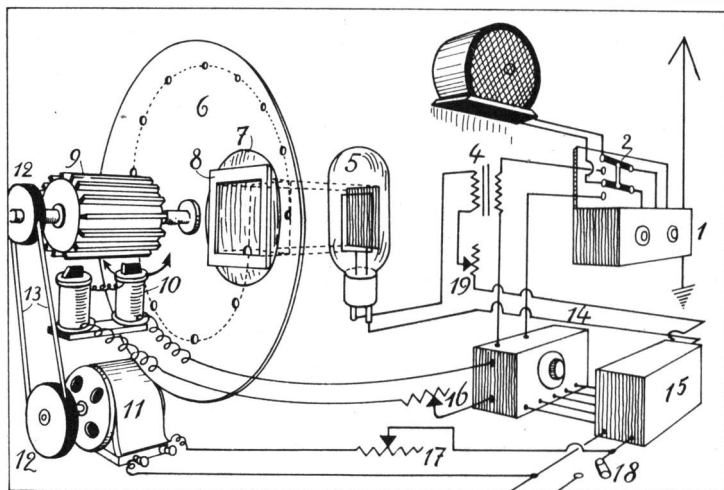


Bild 1 Prinzipdarstellung des Fernsehempfangs mit Spirallochscheibe

Videosignals, das ja im NF-Bereich liegt). Danach wird der Umschalter «2» in die andere Stellung gebracht. Das Videosignal gelangt jetzt über den Transformator «4» an die Flächenglimmlampe «5», die aus dem Gleichrichter «15» mit einer Vorspannung versorgt wird. Die Vorspannung bewirkt, daß die flächenförmige Anode der Glimmlampe gleichmäßig rötlich leuchtet (Grundhelligkeit, einstellbar mit Potentiometer «19»). Das Videosignal überlagert sich dieser Vorspannung und bewirkt je nach Polarität eine Helligkeitserhöhung oder -verringerung.

Aus der Netzspannung (Netzschalter «18») wird der Motor «11» betrieben, dessen Drehzahl mit dem Potentiometer «17» so eingestellt wird, daß die Scheibe «6» ungefähr die richtige Umdrehungszahl ($12,5 \text{ U/s} \times 60 \text{ s} = 750 \text{ U/min}$) erhält. Die Löcher der *Nipkow*-Scheibe tasten die kleine Glimmfläche ab (entsprechend der Skizze entgegen der üblichen Richtung von oben nach unten!). Eine Lupe «7» läßt das Bild im Bildrahmen «8» vergrößert erscheinen.

Ein weiteres, ganz wesentliches Problem, auf das bisher noch nicht eingegangen wurde, ist das der Synchronisation. Als Gleichlaufzeichen wurde in der ersten 30-Zeilen-Norm eine Dunkeltastung der letzten beiden Bildpunkte jeder Zeile vereinbart. Diese Impulse gelangen an den Sinusgenerator «14», der auf der Zeilenfrequenz ($30 \text{ Zeilen} \times 12,5 \text{ Bildwechsel/s} = 375 \text{ Hz}$) schwingt und durch die Gleichlaufimpulse synchronisiert wird. Eine Leistungsröhre verstärkt die Zeilenfrequenz und erregt damit einen Synchronmotor, der aus den Spulen «10» und dem Zahnrad «9» besteht. Um das auf diese Weise synchronisierte Bild im Bildrahmen in seiner Lage korrigieren zu können, sind die Statorspulen beweglich (*Phaseneinstellung*).

Nach dieser etwas langen Einleitung ist es nun nicht schwer, den *Nipkow*-Scheibenempfänger des Postmuseums zu erklären (Hersteller: *Fernseh-A. G.*, Typ: *Normalfernsehempfänger*, s. Bild 2). Auf der Frontplatte befinden sich

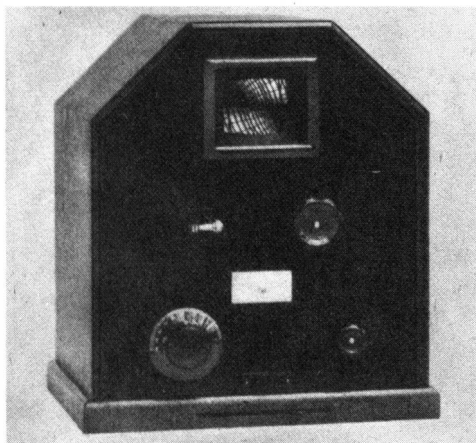
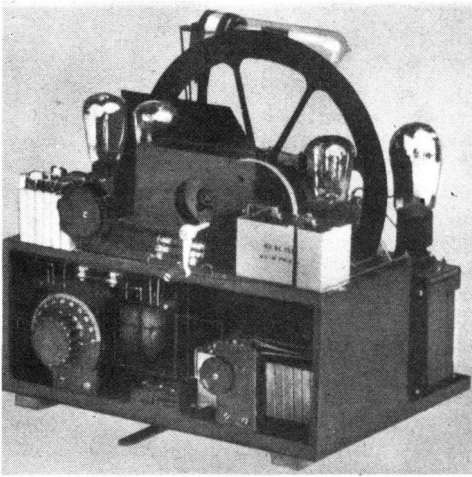


Bild 2
*Normalempfänger der
Fernseh-A. G. (1930), Au-
ßenansicht*



*Bild 3
Chassisansicht des Empfängers mit Spirallochscheibe*

4 Bedienungsgorgane. Die unteren beiden Knöpfe gestatten die genaue Frequenzeinstellung des Zeilensynchronogenerators. Der Knopf rechts oben bewirkt die Phaseneinstellung (Bildlage). Links oben ist eine Kurbel zu sehen. Mit ihr wird der Synchronmotor in Tritt gebracht. Ein Hilfsmotor, entsprechend Bild 1 («11»), ist bei diesem Fernseher nicht vorhanden. Unten in der Mitte liegt der Netzschalter, darunter im Gehäuse ein Hebel, der ebenfalls für die Synchronisation notwendig ist.

Die Chassisansicht (Bild 3) läßt die ausgesparte Spirallochscheibe mit der dahinterliegenden Flächenglimmlampe erkennen. Rechts steckt die Gleichrichterröhre (Netzteil), die übrigen 3 Röhren sind für die Synchronisation erforderlich (Gleichlaufimpulsabtrennung, Sinusgenerator, Leistungsverstärker).

Das mit diesem Gerät erzeugte Bild hatte die Abmessungen 27 mm × 36 mm, das mit einer Lupe auf eine scheinbare Größe von 60 mm × 90 mm vergrößert wurde. Die Außenabmessungen des Geräts betragen: Breite 39,5 cm, Tiefe 30 cm, Höhe 44 cm.

Die Versuche mit solchen Empfängern ergaben 1929/30 entmutigende Ergebnisse. Die Bilder waren lichtschwach und unscharf. Grobe Strukturen (z. B. Kreuze, große Buchstaben) waren gut erkennbar, dagegen Details (z. B. Gesichter) nur mit Mühe. An eine Übertragung, z. B. von Filmen, war nicht zu denken. Außerdem fehlte der Ton, da ja der MW-Rundfunksender mit den Bildsignalen moduliert war.

Das Ergebnis dieser ersten öffentlichen Fernsehversuche, an denen auch etliche Bastler teilnahmen, war: Ein niederzeitliches, primitives Fernsehen, das den Fernsehempfänger als Zusatzgerät zum Rundfunkempfänger aufbaute, war unbrauchbar. Es mußten völlig andere technische Wege eingeschlagen werden, um zu einem «Heimkino» zu gelangen.

Fernsehtischgerät mit Katodenstrahlröhre (1935)

Weitsichtigen Technikern war zu Beginn der dreißiger Jahre klar: Um einen befriedigenden Bildeindruck zu erhalten, mußten die Bilder größer, heller und schärfer werden. Neue mechanische Bildzerleger wurden entwickelt, von denen unter anderem das Spiegelrad und die Spiegelschraube eine gewisse Bedeutung erlangten. Aber um eine bessere Bildschärfe zu erhalten, mußten die Zeilenanzahl auf weit über hundert erhöht werden, und da kam die feinmechanische Präzision an ihre Grenzen.

Schon 1906 war vorgeschlagen worden, die bislang nur zu Meßzwecken benutzte Katodenstrahlröhre (nach ihrem Erfinder *Prof. Ferdinand Braun* oft als *Braunsche Röhre* bezeichnet) für Fernsehzwecke zu verwenden. Aber ein brauchbares System mit dieser Röhre war bis 1930 noch nicht entwickelt worden. Dieser Aufgabe widmete sich der junge *Manfred von Ardenne*, der sich aus eigenen Mitteln ein hochfrequenztechnisches Laboratorium eingerichtet hatte. Er verbesserte in sehr kurzer Zeit die Katodenstrahlröhre wesentlich (Bild 4), entwickelte die erforderlichen Zeilen- und Bildablenkgeräte, Videoverstärker und Hochspannungsteile und konnte den damit ausgerüsteten Empfänger Ende 1931 einem kleinen Kreis stauender Fachleute vorführen. Aber nicht nur das, er entwickelte noch einen elektronischen Bildsender, der unter Benutzung einer Katodenstrahlröhre Stand- und Filmbilder abgeben konnte. Damit war erstmals in der Welt ein praktisches, vollelektronisches Fernsehsystem geschaffen worden. Nachbildungen dieser Apparaturen befinden sich im Museum für Deutsche Geschichte in Berlin, Unter den Linden.

Die Firma *Loewe*, mit der *Manfred von Ardenne* über viele Jahre eng zusammenarbeitete, stellte den Empfänger mit Katodenstrahlröhre 1932 zur Funkausstellung aus. Dort bewies dieses erste Entwicklungsmuster im direkten Vergleich mit allen anderen Fernsehempfängern auf mechanischer



Bild 4
Manfred von Ardenne mit
einer von ihm entwickel-
ten Fernsehbildröhre 1934

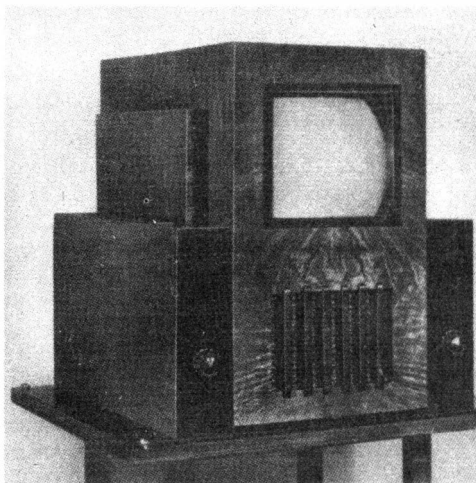


Bild 5
Der Loewe-Fernsehempfänger Typ FE B von 1935/36

Basis seine Überlegenheit. Den damit gewonnenen Entwicklungsvorteil konnte die Firma *Loewe* jedoch nicht nutzen, da die anderen Konzerne (*Telefunken*, *Bosch* u. a.) die Einführung des Fernsehens so lange zu verzögern wußten, bis sie eigene elektronische Fernsehempfänger entwickelt hatten.

Im März 1935 wurden die ersten regelmäßigen Versuchssendungen in Deutschland aufgenommen. Sie erfolgten nach einer neuen Fernsehnorm:

Zeilenzahl: 180,

Bildwechselzahl: 25/s,

Videobandbreite: 500 kHz,

Positivmodulation, Synchronisation mit Austastlücken, getrennte Sender für Bild und Ton (beide AM),

Übertragungsfrequenzen im UKW-Bereich (40 bis 55 MHz).

Ein typischer Vertreter für den Entwicklungsstand der Fernsehempfänger 1935/36 ist der Typ *FE B* von *Loewe*. Sein Äußeres zeigt Bild 5, sein Inneres Bild 6. Der Aufbau ist kompakt, es werden überwiegend die für *Loewe* charakteristischen Mehrfachröhren verwendet. Der Empfänger arbeitet nach dem Superprinzip, der Bild-ZF-Verstärker ist 3stufig, aus dem 2. ZF-Filter wird die Ton-ZF ausgekoppelt (Paralleltonverfahren). Als Sägezahngeneratoren für Bild- und Zeilenkipp arbeiten Thyratrons. Die Bildröhrenhochspannung (2 kV) wird aus dem Netz über ein Hochspannungsnetzteil gewonnen. Der Empfänger ist insgesamt mit 14 Röhren bestückt.

Die Bildschirmdiagonale beträgt 25 cm, die Bildgröße 16 cm × 19 cm (auf Grund der runden Bildfläche nur noch ein Seitenverhältnis von 4:5 statt 3:4!). Die Bedienung ist stark vereinfacht: Mit dem linken Knopf wird die Empfängerfeinabstimmung vorgenommen, der rechte ist als Doppelknopf ausgebildet und beeinflusst Lautstärke und Helligkeit. Die Abmessungen des Geräts betragen: Breite 59 cm, Tiefe 67 cm, Höhe 54 cm.

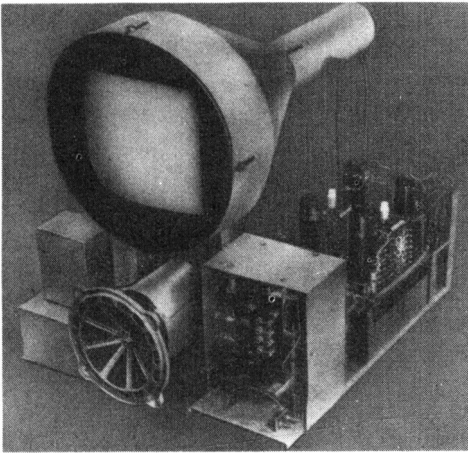


Bild 6
Innenaufbau des Loewe-
Empfängers Typ FE B

Die mit der 180-Zeilen-Norm erzielte Bildqualität war schon bemerkenswert. Ein Zeitgenosse charakterisierte das damals so: «Die Fernsehtechnik hat in den letzten Jahren erhebliche Fortschritte gemacht. Während es noch vor einigen Jahren einer regen Phantasie bedurfte, um auch bei einfachen Bildern zu erkennen, was auf der kleinen Bildfläche eigentlich dargestellt werden soll, kann heute auch ein böswilliger Zuschauer nicht mehr leugnen, daß am Empfänger tatsächlich ein Bild erscheint. Demjenigen, welcher diese mühsame Entwicklung der Fernsehtechnik miterlebt hat, kann die Güte der heutigen 180zeiligen Fernsehbilder sogar befriedigend erscheinen. Wenn man jedoch die Erfahrungen berücksichtigt, die auf dem Gebiet der Kinematographie in bezug auf die Wirkung von Bildern auf unbefangene Zuschauer gesammelt werden konnten, dann erscheinen die heutigen besten Fernsehbilder als das Mindeste, was vielleicht Aussicht auf einigen Erfolg hat» [1].

Fernsehstandgerät von 1938

Wenn man auch an der Weiterentwicklung der Bildröhren ständig arbeitete, so wurden doch nur langsam Fortschritte erzielt. Die Ablenkwinkel konnten einerseits wegen der Implosionsgefahr, andererseits wegen der Bildverzerrungen nicht wesentlich über 45° gesteigert werden. Das bedeutete, daß eine Vergrößerung der Bilddiagonale mit einer entsprechenden Verlängerung des Bildröhrenkolbens einherging. Eine 35-cm-Bildröhre hatte eine Länge von 70 cm und war demzufolge in einem Tischgerät nicht mehr unterzubringen. Deshalb ging man 1937/38 dazu über, die Bildröhre stehend einzubauen und zur Betrachtung einen geeigneten Spiegel anzubringen. Ein derartiges Standgerät vom Typ *DE 6* der ehemaligen *Fernseh-A. G.* ist im

Postmuseum Berlin zu sehen (Bild 7). Das Gerät arbeitete nach der 1938 eingeführten 441-Zeilen-Norm, deren wesentliche Merkmale waren:

Zeilenzahl: 441,

Bildwechselzahl: 25/s mit Zeilensprung (50 Halbbildwechsel je s),

Videobandbreite: 2 MHz,

Positivmodulation, Synchronisation mit Austastlücken, Abstand Bild-Ton-träger 2,8 MHz (beide AM),

UKW-Bereich 40 bis 55 MHz.

Einige technische Daten des Empfängers *DE 6*, die typisch auch für andere Geräte dieses Baujahres sind, gehen aus Bild 8 hervor. Die 40-cm-Bildröhre liefert ein Bild der Größe 27 cm × 32 cm. Die Hochspannung von 10 kV wird aus dem Netzteil gewonnen. Der Bild-ZF-Verstärker ist 3stufig, der Ton-ZF-Verstärker 1stufig (Paralleltonverfahren). Außer in der Zeilenendstufe werden gewöhnliche Rundfunkempfängerröhren mit dem damals üblichen sogenannten Außenkontaktsockel verwendet (Gesamtzahl: 20 Stück). Die Abmessungen betragen: Breite 68 cm, Tiefe 53 cm, Höhe 108 cm.

Die Bildqualität des 441-Zeilen-Bilds könnte man etwa mit der unseres heutigen 625-Zeilen-Bilds vergleichen, wenn ein Breitwandfilm gezeigt wird (Ausblendung des oberen und unteren Bildrands). Vom technischen Entwicklungsniveau her stand also einer allgemeinen Einführung des Fernsehens in großem Maßstabe nichts mehr im Wege. Aber wer konnte sich da-

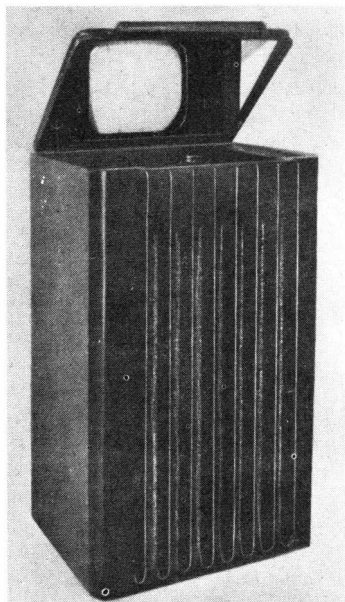


Bild 7
Fernsehstandgerät der Fernseh-A. G. Typ
DE 6

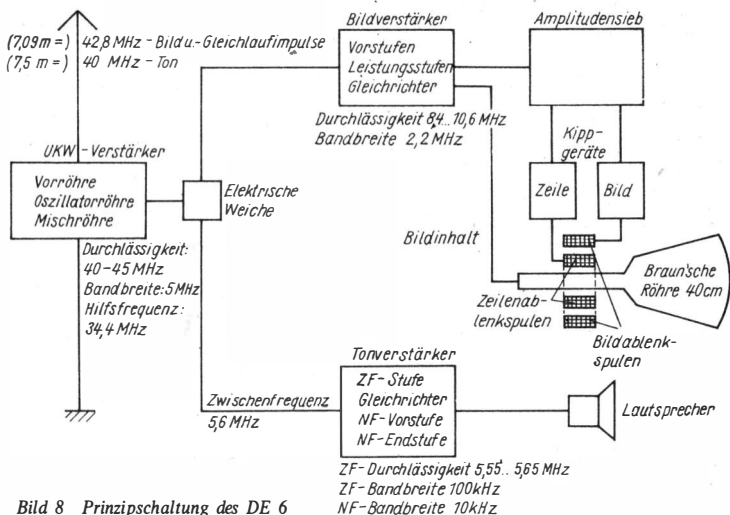


Bild 8 Prinzipschaltung des DE 6

mals eigentlich Fernsehgeräte zu Preisen zwischen 2000 und 3000 Mark kaufen?

Im selben Jahr 1938 wurde ein neuer, noch weiter verbilligter «Volks-empfänger» (DKE) zum Preis von 35 Mark auf den Markt gebracht. Dazu wird in einer zeitgenössischen Veröffentlichung vermerkt:

«Die deutsche Einkommensstatistik zeigt, daß nur noch 2 Millionen Haushaltungen von den dem Rundfunk noch fernstehenden 9 Millionen Haushaltungen finanziell so stark sind, daß sie unter den heute entstehenden Kosten Rundfunkteilnehmer werden können ... Weiteren 6 bis 8 Millionen deutscher Haushaltungen, die zu den einkommensschwachen gehören, muß durch die neuen Maßnahmen Gelegenheit, Rundfunkteilnehmer zu werden, gegeben werden» [2].

Bei 18 Millionen Haushalten im Deutschland des Jahres 1938 waren also etwa 7 Millionen – das sind immerhin 40 %! – so verarmt, daß sie noch nicht einmal einen «Volksempfänger» zum damals schon von 76 auf 65 Mark herabgesetzten Preis unterhalten konnten. Allein unter diesem Blickwinkel betrachtet, war trotz der bestechenden Propagandamöglichkeiten, die das Fernsehen der faschistischen Führung bot, an eine allgemeine Einführung des Fernsehens kaum zu denken.

Der Einheitsfernsehempfänger von 1939

Zehn Jahre lang hatten die an der Fernsehentwicklung beteiligten Funkfirmen hohe Entwicklungskosten aufgebracht, die nun endlich in Profite um-

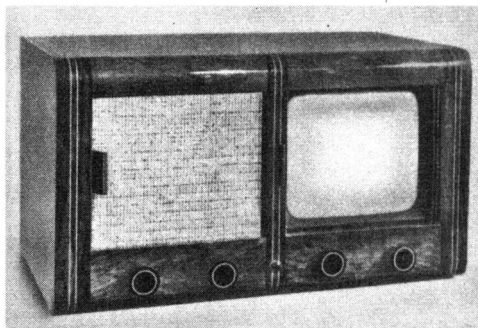


Bild 9
Der Einheitsfernsehempfänger Typ E 1

gemünzt werden sollten. Das Fernsehgeschäft konnte aber nur gewinnbringend werden, wenn so viele Geräte absetzbar waren, daß sich eine Großserienfertigung lohnte. Dazu durfte der Preis eines Fernsehgeräts den eines Spitzenrundfunkempfängers nicht überschreiten.

Dieser Einsicht nachgebend, einigten sich die Fernsehfirmen darauf, einen Fernseh-«Volksempfänger» herauszubringen. Er sollte – ähnlich wie der «Volksempfänger» der Rundfunkindustrie – einheitlich in den verschiedenen Werken nach demselben Konzept gebaut werden. So erhielt er die Bezeichnung *Einheitsfernsehempfänger*. Eine Serienproduktion kam aber nicht mehr zustande, da der deutsche Faschismus 1939 den zweiten Weltkrieg entfesselte und nun auch die letzten Fabriken in die Rüstungsfertigung einbezogen wurden. Eins der wenigen Exemplare der Nullserie besitzt das Postmuseum der DDR (Bild 9). Die äußeren Abmessungen – Breite 65 cm, Tiefe 38 cm, Höhe 37 cm – zeigen, daß es sich um ein Tischgerät handelt, das nicht voluminöser als ein damaliger Spitzensuper ist.

Die Chassisansicht (Bild 10) läßt einen klaren, modernen Aufbau erkennen. Der Empfänger ist mit 15 Röhren der 1938 neu herausgekommenen

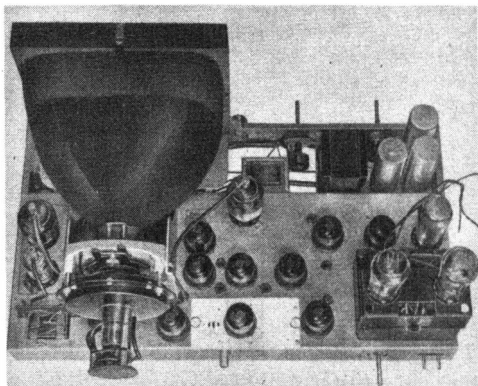


Bild 10
Chassisansicht des E 1

«harmonischen Serie» (Stahlröhrenserie) bestückt. Er arbeitet nach der 441-Zeilen-Norm. Im Bild-ZF- und Videoverstärker wird eine besonders steile HF-Röhre verwendet (*EF 14*). Für die Ablenkteile wurde eine Spezialröhre entwickelt (*ES 111*), die in sich Synchronimpulsverstärker, Kippgenerator und Leistungsstufe vereinigt. Auch die Bildröhre war eine Neuentwicklung. Hervorzuheben ist die erstmalige Verwendung eines Rechteckbildschirms. Bei einer 30-cm-Diagonalen wird eine Bildgröße von 19,5 cm × 22,5 cm erzielt. Der Ablenkwinkel liegt bei 75°, wodurch die Länge der Bildröhre nur noch 38,4 cm beträgt. Als weitere Neuerung ist die Hochspannungsgewinnung (6 kV) aus dem Zeilenkippteil zu erwähnen. Mit den 4 Bedienknöpfen lassen sich Lautstärke, Schärfe, Helligkeit und Kontrast (v. l. n. r.) einstellen.

Dieser Empfänger stellte seinerzeit eine technische Spitzenleistung dar, an die erst 10 Jahre später, nach der Zerschlagung des Faschismus und der Überwindung der ersten Nachkriegsnot, wieder angeknüpft werden konnte. 1949 begannen noch vor der Gründung der Deutschen Demokratischen Republik erste Arbeiten zur Entwicklung eines demokratischen Fernsehens, die dazu führten, daß am 21. Dezember 1952 der damalige *Fernsehfunk* der DDR in Berlin-Adlershof seinen offiziellen Betrieb aufnehmen konnte.

Literatur

- [1] R. Thun, Gewinnt die Liniensteuerung an Bedeutung? Fernsehen und Tonfilm 5 (1934), Heft 4, Seite 46/47.
- [2] H. Schaefer, Rundfunk in Zahlen. Handbuch des deutschen Rundfunkhandels 3 (1938/39), Seite 11 bis 19.

Rauschminderung von Tonsignalen

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Vorwiegend zur Verbesserung der Wiedergabe von auf Magnetband (Kassetten) und Schallplatten gespeicherten Tonsignalen wurden in den vergangenen Jahren eine Reihe unterschiedlicher und zueinander nicht kompatibler Rauschminderungsverfahren mit Systemcharakter entwickelt.

Die elektroakustische Übertragung

In Bild 1 ist das Prinzip der elektroakustischen Übertragung dargestellt. Als Quelle von Schallereignissen der interessierenden Form treten die menschliche Stimme, Musikinstrumente und andere Schallquellen auf. Die Senke – also der Verbraucher – ist das menschliche Gehör. Zwischen beiden liegt die elektroakustische Übertragung, die vielfältige Formen annehmen kann. Sender und Empfänger enthalten elektroakustische Wandler, Verstärker und Signalverarbeitungseinrichtungen. Als Kanal kommen unterschiedliche Übertragungswege, z. B. Tonleitung, Hörrundfunkabstrahlung oder Speichermedien (Magnetband, Schallplatte, Lichttonspur), in Betracht. Engpaß der gesamten Übertragung bildet vornehmlich der Kanal, an dessen Eigenschaften die Übertragung angepaßt werden muß.

Wichtige Kanaleigenschaften sind dabei Bandbreite mit unterer und oberer Frequenzgrenze sowie Aussteuerbarkeit mit Grenzen nach unten (Rauschen) und nach oben (Übersteuerung, Sättigung). Kanalspezifische Störungen verursachen Brummen, Verzerrungen, Dropouts, Knacken, Kratzer u. a. Durch diese Einschränkungen und Störungen ist der Dynamikbereich oder der Dynamikumfang für die Übertragung und Speicherung des Tonsignals begrenzt.

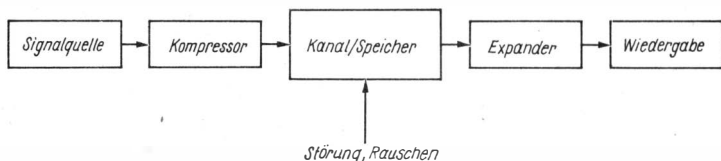


Bild 1 Prinzip der elektroakustischen Übertragung

Dynamikumfang

Unter Dynamikumfang (oder kurz: Dynamik) versteht man das Lautstärkeverhältnis zwischen lautesten und leisesten Stellen eines originalen Schallereignisses. Je nach Schallquelle ist der Dynamikumfang unterschiedlich. Der gesprochene Text umfaßt einen Dynamikumfang von 23 dB, ein Symphonieorchester dagegen hat einen Dynamikumfang von 70 bis 100 dB, der – abgesehen von der digitalen Tonspeicherung – über einen normalen Kanal nicht übertragen werden kann. Der FM-Rundfunk nimmt eine Einschränkung auf 40 dB vor. Spulenmagnetbandgeräte verarbeiten einen Dynamikumfang von 60 bis 70 dB, Kassettenrekorder 50 bis 55 dB, und gute Schallplatten können einen Dynamikumfang bis zu 75 dB aufweisen. Die menschliche Wahrnehmbarkeitsgrenze für den Dynamikumfang beträgt dagegen 120 dB.

Vor der Übertragung bzw. Speicherung muß also der Dynamikumfang verringert, d. h. komprimiert werden. Dabei werden Pianostellen des originalen Schallereignisses lauter und Fortestellen geringer angesteuert. Die vorgenommene Dynamikbegrenzung gewährleistet es, daß leise Passagen des Schallereignisses nicht im Rauschen (Übertragung, Speicherung) untergehen, laute Passagen nicht zu Übersteuerungen oder Sättigungen führen. Das Ergebnis ist eine verringerte Dynamik gegenüber der des originalen Schallereignisses.

Die Grenzen des Dynamikumfangs werden vorgegeben:

- bei der Übertragung durch die Aussteuerbarkeit des Übertragungskanal (Sender);
- bei der Magnettonspeicherung durch die Aussteuerbarkeit des Magnetbands nach oben (Sättigung) und durch das Rauschen nach unten (Rauschbeitrag durch das Magnetband infolge ungleichmäßiger Verteilung der Elementarmagnete);
- bei der Schallplattenspeicherung durch die Aussteuerbarkeit nach oben (Rillenauslenkung) und durch den Rauschbeitrag (Unebenheiten in Rille und Rillenführung) des Speichermediums;
- beim Lichtton durch die Körnung des Filmmaterials, durch Staub und Kratzer.


Einteilung der Rauschminderungsverfahren

In Abhängigkeit davon, ob die Rauschminderung nur auf der Empfängerseite, d. h. hinter dem Kanal (Bild 1), oder auch auf der Senderseite arbeitet, unterscheidet man *nichtkomplementäre* und *komplementäre* Verfahren. Ein weiteres Unterscheidungsmerkmal ist das Vorhandensein oder Fehlen einer Dynamikbeeinflussung. Auf Grundlage dieser Merkmale erhält man die in Tabelle 1 dargestellten 4 Verfahrensklassen, deren Kompliziertheit und Qualitätsverbesserung von links oben nach rechts unten (Pfeil) ansteigen.

Unter komplementären Rauschminderungsverfahren versteht man Verfahren, die das Tonsignal vor der Aufnahme oder Übertragung nach einer

Tabelle 1 Klassifizierung von Rauschminderungsverfahren

	<i>nichtkomplementär (einseitig)</i>	<i>komplementär (zweiseitig)</i>
<i>ohne Dynamikbeeinflussung</i>	<i>Klangblende (Höhen- bedämpfung)</i>	<i>Pre- und Deemphasis (UKW-Rundfunk)</i>
<i>mit Dynamikbeeinflussung</i>	<i>dynamische Rauschfilter</i>	<i>Kompander</i>



bestimmten Vorschrift verändern und diese Veränderungen bei der Wiedergabe oder nach der Übertragung wieder rückgängig machen. Nichtkomplementäre Verfahren sind nur bei der Wiedergabe wirksam. Komplementäre Verfahren setzt man für eine hohe Wiedergabegüte ein, da das Tonsignal wieder in seinen ursprünglichen Zustand vor seiner Verarbeitung zurückversetzt wird. Die höchste Stufe nehmen komplementäre Verfahren mit Dynamikbeeinflussung ein, die mit Kompression bei der Aufnahme (*Kompressor*) und Expansion (*Expander*) bei der Wiedergabe arbeiten. Kompression und Expansion werden auch mit *Kompanderung* (*Kompander*) bezeichnet.

Nichtkomplementäre Verfahren – dynamische Rauschfilter

Diese nur auf der Wiedergabeseite verwendeten Verfahren können ohne oder mit Dynamikbeeinflussung arbeiten. Im einfachsten Fall, d. h. ohne Dynamikbeeinflussung, sind es Filter, die eine Höhenbedämpfung bei starkem Rauschen vornehmen. Allerdings wird dadurch auch das Nutzsignal beeinträchtigt.

Mit dynamischen Rauschfiltern verfolgt man das Ziel, das störende Rauschen, das vor allem bei höheren Frequenzen auftritt, zu verringern. Dazu benutzt man den Verdeckungseffekt des menschlichen Gehörs, wonach große Tonsignalpegel ein vorhandenes Rauschen überdecken, während das Rauschen bei niedrigen Tonsignalpegeln hörbar wird. Man leitet dazu aus den höherfrequenten Tonsignalen ein Steuersignal ab, das zur Steuerung der Rauschminderung verwendet wird.

Dynamische Rauschfilter enthalten dazu im Prinzip einen Tiefpaß, dessen obere Grenzfrequenz dynamisch dem im Tonsignal vorhandenen Frequenzspektrum und dem Pegel des Tonsignals angepaßt wird. Sie bilden eine relativ einfache Maßnahme zur Rauschminderung und lassen sich auch nachträglich in Kassettenrekorder einbauen. Sie ergeben einen Informationsverlust, wenn Tonsignal und Störung (Rauschen) nicht in getrennten Bereichen liegen. Die erreichbare Rauschminderung ist stark begrenzt.

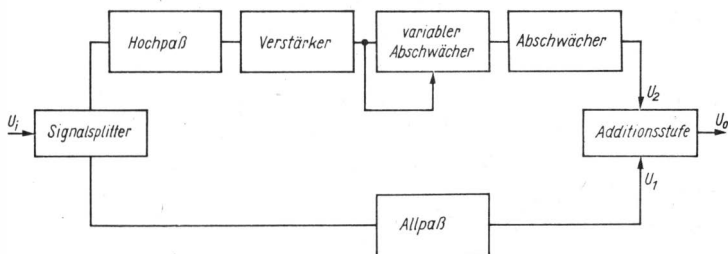


Bild 2 DNL-Verfahren (Prinzip)

Für den Aufbau von dynamischen Rauschfiltern gibt es unterschiedliche Vorschläge, über die ein Überblick gegeben werden soll. Sie sind relativ einfach aufgebaut. Auch wurden einige spezielle integrierte Schaltungen (IS) entwickelt, die ihren Einsatz erleichtern.

Das DNL-Verfahren arbeitet als frequenz- und signalpegelabhängiges Rauschfilter und senkt die höherfrequenten Tonsignale ab 4 bis 5 kHz bei kleinen Pegeln ab (Bild 2). Das Eingangssignal U_i gelangt im Hauptzweig über einen Allpaß, der das gesamte NF-Spektrum passieren läßt, auf eine Additionsstufe. Im Nebenzweig wird der niederfrequente Anteil im NF-Spektrum mit einem Hochpaß ausgesiebt. Dem Verstärker folgt ein variabler Abschwächer, dessen Dämpfung durch die Amplitude des Eingangssignals dieser Stufe bestimmt wird. Der nachgeschaltete festeingestellte Abschwächer stellt lediglich einen definierten Ausgangspegel her. Der Nebenzweig liefert nur dann eine Spannung größer als 0 V (die konstant ist), wenn Frequenzteile oberhalb von 4 bis 5 kHz mit einer Amplitude von mehr als 38 dB unter dem Bezugspegel vorhanden sind. In diesem Fall sind das Ausgangssignal U_2 des Nebenzweigs und der Anteil des Nutzsignals über 5 kHz, der im wesentlichen aus Rauschteilen besteht, gleich groß, jedoch entgegengesetzt in der Phasenlage. Damit werden die Rauschteile im Ausgangssignal U_o (unabhängig von der Amplitude der Tonsignale unter 5 kHz) unterdrückt. Die Rauschminderung beträgt etwa 3 dB.

Bild 3 zeigt einen dynamisch gesteuerten Tiefpaß, dessen Grenzfrequenz durch eine Verkleinerung des Längswiderstands erhöht werden kann. Der Längswiderstand besteht in einer Ausführung z. B. aus der Parallelschaltung eines ohmschen Widerstands mit einem in Abhängigkeit von der Amplitude höherer Frequenzen im NF-Band gesteuerten Widerstand, der durch

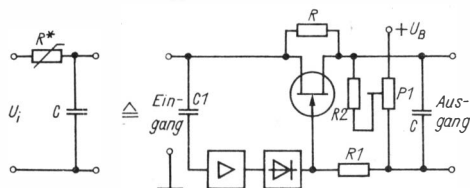


Bild 3
Dynamisch gesteuerter
Tiefpaß

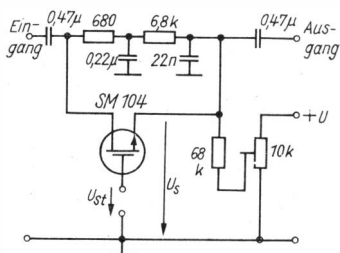


Bild 4
Dynamisches Rauschfilter (Prinzip)

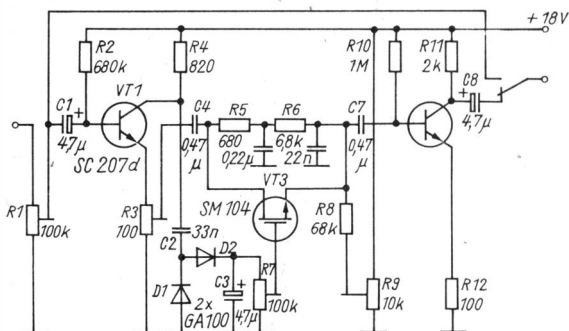


Bild 5 Ausgeführtes Beispiel eines dynamischen Rauschfilters [4]

die Source-Drain-Strecke eines Sperrschicht-FET dargestellt wird. Die Steuerspannung wird an der Eingangsspannung über einen Hochpaß abgeleitet.

Bild 4 zeigt ein dynamisches Rauschfilter in Form eines spannungsgesteuerten Tiefpasses, bei dem die Source-Drain-Strecke des SM 104 als spannungsgesteuerter Widerstand wirkt, der den RC-Tiefpaß in Abhängigkeit von der Steuerspannung U_{St} überbrückt. Der Tiefpaß befindet sich in der einsatzfertigen Schaltung (Bild 5) zwischen 2 Impedanzwandlern. VT1 wirkt dabei gleichzeitig als Verstärker zur Erzeugung der Steuerspannung, die über einen Spannungsverdoppler gewonnen wird. Da die obere Grenzfrequenz nur bei höherfrequenten Tonsignalen vergrößert werden soll, wird U_{St} über C2 frequenzabhängig gemacht. Mit einem sich verringenden Tonsignalpegel nimmt somit auch die Grenzfrequenz des Rauschfilters ab. Eine verbesserte Variante dieses Rauschfilters wird in [5] beschrieben.

In Bild 6 ist die Realisierung eines dynamischen Rauschfilters mit modernen IS dargestellt. Die Steuerung der Bandbreite eines spannungsgesteuerten Filters verändert die obere Grenzfrequenz der Übertragung in Abhängigkeit von der Amplitude der oberhalb von 6,6 kHz vorhandenen Tonsignalspannung. Die Bandbreite des Filters wird dabei innerhalb einer Anstiegszeit von 1 ms erhöht bzw. innerhalb der Abfallzeit von 50 ms ver-

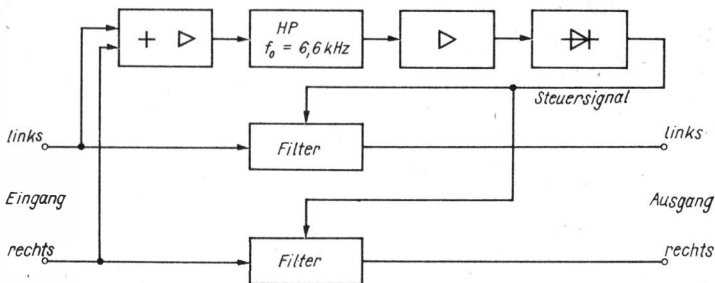


Bild 6 Dynamisches Rauschfilter mit IS (Prinzip)

ringert. Die Anstiegszeit entspricht dabei der Ansprechzeit des menschlichen Ohres auf eine plötzliche Lautstärkerhöhung. Die Abfallzeit ist der Erholzeit des Ohres nach großen Lautstärken angepaßt.

Bild 7 zeigt den Gesamtstromlaufplan des Rauschfilters. Der Steuerungszweig wird durch 2 LM 387 N repräsentiert, der Hauptsignalzweig mit dem Filter durch den LM 13600. Die Rauschunterdrückung beträgt 14 dB.

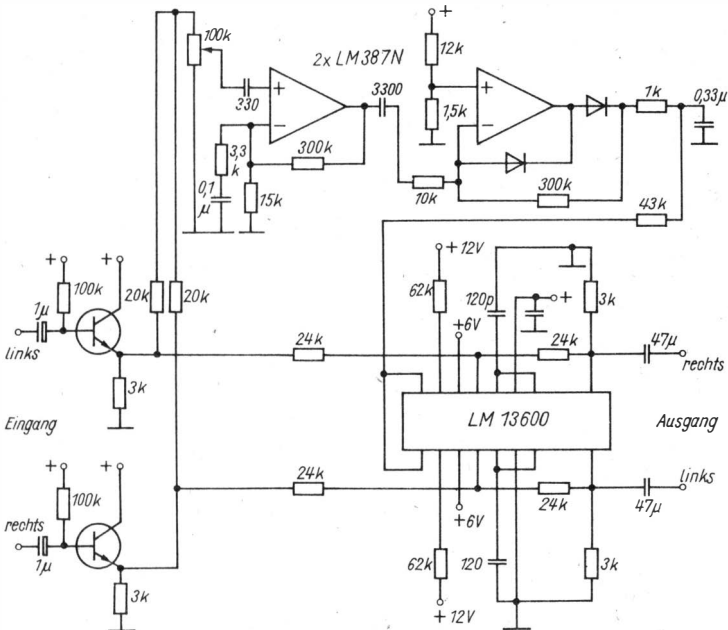


Bild 7 Dynamisches Rauschfilter mit IS (ausgeführtes Beispiel [6])

Komplementäre Verfahren – Kompander

Komplementäre Verfahren nehmen eine zueinander entsprechende Beeinflussung auf der Sender- oder Aufnahmeseite und auf der Empfänger- oder Wiedergabeseite vor, so daß das Tonsignal wieder unbeeinflußt zur Verfügung steht.

Ohne Dynamikbeeinflussung arbeitet die Preemphasis/Deemphasis beim UKW-Rundfunk, bei der man durch die Anhebung der Höhen auf der Senderseite und ihre Absenkung auf der Empfängerseite zu einer Störabstandsverbesserung insgesamt kommt. Es ergibt sich auf diese Weise ein einfaches Verfahren zur Rauschminderung. Durch die empfängerseitige Deemphasis (Absenkung) der höheren Frequenzen wird auch das nach der senderseitigen Preemphasis im Kanal hinzugekommene Rauschen mit verringert.

Den höchsten Entwicklungsstand bei den Verfahren zur Rauschminderung stellen Kompander dar (Bild 8). Kompander sind komplementär, d. h. aufnahme- und wiedergabeseitig aufeinander abgestimmte Rauschminderungssysteme mit Dynamikbeeinflussung, mit denen bei der Aufnahme oder am Sendeort eine Kompression der Dynamik (Bild 9) und bei der Wiedergabe oder am Empfangsort eine gleichwertige Expansion der Dynamik vorgenommen werden. Ein Signal, das Kompander und Expander durchläuft, bleibt insgesamt unverändert.

Signale, die nur eine Komponente durchlaufen, erfahren eine Veränderung. Das betrifft die Rauschstörung, die sich im Speichermedium oder Übertragungskanal dem Nutzsignal überlagert und nur den Expander durchläuft, bei der Expansion also abgesenkt wird. So kann z. B. eine Originaldynamik von 80 dB um einen Kompressionsgrad (-faktor) von 2:1 auf den nutzbaren Dynamikbereich eines Speichermediums oder eines Übertragungskanals von 40 dB komprimiert werden. Auf der Wiedergabeseite

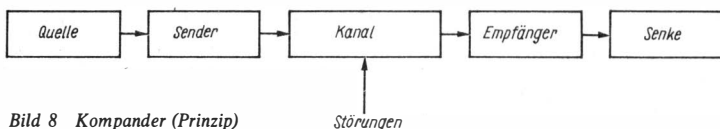


Bild 8 Kompander (Prinzip)

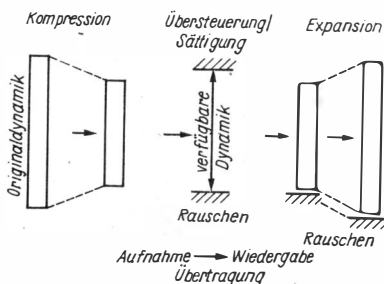


Bild 9
Dynamikverhältnisse des Kompanders

wird eine Expansion von 1:2 vorgenommen, so daß man wieder 80 dB an Dynamik erhält. Das durch den Speichervorgang hinzukommende Rauschen (z. B. Bandrauschen) wird bei der Expansion verringert und damit die erwünschte Rauschminderung erzielt. Bei der Kompression werden kleine Signalpegel angehoben, große dagegen nahezu unverändert gelassen oder auch abgesenkt. Bei der Wiedergabe wird die Anhebung bzw. Absenkung rückgängig gemacht.

Die Abhängigkeit des Ausgangspegels vom Eingangssignal bei Kompressor und Expander wird mit der Frequenz als Parameter in Pegeldiagrammen dargestellt, wobei die Steigung der Pegelkennlinie den Kompressionsgrad oder -faktor angibt. Je größer der Kompressionsgrad ist, um so wirksamer ist die Rauschminderung, um so kritischer sind aber auch mögliche Verzerrungen. Die Kompression kann nur mit endlicher Geschwindigkeit vorgenommen werden, da sich Schallereignisse (Sprache, Musik) nicht beliebig schnell ändern können. Auch auf Grund der Bandbegrenzung benutzter Kanäle kann die Kompression nicht zu rasch geschehen.

Die Kompandierung wird bei den meisten Rauschminderungsverfahren im Prinzip ähnlich, aber in den Parametern und Zielstellungen unterschiedlich vorgenommen, wobei zur Optimierung Kompromisse erforderlich sind. Da der Kompander seine Verstärkung pegelabhängig verändert, stellen sich für diese Veränderung je nach Verfahren unterschiedliche Zeitkonstanten ein, d. h. Anstiegs- und Abfallzeiten, bis die Wirkung von Kompression oder Expansion eingesetzt hat bzw. unwirksam wird. Da diese Zeiten nicht beliebig kurz gemacht werden können, treten störende Nebeneffekte wie «atmendes» Hintergrundrauschen (Rauschmodulation) auf. Bei zu kleinen Werten für die Zeitkonstanten machen sich Verzerrungen bei tiefen Frequenzen bemerkbar. Deshalb wurden unterschiedliche Rauschminderungsverfahren entwickelt, bei denen

- eine Aufteilung des NF-Bereichs in Teilbereiche und ihre möglichst optimale Verarbeitung (verschiedene Zeitkonstanten), siehe Tabelle 2;
- eine pegelsprungabhängige Zeitkonstante bzw. eine automatische Zeitkonstantenumschaltung;
- die Beschränkung der Kompanderwirkung auf den Hochtonbereich;
- eine pegelabhängige untere Frequenzgrenze (Sliding-Bandkompander); bzw. entsprechende Kombinationen angewendet werden.

Tabelle 2 Einteilung von Kompandern nach Verarbeitung des NF-Bands

-
- Breitbandkompander: breitbandiges NF-Band mit festem Kompandierungsgrad
 - Zweibandkompander: Aufteilung des NF-Bands in 2 Teilbereiche
 - Mehrbandkompander: Aufteilung des NF-Bands in mehrere Teilbereiche (professionelle Anwendungen)
 - Sliding-Bandkompander: veränderliche untere Frequenzgrenze des NF-Bands
-

Der Unterschied zwischen Sliding-Band- und Breitbandkompandern (Tabelle 2) läßt sich in vereinfachter Form auch am Pegeldiagramm (Bild 10) anschaulich darstellen, wobei die einzelnen Kennlinien für monofrequente Meßsignale gelten. Man sieht, daß sich die Kompandierung beim Sliding-

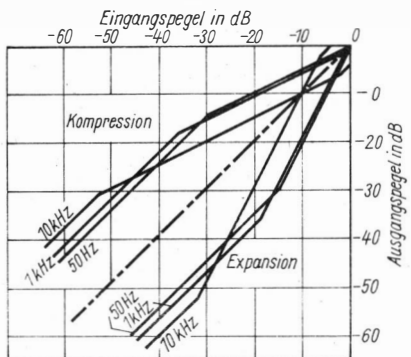
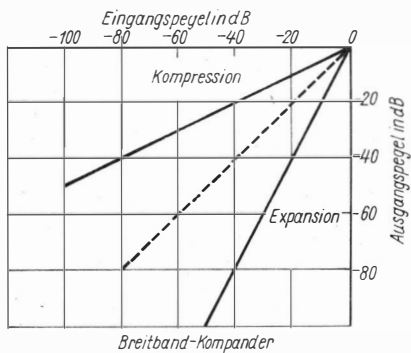
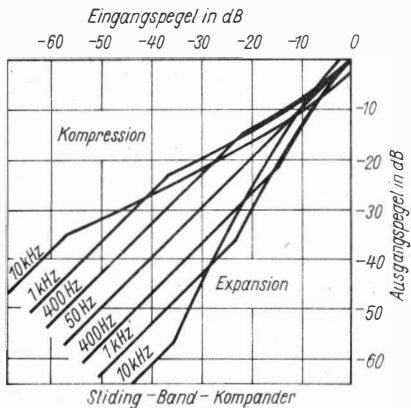


Bild 10
Pegelkennlinien verschiedener
Kompander

Bandkompander auf mittlere und höhere Frequenzen beschränkt, während bei tiefen Frequenzen (z. B. 50 Hz) keine Kompanderung vorliegt. Die Pegeländerungen bei Kompression und Expansion erreichen einen Grenzwert. Dadurch ist zur Vermeidung von Frequenzgangfehlern eine genaue Kalibrierung notwendig.

Breitbandkompander in ihrer reinen Form nehmen nur eine Pegelveränderung entsprechend dem Kompressionsgrad unabhängig von der Frequenz, d. h. für alle Frequenzen, vor. Werden in einem Breitbandkompander noch zusätzlich eine Höhenanhebung im Kompressor und eine entsprechende Höhenabsenkung im Expander eingesetzt, so erscheinen die Pegelkennlinien für verschiedene Frequenzen gegeneinander verschoben.

Im Tonstudio werden die Vierbandkompander (Vierkanalkompander) *Dolby A* und *Telcom* verwendet. Auch im Konsumbereich gibt es Mehrbandkompander, nämlich die Zweibandkompander (*High-Com II* und *Super D*). Einkanalige Breitbandkompander mit veränderlichem Hochpaß sind *Dolby B*, *Dolby C*, *ANRS* und *ADRES*. Weiterhin gibt es Kompander, die nur bei der Gewinnung der Steuergröße für den zur Kompanderung benutzten breitbandigen regelbaren Verstärker eine spektrale Wichtung vornehmen (*High-Com*, *dbx* und *CX*). Tabelle 3 vermittelt einen Überblick über unterschiedliche Verfahren zur Rauschminderung. Bild 11 zeigt ihre Pegelkennlinien.

Dolby B

Das *Dolby B*-System ist aus dem kommerziellen *Dolby A*-System abgeleitet, das das älteste Kompanerverfahren darstellt. *Dolby B* nimmt eine Kompression des Tonsignals bei niedrigem Pegel in einem Frequenzbereich vor, dessen Bandbreite sich pegelabhängig verschiebt (Sliding-Band). Man erhält damit pegel- und frequenzabhängige Parameter. Zur Signalverarbeitung wird das Signal in einen Hauptkanal ohne Signalbeeinflussung und in den Nebkanal aufgeteilt, der als dynamisches Hochpaßfilter wirkt (Bild 12). Über eine weitere Stufe führt man das Signal vor der eigentlichen Aufnahme zusammen. Das Filter im Nebkanal wird durch das jeweils vorhandene Signal entsprechend gesteuert, so daß sich der gewünschte Kompressionseffekt ergibt (Bild 13). Die Expansion verläuft analog, wobei aus ökonomischen Gründen einige Baustufen der Kompression wieder eingesetzt werden. Dadurch läßt sich auch eine völlig komplementäre Wirkungsweise von Kompression und Expansion erzielen. Die erzielbare Rauschminderung beträgt 8 bis 10 dB.

Dolby B beschränkt sich bei der Kompanderung auf den Bereich der höheren Frequenzen im NF-Band, da in diesem Fall das Rauschen gehörmäßig am störendsten in Erscheinung tritt. Die tiefen und mittleren Frequenzen werden nicht bzw. wenig beeinflusst, so daß Störungen nicht unterdrückt werden. Je nach Pegel verschiebt sich die Grenze zwischen dem beeinflussten und dem nichtbeeinflussten Bereich automatisch mehr zu tieferen oder höheren Frequenzen (Sliding-Band), so daß eine genaue Pe-

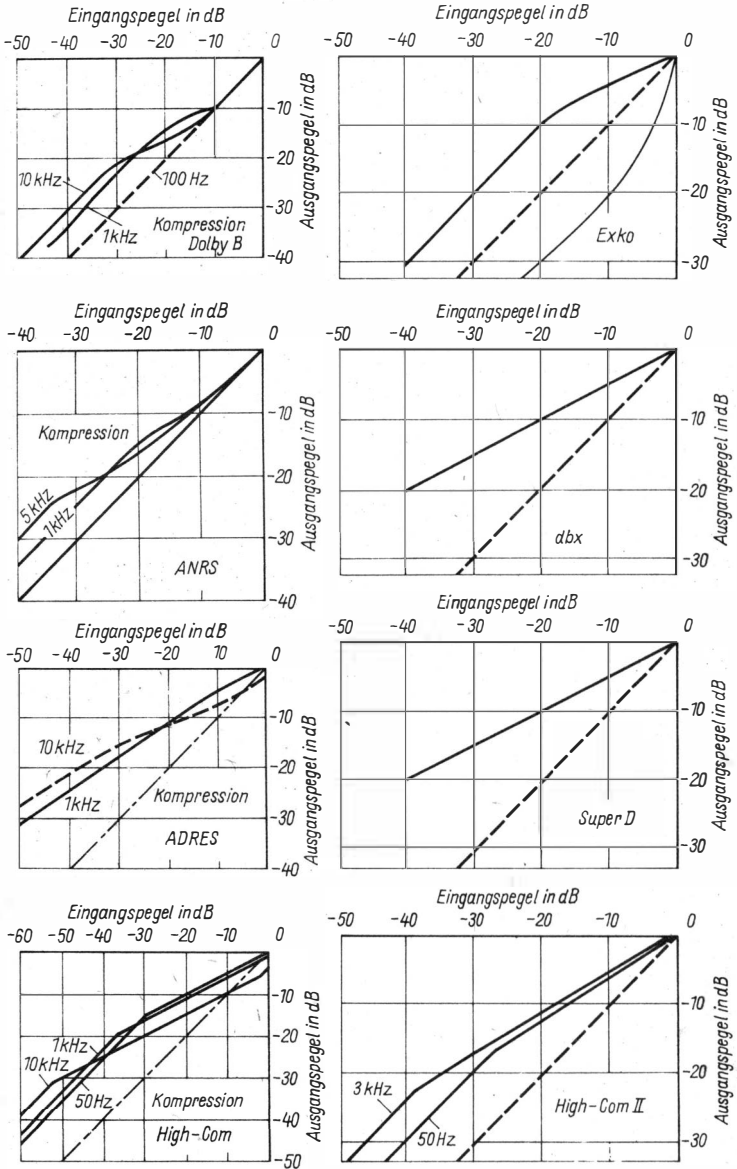


Bild 11 Pegelkennlinien von Rauschminderungsverfahren (Kompression)

Tabelle 3 Verfahren für Rauschminderung (Überblick)

Bezeichnung	Funktionsweise	Betrieb bei	Rauschunterdrückung	Kompressionsgrad	Anwendung
DNL dbx	dynamisches Rauschfilter linearer Breitbandkompan- der	Wiedergabe Aufnahme Wiedergabe	25 ... 30 dB	— 1:2	Magnetband professionell Magnetband Schallplatte professionell Magnetband Schallplatte Lichtton
Dolby A	Vierbandkompan- der	Aufnahme Wiedergabe	10 dB ... 15 dB	1:2	Magnetband professionell Magnetband Schallplatte Lichtton
Dolby B	Sliding-Bandkompan- der (oberhalb 1 kHz)	Aufnahme Wiedergabe	10 dB	1:2	Magnetband Rundfunk Magnetband
Dolby C	Sliding-Bandkompan- der (oberhalb 200 Hz)	Aufnahme Wiedergabe	20 dB	1:2	Magnetband
ANRS	Sliding-Bandkompan- der (oberhalb 500 Hz), ähnlich Dolby B	Aufnahme Wiedergabe		1:2	Magnetband
Super ANRS	wie ANRS mit Zusatzregelkreis Verbesserung der Höhenaus- steuerung	Aufnahme	6 dB		Magnetband
ADRES	Sliding-Bandkompan- der	Aufnahme Wiedergabe	30 dB	1:1,5	Magnetband
Super D	linearer Zweibandkompan- der	Aufnahme Wiedergabe	40 dB	1:2	Magnetband
Exko	Breitbandkompan- der	Aufnahme Wiedergabe	9 dB		Magnetband
telcom c 4	Mehrbandkompan- der	Aufnahme Wiedergabe	30 dB	1:1,5	Magnetband professionell

Bezeichnung	Funktionsweise	Betrieb bei	Rauschunterdrückung	Kompressionsgrad	Anwendung
High-Com	linearer Breitbandkompan- dander	Aufnahme Wiedergabe	20 dB	1:2	Magnetband
High-Com II	Zweibandkompan- dander	Aufnahme Wiedergabe	20 dB	1:2	Magnetband
CX	Breitbandkompan- dander	Aufnahme Wiedergabe	20 dB	1:2	Schallplatte
Dolby HX	Verbesserung der Höhen- steuerung	Aufnahme	10 dB		Magnetband
Supercom	Kompan- dander	Sprach- übertragung		1:2	Sprechfunk

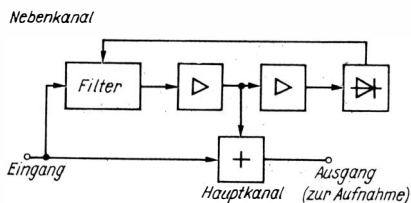


Bild 12
Dolby B (Aufnahmeprinzip)

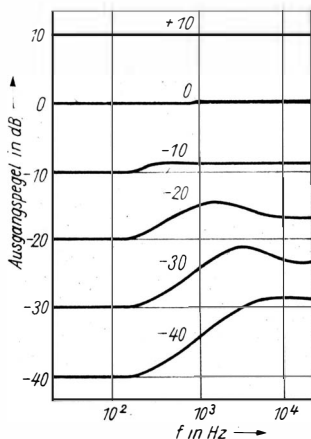


Bild 13
Dolby B (Aufnahmecharakteristik)

gelkalibrierung erforderlich ist. Pegelunterschiede zwischen Aufnahme und Wiedergabe führen zu Frequenzgangveränderungen. Für *Dolby B* gibt es bereits IS in der zweiten Generation. Zum Aufbau einer *Dolby*-Schaltung ist auch der sowjetische Hybridschaltkreis *K 2 CC 842 A* geeignet [21].

Dolby C

Dolby C ist ein Sliding-Bandverfahren und lehnt sich in seinen Haupteigenschaften stark an *Dolby B* an. Das Frequenzband, in dem die Rauschminderung stattfindet, wird in diesem Fall um 2 Oktaven nach unten erweitert. Neben einer Rauschminderung von insgesamt nunmehr 20 dB bleiben die Eigenschaften der *Dolby*-Systeme wie Pump- und Atmungsfreiheit der Signalverarbeitung erhalten. Die relativ hohe Kompression und Expansion während der Aufnahme und der Wiedergabe werden durch 2 in Reihe geschaltete Verarbeitungsstufen (Bild 14) erzielt, wobei jede Stufe einen Anteil von 10 dB liefert und bei einem unterschiedlichen Pegel anspricht.

Die 1. Stufe arbeitet beim gleichen Signalpegel wie *Dolby B*, während die 2. Stufe bereits bei einem niedrigeren Signalpegel betrieben wird. Da beide Stufen in Reihe wirken, multipliziert sich ihr Einfluß. Durch die Verwen-

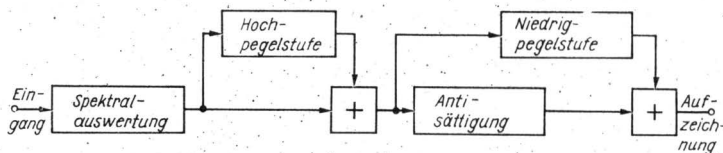


Bild 14 Dolby C (Aufnahmeprinzip)

derung von 2 voneinander unabhängigen Stufen werden Probleme vermieden, wie sie bei einer 20-dB-Stufe auftreten. *Dolby C* läßt sich durch eine einfache Umschaltung auch als *Dolby B* betreiben und kann mit 2 *Dolby B-IS* aufgebaut werden. Weiterhin besteht eine gewisse Kompatibilität zwischen *C-dolbysierten* Aufnahmen, die auf *Dolby B*-Geräten abgespielt werden. Neu ist weiterhin ein Antisättigungsnetzwerk, durch das unerwünschte Nebeneffekte (Kodier- und Dekodierfehler, Bandsättigung bei höheren Frequenzen, Intermodulation) unterdrückt werden.

Dolby HX

Dieses Verfahren arbeitet nur auf der Aufnahmeseite und nimmt eine verbesserte Aufzeichnung für höherfrequente Signale mit hohem Pegel vor, wirkt also durch eine Erweiterung der oberen Aufzeichnungsgrenze. Bei großen höherfrequenten Signalpegeln wird die Vormagnetisierung automatisch verringert. Durch die automatische Regelung des Vormagnetisierungsstroms in Abhängigkeit von der jeweiligen spektralen Energieverteilung des NF-Signals erhält man eine dynamische Arbeitspunktverschiebung. Weiterhin wird auch die Vorverzerrung verändert. Durch *Dolby HX* kann mit einem höheren Pegel bei der Aufzeichnung gearbeitet werden, so daß sich eine Verbesserung des Rauschabstands von etwa 10 dB ergibt.

Telcom c 4

Telcom c 4 ist ein Vierbandverfahren für kommerzielle Anwendungen, bei dem das NF-Band in 4 Teilbereiche (35 bis 215 Hz, 215 bis 1450 Hz, 1450 bis 4800 Hz und 4800 bis 16000 Hz) aufgeteilt wird. Durch diese schmalbandigen Teilbereiche lassen sich rascher wirkende Verstärkungsänderungen bei schnellen Pegeländerungen erreichen, wobei auch im schmalbandigen Teilbereich die akustische Verdeckung des Rauschens durch ein großes Nutzsignal erhalten bleibt. Durch die Frequenzaufteilung wird ein Rauschatmen verhindert. Weiterhin können optimale Parameter bei ansteigenden und abfallenden Signalpegeln angewendet werden. Die Rauschminderung beträgt bis zu 30 dB.

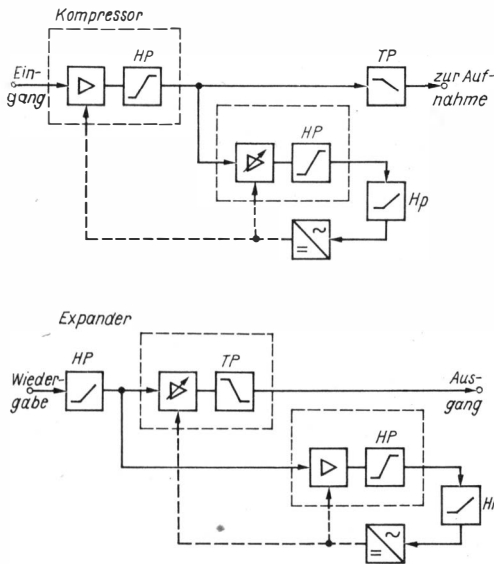


Bild 15
High-Com-Komponder

High-Com

High-Com ist ein Breitbandkomponderverfahren, bei dem die notwendigen Einrichtungen zur Kompression und Expansion pegelunabhängig arbeiten (Bild 15). Die Kompression des Signals wird mit einem 2stufigen Kettenverstärker vorgenommen, dessen Ausgangspegel eine Regelschaltung konstanthält. Um Bandübersteuerungseffekte bei hohen Frequenzen zu vermeiden, werden Höhenabsenkungen vorgenommen. Kompressor und Expander bewirken eine Absenkung der mittel- und höherfrequenten Rauschteile, wenn das Nutzsignal für eine Verdeckung des Rauschens zu gering ist. Die Rauschminderung beträgt bis zu 20 dB. Unempfindlichkeit gegen Pegel- und Frequenzgangfehler sind unter anderem neben einem günstigen Aufbau (IS) die Vorteile dieses Verfahrens.

High-Com II

High-Com II ist ein Zweibandkomponder und aus *telcom c 4* abgeleitet. Das NF-Band wird in 2 Teilbereiche aufgeteilt, die unabhängig mit optimalen Zeitkonstanten kompondiert werden. High-Com II erzielt bei einem Kompressionsgrad von 2:1 eine Rauschverbesserung von etwa 20 dB. Bei sehr niedrigen Signalpegeln ist der Kompressionsgrad nur 1:1. High-Com II liegt auch in einer für den Einsatz bei der FM-Übertragung geeigneten Form vor.

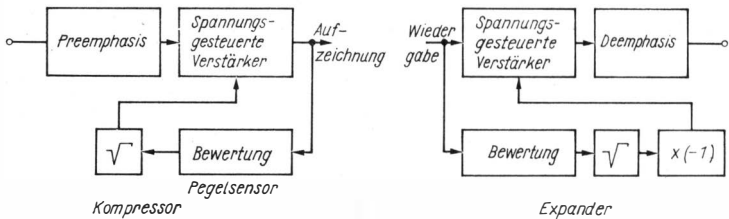


Bild 16 dbx-Komponder

dbx

dbx ist ein Breitbandkomponderverfahren, das sich für Magnetband und Schallplatte in seiner Grundkonzeption eignet. Um Beeinträchtigungen der Wiedergabe durch Rauschmodulation und Pumperscheinungen bei schnellen Ein- und Ausschwingvorgängen zu vermeiden, wird mit einem speziellen Effektivwertpegelsensor gearbeitet, dessen Ausgangssignal Einfluß auf die Verstärkung des spannungsgesteuerten Verstärkers nimmt (Bild 16). Vor dem Verstärker liegt noch eine (feste) Preemphasis, die die höherfrequenten Signalpegel (ab 1600 Hz) anhebt. Es wird eine dB-lineare Kompondierung vorgenommen. Der Kompressionsgrad beträgt 2:1. Das Verfahren liegt in einer professionellen und in einer Konsumgüterversion vor. Das Verfahren ist im Gegensatz zu *Dolby B* weniger kritisch gegenüber Pegel-einstellungen.

Exko

Exko ist ein Breitbandkomponder, der frequenzunabhängig arbeitet. Da *Exko* eng mit der Signalelektronik in Kassettenrekordern verknüpft ist, können eine bausteinmäßige Trennung und Darstellung schwer vorgenommen werden. Tonsignale mit kleinem Pegel werden angehoben. Neben der Dynamikregelung durch den Signalpegel übt auch die Aufnahmeentzerrung durch Einbeziehung in die Regelschleife einen Einfluß mit aus. Kernstück von Kompressor und Expander bildet ein gesteuerter Spannungsteiler, der aus einem Widerstand und aus den differentiellen Widerständen zweier Dioden besteht. Die Rauschminderung beträgt 9 dB.

Super D

Super D ist ein Zweibandkomponderverfahren mit einer Rauschminderung von 40 dB und einem Kompressionsgrad von 2:1. Durch die Aufteilung des NF-Bands in 2 Teilbereiche, deren Übergangsfrequenz bei 4,8 kHz liegt, kann eine optimalere Anpassung der Parameter vorgenommen und das

Rauschatmen stark verringert werden. Die Kompanidierung geschieht unabhängig vom Signalpegel. Durch die Verwendung von 2 Teilbereichen wird vermieden, daß Lautstärkeveränderungen im unteren Frequenzbereich Einfluß auf die Signalverhältnisse im oberen Frequenzbereich (Rauschatmen) nehmen.

ANRS

ANRS ist ein Sliding-Bandkompanider (ähnlich *Dolby B*), bei dem die Signalverarbeitung im Signalpfad selbst und nicht wie bei *Dolby B* über einen Nebenpfad vorgenommen wird. Damit entfallen Probleme bei der gegenphasigen Addition von Signalen, wobei Phasenverschiebungen auftreten können. Bild 17 zeigt das Aufnahmeprinzip von ANRS. Ein in seiner Verstärkung veränderbarer Verstärker wird von einer Steuerschaltung beeinflusst, die das Ausgangssignal zur Auswertung zugeführt erhält. Genau wie bei *Dolby* werden höherfrequente Signale bei der Kompression um so mehr angehoben, je kleiner ihr Pegel ist. Die Komponenten A und B sind so ausgelegt, daß sie auch bei entsprechender Umschaltung zur Wiedergabe benutzt werden können. Die frequenzmäßige Beeinflussung des Signals geschieht oberhalb von 500 Hz.

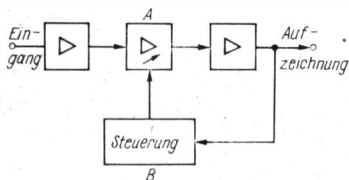


Bild 17
ANRS (Aufnahmeprinzip)

Super ANRS

Super ANRS ähnelt *Dolby HX*, indem auch die Aussteuerbarkeit des Magnetbands für größere Signalpegel bei höheren Frequenzen verbessert wird. Damit werden Beeinträchtigungen durch Bandsättigungen bei großen Signalpegeln und höheren Frequenzen vermieden, die ja durch die bei der Tonspeicherung übliche Vorverzerrung bei Kassettenmagnetbandgeräten (geringe Bandgeschwindigkeit) stärker angehoben werden. Dabei wird zur üblichen ANRS-Schaltung eine Stufe mit veränderlicher Impedanz zugeschaltet, die bei großen Signalpegeln zusätzlich eine Höhenabsenkung (Kompression) vor der Aufzeichnung vornimmt und damit eine Sättigung verhindert. Bei der Wiedergabe wird eine entsprechende Expansion angewendet (Bild 18). Die zusätzliche Kompression liegt bei 6 dB für ein 10-dB-Signal bei 10 kHz.

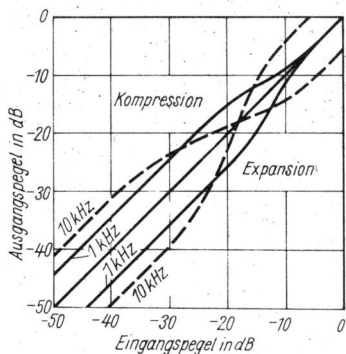


Bild 18
Kompanierungsgrad bei Super-ANRS

ADRES

ADRES ist ein Sliding-Bandkompanierer mit einem Kompressionsgrad von 1:1,5. Es wird wieder eine pegelabhängige Anhebung vorgenommen, wobei schwache Signale angehoben, starke Signale sogar abgesenkt werden. Bei der Aufnahme wird ein Bewertungsnetzwerk angesteuert, das über einen Pegelsensor und einen Begrenzer auf den Signalverstärker einwirkt. Seine Verstärkung wird in Abhängigkeit vom vorhandenen Signalpegel beeinflusst. Die Rauschverbesserung beträgt bis zu 30 dB.

Rauschminderungsverfahren für die Schallplattentechnik

Angesichts der Einführung der rauscharmen Digitalschallplatte fehlt es nicht an Versuchen, die bisherige analoge Schallplatte durch Verbesserungen in Richtung einer Rauschminderung weiterhin vorteilhaft zu halten.

dbx wird in einer Modifizierung auch bei der Aufzeichnung und Wiedergabe von Schallplatten eingesetzt, wobei sich eine Rauschminderung bis zu 25 dB ergibt. Die Schallplatten werden dabei mit einem geringeren Signalpegel geschnitten, so daß sich auch durch die kleineren Rillenabstände eine größere Spielzeit erzielen läßt. *dbx* arbeitet in der Schallplattentechnik mit den gleichen Hauptkomponenten wie in der Magnetton-technik: spannungsgesteuerter Verstärker, Effektivwertpegelsensor und Bewertungsnetzwerk.

Eine *dbx*-Schallplatte benötigt bei ihrer Wiedergabe einen Dekoder. Wegen der Preemphasis und dadurch notwendigen Deemphasis kann der Dekoder auch unter Verzicht auf die Rauschminderung nicht entfallen (nicht-kompatibles Verfahren).

Speziell zur Rauschverbesserung bei Schallplatten wirkt das Rauschminderungssystem CX (compatible expansion), das ein kompatibles Kompanierungssystem ist, d. h., die komprimierten Aufnahmen lassen sich auch ohne

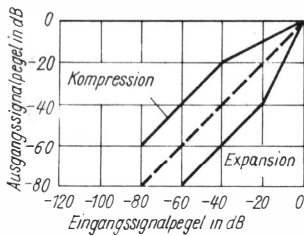


Bild 19
Komprimierungsgrad bei CX

Dekoder (Expander), allerdings ohne Rauschverbesserung, abspielen. Dabei wird das Ziel verfolgt, die von Digitalmagnetbändern bereitgestellten Störabstände von 80 dB und die dadurch mögliche große Dynamik auch beim Überspielen auf die Schallplatte zu erhalten. Die Kompression (Bild 19) erreicht einen Kompressionsgrad von 2:1, bei sehr niedrigem Signalpegel (ab -40 dB) nur 1:1. Die Rauschverbesserung beträgt 20 dB. Zur Unterdrückung des Rauschatemens wird neben einem Hauptzeitkonstantenkreis noch ein Nebenzzeitkonstantenkreis mit 4 Einzelzeitkonstanten eingesetzt.

Die Rauschminderung soll bei Schallplatten vorteilhafterweise über das gesamte NF-Band gleichmäßig wirken, um einerseits die bei Schallplatten auftretenden Störungen bei niedrigen und höheren Frequenzen zu reduzieren, andererseits aber die höhere Ohrempfindlichkeit für mittlere Frequenzen (und damit auch für Störungen) zu berücksichtigen. Deshalb stellen Rauschminderungsverfahren wie *Dolby B*, die das Rauschen speziell bei höheren Frequenzen mindern, dafür keine optimale Variante dar. *CX* ist ein Breitbandkompaner, der im Gegensatz zu *dbx* ohne Pre- und Deemphasis arbeitet.

Bild 20 zeigt den Übersichtsschaltplan des Expanders auf der Wiedergabeseite. Der Hauptzeitkonstantenkreis ist auf eine Ansprechzeit von 1 ms und eine Abfallzeit von 10 ms ausgelegt und wirkt damit schnell. Allein

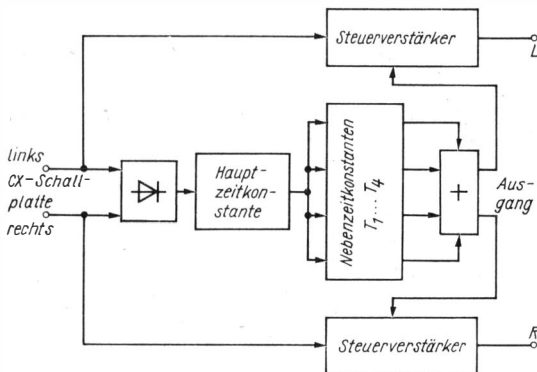


Bild 20 CX-Expander

würde dieser Kreis zu Rauschatmen und Verzerrungen führen; darum werden noch 4 Nebenzeitkonstanten benutzt.

Rauschminderungsverfahren für die Lichttonspeicherung

Die Anwendung des *Dolby-Systems (Dolby A)* in der Lichttonspeicherung (Kinematographie) gestattet eine qualitative Verbesserung der Tonwiedergabe im Kino, da neben einer Rauschverminderung auch lineare und breitbandigere Frequenzgänge bei Aufnahme und Wiedergabe erzielt werden können. Dadurch kann die mögliche Bandbreite von 10 kHz bei Lichttonkopien besser ausgenutzt werden. Auf diese Weise läßt sich der Nachteil der Lichttonspur gegenüber einer Magnettonspur, nämlich schlechtere Rauscheigenschaften, stark verringern. Die Rauschminderung liegt in der Größenordnung von 10 dB.

Rauschminderungsverfahren im FM-Rundfunk

Der Einsatz des *Dolby B-Systems* bei der FM-Rundfunkübertragung verfolgt – abgesehen bei schwacheinfallenden Sendern – weniger das Ziel, das Rauschen zu verringern, da bei guten FM-Rundfunkempfängern und ausreichender Feldstärke der Signal-Rausch-Abstand der Empfänger (z. B. 70 dB) über dem des vorwiegend zur Verfügung stehenden Programmmaterials liegt. Durch die im FM-Rundfunk verwendete Preemphasis (50 μ s) müssen auch bei höherfrequenten Signalen die Modulationsspitzen begrenzt (Kompressoren, Begrenzer) werden, damit der Hub nicht überschritten wird. Durch diese Maßnahme wird die Dynamik der Übertragung verringert. Diese Maßnahme ist notwendig, da sich seit der Festlegung der verwendeten Preemphasis der Anteil größerer Pegel im Bereich der höheren Frequenzen des NF-Bands erhöht hat. Ursache dafür sind neue Aufnahmetechniken (Mikrofon, Mehrspurverfahren) und die Veränderung von Musikstilarten. Durch diese Entwicklung ergeben sich Übersteuerungsprobleme, die zur Zeit mit dynamikbeeinflussenden Begrenzungen gelöst werden.

Mit einer Verringerung der FM-Preemphasis auf 25 μ s und Einsatz des *Dolby B-Verfahrens* kann diese Dynamikeinschränkung entfallen, ohne daß dadurch der Rauschabstand verschlechtert wird. Dafür sind auf der Empfängerseite eine Deemphasis von 25 μ s und ein *Dolby-Dekoder* erforderlich. Die Rauschminderung liegt in der Größenordnung von 10 dB. Das Verfahren ist auch für den Fernsehsehton geeignet.

Neben *Dolby B* sind auch Untersuchungen bekannt, bei denen das *High-Com-Verfahren* zur Rauschminderung im FM-Rundfunk verwendet wird. Die Rauschminderung beträgt in diesem Fall 10 dB. Die Grenzempfindlichkeit für den Stereoempfang konnte mit *High-Com* von zur Zeit 20 auf 6 μ V gesenkt werden. Auf die volle Nutzung der Rauschminderung des *High-Com* von 20 dB wird auch aus Kompatibilitätsgründen verzichtet. Umschaltbare

Dekoder für FM-High-Com und Band-High-Com in IS-Technik bewirken eine Stimulanz auf die Einführung des Verfahrens.

Rauschminderungen sind auch im Sprechfunk interessant. In diesem Fall ist es das Super-Com-Kompanderverfahren, das mit einem Kompressionsgrad von 1:2 eine Rauschminderung bei der Sprachübertragung gestattet.

Literatur

- [1] H. Bergmann, Verfahren zur Rauschminderung bei der Tonsignalverarbeitung, radio fernsehen elektronik 31 (1982) 11, Seite 731 bis 736.
- [2] Rauschunterdrückung bei Tonübertragungen. Funkschau 50 (1978) 2, Seite 61 bis 64, 4, Seite 145 bis 146.
- [3] G. Laeske, Einige Probleme zu Rauschminderungsverfahren für auf Magnetband aufgezeichnete Musiksignale. radio fernsehen elektronik 24 (1975) 21, Seite 697, 698, 22, Seite 729, 730.
- [4] B. Fischer, Dynamische Rauschfilter – eine Möglichkeit zur Rauschverminderung beliebiger NF-Quellen. radio fernsehen elektronik 26 (1977) 2, Seite 56 bis 58.
- [5] R. Radandt, Dynamisches Rauschfilter. radio fernsehen elektronik 27 (1978) 11, Seite 725 bis 726.
- [6] U. Mengele, Adaptiver Rausch-Prozessor. Funkschau 51 (1979) 25, Seite 1451 bis 1464.
- [7] K. F. Ziegahn, Kompander, HiFi-Stereophonie 20 (1981) 7, Seite 743 bis 744.
- [8] L. Feldmann, New Dolby noise reduction system. Radio Electronics 52 (1981) 5, Seite 70 bis 72.
- [9] L. Feldmann, Dolby HX – new noise reduction system. Radio Electronics 50 (1979) 12, Seite 58 bis 60.
- [10] G. Dickopp/E. Schröter, Der Telefunken-Kompander. Rundfunktechn. Mitteilungen 22 (1978) 2, Seite 63 bis 74.
- [11] L. Feldmann, Better than Dolby B. Radio-Electronics 51 (1980) 9, Seite 61 bis 62, 104.
- [12] H. Shinohara u. a., The development of bipolar ICs for dbx noise reduction system. IEEE Trans. CE-28 (1982) 4, Seite 253 bis 261.
- [13] E. Stetter, Die Verwendung des Dolby-B-Verfahrens bei der FM-Rundfunkübertragung. Rundfunktechnische Mitteilungen 22 (1978) 1, Seite 32 bis 38.
- [14] Noise reduction system: three methods to hush audio hisses and boos. J. of the Electronics Industry 25 (1978) 11, Seite 30, 32, 34, 35.
- [15] J. M. Gorin, Hi-Fi noise filter/range expander. Radio Electronics 52 (1981) 3, Seite 41 bis 44, 110.
- [16] C. Reuber, Hörrundfunk in Zukunft: Erst High-Com, dann digital. Funktechnik 38 (1983) 3, Seite 98 bis 100.
- [17] D. L. Harrison, Wideband noise reducer. Wireless World 84 (1978) 1515, Seite 54 bis 58.
- [18] J. M. Gorin, Noise reduction techniques. Radio Electronics 52 (1981) 1, Seite 61 bis 63.
- [19] W. Ratzki, Einbau eines Kompanders, Funkschau 54 (1982) 16, Seite 57 bis 59.
- [20] V. Buravlev, Sumopodavitel dolbi na mikroscheme. Radio (1978) 3, Seite 37 bis 39.

Neue Möglichkeiten der Kommunikationstechnik

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Kommunikation wird laut [1] mit Verbindung, Zusammenhang, Verkehr übersetzt und stellt den Austausch von Nachrichten und Informationen zwischen Menschen und neuerdings auch zwischen dynamischen Systemen dar. Kommunikation ist stets an einen gemeinsamen Zeichenvorrat der teilnehmenden Individuen oder der Systeme geknüpft. Die Kommunikation als Informationsaustausch zwischen den Menschen ergibt sich als Notwendigkeit aus der gesellschaftlichen Produktion und ist damit auch als ein Grundbedürfnis der Menschen eng mit der Entwicklung der menschlichen Gesellschaft verbunden. Hierbei sei an die Kommunikation über die Sprache (Gespräch, Boten), die Schrift (Brief), optische Zeichen (Rauchsignale, optische Elemente wie Flaggen u. a.) oder an akustische Zeichen (Trommeln) erinnert, die Kommunikationsformen ohne große technische Voraussetzungen darstellen. Später sind als technisch orientierte Kommunikationsformen das Fernsprechen, die Telegrafie und die Funktelegrafie, der Hörrundfunk sowie das Fernschreiben (Telex) und erst in jüngster Zeit das Fernsehen hinzugekommen.

Alle diese Kommunikationsformen entwickelten sich mehr oder weniger individuell und voneinander losgelöst bzw. mit nur gering verknüpften gemeinsamen Komponenten. Die weitere Entwicklung sieht vor allem die Integration unterschiedlicher Kommunikationsformen vor, um eine rationelle und möglichst vielseitige Kommunikation zur Befriedigung dieses Grundbedürfnisses zu ermöglichen.

Mit der modernen Datenverarbeitung gelang es, eine Kommunikation zwischen Mensch und Maschine bzw. zwischen Maschinen herzustellen und somit einen neuen qualitativen Stand der Kommunikation zu erreichen. Im Laufe der Entwicklung spielten die Entfernungen zwischen den teilnehmenden Partnern der Kommunikation eine nicht mehr dominierende Rolle, so daß mehr und mehr auch von Telekommunikation, d. h. Kommunikation über größere Entfernungen, gesprochen wird.

Maßgebliche Faktoren, die gegenwärtig die Telekommunikation in ihrer technischen Realisierung und Wirkungsweise beeinflussen, sind:

- das Kommunikationsbedürfnis der Menschen,
- die technische Realisierbarkeit auf Grundlage des Standes der Technik,
- der Umgang der Teilnehmer mit den technischen Einrichtungen,
- die kommunikationsstrukturellen Verhältnisse.

Am Kommunikationsvorgang selbst sind als Hauptkomponenten beteiligt:

- die Kommunikationsteilnehmer (Mensch, Maschine),
- die Kommunikationswege (innerbetrieblich, außerbetrieblich),
- die Kommunikationsmedien (Übertragungsweise),
- die Kommunikationsformen (Sprache, Text, Daten, Bilder),
- die Kommunikationsinhalte.

Massen- und Individualkommunikation

Ein nicht unwesentlicher Einflußfaktor auf die technische Realisierung einer Kommunikationsform ist die Art und Weise, wie die einzelnen Teilnehmer miteinander kommunizieren bzw. erreicht werden. Wird die Information an alle Teilnehmer verteilt, so spricht man von einer verteilten Telekommunikation oder Massenkommunikation. Wird dagegen die Information nur an bestimmte (berechtigte) Teilnehmer verteilt, so liegt eine vermittelte Telekommunikation oder Individualkommunikation vor.

Bei der verteilten Telekommunikation (Massenkommunikation) werden die Informationen von einer Zentrale aus allen Teilnehmern gleichzeitig angeboten. Dabei besteht nur eine Verbindung von der Zentrale zum Teilnehmer (Einwegkommunikation). Eine Auswahl bestimmter Informationen bzw. das Weglassen nichterwünschter Informationen ist möglich. Beispiele dafür sind der Hör- und der Fernseh Rundfunk bzw. der neue Teletextdienst (Videotext), der eine Auswahl gewünschter Informationen aus einem Inhaltsverzeichnis gestattet.

Die vermittelte Telekommunikation (Individualkommunikation) gestattet durch eine Zweiwegkommunikation neben einem Verkehr zwischen Zentrale und Teilnehmer auch eine Verbindung zwischen Teilnehmer und Zentrale. Die gewünschten Informationen werden auf Abruf bereitgestellt, eine Eingabe von Informationen durch den Teilnehmer ist möglich. Die Struktur hat in diesem Fall nicht ausschließlich Verteilungscharakter, sondern ist hierarchisch aufgebaut. Eine Erweiterung dieser Telekommunikationsform bildet die Verbindung zwischen den Teilnehmern ohne Einschaltung einer Zentrale. Dabei bleibt die Informationsinhaltsgestaltung den Teilnehmern überlassen. Beispiele für diese vermittelte Telekommunikationsform sind das Fernschreib- und Fernsprechnetz und neuerdings auch der Bildschirmtext.

Für kommerzielle Zwecke hat die vermittelte Telekommunikation die größte Bedeutung, wobei kommerzielle Einrichtungen wie Betriebe, Institutionen, Büros u. a. als Sender und Empfänger von Informationen auftreten. Dabei werden das Fernsprechen, das Fernschreiben und die Datenkommunikation angewendet, ständig erweitert und verbessert. Die Übertragung von Text (Textkommunikation) wird vorzugsweise über das Fernschreibnetz (Telex) und neuerdings auch über Datennetze abgewickelt. Man rechnet damit, daß künftig auch der traditionelle Brief innerhalb einer Textkommunikation in einer rationellen Verfahrensweise unter Einbeziehung grafischer Zeichen durch eine neue Textkommunikationsform abgelöst werden

kann, der die Bezeichnung Bürofern schreiben zugeordnet wird. Bild 1 und Tabelle 1 vermitteln einen Überblick zur Textkommunikation.

Tabelle 1 Ausgabekriterien der Textkommunikation

Textkommunikation	
vorwiegend papiergebunden	vorwiegend bildschirmgebunden
Telex (Fernschreiben)	Bildschirmtext
Telefax (Fernkopieren)	Videotext
Teletex (Ferntexten)	Kabeltext

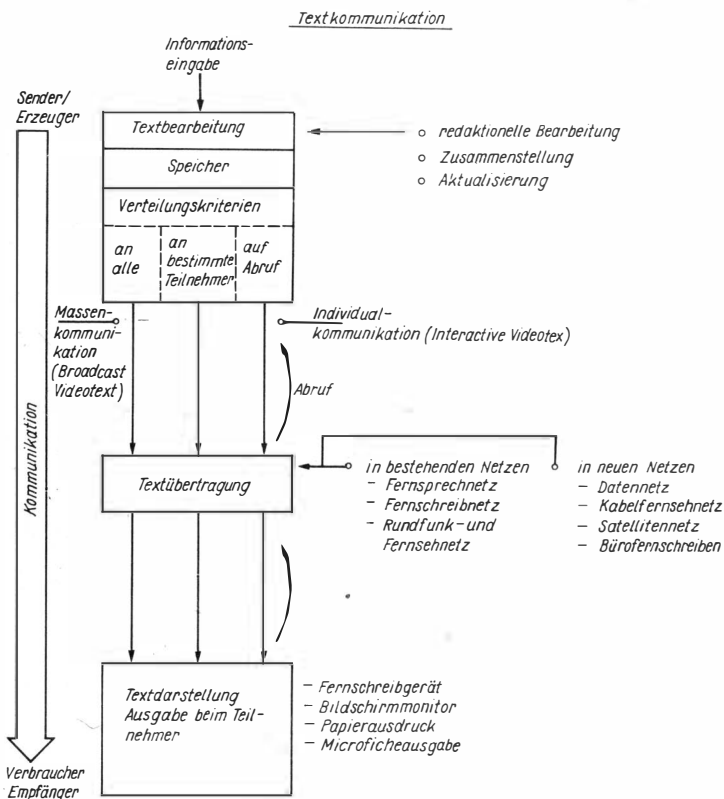


Bild 1 Möglichkeiten der Textkommunikation

Stand und weitere Entwicklung der Telekommunikation

Wenn bei der Einschätzung des Standes und der weiteren Entwicklung der Kommunikation der Begriff der Telekommunikation verwendet wird, so soll das nur auf die großen Übertragungsentfernungen hindeuten, die gegenwärtig mit den unterschiedlichen Kommunikationsformen in hoher Übertragungsqualität möglich sind. Dabei nehmen besonders die neuen Basistechnologien einen Einfluß, zu denen die Mikroelektronik zur Realisierung und Steigerung der Leistungsfähigkeit der Kommunikationseinrichtungen, die Optoelektronik mit der Lichtwellenleitertechnik, die Datenverarbeitung und die Speichertechnik gehören. Bild 2 zeigt eine Klassifizierungsmöglichkeit der Telekommunikation.

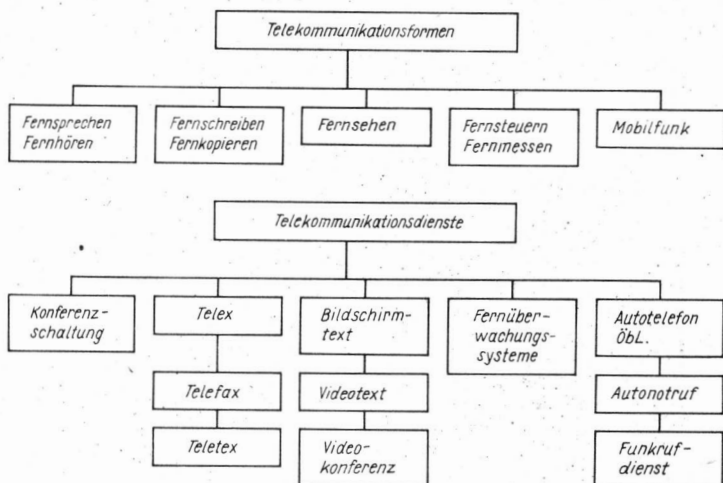


Bild 2 Klassifizierung der Telekommunikationsdienste

Das Fernsprechen stellt mit zur Zeit rund 550 Millionen Teilnehmerstellen und mehr als 60 Milliarden Gesprächen je Jahr das am weitesten verbreitete Telekommunikationsnetz dar, das mehr und mehr mit automatischer Vermittlung arbeitet. Die Zuwachsraten liegen bei jährlich 6 bis 7%. Das Fernsprechnetzt entwickelt sich in Richtung der Einführung elektronischer Wählsysteme und digitaler Sprachübertragung (PCM). Weitere technische Verbesserungen führen zu einer höheren Sprachqualität, Wahl mit Tasten, Kurzrufnummern oder automatischer Wahl gespeicherter Rufnummern häufiger Gesprächsteilnehmer, Einzelgebühreennachweis beim Teilnehmer, Freisprechemöglichkeit, «Anklopfen» beim besetzten Teilnehmer u. a.



Das nunmehr 50 Jahre alte *Fernschreiben* (Telexdienst) gestattet die schnelle Übertragung schriftlicher Nachrichten (Textkommunikation) und umfaßt gegenwärtig etwa 1,5 Millionen Teilnehmer in aller Welt. Der Telexdienst ist vorwiegend im kommerziellen Bereich angesiedelt und weist im Weltmaßstab jährliche Zuwachsraten von 10% auf. Die Übertragung wird mit 50 bit/s in einem eigenen entsprechenden Netz vorgenommen und kann auch mit im integrierten Text- und Datennetz (IDN-Netz) abgewickelt werden.

Beim *Fernkopieren* (Telefaxdienst) werden über das Fernsprechnetz Text- und Bildvorlagen übertragen. International sind 3 Übertragungsgruppen festgelegt. Die Gruppe 2 arbeitet mit 3 min Übertragungszeit für eine A4-Vorlage, die Gruppe 3 mit 1 min und die für die Zukunft konzipierte Gruppe 4 mit 10 s in einem 64-kbit/s-Kanal.

Das *Bürofern schreiben* (Teletex) ist ein neuer Kommunikationsdienst, der elektronische Speicherschreibmaschinen oder Textsysteme miteinander verbindet. Bei einer Bitrate von 2400 bit/s wird der Text einer Schreibmaschinen-seite in 5 bis 10 s übermittelt. Neben dem üblichen Zeichenvorrat einer üblichen Schreibmaschine kann man auch unterstreichen, tabellieren und unterschiedlich anordnen. Ankommende Teletexnachrichten unterbrechen die eigene Textherstellung im Textsystem nicht, sondern werden zwischengespeichert und zum geeigneten Zeitpunkt ausgedruckt.

Auch in diesem Fall greift man auf das IDN-Netz zurück. Ein Zusammenarbeiten mit herkömmlichen Fernschreibern ist möglich. Als Weiterentwicklung wird die Kombination von Text- und Faksimileübertragung in Hinblick auf die Übertragung kompletter Briefe mit Briefkopf, von Formularen, Grafiken oder Unterschriften auch in Farbe konzipiert.

Das Bürofern schreiben umfaßt folgende Hauptmerkmale:

- vereinheitlichter Prozeß von Textniederschrift, Textbearbeitung (Korrektur) und Textübertragung zum Empfänger;
- Möglichkeit einer Zwischenspeicherung beim Sender und/oder Empfänger;
- größere Übertragungsgeschwindigkeit als beim Fernschreiben;
- größerer Zeichenvorrat als beim Fernschreiben;
- Abspeichern der Niederschrift zur Archivierung oder Wiederauffindung.

Das Bürofern schreiben weist in einer Erweiterung auch auf die private Nutzung in Richtung einer elektronischen Briefübermittlung, die weg von Papier zu immateriellen Medien führt und neue Organisationsformen erfor-

dert, so z. B. öffentliche Eingabegeräte für die elektronische Briefübermittlung (elektronischer Briefkasten).

Die jüngste Form der bestehenden Telekommunikationsformen ist die Datenkommunikation, bei der Zeichen eines definierten Zeichenvorrats übertragen werden. Die Nachrichten sind dabei nicht unmittelbar für eine drucktechnische Ausgabe vorgesehen, sondern zur weiteren Verarbeitung in einer Rechenanlage. Deshalb ist die Benutzung der entsprechenden Geräte auch relativ kompliziert. Zur Übertragung von Daten ist das Fernschreibnetz geeignet, das Übertragungsgeschwindigkeiten bis zu 50 bit/s gestattet. Höhere Datenübertragungsraten sind mit speziellen Datennetzen möglich. Die Entwicklung läuft hier ebenfalls in Richtung eines integrierten Fernschreib- und Datennetzes (IDN), das auch die Anforderungen einer Datenübertragung besser berücksichtigt.

Mit der Zunahme des Datenverkehrs, bei dem vielfach auf kurze Nachrichten längere Pausen folgen, bekommen paketvermittelnde Verfahren eine größere Bedeutung. Dabei werden «Informationspakete» mit Empfänger- und Absenderkennzeichnung gebildet und auf geeigneten, auch wechselnden Wegen übertragen. Als Eingabeeinrichtungen in den Endgeräten der Daten- und Textkommunikation beim Teilnehmer wirken vor allem eine alphanumerische Tastatur mit hohem Komfort und Softwareunterstützung. Weitere Verbesserungen sind die Schreibmarkenführung auf dem Bildschirm (Maus), Berührungs- oder Kontakt-Bildschirm und beginnend auch die Spracheingabe. Bei den Ausgabegeräten herrschen Drucker in unterschiedlichen Formen (Laserdruck) und auch in Farbe vor. Dabei ist der vielfältige Geräteanschluß sowie das Zusammenwirken mit (optischen) Speichereinrichtungen (Archivierung) vorgesehen.

Neben der Erweiterung der Möglichkeiten der Textkommunikation wird auch daran gearbeitet, bewegte Bilder in Kommunikationsnetzen in Form des *Bildfernsprechens* (Videotelefon) oder der *Bildschirmkonferenz* zu übertragen. Diese Übertragung ist jedoch nur in breitbandigen Netzen möglich und wird auch mit Breitbandkommunikation (Tabelle 2) bezeichnet. Das Bildtelefon besteht dabei aus einer Kombination von Fernsehkamera, Fern-

Tabelle 2 Schmalband- und Breitbanddienste

	Bereitstellung im Dialog oder ein- seitig gerichtet	Bereitstellung auf Abruf	Bereitstellung mit Verteilungs- charakter
Schmalbandige Dienste	Fernsprechen Fernkopieren Fernschreiben (Telex) Teletex Daten- kommunikation	Bildschirmtext Videotext	Hörrundfunk
Breitbandige Dienste	Bildfernsprechen Bildkonferenz	Bildabruf Kabeltext	Fernsehrundfunk

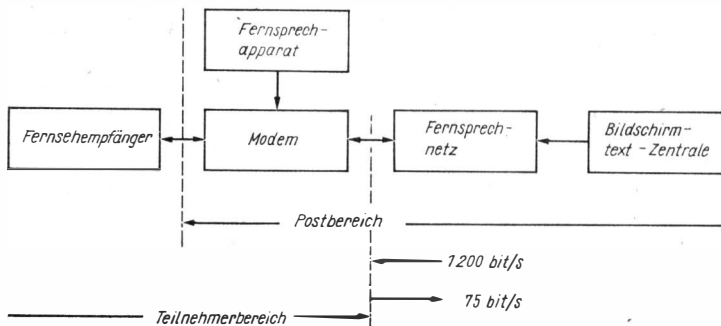


Bild 3 Bildschirmtext-Teilnehmereinrichtung (Prinzip)

sprecher und Tischgerät mit Bildschirm. Bei der Bildschirmkonferenz werden im einfachsten Fall die Bildtelefone mehrerer Teilnehmer zusammengeschaltet.

Bildschirmtext ist ein Textkommunikationsdienst, bei dem über das Fernsprechnetz aus einer Bildschirmtextzentrale Text- oder Grafikinformatio- nungen auf Abruf durch den Teilnehmer auf dem Bildschirm des Teilneh- merfernsehempfängers dargestellt werden. Der Teilnehmer hat die Möglich- keit, die Zentrale anzurufen und die gewünschten Informationen entsprechend einem Inhaltsverzeichnis abzufordern. Über ein Modem ist mit dem Fernsprechnetz beim Teilnehmer ein Fernsehempfänger (Bild 3) verkoppelt, auf dessen Bildschirm nach entsprechender Aufbereitung mit einem Bildschirmtextdekoder die abgerufenen Informationen visuell als Text erscheinen. Die Informationen werden von der Zentrale zum Teilneh- mer mit 1200 bit/s und vom Teilnehmer zur Zentrale mit 75 bit/s übertra- gen. Die Übertragung einer vollständigen Bildschirmtextseite von der Zent- rale an den Teilnehmer dauert etwa 6 s. Durch die Anwählbarkeit des Informationsangebots und durch den Zugriff auf jede beliebige Stelle dieses Angebots kann der Teilnehmer auf eine sehr hohe Informationskapazität (Seitenkapazität) zurückgreifen.

Dem neuen CEPT-Standard entsprechend, wird das Bild auf dem Bild- schirm in 20 und 24 Reihen (Textzeilen) zu je 40 Zeichen dargestellt. Der Zeichenvorrat enthält 335 Zeichen (Textzeichen), 151 Mosaik- und andere Zeichen für grafische Darstellungen, bis zu 94 bzw. 84 frei definierbare Zei- chen und ein Ersatzzeichen. Als sogenannte Attribute sind für eine Darstel- lung in unterschiedlichen Varianten 32 Vordergrund- und 32 Hintergrun- dfarben, 4 Zeichengrößen, Bildfenster, Unterstreichungen, Verdecken und Wiederaufdecken von Zeichen, Vertauschen von Vordergrund- und Hinter- grundfarbe, Blinken, Markieren von Zeichen u. a. möglich.

Bildschirmtext eignet sich unter anderem für folgende Anwendungsge- biete:

- Informationen für alle Teilnehmer. Hierunter fallen Nachrichten und Wetterberichte, Informationen über Institutionen und Verzeichnisse,

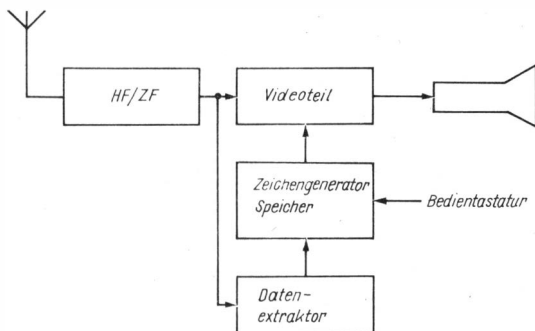


Bild 4 Videotext-Teilnehmereinrichtung (Prinzip)

- Reise- und Verkehrsinformationen, Informationen über kulturelle und andere Veranstaltungen sowie über Haushalt und Hobby;
- Abrufinformation an bestimmte Teilnehmergruppen (Berufe);
 - Dialog mit der Zentrale;
 - Mitteilungsdienste an andere Bildschirmtextteilnehmer;
 - Informationsbereitstellung aus Speichern mit Nachschlagecharakter (Lexika, Verzeichnisse), wobei eine Suchbaumstrategie angewendet wird.

Ein anderer Textkommunikationsdienst benutzt die Auslastlücken im Fernsehsignal zur Übertragung dieses Zusatzsignals und wird mit *Videotext* bezeichnet. Der Abrufdialog findet in diesem Fall nicht individuell mit der Zentrale wie bei Bildschirmtext statt, sondern im Endgerät (Fernsehempfänger) des Teilnehmers (Bild 4). Die Videotextzusatzinformation wird deshalb zyklisch insgesamt ausgestrahlt (d. h., alle Seiten werden nacheinander übertragen). Aus einem Verzeichnis wählt der Teilnehmer eine gewünschte Seite aus, die dann im Empfänger aus dem zyklischen Informationsangebot ausgewählt und auf dem Bildschirm dargestellt wird. Auch hier wendet man den CEPT-Standard an, so daß sich günstige Voraussetzungen für die Teilnahme am Bildschirm- und Videotext (Videotextdekoder, Bild 5) ergeben.

Videotext konzentriert sich auf die Übertragung allgemein interessierender Informationen an einen breiten Teilnehmerkreis. Dazu gehören: Programmvorschau (Fernsehen, Theater, Kino, Veranstaltungen) und -änderungen, Nachrichtenmeldungen, Wetterbericht, Straßenzustands- und Verkehrsberichte, Umleitungsmeldungen, allgemeine Warnungen, Untertitel für Hörgeschädigte und bei fremdsprachigen Filmen u. a. (Tabelle 3 gibt eine Übersicht über Bezeichnungen für Bildschirm- und Videotext).

Beim *Kabeltext* wird als Übertragungsweg an Stelle der Auslastlücken ein kompletter Fernsehkanal verwendet, so daß eine größere Übertragungsbandbreite zur Verfügung steht und 600 bis 1000 Text- und Grafikseiten/s übertragen werden können. Die angebotenen Seiten laufen ebenfalls zyklisch um. Damit wird Kabeltext besonders in Kabelfernsehanlagen interessant, in denen ein größeres Kanalangebot zur Verfügung steht.

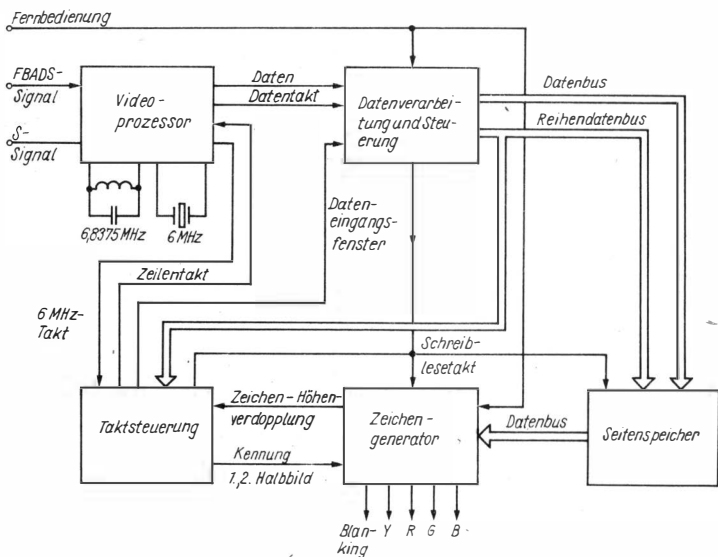


Bild 5 Videotextdeko­der (Prinzip)

Tabelle 3 Terminologische Übersicht (Auswahl) über Textkommunikationssysteme, die mit dem Fernsehempfänger arbeiten

Land	Institution	Übertragung	
		in den Ausst-lücken des Fernsehsignals	über das Fernsprechnet
Internationale Festlegungen	CCIR CCITT, CEPT	Teletext Broadcast Videotex	Interactive Videotex
Großbritannien		Broadcast Teletext Teletext (Ceefax, Orade)	Interactive Teletext (Viewdata) Prestel
BRD		Videotext Teletext	Bildschirmtext
Frankreich		Antiope-Didon	Antiope-Titan
Kanada		Broadcast Telidon	Interactive Telidon

Mit zur Telekommunikation gehörend sind auch der als Verteildienst wirkende Hör- und Fernsehrundfunk zu betrachten. Beide haben eine große Verbreitung mit hohen Ausstattungsraten erfahren. Dabei zeigt der Fernsehrundfunk in bezug auf die Nutzung des Teilnehmerendgeräts «Fernsehempfänger» (Tabelle 4) auch für Bildschirm- und Videotext ein hohes Innovationsverhalten, das durch einen zweiten Tonkanal (stereophon, zweisprachig) und die Diskussion um hochauflösende Fernsehsysteme noch unterstrichen wird. Kabel- und Satellitenrundfunk sind weitere künftige Neuerungsansätze.

Tabelle 4 Künftige Nutzung des Fernsehempfängers

im Zusammenwirken mit einem Kommunikationsnetz	unabhängig vom Kommunikationsnetz
<ul style="list-style-type: none"> • Fernsehrundfunk • Kabelfernsehen • Satellitenfernsehen 	<ul style="list-style-type: none"> • Bildschirmspiel (Videospiele) • Videorekorder • Bildplattenspieler • Videokamera
<ul style="list-style-type: none"> • Bildschirmtext (Fernsprechapparat + Modem) • Videotext 	<ul style="list-style-type: none"> • Heimcomputer (Drucker, Speicher) • Film- und Diaüberspielung

Weitere Entwicklung

Die weitere Entwicklung ist durch eine kombinierte Nutzung und eine Integration der Kommunikationsdienste gekennzeichnet, die gegenwärtig entwicklungs- und anwendungsbedingt noch für viele und spezielle Nutzungsbereiche konzipiert, optimiert und angewendet werden und durch unterschiedliche technische Realisierungen (Netze, Endgeräte beim Teilnehmer) zum Teil nicht kompatibel sind.

Im kommerziellen Bereich bedeutet das, das angebotene Spektrum der Sprach-, Bild-, Text- und Datenkommunikation sinnvoll zu kombinieren und dabei auch lokale Funktionen mit einzubeziehen, wozu das Schreiben (Textherstellungssystem), das Kopieren und Archivieren gehören. Dazu wurde das Konzept des diensteintegrierenden digitalen Netzes unter der Bezeichnung ISDN (Integrated Services Digital Network) konzipiert, das alle beim Teilnehmer entstehenden Signale digital über eine Teilnehmeranschlußleitung überträgt und vermittelt. Je Teilnehmeranschluß stehen dazu in jeder Richtung zwei 64-kbit/s-Kanäle und ein unabhängiger 16-kbit/s-Kanal für Wähl-, Hör-, Anzeige- und andere Signale bereit. Dieses Netz kann auch in den Heimbereich wirken. ISDN ist noch ein Schmalbandnetz. Erst mit einem Breitbandnetz, das mit Lichtwellenleitern arbeitet, läßt sich auch die Übertragung bewegter Bilder (Bildfernsprechen, Abruf von Bildern und Filmen neben dem Fernsehen) realisieren, wobei sich als weiteres Ziel ein Gesamtsystem «Information und Kommunikation» ableiten läßt.

Literatur

- [1] Philosophisches Wörterbuch, Leipzig 1974.
- [2] H. Armbrüster, Stand und Tendenzen der Kommunikationstechnik. NTZ 36 (1983) 9, Seite 546 bis 552.
- [3] J. Gabel u. a., Der CEPT-Standard als Grundlage für den Bildschirmtext-Dienst. NTZ 37 (1984) 4, Seite 214 bis 220.
- [4] H. Wagner, Systeme zur Zusatzinformation im Fernsehsignal. radio fernsehen elektronik 31 (1982) 12, Seite 756 bis 761.
- [5] K. Konov u. a., Bultext-System zur Übertragung von Zusatzinformationen im Fernsehsignal. radio fernsehen elektronik 32 (1983) 8, Seite 497 bis 499.
- [6] H. Lohr, Informationsverarbeitung im Büro von Morgen. Umschau 83 (1983) 8, Seite 244 bis 250.
- [7] H. Bergmann, Textübertragung via Fernsehsignal und Fernsprechleitung. Bild und Ton 34 (1981) 7, Seite 207 bis 211.

ELEKTRONIK-SPLITTER

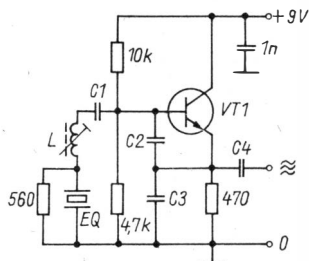
Quarzoszillator für 3. Oberton

Obertonquarze können je nach Ausführung und Frequenzbereich für den 3., 5. oder 7. Oberton ausgelegt sein. Das ist bei der Auswahl und der Dimensionierung der Quarzoszillatorschaltung zu berücksichtigen. Die Schaltung erregt den 3. Oberton. Solche Obertonquarze liegen etwa im Frequenzbereich 15 bis 65 MHz. Den L -Abgleich nimmt man auf die exakte Frequenz bzw. auf eine minimale HF-Spannung über den Quarz vor. Es gelten etwa folgende Anhaltswerte:

f MHz	C1 pF	C2 pF	C3 pF	C4 pF	L1
15 bis 20	100	100	68	33	12 Wdg.
20 bis 26	100	100	68	33	8 Wdg.
25 bis 31	100	68	47	33	8 Wdg.
30 bis 43	100	68	47	33	6 Wdg.
42 bis 55	100	68	47	33	5 Wdg.
48 bis 65	68	33	15	15	5 Wdg.

Spulenkörperdurchmesser = 8 mm, Draht 0,5-mm-CuL.

K. H. S.



Funksysteme für Ortung und Navigation in der Zivilluftfahrt

Dipl.-Ing. Gustav Westphal

Einführung

Die Anwendung von Funksystemen in der Zivilluftfahrt führt zur weitgehenden Unabhängigkeit von Wetterbedingungen sowie von der Tages- und Nachtzeit. Diese Systeme steigern die Sicherheit, Zuverlässigkeit und Planmäßigkeit im Luftverkehr. Beginnend mit Systemen für die Kommunikation (im Anfang nur Telegrafie) in der Zeit des ersten Weltkriegs, dehnte sich diese Technik frühzeitig auf die Standortbestimmung durch Fremd- und Eigenpeilung aus. Heute sind viele Systeme vorhanden, die den unterschiedlichen Forderungen in allen Phasen des Fluges wie Start, Streckenflug über Land und See, Landung und auch bei Ausnahmesituationen gerecht werden. So vielfältig die Forderungen an die Funktechnik, so variabel die technischen Lösungen. Alle diese Lösungen jedoch müssen internationalen Normen entsprechen, da sie entweder auf die Zusammenarbeit mit den entsprechenden Diensten oder zumindest auf die staatliche Zuweisung der Betriebsfrequenzen angewiesen sind. Nur die Einhaltung der internationalen Empfehlungen, die durch die staatlichen Luftaufsichtsbehörden zu Gesetzen erhoben werden, ermöglichen grenzüberschreitenden internationalen Luftverkehr mit der erforderlichen Koordinierung und Sicherheit.

Entsprechend dem Charakter des *Elektronischen Jahrbuches* werden die technischen Aspekte der vorgestellten Systeme den Vorrang vor den fliegerischen haben; diese sind nur, soweit erforderlich, behandelt. Die Ausbreitungskennnisse in den unterschiedlichen Frequenzbereichen werden bei den Lesern vorausgesetzt. Nur Besonderheiten einzelner Systeme und die Nutzung spezieller Effekte werden erklärt. Die in der Überschrift genannte Unterscheidung von *Ortung* und *Navigation* bedingt eine entsprechende Definition:

- *Navigation* ist die sichere Führung eines Luftfahrzeugs von einem Start- zu einem Zielflughafen auf dem vorgeschriebenen Wege.
- *Ortung* bezeichnet die Standortbestimmung des Luftfahrzeugs nach geografischer Breite, geografischer Länge und Höhe.

Die Ortung ist also ein engerer Bestandteil der Navigation, sie kann in einzelnen Phasen des Fluges (z. B. Landeanflug) auch eigenständige Bedeutung erhalten.

Zur weiteren Kennzeichnung der Systeme werden die Begriffe *aktives Sy-*

stem und *passives System* eingeführt. *Aktive Systeme* senden von Bord, *passive* vom Boden. Es ist auch eine räumliche Trennung eines Systems zwischen Bord und Boden möglich (kooperative Systeme). Senden beide Teilsysteme elektromagnetische Wellen aus, wird der auslösende Teil als *aktiv* bezeichnet.

Obwohl die Navigation in der Luftfahrt, und hierbei besonders die Langstreckennavigation, räumliche Aufgaben behandelt, wird bewußt vereinfacht und auf die Ebene bezogen.

1. Grundverfahren

Ausgehend von der Verwendung elektromagnetischer Wellen, lassen sich alle Systeme und Verfahren auf einige wenige Grundverfahren reduzieren, die die Messung elektrischer Größen der Ausstrahlung beschreiben und mehr oder weniger modifiziert immer wieder eingesetzt werden. Die für die Funkortung zu messenden Größen sind nachstehend genannt.

1.1. Frequenz

Bei diesem Verfahren kann sowohl die absolute Frequenz als auch die Frequenzänderung zur Meßgröße werden. So hat sich die Messung der Frequenzänderung (der *Doppler-Verschiebung*; *Doppler, Christian*, 1803 bis 1853, österreichischer Physiker, erklärte den nach ihm benannten Effekt) für das Maß der relativen Geschwindigkeit zwischen Sender und Empfänger (oder der Rückstrahlfläche) allgemein durchgesetzt.

Dabei ist die Frequenzänderung f_D einer vom Sender ausgestrahlten Frequenz f_0 am Empfangsort

$$f_D = \pm \frac{f_0}{c} \cdot v$$

- + für Annäherung von Sender und Empfänger,
- bei Entfernung voneinander.

Für die Ausbreitungsgeschwindigkeit c der elektromagnetischen Wellen gilt der international vereinbarte Wert für die Ausbreitung im Vakuum $c = 299\,792,50 \text{ km s}^{-1}$.

1.2. Amplitude

Die Amplitude einer Schwingung wird durch eine (ggf. oszillografische) Spannungsmessung erfaßt, häufig ist auch die relative Auswertung der Amplitude durch Vergleich oder Minimierung. So wird z.B. bei der Peilung das Minimum einer empfangenen Spannung eingestellt und daraus die Richtung zum Sender ermittelt.

1.3. Laufzeit

Unter der Voraussetzung, daß sich die elektromagnetischen Wellen ungehindert und ohne Reflexion ausbreiten können, ist aus ihrer Laufzeit zwischen Sender und Empfänger die Entfernung, also die zurückgelegte Strecke r , nach der Beziehung

$$t_L = \frac{r}{c}$$

zu ermitteln. Die Orte gleicher Laufzeit bilden Kreise, in deren Mittelpunkt der Sender steht. Diese Kreise sind Standlinien für die entsprechende Navigation.

Das Problem bei diesem Meßverfahren ist die exakte Bestimmung des Sendezeitpunkts t_0 am Empfangsort. Diese Aufgabe löst man dadurch, daß ein Zweibegeverfahren (Echoverfahren, häufig mit Antwortsender) angewendet wird. Die Standlinien sind dann ebenfalls Kreise, haben aber den Antwortsender als Mittelpunkt.

1.4. Laufzeitdifferenz

Dieses Verfahren beruht auf der Messung der Zeitdifferenz zweier von 2 unterschiedlichen Sendern zu definierten (meist gleichen) Zeiten ausgesendeten Signalen. Die entstehenden Navigationsstandlinien sind Hyperbeln (Bild 1) und setzen sich aus den Orten gleicher Laufzeitdifferenz Δt zusammen. Es ist:

$$\Delta t = \frac{r_A - r_B}{c},$$

worin A und B die Brennpunkte der Hyperbel, also die Standorte der am

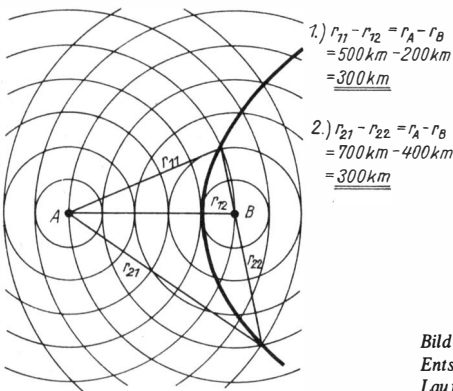


Bild 1
Entstehung von Hyperbeln aus der
Laufzeitdifferenz der Sender A und B

Verfahren beteiligten Sender sind. Der Abstand der beiden Sender voneinander wird als Basis d bezeichnet, wobei die 3 Möglichkeiten

$$d > \lambda \quad d = \lambda \quad \text{und} \quad d < \lambda$$

unterschiedliche Eigenschaften des Systems bewirken.

1.5. Phase

Die Phasenmessung kann an die Stelle der Laufzeitmessung treten, sie ist mit den gleichen Problemen verknüpft. Teile oder Vielfache der Wellenlänge a werden zur Entfernungsmessung herangezogen. Die Messungen sind sehr genau, aber leider auch vieldeutig, da ja im Entfernungsbereich $r > \lambda/2$ der Phasenwinkel φ auch als $\varphi + n \cdot 360^\circ$ gemessen werden kann. Diese Mehrdeutigkeit muß mit anderen Verfahren aufgelöst werden. So wird die Phasenmessung als Feinmessung im *Grobverfahren* der Laufzeitmessung eingesetzt.

1.6. Phasendifferenz

Wird vorausgesetzt und gesichert, daß die Sender A und B phasensynchrone Signale aussenden, so kann man die am Empfangsort gemessene Phasendifferenz dieser beiden Signale zur Standlinienbestimmung (Hyperbeln) verwenden. Die Messung ist sehr genau, setzt aber voraus, daß die Signale getrennt empfangen werden. Dazu werden die Verfahren der Zeitstaffelung mit Speicherung des 1. Signals oder der Frequenzstaffelung mit Phasenvergleich auf einer gemeinsamen Harmonischen angewendet.

Die Entscheidung für oder gegen die Anwendung des einen oder anderen Verfahrens oder Systems wird in der zivilen Luftfahrt unter Berücksichtigung von Sicherheit, Zweckmäßigkeit und Ökonomie getroffen. Die kombinierte oder alternierende Nutzung von Verfahren und Systemen ist in Abhängigkeit von den Navigationsaufgaben möglich. Die nachfolgenden Darstellungen beschränken sich auf die wesentlichsten gegenwärtig eingesetzten Systeme.

2. Kooperative Systeme

Die Kooperation bezieht sich darauf, daß eine an Bord verfügbare Navigationsanlage nicht ohne Zusammenwirken mit funktechnischen Einrichtungen am Boden ihre Aufgaben erfüllen kann. Es ist dabei nicht bestimmend, ob sich der aktive Teil des Systems an Bord oder am Boden befindet.

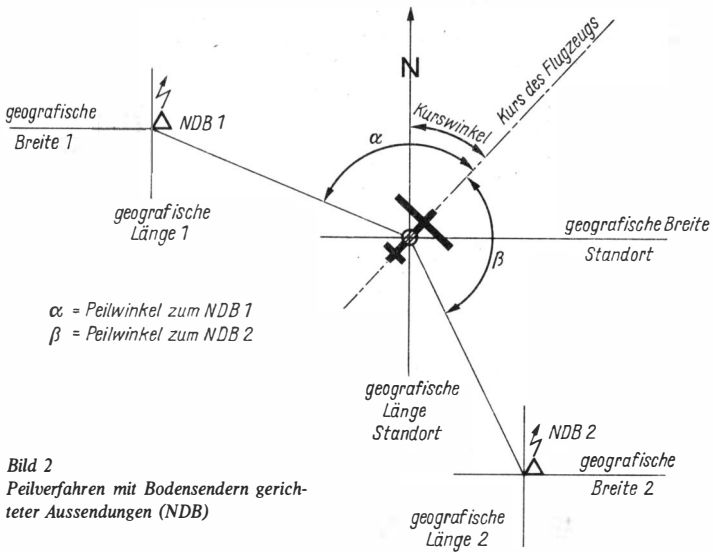


Bild 2
Peilverfahren mit Bodensendern gerichteter Aussendungen (NDB)

2.1. Bordpeilverfahren

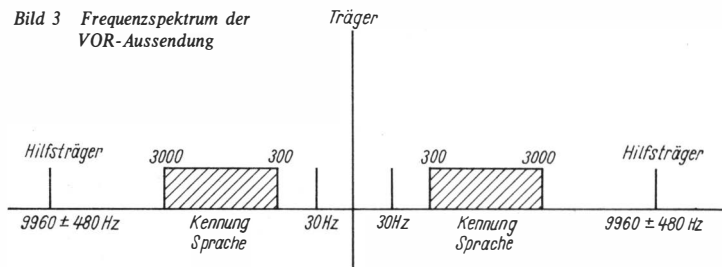
Dieses Verfahren stützt sich auf Bodensender mit ungerichteten Aussendungen (NDB) im Lang- und Mittelwellenbereich. Das für dieses Verfahren empfohlene Frequenzband liegt zwischen 190 und 1750 kHz ($\lambda = 1578,9$ bis 171,4 m). An Bord befindet sich ein Empfänger mit Richtantenne, mit der die Richtung zum Sender gepilt werden kann. Das Ergebnis ist doppeldeutig und wird durch Seitenbestimmung mit einer ungerichteten Hilfsantenne im Abstand $d \ll \lambda$ von der Richtantenne aufgelöst.

Die Einstellung der Antenne auf den gepilten Sender und die Einhaltung dieser Richtung während des Fluges werden beim Radiokompaß automatisch vorgenommen. Die eingestellte Richtung der Antenne wird auf ein Anzeigegerät im Cockpit übertragen. Die Anzeige gibt den Winkel zwischen der Flugzeuglängsachse und dem Funkfeuer an. Mit der Kompaßanzeige kann die geografische Beziehung hergestellt werden. Die Anzeige zu einem 2. Funkfeuer ermöglicht die Standortbestimmung des Flugzeugs (Bild 2). Mit einer Sendeleistung von 50 bis 200 W beträgt die Reichweite 100 bis 250 km. Durch den Nachteffekt in diesem Wellenbereich treten Navigationsunsicherheiten ein.

2.2. VOR (VHF Omnidirectional Radio Range)

Das VOR-System besteht aus einer Bodenstation mit Aussendungen im Bereich von 108 bis 118 MHz und einem Bordempfänger mit Auswerter. Die

Bild 3 Frequenzspektrum der VOR-Aussendung



Bodenstation sendet 2 Signale aus: ein richtungsunabhängiges Bezugssignal und ein Signal, das von der Abstrahlungsrichtung abhängig ist. Das System liefert durch den Signalvergleich als Azimutinformation den Winkel zwischen der Richtung *geografisch Nord* und der Richtung zum Flugzeug von der Bodenstation gesehen, jedoch unabhängig von der Richtung der Flugzeuglängsachse. In Verbindung mit einer 2. VOR-Station oder einem DME-System (s. Abschn. 2.3.) kann der Standort des Flugzeugs bestimmt werden. Die Reichweite wird durch den Charakter der VHF-Wellen bestimmt und entspricht (von der Flughöhe abhängig) nahezu der quasioptischen Sicht, also etwa 100 bis 250 km.

Über eine rundstrahlende Antenne wird eine 30-Hz-Bezugsfrequenz ausgestrahlt. Dazu wird diese Bezugsfrequenz einem Hilfsträger von 9960 Hz mit einem Frequenzhub von ± 480 Hz aufgeprägt und der Hilfsträger dann dem VHF-Träger in Amplitudenmodulation aufmoduliert (Bild 3).

Das richtungsabhängige Signal entsteht durch Rotation eines horizontal polarisierten Dipols um seine Hochachse. Das mit 30 Umdrehungen/s umlaufende Feld überlagert sich dem Feld der ungerichtet abstrahlenden Antenne und erzeugt dadurch im Raum ein mit 30 Hz amplitudenmoduliertes Feld. Bild 3 zeigt das Frequenzspektrum der VOR-Aussendung. Im Bereich von 300 bis 3000 Hz können in diesem Spektrum die Kennung und Sprachinformationen eingefügt werden, ohne das System zu beeinflussen.

Der auf die VHF-Frequenz der VOR-Bodenstation abgestimmte Bordempfänger (Bild 4) demoduliert nach Frequenzumsetzung und Verstärkung das VOR-Signal. Danach liegt die 30-Hz-Bezugsfrequenz und der frequenzmodulierte Hilfsträger vor. Der Hilfsträger wird nach Begrenzung dem Frequenzdiskriminator zugeführt, an dessen Ausgang das richtungsabhängige 30-Hz-Signal zur Verfügung steht. Beide 30-Hz-Schwingungen werden einer Phasenbrücke zugeleitet und die Phasendifferenz an einem Meßgerät in Grad angezeigt. Die Abstrahlung des richtungsabhängigen Signals wird so eingestellt, daß der an Bord des Flugzeugs gemessene Phasenwinkel unmittelbar identisch mit der Richtung von der Bodenstation zum messenden Flugzeug ist. Die Differenzen der Phasenwinkel in der Nordrichtung von der VOR-Bodenstation sind also 0° , in Richtung Ost 90° , Süd 180° und West 270° . Die Winkelanzeige kann kontinuierlich in allen Richtungen der VOR-Bodenstation gemessen werden. Der Kanalabstand beträgt 100 kHz.

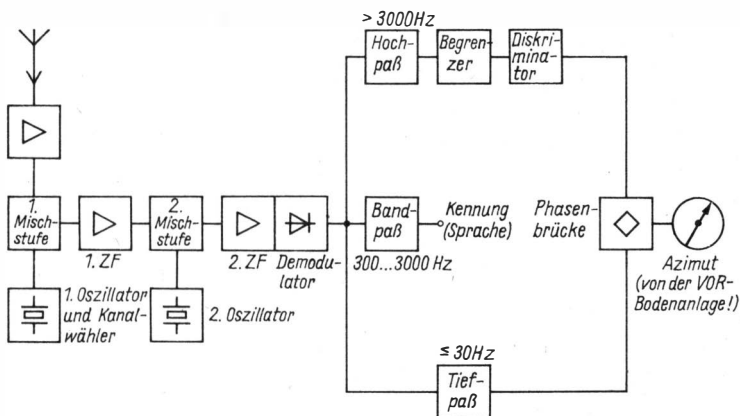


Bild 4 Übersichtsschaltplan eines VOR-Bordempfängers

2.3. DME (Distance Measuring Equipment)

Als Meßgröße des DME-Systems wird die Laufzeit eines Impulses und der Impulsantwort genutzt. An Bord des Flugzeugs sind ein Abfragesender und ein Antwortempfänger mit Auswerter installiert. Die Bodenstation besteht folgerichtig aus Abfrageempfänger und Antwortsender. Das System arbeitet im Frequenzband von 960 bis 1215 MHz, wobei der Abstand der 126 Kanäle 1 MHz beträgt; zwischen Sende- und Empfangsfrequenz besteht konstant ± 63 MHz Abstand. In Bild 5 ist der Übersichtsschaltplan von Bord- und Bodenstation wiedergegeben.

Die Bordanlage sendet kontinuierlich im Abstand von 6,5 bis 40 ms Impulspaare mit einer Dauer von $3,5 \pm 0,5 \mu\text{s}$ je Impuls und variablem Impulsabstand auf dem Kanal der ausgewählten Bodenstation aus. Die Bodenstation empfängt die Impulspaare, entschlüsselt sie und löst den Impulsformer und den Antwortsender aus. Ein Verzögerungsglied dehnt den Abstand zwischen Empfangs- und Sendepuls auf die definierte Zeit von $50 \mu\text{s}$ aus, die bei der Messung eliminiert werden kann.

Es wird damit die Entfernung s :

$$s = \frac{[(t_E - t_A) - 50 \mu\text{s}] \cdot c}{2};$$

t_E – Zeit des Empfangs des Antwortimpulses an Bord, t_A – Zeit der Aussendung des Abfrageimpulses von Bord, c – $299\,792,50 \text{ km s}^{-1}$. Die Halbierung ist erforderlich, da die Messung sowohl die Laufzeit für den Hin- als auch für den Rückweg erfaßt. Die gemessene Entfernung ist die Schrägentfernung, was man bei geringen Entfernungen und großen Flughöhen beachten muß. Die Horizontalentfernung beträgt z. B. bei einer Flughöhe von 10000 m und einer DME-Anzeige von 20 km nur 17,32 km.

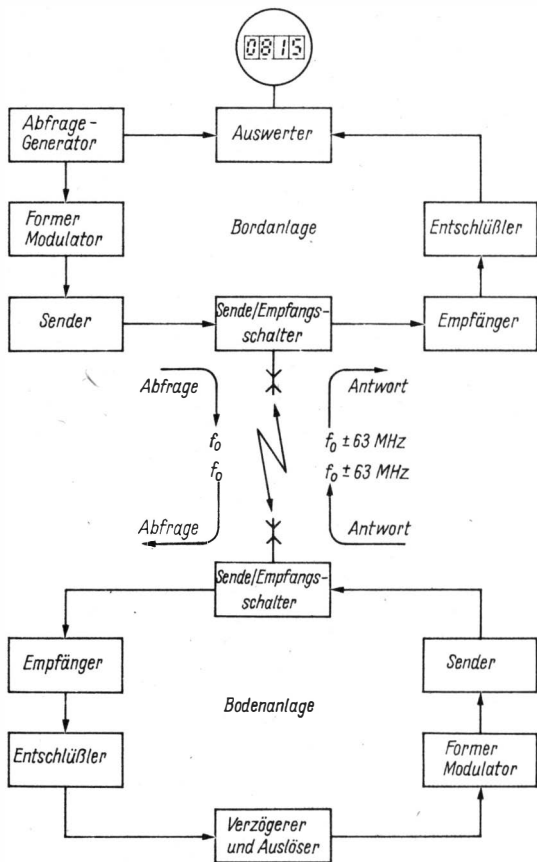


Bild 5 Übersichtsschaltplan des DME-Systems (Entfernungsmessung)

2.4. ILS (Instrument Landing System)

Aus der Bezeichnung geht hervor, daß in diesem Fall eine Landehilfe angeboten wird. Das System gibt Führungsinformationen über die Position des Flugzeugs im Raum während des Landeanflugs. Bei entsprechend hohen Forderungen gestatten diese Systeme die automatische Führung des Flugzeugs und bei einigen Typen auch die automatische Landung. Der Aufwand steigt jedoch mit den Forderungen stark an.

Da eine erfolgreiche Landung 2 grundsätzliche Führungsgrößen (Kursweg und Gleitweg) erfordert, werden auch 2 Teilanlagen, die weitgehend

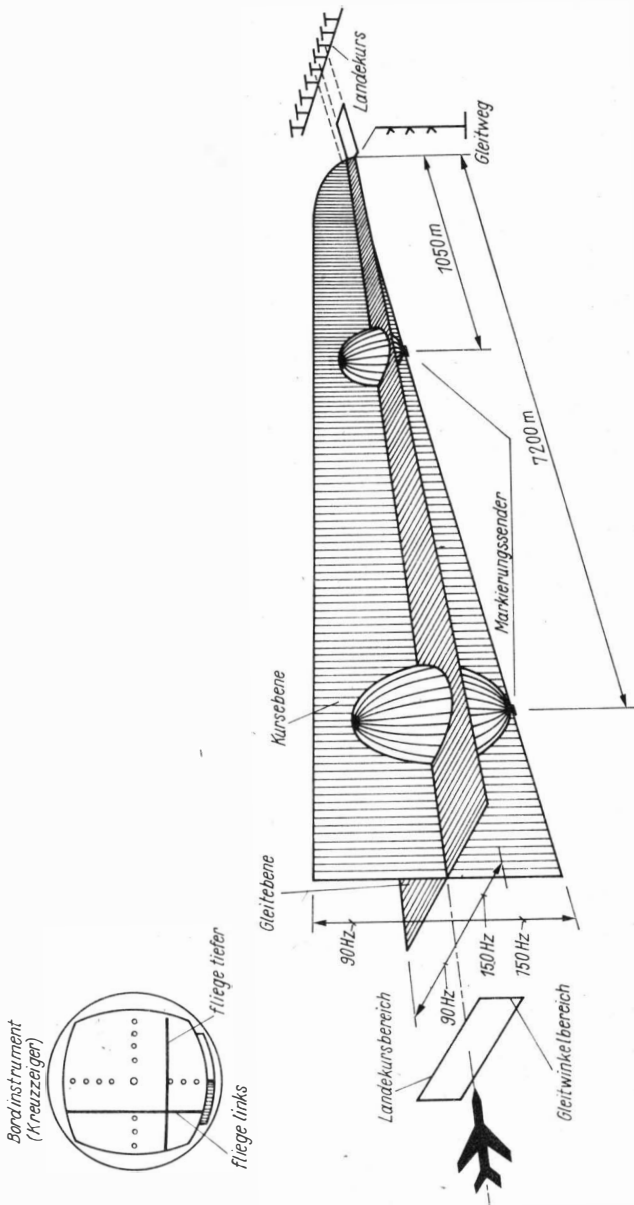


Bild 6 Aufbauschema des ILS-Systems (Instrumentenlandehilfe)

analog sind, am Boden aufgestellt (Bild 6). Der Kurswegsender strahlt über die Kurswegantenne im Frequenzband 108 bis 111,975 MHz auf 20 einstellbaren Kanälen, der Gleitwegsender über die Gleitwegantenne im Frequenzband 328,6 bis 335,4 MHz die Führungsinformation ab. Die Kanäle der Kurs- und Gleitwegfrequenzen sind fest gepaart.

Die sehr scharf bündelnde Kurswegantenne sendet 2 Strahlungskeulen längs der SLB-Mittellinie aus, die sich etwas überdecken. Die (in Anflugrichtung) linke Keule ist mit 90 Hz, die rechte mit 150 Hz amplitudenmoduliert. Gleiche Modulationsgrade bei beiden Keulen und Symmetrie in den Ausstrahlungen vorausgesetzt, bildet sich auf der gemeinsam überstrichenen Mittellinie eine Linie gleicher Modulationsstärken, die als Führungsgröße verwendet werden kann. Abweichungen des Luftfahrzeugs links vom Kursweg lassen den Anteil von 90 Hz, rechts vom Kursweg den Anteil von 150 Hz überwiegen. Beide Abweichungen werden meßtechnisch erfaßt und auf dem Vertikalzeiger des Kreuzzeigerinstruments angezeigt.

In gleicher Weise wird die Gleitwegführungsinformation erzeugt. Die Gleitwegantenne (neben dem Aufsetzpunkt aufgestellt) sendet vertikal übereinanderliegende Keulen mit den Modulationsfrequenzen 90 Hz für die obere und 150 Hz für die untere Keule aus. Auch in diesem Fall bildet sich in dem gemeinsam überdeckten Gebiet eine Linie gleicher Modulationswerte (der elektronische Gleitweg) aus. An Bord wird die Lage zum Gleitweg auf dem horizontalen Zeiger des Kreuzzeigerinstruments angezeigt. Die Meßwerte von Kurs- und Gleitweg können auch auf die Flugzeugführungsanlage geschaltet und das Flugzeug dadurch automatisch auf Kurs und Gleitweg gehalten werden.

Für die Entfernungsinformation während des Landeanflugs strahlen 2 Markersender auf der Frequenz 75 MHz senkrecht nach oben gerichtete Keulen, deren Durchfliegen an Bord sowohl optisch als auch akustisch signalisiert wird. Es stehen damit 2 punktförmige Entfernungangaben zur Verfügung. Zur Verbesserung des Landeanflugs durch kontinuierliche Entfernungangaben kann neben der Gleitwegantenne eine DME-Bodenanlage aufgestellt werden.

Die Reichweite der ILS ist so bemessen, daß sich der Kursstrahl mehr als 40 km vor dem Flughafen empfangen läßt. Der Gleitstrahl steht beim Einflug in den Gleitweg während des Sinkflugs zur Verfügung.

2.5. Navigationssystem OMEGA

Die Aufgabenstellung, ein Navigationssystem mit weltweiter Bedeckung und geringstem Senderaufwand zu schaffen, führte zu Ausbreitungsuntersuchungen, bei denen sich Frequenzen um 10 kHz als besonders geeignet erwiesen. Die Modellvorstellung, daß sich zwischen 2 Kugelschalen ein Hohlleiter bildet, der mit geringen Leistungen angeregt werden kann, macht die Reichweiten verständlich. Dabei werden die Erdoberfläche und die in etwa 70 km Höhe befindliche D-Schicht als Kugelschalen angenommen. Mit einer Strahlungsleistung von 10 kW erreicht man in Abhängigkeit

von den Ausbreitungsrichtungen folgende Reichweiten:
 Nord 8 100 nm = 15 000 km, Ost 11 300 nm = 20 900 km,
 Süd 8 100 nm = 15 000 km, West 4 900 nm = 9 100 km.

Das aufgebaute System untersteht der USA-Kriegsmarine und war ursprünglich für Überwasserschiffe bestimmt, ist jedoch auch bis zu einer Wassertiefe von 15 m nutzbar. Die Verwendung für die Luftfahrt begann später. Sie hat aber gegenwärtig einen wesentlich höheren Automatisierungsgrad als die der Seefahrtanlagen erreicht.

Bei diesem System wird das Phasendifferenzverfahren angewendet. Orte gleicher Phasendifferenz bilden nach

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} (r_A - r_B) = \text{constant}$$

Hyperbeln. In Abhängigkeit von der Wellenlänge ergeben sich im gesamten Ausbreitungsbereich Wiederholungen von Orten gleicher Phasendifferenzen, also Vieldeutigkeiten. Bei der Grundfrequenz des OMEGA-Systems von $f_1 = 10,2 \text{ kHz}$ ($\lambda = 29412 \text{ m}$) betragen die Wiederholabstände 14,7 km. Mit den Hilfsfrequenzen $f_2 = 13,6 \text{ kHz}$ ($\lambda = 22059 \text{ m}$) und $f_3 = 11,33 \text{ kHz}$ ($\lambda = 26478 \text{ m}$) und den aus den 3 Frequenzen entstehenden Differenzfrequenzen 3,4 sowie 1,13 kHz lassen sich die Wiederholabstände der Vieldeutigkeiten auf 44 und 133 km vergrößern, die dann durch andere Navigationsmittel aufgelöst werden können.

Bei den genannten Reichweiten bietet die Stationierung von 6 Bodenstationen (je 1 am Nord- und Südpol, 4 mit 90° Abstand über dem Äquator) eine völlige Überdeckung; sie läßt sich aber nicht realisieren. Die Stationierung wurde deshalb für 8 Anlagen nach Bild 7 vorgenommen.

Bild 8 zeigt die von den Sendern ausgestrahlten Impulse und ihre Organisation. Die Impulssender sind fest nach der Weltzeit UTC-2 synchronisiert.

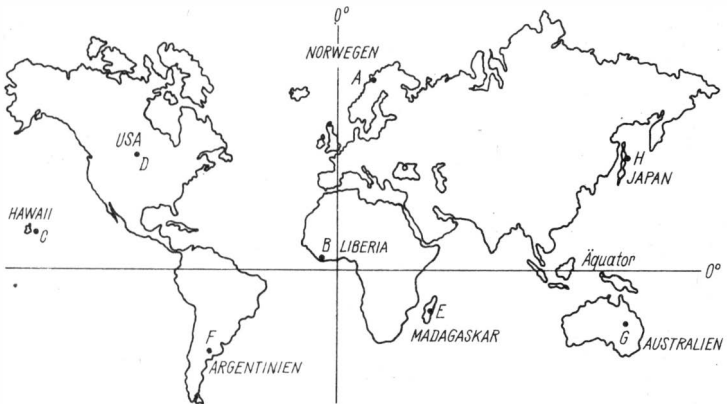


Bild 7 Bodenstationen des OMEGA-Navigationsystems

<i>Impulsdauer</i>		0,9	1,0	1,1	1,2	1,1	0,9	1,2	1,0	0,9	1,0	1,1	1,2	
<i>Pausendauer</i>		0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	
<i>Station</i>		<i>Sendefrequenzen</i>												
<i>Norwegen</i> A		10,20	13,60	11,33							10,20	13,60	11,33	
<i>Liberia</i> B			10,20	13,60	11,33							10,20	13,60	11,33
<i>Hawaii</i> C				10,20	13,60	11,33							10,20	13,60
<i>USA</i> D					10,20	13,60	11,33							10,20
<i>Madagaskar</i> E						10,20	13,60	11,33						
<i>Argentinien</i> F							10,20	13,60	11,33					
<i>Australien</i> G								10,20	13,60	11,33				
<i>Japan</i> H									10,20	13,60	11,33			
		10s Informationszyklus												
		Frequenzen in Kilohertz						Zeiten in Sekunden						

Bild 8 Impulsschema der Aussendungen der OMEGA-Bodenstationen

Die Grundfrequenz wird in jeder Bodenstation aus der Zerfallsfrequenz von 4 Cäsiumatomfrequenznormalen durch Mittelwertbildung erzeugt. Alle benötigten frequenzabhängigen Größen werden daraus durch Teilung oder Vervielfachung gewonnen. Wie streng die Forderungen sind, zeigt die nachstehende Festlegung: Die Station A beginnt mit dem Nulldurchgang des positiven Anstiegs der 1. Schwingung der Grundfrequenz $f = 10,2$ kHz um 00.00.00 Uhr UTC-2.

Um die erzeugte Sendeenergie mit erträglichem Wirkungsgrad abstrahlen zu können, muß ein erheblicher technischer Aufwand getrieben werden. Allein schon die Antennenanpassung ergibt bei diesen Wellenlängen und realisierbaren Antennenabmessungen große Probleme. Es mußten Antennenmasten bis zu Höhen von 365 und 460 m errichtet und ausgedehnte Gegengewichtsfelder verlegt werden. An anderen Stellen wurden in günstig gelegenen Tälern Antennenfelder gespannt, die diese Täler als Reflektoren nutzen. Die Sender sind über aufwendige Anpassungsaggregate mit den Antennen verbunden. Die Anpassungsmittel haben nicht nur die Aufgabe, die Anpassung für die 3 Frequenzen zu realisieren, sondern auch die Veränderungen in den geometrischen Abmessungen der Strahler bei erheblichem Temperaturgang und damit eintretender Fehlanpassung abzufangen. Trotz dieses Aufwands werden von der vom Sender erzeugten Leistung von etwa 120 bis 130 kW nur 10 kW über die Antenne abgestrahlt.

Obwohl auch beim Ausfall eines Senders das gesamte System voll funktionsfähig bleibt, werden die Sender gegen Ausfall weitgehend gesichert. Mit besonderen Maßnahmen (Notstrom, heiße Reserve mit ultraschneller Umschaltung u. a.) wird eine Betriebszuverlässigkeit von 99,5 % angestrebt.

Die genannten Reichweiten sind relativ unabhängig von Tages- und Jahreszeit. Die Phasengeschwindigkeit dagegen ist Änderungen in Abhängigkeit von der Tages- und Jahreszeit auf dem Ausbreitungsweg unterworfen und beeinflußt die Navigationsgenauigkeit. Es werden deshalb Korrekturwerte ermittelt, deren Voraussagen von den Bordrechnern berücksichtigt

werden. Die unter Beachtung der Korrekturwerte von sehr guten Anlagen erreichbaren Genauigkeiten sind:

Tag: CEP = 1,5 km, Nacht: CEP = 1,8 km,

Übergang Tag/Nacht: CEP = 2,4 km;

CEP – Circular Error Probability – wahrscheinlicher Fehlerkreisradius.

Die Phasenmessung zwischen 2 Sendern ergibt lediglich eine Standlinie, die theoretisch durch eine unendliche Zahl von Orten erfüllt wird. Durch die Einbeziehung eines 3. Senders (C) werden weitere Hyperbelscharen gebildet, die über die Kreuzung der Standlinien den Standort ergeben.

3. Autonome Systeme

Diese Systeme sind dadurch gekennzeichnet, daß sie ihre Navigationsaufgabe ohne aktive Mitwirkung anderer Objekte lösen. Diese Systeme können sowohl boden- als auch bordgebunden sein. Bei den beschriebenen Systemen wird das Reflexionsverfahren benutzt.

3.1. Funkhöhenmesser

Der Funkhöhenmesser ist ein flugzeugautonomes System. Dafür wird die Laufzeit eines hochfrequenten, zur Erdoberfläche ausgesendeten und von dort passiv reflektierten Impulses zur Höhenmessung genutzt.

Während in der Reiseflughöhe barometrische Höhenmesser eingesetzt werden, die den Forderungen bei einem vertikalen Abstand der Flugwege von 300 m genügen, sind in geringen Flughöhen (Landeanflug, nach dem Start, Tiefflug) absolute Höhen über Grund erforderlich, um Bodenberührungen und dadurch Unfälle auszuschließen.

Funkhöhenmesser arbeiten bei Frequenzen von 440, 1630 oder 4300 MHz mit Leistungen von wenigen Watt. Bei Flughöhen von 0 bis 600 m, wofür Funkhöhenmesser häufig ausgelegt sind, beträgt die Impuls-

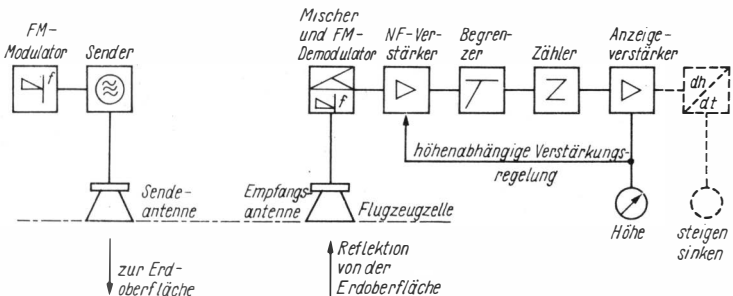


Bild 9 Übersichtsschaltplan des Funkhöhenmessers

laufzeit für den Hin- und Rückweg maximal $2 \mu\text{s}$, was mit den herkömmlichen Mitteln unter den Bedingungen an Bord kaum mit der erforderlichen Genauigkeit zu messen ist. Man bedient sich deshalb einiger Hilfsverfahren. So kann an Stelle des Impulses ein Dauerstrich gesendet werden, der in definierter Form frequenzmoduliert ist. Die Frequenzdifferenz zwischen Sendefrequenz und Echofrequenz ist dann ein unmittelbares Maß für die Flughöhe. Auch die Phasendifferenz eines entsprechend modulierten Signals kann zur Höhenmessung verwendet werden. Zu beachten ist, daß bei Schräglagen des Flugzeugs um 30° Fehler bis zu 15 % auftreten.

An den Funkhöhenmessern können Warnhöhen eingestellt werden, die dem Piloten das Erreichen dieser Höhe beim Sinkflug mit optischem und akustischem Signal anzeigen. Bild 9 zeigt den Übersichtsschaltplan eines Funkhöhenmessers.

3.2. Doppler-Navigator

Der *Doppler-Navigator* ist ein autonomes Bordsystem. Dafür wird die *Doppler-Verschiebung* (s. Abschn. 1.1.) von scharf gebündelten Mikrowellenabstrahlungen genutzt, die vom Flugzeug schräg nach unten gerichtet sind und vom Erdboden reflektiert werden. Diese Anlagen sind im Prinzip Radargeräte (aus denen hervorgegangen), bilden aber nicht die Erdoberfläche auf einem Bildschirm ab, sondern messen die Geschwindigkeit des Flugzeugs über Grund. Die anderen Fahrtmesser zeigen die Geschwindigkeit gegenüber der umgebenden Luft an.

Für das Verständnis des Funktionsprinzips reicht die Betrachtung eines nach vorn unten gerichteten Mikrowellenstrahls, von dem eine diffuse Rückstrahlung zur Empfangsantenne gelangt. Da jedoch die Bewegungsrichtung über Grund nur selten mit der Flugzeugschwerachse übereinstimmt, muß auch der Bewegungsanteil erfaßt werden, der als *Abdrift* bezeichnet wird. Dazu werden 4 Strahlen (manchmal 3) unter festgelegten Winkeln abgestrahlt (Bild 10). Aus der (vereinfachten) Beziehung

$$f_D = \frac{2f_s \cdot v \cdot \cos \varphi}{c}$$

(f_s – Sendefrequenz, v – Geschwindigkeit über Grund)

ist die Abhängigkeit der *Doppler-Verschiebung* f_D vom Abstrahlwinkel φ erkennbar. Die f_D -Werte aller Strahlen werden rechnerisch verarbeitet und ergeben Größe und Richtung der Geschwindigkeit über Grund und nach Integration den Flugweg. Die Probleme der Strahlbreite und der Lageänderung von Flugzeug und Antenne sind bewußt vernachlässigt.

Die Sendefrequenzen liegen in älteren Anlagen bei 8,8 GHz und jetzt oft bei 13,3 GHz, um mit einer kleineren Antenne auszukommen und trotzdem scharf bündeln zu können. Eine weitere Verkürzung der Wellenlänge steigert die Abhängigkeit der Anlage von Niederschlägen.

Als Signale können kontinuierliche Abstrahlung (ggf. mit FM) oder Im-

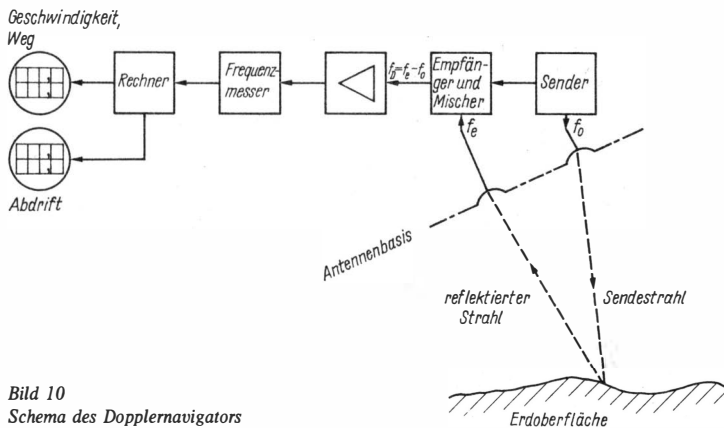


Bild 10
 Schema des Dopplernavigators

pulse ausgesendet werden. Bei pulsmodulierten Anlagen läßt sich für Senden und Empfang dieselbe Antenne zeitlich nacheinander nutzen. Setzt man getrennte Antennen ein, so muß durch geeignete Entkopplung eine Dämpfung von mehr als 50 dB erreicht werden. Die Sendeleistung für CW-Geräte liegt etwa bei 200 mW und steigt für Anlagen mit kontinuierlicher Strahlung bis 2 W an.

Die Aufstellung der behandelten Verfahren und Systeme erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit und komplexe Darstellung. So kann z. B. für die nichtgenannte Funknavigation mit Satelliten auf das *Elektronische Jahrbuch 1985* verwiesen werden. Über diesen hier vorgelegten Inhalt hinausgehend interessierte Leser werden auf die angeführte Literatur verwiesen.

Literatur

- [1] W. Mansfeld, Funkanlagen für Ortung und Navigation, Berlin 1983.
- [2] E. Philippow, Taschenbuch Elektrotechnik, Band 3, Berlin 1969.
- [3] L. Uhlig u. a., Leitfaden der Navigation; Funknavigation, Berlin 1972.
- [4] ..., International Standards and Recommendent Practices Aeronautical Telecommunication. Annex 10. Montreal, ICAO 1972 (Corr. 1983).
- [5] E. Kramar u. a., Funksysteme für Ortung und Navigation, Stuttgart 1973.

Der Schachcomputer und seine Arbeitsweise

Obering. Karl-Heinz Schubert –
Y21XE



Seit 1977 wurden von einigen Elektronikfirmen eine Anzahl Schachcomputer herausgebracht, die einen Schachpartner vollwertig ersetzen können. Zu den leistungstarken Schachcomputern zählen auch die Schachcomputer SC 2 und *Chess Master*, die von jungen Entwicklungskollektiven des VEB *Mikroelektronik Karl Marx* Erfurt gemeinsam mit dem Schachverband der DDR entwickelt wurden. Die Spielstärke dieser beiden Schachcomputer entspricht etwa der eines Leistungsspielers der höheren Spielklasse. Von seinem Elektronikaufbau her gesehen, ist der Schachcomputer ein modifizierter Mikrorechner, der mit seinem eingeschriebenen Programm die Spielregeln des Schachspiels sicher beherrscht. Die Strategie und die Taktik des Schachspiels kann er aber nur so weit entwickeln, wie es im vorgegebenen Programm enthalten ist. Die Schachcomputer unterscheiden sich daher vor allem durch die Qualität des eingegebenen Programms.

Der Aufbau des Schachcomputers

In Bild 1 ist der Übersichtsschaltplan eines Schachcomputers dargestellt. Der Mikroprozessorbaustein (ZVE) *U 880 D* bildet die Steuerzentrale, die über die Busleitungen mit den anderen Bausteinen verbunden ist. Mit den eingehenden Informationen berechnet die ZVE die Schachzüge des Schachcomputers. Wie schnell sie diese Informationen verarbeitet, hängt von der Frequenz des quartzesteuerten Taktgenerators ab (beim SC 2: Systemtakt 2,5 MHz). Im ROM-Speicher (SC 2: 9 Kbyte), dem «Langzeitgedächtnis» des Schachcomputers, sind maskenprogrammiert die Spielregeln des Schachspiels, eine Eröffnungsbibliothek mit Varianten der Spanischen, Sizilianischen, Italienischen und der Französischen Eröffnung sowie weitere strategische Varianten für die Bewertung des Spielstands enthalten. Dazu kommen noch Programmteile, die Ein- und Ausgabebedingungen verarbeiten und den Ablauf organisieren.

Der RAM-Speicher (SC 2: 1 Kbyte) ist das «Kurzzeitgedächtnis» des Schachcomputers, in dem alle aktuellen Daten der laufenden Schachpartie gespeichert werden. Mit dem Dekoderbaustein wird die ZVE mit den Speichern verbunden. Das Tonsignal signalisiert die Arbeitsbereitschaft des Schachcomputers, quittiert Tasteneingaben und meldet die Zugausführung

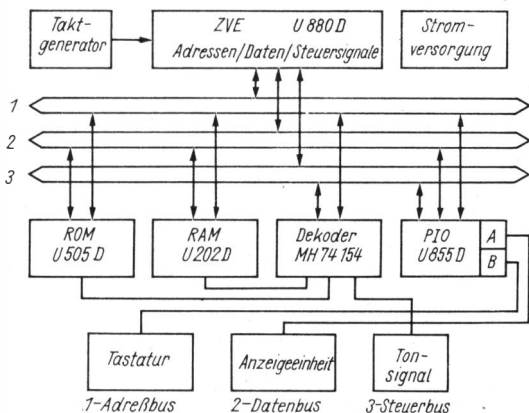


Bild 1 Übersichtsschaltplan eines modernen Schachcomputers (SC 2, VEB Mikroelektronik Karl Marx Erfurt)

des Schachcomputers. Über eine Tastatur werden die für die Berechnung der Gegenzüge erforderlichen Daten sowie weitere Befehle dem Schachcomputer eingegeben. Mit der Anzeigeeinheit, meist 4stellig, werden die optische Eingabe und die Ausgabe der vom Schachcomputer ausgeführten Züge kontrolliert sowie die Ausgabe von Kontrollinformationen überprüft. Die Zugfolge wird dabei in der Form Ausgangsfeld – Zielfeld der zu ziehenden Figur angegeben. Beim *Chess Master* entfällt diese Anzeige, da Figurenbewegungen auf dem Schachbrett automatisch durch Sensoren (Figurenmagnet und Felder mit *Hall-Schaltkreis*) erkannt werden. Mit der Figurenbewegung wird damit gleichzeitig der Zug in den Schachcomputer eingegeben. Die Zugausführung des Schachcomputers wird mit Lichtemittierdioden angezeigt. Dazu enthält jedes Schachfeld eine solche LED.

Weitere digitale Schaltkreise der *D-10*-Serie und Transistoren wirken als Bustreiber, als Taktgenerator und zur Ansteuerung von Ein- und Ausgabe. Das Netzteil stellt eine mit einem Festspannungsregler stabilisierte Betriebsspannung von +5 V bereit. Das ist etwa der Umfang der Hardware eines Schachcomputers. Sie entspricht in etwa der eines Mikrorechners. Wesentlich interessanter ist die Software des Schachcomputers, mit der der Schachcomputer erst Schach spielen kann.

Die Software des Schachcomputers

Das Programm eines Schachcomputers befindet sich in dem maskenprogrammierten ROM, ausgeführt in der Assemblersprache der ZVE (*U 880 D*). Beim Schachcomputer SC 2 ist dafür der ROM-Speicherumfang 9 Kbyte. In diesem Speicherumfang ist alles unterzubringen, was der Schachcomputer

wissen muß. Da sich nur Zahlen verarbeiten lassen, kann z. B. die übliche Notation intern nicht verarbeitet werden. Daher werden (wie beim Fernschach) die Schachfelder nur mit Zahlen kodiert (Speicherplatzadresse). Meist wird das Schachfeld auf 10x12 Felder erweitert. Die zusätzlichen Felder sind aber nicht belegbar, so daß Schachfiguren das reguläre Spielfeld nicht verlassen können. Für die Positionsspeicherung ist dann noch der Adreßwert maßgebend, z. B.:

	Weiß	Schwarz
leeres Feld	0	0
nichtbelegbares Feld	99	99
Bauer	+1	-1
Springer	+2	-2
Läufer	+3	-3
Turm	+4	-4
Dame	+5	-5
König	+6	-6

Durch einfache Adreßaddition kann nun der Schachcomputer die Zugfolge nachvollziehen. Dabei sind noch die Schachregeln für die einzelnen Figuren zu berücksichtigen. Der Adreßwert der angestrebten Adresse darf auch nicht 99 sein, weil dann die Figur außerhalb des Schachfelds wäre. Für Spezialzüge, z. B. Rochade, en passant-Schlagen und Bauernumwandlung, sind besondere Positionsberechnungen vorhanden.

Wesentlich komplizierter ist der Rechenaufwand für den Schachcomputer bei der Ausführung eines Zuges. So muß er:

- eine Anzahl Probezüge erzeugen,
- die damit erreichten Stellungen bewerten,
- sich für einen bestimmten Zug entscheiden.

Grundlage sind Elemente der Spieltheorie, die an Hand eines Spielbaums (s. Bild 2) abgearbeitet werden können. Dabei haben sich 3 Strategien herausgebildet:

- die A-Strategie (Brute Force Structure – Gewalttheorie),
- die B-Strategie (dynamische Anpassung) und
- die C-Strategie (Einfall-Methode).

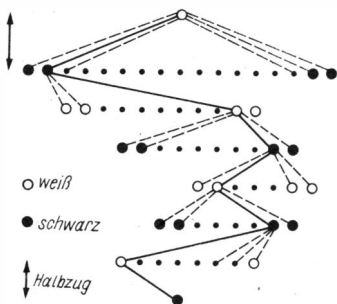


Bild 2
Prinzipielle Darstellung der Verzweigungsmöglichkeiten bei fortlaufend auszuführenden Halbzügen (Spielbaumdarstellung)

Die A- und die B-Strategie, die bei Schachcomputern anzutreffen sind, wurden von dem Mathematiker *Claude E. Shannon* ausgearbeitet.

Bei der A-Strategie werden alle Verästelungen des Spielbaums bis zu einer bestimmten Tiefe untersucht. Das schafft kein Schachcomputer, weil jede Seite bei einem Halbzug bis zu 38 unterschiedliche Möglichkeiten zum Ziehen hat. Bei 2 Halbzügen wären das $38^2 = 1444$ Stellungen, bei 4 Halbzügen schon $38^4 = 2085136$ Stellungen, bei 6 Halbzügen gar über 3 Milliarden Stellungen, die es zu bewerten gilt. Dabei gibt es viele Stellungen, die zwar den Schachregeln entsprechen, aber unsinnig sind.

Die B-Strategie geht davon aus, nur erfolgversprechende Halbzüge zu untersuchen, wie es ähnlich jeder gute Schachspieler praktiziert. Entscheidend ist die Stellung auf dem Schachbrett. Werden nur jeweils 5 Probezüge bei 6 Halbzügen berücksichtigt, so ergibt das $5^6 = 15625$ Stellungen, die es zu analysieren gilt. Dabei besteht aber die Gefahr, daß langfristig erfolgversprechende Züge vom Schachcomputer nicht verfolgt werden. Es mußten deshalb Kriterien in Unterprogrammen festgelegt werden, die die Bewertung von Stellungen unterstützen. Solche Kriterien sind z. B.:

- Beweglichkeit der Figuren,
- Materialgleichgewicht,
- Beherrschung des Zentrums,
- Sicherheit des Königs,
- Bauernstruktur.

Um die Entscheidungen auch numerisch bewerten zu können, werden entsprechend der Schachtheorie positive (Weiß) und negative (Schwarz) Punktezahlen im Programm festgelegt. Mit dem zusätzlichen Minimal-Maximal-Verfahren (Minimax) bemüht sich nun der Schachcomputer, seine Entscheidungen so zu treffen, daß er den möglichen maximalen Gewinn des Gegners zu minimieren sucht. Ergänzt wird dieses Verfahren durch das Alpha-Beta-Prinzip. Mit Alpha wird der beste weiße Zug, mit Beta der beste schwarze Zug benannt. Werden Probezüge untersucht, so wird bei allen Stellungen, die für den Gegner gewinnbringender sind, die Suche in die Tiefe abgebrochen. Dabei berücksichtigt der Schachcomputer frühere Probezüge, was eine weitere Einsparung in der Sucharbeit bringt.

Die numerische Bewertung von Stellungen macht eigentlich den Schachcomputer überlegen gegenüber dem Schachspieler, der ja nur mit seinem Wissen und seinen Erfahrungen, oft intuitiv, seine Halbzüge auswählt. Daher hat man die Schachcomputer so konstruiert, daß ihre Spielqualität verändert werden kann, damit man gegen ihn nicht immer nur verliert. Auch der Schachcomputer hat durchaus Schwachstellen, so daß er gegenüber dem Schachspieler im Nachteil ist. So opfert er gewollt keine Figuren, weil er ja mit Spielbeginn keinen langfristigen Plan verfolgt. Auf Grund des Programms ist der Schachcomputer zwar in der Schachtaktik gut, aber mit der Schachstrategie hat er seine Mühen. Da es sein Prinzip ist, möglichst viel Material zu gewinnen, aber möglichst wenig zu verlieren, fällt er auch meist auf die als Köder ausgelegten «vergifteten» Opfer herein, wie sie bei Gambitspielen üblich sind. Seine «Freßlust» ist dann größer als sein Überleben. Das macht den Schachcomputer eigentlich wieder «menschlich».

Kurzinformationen zum Schachcomputer SC 2

Der Schachcomputer SC 2 hat zur Informationseingabe 15 Tasten, zur optischen Informationsausgabe eine 4stellige 7-Segment-Anzeige und 3 LED für Schach und Matt. Die akustische Informationsausgabe arbeitet mit Doppelton bei Netzanschluß und bei Rückstellen, mit Einfachton bei der Tastenbetätigung, bei der Zugausgabe und nach Ablauf der Bedenkzeit des Spielers. Spezialzüge wie Rochade, en passant-Schlagen und Bauernumwandlung werden erkannt und ausgeführt. Ebenso werden Matt- und Patt-Stellungen erkannt und angezeigt. Der aktuelle Spielstand wird gespeichert und läßt sich wieder abrufen.

Durch entsprechende Tastenbetätigung kann der Schachcomputer SC 2 mit den weißen oder schwarzen Figuren spielen. Dabei lassen sich 10 Programmstufen mit unterschiedlicher Bedenkzeit programmieren. Das Lösen von Schachaufgaben und die Schachanalyse sind über die Problemeingabetaste möglich (bis etwa Dreizüger). Zum besseren Stand haben die hölzernen Schachfiguren Magnetgummifüße. Bei der optischen Anzeige der Züge wird 2stellig links das Ausgangsfeld und rechts das Zielfeld angegeben. Jedes Feld enthält zum Erkennen der Figurenposition links unten seine Bezeichnung (A1 bis H8).

Mit einer reichhaltigen Eröffnungsbibliothek, einem Zufallsgenerator und einem ausführlichen Spielprogramm sind abwechslungsreiche Schachpartien möglich. Das Spielprogramm arbeitet mit der B-Strategie, wobei die Zugauswahl mit dem Minimax-Verfahren und dem Alpha-Beta-System unterstützt wird.

Kurzinformationen zum Schachcomputer *Chess Master*

Eine wesentliche Verbesserung bedeutet der Schachcomputer *Chess Master*, der nicht nur über eine ausgefeilte Sensorelektronik verfügt, sondern auch

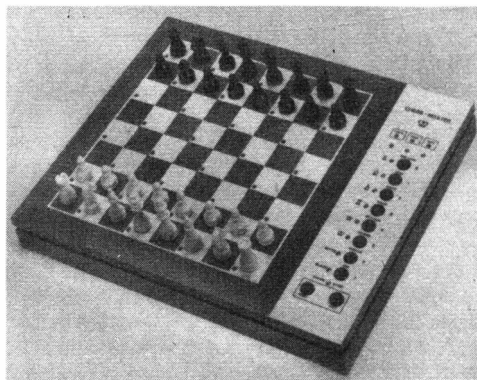


Bild 3

Ansicht des Schachcomputers Chess Master (VEB Mikroelektronik Karl Marx Erfurt)

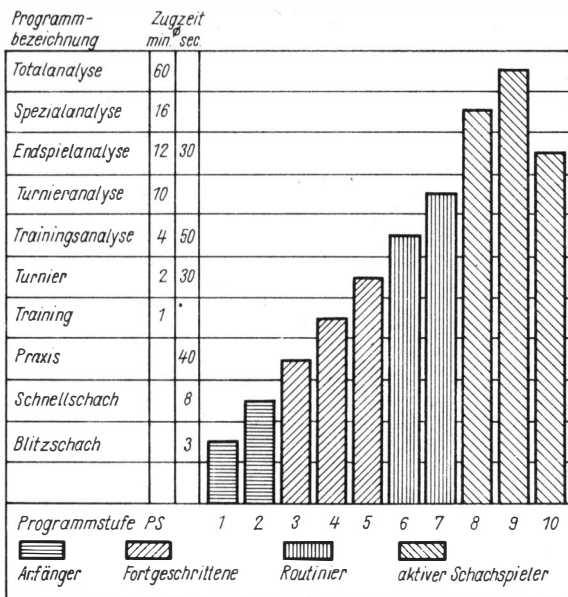


Bild 4 Diagramm der Spielstärke des Schachcomputers SC 2

im Spielvermögen gesteigert wurde. So konnte er erfolgreich an der Schachcomputer-Weltmeisterschaft 1983 teilnehmen. Dafür wurde die Eröffnungsbibliothek auf 180 Eröffnungsvarianten erweitert und eine modifizierte A-Strategie mit Minimax-Verfahren und Alpha-Beta-System eingesetzt. Damit werden je Sekunde bis zu 15 Stellungen bewertet. Mit den 8 Spielstärken liegen die Rechenzeiten im Bereich von 2 s bis 12 h. Schachaufgaben können bis zum Vierzuger bearbeitet werden.

Die Sensorelektronik arbeitet mit Hall-Kontakt und LED-Anzeige in jedem Schachfeld. Damit werden Figurenbewegungen auf dem Schachbrett automatisch erkannt und als Zugeingabe in den Computer gegeben. Der Zug wird über die 64 LED auf den Schachfeldern ausgegeben. Mit den 8 Funktionstasten kann der *Chess Master* programmiert werden, um gegen einen Spieler oder sich selbst zu spielen bzw. um als Schiedsrichter für 2 Spieler zu arbeiten. Dazu gehören auch Farbwechsel, 4 Zufallsstufen, 8 Spielstärken, Problemeingabe, Stellungsänderungen und Tips für gute Züge. Neben einem Kontrollton werden Schach, Matt und Patt optisch angezeigt. Spielbedingungen und Positionen sind jederzeit beliebig wechselbar, außerdem ist die Spielerbedenkzeit nutzbar für die Zugberechnung. Selbstverständlich ist es, daß der *Chess Master* die Regeln des Schachspiels umfassend beherrscht.

Die sowjetische CMOS-Serie K 176

Ing. Klaus K. Streng

Seit über 10 Jahren gibt es in der UdSSR die CMOS-Serie K 176. Da sie mit ihrer Speisespannung von $9,0 \pm 0,45$ V von allen international bekannten CMOS-Serien abweicht, ist sie mit diesen nicht kompatibel, auch nicht bei Funktions- und Pinbelegungsähnlichkeit einiger IS. Die sowjetische Elektronikindustrie schuf deshalb auch vor einigen Jahren die Serien K 561/K 564, die der internationalen Serie 4000 A entsprechen. Deshalb wurde die Serie K 176 als veraltet bezeichnet. Daß dieses Urteil nicht ganz stimmen kann, beweisen unter anderem Veröffentlichungen in der sowjetischen Fachpresse [1], [2], [3], [4]. Man findet in ihnen Daten, Pinbelegung und Applikationsbeispiele der «totgesagten» CMOS-Serie. Es muß eines klargestellt werden: Die Industrie der DDR setzt IS der Serie K 176 nicht mehr ein, wie der VEB *Applikationszentrum Elektronik* Berlin (AEB) ausdrücklich bestätigte. Aber im Amateurbedarfshandel der DDR und in importierten sowjetischen Geräten (z. B. Tischquarzelektronikuhren) tauchen immer wieder mehr oder weniger unbekannte IS der Serie K 176 auf. Man muß aber ergänzen: Nicht alle diese IS haben Paralleltypen in der «modernerer» Serie K 561/K 564 und erst recht nicht in der internationalen Serie 4000, von denen die Industrie der DDR bereits 23 Typen (1984) fertigt. Es liegt deshalb nahe, einmal alle bisher bekannten IS der Serie K 176 zusammenzustellen, allerdings mit 2 Einschränkungen:

- Nicht alle dieser IS wurden in die DDR importiert, weder als Einzeltypen noch als Bestandteil sowjetischer Elektronikgeräte.
- Nicht alle relevanten Daten und Pinbelegungen der aufgezählten IS konnten ermittelt werden. Bei den Recherchen wurden zahlreiche Veröffentlichungen aus der UdSSR konsultiert (Kataloge und Fachzeitschriften) sowie Veröffentlichungen aus anderen Ländern (unter anderem aus den USA, der ČSSR und der DDR). Freundliche Hilfe leistete auch der VEB *Applikationszentrum Elektronik* Berlin.

In Tabelle 1 sind alle IS der Serie K 176 zusammengestellt, soweit sie bekannt sind. In alphanumerischer Reihenfolge sind die sowjetischen Typen genannt, ihre jeweilige Funktion, ihr pincompatibles Äquivalent in der 4000er Serie und die Bildnummer, aus der die Pinbelegung hervorgeht. Die gemeinsamen Daten aller IS der Serie K 176 werden in der Tabelle 2 genannt. Mit diesen – gelegentlich lückenhaften – Angaben dürfte vielen Elektronikamateuren geholfen sein, wie aus Leserbriefen hervorgeht.

Tabelle 1 Die sowjetische CMOS-Serie K 176 (Stand: Ende 1984)

Typ	Funktion	Pinbelegung	Bild
K 176 ИД 1	4-zu-10-Dekoder	'4028	1
K 176 ИД 2	BCD-zu-7-Segment-Dekoder	'4543	2
K 176 ИД 3	BCD-zu-7-Segment-Dekoder, o.D.	-	2
K 176 ИЕ 1	6-bit-Binärzähler	-	3
K 176 ИЕ 2	5-bit-Zähler, binär/dekadisch	-	4
K 176 ИЕ 3	Binärzähler bis 6 + 7-Segment-Dekoder	-	5
K 176 ИЕ 4	Binärzähler bis 10 + 7-Segment-Dekoder	-	6
K 176 ИЕ 5	15-bit-Schieberegister	-	7
K 176 ИЕ 8	Dekadenzähler + Dezimaldekoder	'4017	8
K 176 ИЕ 12	Binärzähler mit Teiler durch 16	-	9
K 176 ИЕ 13	4-bit-Binärzähler	-	10
K 176 ИЕ 17	4-bit-Binärzähler	-	11
K 176 ИЕ 18	Binärzähler mit Teiler durch 16	-	12
K 176 ИМ 1	4-bit-Volladdierer	'4008	13
K 176 ИП 1	4-bit-ALU	'4057	14
K 176 ИР 2	2 statische 4-bit-Schieberegister	'4015	15
K 176 ИР 3	Universelles 4-bit-Schieberegister	-	16
K 176 ИР 4	Statisches 64-bit-Schieberegister	'4031	17
K 176 ИР 6	Bidirektionales statisches 4-bit-Schieberegister	'4034	18
K 176 ИР 9	Statisches 4-bit-Schieberegister	'4035	19
K 176 ИР 10	Statisches 18stufiges Schieberegister	('4006)	20
K 176 КТ 1	4 bilaterale Schalter	'4016	21
K 176 ЈА 7	Vierfach-NAND-Gatter mit je 2 Eingängen	'4011	22
K 176 ЈА 8	Dual-NAND-Gatter mit je 4 Eingängen	'4012	23
K 176 ЈА 9	Dreifach-NAND-Gatter mit je 3 Eingängen	'4023	24
K 176 ЈЕ 5	Vierfach-NOR-Gatter mit je 2 Eingängen	'4001	25
K 176 ЈЕ 6	Dual-NOR-Gatter mit je 4 Eingängen	'4002	26
K 176 ЈЕ 10	Dreifach-NOR-Gatter mit je 3 Eingängen	'4025	27
K 176 ЈИ 1	AND-Gate mit 9 Eingängen und 1 Inverter	-	28
K 176 ЈИП 1	2 Komplementär-MOSFETs und 1 Inverter	'4007	29
K 176 ЈИП 2	Vierfach-EXNOR-Gatter mit je 2 Eingängen	'4030	30
K 176 ЈИП 4	Dual-NOR-Gatter mit je 3 Eingängen und 1 Inverter	'4000	31
K 176 ЈИП 11	Dual-NOR-Gatter mit je 4 Eingängen und 1 Inverter	-	32
K 176 ЈИП 12	Dual-NAND-Gatter mit je 4 Eingängen und 1 Inverter	-	33
176 ЈИС 1	Dreifach-AND-OR-Gatter mit je 3 Eingängen	-	34
K 176 ПЧ 1	Invertierender Fünffach-Pegelkonverter	-	35
K 176 ПЧ 2	Invertierender Sechsfach-Pegelkonverter	'4009	36

Typ	Funktion	Pinbelegung	Bild
K 176 ПЧ 3	Nichtinvertierender Sechsfach-Pegelkonverter	'4010	37
K 176 ПЧ 5	Vierfach-Pegelkonverter mit komplementären Ausgängen	('4041)	38
K 176 TB 1	Dual-Master-Slave-Flip-Flop	'4027	39
K 176 TM 1	Dual-D-Flip-Flop mit R _D -Anschluß	'4003	40
K 176 TM 2	Dual-D-Flip-Flop mit S- und R _D -Anschluß	'4013	41
K 176 TP 1	4 RS-NAND-Speicher-Flip-Flop	'4044	42

Tabelle 2 Gemeinsame Daten der CMOS-Familie K 176

U_{DD}	+9,0 V ± 5 %
kurzfristig (maximal 3 s)	+ 12 V
U_{IH}	9,0 V
U_{IL}	0,3 V
I_{IH}	0,1 µA
I_{IL}	-0,1 µA
U_{OH}	8,2 V
U_{OL}	0,3 V
C_m	10...14 pF
M	0,9 V
t_D	200 ns
ϑ_A	-10...+70 °C

Nun zu den einzelnen IS in der Tabelle 1. *K 176 ИД 1* (Bild 1) ist ein 4-zu-10-Dekoder, der die gleiche Pinbelegung hat wie der internationale '4028 (in der DDR als *V 4028 D* hergestellt). Da er unter anderem in [5] beschrieben wurde, kann auf Näheres verzichtet werden. Eine Warnung allerdings, die für alle IS der Serie *K 176* gilt! Die gleiche Pinbelegung (Pinkompatibilität) wie ein IS der Serie *4000* heißt nicht Austauschbarkeit! Um es zu wiederholen: Die Speisespannungen der Serie *K 176* und der Serie *4000* können unterschiedlich sein, ihr Grenzwert (Maximalwert) ist es unbedingt!

Ein anderer Dekoder ist der *K 176 ИД 2*. Seine Pinbelegung (Bild 2) entspricht der des '4543, und sein Einsatz ist etwa der gleiche. Er wird dazu benutzt, die BCD-Signale von einem Zählerausgang (mathematisch korrekt) an die einzelnen Segmente eines 7-Segment-Display (z. B. *АЛ 307*) zu verteilen. Kaum bekannt ist der *K 176 ИД 3*. Er hat gleiche Daten und Pinbelegung wie der *176 ИД 2*, aber offene Kollektoren (hier eigentlich offene Drainelektroden).

Es folgen die zahlreichen Zähler. *K 176 ИЕ 1* ist ein 6-bit-Binärzähler. Seine maximale Zählfrequenz liegt bei 1 MHz, er nimmt aus der Betriebsspannungsquelle 2,1 mA auf. In Bild 3 ist seine Pinbelegung wiedergegeben.

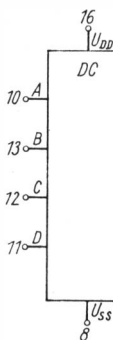


Bild 1
K 176 ИД 1

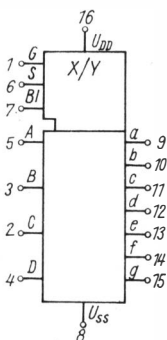


Bild 2
K 176 ИД 2,
K 176 ИД 3

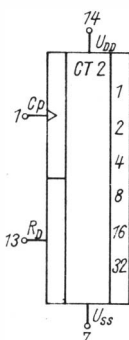


Bild 3
K 176 ИЕ 1

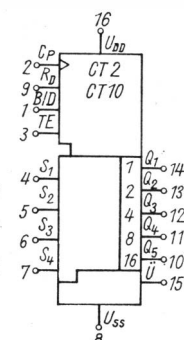


Bild 4
K 176 ИЕ 2

K 176 ИЕ 2 ist ein 5-bit-Zähler, der umschaltbar binär und dekadisch arbeiten kann. Wie Bild 4 zeigt, hat er aber eine andere Pinbelegung als der funktionsgleiche '4029. Seine wichtigsten Daten: $I_B = 0,1 \text{ mA}$, $f_{\text{max}} = 2 \text{ MHz}$; $C_{\text{in}} = 10 \text{ pF}$.

K 176 ИЕ 3 ist die Kombination eines Zählers bis 6 (Modulo 6) und eines 7-Segment-Dekoders (Bild 5). An seine Ausgänge kann z. B. ein 7-Segment-Flüssigkristall-Display angeschlossen werden. Auf eine Besonderheit soll hingewiesen werden: An Pin 2 ist der Ausgang der 5. und an Pin 3 der Ausgang der 2. Zählstufe (digit) angeschlossen.

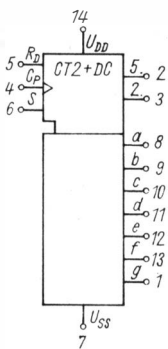


Bild 5
K 176 ИЕ 3

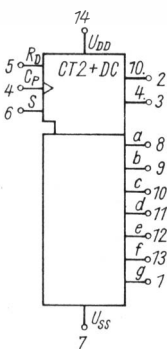


Bild 6
K 176 ИЕ 4

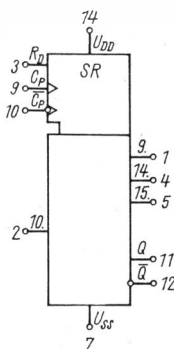


Bild 7
K 176 ИЕ 5

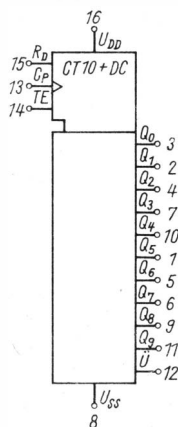


Bild 8
K 176 ИЕ 8

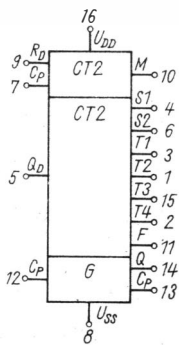


Bild 9
K 176 HE 12

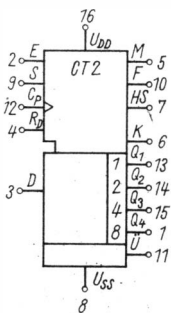


Bild 10
K 176 HE 13

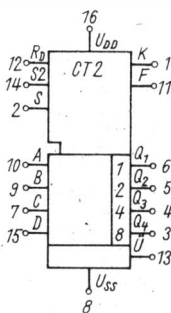


Bild 11
K 176 HE 17

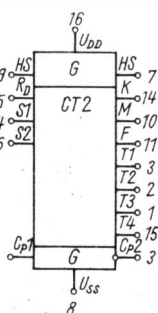


Bild 12
K 176 HE 18

Eng verwandt ist der Modulo-10-Zähler K 176 HE 4 (Bild 6). Der einzige Unterschied zwischen den Pinbelegungen beider Zähler-IS besteht darin, daß beim K 176 HE 4 an Pin 2 der Ausgang der 10. Stufe, an Pin 3 der Ausgang der 4. Stufe geführt ist. Der K 176 HE 5 (Bild 7) stellt eine Ausnahme dar. Gemäß seiner Bezeichnung HE und der Zeichnung seiner Pinbelegung [6], [7] ist es ein (Binär-) Zähler. In den Fachliteraturquellen, zum Teil denselben, wird er als 15-bit-Schieberegister aufgeführt, obwohl für diese Art von IS gemäß GOST 18 682-73 die Kennbuchstaben HP festgelegt sind. Das führte zur Verwirrung. In der Pindarstellung laut Bild 7 stimmen jedenfalls alle konsultierten Quellen überein, man darf deshalb annehmen, daß sie in Ordnung ist!

Die zuletzt genannten IS K 176 HE 1 bis K 176 HE 5 haben keinen Paralleltyp in der Serie 4000, sind aber relativ zahlreich bei Elektronikamateuren zu finden. Also: Achtung beim eventuellen Ersatz solcher Typen, wie es z. B. bei Reparaturen von importierten Geräten vorkommen kann!

Ein weiterer Zähler ist der K 176 HE 8, der in seiner Pinbelegung unserem V 4017 gleicht. Er ist ein 5stufiger Johnson-Zähler (in der sowjetischen Literatur Dekadenzähler genannt) mit Dezimaldekoder. Seine wichtigsten Daten: $I_B = 0,1 \text{ mA}$; $f_{\text{max}} = 2 \text{ MHz}$; $C_{\text{in}} = 14 \text{ pF}$. In Bild 8 ist die Pinbelegung dieses Zählers zu sehen.

Von den folgenden Zählern liegen die Daten nur zum geringen Teil vor, von ihrem Import in die DDR ist nichts bekannt (Ende 1984). Es sind das: der K 176 HE 12 (Bild 9); ein komplizierter IS, der 2 unterschiedliche Binärzähler und einen Oszillator enthält. In einem Anwendungsbeispiel in [2] wird der K 176 HE 12 in elektronischen Quarzuhren gezeigt: Ein Oszillator mit einem Quarz zwischen Pin 12 und Pin 13 erzeugt die Grundfrequenz 32 768 Hz, sie wird heruntergeteilt zunächst um den Faktor 2^{15} (Pin 4), dann im Zähler 2 nochmals um den Faktor 60. Am Ende steht an Pin 10 eine Frequenz von $1/60 \text{ Hz}$ zur Verfügung, mit der die Uhr angesteuert wird (1 Impuls je Minute).

Vom 4-bit-Binärzähler *K 176 HE 13* (Bild 10) ist lediglich die Pinbelegung bekannt. Die Anschlußbezeichnungen wurden aus der Primärliteratur [3] übernommen.

Mit den Zählern *K 176 HE 17* und *K 176 HE 18* endet vorläufig die Liste der Zähler der Serie *K 176* (Ende 1984). Daten fehlen ebenfalls noch völlig bei diesen beiden Binärzählern (Bild 11 und Bild 12), doch ist bekannt, daß ihr Hauptanwendungsgebiet Quarzuhren sind.

Es folgt in Tabelle 1 der *K 176 HM 1*, ein 4-bit-Volladdierer, der in Pinbelegung und Funktion dem internationalen '4008 entspricht. Bild 13 zeigt seine Pinbelegung. Nachstehend einige wichtige Daten. $I_B = 0,9 \text{ mA}$; Verzögerungszeit: von Summeneingang zu jedem beliebigen Summenausgang 1900 ns, vom Summeneingang zum Übertragungsausgang 600 ns, von Übertragungsein- zu Übertragungsausgang 360 ns.

Der nächste IS der Tabelle 1 ist ein «Außenseiter», der wahrscheinlich längst nicht mehr gefertigt wird. Es ist der LSI mit der Bezeichnung *K 176 HP 1*, eine 4-bit-arithmetisch-logische Einheit (ALU), der dem '4057 A entspricht. Bild 14 zeigt an Hand des Übersichtsschaltplans eines «Innenlebens», wie kompliziert derartige IS sein können. Man stelle sich eine ausführliche Innenschaltung (mit allen Transistoren!) dieser LSI vor!

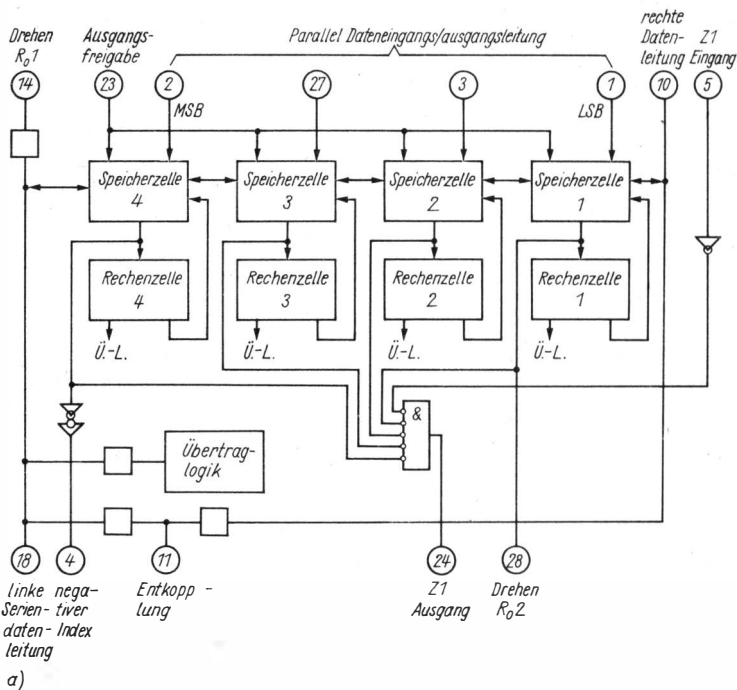
K 176 HP 2 (Bild 15) enthält 2 statische 4-bit-Schieberegister und entspricht dem '4015, der in der DDR *V 4015 D* heißt. Seine Funktion dürfte bekannt sein, auch er wurde unter anderem in [5] beschrieben.

K 176 HP 3, ebenfalls ein 4-bit-Schieberegister (Bild 16), hat keinen Paralleltyp in der Serie 4000. Er ist sowohl für Serien- als auch Parallelbetrieb geeignet. Tabelle 3 gibt einen Überblick über sein logisches Verhalten (Wahrheitstabelle).

Tabelle 3 Logisches Verhalten (Wahrheitstabelle) des *K 176 HP 3*

Betriebsart	Eingänge				Ausgänge							
	Tp	Cp1	Cp2	Ds	D1	D2	D3	D4	Q1	Q2	Q3	Q4
Serien- eingabe	L	┘	X	H	X	X	X	X	H	L	L	L
	L	┘	X	L	X	X	X	X	L	H	L	L
	L	┘	X	L	X	X	X	X	L	L	H	L
	L	┘	X	H	X	X	X	X	H	L	L	H
Parallel- eingabe	H	X	┘	X	H	H	H	H	H	H	H	H
	H	X	┘	X	L	L	L	L	L	L	L	L
	H	X	┘	X	H	H	L	L	H	H	L	L
	H	X	┘	X	L	L	H	H	L	L	H	H

Anschließend in Tabelle 1: das 64stufige statische Schieberegister *K 176 HP 4* (Bild 17), das dem internationalen '4031 in Funktion und Pinbelegung entspricht, das 8stufige bidirektionale statische Schieberegister



K 176 MП 1

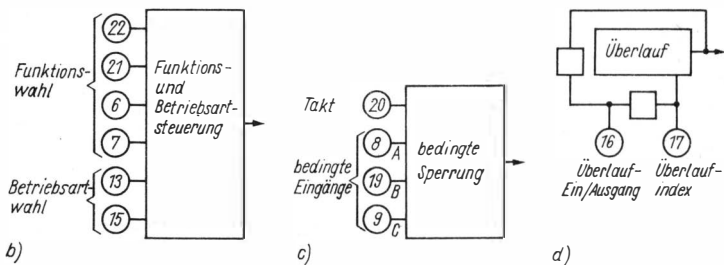


Bild 14
K 176 ИП 1

K 176 ИП 6 (Bild 18) (entspricht dem '4034, in der DDR als V 4034 D bekannt), das 4stufige synchrone statische Schieberegister K 176 ИП 9 (Bild 19) (entspricht dem '4035, in der DDR V 4035 D) und das 18-bit-statische Rechtsschieberegister K 176 ИП 10 (Bild 20) (funktions-, aber nicht pinbelegungsgleich mit den internationalen '4006).

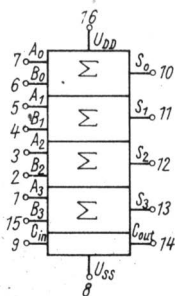


Bild 13
K 176 ИМ 1

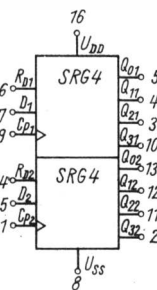


Bild 15
K 176 ИР 2

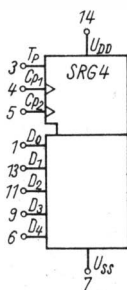


Bild 16
K 176 ИР 3

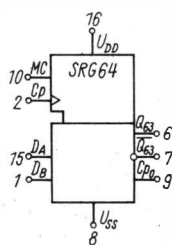


Bild 17
K 176 ИР 4

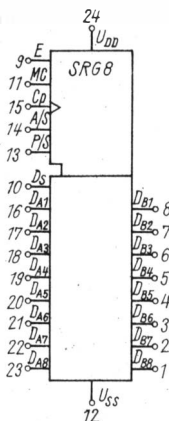


Bild 18
K 176 ИР 6

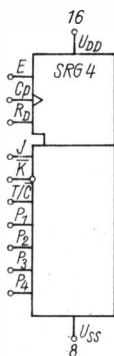


Bild 19
K 176 ИР 9

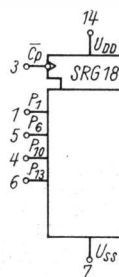


Bild 20
K 176 ИР 10

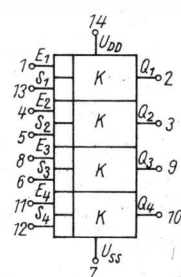


Bild 21
K 176 КТ 1

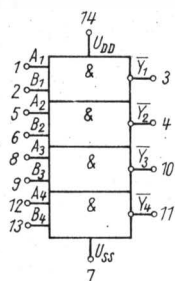


Bild 22
K 176 ЛА 7

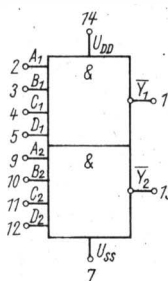


Bild 23
K 176 ЛА 8

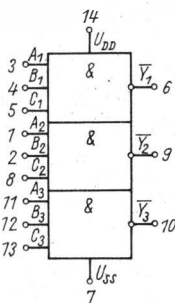


Bild 24
K 176 ЛА 9

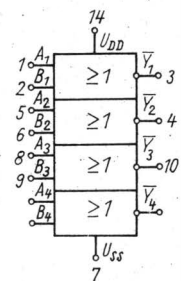


Bild 25
K 176 ЛЕ 5

Es folgt ein CMOS, der keinen funktionsgleichen Typ in den TTL-Serien hat: Der *K 176 KT 1* (Bild 21) ist ein Vierfach-Umschalter, der in Funktion und Pinbelegung dem '4016 entspricht.

Es folgen die ältesten IS der Reihe *K 176*, die Gatter [8]:

K 176 JA 7 ist ein Vierfach-NAND-Gatter mit je 2 Eingängen (\approx '4011, bei uns als *V 4011 D* bekannt) – Bild 22.

K 176 JA 8 ist ein Dual-NAND-Gatter mit je 4 Eingängen (\approx '4012, bei uns *V 4012 D*) – Bild 23.

K 176 JA 9, ein Dreifach-NAND-Gatter mit je 3 Eingängen (\approx '4023, bei uns *V 4023 D*) – Bild 24.

K 176 JE 5, ein Vierfach-NOR-Gatter mit je 2 Eingängen (\approx '4001, in der DDR *V 4001 D*) – Bild 25.

K 176 JE 6, ein Dual-NOR-Gatter mit je 4 Eingängen (\approx '4002, in der DDR bis Ende 1984 nicht gefertigt) – Bild 26.

K 176 JE 10, ein Dreifach-NOR-Gatter mit je 3 Eingängen (\approx '4025, in der DDR bis Ende 1984 nicht gefertigt) – Bild 27.

Der CMOS *K 176 JH 1* ist ein 9faches AND-Gatter mit einem Inverter (Bild 28). Seine Pinbelegung konnte nicht mit Sicherheit in Erfahrung ge-

Bild 26
K 176 JE 6

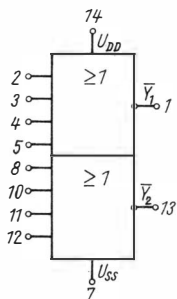


Bild 27
K 176 JE 10

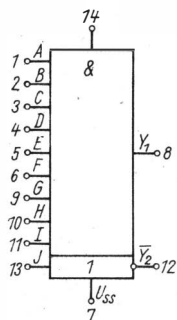
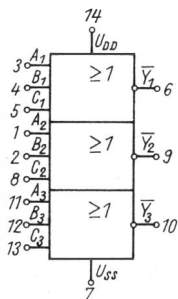


Bild 28
K 176 JH 1

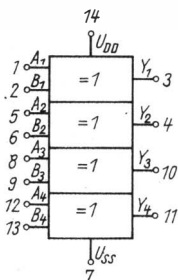


Bild 29
K 176 JH 1

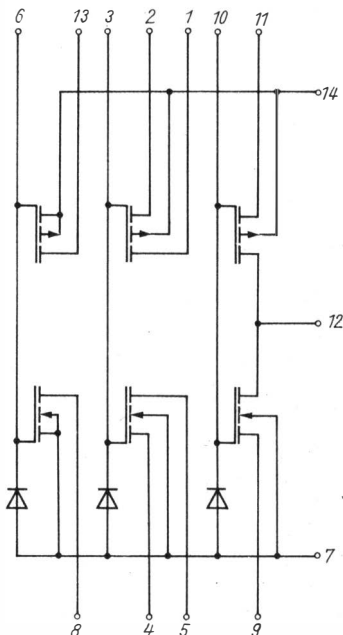


Bild 30
K 176 JH 1

Bild 31
K 176 ЛП 4

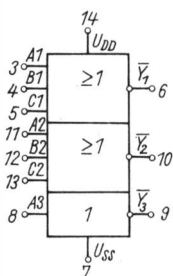


Bild 32
K 176 ЛП 11

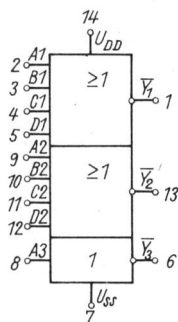


Bild 33
K 176 ЛП 12

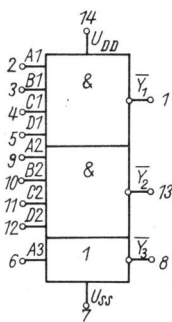
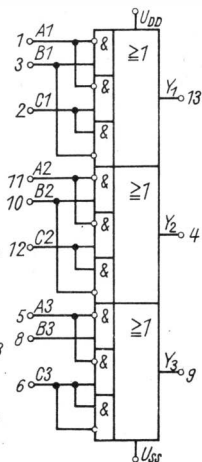


Bild 34
K 176 ЛС 1



bracht werden. Von seinen Daten ist lediglich bekannt: $I_B = 0,4 \mu\text{A}$; t_D aller Gatter = 250 ns.

K 176 ЛП 1, 2 Komplementär-MOSFET und 1 Inverter (\cong '4007, bei uns V 4007 D) – Bild 29.

K 176 ЛП 2, ein Vierfach-Exklusiv-OR-Gatter mit je 2 Eingängen (\cong '4030, bei uns V 4030 D) – Bild 30.

K 176 ЛП 4, ein Dual-NOR-Gatter mit je 3 Eingängen und 1 Inverter (\cong '4000, in der DDR bis Ende 1984 nicht gefertigt) – Bild 31.

K 176 ЛП 11, ein Dual-NOR-Gatter mit je 4 Eingängen und 1 Inverter, kein Vergleichstyp in der Serie 4000 – Bild 32.

K 176 ЛП 12, ein Dual-NAND-Gatter mit je 4 Eingängen und 1 Inverter, ebenfalls kein Vergleichstyp in der Serie 4000 – Bild 33.

K 176 ЛС 1, ein relativ neues Dreifach-AND-OR-Gatter mit je 3 Eingängen, dessen Pinbelegung nicht erfahren werden konnte. Von seinen Daten ist nur der Strom I_B bekannt: 0,2 mA – Bild 34.

Es folgen die Pegelkonverter.

K 176 ПУ 1, ein invertierender Fünffach-Pegelkonverter, der keinen Paralleltyp in der Serie 4000 hat – Bild 35. Die wichtigsten Daten: $I_B = 0,7 \text{ mA}$; $t_D = 250 \text{ ns}$.

K 176 ПУ 2, ebenfalls ein invertierender Pegelkonverter, allerdings 6fach. Er ist funktions- und pincompatibel mit dem '4009 der A-Serie. $I_B = 5 \text{ mA}$; $t_{DLH} = 110 \text{ ns}$; $t_{DHL} = 130 \text{ ns}$ – Bild 36.

K 176 ПУ 3, ein nichtinvertierender Pegelkonverter mit den gleichen Strömen und Zeiten wie K 176 ПУ 2, internationaler Vergleichstyp '4010 der A-Serie – Bild 37:

K 176 ПУ 5, ein Vierfach-AND-NAND-Pegelkonverter, der keinen Paralleltyp in der Serie '4000 hat. Daten lagen bei der Manuskriptabfassung

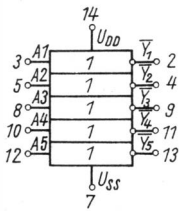


Bild 35
K 176 ПУ 1

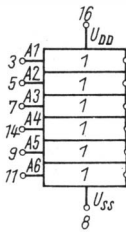


Bild 36
K 176 ПУ 2

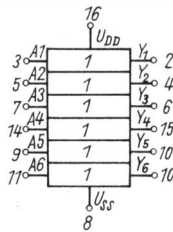


Bild 37
K 176 ПУ 3

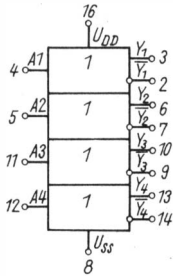


Bild 38
K 176 ПУ 5

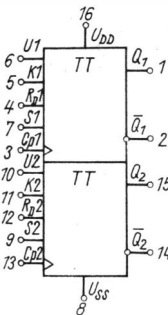


Bild 39
K 176 TB 1

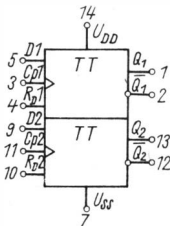


Bild 40
K 176 TM 1

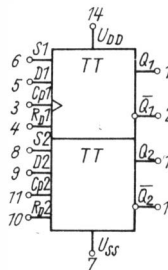


Bild 41
K 176 TM 2

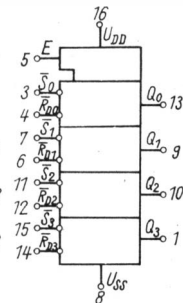


Bild 42
K 176 TP 1

nicht vor – Bild 38. Der '4041 ist zwar funktionsgleich, hat aber ein anderes Gehäuse und andere Pinbelegung.

Den Schluß der Tabelle 1 bilden Vibratoren.

K 176 TB 1, ein Dual-JK-Master-Slave-Flip-Flop. Er entspricht dem '4027, in der DDR als V 4027 bekannt – Bild 39.

K 176 TM 1 (frühere Bezeichnung K 1 TK 761) [9]. Es handelt sich um ein Dual-D-Flip-Flop mit Rücksetzanschluß R_D , der dem nicht mehr gefertigten CD 4003 A von RCA (USA) entspricht – Bild 40.

K 176 TM 2, ebenfalls ein Dual-D-Flip-Flop, mit Setz- (S) und Rücksetzanschluß (R_D). Er entspricht dem internationalen '4013, bei uns als V 4013 bekannt – Bild 41.

K 176 TP 1, ein Vierfach-RS-NAND-Speicher-Flip-Flop bildet das Ende von Tabelle 1. Er entspricht dem internationalen '4044, in der DDR als V 4044 bekannt – Bild 42.

Aus der Aufstellung in Tabelle 1 geht hervor, daß die Serie K 176 zahlreicher ist, als gemeinhin angenommen. Für die Industrie, die logischerweise stets die modernste Technik anstrebt, hat sie keine Bedeutung mehr. An-

ders sieht es bei den Elektronikamateuren aus, bei denen u. U. ein günstiger Preis sehr wichtig ist. Natürlich darf man von IS der Serie *K 176* keine Wunder erwarten. Unter anderem fehlt bei ihnen die Ausgangspufferstufe, die den modernen CMOS-Serien *4000 B* eigen ist. Dafür gibt es einige IS in der Serie *K 176*, die keinen Paralleltyp in moderneren CMOS-Serien haben (z. B. bei Zählern). Die ungewöhnliche Betriebsspannung von 9 V spielt für Amateure, deren Geräte stets Unikate sind, keine Rolle.

Da im Amateurbedarfshandel in den vergangenen Jahren immer wieder IS der Serie *K 176* angeboten wurden, ist anzunehmen, daß diese Zusammenstellung Käufern dieser Schaltkreise eine Hilfe bietet. Diese IS mögen nicht mehr dem neuesten Stand der Technik entsprechen, ihre Daten erlauben jedoch viele anspruchsvolle Anwendungen.

Literatur

- [1] С. Алексеев, Применение микросхем серии К 176. Radio, Moskva 61 (1984) 4, Seite 25 bis 28.
- [2] С. Алексеев, Применение микросхем серии К 176. Radio, Moskva 61 (1984) 5, Seite 36 bis 40.
- [3] С. Алексеев, Применение микросхем серии К 176. Radio, Moskva 61 (1984) 6, Seite 32 bis 35.
- [4] С. Алексеев, Будильник в часах наимс серии К 176. Radio, Moskva 61 (1984) 7, Seite 26 und 27.
- [5] A. Hertzsch, CMOS-Logikschaltkreisliste der Broschürenreihe «electronica», Band 212, Berlin 1983.
- [6] ..., Integrated Microcircuits. Part I, Integrated Digital Microcircuits, Elorg, Moskva.
- [7] E. Сухореров, Узлы автоматического передатчика. Radio, Moskva 61 (1984) 4, Seite 16 und 17.
- [8] ..., интегральные микросхемы том I. Elorg, Moskva 1977.
- [9] K.-D. Böttger/K.-P. Göhler, Digitale integrierte Schaltungen, CMOS-Serie K 176. radio fernsehen elektronik, Berlin 23 (1976) 19/20, Seite 645 bis 648.

Neue Schaltkreise im RGW-Bereich

Ing. Klaus K. Streng

Wie bereits Tradition, sollen auch in diesem Elektronischen Jahrbuch die wichtigsten neuen Schaltkreise (IS) genannt werden, die Elektronikbetriebe im RGW produzieren. Allerdings ist an dieser Stelle eine Einschränkung zu machen: Hier interessieren vor allem IS, die auch der Elektronikamateur einsetzen kann. Beginnen wir mit dem größten Halbleiterbauelementeproduzenten des RGW: der UdSSR. Neu sind die 1-Kbit-RAM *KP 132 PY 4 A* und *K 132 PY 4 B*. Sie sind zum DDR-Typ *U 215 D* pinkompatibel, unterscheiden sich nur geringfügig in der Verzögerungszeit bzw. der Schreibzykluszeit und der Auslesezeit. (Ähnlich ist es ja auch bei den Varianten *U 215 D* und *U 215 D1*.) Jedenfalls dürfte ein *KP 132 PY 4* in fast allen Fällen einen *U 215 D* ersetzen. Bild 1 zeigt die Prinzipinnenschaltung aller genannten 1-Kbit-RAM [1].

Weiterhin einige Informationen zu digitalen IS für Mikrocomputer. Es gibt gelegentlich im Einzelhandel die Typen *K 559 III 1* (4 Bustreiber), *K 559 III 2* (4 Busempfänger) und *K 559 III 3* (4 Bustreiber/-empfänger). Nachfolgend die wichtigsten Daten [2] und die Pinbelegung (Tabelle 1): $U_B = +5V$, $I_B = 15, 26$ und 70 mA, $t_{DHL} = 30, 15$ und 25 bis 40 ns, $t_{DLH} = 25, 30$ und 35 bis 50 ns. Dann gibt es den bisher wenig bekannten *K 591 KH 1*, einen 16-Kanal-Schalter mit sequentiell oder wahlfreiem Zugriff und der

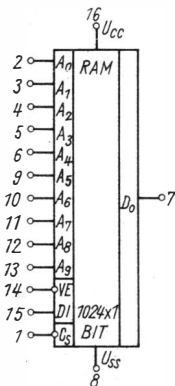


Bild 1 Übersichtsschaltplan mit Pinbelegung des *KP 132 PY 4 A* und des *KP 132 PY 4 B*

Tabelle 1 Pinbelegung der IS K 559 ИП 1, K 559 ИП 2 und K 559 ИП 3

Pin	K 559 ИП 1	K 559 ИП 2	K 559 ИП 3
1	Eingang A_1	Eingang A_1	Ein/Ausgang B_4
2	Eingang A_2	Eingang A_2	Eingang A_6
3	Ausgang \overline{Y}_1	Ausgang \overline{Y}_1	Ausgang \overline{Y}_4
4	Eingang A_3	Ausgang \overline{Y}_2	Ein/Ausgang B_3
5	Eingang A_4	Eingang A_3	Eingang A_5
6	Ausgang \overline{Y}_2	Eingang A_4	Ausgang \overline{Y}_3
7	-	-	Eingang A_1
8	0 V, Masse	0 V, Masse	0 V, Masse
9	Ausgang \overline{Y}_3	Eingang A_5	Eingang A_2
10	Eingang A_5	Eingang A_6	Ausgang \overline{Y}_2
11	Eingang A_6	Ausgang \overline{Y}_3	Eingang A_4
12	Ausgang \overline{Y}_4	Ausgang \overline{Y}_4	Ein/Ausgang B_2
13	Eingang A_7	Eingang A_7	Ausgang \overline{Y}_1
14	Eingang A_8	Eingang A_8	Eingang A_3
15	-	-	Ein/Ausgang B_1
16	+ U_B	+ U_B	+ U_B

Möglichkeit der Erweiterung. Er ist in p-MOS-Technik ausgeführt und enthält einen 4stelligen synchronen Binärzähler, einen Dekoder mit 16 Ausgängen, 16 Analogschalter und eine Erweiterungsschaltung. Dieser IS benötigt 2 Speisespannungen (-15 und +5 V) und darf maximal 250 mW aufnehmen.

Nun sollen die hochintegrierten IS verlassen werden. Über die oft totgesagte, aber doch noch sehr lebendige CMOS-Reihe *K 176* wird in einem gesonderten Beitrag in diesem Jahrbuch berichtet. Die Rede ist nun von den analogen IS. Hier hat die Halbleiterindustrie der UdSSR eine lange Tradition. Bis jetzt waren nur wenige IS der Serie *K 174* bekannt [3], [4], [5], [6]. Durch Veröffentlichungen in der sowjetischen Fachpresse [7], [8] wurden weitere Typen bekannt, die für Elektronikamateure interessant sein dürften: *K 174 YH 9* ist ein 7-W-NF-Verstärker, der pinkompatibel mit dem *UL 1480 P (Unitra)* ist. Auch die Daten beider IS stimmen ungefähr überein.

K 174 YH 10 ist pinkompatibel mit dem *A 274 D* vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder). Auch in diesem Fall erlaubt die weitgehende Datenähnlichkeit den Austausch beider IS.

K 174 YH 11 ist wieder ein Leistungsverstärker. Er entspricht in Pinbelegung und näherungsweise auch in seinen Daten dem *MDA 2010 (TESLA)*.

K 174 YH 12 entspricht unserem *A 273 D*. Auch hier dürfte ein unmittelbarer Austausch in den meisten Fällen möglich sein.

Der *K 174 XA 2* entspricht unserem *A 244 D*, der *K 174 XA 6* dem *A 727 D*.

Diese weitgehende Übereinstimmung zwischen analogen IS aus der UdSSR und der DDR entspricht voll der Integration beider Volkswirtschaften. Für den Elektronikamateur in der DDR bedeutet er manche Erleichterung.

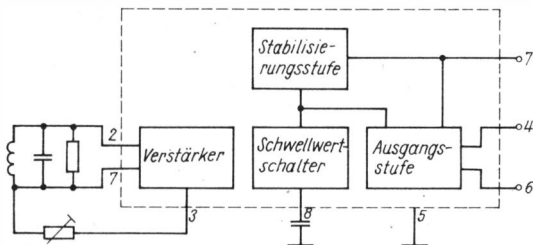


Bild 4 Übersichtsschaltplan mit Pinbelegung des A 301 V

DIL-8-Gehäuse vorgestellt (Bild 4). Die Pinbelegung des A 301 V (so heißt er!):

- | | |
|---------------|---------------|
| 1 Eingang E1, | 8 Anschluß C, |
| 2 Ausgang A1, | 7 + U_B , |
| 3 Ausgang A2, | 6 Ausgang Q, |
| 4 Ausgang Q, | 5 0 V, Masse. |

Man beachte, daß gegenüber dem A 301 B die Anschlüsse für den Eingang 2 und die Spannung U_{ref} fortfallen!

Ferner sind seit dem Jahr zuvor neu hinzugekommen: A 3501 D, eine Video-Kombination für Farbfernsehempfänger, A 3510 D, ein PAL-Dekoder für Farbfernsehgeräte, und A 3520, ein SECAM-Dekoder für Farbfernsehgeräte. Mit A 3510 D und A 3520 D können 2-Norm-Farbfernsehempfänger bestückt werden. Doch die Zahl der neuen linearen IS unserer Halbleiterindustrie beschränkt sich nicht auf diese Typen.

Die Operationsverstärker wurden ergänzt durch die Reihe B 060, B 061, B 062, B 064 und B 066. Sie sind pinkompatibel zu den Typen TL ... von Texas Instruments (USA). Es handelt sich um BIFET-Operationsverstärker mit hochohmigem Eingang.

Neu sind ebenfalls die Leistungsoperationsverstärker B 165 H und B 165 V (Internationaler Vergleichstyp: L 165 von SGS-Ates). Ihr Spitzenausgangsstrom darf 3,5 A betragen. Bild 5 zeigt den Übersichtsschaltplan.

Der B 303 D ist ein Initiatorschaltkreis zur Realisierung von induktiven fotoelektrischen und kapazitiven Initiatoren ähnlich dem bekannten B 304 D. Auch der neue B 306 D gehört hierher.

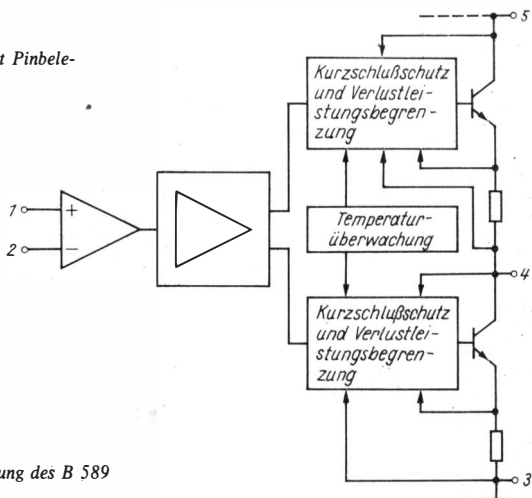
B 325 in den Gehäusevarianten D, E und K sind Transistorarrays mit 4 npn-Transistoren. Sie ergänzen die bereits vorhandenen B-315-Typen.

Der Servoschaltkreis B 390 D im DIL-18-Gehäuse ist speziell für elektronisch kommutierte Gleichstromkleinstmotoren mit interner Anlaufschaltung bestimmt.

B 589 ist eine Zweipolreferenzspannungskontrolle (1,235 V bei 50 μ A bis 5 mA) im 3poligen Plastikgehäuse (Anschlußbelegung in Bild 6). Es gibt sie in 4 Gruppen, je nach Temperaturkonstanz.

Die 3poligen einstellbaren Spannungsregler B 3170 H, B 3370 H und B 3371 H sind ebenfalls neu. Es handelt sich um Positiv- und Negativ-Spannungsregler für 1,5 A. Ihre ausführlichen Daten wurden in [1] erwähnt. Sie

Bild 5
Übersichtsschaltplan mit Pinbelegung des B 165



Pin 1: Ein/Ausgang
Pin 2: nicht belegt
Pin 3: Masse

Bild 6 Anschlußbelegung des B 589

entsprechen den internationalen Vergleichstypen LM 117/337 bzw. LM 117 HV/337 HV. D 356/E 356 sind Varianten der bereits bekannten Zeitablaufsteuerungs-IS D 355 und E 355.

U 125 D und U 126 D sind offensichtlich erweiterte Zählerschaltkreise, die U 121 D bzw. U 122 D ablösen sollen. Sie haben ein DIL-40-Gehäuse. Während U 125 D auch als Uhrenschaltkreis betrieben werden kann, ist U 126 D das «Herzstück» eines Servicemultimeters.

Neuer Schreib-Lese-Speicher in 3 verschiedenen Varianten ist U 214 D (Kapazität 1024x4 bit), eine etwas andere Ausführung (ebenfalls in 3 Varianten) trägt die Bezeichnung U 224 D.

Im folgenden nun weitere unipolare IS.

UA 857 D und UB 857 D sind 2 neue Zähler-Zeitgeber-Bausteine in n-Kanal-Silicon-Gate-Technologie für 4 bzw. 2,5 MHz Taktfrequenz, die maximale Zählfrequenz ist jeweils die Hälfte dieses Wertes.

Programmierbare, 2kanalige Ein/Ausgabe-IS UA 856 D, UB 856 D, UA 8563 D und UB 8563 D vervollständigen die Neuerscheinungen der IS für Mikroprozessoren.

Neue CMOS gab es natürlich auch. Die bekannte 4000er Serie wurde ergänzt durch:

- V 4007 D, 2 komplementäre MOS-Transistoren plus 1 Inverter;
- V 4017 D, 5stufiger Johnson-Zähler mit Dezimaldekodeur und Treiber;
- V 4019 D, Vierfach-Multiplexer mit je 2 Eingängen;
- V 4029 D, synchroner Vor/Rückwärts-Zähler für Binär- und Dekaden-Betrieb;
- V 4034 D, 8stufiges bidirektionales Schieberegister;
- V 4044 D, 4 RS-Flip-Flops;
- V 4048 D, Multifunktionsgatter mit 8 Eingängen.

Siehe hierzu Tabelle 2.

Tabelle 2 CMOS-Schaltkreise im RGW, Stand Ende 1984

Grundtyp	Elog (UdSSR) ¹⁾	RFT (DDR)	TESLA (ČSSR)	Unitra-Cemi (VR Polen) ²⁾	MEV (VR Ungarn)
'4000	K 561 JII 4			MCY 74000 N	
'4001	K 561 JIE 5	V 4001 D	MHB 4001	MCY 74001 N MCA 54001 N	4001 BPC
'4002	K 561 JIE 6		MHB 4002	MCY 74002 N	
'4006	K 561 IIP 1		MHB 4006		
'4007	K 561 JII 1	V 4007 D		MCA 54008 N	4007 UBPC
'4008	K 561 IIM 1				
'4010					
'4011	K 561 JIA 7	V 4011 D	MHB 4011	MCY 74011 N MCA 54011 N	4010 BPC
'4012	K 561 JIA 8	V 4012 D	MHB 4012	MCY 74012 N MCA 54012 N	4011 BPC
'4013	K 561 TM 2	V 4013 D	MHB 4013	MCY 74013 N MCA 54013 N	4012 BPC
'4014					4013 BPC
'4015	K 561 IIP 2	V 4015 D	MHB 4015		
'4016					4016 BPC
'4017	K 561 IIE 8	V 4017 D			4017 BPC
'4018					
'4019	K 561 JIC 2	V 4019 D	MHB 4020	MCY 74019 N MCA 54019 N	
'4020	K 561 IIE 16				4020 BPC
'4021					
'4022	K 561 IIE 9				4022 BPC
'4023	K 561 JIA 9	V 4023 D	MHB 4024	MCY 74023 N	4023 BPC
'4024					
'4025	K 561 JIE 10			MCY 74025 N	
'4026					
'4027	K 561 TB 1	V 4027 D		MCY 74027 N MCA 54027 N	4027 BPC
'4028	K 561 IIC 1	V 4028 D		MCY 74028 N	4028 BPC
'4029	K 561 IIE 14	V 4029 D	MHB 4029	MCY 74029 N MCA 54029 N	4029 BPC

Grundtyp	Elog (UdSSR) ¹⁾	RFT (DDR)	TESLA (ČSSR)	Unitra-Cemi (VR Polen) ²⁾	MEV (VR Ungarn)
'4030	K 561 ЛП 2	V 4030 D	MHB 4030	MCY 74030 N MCA 54030 N	4030 BPC
'4031					
'4032	K 561 ИМ 2				
'4033					
'4034	K 561 ИР 6	V 4034 D			4034 BPC
'4035	K 561 ИР 9	V 4035 D	MHB 4035	MCY 74035 N MCA 54035 N	
'4038					
'4040					
'4041					
'4042	K 561 ТМ 3	V 4042 D			4042 BPC
'4043	K 561 ТР 2				
'4044		V 4044 D			4044 BPC
'4045					
'4046			MHB 4046		
'4047			MHB 4047	MCY 74074 N MCA 54047 N	
'4048		V 4048 D			
'4049			MHB 4049	MCY 74049 N	4049 UBPC
'4050	K 561 ПЧ 4	U 4050 D	MHB 4050	MCY 74050 N	4050 BPC
'4051	K 561 КП 2		MHB 4051		
'4052	K 561 КП 1		MHB 4052		
'4053			MHB 4053		
'4054					
'4055					4055 BPC
'4056					4056 BPC
'4060					4060 BPC
'4063					
'4066	K 561 КТ 3		MHB 4066	MCY 74066 N MCA 54066 N	4066 BPC
'4067					
'4068			MHB 4068		

Tabelle 2 (Fortsetzung)

Grundtyp	EIorg (UdSSR) ¹⁾	RFT (DDR)	TESLA (ČSSR)	Unitra-Cemi (VR Polen) ²⁾	MEV (VR Ungarn)	
'4069	K 561 JIH 2			MCY 74069 N	4069 UBPC	
'4070						
'4071						4071 BPC
'4072					MCY 74071 N	4073 BPC
'4073						
'4075						
'4076				MHB 4076		
'4077						
'4078						
'4081						
'4082			MHB 4081		4081 BPC	
'4085						
'4086						
'4089						
'4093	K 561 TJI 1					
'4094		U 4093 D				4093 BPC
'4095						
'4096						
'4097						
'4098						
'4099			MHB 4099		4098 BPC	
'4502	K 561 JIH 1					
'4503						
'4504				MHB 4503		
'4505						
'4508						4508 BPC
'4510					4510 BPC	

Grundtyp	Elong (UdSSR) ¹⁾	RFT (DDR)	TESLA (ČSSR)	Unitra-Cemi (VR Polen) ²⁾	MEV (VR Ungarn)
'4511		U 40511 D	MHB 4311		4511 BPC
'4512					
'4514					
'4515					
'4516	K 561 IE 11				4516 BPC
'4517					
'4518			MHB 4518		4518 BPC
'4519					
'4520	K 561 IE 10				
'4531	K 561 CA 1				
'4543			MHB 4543		
'4554	K 561 IP 5				
'4555			MHB 4555		
'4580	K 561 IP 12				

¹⁾ mit ungepuffertter Endstufe, entspricht etwa der «A»-Serie ²⁾ MCY 74... für den Temperaturbereich 0 bis 70 °C; MCA 54... für den erweiterten Temperaturbereich -55 ... + 125 °C

In diese Neuheitenliste wurden einige IS nicht aufgenommen, deren rechtzeitige Produktionsüberleitung zum Berichtszeitraum nicht feststand. Übrigens eine Bemerkung zum Halbleiterkatalog 1984: Zu begrüßen ist, daß – soweit vorhanden – stets der pinkompatible internationale Vergleichstyp jedes IS aufgeführt wird. Und die umstrittene Neuheitenliste (Bedenken wurden im *Elektronischen Jahrbuch 1985*, Seite 91, genannt) ließ man fallen. Kommen wir zur ČSSR. TESLA Rožnov, verstärkt durch TESLA Piestany, bietet einige interessante Neuheiten bei linearen IS [12].

MBA 915 und sein «kleiner Bruder» *MBA 915 A* sind NF-Verstärker für 600 bzw. 62 mW Ausgangsleistung im DIL-8-Gehäuse (Bild 7). Der Gedanke liegt nahe, hier eine Verwandtschaft mit dem *TBA 915* (Valvo, BRD) zu sehen. Das wäre entschieden falsch, denn sowohl vom Gehäuse als auch von den Daten her besteht keine Ähnlichkeit. Es ist eine Eigenentwicklung von TESLA.

MDA 1670 V ist die Bezeichnung eines Vertikal-Ablenk-IS, der vom V-Oszillator bis zur V-Endstufe einschließlich Entzerrungsglieder alles enthält, was ein modernes Fernsehgerät für sein Bildkippteil benötigt. Der gesamte Chip darf maximal 30 W Leistung bei einer Gehäusetemperatur bis 60 °C aufnehmen, der maximale Ablenkstrom 3,5 A betragen (!).

MA 350 ist ein IS, der für Herzschrittmacher verwendet wird. Bei digita-

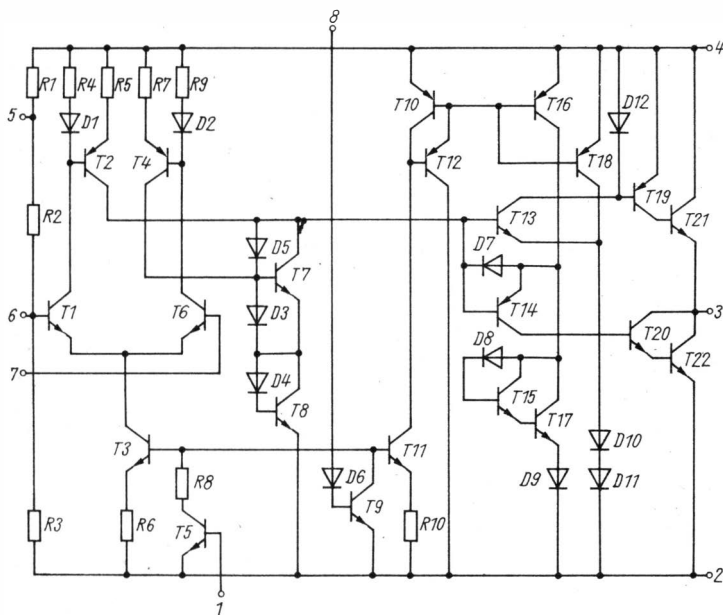


Bild 7 Innenschaltung und Pinbelegung des *MBA 915* bzw. *MBA 915 A*

len IS standen die im *Elektronischen Jahrbuch 1985* erwähnten TTL der Serie ALS im Vordergrund. Sie werden in die Fertigung überführt und ab 1985 produziert.

TESLA (ČSSR) konzentrierte seine Aktivitäten ebenfalls auf CMOS-Schaltkreise. 30 Typen der Reihe *MHB 4000/MHB 4500* gibt es bereits [13], ebenfalls dem JEDEC-B-Standard entsprechend. Eine Besonderheit ist in diesem Fall zu erwähnen: der 7-Segment-Dekoder *MHB 4311*, der (der Endnummer nach) keinen Äquivalenztyp in der '4000er-Reihe hat. Er entspricht etwa dem '4511 (z. B. *HEF 4511* von Philips) bzw. dem *U 40511* der Halbleiterindustrie der DDR. In diesem Zusammenhang sei nochmals auf Tabelle 2 verwiesen.

Übrigens: TESLA fertigt seit Jahren bipolare Speicher-IS, die bisher noch nicht erwähnt wurden: *MH 7489*, ein 64-bit-RAM, entsprechend *SN 7489 N* von *Texas Instruments*; *MH 74S187*, ein 1024-bit-ROM, entsprechend *SN 74S187* von T.I. in *Schottky-Technologie*; *MH 74188*, ein 256-bit-PROM, entsprechend *SN 74188* von T. I.; *MH 74S201*, ein 256-bit-RAM, entsprechend *SN 74S201* von T. I.; *MH 74S287*, ein 1024-bit-PROM, entsprechend *SN 74S287* von T. I.; *MH 74S370* bzw. *MH 74S571*, ein 2048-bit-PROM, entsprechend *SN 74S571* von T. I. und schließlich *MH 82S11*, ein 1024-bit-RAM, entsprechend *N 82S11* von *Mullard*. Alle ein *S* enthaltenden Typenbezeichnungen deuten auf *Schottky-Technologie* hin.

Mikroelektronikai Vállalat (VR Ungarn) ergänzte seine IS-Palette durch einige Neuheiten.

Das MOS-LSI-Array *U 400* enthält bis zu 400 NOR-Gatter, das MOS-LSI-Gate-Array *GA 800 70* Master-Slave-D-Flip-Flop, 420 NOR-Gatter, 70 NAND-Gatter und 70 invertierende Bustreiber, *GA 1000* enthält 4 programmierbare 4-bit-Universal-Zähler, 36 D-Speicher-Flip-Flop, 80 Stück *U-400*-Arrays und 37 universelle Eingabe-Ausgabe-Stufen und andere kundenspezifische Schaltungen sowie die Digital-Analog-Wandler *HDA 18* und *HDA 22* für 12 bit [14].

Hervorzuheben ist auch bei *Mikroelektronikai Vállalat* die gute Dokumentation zu seinen Erzeugnissen, einschließlich Ergänzungen und Berichtigungen, die dem Benutzer eine wertvolle Hilfe geben.

Beeindruckt war der Berichterstatter am Ausstellungsstand der SR Rumänien auf der Internationalen Maschinenbaumesse in Brno: In der SR Rumänien werden außer bekannten Halbleiterbauelementen zahlreiche lineare und digitale IS hergestellt. Es sollen nur einige genannt werden [15].

BA 723, pinkompatibel zu dem internationalen *723*, ist ein Spannungsregler. Beide Gehäuse (Rundsockel und DIL) werden gefertigt. *BA 726* ist kompatibel mit dem *μA 726* von Fairchild, ein besonderes temperaturgesteuertes Transistorarray. Bild 8 zeigt seine Innenschaltung.

BA 741 ist ein Operationsverstärker, der dem internationalen *741* entspricht. Er wird in Gehäusen nach DIL-8, DIL-14 und TO-100 gefertigt. Ebenso sind *BA 758* (ein PLL-Stereomodulator) und *BE 765* (eine PLL-Schaltung) bekannt [3]. *CLB 2711* ist ein Dual-Komparator-Schaltkreis, der dem *2711* entspricht.

Schließlich gibt es noch den *TAA 550* (ein Spannungsreferenzelement),

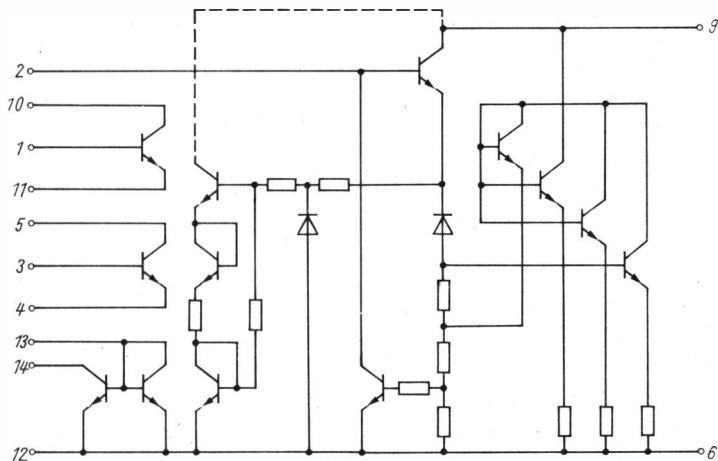


Bild 8 Innenschaltung und Pinbelegung des β A 726

TAA 661 (ein FM-ZF-Verstärker mit Frequenzdemodulator und NF-Vorverstärker), TBA 790 bzw. TBA 790 K (ein NF-Leistungsverstärker), TCA 150 T (ebenfalls ein NF-Leistungsverstärker), TBA 940 und TBA 950 (Zeilenablenkung in Fernsehempfängern) und TDA 440 (ein Videoverstärker) – alle sind bekannt und entsprechen dem internationalen Stand.

Bekannter noch als die aufgezählten linearen IS sind wohl die Standard-TTL, die hier *CLB 4 ...* heißen. Ein *CLB 406* z. B. entspricht dem '7406 usw. Die uns vorliegende Dokumentation enthält über 34 Typen. Zu ihnen kommen noch einige Hochgeschwindigkeits-TTL-IS, die der DDR-Serie *D 200* entsprechen.

UNITRA-Cemi (VR Polen) konzentriert sich auf die Entwicklung und Fertigung von CMOS-Schaltkreisen. So gab es neben dem Rechnerschaltkreis *MC 14009* die Uhrenschaltkreise *MC 1202* und *MC 1203* sowie den SRAM *MCA 540114* (\cong *CD 140114* von RCA) auch die Standards-CMOS:

neben der Reihe *MCY 14000* (zur Zeit etwa 50 Typen) als besondere Neuheit die Reihe *MCA 54000*. Sie ist für den erweiterten Temperaturbereich bestimmt (-55 bis $+125^\circ\text{C}$) und ist somit zur Zeit noch die einzige im RGW. Bei Zusammenstellung dieses Manuskripts umfaßte sie die Typen *MCA 54008*, *MCA 54011*, *MCA 54012*, *MCA 54013*, *MCA 54019*, *MCA 54027*, *MCA 54029*, *MCA 54030*, *MCA 54035*, *MCA 54046*, *MCA 54047* und *MCA 54066*. Sie entsprechen dem JEDEC-B-Standard. Tabelle 2 stellt die Ende 1984 im RGW gefertigten CMOS der Serie *4000* zusammen.

Soweit der diesjährige Bericht über neue IS im RGW. Kritiker mögen bedenken, daß vom Datum der Abfassung dieses Manuskripts (Ende 1984) bis zum Erscheinen des *Elektronischen Jahrbuchs 1986* eine längere Zeit vergeht.

Und die technische Entwicklung bei den Integrierten Schaltkreisen kennt keine Ruhepausen. Deshalb kann dieser Beitrag auch keinen Anspruch auf Vollständigkeit erheben.

Literatur

- [1] ...: Leipziger Frühjahrsmesse 1984, Teil 1. radio fernsehen elektronik 33 (1984) 6, Seite 343 bis 365.
- [2] Datenblatt K 559 ИИ 1, K 559 ИИ 2, K 559 ИИ 3. ELORG, Moskva.
- [3] K. K. Streng, Daten linearer integrierter Schaltkreise (I), Berlin 1982, 1983 und 1984.
- [4] K. K. Streng, Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich. In: Elektronisches Jahrbuch 1982, Berlin 1981.
- [5] K. K. Streng, Neue Schaltkreise im RGW-Bereich. In: Elektronisches Jahrbuch 1983, Berlin 1982.
- [6] K. K. Streng, Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich. In: Elektronisches Jahrbuch 1984, Berlin 1983.
- [7] И. Садовников, Новые микросхемы серии К 174. Радио, Moskva 59 (1982) 10, Seite 59 und 60.
- [8] И. Садовников, Новые микросхемы серии К 174. Радио, Moskva 59 (1982) 11, Seite 59 und 60.
- [9] ..., Integrated Microcircuits, Part II: Analog Microcircuits. ELORG, Moskva 61 (1984) 4, Seite 48 bis 50.
- [10] А. Шадров, КМ 551 УД 2 в трактахзу. Радио, Moskva 61 (1984) 4, Seite 48 bis 50.
- [11] ..., Halbleiter-Bauelemente. Ausgabe 1984, VEB Kombinat Mikroelektronik, Erfurt.
- [12] ..., integrované obvody a. t. c. Kovo Export-Import, Praha 1984/85.
- [13] ..., Katalog elektronických součástek 1983–84, 2. díl. TESLA Eltor, Praha.
- [14] ..., Electronic Components, Supplement 1984. Mikroelektronikai Vállalat, Budapest.
- [15] ..., Semiconductors Quick Reference Guide. Electronum, Bukarest.

Meßgeräteschaltungen und -baugruppen für den Funkamateurl

Ing. Frank Sichla – Y51U0

Im folgenden sollen dem Funkamateurl einige komplette Schaltungen bzw. Baugruppen für Meßgeräte vorgestellt werden, die hinsichtlich ihrer technischen Eigenschaften oder aber der Schaltungstechnik für ihn interessant sein dürften. Es geht dabei um die Messung von Gleich- und Wechselspannungen bzw. -strömen. In jedem Fall erweisen sich schaltungstechnisch Operationsverstärker als geeignete Grundbausteine, denn sie ermöglichen minimale Temperaturdriften und lineare Frequenzgänge bis z. B. 100 kHz. Für den Bereichsabgleich wurden durchweg Schichtdrehwiderstände vorgesehen, da für den Amateurl die Beschaffung engtolerierter Widerstände oft problematisch ist.

Automatisches Gleichspannungsvoltmeter

Meßgeräte, die automatisch in Abhängigkeit von der Meßgröße den günstigsten Bereich wählen, erleichtern doch wesentlich die Arbeit und ermöglichen auf diese Weise z. B. bei Abgleicharbeiten ein schnelleres Vorgehen. Bei dem elektronischen Voltmeter nach Bild 1 gelangt die Eingangsspannung zunächst auf den Schaltkreis A1, der als invertierender Verstärker mit $V_u \approx -0,1$ arbeitet. Er realisiert den Eingangswiderstand von 10 M Ω in allen 4 Bereichen (3, 10, 30 und 100 V). Gleichzeitig liefert er der Komparatoranordnung mit A2 bis A4 eine im aussteuerbaren Bereich liegende Eingangsspannung. Diese wird durch A2 bis A4 so ausgewertet, daß gilt:

- | | |
|------------------------------|---|
| Bei $U_i \leq 3$ V | sind alle CPV-Ausgangsspannungen negativ (Bereich 3 V). |
| Bei $U_i > 3$ V ≤ 10 V | ist U_{oA2} positiv (Bereich 10 V). |
| Bei $U_i > 10$ V ≤ 30 V | sind U_{oA2} und U_{oA3} positiv (Bereich 30 V). |
| Bei $U_i > 30$ V | sind U_{oA2} , U_{oA3} und U_{oA4} positiv (Bereich 100 V). |

Entsprechend den Komparatorausgangszuständen schalten VT1 bis VT3 durch, und die LED signalisieren in Form einer Minileuchtzeile den eingeschalteten Bereich.

Der 2. Meßverstärker A5, ebenfalls in invertierender Grundsaltung, verarbeitet das durch A1 gedämpfte Signal weiter. An seinem Ausgang sollen

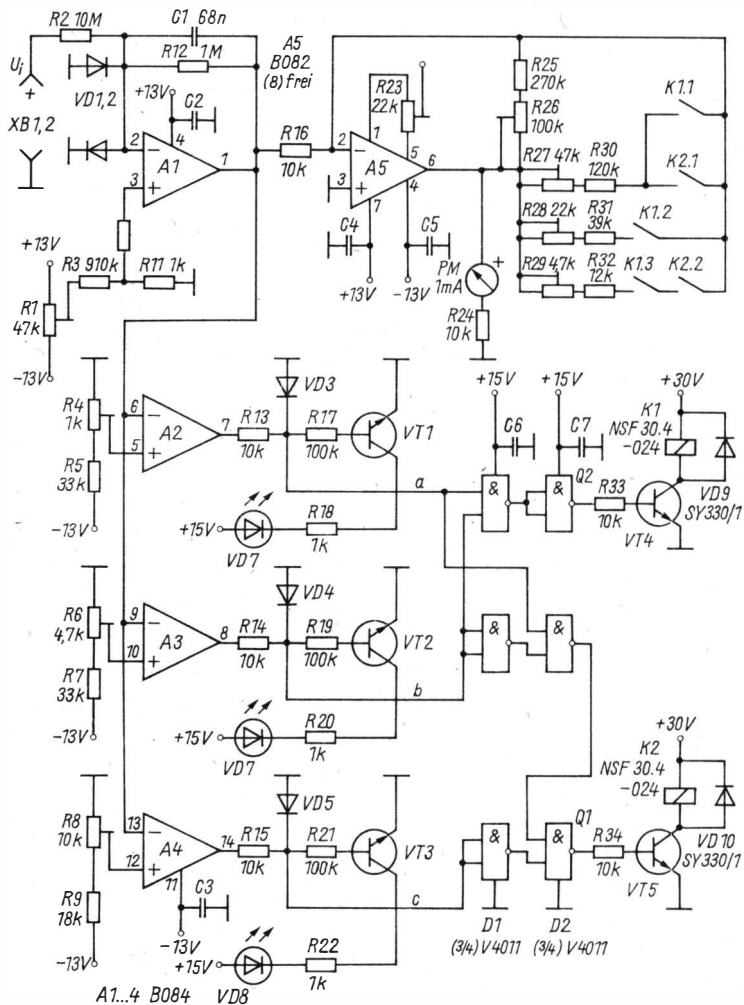


Bild 1 Voltmeter mit automatischer Bereichumschaltung (C2 bis C7 \approx 33 nF, VD1 bis VD5 SAY 30 bis SAY 42, VD6 bis VD 8 LED, beliebig, VT1 bis VT3 SC 236 bis SC 238, SS 106 bis SS 219, $b > 150$, VT4, VT5 SC 236 bis SC 238, SS 106 bis SS 219, $b > 50$)

bei maximaler Eingangsspannung für jeden Bereich 10 V erscheinen. Daher sind Verstärkungswerte von -33, -10, -3,3 und -1 zu realisieren. Das wird durch Umschalten der zwischen Minuseingang und Ausgang liegenden Gegenkopplungswiderstände erreicht. R25 und R26 sind ständig angeschaltet (3-V-Bereich). Es gilt für die Zuschaltung:

- + R27/R30: $K1 \vee K2$ (10-V-Bereich),
- + R28/R31: $(K1 \vee K2) \wedge K1$ (30-V-Bereich),
- + R29/R32: $(K1 \vee K2) \wedge K1 \wedge K2$ (100-V-Bereich).

Es ist somit möglich, die 4 Meßbereiche durch nur 2 Relais zu realisieren ($2^2 = 4$). Die Relais müssen allerdings entsprechend angesteuert werden. Dazu werden die Komparatorausgangssignale durch eine Kombinatorik D1/D2 umgesetzt (s. Tabelle).

Nun zur praktischen Seite. Durch den hohen Eingangswiderstand ist die Anordnung in allen Bereichen recht brummempfindlich. Das Meßwerk unterdrückt zwar Brummspannungen, da es den arithmetischen Mittelwert (= 0) anzeigt, jedoch kann es an den Bereichsgrenzen zum «Flattern» eines Relais kommen. Um dem Meßsignal überlagerte oder kapazitiv eingekoppelte Brummspannungen zu reduzieren, ist die Vorstufe A1 als 2,5-Hz-Tiefpaß ausgebildet (26 dB Unterdrückung für 50 Hz). Der Minuseingang von A1 ist der für Brumm «empfindliche» Punkt. R2, R12 und C1 sind daher so dicht wie möglich dort anzuordnen, und die Eingangsleitung muß abgeschirmt werden. Die nichtbenutzten 4 CMOS-Eingänge sind auf definiertes Potential (z. B. Masse) zu legen.

Für PM kommen DS-Einbauinstrumente 100 µA bis 3 mA in Betracht, die durch R24 zum Voltmeter 10 V werden. Infolge dieses hohen Spannungswerts kann man für die Berechnung von R24 den Innenwiderstand des Instruments vernachlässigen. Da der OPV nur wenig über 10 V aussteuern kann, besteht gleichzeitig ausreichende Überlastungssicherheit für PM. Der Eingang des Meßgeräts wird durch VD1/VD2 zuverlässig geschützt. Die die Verstärkung des Meßsignals bestimmenden Widerstände sollten im Interesse hoher Langzeitkonstanz 0,25 bis 0,5 W Belastbarkeit aufweisen.

Bild 2 zeigt das Netzteil für das automatische Voltmeter. Verwendet wird ein Klingeltransformator *KT 08* (Leerlaufausgangsspannung etwa $U_{\text{eff}} = 12 \text{ V}$). Negative und positive Rohspannung für die Relais und die Z-Diodenstabilisierung werden durch *Villard*-Schaltung (Spannungsverdopplerschaltung) erzeugt. Das relativ große Verhältnis von Roh- zu Z-Diodenspannung erlaubt hohe Vorwiderstände, so daß Brummanteile und

Tabelle Relaissteuerung (K1/K2)

a	b	c	Q ₁	Q ₂	eingeschalteter Meßbereich
L	L	L	L	L	3-V-Bereich
H	L	L	H	L	10-V-Bereich
H	H	L	L	H	30-V-Bereich
H	H	H	H	H	100-V-Bereich

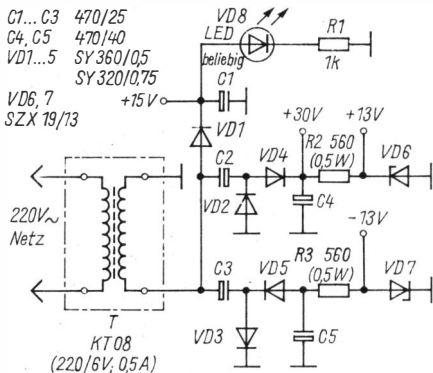


Bild 2
 Stromversorgung für die Schaltung
 nach Bild 1

Netzspannungsschwankungen gut unterdrückt werden. Die Einweggleichrichtung mit VD1 und C1 versorgt die CMOS-Gatter und die LED (VD8 für den 3-V-Bereich leuchtet ständig, kann auch entfallen). Die Temperaturkoeffizienten der Z-Dioden sowie der Offsetspannungen der OPV sind hinsichtlich ihrer Auswirkungen auf den Meßfehler zu vernachlässigen. Gleichzeitig können die Driften der Eingangsruhe- bzw. Offsetströme völlig vernachlässigt werden.

Zum Abgleich des Voltmeters sind eine einstellbare Gleichspannungsquelle und ein Vergleichsinstrument erforderlich. Alle Schichtdrehwiderstände befinden sich zu Beginn in Mittelstellung. R1 wird zunächst so eingestellt, daß sich die Ausgangsspannung bei Kurzschluß und Leerlauf des Meßgeräteeingangs nicht ändert. Diese Einstellung ist relativ unkritisch. Der Eingang weist jetzt auch im Leerlauf keine Spannung auf, die einen Meßfehler verursachen würde. Mit R23 bringt man dann PM auf Nullstellung. Danach wird eine bekannte Spannung von etwa 2,5 V angelegt, und mit R25 an PM stellt man den entsprechenden Wert ein. Bei genau 3 V Eingangsspannung wird dann mit R4 das Umschalten in den 10-V-Bereich veranlaßt und dort bei etwa 9 V der Bereichsabgleich vorgenommen usw. Die Referenzspannungen an den Komparatorpluseingängen sind nicht absolut brummfrei. Soll das Umschalten bei Spannungen unmittelbar an den Bereichsgrenzen exakter geschehen, können R4, R6 und R8 mit Elektrolytkondensatoren 10 bis 100 μF überbrückt werden. Außerdem kann man in die Zuleitung zu den Minuseingängen einen Tiefpaß (z. B. 150 $\text{k}\Omega/0,47 \mu\text{F}$) einfügen.

Minivielbereichsmesser

In Bild 3 ist die Schaltung eines elektronischen Analogmultimeters dargestellt, das mit einem Minimum an Bauelementen auskommt. Es weist je 6 Meßbereiche für Strom und Spannung auf. Ein BIFET-OPV arbeitet als

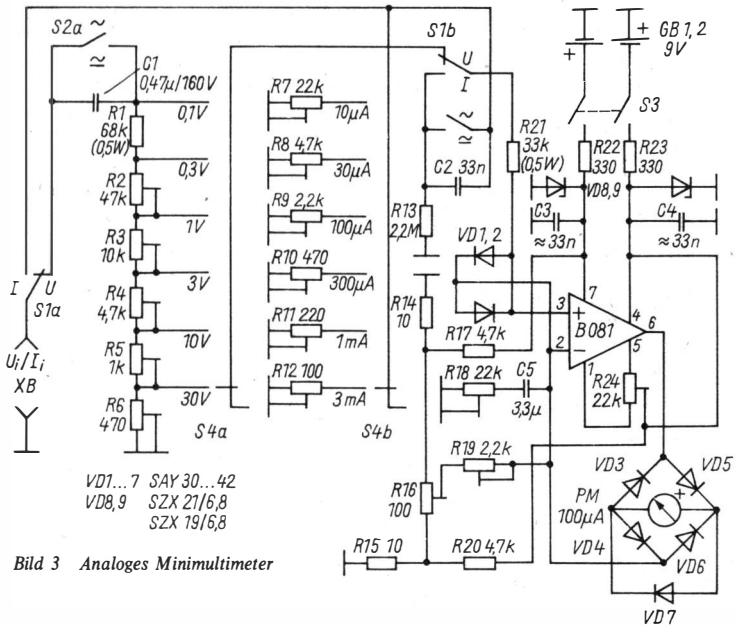


Bild 3 Analoges Minimultimeter

Instrumentenpräzisionsgleichrichter. Die Brückenschaltung mit PM befindet sich zwischen Ausgang des OPV und seinem Minuseingang. Die Eingangsspannung liegt am Pluseingang. Ihre Größe beträgt für Vollausschlag für Gleichspannung

$$U_i = /100 \mu A \cdot R19/$$

und für Wechselspannung (Sinus) > 30 Hz

$$U_{i\text{eff}} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot 100 \mu A \cdot R18//R19.$$

Die Schaltung zeigt also Gleichspannungen, unabhängig von ihrer Polarität, und den Effektivwert von Wechselspannungen an. Gleiches gilt für Ströme.

R18 und R19 werden so eingestellt, daß bei jeweils 100 mV Eingangsspannung Vollausschlag erreicht wird. Höhere Eingangsspannungen werden durch den Teiler R1 bis R6 reduziert. Bei einem Querwiderstand von 100 kΩ kann man davon ausgehen, daß sich für Frequenzen < 30 kHz die kapazitiven Nebenschlüsse sowie für den vorliegenden Fall die Eingangskapazität der eigentlichen Anzeigeschaltung vernachlässigen läßt. Das Muster zeigte in allen Bereichen bei Frequenzen zwischen 30 Hz und 30 kHz Linearitätsabweichungen < 2 %. Die -3-dB-Grenzfrequenzen lagen bei 5 Hz bzw. 250 kHz.

Mit S2 können Gleichanteile bei Strom- und Spannungsmessung abgetrennt werden. S1 ist der Umschalter für Strom oder Spannung. Bei Spannungsmessung liegt ein konstanter Eingangswiderstand von 100 k Ω für alle Bereiche vor; der Spannungsabfall bei Strommessung beträgt 100 mV. Bei Wechselstrommessung wird der Eingangsruhestrom für den Pluseingang über R13 zugeführt. VD1 und VD2 bewirken den Eingangsschutz. Sie begrenzen bei zu hoher Eingangsspannung (z. B. durch Fehlschaltung) die Differenzeingangsspannung für den OPV. Der Strom wird dabei durch R21 begrenzt. Eine zu hohe Gleichtaktspannung kann wegen der Begrenzerwirkung der Brückenschaltung nicht auftreten. PM ist durch VD7 geschützt. Da der Pluseingang gegen Masse mit einer Kapazität von etwa 15 pF behaftet ist, dürfen für R21 Werte > 40 k Ω nicht eingesetzt werden, wenn der lineare Gang bis 30 kHz erhalten bleiben soll. Es sind dann dauernd maximal 150 V Überspannung zulässig (\cong 680 mW an R21). Kurzzeitige Fehlspannungen können höher sein, wenn R21 die entsprechende Grenzspannung aufweist.

Zur Stromversorgung setzt man zwei 9-V-Transistorbatterien ein, die mit etwa 5 mA belastet werden. Die Z-Dioden zur Stabilisierung weisen sehr geringen r_z und TK auf, so daß die Nullpunktabweichungen der Schaltung bei Temperaturschwankungen um ± 10 K und Absinken der Betriebsspannung um 0,5 V vernachlässigt werden können.

Der Nullpunktgleich wird mit R16 und R24 wechselseitig vorgenommen. R16 bewirkt dabei den Nullwert der Eingangsleerlaufspannung (s. o.). Im Muster konnte R24 entfallen, für die Einstellung war die Einstellschraube am Meßwerk ausreichend. Schirmung der Eingangsleitung ist bei dieser Schaltung angebracht. Für S1 und S2 sind 2 gleich aussehende Druckschalter am besten geeignet. S4 kann ein kleiner keramischer Stufenschalter sein.

Im Grundbereich stellt man bei 100 mV Gleichspannung am Eingang mit R19 auf Endausschlag ein. Danach wird für $U_{eff} = 100$ mV Wechselspannung diese Einstellung mit R18 vollzogen. Der Abgleich des Teilers beginnt bei R2 und endet bei R6 mit definierten Gleichspannungen. Da gegenseitige Beeinflussung besteht, muß mehrmals «durchgefahren» werden, bis alles stimmt. Danach werden die Strommeßbereiche mit R7 bis R12 abgeglichen. Bei dieser Schaltung ist der Einsatz von Dickschichtreglern mit Feintrieb zu empfehlen.

Wechselspannungsvorverstärker für Vielfachmesser

In Bild 4 und Bild 5 sind die typischen Frequenzkennlinien einiger Vielfachmeßgeräte dargestellt. Es zeigt sich, daß man weit über den in den technischen Unterlagen angegebenen Frequenzbereich ohne Linearitätsfehler messen kann, wenn kleine Bereiche, bei denen die vorgeschalteten Widerstände gering sind, benutzt werden. Es gibt aber trotzdem noch nachstehend genannte Probleme.

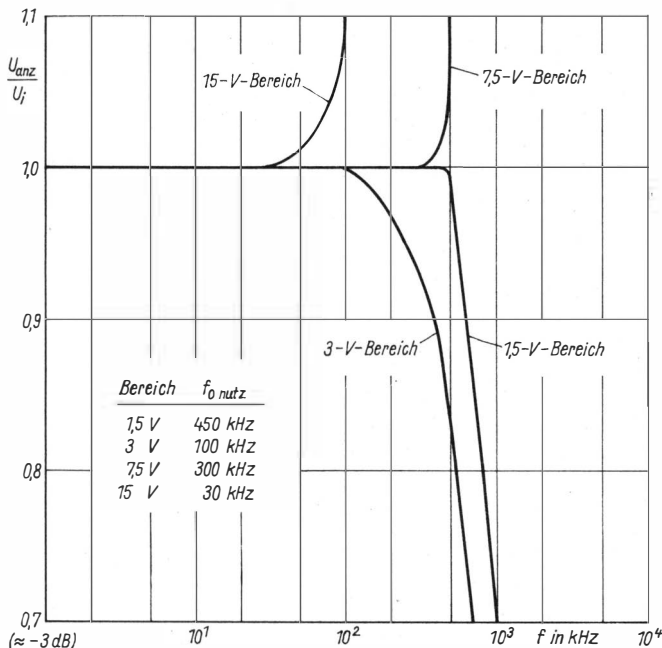


Bild 4 Frequenzgänge des Vielfachmessers Z 4313 (UdSSR)

- Der untere Meßbereich beim Vielfachmesser ist oft nicht ausreichend. Unter 1,5 V zu gehen ist bei der passiven Schaltung nicht möglich, da der durch den bei niedrigen Spannungswerten nicht völlig konstanten Durchlaßwiderstand der Meßgleichrichter entstehende Fehler zu groß werden würde.
- Der Eingangswiderstand ist meist zu gering.
- Bei höheren Bereichen sinkt die obere Grenzfrequenz; die Nutzrandbreite wird in jedem Fall geringer.
- Nichtlinearer Skalenverlauf, daher ist genaues Ablesen im Anfangsbereich nicht möglich.

Die Schaltung nach Bild 6 hilft, diese Mängel zu beseitigen. Sie kann die Meßspannung vorverstärken oder dämpfen und weist höhere Eingangswiderstände auf als passive Meßschaltungen. Der Frequenzgang ist in jedem Bereich zwischen 10 Hz und 100 kHz auf $\pm 2\%$ linear. Gleichspannungen – sie dürfen maximal 40 V betragen – werden abgetrennt. Die Schaltung läßt sich bis $U_{eff} = 4\text{ V}$ im gesamten Frequenzbereich verzerrungsfrei aussteuern.

Der lineare Gang bis 100 kHz bei unterschiedlichen Verstärkungswerten ist selbstverständlich nur durch Erreichen der oberen -3-dB -Grenzfrequenz (beim A 109 D theoretisch 1 MHz) möglich. Nun ist das eigentlich

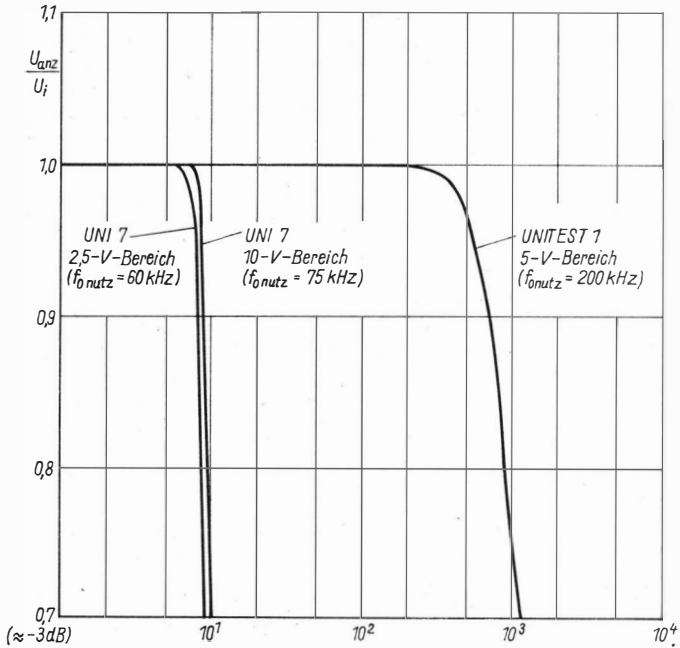


Bild 5 Frequenzgänge der Meßgeräte UNI 7 und UNITEST 1

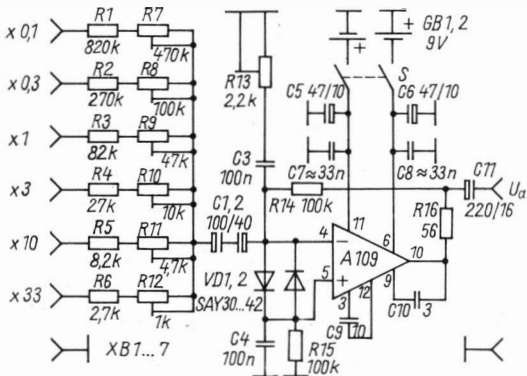


Bild 6 Vorverstärker zur Wechselspannungsmessung

bei der angepaßten Frequenzgangkompensation des *A 109 D* nur für einen bestimmten Verstärkungswert möglich. Wird dieser überschritten, so sinkt die Grenzfrequenz. Beim Unterschreiten kann es dagegen zur Selbsterregung kommen. Unter bestimmten Bedingungen kann man aber die Frequenzgangkompensation für $\geq V_{U_{max}}$ auslegen und den Verstärker bei kleineren Verstärkungswerten am Schwingen hindern. Damit läßt sich bei jedem Verstärkungswert die maximale Bandbreite ausnutzen. Der Trick besteht darin, den OPV als Addierer zu schalten und in einem Zweig eine Verstärkung zu programmieren, die der Frequenzgangkompensation bei Ausnutzung der gesamten möglichen Bandbreite entspricht. Die Eingangsspannung für diesen Zweig beträgt 0 (Eingang auf Masse). Im anderen Zweig können dann kleinere Verstärkungswerte vorliegen, wobei die obere Grenzfrequenz erhalten bleibt und kein Schwingen auftritt.

In der gezeigten Schaltung wird *R13* so eingestellt, daß gerade kein Schwingen auftritt. Über die 6 Eingänge lassen sich dann die angegebenen Verstärkungs- bzw. Dämpfungswerte realisieren. Bei dem Zweig $\times 0,1$ ist für *R1* ein Widerstand kleiner Bauform nicht geeignet, da die parasitäre Parallelkapazität ab etwa 80 kHz die Verstärkung beeinflußt (steigt an). Es wird empfohlen, z.B. zwei 390-k Ω -Widerstände in Reihe zu schalten. Nach oben hin ist somit diese Grenze gesetzt. Eine Grenze nach unten ergibt sich wegen des dann zwangsläufig nachlassenden Eingangswiderstands. *R14* kann nicht wesentlich erhöht werden, da parasitäre Kapazitäten die obere Grenzfrequenz herabsetzen würden.

Eine Betriebsspannung von mindestens +9 V ist wegen der Speisespannungsabhängigkeit der Verstärkung (begründet durch Nachlassen der Schleifenverstärkung) Voraussetzung. Die Betriebsverstärkung würde sonst bei hohen Frequenzen abnehmen. Da die Offsetstromdrift beim *A 109 D* relativ groß ist, wurde *C9* zur galvanischen Trennung eingesetzt. *VD1/VD2* schützen den Differenzeingang. Die maximal zulässige Gleichtaktspannung beträgt für den *A 109 D* ± 10 V und liegt damit über der Betriebsspannung. Fehlschaltungen führen also nicht zur Beschädigung des Schaltkreises.

Wechselspannungsmillivoltmeter

In Bild 7 ist ein Wechselspannungsvoltmeter mit 12 Bereichen von 1 mV bis 300 V dargestellt, das prinzipiell die Schaltungslösung nach Bild 6 enthält. Der Frequenzbereich reicht von 10 Hz bis 100 kHz, der Linearitätsfehler beträgt maximal ± 3 %. Das Eingangssignal kann durch einen frequenzkompensierten Teiler 1:1000 geteilt werden. Mit *S1* wird so umgeschaltet, daß sich von den mV-Bereichen zu den V-Bereichen ein «nahtloser» Übergang ergibt. In Stellung «mV» ist der Eingangswiderstand 1 M Ω // ≈ 40 pF, in Stellung «V» beträgt er 1 M Ω // ≈ 10 pF.

Das Signal gelangt zum Spannungsfolger *A1*. Den Eingangsspannungsschutz bewirken *VD1* bis *VD4*. Wegen des internen 128- Ω -Widerstands in der Ausgangsleitung des *B 080* ist kein Vorwiderstand für *VD3/VD4* nötig. Da der Eingang etwa 30 pF Parallelkapazität aufweist, muß der Strombe-

grenzungswiderstand R_4 so dimensioniert werden, daß (für linearen Verlauf bis 100 kHz) ein 1-MHz-Tiefpaß entsteht. Sein Wert ist daher auf $< 5 \text{ k}\Omega$ begrenzt. Für 20 mA Diodenstrom darf somit – in Stellung «mV» – die maximale Eingangsspannung $U_{\text{eff}} = 65 \text{ V}$ betragen (1,2 W an R_4). Kurzzeitig dürfen aber weit höhere Spannungen auftreten.

Bei der nachfolgenden Verstärkerschaltung ist gegenüber der Schaltung nach Bild 6 eine Stellung für $\approx 40 \text{ dB}$ Verstärkung hinzugekommen. Ein Standard-OPV mit angepaßter Frequenzgangkompensation erreicht damit, was die vorliegende Schaltungsart betrifft, die Grenze seiner Möglichkeiten. Denn bei 40 dB ergeben sich aus unterschiedlichen Gründen schon kritische Zustände. Zunächst einmal ist festzustellen, daß die schaffbare obere Grenzfrequenz bei größer werdender Verstärkung leicht abfällt. Erklären läßt sich das damit, daß der Gegenkopplungswiderstand für den Signalweg mit dem an Masse liegenden 2. Gegenkopplungswiderstand bezüglich des Wertes der für die obere Grenzfrequenz geltenden Verstärkung parallelgeschaltet betrachtet werden muß. Diese wird, da sich bei größter Verstärkung der kleinste Parallelwiderstand ergibt, maximal, und die obere Grenzfrequenz nimmt entsprechend ab. 100 kHz waren aber bei 3 % Abfall zu schaffen. Ab einer gewissen Grenze übt weiterhin die Stellung des Schleifers von R_{17} einen Einfluß auf die Betriebsverstärkung aus. Schließlich sind bei 40 dB ab etwa 50 kHz amplitudenunabhängige Signalverzerrungen zu erkennen, deren Einfluß auf die Meßgenauigkeit allerdings nicht nachgewiesen werden konnte.

Da wegen VD1/VD2 die Eingangsspannung für den *A 109 D* nur $U_{\text{eff}} = \text{maximal } 500 \text{ mV}$ betragen kann, entfallen besondere Schutzmaßnahmen. An den Spannungsverstärkern schließt sich ein in bekannter Schaltungstechnik aufgebauter Präzisionsgleichrichter an. Die Verwendung eines Doppel-OPV erlaubt eine besonders einfache Lösung. Die BIFET-OPV sind zudem so driftarm, daß auch bei dem kleinen Meßsignal von 30 bis 100 mV keine erheblichen temperaturbedingten Nullpunktabweichungen auftreten. Die Stufe mit A_4 kann einerseits als Tiefpaß, andererseits für Frequenzen

$$f \geq \frac{10}{2\pi R_{28} C_{16}}$$

als fehlerlos arbeitender Integrierer [1] aufgefaßt werden, so daß für die Schaltung des Präzisionsgleichrichters mit den angegebenen Werten (Widerstände möglichst 5 %) gilt:

$$U_o = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{\text{ieff}}$$

Das heißt, am Ausgang liegt eine Gleichspannung an, die dem arithmetischen Mittelwert der gleichgerichteten Halbwellen der Eingangsspannung entspricht. Für $U_{o\text{max}} = 100 \text{ mV}$ muß demnach der *A 109 D* mit Verstärkungen zwischen 0,37 und 110 arbeiten.

Zum Schutz des Meßgeräts ist üblicherweise nur eine Diode notwendig. Da sich beim Abschalten der Betriebsspannung infolge unterschiedlicher

Entladezeitkonstanten (Glättungskondensatoren) aber in beiden Richtungen starke Spannungssprünge ergeben können, wurde das Diodenpaar vorgesehen.

Der Betrieb dieser Schaltung erfordert eine gut stabilisierte Spannung von ± 10 bis ± 15 V; der Stromverbrauch ist gering. Für PM eignen sich DS-Einbauinstrumente $100 \mu\text{A}$ bis 3 mA mit einem Spannungsverbrauch von 100 mV (z. B. $1 \text{ mA}/1 \text{ k}\Omega$). Selbstverständlich kann man auch einen Vielfachmesser über Buchsen anschließen. Ist der für Vollausschlag erforderliche Spannungswert eventuell kleiner, kann die Verstärkung beim *A 109 D* gesenkt werden. *C3* sollte aus Gründen der Temperaturstabilität ein Styroflex-Kondensator sein. *R1* und *R2* sollten sich hoch belasten lassen, da die Langzeitkonstanz dann besser ist. *R1* benötigt 350 V Grenzspannung. *R11* ist aus zwei $330\text{-k}\Omega$ -Widerständen zu kombinieren. Für *S2* läßt sich ein beliebiger Stufenschalter verwenden.

Es ist zu empfehlen, den Aufbau schrittweise vorzunehmen und die Funktion der einzelnen Stufen zu kontrollieren. Ein Oszilloskop sollte dazu herangezogen werden. Der Eingang ist gut zu schirmen.

Beim Eingangskurzschluß nimmt man mit *R26* den Ausgangsnullabgleich vor. In Stellung «mV» werden die Endwerte der Bereiche mit *R5* bis *R10* abgeglichen. *R3* gleicht man bei einer definierten Spannung von 100 Hz im V-Bereich ab. Das Trimmen auf Linearität in den V-Bereichen geschieht bei höheren Frequenzen mit *C2*. Dieser Abgleich ist recht «spitz»; Abgleichstift verwenden!

Abschließend soll noch auf die grundsätzlich bestehende Möglichkeit der Erweiterung zum Digitalvoltmeter auf der Basis des *C 520 D* hingewiesen werden. Zu diesem Zweck ist die Ausgangsspannung auf 1 V anzuheben. Es muß daher durch *A1* eine Vorverstärkung von 20 dB erbracht werden. Dazu ist er als nichtinvertierender Verstärker zu schalten. Die Schutzdioden *VD3/VD4* befinden sich dann parallel zu dem an Masse liegenden Gegenkopplungswiderstand. Die Schutzwirkung wird in keiner Form beeinträchtigt. Allerdings ist das mit der Frequenzgangkompensation (3 MHz Transitfrequenz, bei 20 dB etwa 300 kHz -3-dB -Grenzfrequenz, für linearen Gang aber $f_{\text{onutz}} \approx 0,1 f_{\text{o-3dB}}$ erforderlich) etwas kritisch. Man muß darum *C6* so weit senken, daß der lineare Gang bis 100 kHz ohne Selbsterregung geschafft wird. Der *B 081* sollte also nicht verwendet werden. In [2] wird beschrieben, daß man bei einer ähnlichen Schaltung bei $\approx 30 \text{ dB}$ mit $C_K = 10 \text{ pF}$ linearen Verlauf bis 100 kHz erreicht. Der Einsatz von nur 2 Widerständen für die Ausbildung von *A1* zum Verstärker mit $V \sim 3 \text{ dB}$ lohnt sich auch für $U_{\text{omax}} = 100 \text{ mV}$, da man dann bezüglich des *A 109 D* weiter auf die sichere Seite rückt.

Da der *C 520 D* leider nicht integrierend wirkt, sollte die bei der unteren Nutzfrequenz auftretende Restwelligkeit (Spitze-Spitze-Wert) viel kleiner als der Spielraum für das letzte Digit (1 mV) sein. Die Restwelligkeit wird von *C16* bestimmt. Sie beträgt bei 50 Hz und $U_i = 1 \text{ V}$ etwa $U_{\text{ss}} = 10 \text{ mV}$. Wird *C16* erhöht, verschlechtert sich das Anstiegsverhalten (Anzeige benötigt zu lange, um «auszurollen»). Man muß daher vor den Eingang des AD-Wandlers einen Doppeltiefpaß ($2 \times 5 \text{ Hz}$) schalten [3], der die Welligkeit um

etwa 40 dB reduziert, das Verhalten im Zeitbereich aber nicht entscheidend verschlechtert.

Elektronischer Strommesser

Bild 8 zeigt die Schaltung eines Amperemeters mit hinsichtlich der Auswirkung auf die Fehlertoleranz vernachlässigbarem Spannungsabfall bzw. Innenwiderstand. Bei Gleichstrom wird der Betrag, bei Wechselstrom der arithmetische Mittelwert vom Betrag der Halbwellen angezeigt. Das Gerät kann als Zusatz zu einem vorhandenen Vielfachmesser aufgebaut werden, oder es erhält ein eigenes Meßwerk. Im ersten Fall muß man den bei sinusförmigem Eingangsstrom angezeigten Wert mit 1,11 multiplizieren, um den Effektivwert zu erhalten. Im zweiten Fall kann das Einbauinstrument so geschuntet werden, daß sich Effektivwertanzeige für Sinus ergibt. Der Grundmeßbereich läßt sich dann allerdings nicht nutzen. Die Vorteile gegenüber passiver Messung sind:

- Realisierbarkeit sehr kleiner Bereiche möglich;
- kein Meßfehler durch Spannungsabfall. Der Innenwiderstand passiver Mittelwertgleichrichter ist nicht linear. Er wird bei kleinen Spannungen sehr hoch. Daher kann bei Wechselstrommessung aus Quellen mit kleiner Amplitude (z. B. Transformatorsekundärstrom) der Meßstromkreis empfindlich gestört werden, und es treten Fehler auf, die nicht mehr akzeptabel sind;
- linearer Skalenverlauf.

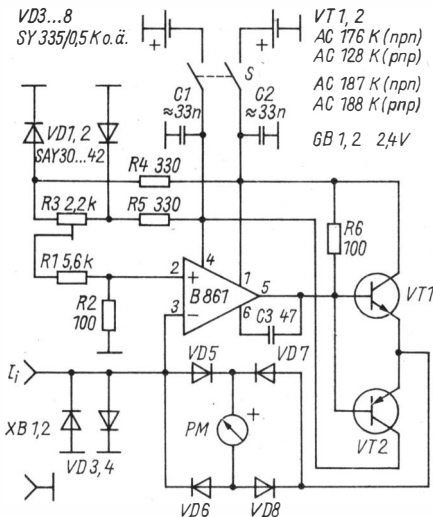


Bild 8
Elektronischer Strommesser ohne
Spannungsabfall

Aus dem Meßstromkreis wird keine Leistung entnommen. Die an der Gleichrichterbrücke auftretende Leistung stammt aus der Stromversorgung der Schaltung. Der Meßstromkreis schließt sich über 2 Dioden der Brücke, PM, die K-E-Strecke eines Transistors und den Innenwiderstand einer Spannungsquelle. Welches Bauelement den Strom führt, hängt von dessen Richtung ab.

Der Eingang ist durch VD3/VD4 für zu hohe Stromwerte geschützt. Da die Aussteuerung des OPV auf Grund des kleinen Spannungsverbrauchs von PM und des niedrigen Betrages der Diodenflußspannungen – wegen der Stromunabhängigkeit dieser Größen in allen Bereichen – gering ist ($\pm U_{o\max} \approx 2 \text{ V}$) und der Strom die Endtransistoren durchfließt, muß man im Interesse einer geringen Verlustleistung für diese U_s gering wählen. Deshalb wird auch ein OPV mit geringem Betriebsspannungswert eingesetzt. Es gilt für gegen Masse negative Stromrichtung (VT2 sperrt)

$$P_{VV_{T1}} = (U_s / I_i \cdot R_i - 2U_F) / I_i.$$

R_i ist der Innenwiderstand von PM. Bei gegen Masse positiver Stromrichtung tritt die gleiche Verlustleistung an VT2 auf (VT1 sperrt). In diesem Fall ergibt sich eine noch etwas größere Gesamtverlustleistung, da der OPV-Ausgang negativ wird und daher die Werte des Querstroms durch R6 sowie den OPV-Ausgangstransistor höher werden. Bei Wechselstrom gilt für jeden Transistor:

$$P_V = 0,5 I_{i\text{eff}} (U_s / I_{i\text{eff}} \cdot R_i - 2U_F).$$

Die Endstufe ist zur Realisierung höherer Meßbereiche also unbedingt erforderlich. Für R6 ist die untere Grenze durch die maximale Ruheleistungsaufnahme der Schaltung gegeben. Sie beträgt 120 mW. Man kann bezüglich der Transistorverlustleistung die Schaltung überschlagsmäßig auch wie eine übliche Endstufe auffassen. Die Last liegt ja ebenfalls – wenn auch virtuell – an Masse, und es gilt:

$$P_{VV_{T1}} \approx P_{VV_{T2}} \approx 0,3 P_o.$$

P_o ist die Leistung an der Brücke.

$$P_o = I_{i\text{eff}}^2 \cdot R_i + 2U_F \cdot I_{i\text{eff}},$$

$$P_o \sim 1,5 \text{ V} \cdot I_{i\text{eff}},$$

$$P_{VV_{T1}} \sim P_{VV_{T2}} \sim 0,5 \text{ V} \cdot I_{i\text{eff}}.$$

Diese Betrachtungsweise bedingt, daß U_s / I_i nur unwesentlich größer ist als die Spannung an der Brücke (nichtlineare Lastkennlinie!).

Der Strommesser wird mit 2 RZP-Bleiakkumulatoren und damit «schwimmend» betrieben. Mit R3 wird bei Eingangskurzschluß der Strom nulliert (Offsetabgleich). Wegen des ruhestromlosen Endstufenbetriebs ändern Temperaturschwankungen nichts an dieser Einstellung. Auch bei Leerlauf des Eingangs bleibt der Nullwert erhalten, da der Minuseingang auch dann Massepotential aufweist.

Das Muster arbeitete bis 10 kHz linear. Bei 10 Hz läßt sich das Vibrieren des Zeigers kaum erkennen. Bei 500 mA ist die Grenze für diese Schaltung

erreicht. Für Gleichströme ergaben sich beim Muster 1,42 bzw. 1,38 W Eingangsleistung (Input) bei 900 mW Leistung an der Brücke. Ein gewisser Nachteil der Schaltung besteht darin, daß Gleichstrom nicht durch galvanische Trennung an den Meßgeräteingangsklemmen vorbeigeführt werden kann, so daß bei Mischströmen stets der arithmetische Mittelwert «über alles» angezeigt wird.

Verstärkender Vollwegpräzisionsgleichrichter

Läßt man in der Schaltung nach Bild 7 C16 fort, so ändert sich an der Anzeige nichts (außer eventueller leichter Vibration bei Frequenzen < 30 Hz). PM zeigt ja bei ungeglätteter Spannung ebenfalls den arithmetischen Mittelwert an. Diese Form des Vollwegpräzisionsgleichrichters wurde in der Fachliteratur mit der grundsätzlichen Dimensionierung gemäß Bild 7 schon oft beschrieben. Die Eigenschaften dieser Variante – linearer Gang bis ≈ 250 kHz und so geringer temperaturbedingter Nullpunktfehler, daß theoretisch mit $U_{\text{eff}} = 10$ mV Eingangsspannung bei akzeptablem Fehler gearbeitet werden könnte – legen aber den Gedanken nahe, der Schaltung eine Verstärkung zu verleihen. Das ist sehr gut möglich. Der Zusammenhang zwischen negativen Eingangsspannungs-Augenblickswerten und den zugehörigen Ausgangsspannungswerten ist für die Schaltung nach Bild 9

$$u_o = -u_i \frac{R5}{R2},$$

da der Einweggleichrichter (1. OPV) auf negative Spannungen nicht reagiert. Für positive Eingangsspannungs-Augenblickswerte gilt:

$$u_o = u_i \left(\frac{R3 \cdot R5}{R1 \cdot R4} - \frac{R5}{R2} \right).$$

Da die Verstärkung für positive und negative Halbwellen gleich sein soll, ist gemäß erster Gleichung das Verhältnis $R5/R2$ die Verstärkung der Schaltung. Sieht man u_i nur betragsmäßig, können beide Formeln gleichgesetzt werden. Wird durch Dimensionierung von $R3$ und $R5$ die Verstärkung V_u festgelegt, so kann man nach den unbekanntem Widerständen auflösen und erhält:

$$\frac{R1 \cdot R4}{R3} = \frac{R5}{2V_u} = \frac{R2}{2}.$$

Diese Widerstände lassen sich dann nach praktischen Gesichtspunkten relativ frei wählen. So wähle man z. B. $R1 \geq R2$, um den Eingangswiderstand nicht wesentlich herabzusetzen.

Die Schaltung nach Bild 9 arbeitet mit $V_u = 10$; dieser Faktor ist dann in die entsprechende Gleichung zu Bild 7 einzufügen, damit Gültigkeit für Bild 9 besteht. Bei einer Eingangsspannung von 110 mV wurde linearer Verlauf bis 30 kHz erreicht, die -3 -dB-Grenzfrequenz betrug 300 kHz. Die Gesamtverstärkung muß ja vom 2. OPV aufgebracht und kann leider nicht auf

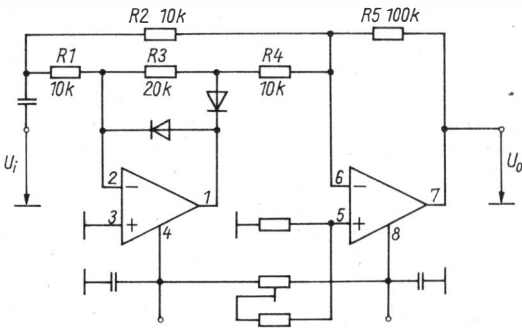


Bild 9 Verstärkender Vollwegpräzisionsgleichrichter

beide OPV «verteilt» werden, was der Frequenzlinearität zugute käme. Die ermittelten Daten stimmen somit exakt mit den theoretisch zu erwartenden überein. An dieser Stelle soll darauf hingewiesen werden, daß sich der Addierer auch grundsätzlich entsprechend der Schaltung nach Bild 6 mit dem A 109 D realisieren läßt.

In [4] wurde dieses Präzisionsgleichrichterschaltungsprinzip als «aufwendige Möglichkeit» bezeichnet und eine verstärkende Vollweggleichrichterschaltung mit nur einem OPV vorgestellt. Bei dieser wurde aber bei der formelmäßigen Beschreibung nicht berücksichtigt, daß die Eingangsspannung zunächst die Schwellspannung je einer Diode überwinden muß. Damit hatten der Schaltung ähnliche Nachteile an wie passiven Gleichrichtern, und die bezüglich des Prinzips nach Bild 9 gemachte Bemerkung dürfte nicht gerechtfertigt sein.

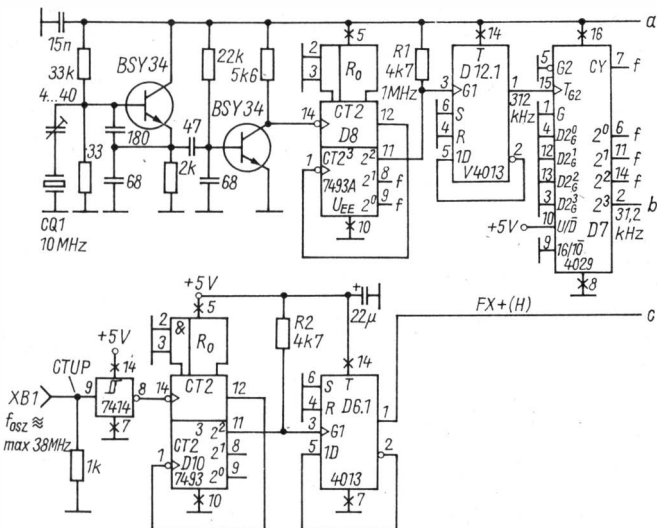
Literatur

- [1] F. Bergtold, Schaltungen mit Operationsverstärkern, Band 1, 2. Auflage, München - Wien 1975.
- [2] H. Kühne, Schaltungspraxis für Meßgeräte, 1. Auflage, Berlin 1984.
- [3] B. Kahl, AD-Wandler C 520 D. radio fernsehen elektronik 31 (1982), Heft 6, Seite 377 bis 382.
- [4] H. Hiller, Operationsverstärker - Schaltungen und Anwendungen, 1. Auflage, Berlin 1982.

Einfacher Zählempfangs- frequenzmesser

Dipl.-Phys. Detlef Lechner – Y21TD

Die beschriebene Schaltung eignet sich zum Messen der Frequenz eines empfangenen Signals mit Schwingquarzgenauigkeit. Die Arbeitsfrequenz f_{RX} , auf die ein Empfänger abgestimmt ist, zeigt sie mit vier 7-Segment-Leuchtdioden-Displays und 100 Hz Auflösung digital an. Die 4 Ziffern bedeuten «100 Hz», «1 kHz», «10 kHz» und «100 kHz». Die Ziffern «1 MHz» und «10 MHz» sind vom Bandschalter anzuzeigen. Die Schaltung ist für einen Empfänger gedacht, der die Zwischenfrequenz f_z als Differenz von Oszillatorfrequenz f_{osz} und Empfangsfrequenz f_{RX} bildet: $f_z = f_{osz} - f_{RX}$. Dann gilt $f_{RX} = f_{osz} - f_z$. Das Oszillatorsignal (Mnemonic CTUP) ist (nach Pufferung) über dünnes Koaxialkabel an den Vorwärtszähleingang XB1, das Schwebungsoszillator- (BFO-) Signal an den Rückwärtszähleingang XB2 zu legen (Bild 1). Der vorgestellte Zählfrequenzmesser eignet sich selbstverständlich auch zur Messung der Sendefrequenz eines Amateurfunk- oder Fernsteuersenders.



Seit 1983 wird der monolithisch integrierte Schaltkreis *U 126 D* produziert. In ihm sind die digitalen Funktionen für ein 3 1/2- oder 4stelliges Digitalvoltmeter nach dem Zweirampen- (Dual-Slope-) Prinzip integriert. Der *U 126 D* wird in n-Kanal-Silizium-Gate-Technologie hergestellt. Er erfordert nur eine Versorgungsspannung ($U_{CC} = 5 \text{ V} \pm 0,25 \text{ V}$). Da in dem *U 126 D* zum überwiegenden Teil die von einem Zählfrequenzmesser benötigten Funktionen integriert sind, werden der Stromlaufplan und der Aufbau der Schaltung so vereinfacht, daß auch der Anfänger in der Digitaltechnik den Nachbau vollziehen kann. Ein Fortgeschrittener kann die Schaltung so kompakt aufbauen, daß sie sich nahezu in jeden Empfänger nachträglich einfügen läßt. Beim Neubau eines Transceivers läßt sie sich an Stelle der Analogabstimmskale einbauen.

U 126 D – Zählerteil

Die Funktion des integrierten Schaltkreises *U 126 D* kann man in Steuerteil (entsprechend Bild 1 links) und Zählerteil (rechts) unterteilen. Pin 15 ist der Vorwärts- und pin 14 der Rückwärtszähleingang des Zählerteils. Der Hauptzähler CT10⁴ zählt dekadisch und hat einen Zählumfang (modulo) von 10⁴. Der Hersteller garantiert, daß Impulse mit 50 % Tastverhältnis und maximal 0,8 MHz Folgefrequenz sicher gezählt werden. Der Hauptzählerstand wird beim Anlegen eines Speicherübernahmeimpulses STORE(H) an pin 16 in den Speicher (Latch) übernommen. Der Multiplexer tastet die Stellen des Speichers mit der Rate $f_{CT} = f_{CI}/64 \approx 871 \text{ Hz}$ ab und gibt ihren Inhalt nacheinander (zeitseriell) im NBCD-Kode (normally coded binary decimal) auf die Ausgänge pin 21 bis pin 24.

Die Stellenausgänge pin 37, pin 38, pin 19 und pin 20 sind Aktiv-High-TTL-Gegentakt- (totem-pole-) Ausgänge mit dem Ausgangslastfaktor 1 ($U_{OL} \leq 0,8 \text{ V}$ bei $I_O = 1,6 \text{ mA}$). Das heißt, wenn z. B. gerade die nullte Stelle (10⁰) des Hauptzählerstandes an pin 21 bis pin 24 liegt, ist pin 37 High und pin 38, pin 19 sowie pin 20 Low. Der Dekoder kodiert den NBCD-Kode in den 7-Segment-Kode um. Die Segmentausgänge (pin 25 bis pin 32) sind Aktiv-High-Stromausgänge. Sie liefern bei $U_O = 0,7 \text{ V}$ nur $-I_{OH} = 0,25$ bis 5 mA Strom, z. B. in die Basis eines npn-Bipolar-Silizium-Transistors, dessen Emitter geerdet ist. Bei dieser Stromstärke leuchten LED nicht.

Die Stromverstärkung bewirken die npn-Emitterfolger in D2 und D4 (D 491 D). Ihre Kollektoren liegen über 220 Ω an +12 V. Man kann diesen Widerstandswert verkleinern, um mit einer Versorgungsspannung $U_{CC} = 5 \text{ V}$ für den gesamten Zählfrequenzmesser auszukommen. Wenn z. B. das Segment g der letzten Stelle (10⁰) leuchten soll, sind pin 37 und pin 32 gleichzeitig High. Pin 1 von D 3.1 ist Low, die Diode 2g von H1 zieht Strom und leuchtet.

U 126 D – Steuerteil

High-Potential am pin 4 läßt den Steuerteil von D1 in der Betriebsart «Digitalvoltmeter» arbeiten, bei der die Folge RESET, Eichzyklus, Meßzyklus, STORE abläuft. (Bei Low-Potential am pin 4 ist die einfache Betriebsart «Zähler» programmiert.)

Der Impuls RESET(H) stellt den Inhalt des Hauptzählers 10^4 auf 0. Während des Eichzyklus ist der Eich-Meß-Ausgang (pin 9) High, pin 10 von D 5.3 hat Low und sperrt D1, so daß die BFO-Impulse von D 6.2 nicht zum Rückwärtszähleingang von D1.2 gelangen können. Die Oszillatorimpulse $FX_+(H)$ erreichen den Eingang TXI(L) (pin 3) des Zählors. Während der Torzeitdauer $t_{\text{Tor}} = 100 \cdot 100 / f_{C2} = 0,32 \text{ s}$ ist das Zähltor geöffnet. Während des Eichzyklus schaltet die Umsteuerung im U 126 D diese Impulse auf den Vorwärtszählausgang TVO(L) (pin 2). Sie werden vom Hauptzähler CT10⁴ vorwärtsgezählt, aber nicht von H1 und H2 angezeigt. Am Ende der Torzeit schließt das Zähltor. Der Hauptzähler bleibt stehen, wird aber nicht gelöscht. Es folgt der Meßzyklus. Pin 9 ist Low. D5.3 gibt das Rückwärtszähltor D5.1 frei. Während das Signal TORZEIT(H) aktiv ist, dekrementieren (zählen zurück) die BFO-Impulse $FX_-(H)$ den Hauptzähler über den Rückwärtszähleingang (pin 14). Am Ende der zweiten Torzeit hat der Hauptzähler den Zählerstand $(f_{\text{osz}} - f_{\text{BFO}}) \cdot t_{\text{Tor}} / 32 = (f_{\text{osz}} - f_{\text{BFO}}) / 100 \text{ Hz}$ erreicht. Das 4-Bit-Schieberegister im Steuerteil gibt den Impuls STORE(H) ab. Der Speicher speichert den Hauptzählerstand und gibt ihn an den Multiplexer. H1 und H2 zeigen ihn an, bis nach etwa 0,65 s der nächste STORE(H)-Impuls eventuell einen neuen Hauptzählerstand in den Speicher lädt.

Eingänge

Der Schmitt-Trigger D11 formt aus den angelegten Sinusschwingungen Rechtecke. Um die benötigte Mindesteingangsamplitude von 1,7 auf 0,4 V zu verringern, kann man von beiden Eingängen je einen Widerstand von etwa 22 k Ω nach +5 V einbauen, der das Eingangsruehepotential auf den Mittelwert (+1,3 V) von positiver und negativer Eingangsschwellenspannung einstellt, und mit einem 0,1- μF -Koppelkondensator das Gleichpotential abtrennen.

Zeitbasis

Der Referenzfrequenzoszillator VT1 schwingt quarzgesteuert auf 10 MHz. Die Trennstufe VT2 wird übersteuert und erzeugt am Ausgang TTL-Pegel. D8 teilt f_{ref} zunächst durch 2 und anschließend durch f, D12.1 durch 2 und D... durch 10. Vom nichtbenutzten CMOS-D-Flip-Flop D12.2 legt man die Eingänge (pin 8 bis pin 11) an Masse. R1, R2 und R3 heben das Ausgangs-High-Potential U_{OH} des Bipolar-TTL-IS SN 7493 AN (K 155 NE 5, DL 093 D) sicher über die H-Schwelle U_{IH} des CMOS-IS CD 4013 BE

(V 4013 D). Der 31,2-kHz-Takt, den D7 erzeugt, wirkt als Eingangssignal C2 für die Zeitbasis und Eingangssignal C1 für den Displayzeitmultiplexer.

Eingangsteiler

Um die Empfangsfrequenz richtig anzuzeigen, müssen f_{osz} , f_{BFO} und f_{ref} bis auf Potenzen von 10 um den gleichen Faktor geteilt werden. Damit D1 auch hohe Eingangsfrequenzen zählt, ist es günstig, wenn seine Eingangssignale $FX_+(H)$ und $FX_-(H)$ ein Tastverhältnis von 50 % aufweisen. Das bewirken die Binärteiler D6.1 und D6.2.

D10 bzw. D9 erhöhen die obere Zählfrequenzgrenze auf typisch 32 MHz. Das Mustergerät (Bild 2), das mit nichtausgesuchten Exemplaren aufgebaut wurde, zählte auf Antrieb bis 38 MHz.

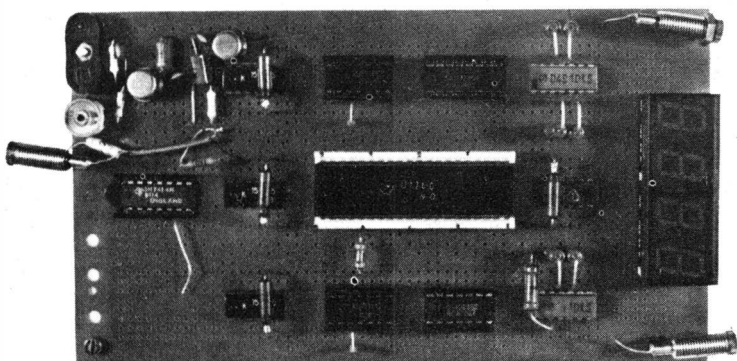


Bild 2 *Musteraufbau des Zählfrequenzmessers auf eine Leiterplatte*

Literatur

TGL 38 606: Unipolarer Zäblerschaltkreis U 126 D; Technische Bedingungen (Entwurf 1.83)

AM-Prüfgenerator 400 kHz bis 30 MHz

Der in [1] beschriebene Prüfgenerator hat auf Grund seiner Schaltungstechnik einige Nachteile, die sich in einer ungenügend stabilen Oszillatorfrequenz und einer nichtsinusförmigen Modulationsfrequenz zeigen. Auch ist die Kalibrierung des Modulationsgrads ohne einen AM-Modulationsmesser nicht möglich. Da noch nicht viele Schaltungen für einen AM-Prüfgenerator veröffentlicht wurden, will ich nachfolgend eine von mir entwickelte Schaltung vorstellen, bei der die obengenannten Nachteile vermieden werden.

Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt die Schaltung des AM-Prüfgenerators. In einem Gegentaktoszillator (VT1/VT2) wird der Frequenzumfang 0,4 bis 30 MHz in 5 Bereichen aufbereitet. VT3 arbeitet als AM-Modulatorstufe. VT6 stellt in einer Phasenschieberkettenschaltung eine Modulationsfrequenz von etwa 1 kHz über eine niederohmige Auskoppelstufe VT7 an die Modulationsstufe VT3 bereit. Mit R20 wird bei maximaler Amplitude, zu messen an Pkt. P der Modulationsgeneratorleiterplatte, Sinusform eingestellt. VT4 ist eine Trennstufe, an deren Ausgang über XB1 ein Frequenzzähler angeschlossen werden kann. VT5 ist ebenfalls eine Trennstufe, an deren Ausgang sich über XB2 niederohmig die HF-Ausgangsspannung abnehmen läßt. Mit R9 wird die HF-Ausgangsspannung an XB2 fein und mit S2 grob eingestellt. Der Ausgangswiderstand an XB2 beträgt etwa 50 Ω. Mit R30 wird der Modulationsgrad (0 bis 50 %) nach Tabelle 4 eingestellt. Das Netzteil weist keine Besonderheiten auf, zur Einschaltkontrolle wurde die Leuchtdiode VD2 vorgesehen.

Tabelle 1 Frequenzbereich
des AM-Prüfgenerators

Bereich	Frequenz
1	10,5 ... 30,0 MHz
2	4,2 ... 10,5 MHz
3	1,8 ... 4,2 MHz
4	0,7 ... 1,8 MHz
5	0,4 ... 0,7 MHz

(auf Lötanschlüsse
gesehen)

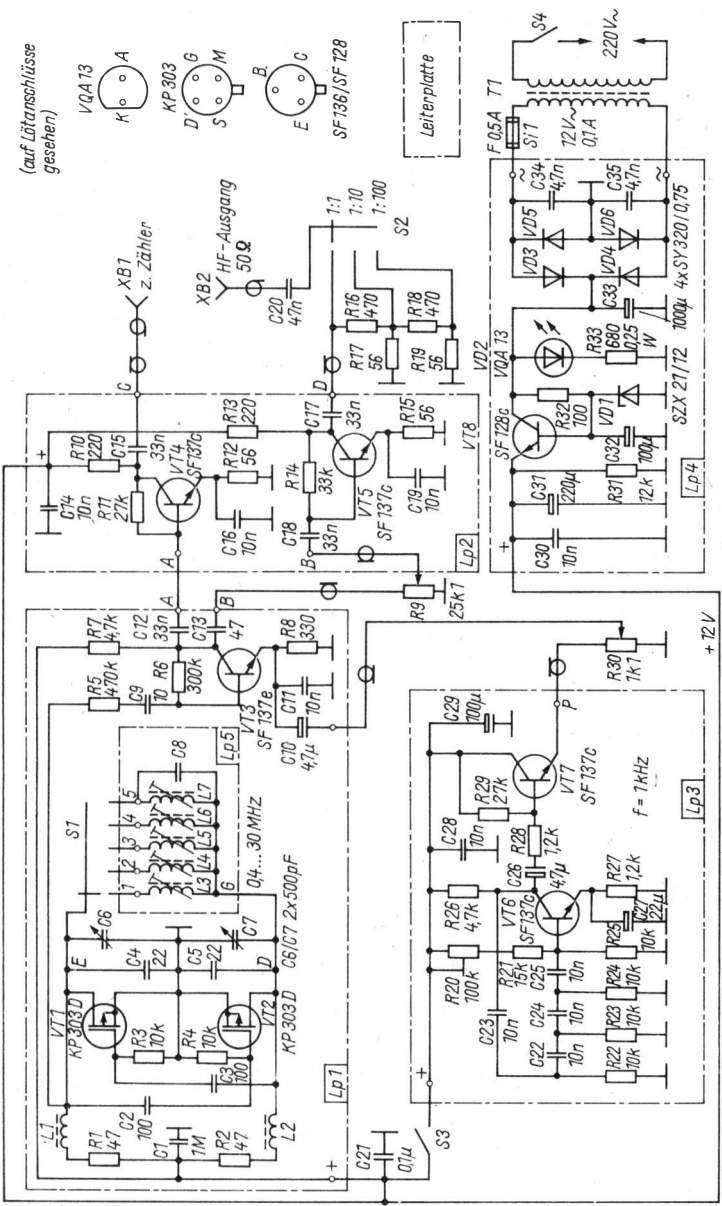


Bild 1 Stromlaufplan des beschriebenen AM-Prüfgenerators

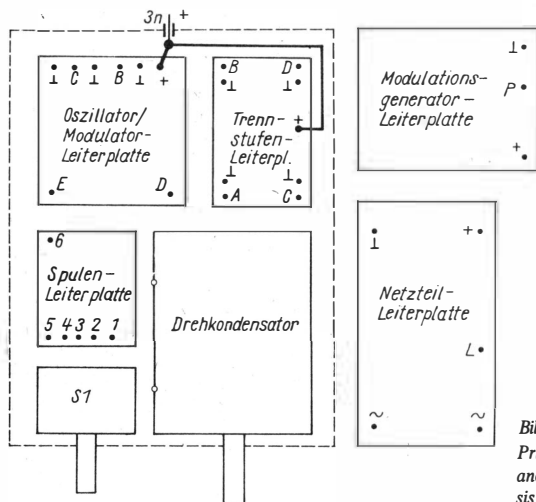


Bild 2
Prinzip der Leiterplatten-
anordnung auf dem Chas-
sis

Tabelle 2 Windungszahl für Oszillatortspulen u. a.

Bereich	Spule	Windungen	Drahtdurchmesser
1	L3	14	0,50-mm-CuL
2	L4	40	0,35-mm-CuL
3	L5	100	0,22-mm-CuL
4	L6	210	0,18-mm-CuL
5	L7	600	0,10-mm-CuL

$L1/L2 = 260$ Wdg., 0,2-mm-CuL, 400 μ H, HF-Kern voll eingedreht.
Die Spulenkörper mit 5 mm Durchmesser und HF-Abgleichkern.

Mechanischer Aufbau

Bild 2 zeigt einen Vorschlag zur Anordnung der Leiterplatten auf einem Chassis. Die Leiterplatten Oszillator, Trennstufen, Spulen sowie S1 und C6/C7 sind in einem aus Leiterplattenmaterial gefertigten Gehäuse eingebaut. Die stabilisierte Plusspannung von 12 V vom Netzteil wird über einen Durchführungskondensator 3 nF zugeführt. Der Netztransformator (M42) wurde unter dem Chassis montiert.

Um weitgehend unerwünschte HF-Abstrahlung des AM-Generators zu vermeiden, wird die gesamte Schaltung in ein Gehäuse aus Eisenblech eingebaut. Auf die Gestaltung einer Skale soll nicht eingegangen werden, das bleibt jedem Amateur nach seinen Möglichkeiten vorbehalten (Kreis- oder Linearskale). C6/C7 ist ein Zweifachdrehkondensator 2×500 pF mit einem Feintrieb 1:1,5, so daß bei Vorhandensein eines anschließbaren Frequenz-

zählers eigentlich keine Skale notwendig wird. Alle vorhandenen Spulenkörper wurden aus Fernseh-ZF-Filtern gewonnen.

Bild 3 bis Bild 12 zeigen die Leitungsführungen und die Bestückungspläne der verwendeten Leiterplatten für die einzelnen Baustufen.

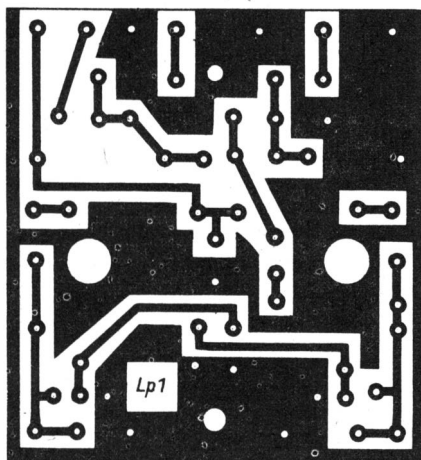
Tabelle 3 HF-Spannungen an XB1/XB2

XB1 – HF-Verlauf-Spannung etwa 2,5 V (0,5 V an 50 Ω)	
XB2 – mit S2 einstellbar, Feinregelung mit R9 auf Rechtsanschlag stellen	
Bereich 1:	1 etwa 1,5 V
	1: 10 etwa 150 mV
	1:100 etwa 15 mV

Tabelle 4 NF-Spannung am Pkt. C der Oszillatorplatine Lp1 (Messung mit NF-Millivoltmeter)

Modulationsgrad	NF-Spannung an C
5 %	110 mV
10 %	240 mV
15 %	380 mV
20 %	520 mV
30 %	800 mV
40 %	1,05 V
50 %	1,45 V

Zur Modulationsgradeichung R30 mit Skale versehen.



*Bild 3
Leitungsführung der Leiterplatte
Lp1-Oszillator/Modulationsstufe
(55 mm × 60 mm)*

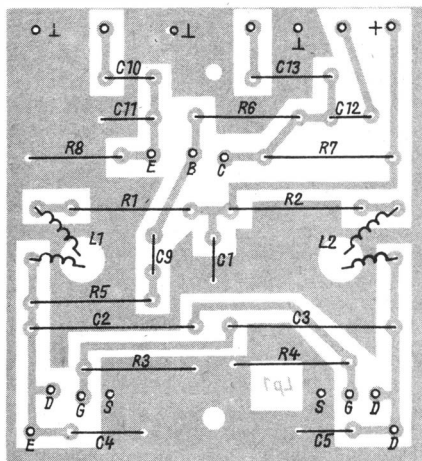


Bild 4
Bestückungsplan der Leiterplatte
Lp1

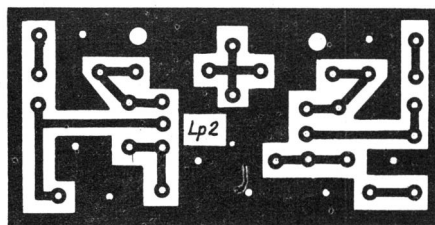


Bild 5
Leitungsführung der Leiterplatte
Lp2-Trennstufen
(57 mm × 29 mm)

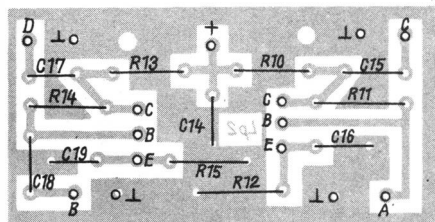


Bild 6
Bestückungsplan der Leiterplatte
Lp2

Tabelle 5 Gleichspannung in V an Transistorelektroden

	VT3	VT4	VT5	VT6	VT7
C	6,5	6,5	7,6	7,3	12,0
B	1,0	2,1	1,1	1,7	9,9
E	0,4	1,4	1,1	1,0	9,2

Gegen Masse gemessen mit Vielfachmesser 20 k Ω /V.

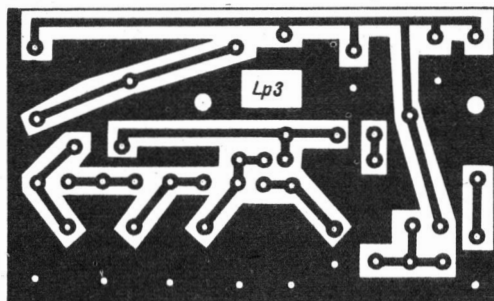


Bild 7
Leitungsführung der Leiterplatte Lp3-Modulationsgenerator
(65 mm x 39 mm)

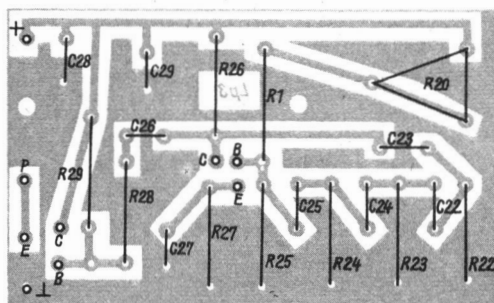


Bild 8
Bestückungsplan der Leiterplatte Lp3

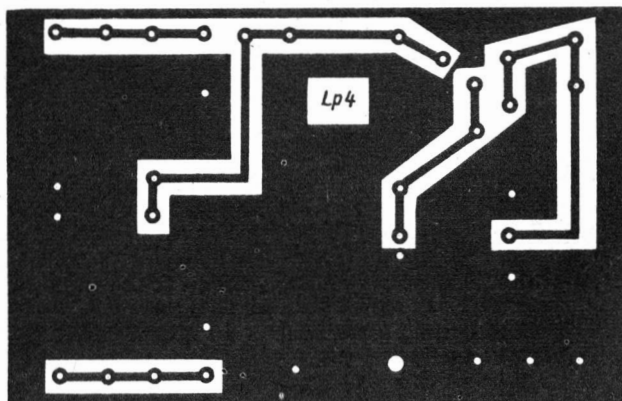


Bild 9 Leitungsführung der Leiterplatte Lp4-Netzteil (83 mm x 53 mm)

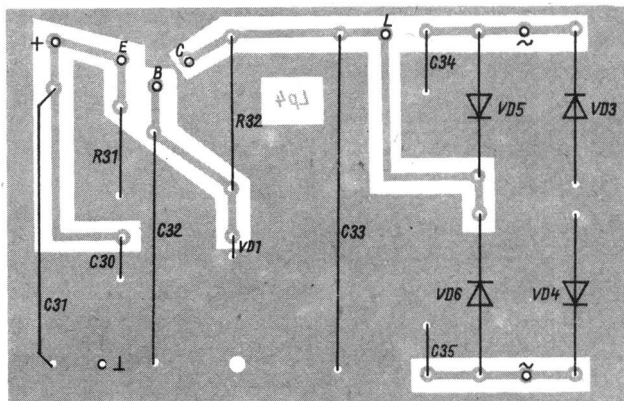


Bild 10 Bestückungsplan der Leiterplatte Lp4

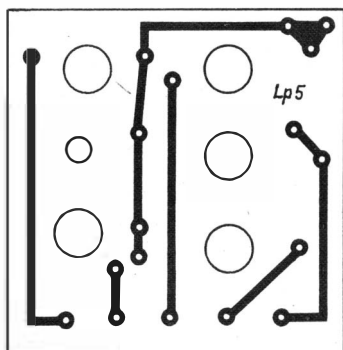


Bild 11
Leitungsführung der Leiterplatte Lp5-Spulenauflbau (44 mm × 45 mm)

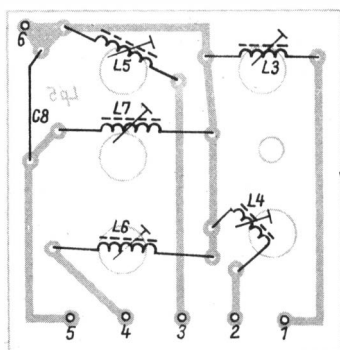


Bild 12
Bestückungsplan der Leiterplatte Lp5

Literatur

- [1] J. Uhlig, Transistorisierter Prüfgenerator 100 kHz ... 20 MHz. FUNKAMATEUR, Heft 5/1979, Seite 228 bis 231.

«k»-Automatik mit CMOS-Schaltkreisen

In [1] wurde eine interessante Schaltung für ein automatisch gebildetes Morsezeichen «k» als Roger-Piep nach [2] beschrieben, die vorrangig zur Nachrüstung in UKW-Transceivern gedacht ist. Diese Schaltung hat jedoch folgende Nachteile, die ihre Brauchbarkeit wesentlich einschränken:

- Über den verwendeten Schaltkreis 7492 (K 155 IE4) kann der Funkamateurler nur bedingt verfügen.
- Der Stromverbrauch dieser nicht unbedingt funktionsnotwendigen «technischen Spielerei» ist für batteriebetriebene Funksprechgeräte (Handfunktensprecher u. ä.) bereits unverträglich hoch (etwa 60 mA).

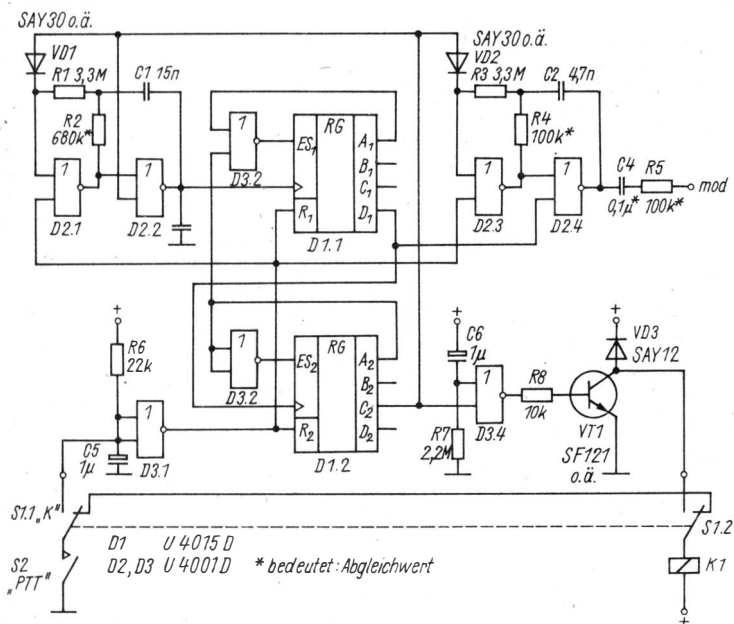


Bild 1 Stromlaufplan der «k»-Automatik mit stromarmen CMOS-Schaltkreisen

- Die Stromversorgung erfordert eine Spannung von 5 V, die in batteriebetriebenen Geräten oftmals nicht zur Verfügung steht und daher zusätzlich bereitgestellt werden müsste.

Nachfolgend wird eine Schaltung gleicher Funktion vorgestellt, die auf in der DDR handelsüblichen CMOS-IS ($2 \times U 4001 D$, $1 \times U 4015 D$) aufbaut, zwischen 3 und 15 V betriebsfähig ist und sich durch einen sehr geringen Ruhestrombedarf auszeichnet.

Die Schaltung (Bild 1) besteht aus dem Tongenerator D2.3/D2.4, dem Taktgenerator D2.1/D2.2, dem aus D1 und D3 gebildeten Steuerwerk sowie der Schaltstufe VT1. Die Funktion des Steuerwerks stellt eine interessante Anwendung des 4-bit-Rechtsschieberegisters $U 4015 D$ (zur Funktion siehe z. B. [3]) dar und es soll zum besseren Verständnis kurz an Hand des Taktschemas (Bild 2) beschrieben werden.

Denkt man sich zunächst den Ausgang A1 des 1. Schieberegisters D1.1 nur negiert an seinen Eingang E_{S1} zurückgeführt, so entsteht nach Anlegen eines Taktes ein Signal an D1, das bis auf den Takt 8 (in Bild 2 mit Raster

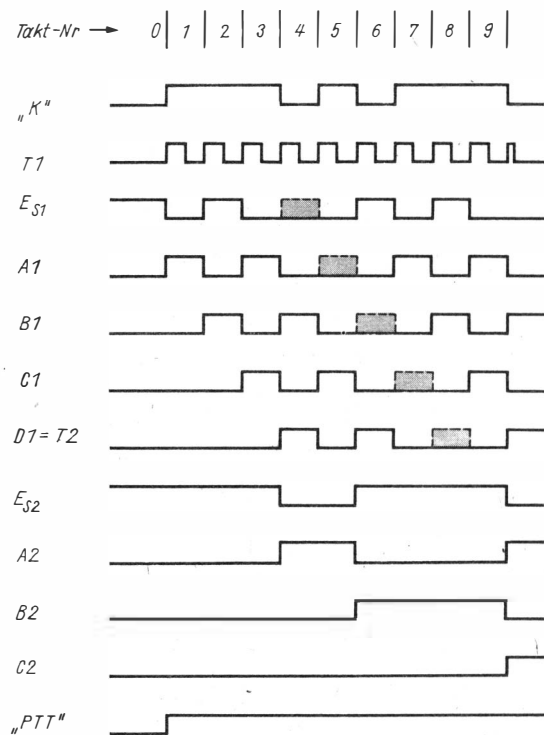


Bild 2 Taktschema der «k»-Automatik

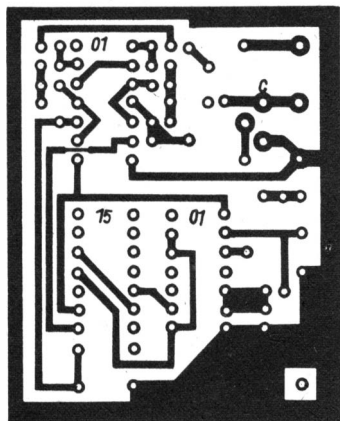


Bild 3
Leiterseite der Leiterplatte «k»-Automatik

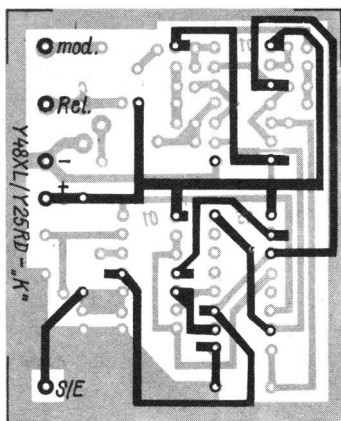


Bild 4
Bestückungsseite der Leiterplatte «k»-Automatik

dargestellt) bereits unmittelbar zur Steuerung des Tongenerators nutzbar wäre. Damit im Takt 8 der 2. Strich des «k» nicht unterbrochen wird, muß jedoch verhindert werden, daß beim Übergang zum Takt 5 ein logisches H über E_{S1} in das Schieberegister gelangt. Das läßt sich durch eine NOR-Verknüpfung von A1 mit einem im Takt 4 anliegenden H-Signal erreichen (dieses H-Signal muß dann auch noch im Takt 5 wirksam sein, damit das «k» nicht schon im Takt 9 abbricht). Zufällig ergibt sich die Möglichkeit, mit den L/H-Flanken des Ausgangs D1 das 2. Schieberegister D1.2 zu takten und seinen Ausgang A2 an seinen Eingang E_{S2} zurückzuführen, so daß A2 genau im 4. und 5. Takt auf H liegt und damit für obengenannte NOR-Verknüpfung mit A1 benutzt werden kann. Damit läßt sich dann auch der Ausgang C2, der nach Aussendung des «k» von L auf H geht, zur Steuerung des S/E-Relais K1 und des Taktgenerators heranziehen.

Ein Drücken der PTT-Taste S2 bewirkt zunächst «Reset» (Takt 0) und läßt K1 anziehen. Beim Loslassen von S2 nach Beendigung der Sendung geht der Ausgang von D3.1 wieder auf L-Potential und gibt damit den Ton- und Taktgenerator frei, wobei letzterer mit einer L/H-Flanke anschwingt und damit gleichzeitig D1.1 in den Takt 1 überführt. Nach beendetem «k» fällt K1 ab, und die Schaltung verharrt im Zustand 10, wobei Ton- und Taktgenerator gesperrt sind. R7/C6 bewirken, daß D3.4 erst etwa 2 s nach dem Einschalten freigegeben wird, da sonst ein mit dem Einschalten erzeugtes «k» ausgesendet würde.

Bei der Erprobung der Schaltung erwiesen sich C3 zur Bereinigung unsauberer Schaltflanken von D2.2 und C5 zur Unterdrückung äußerer Störimpulse auf der PTT-Leitung als unbedingt notwendig. Ferner bewirken VD1 bzw. VD2 eine sichere Sperrung der Gatter D2.1 bzw. D2.3 im Emp-

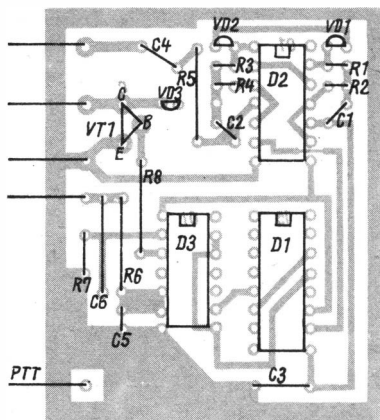


Bild 5
Bestückungsplan der Leiterplatte «k»-Auto-
matik, von der Bestückungsseite aus gesehen

fangsfall (bei einigen Mustern traten ohne diese wilde Schwingungen der Gatter auf, die den Ruhestrom von normal $20 \mu\text{A}$ auf 12 mA erhöhten). Mit dem Umschalter S1 kann wahlweise die PTT-Leitung direkt zum S/E-Relais durchgeschleift werden, damit wird die «k»-Bildung unwirksam. Eine Abrüstung der Schaltung unter Mitbenutzung des in FM-Geräten vorhandenen Ruftongenerators ist nicht sinnvoll, da seine Tonhöhe nicht mehr als angenehm empfunden wird. Optimal sind etwa 800 bis 1000 Hz, einstellbar mit C2 oder R4. Im interessierenden Spannungsbereich zwischen 8 und 15 V arbeitet die «k»-Automatik auch mit Schaltkreisen der K 176-Serie zuverlässig.

Bei der Inbetriebnahme der Schaltung sind C4/R5 den Gegebenheiten des verwendeten Modulators anzupassen. Zur Unterdrückung von HF-Einstreuungen sind gegebenenfalls individuelle Abblockungsmaßnahmen zu ergreifen. Ferner war es bei einem Muster erforderlich, zur Vermeidung von unerwünschten Verkopplungen über die Betriebsspannung die gesamte «k»-Automatik über eine in Reihe gelegte Si-Diode (SAY 30 o. ä.) zu speisen.

Literatur

- [1] G. Hoffmann, Schlußzeichen-«k»-Automatik. FUNKAMATEUR 33 (1984), Heft 9, Seite 441.
- [2] W. Gorschenin, Einfache Bildung des Buchstabens «k». RADIO 60 (1983), Heft 6, Seite 21.
- [3] Autorenkollektiv, Mikroelektronik in der Amateurpraxis, Band 2, Berlin 1984.

Einfache Empfangsantennen für das VHF-Amateurfunkband

Olaf Oberrender – Y23RD

Die VHF- und UHF-Amateurfunkbänder haben sich in den internationalen Frequenzbandplänen feste Plätze erobert. Anfängliche Voreingenommenheiten sind weitestgehend abgebaut worden. Die Technik ist durch die Entwicklung auf den Gebieten des UKW-Rundfunks und des Fernsehens in den Bändern III bis V zum Allgemeingut der HF-Praxis geworden. Das gilt auch für die Antennenanlagen. Man findet heute fast nur noch längsstrahlende Systeme, die nach dem *Yagi-Uda*-Prinzip aufgebaut sind. Sie bieten bei einem Minimum an Materialaufwand ein Optimum an Qualität. Es ist der gleiche Maßstab, den auch der VHF-UHF-Funkamateurliebling anlegt, und so findet man auch bei ihm vorzugsweise diese Antennenformen als Einzelstrahler oder als Gruppenantennen. Dabei muß viel beachtet werden. Es kann nicht empfohlen werden, damit zu beginnen.

Der interessierte VHF-Höramateurliebling kann zum Einstieg in diese Technik die Abwicklung des Amateurfunk-Betriebsdienstes auf den Relaisfunkstellen verfolgen und die Bezirksrundsprüche abhören. Mit einem etwas geänderten Rundfunk-UKW-Tuner aus dem Bastlerangebot der RFT-Fachgeschäfte ist das schon möglich. Wenn sein Interesse erst einmal geweckt ist, wird er seine Kenntnisse und seine Anlage erweitern wollen. Die Klubstationen der *Gesellschaft für Sport und Technik* werden ihm dabei behilflich sein.

Es gibt auf der gesamten Welt viele VHF- und UHF-Höramateure, die passiv am Funkverkehr zwischen den Funkamateuren aus allen Kontinenten teilnehmen. Sie verfügen zum Teil über eine hervorragende Stationsausrüstung und über gewaltige Antennenanlagen. Für diesen Kreis sind die folgenden Ausführungen nicht bestimmt. Es sollen einige einfache Konstruktionen für den experimentierfreudigen Nachwuchs beschrieben werden; also z. B. auch für Arbeitsgemeinschaften junger Pioniere, die ja auch Peilempfänger bauen und an Peilwettkämpfen teilnehmen. Die Antennentechnik für alle Bereiche der Hochfrequenztechnik ist sachlich, klar und frei von Emotionen. Es gelten immer die gleichen physikalischen Gesetzmäßigkeiten. Es gibt keine Wunderantennen, keine Tricks und keine überragenden Gewinne. Nur zu leicht fallen auch alte Hasen auf sensationelle Propagandawerte herein und ordnen Erfolge sowie Mißerfolge einzig und allein der Qualität ihrer Antennen zu.

Bei Relaisfunkstellen und mobilen Funkstellen (Kfz, Handfunksprechge-

räte) wird die vertikale Polarisierung angewendet. Die Antennen dafür sind mit ihrer Achse senkrecht zum Horizont orientiert. Die Strahlungscharakteristik in ihrem Umfeld ist dann ein konzentrischer Kreis um die Antennen. Theoretisch ist also ein gleichmäßig guter Empfang aus allen Richtungen möglich. In der Praxis wird das Rundstrahlendiagramm aber durch die Umgebung beeinflusst, z. B. durch die Topografie des Geländes und metallisch leitende Teile in der Nähe des Antennenstandorts, also auch durch die Befestigung an einem Metallmast oder durch ein an der Antenne herabhängendes Kabel. Alles, was in unmittelbarer Umgebung parallel zur Antennenachse verläuft, stört am meisten, senkrecht dazu am wenigsten.

Bei der Befestigung an einem Träger soll eine vertikal polarisierte Antenne durch einen Ausleger möglichst weit von der leitenden Umgebung ferngehalten werden, für den hier behandelten Bereich mehr als 1 m. Mit diesem kann man sie dann an einem Mast befestigen, sie seitlich aus dem Fenster oder über die Brüstung eines Balkons halten oder sie wie eine Fahne anbringen. Der Ausleger kann aus Metall sein, aber auch aus Isoliermaterial (Holz mit Firnisstrich). Der Querschnitt ist unkritisch (quadratisch, rund, rechteckig). Das Antennenkabel muß am Ausleger entlanggeführt werden (rechtwinklig von der Antenne weg) und dann am Mast senkrecht nach unten. Die Antenne ist ein Faltdipol und wird aus Aluminium, Kupfer, Messing oder aus verzinktem Stahldraht gebogen. Blanker Stahl muß lackiert werden. Es kann Vollmaterial oder Rohr sein (Durchmesser 5 bis 12 mm). Die Abmessungen und die Gestaltung sind aus Bild 1 zu ersehen. Entscheidend ist die Länge L , die man 2 bis 3 % kürzer auslegt als die halbe Empfangswellenlänge, in diesem Fall also 980 bis 1000 mm. Die Materialstärke, die Öffnung A (Abstand der beiden Leiter voneinander) und die Ausbildung der Randbogen sind von untergeordneter Bedeutung für die elektrische Funktion als Empfangsantenne. Die Endstücke könnten auch kantig ausgeführt werden.

Wenn man eine alte UKW-Antenne ausschlichten kann, dann ist man gut dran. Man findet alles, was man braucht. Man schneidet den zu langen Faltdipol in der Mitte auf, kürzt alles auf die richtige Länge und verbindet beide Hälften wieder durch ein in die Rohrstücke passendes Rundmaterial oder schiebt ein Rohrstück darüber. Der elektrische Kontakt muß gewährleistet sein, also klemmen, vernieten oder verschrauben, nicht kleben. Die restlichen Teile der ausgedienten Antenne können auch noch gut verwendet werden. Antennenanschlußdose «Elementhalter» (Krallen) und Befestigungselemente lassen sich mit einer Stahlbürste reinigen und mit Schutzlack oder -wachs konservieren.

Ein Faltdipol hat einen Eingangswiderstand von 240 bis 300 Ω . Das ist der HF-Widerstand, den man an der Einspeisestelle der Antenne mißt, dort, wo die Energie abgeführt und das Kabel angeschlossen wird. Wenn alles stimmt, verhält sich die Antenne wie ein ohmscher Widerstand der obengenannten Größe. Bei der Verwendung eines Faltdipols kann man die handelsübliche Rundfunk- oder TV-Flachbandleitung verwenden, die es in jedem entsprechenden Fachgeschäft zu kaufen gibt. Rundfunk- und Fernsehantennen sind meist für diesen Eingangswiderstand ausgelegt. Man

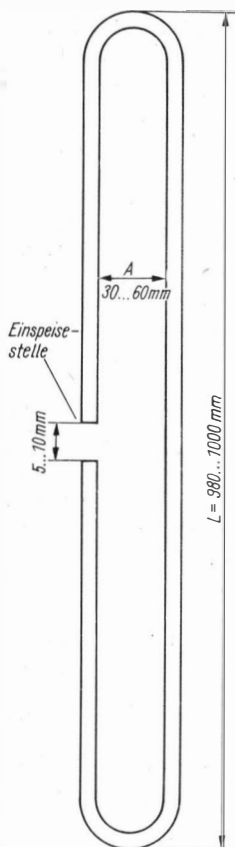


Bild 1
 Faltdipol für das 144-MHz-Amateurfunkband

kann auch einen handelsüblichen Symmetrier- und Breitbandübertrager in die Antennenanschlußdose einsetzen und dann für die Energieableitung von der Antenne zum Empfangsgerät ein ebenfalls handelsübliches 75- Ω -Kabel verwenden.

Ordnet man im Abstand $\lambda/4$ (500 mm) hinter dem Faltdipol einen 2., etwas längeren Antennenstab parallel zu diesem an, so erhält man bereits eine Richtantenne mit einer Vorzugsrichtung auf einer Seite und einer Dämpfung zur anderen hin. Die in Bild 2 dargestellten Pfeile geben die Richtung an, aus der besser oder schlechter empfangen wird. Obwohl dieses 2. Antennenelement nicht angeschlossen ist, übt es durch die Strahlungskopplung eine Wirkung aus. Es empfängt ebenso wie der Faltdipol das Signal, strahlt aber dieses wieder ab, und bei richtiger Dimensionierung verstärkt es die Eingangsspannung, oder es schwächt sie ab. Dieser Fall ist hier

gegeben, und man kann mit dieser Antenne peilen und die Richtung eines Sendestandorts bestimmen. An der Dimensionierung des Dipols ändert sich nichts. Das passive Antennenelement erhält eine Länge von 1050 bis 1100 mm. Wenn dieses zwischen der Antenne und der Befestigungsebene liegt, dann schirmt der Reflektor den Faltdipol nach hinten ab, und man kann mit diesem jetzt bis auf 600 mm an den Mast oder die Hauswand herangehen.

Will man sich auf feste Funkstellen orientieren, so ist eine solche Anordnung zu empfehlen, wenn die Empfangslage und die Umstände es zulassen. Am besten ist es, wenn man sich vorher vergewissert, wo der Standort des

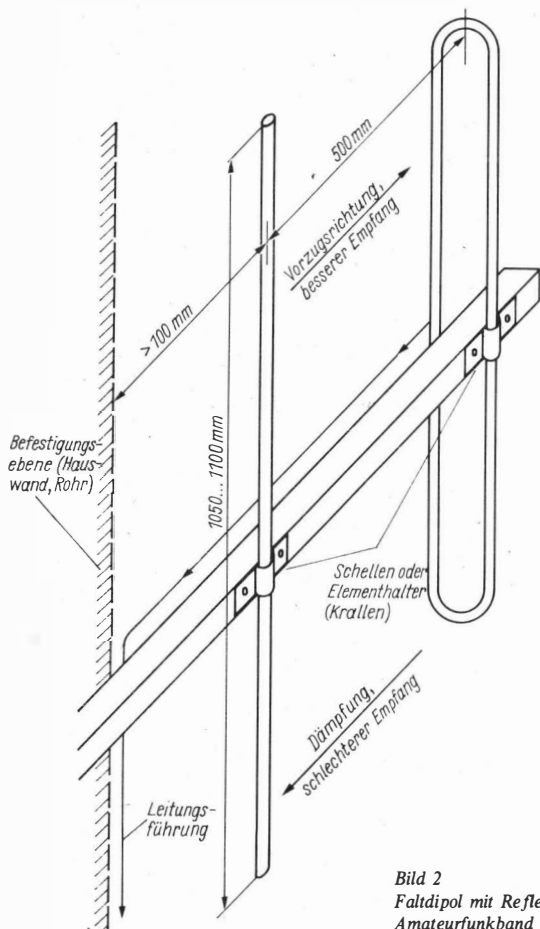


Bild 2
Faltdipol mit Reflektor für das 144-MHz-Amateurfunkband

nächstgelegenen Relais ist. In den Ballungszentren einer Großstadt wird man auch immer andere Stationen hören können, die einen direkten Funkkontakt miteinander haben.

Ähnliche Eigenschaften wie dieser Faltdipol mit Reflektor hat die nach dem Rufzeichen des Schweizer Funkamateurs R. Baumann genannte HB9CV-Antenne. Sie besticht durch die kurze Baulänge ($\lambda/8$, also nur 250 mm!) und ist daher eine beliebte Antenne für Peilwettkämpfe (Fuchsjagd) geworden. Ihr Aufbau ist komplizierter und für den Start in diese Technik völlig ohne fremde Hilfe oder mit nur geringen technischen Voraussetzungen nicht zu empfehlen. Wer sich jedoch orientieren möchte, dem wird ein Blick in das *Antennenbuch* von K. Rothammel, Y21BK, aus dem Militärverlag der DDR empfohlen. Dort werden auch die Probleme einfacher Antennen behandelt, und es wird sowohl dem Neuling als auch dem versierten Funkamateurler ein guter Einblick in diese Technik geboten. Es steht viel darin, was man wissen sollte. Man muß es nur sorgfältig lesen. Dieses Buch gehört auch zum Sortiment der Bibliotheken.

Ein Dipol als Antennenelement benötigt kein Gegengewicht. Anders verhält es sich bei Monopolen. Das ist eine Antennenform, bei der eine Dipolhälfte durch einen gut leitenden Untergrund ersetzt wird. Dieser wirkt als Spiegelfläche, und der Vergleich aus der Optik ist zulässig. In einem stillen Gewässer scheint eine aus dem Wasser ragende Stange auch die doppelte Länge zu haben. Den ideal leitenden Untergrund gibt es aber nicht, die Fläche müßte für diese Wellenlänge viele tausend Quadratmeter groß sein, und das Blechdach eines Kfz ist nur ein Kompromiß und viel zu klein.

Solche Formen (als $\lambda/4$ - oder $5/8$ - λ -Antennen im Sprachgebrauch üblich) können in ihren Eigenschaften recht unterschiedlich sein. Werden solche Antennen auf einem Mast montiert, so fehlt das Gegengewicht völlig. Man bildet dieses durch Radials nach. Das sind 3 bis 5 elektrisch $\lambda/4$ lange Speichen, die entweder radial (90°) oder in einem stumpfen Winkel zur Antenne angeordnet werden ($>90^\circ$). Eine solche Konfiguration bildet elektrisch eine Dipolcharakteristik nach, und die Antenne hat auch sehr ähnliche Rundempfangseigenschaften. Handfunksprechgeräten mit $\lambda/4$ -Antennen oder Gummiwendelantennen (diese sind elektrisch verkürzt und haben einen schlechten Wirkungsgrad) fehlt das notwendige Gegengewicht, das in diesem Fall nur durch die Hand- und Körperkapazität gebildet wird.

Der Funkamateurler VE 2 CV hat daher eine J-Antenne vorgeschlagen, die



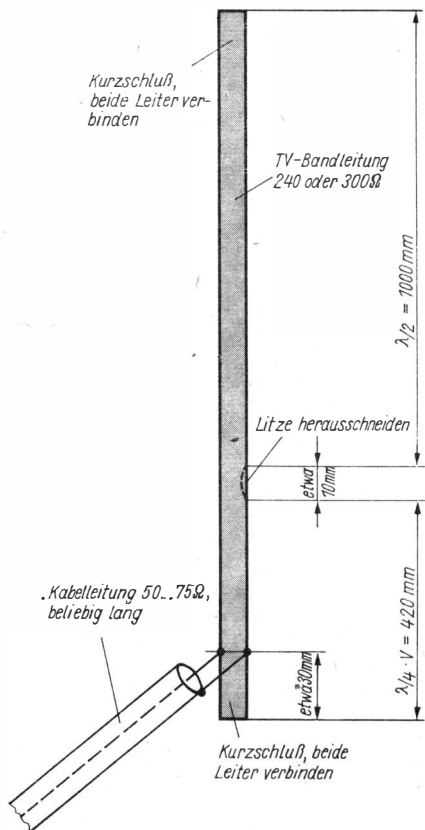


Bild 3
Einfache Bandleitungsantenne für
das 144-MHz-Amateurfunkband

aus TV-Flachbandleitung besteht (aus QST, Heft 4/82). Sie läßt sich zusammenrollen und leicht transportieren. Sie ist für Empfangszwecke gut geeignet wie jede andere Sendeantenne auch. Im Gegensatz zu einem $\lambda/4$ -Stab ohne Gegengewicht stellt diese Antenne ein komplettes System dar wie ein Dipol. Bild 3 zeigt den praktischen Aufbau. Oberhalb des $\lambda/4$ -Stubs wird ein kleines Stück von einem der parallelen Leiter herausschnitten. Etwa 30 mm vom unteren Kurzschluß öffnet man die Isolierung und verbindet den Außenleiter eines Kabels (50 bis 75 Ω) mit dem kurzen Leiter und den Innenleiter mit der gegenüberliegenden Seite. Oben und unten werden beide Leiter der Bandleitung kurzgeschlossen. Einfache Bandleitung ist flexibler und eignet sich besser als die ausgeschäumte mit ovalem Querschnitt. Die Antenne kann an einem Baum, an einem Ast oder an einem Fenster befestigt werden, wobei sie an einem Bindfaden herunter-

baumeln darf. Wie jede andere Antenne auch, muß man sie vor metallisch leitender Umgebung fernhalten.

Elektrisch handelt es sich um eine Viertelwellenparalleldrahtleitung, die an einem Ende kurzgeschlossen ist und auf die man ein $\lambda/2$ -langes Antennenelement aufgesetzt hat. Eigentlich ist es ein U mit einem am Ende verbundenen Halbwellenantennenelement. Mit etwas Phantasie wird daraus ein J, und unter dieser Bezeichnung sind solche Formen in der Amateurfunkliteratur bekannt geworden. Der 2. Leiter der aufgesetzten Antenne könnte auch aus der Bandleitung herausgetrennt werden. Er verleiht der Konstruktion eine bessere mechanische Festigkeit. Eine einseitig kurzgeschlossene $\lambda/4$ -Leitung ist am offenen Ende hochohmig. Das ist die $\lambda/2$ -An-

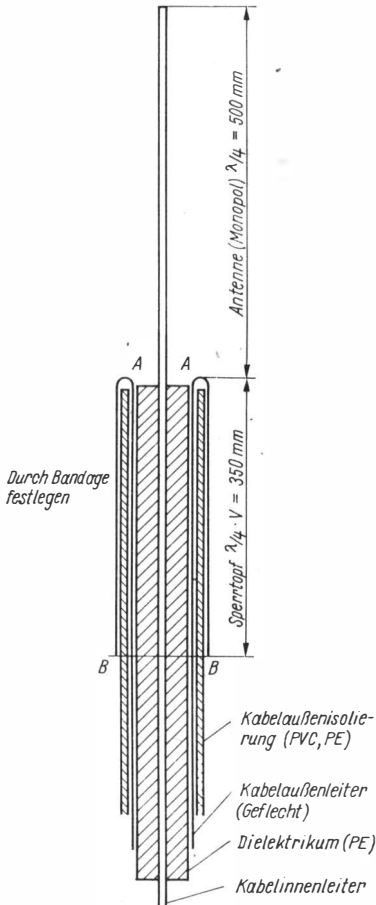


Bild 4
Einfache Koaxialantenne für das 144-MHz-Amateurfunkband (Schnittdarstellung)

tenne an beiden Seiten auch. Man kann sie daher auf die Transformationsleitung aufsetzen und auf diese Weise physikalisch richtig anpassen. Das Kabel kann nach unten oder rechtwinklig zur Antenne geführt werden.

Einfacher, voll funktionsfähig und physikalisch noch akzeptabel kann man eine Antenne kaum noch aufbauen. Nur noch die vereinfachte Koaxialantenne nach Bild 4 käme ihr gleich. Man stellt sie aus einem Stück Koaxialkabel her oder nimmt gleich das eine Ende einer größeren Länge. In so einfacher Form geht das nur, wenn der Außenleiter des Kabels geflochten ist. Bei dem handelsüblichen TV-Kabel muß man eine Folie über die äußere PE-Umhüllung wickeln oder ein Rohr darüberschieben, das an der Stelle A mit dem Kabelaußenleiter (Folie) verbunden wird. Es entsteht ein Sperrtopf, der die Mantelwellen unterdrückt. An der oberen Seite wird der Kabelinnenleiter vom Dielektrikum freigelegt. Er stellt einen Monopol dar. Das Außenleitergeflecht wird nicht abgeschnitten, sondern nach Entfernen der Kabelaußenisolierung umgestülpt und zurück über das Kabel gezogen. Alles kann bandagiert werden, damit man eine gute mechanische Festigkeit erhält. Eine Lackierung ist auch zu empfehlen. Besonders geschützt werden muß die Stelle bei A. Man nimmt dazu *Cenusil*, Lack oder Harz. Der umgestülpte Außenleiter mit der elektrischen Länge einer Viertelwellenlänge (er muß wegen des Dielektrikums mechanisch verkürzt werden) wirkt wieder wie eine Koaxialleitung, die bei A kurzgeschlossen ist. Am anderen Ende bei B ist sie aber hochohmig und sperrt wieder die Mantelwellen, die sich durch den aufgesetzten Monopol ergeben, der ja unsymmetrisch ist. Alles stellt auch nur eine Variante eines Dipols dar, und auch in diesem Fall sind die Eigenschaften wieder ähnlich.

Wenn der Innenleiter zu dünn ist und mechanisch nicht stabil genug, dann kann man ihn an einem Isolierstab festbinden, der an der unteren Seite am Kabelmantel anliegt und sich mit dem Geflecht zusammen aufbinden läßt. Es läßt sich dafür ein Stück Fenstergardinenstange aus Polyester-Glasfaser, eine Kunststoffstricknadel oder ein Stück Holz, solange es trocken bleibt, verwenden. Wenn man die Antenne waagrecht hält, dann kann man sie auch für den Empfang horizontal polarisierter Signale einsetzen. Das gilt auch für die anderen beschriebenen Antennen.

Praktische Nutzung des Avalancheeffekts eines Halbleiter-pn-Übergangs

Dr. Walter Rohländer – Y220H

1922 entdeckte ein Mitarbeiter des *Lenin-Laboratoriums* in Nishegorodsk, *O. W. Losjew*, die Möglichkeit, mit einem Detektorkristall hochfrequente Schwingungen zu erzeugen. Wie in [1] nachzulesen ist, wurde diese Entdeckung im In- und Ausland stark beachtet, der sogenannte Kristaldynverstärker jedoch durch die Röhrenverstärker verdrängt und vergessen. Dem experimentierfreudigen Funkamateurliebling wird eine Schaltung des Kristallverstärkers in Bild 1 vorgestellt. Seinerzeit konnte diese Entdeckung noch nicht theoretisch erklärt werden. Immerhin konnte *O. W. Losjew* schon Signale bis zu etwa 12 MHz verstärken bzw. CW-Signale hörbar demodulieren. Als beste Detektormaterialkombination erwies sich nach vielen Untersuchungen die Zusammenstellung Stahlstift-Zinkit (kristallines Zinkoxid). Wichtig war auch bereits *Losjews* Erkenntnis, daß nur solche Kristalldetektoren verstärkend wirken, deren Strom-Spannungs-Kennlinie einen Bereich negativer Steigung (negativer differentieller Widerstand) aufweist.

Erst lange Zeit später, Anfang der 60er Jahre, als man mit Begriffen der Halbleiterterminologie wie pn-Übergang, Sperrschicht, Raumladungszone, Drift- oder Laufzeit, Avalanche- oder Lawinendurchbruch experimentell und theoretisch gesichert umgehen konnte, mußte man feststellen, daß *O. W. Losjew* rein experimentell die Avalanchelaufzeitdiode entdeckt hatte. Sie gehört zu den aktiven Zweipolen, den Laufzeitdioden (s. auch [2]).

Was versteht man unter dem Avalancheeffekt? Vergrößert man an einer Halbleiterdiode die Spannung in Sperrichtung, so werden zunächst sämtliche freien Ladungsträger aus einer Zone am pn-Übergang abgezogen, es fließt nur noch ein minimaler Reststrom. Der Transport der Ladungsträger ist energiearm. Die geometrische Dicke dieser Sperrschicht ist klein, so daß

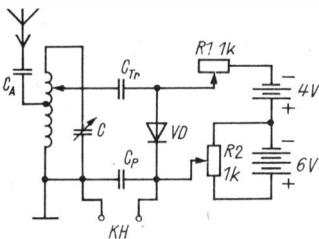


Bild 1

Schaltenschema eines Kristaldynempfängers nach *Losjew* aus [1].

Im rechten Teil der Schaltung liegt die Avalanchelaufzeitdiode, seinerzeit ein Zinkitkristall mit Stahlstift. Sie entdämpft den Schwingungseinsatz. Es können CW-Signale empfangen werden

bereits bei kleinen Sperrspannungen hohe lokale Feldstärken auftreten können. Erreichen diese Werte über 10^5 V/cm (äquivalent 10 V an $0,1 \mu\text{m}$), so erfahren die Ladungsträger eine kinetische Beschleunigung, deren Energie ausreicht, bei Kollision mit Gitterbausteinen Ladungsträger- (Elektron-Loch-) Paare zu bilden. Die Erscheinung setzt sich wie eine Kettenreaktion fort. Man nennt sie Avalanche- oder Lawineneffekt. Es ergibt sich eine ungeheure Stromvervielfachung.

Je nach Dotierungsverlauf im Bereich des pn-Übergangs schließt sich der Avalanchezone, in der es allein zur Ladungsträgerbildung kommt, eine Zone geringerer Feldstärke an, in der sich eine Raumladung ausbildet und in der das Ladungsträgerplasma mit Sättigungsgeschwindigkeit transportiert wird oder driftet (Drift- oder Laufzeitzone). Im Avalanchebetrieb bleibt die Diodenspannung oberhalb der Durchbruchspannung bei weiter steigendem Strom konstant (Z-Diode), oder die Spannung am pn-Übergang wird wieder kleiner, es tritt in der Kennlinie ein negativer differentieller Widerstand auf (Avalanchelaufzeitdiode). Halbleiterbauelemente, hier sind auch Transistoren eingeschlossen, die in der Kennlinie einen Avalanchebereich aufweisen, sind wegen eines möglichen thermischen Durchschlagens (Zerstörung) stets aus einer Konstantstromquelle zu speisen, bzw. die Stromaufnahme ist entsprechend der zulässigen Verlustleistung nach oben zu begrenzen.

Im Handel werden Halbleiterbauelemente angeboten, die unter bestimmten Einsatzparametern einen Avalanchelaufzeiteffekt aufweisen. Der Hersteller hat sie für diesen Einsatz nicht entwickelt. Dennoch kann sie der Funkamateurliebhaber für interessante Schaltungen der Meß- und Regeltechnik, der NF- bis SHF-Technik u. a. verwenden. Es ergeben sich oft ungewöhnliche Einsatzfälle in verblüffend einfacher Schaltungstechnik, die eine wesentliche Bauelementeinsparung bieten, ohne daß ein Abstrich an der zu erreichenden Zielgröße zu machen wäre.

Dioden und Transistoren mit Avalanchelaufzeiteffekt sind aktive Bauelemente, die als schnelle Schalter und Verstärkerelemente sowie in Oszillatoren eingesetzt werden können. Im folgenden sind zunächst die Kennlinien dieser Bauelemente beschrieben. Anschließend wird auf einfache Schaltungen der internationalen Schaltungstechnik hingewiesen, die dem Autor bei grober Literaturdurchsicht bekannt geworden sind. Abschließend werden dann noch zusammenfassende Hinweise für Arbeitsgemeinschaften, aber auch für den HF-Spezialisten gegeben, die sich ernsthaft mit dem wenig entwickelten Gebiet der Avalanchelaufzeitbauelemente beschäftigen wollen.

Kennlinien und Arbeitspunkte

In [3] wurde vom Autor bereits vor mehr als 10 Jahren ein UHF-Eichpunktgeber mit Avalanchetransistor besprochen, der in [4] zu finden war. In [4] ist auch das Kennlinienfeld $I_C = f(U_{CE})$ einschließlich des Avalanchebereichs dargestellt, das man in den Datenblättern der Hersteller kaum findet. Es gilt für npn-Transistoren und ist in Bild 2 wiedergegeben.

wird von A aus auf II der Punkt B im Kennlinienfeld mit negativer Steigung erreicht. Jetzt schaltet der Transistor sofort entlang II auf C durch mit sehr hohen Spitzenströmen und einem Spannungshub von etwa $U_{DCER} - U_{DCEO}$. Man hat es mit einem triggerbaren Transistorschalter im Avalanchebereich zu tun, siehe Schaltbeispiel 3.

- I3 schneidet die Kennlinien bereits in B und damit auch die niederohmige, dynamische Wechselstromarbeitsgerade II. Es handelt sich in diesem Fall um einen freilaufenden Transistorschalter, einen Relaxationsoszillator, siehe Schaltbeispiel 2.
- Es ist aber auch noch ein 4. Transistoreinsatzbereich nachweisbar. Die Gleichstromarbeitsgerade III schneidet die Kennlinien in D im Bereich negativer Steigung. Man kann in diesem Fall einen Schwingkreis entdämpfen, einen Verstärkerbetrieb ableiten.

Bild 3 zeigt Diodenkennlinien im Sperrbereich. Es sind 3 Äste eingezeichnet. Kennlinie 1 stellt die einer üblichen Diode dar, Kennlinie 2 die einer Z-Diode, und Kennlinie 3 zeigt einen Bereich, in dem die Steigung der $I_S = f(U_S)$ -Kurve negativ ist, typisch für eine Avalancheaufzeitdiode. Es sind 2 Arbeitsgeraden I und II eingezeichnet, 1 hochohmige Gleichstrom- und 1 niederohmige Wechselstromarbeitsgerade. Sie werden zur Erläuterung des Schaltbeispiels 1 benötigt.

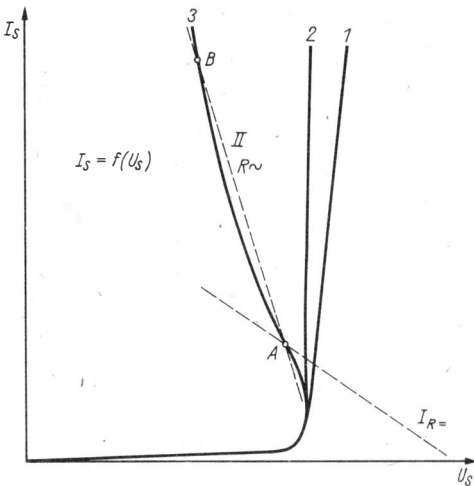


Bild 3
Diodenkennlinien $I_S = f(U_S)$ im Sperrbereich (s. Text)

Schaltbeispiel 1

Freilaufender Relaxationsoszillator mit Diode in Avalanchebetrieb

W. Kopanew beschreibt in [5] einen einfachen Relaxationsoszillator (Bild 4) mit einer Ge-Allzweckdiode, die im Avalanchebereich einen Kennlinienbereich mit negativer Steigung aufweist. Diese einfachen Schaltungen kennt der ältere Amateur nur mit einer Glimmlampe (ohne Schutzwiderstand) an Stelle der Diode [6]. Es werden oberwellenreiche Sägezahnimpulse erzeugt. Die verwendete Ge-Diode D2B ist eine der ersten in der Sowjetunion gefertigten Ge-Allzweckdioden. Auch früher in der DDR gefertigte Ge-Allzweckdioden der OA-Serie dürften sich in ausgesuchten Exemplaren für diesen Zweck eignen. C1 sollte nicht kleiner als $0,15 \mu\text{F}$ sein, da sonst die Diode überlastet wird. Die angeführte Schaltung gibt Impulsspannungen von 14 V bei einigen hundert Hertz ab.

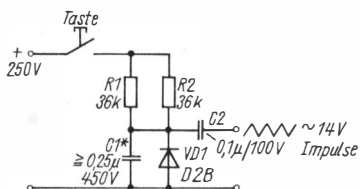


Bild 4
Freilaufender Relaxationsoszillator mit Ge-
Allzweckdiode im Avalanchebereich nach
[5]

Die Arbeitsweise der Schaltung ist an Hand der Kennlinie Bild 3 leicht erläutert. C1 wird über die Parallelwiderstandskombination R1/R2 so lange geladen, bis die Arbeitsgerade I Punkt A erreicht. Jetzt schaltet die Diode entlang der niederohmigen, dynamischen Wechselstromarbeitsgeraden sehr schnell nach Punkt B durch. Der Kondensator ist entladen, der Zyklus beginnt von neuem. Es entsteht eine Abfolge periodischer Sägezahnimpulse.

Die Schaltung eignet sich trotz oder gerade wegen ihrer Einfachheit zum Bau eines Prüfstifts zur Signalverfolgung. Der Sägezahnimpuls ist sehr oberwellenreich bis in den Kurzwellenbereich hinein. Der experimentierfreudige Funkamateure kann die Schaltung vielfältig modifizieren. Direkt aus dem Netz betrieben, entstehen 50-Hz-Sägezahnpakete, die sich gleichfalls zur Signalverfolgung eignen. Der Bau eines einfachen Metronoms ist ebenso möglich. Vielleicht überprüft der Leser einmal seine Bastelkiste und untersucht pn-Übergänge von Dioden, Transistoren (Kollektor-Basis- bzw. Basis-Emitter-Diode) auf ihre Relaxationsfähigkeit.

Oszillografiert man die Impulse, so sagen die Impulsamplituden etwas zur Länge des negativen Teils der Kennlinie und die Steilheit des abfallenden Impulses etwas über die HF-Eigenschaften des pn-Übergangs aus. Eines ist jedoch fast immer sicher, daß in dieser Schaltung nichtoszillierende pn-Übergänge keinen Bereich in der Kennlinie mit negativer Steigung aufweisen.

Schaltbeispiel 2

Freilaufende RC-Relaxationsoszillatoren mit Transistor im Avalanchebetrieb

M. Linnik schreibt in [7] über einfache Konstruktionen mit Transistoren im Lawinenbereich (Avalanchebereich) durchweg über freilaufende Relaxationsoszillatoren. Verblüffend ist immer wieder der einfache Aufbau dieser leistungsfähigen Schaltungen. Bild 5 zeigt einen einfachen Tongenerator (0,5 bis 1000 Hz) mit 0,5 W Dauerstrichleistung. Frequenzbestimmend ist der Wert der RC-Kombination ($R_2 + R_3$ mit, je nach Schalterstellung, C_1 , C_2 oder C_3). Im Kennlinienfeld (Bild 2) werden beim Anstieg der Spannung am Kondensator die Gleichstromarbeitsgeraden I1, I2 und I3 nacheinander durchlaufen und damit der Punkt B erreicht. Hier schaltet der Transistor auf der niederohmigen, dynamischen Wechselstromarbeitsgeraden schnell nach Punkt C durch. Der Kondensator ist entladen, der Zyklus beginnt von neuem. Die Schaltimpulse aktivieren einen Lautsprecher von 4 bis 10 Ω und 0,5 W. Es ist ein oberwellenreiches, hartes NF-Signal, geeignet für einen Morseübungsgenerator oder mit größeren C-Werten für ein Metronom oder einen Taktgeber.

Hohe Betriebsspannungen bedeuten auf jeden Fall mögliche Gefahren für den Experimentator und verlangen besondere Sorgfalt bei der konstruktiven Auslegung des Geräts, d. h. die Beachtung zahlreicher Sicherheitsbestimmungen. Daher ist es eine erfreuliche Tatsache, daß zahlreiche Si-Transistoren im Inversbetrieb (einfache Umpolung der Stromversorgung)

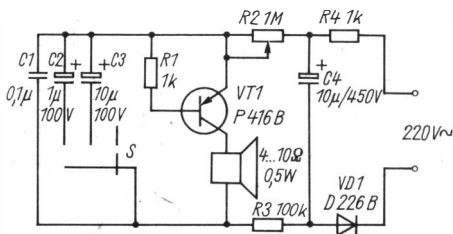


Bild 5
Tongenerator 0,5 bis 1000 Hz
mit freilaufendem Relaxationsoszillator und Avalanche-transistor

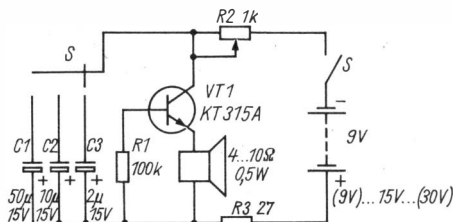


Bild 6
Metronom bzw. Taktgeber mit
Avalanchetransistor in Relaxationsoszillatortechnik, Niedervoltausführung mit Transistor im Inversbereich

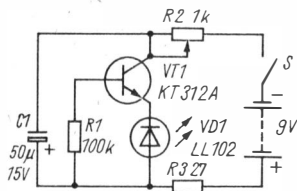


Bild 7
Blinklichtgeber mit Avalanchetransistor in Relaxationsoszillatortechnik, Niedervoltausführung mit Transistor im Inversbetrieb und mit Leuchtdiode

bereits bei sehr niedrigen Betriebsspannungen Avalancheigenschaften aufweisen. Das bestätigen 2 weitere in [7] beschriebene Schaltungen (Bild 6 und Bild 7). Es ist nicht schwer, die Identität der Schaltungen Bild 5 und Bild 6 festzustellen. Die Versorgungsspannungen wurden umgepolt, sie betragen jetzt nur noch 9 bis 30 V, vorzugsweise 15 V. Die Schaltung Bild 6 wurde speziell als Metronom oder Taktgeber, aber auch als Tongenerator bis etwa 1000 Hz entwickelt. Tauscht man den Lautsprecher gegen eine Leuchtdiode (Bild 7), so ergibt sich ein variabler Blinklichtgeber. Mit den angegebenen Bauelementen läßt er sich zwischen 20 und 50 Hz einstellen.

Die Schaltung nach Bild 8 aus [8] zeigt, daß ein Relaxationsoszillator auch eine sinusförmige Spannung abgeben kann. Der Sägezahn des freilaufenden Relaxationsoszillators mit Avalanchetransistor stößt einen abgestimmten Parallelresonanzkreis an, und es wird nur eine Sinuswelle abgegeben. Die Schaltung ist für 4 kHz ausgelegt. Das Signal erreicht bei hochohmiger Belastung an 100 k Ω U_{eff} etwa 70 V, also ein einfacher Sinusfestfrequenzoszillator.

Auf 2 technisch interessierte Anwendungsfälle in einfacher Schaltungstechnik mit freilaufenden RC-Avalanchetransistorrelaxationsoszillatoren wird gleichfalls in [7] eingegangen. Es handelt sich um ein zwischen 0 und 100 °C abstimmbares Thermometer mit einer Meßunsicherheit von ± 1 K und einen Heizungsregelkreis mit Trinistorsteller.

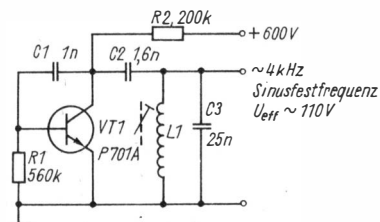


Bild 8
Sinusfestfrequenzoszillator (4 kHz) mit Avalanchetransistor als freilaufender Relaxationsoszillator

Schaltungsbeispiel 3

Synchronisierbarer Impulsgeber mit Avalanchetransistor

In [3] wurde vom Autor über einen UHF-Eichpunktgeber mit Avalanche-transistor berichtet. Dieser Geber war bis über 1 MHz mit TTL-IS synchronisierbar, er gab Oberwellen noch weit oberhalb der tausendsten Harmonischen ab, also oberhalb 1 GHz! Freilaufende Avalanchetransistorrelaxationsoszillatoren sind oberhalb ihrer Freilauffrequenz über die Basis des Transistors synchronisierbar. Das ist die eine Variante. Die andere ist folgende: Die Gleichstromarbeitsgerade wird so gewählt, daß der Schnittpunkt mit dem Kennlinienfeld gerade noch keine freien Schwingungen zuläßt, in Bild 2 die Gerade I2 mit Punkt A bei U_{DCER} . In diesem Fall genügt an der Basis des Avalanchetransistors ein einfacher Triggerimpuls zur Auslösung des schnellen Schaltimpulses entlang der niederohmigen, dynamischen Wechselstromarbeitsgeraden II.

In der Literatur gibt es bereits eine Fülle praktischer Schaltungsbeispiele. Auf eine Schaltung aus [8] sei noch eingegangen (Bild 9). Es handelt sich um einen freilaufenden Zeilenablenkgenerator mit Avalanchetransistor für einen Oszillografen mit elektrostatisch ablenkender Bildröhre zur Untersuchung periodischer NF-Signale. Die Eingangssynchronisation wird an der Basis von VT1 über C1/R1 (und einstellbar mit R2) vom Eingangssignal her vorgenommen, seine Amplitude sollte $U_{eff} = 5 V$ betragen. Die Schaltung läßt sich sicher zwischen 1 und 20 kHz synchronisieren.

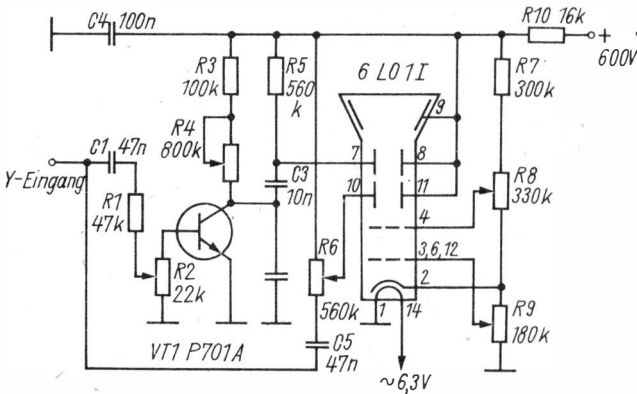


Bild 9 NF-Oszillograf mit elektrostatisch abgelenkter Bildröhre und Zeilenablenkgenerator mit Avalanchetransistor. Die Anordnung ermöglicht Eigensynchronisation des sonst freilaufenden Relaxationsoszillators

Schaltungsbeispiel 4

Linear-Großsignalverstärker mit Avalanche transistor

Es wurde an anderer Stelle bereits gesagt, daß der Avalanchebereich des Transistors zwischen U_{DCE0} und U_{DCB0} liegt. An Hand des Kennlinienfelds (Bild 2) wurde gezeigt, daß entlang der hochohmigen Arbeitsgeraden I2 eine stabile, lineare Großsignalverstärkung möglich ist. Einen hochohmigen, hochwertigen NF-Verstärker nach [8] zeigt Bild 10, der als Signalvorverstärker für den in Bild 9 gezeigten Oszillografen wirkt. +600 V sind bereits im Gerät vorhanden, so daß die Schaltungskonzeption darauf aufbaut. Es werden Spannungen bis 0,6 V 120fach zwischen 50 Hz und 20 kHz linear verstärkt. Ein- und Ausgang sind hochohmig (etwa 100 k Ω). Die Ausgangssignale können $U_{eff} = 70$ V erreichen. Der Strombedarf bei 600 V beträgt 2 mA.

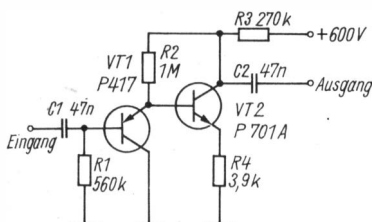


Bild 10
Großsignallinearverstärker mit Transistor
im Avalanchebetrieb (s. Text)

Hinweise zu Bauelementen mit Avalancheeffekt

Bei der Beschreibung der Kennlinien wurde bereits einiges gesagt, um für derartige Schaltungen geeignete Bauelemente zu finden. Bei Transistoren gilt der Hinweis, daß nur solche Typen einen Avalancheeffekt aufweisen, bei denen U_{DCB0} größer als U_{DCE0} ist (in einigen Datenblättern zu finden). Im allgemeinen wird man sich jedoch auf Testschaltungen verlassen müssen, am besten für Dioden nach Bild 4, für Transistoren nach Bild 5 oder Bild 6. Es lohnt sich bestimmt, die Bastelkiste zu überprüfen. Eine nur oberflächliche Durchsicht der Literatur ergab jedoch einige Transistortypen, bei denen experimentell nachgewiesen wurde, daß sie in den gezeigten Schaltungen im Avalancheeffekt arbeiten. Dieses sind z. B.:

MP 21 A bis E	Ge-pnp-Transistor	150 mW	UdSSR
MP 24 B	Ge-pnp-Transistor	200 mW	UdSSR
KT 312 A und B	Si-npn-Transistor	450 mW	UdSSR
KT 315	Si-npn-Transistor	150 mW	UdSSR
P 416 A und B	Ge-pnp-Transistor	100 mW	UdSSR
KT 603 A bis E	Si-npn-Transistor	500 mW	UdSSR
P 701	Si-npn-Transistor	10000 mW	UdSSR
2 N 708	Si-npn-Transistor	360 mW	NSW

2 N 2193	Si-npn-Transistor	800 mW	NSW
2 N 3904	Si-npn-Transistor	300 mW	NSW

Die Beschäftigung mit dem Avalancheeffekt bei Halbleiterbauelementen ist äußerst reizvoll. Sehr zu Unrecht wird dieses Randgebiet der Halbleitertechnik vernachlässigt. Die gezeigten Beispiele veranschaulichen das. Es konnte längst nicht erschöpfend die Vielfalt der Einsatzmöglichkeiten aufgezeigt werden. Verblüffend ist die Einfachheit dieser Schaltungen mit sehr geringem Bauelementeaufwand. Arbeitsgemeinschaften in Schulen und Klubhäusern kann nur empfohlen werden, sich mit diesem Effekt zu beschäftigen und einfache Experimentierschaltungen aufzubauen.

Der Avalancheeffekt enthält ein Ladungsträgerplasma in einem Festkörper, und zwar kontrolliert im eigentlichen Durchschlagsdurchbruchsbereich. Der Laufzeitzone, der eigentlichen Ursache für den negativen Bereich der Kennlinie, kann bis in den UHF-Bereich Energie entzogen werden, z. B. zur Entdämpfung von Schwingkreisen und zur Realisierung von Zweipolverstärkern und -oszillatoren. Auf dieses Gebiet wurde im Beitrag nicht eingegangen. Es ist gegenwärtig noch dem Spezialisten vorbehalten.

Literatur

- [1] I. P. Sherebzw, Rundfunktechnik, Seite 411 bis 414, Leipzig 1953.
- [2] Rint C. (Herausg.), Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker, Band 5, Seite 334 bis 347, Heidelberg 1981.
- [3] UHF-Eichpunktgeber mit Avalanchetransistor. Funkamateure 23 (1974), Heft 3, Seite 146.
- [4] J.R. Andrews, A Frequency Calibrator for Uhf Using an Avalanche Transistor. QST 56 (1972), Heft 5, Seite 16 bis 18.
- [5] W. Kopanew, Generator mit Diode. RADIO (Moskau), 1976, Heft 5, Seite 59.
- [6] W. Conrad, Grundsaltungen der Funktechnik, Seite 55, Leipzig 1976.
- [7] M. Linnik, Einfache Konstruktion mit Transistoren im Lawinenregime. RADIO (Moskau), 1982, Heft 2, Seite 50 bis 51.
- [8] A. Piltakjan, Leistungstransistoren im Lawinenregime. RADIO (Moskau), 1979, Heft 4, Seite 39 bis 40.

Quarzoszillatoren

Um frequenzstabile Schwingungen zu erzeugen, verwendet man Quarzoszillatorschaltungen. Solche Quarzoszillatorschaltungen arbeiten meist aperiodisch (unabgestimmt), die aber die Tendenz haben, die 3. oder höhere harmonische Frequenz oder gar unharmonische Frequenzen zu erregen. Das gilt es beim Abgleich zu beachten. Um den hohen Gütefaktor eines Schwingquarzes zu nutzen, sollte der Quarz in einer hochohmigen Schaltung betrieben werden. Da meist die Colpitts-Schaltung für den Quarzoszillator verwendet wird, zeigt Bild 1 ein Beispiel dafür. Durch die «Darlington-Schaltung» der beiden Transistoren VT1/VT2 wird ein hochohmiger Eingangswiderstand bei hohem Verstärkungsfaktor erreicht. Mit der Trimmerkapazität in Serie zum Schwingquarz EQ wird auf die Parallelresonanzfrequenz des Quarzes abgeglichen. Für den kapazitiven Spannungsteiler C1/C2 gelten folgende Werte:

Frequenzbereich 3 bis 6 MHz C1 = 560 pF – C2 = 470 pF.

Frequenzbereich 6 bis 15 MHz C1 = 560 pF – C2 = 220 pF.

Frequenzbereich 15 bis 30 MHz C1 = 220 pF – C2 = 100 pF.

Als Transistoren eignen sich SF 225 o. ä.

Bild 2 gibt eine einstufige Quarzoszillatorschaltung (VT – SF 225 o. ä.) wieder. Für den Frequenzbereich 2 bis 10 MHz ist C1 = C2 = 220 pF, für 10 bis 20 MHz hat C1 = C2 = 100 pF. Der Trimmerkondensator C3 hat maximal 50 pF. Verwendet man eine Kapazitätsdiode für C3, dann ist eine Frequenzänderung in Abhängigkeit von einer Regelspannung möglich. Bild 3 zeigt eine Quarzoszillatorschaltung zur Erregung der Serienresonanzfre-

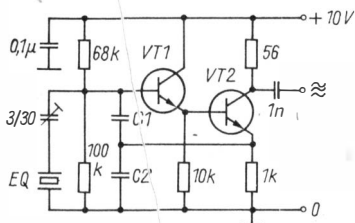


Bild 1
Hochohmige Quarzoszillatorschaltung mit
Darlington-Anordnung der Transistoren [1]

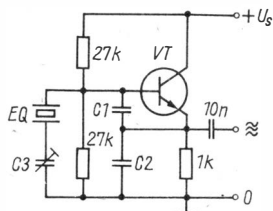


Bild 2
Quarzoszillatorschaltung bis etwa 25 MHz
für Parallelresonanzfrequenz [2]

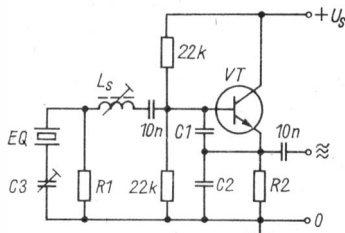


Bild 3
Quarzoszillatorschaltung bis etwa 60 MHz
für Serienresonanzfrequenz [2]

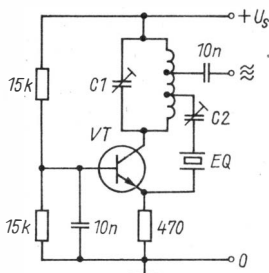


Bild 4
Quarzoszillatorschaltung bis etwa 250 MHz
für Serienresonanzfrequenz [2]

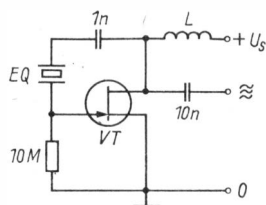


Bild 5
FET-Quarzoszillatorschaltung für einen
weiten Frequenzbereich [2]

quenz des Quarzes bis etwa 60 MHz. Die Spule L_s hat je nach Resonanzfrequenz des Quarzes 65 bis 5 Wdg. auf einem 8-mm-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern (Draht etwa 0,3-mm-CuL). Die Bauelementewerte (VT – SF 225 o. ä.) sind:

- 2 bis 10 MHz – $C_1 = C_2 = 100$ pF, $R_1 = 500$ Ω, $R_2 = 1$ kΩ,
Basisspannungsteiler 2×27 kΩ;
- 10 bis 20 MHz – $C_1 = C_2 = 100$ pF, $R_1 = 100$ Ω, $R_2 = 500$ Ω,
Basisspannungsteiler 2×22 kΩ;
- 20 bis 60 MHz – $C_1 = C_2 = 50$ pF, $R_1 = 200$ Ω, $R_2 = 500$ Ω,
Basisspannungsteiler 2×15 kΩ.

Die Quarzoszillatorschaltung in Bild 4 ist ebenfalls für die Serienresonanzfrequenz bis etwa 250 MHz ausgelegt. Der Schwingkreis $L - C_1$ wird für die Quarzfrequenz dimensioniert, die Anzapfungen liegen bei etwa 20 und 40 % der Windungszahl, gerechnet von der Kollektorseite aus. Bauelementewerte sind $C_1 = C_2 =$ maximal 6 bis 30 pF, VT – SF 225 o. ä. Hochhohe ist die Quarzoszillatorschaltung nach Bild 5 durch die Verwendung eines Feldeffekttransistors (VT – KP 303 o. ä.). Die Schaltung hat den Vorteil, daß sie in einem weiten Frequenzbereich verwendet werden kann. Die Drosselspule L liegt im Bereich 20 μ H bis 1 mH.

KW-Konverter für WARC-Bänder

Für die neuen Amateurfunkbänder 10/18/24 MHz kann man den vorhandenen Amateurfunkempfänger durch einen Konverter erweitern, der diese Bänder auf 14 MHz (für Empfang 10 und 18 MHz) bzw. 28 MHz (für Empfang 24 MHz) umsetzt. Dazu ist eine Oszillatorfrequenz von 4 MHz erforderlich:

$$10 \text{ MHz} + 4 \text{ MHz} = 14 \text{ MHz},$$

$$18 \text{ MHz} - 4 \text{ MHz} = 14 \text{ MHz},$$

$$24 \text{ MHz} + 4 \text{ MHz} = 28 \text{ MHz}.$$

Der Entwurf geht zurück auf *J.-M. Noeding, LA8AK*. Bild 6 zeigt die Eingangs- und Mischerschaltung. Der HF-Eingangskreis ist im Bereich 10 bis 24 MHz abstimbar. $L1$ hat 10 Wdg., 0,8-mm-CuAg, Anzapfung 2. Wdg. von Masse, ausgeführt als Luftspule mit 15 mm Durchmesser und 15 mm Länge. Ein MOSFET wirkt als HF-Verstärkerstufe (Preselektor), geeignet ist der Typ 40 673, KP 350 o. ä. Als Produktdetektor wird ein industrieller Typ (*SBL-1, SRA-1, MD 108*) verwendet, der auch durch eine Ringmodulatorschaltung mit trifilar gewickeltem Eingangs- und Ausgangsübertrager ersetzt werden kann. Die Auskopplung an den Nachsetzempfänger wird aperiodisch über eine Koaxbuchse vorgenommen. Die Stromversorgung ist stabilisiert (VD1 – SZX 18/8,2).

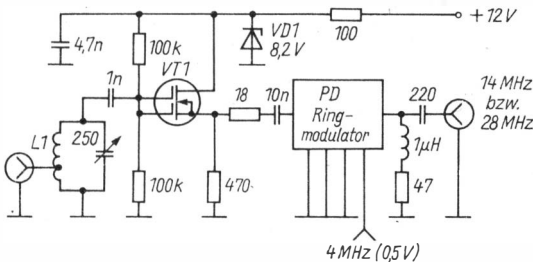


Bild 6 Preselektor und Produktdetektormischstufe des KW-Konverters zum Empfang der WARC-Bänder 10/18/24 MHz [3]

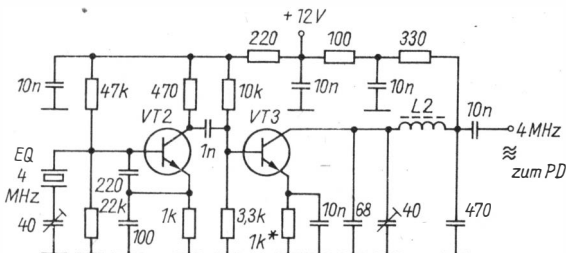


Bild 7 Oszillatorschaltung mit Anpaßstufe und Tiefpaßfilter für den KW-Konverter [3]

Die Oszillatorschaltung (Bild 7) ist quartzgesteuert. Die Ausgangsstufe VT3 bewirkt auch die Pegelanpassung an den Produktdetektor, dazu kann der Emitterwiderstand variiert werden. Über ein Tiefpaßfilter ($L = 18 \mu\text{H}$; z. B. 21 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf kleinem Ferritring) wird die Oszillatorfrequenz ausgekoppelt.

CW-Mithörgenerator

Um bei einem cw-getasteten Amateurfunksender das ausgesendete Telegrafiesignal mithören zu können, kann man einen Mithörgenerator verwenden, der vom HF-Signal gesteuert wird. Bild 8 zeigt einen Vorschlag unter Verwendung des Zeitgeberschaltkreises *B 555 D* (bzw. Amateurtyp *R 555*). Das von einer Hilfsantenne aufgenommene Telegrafiesignal des eigenen Senders wird in einer Spannungsverdopplerschaltung gleichgerichtet (VD1/VD2 – beliebige HF-Dioden). Der anschließende Gleichstromverstärker (VT1/VT2 – SC 236 o. ä.) triggert den Zeitgeberschaltkreis am Anschluß 4, und zeigt das gleichzeitig mit der LED (VD3 – *VQA 13* o. ä.) an. Der Zeitgeberschaltkreis erzeugt als astabiler Multivibrator eine Tonfrequenz, die am Anschluß 3 über Kopfhörer oder Lautsprecher abhörbar ist. Entsprechend der Triggerung ist dieses Tonsignal getastet. Der CW-Mithörgenerator läßt sich bis in den UHF-Bereich verwenden.

Bild 9 zeigt einen Schaltungsvorschlag für den CW-Mithörton von *V. S. Evans, G4AVT*, bei dem die Morsetaste sowohl den Amateurfunksender wie auch den Mithörton tastet. Über die Dioden (VD1/VD2 – *SAY 30* o. ä.) wird entkoppelt. Bei offenem Tastenkontakt verhindert VD2 den Stromfluß aus der Batterie 9 V über den Tasteingang des Senders, VD1 den Abfluß einer eventuellen Gleichspannung am Tasteingang des Senders. Ist die Morsetaste geschlossen, gelangt die Batteriespannung als Betriebsspannung an die Tonerzeugungsschaltung (VT1 bis VT3), weil dann VD1 in Durchlaßrichtung beansprucht wird. Gleichzeitig ist VD2 für den Tasteingang des Senders in Durchlaßrichtung geschaltet. Die Tonerzeugungsschaltung besteht aus einem instabilen Multivibrator (VT1/VT2 – SC 236 o. ä.) und einer einfachen Lautsprecherstufe (VT3 – *SF 126* o. ä.).

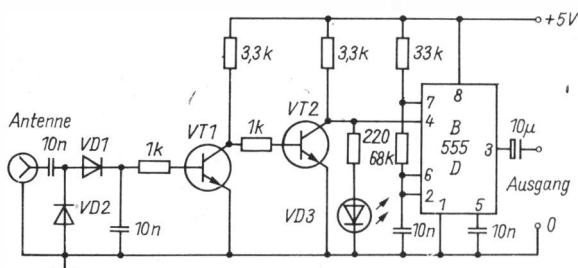


Bild 8 CW-Mithörgenerator mit getriggertem Zeitgeberschaltkreis *B 555 D* [4]

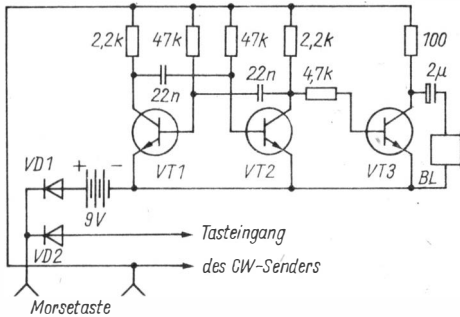


Bild 9
CW-Mithörtongenerator, der von der Morsetaste aus gesteuert wird [5]

HF-Meßbrücke mit Rauschgenerator

Eine RLC-Meßbrücke hat als Brückenspeisespannung eine Gleich- oder eine NF-Tonspannung, als Brückennullindikator ein Meßwerk oder den Kopfhörer. Meßbrücken im HF-Bereich sind wesentlich komplizierter. Eine einfache Lösung besteht darin, im HF-Gebiet zur Brückenspeisung einen breitbandigen Rauschgenerator zu verwenden. Dann kann man einen Kurzwellenempfänger (mit abschaltbarer HF-Regelung) als Nullindikator verwenden. Vornehmliches Einsatzgebiet dieser einfachen HF-Meßbrücke ist das Bestimmen des Fußpunktwidestands von Antennen. Aber auch die Resonanzfrequenz von Antennen, Serien- und Parallelschwingkreisen läßt sich feststellen. Mit einem Festwertkondensator bzw. einer Festwertspule sind auch L - und C -Messungen (als Serienkreis geschaltet) möglich.

Als Rauschquelle wird eine Z-Diode am Eingang eines mehrstufigen Breitbandverstärkers eingesetzt. Bild 10 zeigt eine 2stufige Anordnung des Rauschgenerators. $L1$ bis $L3$ bilden einen Breitband-Toroid-Balun, bei dem $L1$ und $L3$ verdreht (9 Wdg., 0,3-mm-CuL) auf eine Hälfte des Ferritringkerns gewickelt sind. $L2$ wird im gleichen Wickelsinn mit ebenfalls 9 Wdg. auf die andere Hälfte des Ringkerns gewickelt. Das ergibt eine größere Bandbreite. Mit dem Trimmerkondensator wird bei niedriger Frequenz und

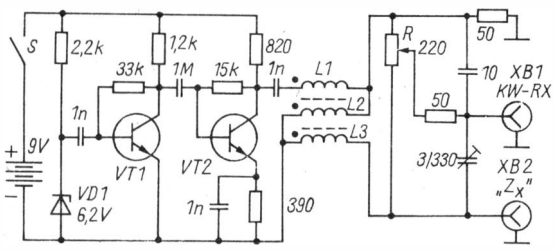


Bild 10 HF-Meßbrücke mit 2stufigem Rauschgenerator [6]

kurzgeschlossener Buchse XB2 ein optimales Null (Rauschminimum) eingestellt. Das Potentiometer R icht man mit induktionsarmen Widerständen im Bereich 10 bis 600 Ω auf Rauschminimum beim KW-Empfänger.

Mit einem 3stufigen Rauschgenerator arbeitet die Schaltung nach Bild 11. Der Breitbandferritübertrager hat 3×12 Wdg., 0,3-mm-CuL. In einem Brückenweig liegt eine Serienschaltung aus dem Potentiometer R und dem Drehkondensator C (beide geeicht, $R = 10$ bis 250 Ω , $C = \pm 70$ pF). Damit kann z. B. bei Antennenmessungen sowohl der Realanteil (R) wie auch der Blindanteil (C) bestimmt werden. Bei der Resonanzfrequenz ist der Blindwert 0 (C auf 70 pF eingestellt). Ergibt sich beim Rauschminimum eine größere Empfängerfrequenz als die Resonanzfrequenz ($C < 70$ pF), so ist der Blindwiderstand induktiv, im anderen Fall ($C > 70$ pF) aber kapazitiv.

Die Z-Dioden VD1 werden für eine optimale Rauschanpassung gesucht, als Transistoren eignen sich Silizium-HF-Transistoren wie SF 225 o. ä.

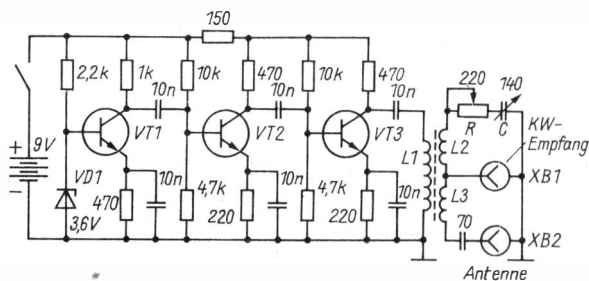


Bild 11 HF-Meßbrücke mit 3stufigem Rauschgenerator und Möglichkeit der Messung des Blindanteils [7]

Literatur

- [1] P. Hawker, Schaltungstips. Radio Communication, Heft 9/1983, Seite 804.
- [2] D. W. Rollema, Schaltungstips. electron, Heft 10/1983, Seite 517 bis 519.
- [3] P. Hawker, Schaltungstips. Radio Communication, Heft 5/1983, Seite 427.
- [4] P. Hawker, Schaltungstips. Radio Communication, Heft 9/1980, Seite 903.
- [5] V. S. Evans, TR 7010-CW-Sidetone- und Morseoszillator. Radio Communication, Heft 11/1980, Seite 1152/1153.
- [6] P. Hawker, Schaltungstips. Radio Communication, Heft 9/1972, Seite 598/599.
- [7] H. Schifferdecker, Messung und Abstimmung von Antennen mit der Rauschbrücke. Old Man, Heft 5/1980, Seite 12 bis 15.

Schaltnetzteile ohne Netztransformator

Ing. Dieter Müller

In den Beiträgen [1] und [2] wurden Schaltnetzteile mit Netztransformator behandelt. Im vorliegenden Beitrag werden einige Probleme «echter» Schaltnetzteile – ohne Netztransformator – beschrieben, bei denen die in [2] genannte Ansteuerschaltung mit dem *B 260 D* als Pulsbreitenmodulator angewendet wird. Der Beitrag soll Anregung geben, sich mit einigen wichtigen Fragen dieser wohl anspruchsvollsten Variante des Schaltnetzteils vertraut zu machen. Eine Bauanleitung für ein nachaufähiges Gerät würde den Rahmen dieses Beitrags überschreiten und soll einem späteren Beitrag vorbehalten bleiben.

Gleichspannungswandler mit Transistoren

Vorläufer der heutigen Schaltnetzteile sind die aus den ersten Jahren der Transistortechnik bekannten Gleichspannungswandler, auch Transverter genannt. Sie lösten bis dahin übliche Schaltungen mit elektromechanischen Zerhackern ab, die relativ niedrige Batteriespannungen in Anodenbetriebsspannungen für netzunabhängige, röhrenbestückte Geräte wie Autoempfänger usw. verwandelten. Während mit mechanischen Zerhackern Schaltfrequenzen von nur etwa 100 Hz möglich waren, erreichten die mit den ersten Transistortypen (*OC 810 ... OC 823*) ausgerüsteten Transverter Schwingfrequenzen von einigen Kilohertz, die es gestatten, wesentlich kleinere Übertrager als bei ihren Vorgängern zu verwenden. Heutige Schaltnetzteile arbeiten mit Frequenzen, die mit 18 bis 20 kHz über dem hörba-

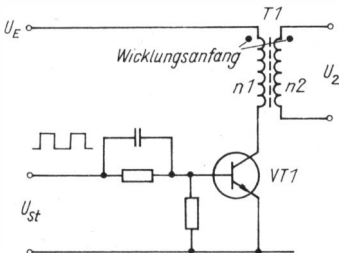


Bild 1
Grundsaltung eines fremdgesteuerten
Transistoreintaktspannungswandlers

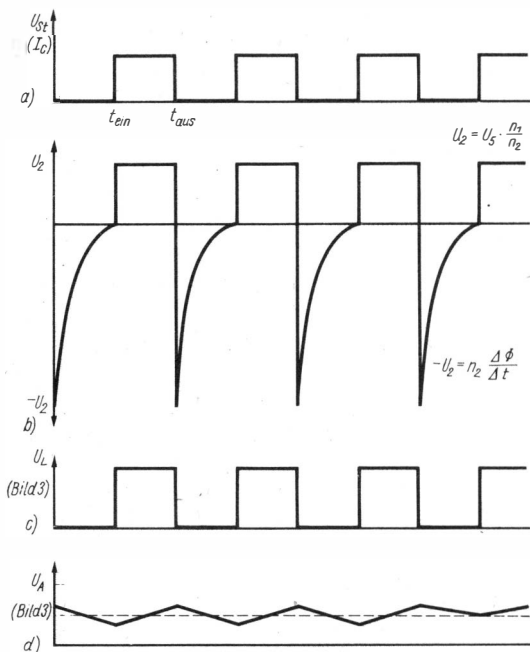


Bild 2 Spannungskurven an Transistorspannungswandlern; a – Steuerspannung U_{St} und Kollektorstrom I_C der Schaltung Bild 1, b – Ausgangsspannung U_2 der Schaltung Bild 1, c – Gleichgerichtete Impulsspannung U_L der Schaltung Bild 3, d – Ausgangsspannung U_A der Schaltung Bild 3

ren Bereich liegen und Übertrager mit Ferritkernen erfordern, die in ihren Abmessungen weiter verkleinert werden konnten.

Das Prinzip aller Wandlerschaltungen besteht darin, daß ein Transistor VT1 (Bild 1) mit einem Übertrager im Kollektorkreis durch eine Rechteckspannung angesteuert wird. An der Sekundärseite des Transformators entsteht dann im Leerlauf eine Spannung mit einer Kurvenform entsprechend Bild 2b. Während der positiven Steuerimpulse U_{St} fließt ein Kollektorstrom I_C durch VT1 und die Primärwicklung des Übertragers. An der Sekundärseite entsteht eine angenäherte Rechteckspannung, die sich aus der Größe der Rohspannung U_E und dem Übersetzungsverhältnis des Transformators ergibt:

$$U_2 = U_E \frac{n_2}{n_1}$$

Wird der Transistor gesperrt, fällt der Kollektorstrom auf nahezu 0 ab. Das Magnetfeld des Übertragers bricht zusammen. In der Sekundärwicklung

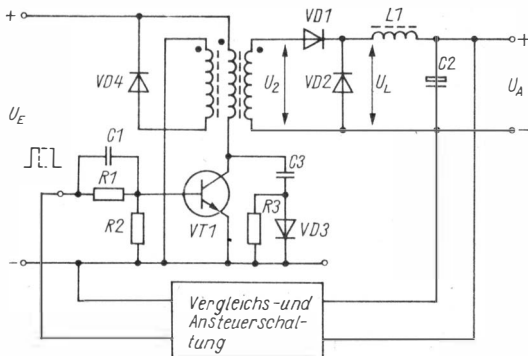


Bild 3 Prinzipstromlaufplan eines Eintaktdurchflußwandlers

wird eine Impulsspannung induziert, deren Höhe im Leerlauf von der Windungszahl der Sekundärwicklung und der Geschwindigkeit $\Delta\Phi/\Delta t$ abhängt, mit der das Magnetfeld zusammenbricht und deren Polarität entgegengesetzt zu den Rechteckimpulsen ist. Wird von den beiden sehr unterschiedlichen Impulsspannungen nach Bild 2b durch eine entsprechende Gleichrichterschaltung die (positive) rechteckige Halbwelle ausgenutzt, die während der stromführenden Phasen von VT1 entsteht, so erhält man einen Durchflußwandler. Wird die nadelförmige (negative) Halbwelle genutzt, die während der Sperrzeiten von VT1 entsteht, so handelt es sich um einen Sperrwandler.

Beim Durchflußwandler erhält man nach der Diode VD1 (Bild 3) annähernd die gleiche Impulsspannung (Bild 2c), wie sie auch beim Schaltregler am Ausgang (Emitter) des Leistungstransistors zu finden ist (Bild 3a in [1]). Diese werden beim Durchflußwandler mit einer Speicherdrossel L1 (Bild 3) und einer Freilaufdiode VD2 in gleicher Weise weiterverarbeitet wie beim Schaltregler. Nach etwa dem gleichen Prinzip wird auch die Impulsbreite moduliert, wie sie in [2] beschrieben wurde. Der Durchflußwandler kann als Schaltregler mit einem zwischen Transistor und Speicherdrossel eingeschalteten Transformator aufgefaßt werden. Beim Sperrwandler läßt sich durch Umpolung der Sekundärwicklung des Übertragers und der Diode VD1 (Bild 4) auch eine positive Ausgangsspannung gewinnen. Impulsspannungen sind erst nach ausreichender Glättung als Versorgungsspannungen für elektronische Geräte geeignet. Beim Durchflußwandler wird analog zum Schaltregler abwechselnd vom Übertrager (bzw. Transistor) oder von der Speicherdrossel Energie geliefert. Die Welligkeit der Ausgangsspannung ist dadurch schon ohne zusätzliche Siebglieder auffallend klein.

Anders dagegen sind die Verhältnisse beim Sperrwandler. In diesem Fall gibt der Übertrager nur während der Sperrphase des Transistors seine magnetische Energie ab. Diese wird teilweise als elektrische Energie im Kondensator C2 gespeichert, der sie in der Durchlaßphase an den Verbraucher

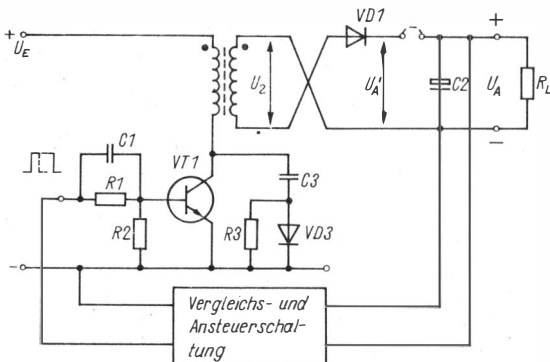


Bild 4 Prinzipstromlaufplan eines Eintaktsperrwandlers

R_L abgibt. Die Ausgangsspannung zeigt bei Belastung durch die Gleichrichterschaltung und den Lastwiderstand einen ähnlichen Verlauf wie beim Durchflußwandler. Die Welligkeit hängt beim Sperrwandler stark von der Größe des Ladekondensators C_2 ab und muß durch zusätzliche Siebglieder noch verringert werden. Bei fehlender Belastung kann die Ausgangsspannung sehr hohe Werte annehmen. Die Sperrwandlerschaltung ist daher, auch in der Variante des geregelten Schaltnetzteils, empfindlicher gegen fehlende Belastung als der Durchflußwandler und der Schaltregler. Die Unterschiede beider Halbwellen bei Eintaktspannungswandlern sind der Grund dafür, daß keine üblichen Zweiweggleichrichterschaltungen angewendet werden können.

Bei den unregulierten Transverterschaltungen früherer Jahre wurden beide Halbwellen beim Doppelflußwandler ausgenutzt. Bild 5 zeigt als Schaltungsauszug den Transverter des Kofferempfängers Stern 1 [4]. Der Transistor VT1 schwingt in Kollektorschaltung mit dem Wicklungsteil W1

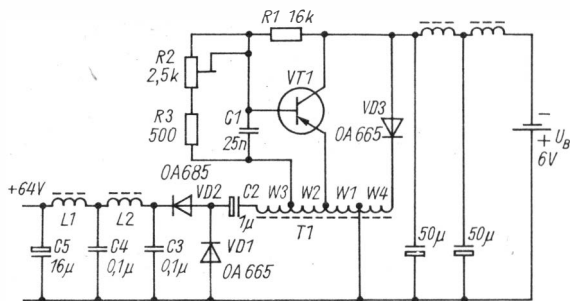


Bild 5 Schaltung eines Summierwandlers aus dem Stromversorgungsteil des Kofferempfängers Stern 1 [4]

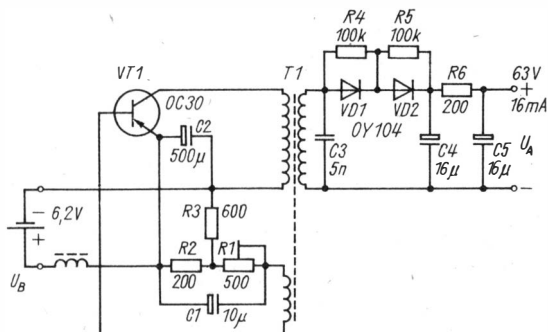


Bild 6 Schaltung eines Sperrwandlers aus dem Stromversorgungsteil des Autoempfängers Schönburg T [3]

des Spartransformators T1 im Emitterzweig. Während der Durchlaßphase von VT1 entsteht in der Transformatorwicklung eine wegen der Polarität (pnp-Transistor) negative Impulsspannung, mit der C2 über VD1 geladen wird. Sperrt VT1, entsteht eine positive Impulsspannung, die, zur Kondensatorladung von C2 addiert, an der Diode VD2 zur Verfügung steht. C3 bis C5 und L1/L2 bewirken eine ausreichende Glättung der Spannung. Übersteigt die Spannung am Wicklungsteil W4 die Batteriespannung, so fließt über die Diode VD3 ein Strom in die Batterie zurück. Die zusätzliche Belastung der Schaltung durch den über VD3 fließenden Strom begrenzt die Ausgangsspannung und verbessert den Wirkungsgrad. Bei der Durchflußwandlervariante des Schaltnetzteils (Bild 3 und Bild 15) erfüllt die zusätzliche Wicklung des Übertragers mit der Diode VD4 eine ähnliche Aufgabe.

Zur Vollständigkeit sei noch die Schaltung eines «klassischen» Sperrwandlers aus dem Stromversorgungsteil des gemischtbestückten Autoempfängers Schönburg T [3], Bild 6, angeführt. Der Leistungstransistor VT1 wird in selbstschwingender Emitterschaltung betrieben. Der Transformator T1 hat getrennte Wicklungen für Kollektor- und Basiskreis sowie für die Ausgangsspannung. Die Gleichrichtung geschieht durch 2 hintereinandergeschaltete Ge-Dioden VD1 und VD2. Durch die parallelgeschalteten Widerstände R4 und R5 wird die Sperrspannungsbelastung gleichmäßig auf beide Dioden verteilt. Eine besondere Spannungsbegrenzung wie in der Schaltung nach Bild 5 ist nicht erforderlich, da der Transverter durch die spezielle Röhrenschtaltung des Schönburg T mit der annähernd konstanten Last von etwa 16 mA betrieben wird.

Spezielle Probleme der Schaltnetzteile

Moderne Schaltnetzteile unterscheiden sich von ihren «Vorfahren» in erster Linie dadurch, daß sie nicht mit einer niedrigen Batteriespannung betrieben werden, sondern mit der gleichgerichteten Netzspannung von über

300 V. Die Ausgangsspannung früherer Transverter mußte nicht stabilisiert sein. Von den durch Schaltnetzteile erzeugten (niedrigen) Spannungen dagegen wird weitgehende Unempfindlichkeit gegen Netzspannungs- und Lastschwankungen gefordert. Die Schaltfrequenz ist um ein mehrfaches, die geforderten Ausgangsleistungen sind um das 10- bis 100fache größer.

Der Leistungsschalttransistor

Das wohl am extremsten belastete und am stärksten gefährdete Bauelement der Schaltnetzteile ist der Leistungstransistor. Zwischen Kollektor und Emittter liegt beim gesperrten Transistor die gleichgerichtete Netzspannung von über 310 V (Bild 3, Bild 4 und Bild 15). Wegen der beim Abschalten von Induktivitäten unvermeidbaren Spannungsüberhöhung auf mindestens das Doppelte der Betriebsspannung müssen in Schaltnetzteilen eingesetzte Transistoren im gesperrten Zustand ($U_{BE} \leq 0$ V) eine Kollektorspitzenspannung von $U_{CESM} \geq 700$ V vertragen. Für solche Einsatzbedingungen wurden spezielle Hochspannungsschalttransistoren, z. B. die Typen *SU 167/SU 169*, entwickelt. Während der Leitendphasen soll der Transistor bis in die Sättigung aufgesteuert werden. Dabei treten nur sehr geringe Durchlaßverluste auf. Zwischen dem Sättigungszustand, bei dem die Kollektorspannung nur etwa 3 V beträgt, I_C aber bis zu einigen Ampere, und dem Sperrzustand, in dem U_{CE} mehrere hundert Volt groß werden kann, wird der Transistor im Takt der Schaltfrequenz ein- und ausgeschaltet.

Der sichere Arbeitsbereich SOAR

Für Hochspannungsschalttransistoren, wie sie in Schaltnetzteilen eingesetzt werden, teilweise auch schon für «normale» Leistungstransistoren wie die ČSSR-Typen *KD 501* bis *KD 503*, wird ein erweiterter sicherer Arbeitsbereich (SOAR = safe operating area) angegeben [5], der die von herkömmlichen Leistungstransistoren bekannten Grenzdaten von Kollektorstrom und -spannung und Verlustleistung überschreitet. Am übersichtlichsten läßt sich dieser Bereich mit dem SOAR-Diagramm darstellen, das in Bild 7 für die Leistungsschalttransistoren *SU 167* und *SU 169* [6] dargestellt ist. Der Arbeitsbereich I, von herkömmlichen Leistungstransistoren bekannt, wird durch die Maximalwerte von I_C , U_{CEO} und der Verlustleistung bestimmt (schräge, mit DC gekennzeichnete Linie). Die Verhältnisse bei Schaltnetzteilen erfordern es, daß dieser Bereich zeitweilig überschritten wird. Bei Überschreitung der maximalen Verlustleistung besteht die Gefahr des 2. Durchbruchs [5]. Der 2. Durchbruch stellt eine örtliche Überhitzung im Transistorkristall dar, der diesen auch bei niedrigen Gehäusetemperaturen, also ausreichender Kühlung, augenblicklich zerstört. Er tritt mit größer werdenden Kollektorspannungen schon bei kleineren Verlustleistungen auf, bei kurzzeitigen Impulsbelastungen dagegen wird er nach höheren Verlustleistungen hin verschoben.

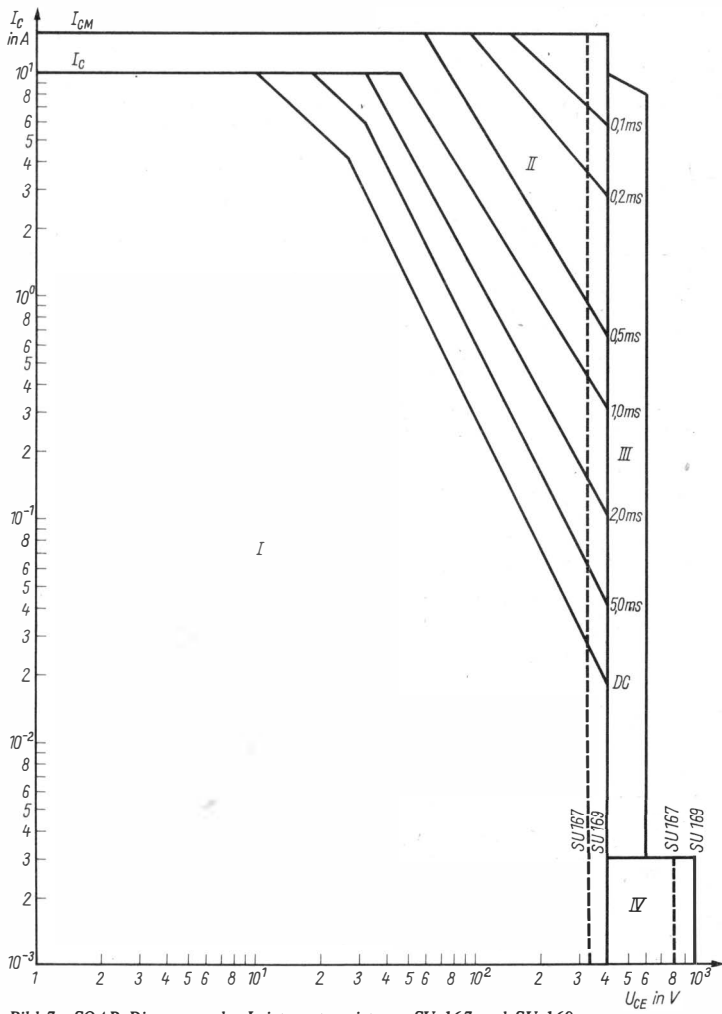


Bild 7 SOAR-Diagramm der Leistungstransistoren SU 167 und SU 169

Beim Betrieb des Transistors mit entsprechend kurzen Impulsen wird sein Arbeitsbereich durch den Bereich II erweitert. Dieser gestattet den Impulsbetrieb mit dem etwas höheren Kollektorstrom I_{CM} bei kurzzeitigen Impulsen ($\leq 0,5$ ms) und eine von der Impulsdauer abhängige, höhere Verlustleistung (schräge Linien in Bild 7). Im Arbeitsbereich II sind höhere Spannungen als U_{CE0} (325 bzw. 400 V) nicht zugelassen. Bei gesperrter Ba-

sis tritt der Effekt des 2. Durchbruchs verschärft auf. Eine Überschreitung von U_{CE0max} gestatten bei Einhaltung bestimmter Bedingungen die Arbeitsbereiche III und IV. Der Bereich IV wird beim Ausschalten erreicht. Seine Grenzen besagen, daß die Kollektorspannung erst dann auf Werte über U_{CE0} ansteigen darf, wenn I_C kleiner als 3 mA und die Basis-Emitter-Strecke negativ vorgespannt ist. Entsprechend Bild 8 beschreibt der Arbeitspunkt des Transistors beim Ein- und Ausschalten unterschiedliche Kurven, was zum Teil durch Schaltungsmaßnahmen erzwungen wird. Der Bereich III wird während der Einschaltphase genutzt. Er muß beim *SU 167/SU 169* in maximal $0,6 \mu s$ durchlaufen werden, wenn man die Gefahr des 2. Durchbruchs vermeiden will.

Der wohl kritischste Zeitpunkt im Arbeitszyklus des Schalttransistors ist der Ausschaltzeitpunkt. Erhält der Transistor ein Sperrsignal, beginnt der Kollektorstrom zu fallen. Die Kollektorspannung steigt infolge der Übertraginduktivität rasch an und erreicht Werte über der zulässigen Kollektorspannung U_{CE0} , noch ehe der Strom bis in das Reststromgebiet abgefallen ist. Um das zu vermeiden und den Arbeitspunkt über die in Bild 8 gezeigte Ausschaltkurve in den Arbeitsbereich IV «einzuleiten», ist am Kollektor ein SOAR-Glied ($R3, C3$ und $VD3$ entsprechend Bild 3, Bild 4 und Bild 15) angeschlossen. Beginnt die Spannung am Kollektor mit einsetzender Sperrung des Transistors zu steigen, fließt ein Strom über $VD3$ und lädt $C3$. Der Spannungsanstieg wird dadurch verlangsamt, und das um so mehr, je größer $C3$ ist. Leitet der Transistor wieder, wird $C3$ über $R3$ entladen. Die Entladung muß beendet sein, bevor der nächste Befehl zum Sperren kommt. Für Schaltnetzteile kleiner bis mittlerer Leistung ($\leq 100 W$) können die in Bild 15 angegebenen Werte für das RCD-Glied eingesetzt werden. Eine Optimierung nach [7], [8] führt meistens zu kleineren Werten von $C3$ und zu größeren von $R3$, wodurch die Verluste verringert werden.

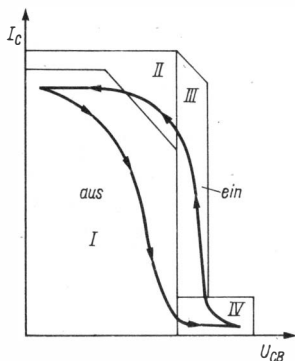


Bild 8
Ortskurve des Arbeitspunkts eines Schalttransistors beim Ein- bzw. Ausschalten im SOAR-Diagramm entsprechend [5]

Die Basisansteuerung des Leistungsschalttransistors

Im Gegensatz zu NF-Endverstärkern, bei denen die Transistoren wegen der angestrebten Verzerrungsfreiheit nicht bis in das Reststrom- oder Sättigungsgebiet angesteuert werden dürfen, soll der Arbeitspunkt des Leistungsschalttransistors im Rhythmus der Schaltfrequenz möglichst schnell von der Sättigung zum Reststromgebiet und umgekehrt wechseln. Dem Wunsch nach sehr kurzen Schaltzeiten stehen die physikalischen Eigenschaften des Transistors entgegen. Innere Ladungs- und Umladungsvorgänge begrenzen die Umschaltgeschwindigkeit. Der vorliegende Beitrag beschränkt sich auf die schaltungstechnischen Konsequenzen. Für weitergehende Information, auch über die physikalischen Zusammenhänge, wird auf die entsprechende Literatur verwiesen [7], [8], [9], [10], [11].

Der Einschaltvorgang

Wird ein Transistor an der Basis mit einem rechteckförmigen Basisstrom angesteuert, so folgt der Kollektorstrom nach Ablauf der Einschaltverzögerungszeit t_d dem Basisstromanstieg nur verzögert (Bild 10 und Bild 11) mit exponentiellem Verlauf ähnlich der Ladung eines Kondensators. Der Grund dafür ist, daß der Basiszone (Basis-Emitter-Kapazität) erst die für den jeweiligen Kollektorstrom erforderliche Anzahl von Ladungsträgern zugeführt werden muß. Die Zeit, in der der Kollektorstrom das 0,9fache seines Endwerts erreicht, ist die Anstiegszeit t_r . Durch einen größeren Basisstrom, als er zur Aussteuerung bis in die Sättigung erforderlich wäre, kann die Anstiegszeit verkürzt werden. Wird der Basisstrom z. B. verdoppelt, ergäbe sich auch ein etwa doppelt so großer Kollektorstrom I_{C2} (gestrichelte Linie). Dieser Strom kann jedoch nicht fließen, weil die Kollektorspannung schon beim Erreichen einer Größe, die dem Endwert von I_{C1} entspricht, über dem Außenwiderstand bis auf die Restspannung abgefallen ist. Die Größe von $0,9 \times I_{C1}$ wird dabei in einer wesentlich kürzeren Anstiegszeit t_2 erreicht. Der Basisstrom wird am einfachsten durch eine Treiberschaltung mit Transformator (Bild 9 a) erzeugt. Wegen der angestrebten Stromeinspeisung soll die Steuerspannung U_{St} bei entsprechendem Vorwiderstand R_B möglichst groß sein (Bild 9 a).

So günstig sich die beschriebene Übersättigung auf den Einschaltvorgang auswirkt, so nachteilig ist sie beim Ausschalten. Um kurze Ausschaltzeiten zu erreichen, ist es vorteilhaft, wenn sich der Transistor kurz vor dem Ausschaltbefehl nur «so gerade noch» in der Sättigung befindet. Wird ein sogenannter Speed-up-Kondensator (C_B entsprechend Bild 9 b) eingefügt, so entsteht zu Beginn des Einschaltsignals ein Basisstromimpuls, der abklingt, wenn C_B aufgeladen ist. Dann fließt nur noch der Basisstrom, der durch die Größe von R_B bestimmt wird. Der Basisstromimpuls ruft einen Kollektorstromimpuls I_{C3} (Bild 11) hervor, der einen ähnlich steilen Anstieg wie der doppelt so große Basisstrom zur Folge hat. Gegenüber letzterem besteht der Vorteil, daß die Übersättigung nach der Ladung von C_B aufgehoben wird.

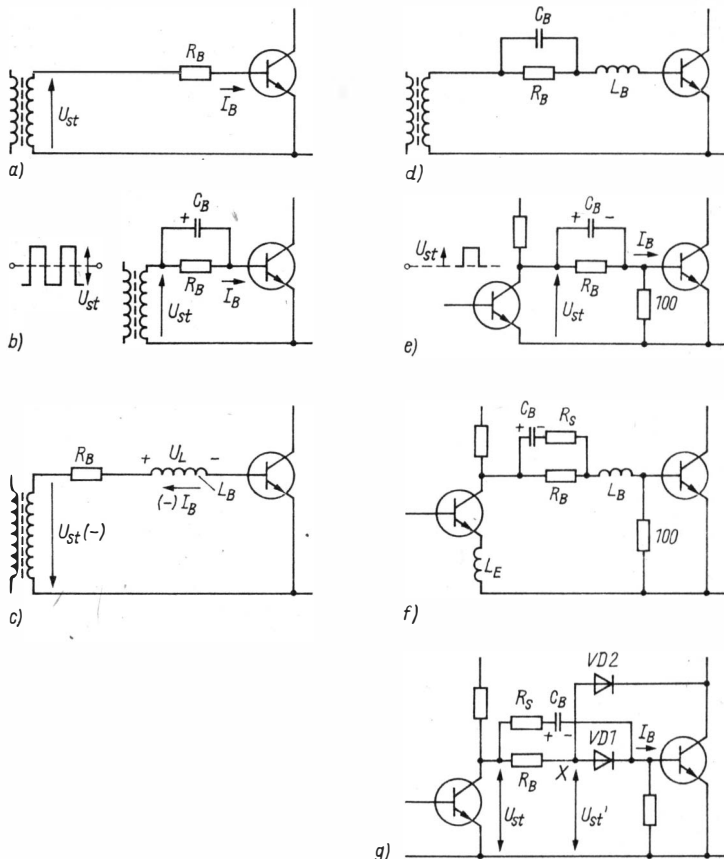


Bild 9 Basisansteuerschaltungen für Leistungstransistoren in Schaltnetzteilen; a – mit Treibertransformator und Vorwiderstand R_B , b – wie Bild 9a, mit zusätzlichem Speed-up-Kondensator, c – wie Bild 9a, mit zusätzlicher Seriendrossel L_B , d – wie Bild 9b, mit zusätzlicher Seriendrossel L_B , e – transformatorlose Ansteuerschaltung, f – wie Bild 9e, aber mit zusätzlichem Serienwiderstand R_S , Seriendrossel wahlweise im Basiskreis L_B oder im Emittierkreis L_E (des Treibertransistors), g – wie Bild 9e, aber mit zusätzlicher Diode $VD1$ im Basiskreis und Begrenzungsdiode $VD2$

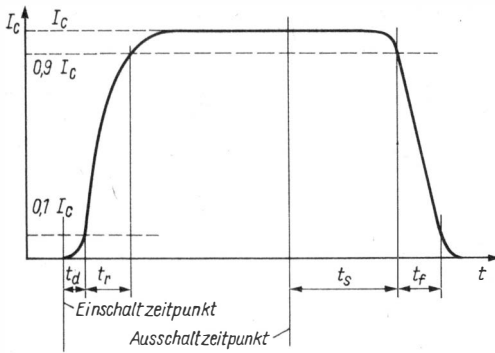


Bild 10 Die Schaltzeiten des Transistors; t_d – Einschaltverzögerungszeit, t_r – Anstiegszeit, t_s – Speicherzeit, t_f – Fallzeit

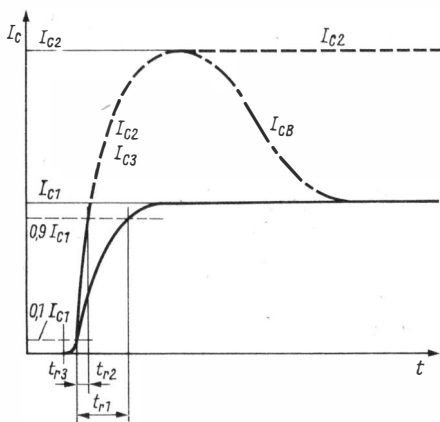


Bild 11 Einschaltverhalten des Transistors mit der Treiberschaltung nach Bild 9a (I_{C1} und I_{C2}) und nach Bild 9b (I_{C3}) mit Speed-up-Kondensator

Der Ausschaltvorgang

Das Ausschaltverhalten des Transistors wird durch die Speicherzeit t_s und die Fallzeit t_f charakterisiert. Die Speicherzeit t_s (Bild 10) ist die Zeit vom Beginn des Sperrsignals, mit dem der Basisstrom zu fallen beginnt, der Kollektorstrom aber noch einige Zeit nahezu konstant bleibt, bis zu seinem Absinken auf 90 % seiner ursprünglichen Größe. Sie beträgt für den SU 167/SU 169 maximal 4 μ s bei $I_C = 8$ A und einem negativen Basisstrom $-I_B = 2,5$ A. Die Fallzeit t_f schließt sich unmittelbar an die Speicherzeit an und endet mit dem Absinken des Kollektorstroms auf 10 % seiner ursprünglichen Größe. Für den SU 167/SU 169 wird diese mit ≤ 1 μ s angegeben.

Die minimale Impulsdauer wird durch die Speicherzeit bestimmt. Eine

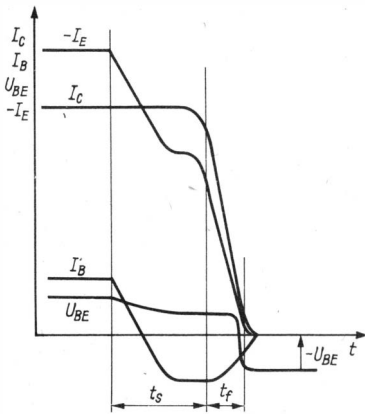


Bild 12
Ausschaltverhalten des Transistors mit der Ansteuerschaltung nach Bild 9a

extrem kleine Speicherzeit ist nur dann erforderlich, wenn auch sehr schmale Impulse gefordert sind. Da der Transistor während der Speicherzeit noch in der Sättigung betrieben wird, sind die Verluste gering. Während der Fallzeit dagegen läuft der Arbeitspunkt des Transistors vom Zustand der Sättigung bis in das Reststromgebiet. Eine große Fallzeit t_f , ein relativ flacher Abfall der Kurve in Bild 10, ergibt eine hohe Verlustleistung während der Fallzeit. Um diese möglichst klein zu halten, darf der Basisstrom nach dem Ausschaltbefehl nicht zu schnell abfallen, damit die Basis-Emitter-Strecke nicht gesperrt wird, ehe die Ladung der Basiszone «ausgeräumt» ist.

Bild 12 zeigt das Ausschaltverhalten der einfachsten Ansteuerschaltung (Bild 9a). Nach dem Ausschaltbefehl beginnt der Basisstrom annähernd linear zu sinken. Kollektorstrom und Basisspannung U_{BE} bleiben annähernd unverändert, auch wenn der Basisstrom negative Werte annimmt. Ist die Speicherladung abgeflossen (Ende der Speicherzeit), sinkt der negative Basisstrom oder, anders gesagt, er steigt in Richtung 0 an. Der Kollektorstrom sinkt, die Fallzeit beginnt. Wegen des bei dieser Schaltung üblichen Übersättigungsbetriebs lassen sich nur mäßig kurze Speicherzeiten und damit nur mäßig schmale Impulse, wohl aber kurze Fallzeiten und damit geringe Ausschaltverluste erreichen.

Das gegenteilige Verhalten zeigt die Schaltung mit Speed-up-Kondensator (Bild 9b). Während der Durchlaßphase wurde C_B aufgeladen. Wird die Steuerspannung U_{St} negativ, addiert sich die Kondensatorspannung zu U_{St} . Die Folge ist ein schneller Abfall des Basisstroms und sein rascher Anstieg auf negative Werte (Bild 13). Die Basis-Emitter-Diode wird gesperrt. Der Emitterstrom wird zu 0. Der Kollektorstrom fließt nur über die Basis. Der Transistor arbeitet wie eine langsame Diode während der Rückwärtserholzeit. Die Restladung der Basis-Kollektor-Zone kann nur langsam durch Rekombination abgebaut werden; genauso langsam sinkt der Kollektorstrom. Es entsteht ein «Stromschwanz». Da während dieser Zeit die Kollektorspannung schon erheblich angestiegen ist, ergeben sich gefährlich hohe Verlu-

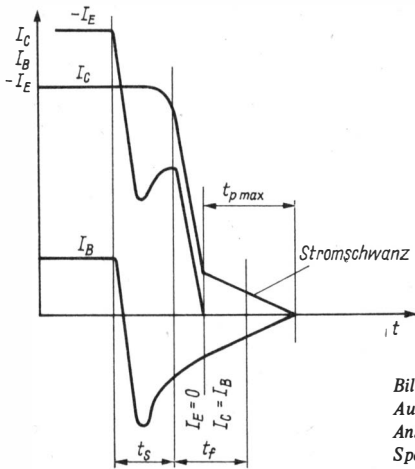


Bild 13
Ausschaltverhalten des Transistors mit der Ansteuerschaltung nach Bild 9b, mit Speed-up-Kondensator

ste. Durch geeignete Schaltungsmaßnahmen kann dieser Betriebszustand vermieden werden. Der Vorteil dieser Schaltung sind entsprechend kurze Speicherzeiten.

Günstig beeinflusst werden kann das Ausschaltverhalten durch eine Seriendrossel L_B (Bild 9c). Der mit Beginn des Sperrsignals einsetzende Abfall des (positiven) Basisstroms wird durch die Induktivität verlangsamt. Zu dem Zeitpunkt, wenn der negative Basisstrom zu fallen beginnt, wird eine Spannung U_L induziert, die sich zur negativen Abschaltspannung addiert. Die Folge ist, daß die Basis-Emitter-Diode kurzzeitig eine Spannung erhält, die die Basis-Emitter-Durchbruchspannung $U_{(BR)EBO}$ überschreitet (Bild 14). Der dabei fließende Strom begrenzt diese Spannung ähnlich wie bei einer Z-Diode (etwa 8 V beim *SU 167/SU 169*) und führt zu einer raschen Beseitigung der Restladung. Mit der Serieninduktivität lassen sich besonders kurze Fallzeiten und damit geringe Ausschaltverluste realisieren. Mit einem Speed-up-Kondensator kombiniert, können dessen Nachteile durch die Seriendrossel zumindest verringert werden (Bild 9d).

Während ein Treibertransformator ein negatives Steuersignal zum Sperren des Transistors liefert, kann das von transformatorlosen Treiberschaltungen gelieferte Sperrsignal nur etwa Nullpotential erreichen. Die zum sicheren Sperren des Transistors erforderliche negative Spannung muß bei diesen Schaltungen (Bild 9e bis Bild 9g) allein von C_B geliefert werden. Die Zeitkonstante $\tau_B = C_B \cdot R_B$ ist dabei meistens größer als bei Schaltungen mit Transformator. Durch einen zusätzlichen Serienwiderstand R_S (Bild 9f) kann der Basisstrom begrenzt und durch eine Drossel L_B die Fallzeit ähnlich wie nach Bild 9d verkürzt werden. Die Induktivität im Basiskreis bewirkt auch eine unerwünschte Verlangsamung des Basisstromanstiegs beim Einschalten. Wird die Drossel in die Emitterleitung des Treibertransistors

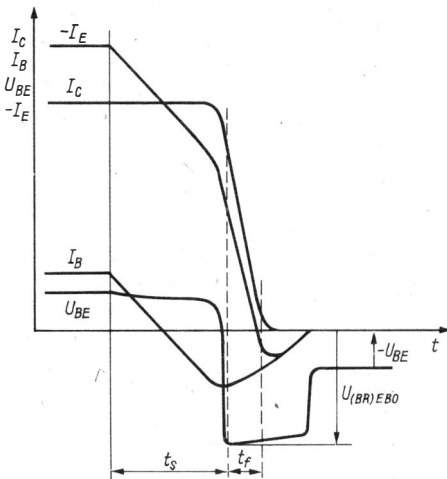


Bild 14
Ausschaltverhalten des Transistors mit der Ansteuerschaltung nach Bild 9 c, mit Speicherdrossel

gelegt (L_E entsprechend Bild 9 f), so ist sie nur noch beim Ausschaltvorgang wirksam.

Durch eine entsprechend Bild 9 g eingefügte Diode VD1 lassen sich Ein- und Ausschaltvorgang weiter optimieren. Solange eine positive Steuerspannung U_{St} ansteht, ist VD1 in Durchlaßrichtung gepolt. Der (positive) Basisstrom wird durch R_B bestimmt. Wird U_{St} zu 0, so verbleibt die Spannung am Kondensator, und VD1 sperrt. Die Ladung von C_B kann nicht über R_B , sondern im wesentlichen als (negativer) Basisstrom durch den Transistor abfließen. Dadurch gelingt es, die Entladung von C_B und damit das Verschwinden des negativen Sperrsignals bis über das Ende der Fallzeit zu verzögern.

Durch eine zusätzliche Diode VD2 lassen sich die Basisspannung U_{BE} und somit der Basisstrom während der Durchlaßphasen begrenzen (Bild 9 g). Die Spannung U_{St} kann dabei nicht größer werden als die Summe der Kollektorsättigungsspannung U_{CEsat} des Transistors und der Durchlaßspannung U_{VD2} der Diode VD2. Der Transistor benötigt zur Aussteuerung bis in die Sättigung eine Basisspannung U_{BEsat} . Am Punkt X ist dann eine Spannung U_{St} erforderlich, die um die Durchlaßspannung von VD2 größer sein muß: $U_{St} = U_{BEsat} + U_{VD2}$. Da U_{VD1} und U_{VD2} etwa gleich groß sind, steht am Transistor eine Basisspannung U_{BE} von der Größe der Kollektorsättigungsspannung U_{CEsat} . Diese reicht aus, den Transistor mit Sicherheit bis in die Sättigung aufzusteuern, vermeidet aber eine größere Übersättigung. Die Ladung der Basiszone ist dadurch nur wenig größer, als die Aufrechterhaltung des Sättigungsstroms benötigt. Beim Sperrvorgang braucht dann nur eine minimale Ladung ausgeräumt zu werden, wodurch ein schneller Anstieg des negativen Basisstroms zulässig ist. Die Schaltung ergibt besonders kurze Speicher- und Fallzeiten, sie kann durch eine Seriendrossel noch komplettiert werden.

Weitere Probleme beim Schaltnetzteil

Bisher wurden vorwiegend mit dem Leistungsschalttransistor zusammenhängende Fragen behandelt. Der Grund dafür ist, daß dieses Bauelement seine Funktion unter den im Schaltnetzteil ausgesetzten extremen Belastungen nur unter Einhaltung einer Vielzahl von Bedingungen erfüllen kann. Andere Fragen, die das Schaltnetzteil aufwirft, erscheinen dagegen gering, unbedeutend sind sie aber keineswegs.

An Hand des Prinzipschaltstromlaufplans eines einfachen Durchflußwandlers sollen die wesentlichsten Teilfunktionen des Schaltnetzteils und die damit zusammenhängenden Probleme behandelt werden (Bild 15).

Die von der Brückenschaltung VD5 bis VD8 erzeugte Betriebsspannung von etwa 310 V gelangt über den Leistungstransformator T1 und über die Primärwicklung des Übertragers T3 (meistens nur 1 Wdg.) zum Kollektor von VT1, der mit der SOAR-Beschaltung R3, C3, VD3 versehen ist. Die Spannung an der Sekundärseite von VT3 wird durch die Größe des Kolle-

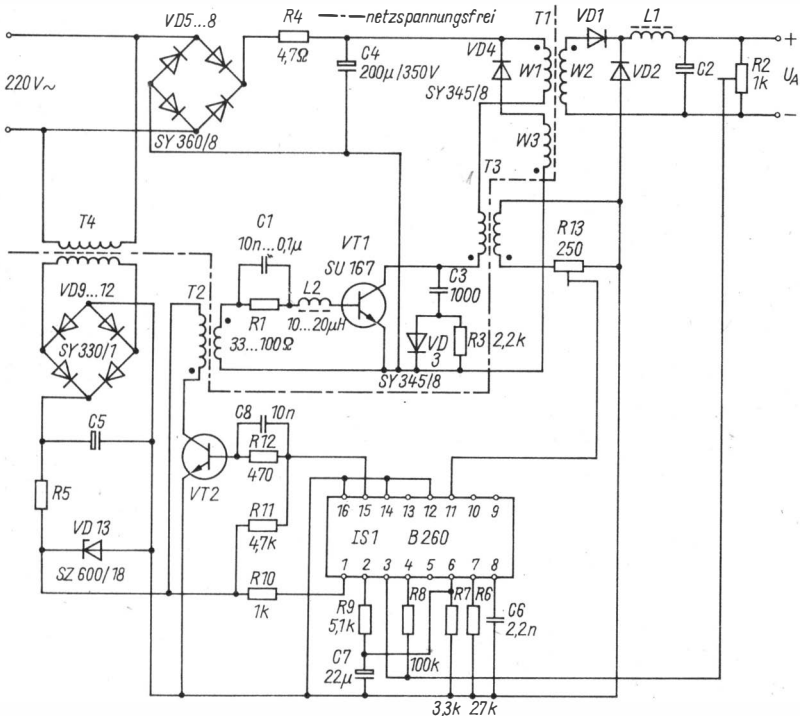


Bild 15 Schaltung eines einfachen Durchflußwandlerschaltnetzteils mit Übertragerkopplung

tor- (Impuls-) Stroms bestimmt. Mit R_{13} einstellbar, wird diese dem Strombegrenzungseingang 11 des *B 260 D* zugeführt und löst bei Überschreitung eines Grenzwerts eine Sperrung der Steuerimpulse für VT1 aus [2].

Der Leistungstransformator T1 hat eine zusätzliche Wicklung W_3 . Da der Transformator beim Durchflußwandler während der Sperrphasen von VT1 nicht belastet wird, ergäben sich beim Abschalten ähnlich hohe Ausschaltspitzen wie nach Bild 2 b, die, auch an der Primärwicklung wirksam, den Transistor zerstören würden. Die Ausschaltspannung wird auch in die Wicklung W_3 induziert, die die gleiche Windungszahl hat wie W_1 , aber dünneren Draht. Eine Spannungsspitze kann aber nicht entstehen, da die frei gewordene Energie über VD4 in die Netzgleichrichterschaltung zurückfließt, wodurch der Transformator auch in der Sperrphase belastet ist.

Für den Leistungsübertrager eignen sich Ferritkerne aus *Manifer 163*, *Manifer 164* und *Manifer 183* der Größen *EE42* und *EE55*. Damit lassen sich Leistungen von weit über hundert Watt erreichen. Kleinere Kerne kommen wegen des erforderlichen Wickelraums kaum in Frage. Trotz der relativ kleinen Windungszahlen – bei einem A_L -Wert von $4000 \text{ nH}/\text{w}^2$ werden für die Primärwicklung weniger als 200 Wdg. benötigt – bestimmt der Wickelraum die Kerngröße mehr als die zu übertragende Leistung. Die Wicklungsisolation muß ja für Spannungen von 1000 V ausgelegt sein. Um die Streuinduktivität klein zu halten, die insbesondere beim Sperrwandler zu Ausschaltspitzen an der Primärwicklung führt, werden die Wicklungen W_1 und W_2 jeweils zur Hälfte unter und über W_3 gewickelt. Zusätzliche Schirmwicklungen zwischen Primär- und Sekundärwicklung erfordern weitere Isolationsschichten.

Die Netztrennung

Im Schaltnetzteil nach Bild 15 haben die Transformatoren T1 bis T4 nicht nur die Aufgabe, Spannungen bzw. Ströme zu transformieren; sie trennen auch den Teil der Schaltung, der auf Netzpotential liegt (oberhalb der strichpunktierten Linie), von dem, der vom Netz getrennt ist. Bei der in Bild 15 dargestellten Variante stehen nur die unmittelbar mit dem Leistungstransistor zusammenhängenden Bauelemente mit dem Netzpotential in Verbindung. Erkauft wird dieser relativ berührungssichere Aufbau mit dem Einsatz von 4 Transformatoren, von denen T1 und T2 für Spannungen von 1000 V isoliert sein müssen, T2 und T4 nur für Netzspannung. Für T2 kann ein Kern *EE30* oder ein Ferritschalkern, beides möglichst mit Zweikammerkörper, und für T3 ein Doppellochkern verwendet werden. Bei allen anderen denkbaren Schaltungsvarianten, so auch bei den übertragerlosen Treiberschaltungen (Bild 9e bis Bild 9g), haben größere Teile der Schaltung mit Netzpotential Verbindung. Das geht bei einfachen Schaltungen (Bild 16) so weit, daß außer den Wicklungen W_2 und W_3 mit Gleichrichter für die Ausgangsspannungen alle Schaltungsteile auf Netzpotential liegen.

Bild 16 zeigt den Übersichtsschaltplan eines einfachen Sperrwandlers. Im Gegensatz zum Durchflußwandler, mit dem normalerweise nur eine Span-

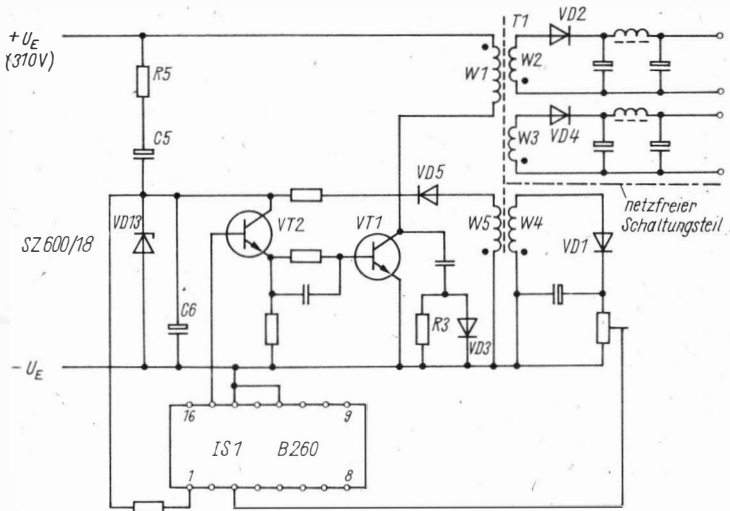


Bild 16 Vereinfachter Prinzipstromlaufplan eines Sperrwandlerschaltnetzteils mit zusätzlicher Wicklung zur Gewinnung des Istwertsignals

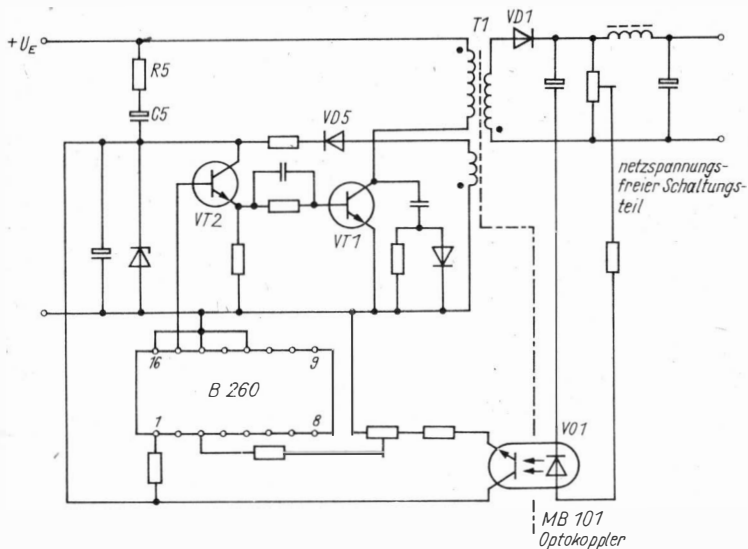


Bild 17 Prinzipstromlaufplan eines Sperrwandlerschaltnetzteils. Das Istwertsignal wird durch den Optokoppler VO1 übertragen

nung erzeugt werden kann, von der auch der Istwert für die Regelung gewonnen wird (entsprechend Bild 15 über R2), lassen sich bei einem Sperrwandler an getrennten Wicklungen von T1 unterschiedliche Spannungen entnehmen. Von diesen wird nur die richtig geregelt, von der man auch den Istwert abnimmt. Bei geringen Ansprüchen an die Regelgenauigkeit, besonders an die Lastunabhängigkeit, kann die Istwertspannung von einer gesonderten Wicklung W4 gewonnen werden. Da die komplette Schaltung auf Netzpotential liegt, erübrigt sich auch ein Transformator zur Erzeugung der Betriebsspannung (T4 entsprechend in Bild 15). Diese wird in der Anlaufphase direkt über R5, C5 und VD13 aus der gleichgerichteten Netzspannung gewonnen. Arbeitet das Schaltnetzteil stabil, liefert eine zusätzliche Wicklung von T1 die Betriebsspannung für die Regelschaltung (Bild 16).

Zur Übertragung von Signalspannungen zwischen solchen Teilen der Schaltung, die Netzspannung führen, und solchen, die frei von Netzspannung sind, setzt man auch optoelektronische Koppler ein. Bei der einfachsten Ausführung wird ein der Ausgangsgleichspannung entsprechendes Istwertsignal durch den Koppler übertragen (Bild 17). Bei dieser Schaltung wird durch den Optokoppler VO1 ein analoges Signal übertragen, was den Nachteil zur Folge hat, daß der Temperaturgang sowie die Alterung des Kopplers eine Verfälschung des Istwerts ergeben und dadurch die Regeleigenschaften des Netzteils verschlechtert werden. Von Vorteil ist, daß ein «langsamer» Koppler wie der MB 101 verwendet werden kann.

Günstiger ist eine in [13] vorgeschlagene Schaltung (Bild 18), bei der die Ausgangsimpulse des B 260 D durch einen Optokoppler VO1 zum Eingang eines als Treiberstufe eingesetzten integrierten NF-Verstärkers A 211 D übertragen werden. Die Schaltung hat den Vorteil, daß ein digitales Signal, der in der Breite veränderte Impuls, übertragen wird und der Schaltungsteil mit dem B 260 D vom Netz getrennt ist. Das erfordert einen «schnellen» Optokoppler, möglichst den Typ MB 104.

Dioden in Schaltnetzteilen

Die in Schaltnetzteilen eingesetzten Dioden müssen, sofern sie nicht zur Gleichrichtung von Netzfrequenzspannungen benutzt werden (VD5 bis VD12 entsprechend Bild 15) «schnelle» Dioden sein und möglichst soft-recovery-Verhalten aufweisen. Für kleinere Ströme ≤ 1 A kommen dafür die Typen SY 345/1 bis SY 354/10 in Frage und für Ströme bis 3 A die Typen SY 356/1 bis SY 356/10. Bei größeren Lastströmen muß für VD1 und VD2 auf «schnelle, normale» Typen wie SY 185/1 (25 A) oder KD 213 (10 A) mit entsprechenden Kühlkörpern zurückgegriffen werden. Die Dioden für die SOAR-Beschaltung (VD3 entsprechend Bild 15) und für die Ableitung des Entmagnetisierungsstroms (VD4) müssen für eine Spannungsfestigkeit von 800 bis 1000 V ausgelegt sein. Ähnlich hohe Spannungen müssen die Netzgleichrichter VD5 bis VD8 vertragen. Entsprechend den gewünschten Ausgangsspannungen genügen für VD1 und VD2 meistens 100-V-Typen, ebenso für VD9 bis VD13.

ist beim Aufbau des Leistungsübertragers und bei allen anderen mit der Netztrennung in Zusammenhang stehenden Fragen aufzuwenden.

Die Schaltung des Pulsbreitenmodulators ist in [2] ausführlich behandelt, weshalb auf weitere Ausführungen verzichtet wurde. Die Beschreibung einer nachbaufähigen Schaltung eines solchen Schaltnetzteils soll einem späteren Beitrag vorbehalten bleiben. Von vornherein muß dazu gesagt werden, daß für den Selbstbau von Schaltnetzteilen größere Erfahrungen und auch mehr Meßmittel erforderlich sind als bei den in [1] und [2] beschriebenen Schaltreglern mit Netztransformator.

Literatur

- [1] D. Müller, Schaltnetzteile – auch für den Amateur interessant. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1984, Seite 191 bis 205, Berlin 1983.
- [2] D. Müller, Schaltnetzteile – Schaltregler mit Impulsdauermodulator. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1986, Seite 259, Berlin 1985.
- [3] K. Rieche, Autosuper «Schönburg T» mit Transistorendstufe und Transistorgleichspannungswandler. radio und fernsehen 9 (1960), Heft 13, Seite 413 bis 414.
- [4] Der Kofferempfänger Stern 1. radio und fernsehen 8 (1959), Heft 4, Seite 118 bis 119.
- [5] M. Kunert/R. Schröder, Sicherer Arbeitsbereich (SOAR) für Leistungstransistoren. radio fernsehen elektronik 27 (1978), Heft 2, Seite 75 bis 79.
- [6] L. Erhardt, Leistungsschalttransistoren SU 167 und SU 169. Mitteilung aus dem VEB Gleichrichterwerk Stahnsdorf. radio fernsehen elektronik 31 (1982), Heft 7, Seite 439 bis 440.
- [7] H. Jungnickel, Moderne Stromversorgungstechnik. Fortsetzungsreihe. radio fernsehen elektronik 29 (1980), Heft 8, Heft 9, Heft 19.
- [8] H. Prochnow, SU 165 in Sperrwandler-Schaltnetzteilen. radio fernsehen elektronik 29 (1980), Heft 10, Seite 667 bis 670.
- [9] Das Schaltverhalten von Transistoren. Elektronik-Arbeitsblatt Nr. 112, Elektronik 1978, Heft 8, Seite 87 bis 88, Heft 9, Seite 113 bis 116.
- [10] K. Rischmüller, Basisansteuerung von Hochvolttransistoren. Elektronik 1977, Heft 11, Seite 55 bis 58.
- [11] K. Rischmüller, Verbesserte Basisansteuerung vereinfacht transistorisierte Leistungsumrichter. Elektronik 1981, Heft 18, Seite 75 bis 80.
- [12] K. R. Fink/R. Tscharr, Steuer- und Regelschaltung für Gleichspannungswandler. radio fernsehen elektronik 33 (1984), Heft 7, Seite 424 bis 427.
- [13] W. Schuster, Der Einsatz des Ansteuerschaltkreises B 260 in Gleichspannungswandlern, Schaltnetzteilen und Schaltreglern. Vortrag 9. Halbleiterbauelementesymposium 1981 in Frankfurt (Oder), Band 1, Seite 125 bis 138.

Der Kurzwellenhörer und das Top-Band 160 m

Dr. Walter Rohländer – Y220H

Mit der Anordnung Nr. 2 über den Amateurfunkdienst – *Amateurfunkordnung* – vom 27. April 1983 wurden 4 neue Kurzwellenbänder dem Funkamateurer der DDR geöffnet. Darunter befindet sich das 160-m-Band (1,81 bis 1,95 MHz), das z. B. in der ČSSR schon lange ein beliebtes Band für den Anfänger unter den Sendeamateuren war. Dem Kurzwellenhörer (SWL) ist also dieses Band eigentlich nicht unbekannt. Dennoch gibt es viele Besonderheiten, wenn man als SWL auf diesem Band erfolgreich tätig sein will. Es gilt hier nicht die Tatsache, daß die Sendeantenne auch die beste Empfangsantenne sein muß. Vielmehr ist häufig festzustellen, daß man nach einem CQ-Ruf meist von mehr Stationen gerufen wird, als man mit der Sendeantenne selber hören kann. Aus diesem Grund haben sehr viele DX-Sendeamateure auf dem 160-m-Band meist eine separate Empfangsantenne.

Die Tatsache, daß in der DDR der Amateurfunkempfänger *AFE 12*, ausgelegt für die Kurzwellenbänder 160 und 80 m, erhältlich ist, wirft sofort folgende Frage auf: Inwieweit ist der SWL mit diesem Gerät auf dem 160-m-Band in der Lage, einen möglichst hohen Länderstand zu erreichen? Welche Voraussetzungen müssen geschaffen werden, daß dieser Empfänger auf dem 160-m-Band seine optimale Leistungsfähigkeit entfalten kann? Ohne solche Voraussetzungen wird sich der Länderstand vorwiegend auf Europa beschränken, und DX-Länder werden nur sehr langsam, schrittweise hinzukommen. Auf 160 m DX-Stationen zu hören ist wesentlich schwieriger als auf dem 80-m-Band! Aber man muß deshalb nicht auf DX verzichten! Übrigens, die QSL-Ausbeute für 160-m-DX-Berichte gehört mit zu der höchsten!

Zur Ausbreitung der Funkwellen im Top-Band

Das 160-m-Band läßt sich nachts vorzugsweise im Winterhalbjahr für DX nutzen. Die Tagesdämpfung ist entschieden höher als beim 80-m-Band. Tagsüber kann man nur Verbindungen über die Bodenwelle bis etwa 150 km hören. Das Top-Band ist gut zu den Zeiten, bei denen die relative Zahl der Sonnenflecken sehr niedrig liegt, also Mitte des 11jährigen Zyklus der Sonnenfleckenmaxima. Dann kann man gelegentlich auch am Tage

Stationen aus Europa hören. Aber im wesentlichen bleibt auch in diesem Fall die tages- und jahreszeitliche Abhängigkeit erhalten.

Mehr und mehr hört man auf dem Top-Band, wenn die Sonne untergeht. Mit zunehmender Dunkelheit steigen die Feldstärken und die Reichweiten. Hier verhalten sich 160 und 80 m ähnlich. Mit steigenden Reichweiten nimmt aber auch das QRN (atmosphärische Störungen usw.) zu, oft über S9. In diesem Fall ist also das Top-Band wesentlich «rauschender» als das 80-m-Band. Der 160-m-DXer kennt aber noch ein weiteres Phänomen, den sogenannten Sonnenuntergangs- und Sonnenaufgangsskip. Dabei steigen DX-Signale kurzzeitig auf relativ hohe Feldstärken an. Die mögliche DX-Ausbreitung läuft entlang der sogenannten «Grauzone», nämlich der Linie, bei der zu gleicher Zeit die Sonne untergeht bzw. aufgeht, und gelegentlich auch entlang dem Längengrad nach Nord oder Süd. Im übrigen ist das 160-m-Band wenig vorhersagbar. Es gilt auch in diesem Fall die Aussage wie auf den anderen Kurzwellenbändern, man muß hören, wann gute DX-Bedingungen herrschen.

QRM (Störungen durch andere Funkdienste) auf dem 160-m-Band

Das Top-Band ist für den Funkamateurliebhaber kein Exklusivband. Er muß dieses mit anderen Funkdiensten teilen. Aber es gibt noch ein anderes Problem. Der SWL kann das 160-m-Band zwischen 1,8 und 2,0 MHz nutzen. Aber in der Nähe dieses Bandes liegt die Mittelwelle zwischen 0,6 und 1,6 MHz mit einer auch in Europa hohen Dichte an leistungsstarken Rundfunksendern. Es können nun zwei Probleme auftreten. Erstens wird eine Oberwelle von 900 bis 1000 kHz stark im 160-m-RX gehört – dagegen gibt es kein Mittel, außer einer guten Selektivität oder einem Peilrahmen –, zweitens wird der Empfängereingang durch äußerst starke Grundwellensignale vollständig übersteuert, und im unmittelbaren Nahfeld eines Mittelwellensenders kann sogar das starke Seitenbandrauschen des Trägers zum Problem werden. Dabei ist das gesamte 160-m-Band durch Heulen und Jaulen belegt, Tag und Nacht, gelegentlich auch nur nachts. In diesem Fall helfen nur noch Saugkreise, Sperrkreise, Hochpässe oder Bandsperrpässe. Empfänger mit einem großen dynamischen Umfang vertragen das besser als einfache Empfangsgeräte, zu denen auch der AFE 12 zählt.

Antennen für den 160-m-DX-SWL

Für den Empfang schwacher DX-Signale im 160-m-Band ist der verwendete Antenne große Aufmerksamkeit zu schenken. Der bekannte 160-m-DXer W9UCW hat in jahrelangem Literaturstudium, durch eigene, sehr interessante Antennenexperimente und in Auswertung der Korrespondenzen mit über hundert führenden 160-m-DXern der gesamten Welt eigene Leitlinien zum Antennenproblem ausgearbeitet, die repräsentativ für den Top-

Band-Sende- und -empfangs-Amateur sein dürften. Die 4 in [1] genannten Punkte seien in freier Übersetzung zitiert:

- 1) Vertikalantennen sind auf 160 m sehr effektiv. Sie strahlen flach ab (gut für DX), und sie «hören» gut. Aber sie «hören» auch das Rauschen (QRN) sehr gut (meist den vertikal polarisierten Anteil), und schwache Signale, die man hören möchte, sind nicht mehr lesbar.
- 2) Lange, endgespeiste Drahtantennen «hören» besser als Vertikalantennen, nicht, weil die Signale stärker sind (sie sind es nicht), sondern horizontale Antennen nehmen weniger «Rauschen» auf als vertikale Antennen. Unter $\lambda/4$ hoch hängende, horizontale Langdrähte verhalten sich beim Senden fast wie ein Belastungswiderstand (kaum strahlend).
- 3) Horizontale Halbwellendipole «hören» aus den bereits in 2) angegebenen Gründen besser als Vertikalantennen und endgespeiste, horizontale Langdrahtantennen. Hängt ein derartiger Grundwellendipol mehr als $\lambda/4$ über Grund, so ist er für Sendung und Empfang gleich gut geeignet. Niedriger hängende Dipole kann man sendeseitig nur für den Nahbereich bis etwa 1000 km einsetzen.
- 4) Ist der mittengespeiste Grundwellendipol nur für den Empfang vorgesehen, so hängt man ihn möglichst tief (2 m über Grund oder tiefer). Mit Verlängerungsspule verkürzte Dipole in dieser Höhe sind gleichfalls geeignet. Sie sind für den Empfang bezüglich der Unterdrückung des QRN Vertikalantennen und endgespeisten Langdrähten auf jeden Fall überlegen.

Unter «Rauschen» sei stets QRN verstanden. Elektrische Entladungen jeder Art sind in allen Wohn- und Industriegebieten in hoher Konzentration vorhanden; es gibt dort aber auch elektrische, atmosphärische Entladungen in großer Vielfalt. Der elektrische Vektor dieser Art QRN ist vorwiegend vertikal polarisiert. Vertikalantennen «hören» daher dieses QRN besonders gut und strahlen es auch wieder ab! Niedrig hängende Horizontalantennen «hören» dieses QRN nahezu kaum noch, sie nehmen noch Funkwellen im Vergleich dazu gut auf, d. h., der Signal/Stör-Abstand ist bei diesen Antennen sehr gut. Vor dem Empfänger ist dann jedoch meist eine gute HF-Verstärkerstufe erforderlich.

Die Beverage-Antenne

In [1] wird als beste Empfangsantenne für das 160-m-Band die Beverage-Antenne bezeichnet. *W9UCW* beschreibt dort sehr ausführlich zahlreiche, erfolgreich getestete Varianten. Leider sind auch in der jüngsten Auflage des *Antennenbuches* von *K. Rothammel* [2] die Ausführungen zu diesem Antennentyp sehr knapp. Die erforderliche, niedrig und geradeaus gespannte Drahtlänge von mehr als einer Wellenlänge ist für fast jeden Funkamateure ein Hinderungsgrund, diese Antenne für den 160-m-DX-Empfang einzusetzen. Wer sich jedoch mit der Beverage-Antenne beschäftigen will, sollte im Elektronischen Jahrbuch 1979 nachlesen.

Bewährte, niedrig hängende Drahtantennen für 160 m

In [1] wird bereits auf die vielfältigen Untersuchungen von *WIFB* zu 160-m-DX-Empfangsantennen hingewiesen. In der Tat, die veröffentlichten experimentellen Untersuchungen und Erfahrungsberichte sind es wert, zusammengefaßt dargestellt zu werden. Sie erfassen nahezu lückenlos die Probleme der 160-m-DX-SWL. Der Fülle praktischer Konstruktionsdetails wäre nur noch wenig hinzuzufügen.

Die schon erwähnte Beverage ist ein gerader, niedrig hängender endgespeister Langdraht von mindestens einer Wellenlänge. Das Ende ist durch einen Schluckwiderstand von 50 bis 300 Ω abgeschlossen und mit einem Erderradialsystem oder einem guten Staberder verbunden. Die Länge wird in einer Höhe von etwa 2 m aufgehängt. Es sind aber auch gut arbeitende Varianten bekannt, bei denen die Gesamtlänge auf Grund aufliegt oder sogar eingegraben (!) wurde. Hauptempfangsrichtung besteht zum Schluckwiderstand hin. Es wären also mehrere Beverage-Antennen erforderlich, um die Haupt-DX-Empfangsrichtung des 160-m-Bands abzudecken. Diese Antenne konnte sich nur dort durchsetzen, wo sehr viel Platz zur Verfügung steht.

In [3] experimentiert *WIFB* zunächst mit niedrig hängenden Drahtantennen wie:

- A – 61-m-Draht in 2 m Höhe, am entfernten Ende isoliert (Bild 1);
- B – wie A, jedoch am entfernten Ende mit Staberder direkt verbunden;
- C – 61-m-Draht in 2 m Höhe als geschlossene Schleife;
- D – 2mal 36-m-Draht als geöffneter Rhombus (Bild 2).

Es erwiesen sich die Antennen A und D als ausgezeichnete DX-Empfangsantennen mit einem sehr guten Signal/Stör-Abstand und Rundempfangscharakteristik. DX-Stationen, die bei Empfang mit der Sende-Groundplane total im QRN lagen, wurden einwandfrei mit QSA 5 gelesen. Antenne B, auch als *Baby-Beverage* bezeichnet, empfängt beidseitig aus

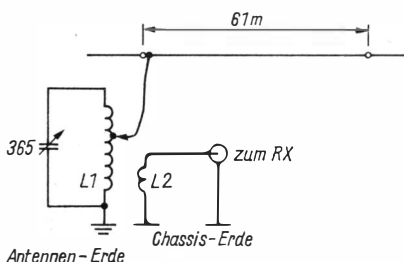


Bild 1 Niedrig hängende Drahtantenne für 160 m mit Fuchs-Kreis (Parallelresonanzkreis mit Anzapfungen) und kapazitätsarmer Link-Kopplung. Getrennte Erdsysteme für Antenne und Empfänger. $L1$ etwa 40 μH , $L2$ etwa 1/6 der Windungszahl von $L1$. Wird in Abstand über kaltes Ende von $L1$ gewickelt. Selbsttragende Luftspulen oder auf Keramikkörper, wie in Antennenkopplern üblich. Drahtstärke generell 1 bis 2 mm

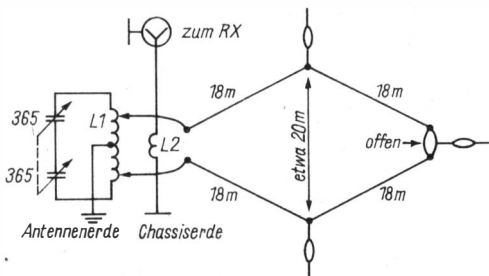


Bild 2 Offene Rhombusantenne für 160 m. Umfang etwa $\lambda/2$. Getrennte Erdsysteme für Antenne und Empfänger, symmetrischer Antennenkoppler. L1 etwa $50 \mu\text{H}$ mit symmetrisch zur Mitte liegenden Anzapfungen. L2 etwa $1/6$ der Windungszahl von L1, wird in Abstand über Mitte von L1 gewickelt. Weiter entsprechend Bild 1

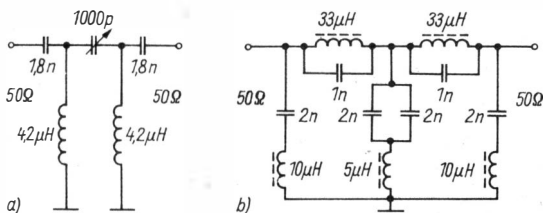


Bild 3 Hochpaßfilter $> 1,8 \text{ MHz}$ (a) und Mittelwellenbandsperfilter 0,55 bis 1,6 MHz (b) für 160 m mit $50\text{-}\Omega$ -Ein- und -Ausgang

Drahtspannrichtung. Antenne C ist eine Rundempfangsantenne. Für guten DX-Empfang waren jedoch die Antennen B und C wenig geeignet.

Man beachte in Bild 1 und Bild 2 die Ankopplung der Antenne an den Empfänger. Das Erdsystem der Antenne ist durch eine kapazitätsarme Ausföhrung der induktiven Kopplung vom Erdsystem des Empfängers (Chassis) getrennt! Das schränkt bereits weitgehend das Problem starker Mittelwellensender im Nahfeld ein. Treten in dieser Hinsicht weitere Probleme auf, so muß man ein Hochpaßfilter (Bild 3, A) oder gar ein Bandsperfilter (Bild 3, B) vor den Empfängereingang schalten.

Niedrig hängende Drahtantennen verlangen auf jeden Fall einen HF-Vorverstärker (Verstärkung etwa 20 dB) auch vor dem AFE 12. Die Breitbandverstärker, wie sie z. B. im *Elektronischen Jahrbuch 1985* [4] auf Seite 203 beschrieben sind, eignen sich vorzüglich. Bei den beschriebenen Antennen wird das gute Signal/Stör-Verhältnis unter anderem auch durch relativ kleine Antennennutzsignalspannungen erkauft. Man muß sich vor dem Empfänger eine sogenannte aktive Antenne aufbauen.

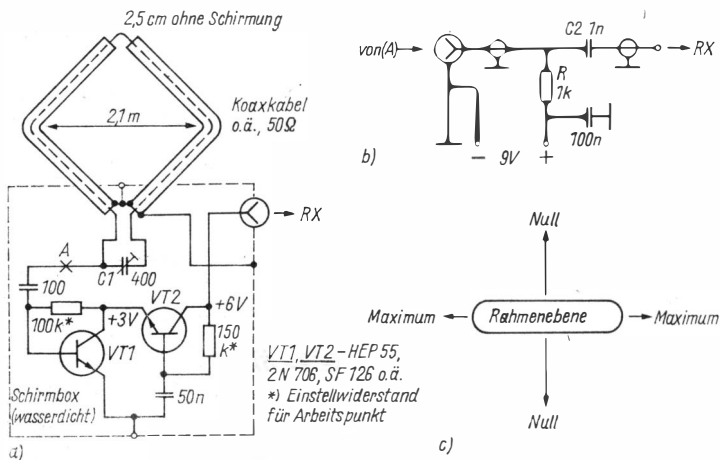


Bild 4 Geschirmte Peilrahmenantenne für 160 m mit Vorverstärker (A), Stromversorgung über Speisekabel (B), zur Richtcharakteristik (C). R ist der Arbeitswiderstand der Kaskode und verhindert den Kurzschluß der HF über die Stromversorgung, C2 schützt den Empfänger gegenüber der Versorgungsspannung, C1 ist ein Glimmerkompressionstrimmer

«Rauscharmer» Peilrahmen für den 160-m-DX-Empfang

Schon 1974 konnte in [5] *WIFB* die hervorstechenden guten Eigenschaften des geschirmten Peilrahmens für den 160-m-DX-Empfang nachweisen. Der Autor von [1] konnte das bestätigen und beschreibt eine verbesserte Variante (Bild 4). Eine geschirmte Windung entnimmt das HF-Signal ausschließlich aus dem Magnetfeld des Nutzfelds. Die Schirmung ist auf dem halben Umfang des Rahmens bei strenger Symmetriewahrung zu unterbrechen. Der Rahmen ist Teil eines abgestimmten Parallelresonanzkreises. Peilrahmenabmessungen und Kabeltyp entsprechen den Angaben von *WIFB*. Im Durchmesser stärkere Kabel mit geringeren dielektrischen Verlusten geben einen schärferen Resonanzpunkt, was sich positiv auf die Leistung auswirkt. Ein gleiches bewirkt auch ein vergrößerter Rahmendurchmesser. Die Antenne wird durch einen Transistorkaskodevorverstärker «aktiv». Seine Stromversorgung nimmt man über das Speisekabel vor. Der Arbeitswiderstand der Kaskode ($R = 1000 \Omega$) befindet sich in der Nähe der Stromversorgung und des Empfängers.

Der Rahmen kann an einem günstigen Punkt wenige Meter über Grund aufgestellt werden. Die Rahmenebene weist in die Hauptempfangsrichtung. Abgestimmte Groundplane-Antennen oder resonante Antennenmasten sollten in der Nähe des Rahmens vermieden werden. Sie empfangen hervor-

ragend den «Störnebel» und strahlen diesen wieder ab. Gegebenenfalls ist dann die Senkrechte der Rahmenebene auf die Quelle zu richten (Störnebelausblendung).

Einfache aktive Ferritantenne für den 160-m-DX-Empfang

Eine aktive Ferritantenne, wie sie auch von *WIFB* [3] erprobt wurde (Bild 5), eignet sich gleichfalls als gute 160-m-DX-Empfangsantenne. Der gezeigte Verstärker (etwa 25 dB) ist für einen empfindlichen Nachsetzeempfänger ausreichend. Er kann durch die Transistorkaskode ersetzt werden, wenn man die Punkte A entsprechend Bild 4 und Bild 5 als Trennstellen verwendet. Weniger empfindlichere Nachsetzeempfänger benötigen einen weiteren Vorverstärker (insgesamt bis 40, besser 50 dB Verstärkung). Dicke Ferritstäbe (oder dünne gebündelte) von 15 bis 20 cm Länge ergeben ausgezeichnete Resultate. Die Hilfsantenne ist auf ein gutes Vor/Rückwärts-Verhältnis der kardoidförmigen Charakteristik abzugleichen. Ohne Hilfsantenne ist die Richtcharakteristik eine Acht wie beim hoch hängenden Grundwellendipol.

Die aktive Ferritantenne kann wassergeschützt durch einen Plastsack oder auch direkt in der Wohnung betrieben werden. Das Signal/Stör-Verhältnis ist auf 160 m ausgezeichnet.

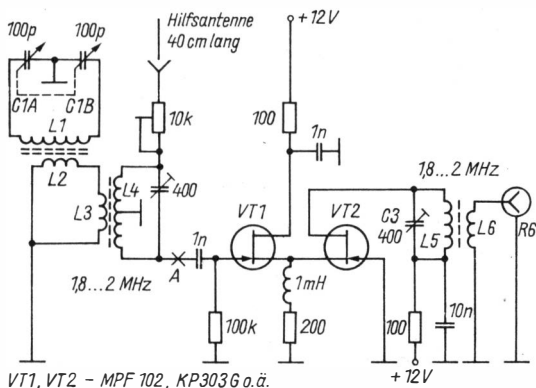


Bild 5 Ferritempfangsantenne für 160 m mit Zusatz-HF-Verstärker. L1 - 48 Wdg., 1,6-mm-CuLL, verteilt über 12 cm Länge in der Mitte des Ferritstabs, L2 - 6 Wdg., über L1 (Mitte). L4 und L5 gewickelt auf Pulvereisenkern mit 0,4-mm-CuLL, etwa 50 μ H, L3 und L6 mit 6 Wdg., als Link-Kopplung über L4 und L5 gewickelt. Kurze Verbindung zwischen L1 und C1, C2 und C3 sind Glimmerkompressionstrimmer

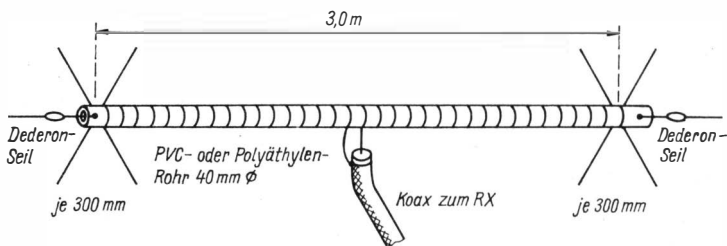


Bild 6 Kurzer Wendelgrundwellendipol für 160 m (s. Text). Drahtstärke 1 bis 2 mm Cu (thermoplastische Isolation). Drahtkreuz aus 3 bis 6 mm starkem Cu-Draht oder -Rohr, auch Messing ist geeignet, Länge von Kreuzmitte etwa 30 cm

Der kurze Wendelgrundwellendipol für 160 m[3]

Eine weitere Empfangsantenne für 160 m mit nur geringer QRN-Neigung stellt der 160-m-Grundwellendipol (Drahtlänge etwa 2mal 84 m) dar, der als Wendel mit äquidistantem Abstand zwischen den Windungen auf einem 3-m-Trägerrohr aus PVC oder Polyäthylen von 4 cm Durchmesser aufgewickelt ist (Bild 6). Das Drahtkreuz am Ende der Leiter bewirkt die kapazitive Belastung sowie die Verringerung der Resonanzschärfe und bietet neben der Veränderung der Windungszahl auch eine Abgleichmöglichkeit.

Den Frequenzabgleich der Antenne nimmt man mit dem Dipmeter vor. Dazu wird die Antenne am künftigen Standort aufgehängt (2 m Höhe reichen aus). Am Ende der Speiseleitung wird zwischen Kabelseele und Schirmung eine Koppelschleife mit 2 Wdg. und 30 mm Durchmesser angebracht und das Dipmeter eingekoppelt. Bei Fertigung der Antenne, wie beschrieben, ist ein Dip zwischen 1,7 und 1,8 MHz zu erwarten. Andere Dippunkte bei höheren Frequenzen sind nicht zu verwenden. Man nimmt jetzt auf beiden Seiten Windungen herunter, verbindet wieder mit dem Drahtkreuz und mißt erneut die Resonanz, die nun bei einer höheren Frequenz liegt. Das wird so lange wiederholt, bis die Abgleichfrequenz von etwa 1,81 MHz erreicht ist.

Diese Antenne sollte in niedriger Höhe horizontal oder auch vertikal betrieben werden. Sie ist DX-fähig und wenig empfindlich gegen den QRN-Störnebel. Die Resonanzschärfe ist sehr groß, weshalb sie auf das DX-Fenster abgeglichen werden sollte. Hinweis: Der kurze Wendelgrundwellendipol benötigt etwa die doppelte Drahtlänge gegenüber dem normalen Grundwellendipol.

Nachwort

Der vorliegende Beitrag orientiert vorwiegend auf DX-Empfangsantennen für das in Y2 neue 160-m-Band. Dazu ist in der deutschsprachigen Amateurliteratur bisher nur wenig zu finden. Die niedrigen Langdrähte sind in

den Abmessungen unverändert auch für das 80-m-Band zu verwenden. Es ist nur die Resonanz des Koppelkreises auf das 80-m-Band zu orientieren. Ein gleiches gilt für den geschirmten Peilrahmen und die Ferritantenne. Beim kurzen Wendeldipol ist die aufgebrauchte Drahtlänge etwa zu halbieren und auf 3,51 MHz abzugleichen.

Das Empfangsantennenproblem tritt vorwiegend im 160-m-Band auf. Ein 2×40 -m-Dipol, höher als 40 m über Grund, steht dem Amateur kaum zur Verfügung, so daß für den DX-Sendebetrieb vorwiegend Groundplane-Varianten verwendet werden, die für den Empfang von DX-Signalen aus den schon angeführten Gründen nicht geeignet sind. Der Störnebel ist ja vorwiegend vertikal polarisiert. Niedrig hängende Horizontalantennen, Dipole, Langdrähte, Loop, Peilrahmen u. a. werden von diesem kaum beeinflusst. Die gewonnene Signalfeldstärke ist bei diesen Antennen jedoch gering, so daß man sie durch einen HF-Verstärker «aktiv» machen muß.

Folgt man den im Text oft nur in einem Satz gegebenen Hinweisen – sie sind oft entscheidend –, so wird sich bei Einsatz der beschriebenen Antennen mit Erdsystemtrennung, Bandsperren oder Tiefpässen und Vorverstärker der DX-Empfängerfolg auch auf 160 m einstellen. Dazu wurde auch der Empfänger *AFE 12* geschaffen. Der 160-m-Sendeamateur, der für Sendung und Empfang getrennte Antennen verwendet, muß unbedingt bei Sendebetrieb den Empfängereingang über ein Sende/Empfangs-Relais kurzschließen. Schutzdioden sind nicht ausreichend! Von einem an der Klubstation hörenden SWL muß das unbedingt beachtet werden.

Die Errichtung von Antennen außerhalb der Dach- und Hausaußenhaut unterliegt gesetzlichen Vorschriften bezüglich des Blitzschutzes u. a. Jeder interessierte SWL kann sich bei der nächstgelegenen Amateurfunkklubstation beraten lassen.

Literatur

- [1] B. Boothe, W9UCW, Weak-Signal Reception on 160 – Some Antenna Notes. QST 61 (1977), Heft 6, Seite 35 bis 39.
- [2] K. Rothammel, Y21BK, Antennenbuch, 10. Auflage, Berlin 1984.
- [3] D. DeMaw, W1FB, Low-Noise Receiving Antennas. QST 61 (1977), Heft 12, Seite 36 bis 39.
- [4] W. Rohländer, Y22OH, Universell verwendbarer Kurzwellenkonverter. In: Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1985, Berlin 1984.
- [5] D. DeMaw, W1CER, A Receiving Loop for 160 Meters. QST 58 (1974), Heft 3, Seite 38 bis 39.

In [1] und [2] wurden digitale Temperaturmeßgeräte mit 3stelliger Anzeige vorgestellt, die infolge des mit Einzel-IC aufgebauten A-D-Wandlers aufwendig sind. Unter Verwendung des Bausteins C 520 D wird die Schaltung für ein solches Gerät weitaus einfacher. In der in Bild 1 gezeigten Variante wurde vorzeichenrichtige Anzeige sowie eine 2. Meßstelle vorgesehen, so daß z.B. die Innen- und die Außentemperatur abgefragt werden können. Es sei erwähnt, daß sich bei Einsatz eines temperaturabhängigen Widerstands (z. B. Pt 100 mit fast linearer Temperatur-Widerstands-Kennlinie) noch weit einfachere Schaltungslösungen ergeben [3]. Doch wurde hier als Temperaturempfänger ein Transistor benutzt, um Beschaffungssorgen auszuschalten. Halbleiterfühler sind zudem mit einer Einstellzeit von einigen Sekunden den Widerstandsfühlern klar überlegen und erleichtern auf diese Weise das Messen bzw. ermöglichen überhaupt erst die Realisierung bestimmter Meßaufgaben.

Fehlereinflüsse

Bei einem Si-Transistor beträgt der Temperaturkoeffizient (TK) der Basis-Emitter-Spannung (B-E-Spannung) $-2 \text{ mV} \pm 20 \% / \text{K}$. Diese Abhängigkeit wird bei der vorliegenden Schaltung ausgenutzt. Das Meßergebnis kann durch folgende Einflüsse verfälscht werden:

1. Langzeitliche Änderung des Absolutwerts der B-E-Spannung (Nullpunktfehler).
2. Temperatur- und Kollektorstromabhängigkeit des TK der B-E-Spannung (Linearitätsfehler).
3. Temperaturabhängigkeit der elektronischen Schaltung (Nullpunktfehler) sowie Fehler bei der A-D-Wandlung (Linearitätsfehler).
4. Justiergenauigkeit (Nullpunkt- und Endwertfehler). Dazu heißt es in [3]: «Soll eine Temperaturmessung mit $0,1^\circ\text{C}$ Genauigkeit erfolgen, so wird häufig das Eichproblem unterschätzt, da Eiswasser nur in Meeresspiegelhöhe 0°C (und siedendes Wasser die 100°C ebenfalls nur in dieser Höhe) aufweist. Um systemeigene Fehler einzueichen, ist es dabei oft sinnvoll, Null- und Endwertabgleich an anderen Punkten der Kennlinie vorzunehmen, um die Fehler in einem bestimmten Kennlinienbereich

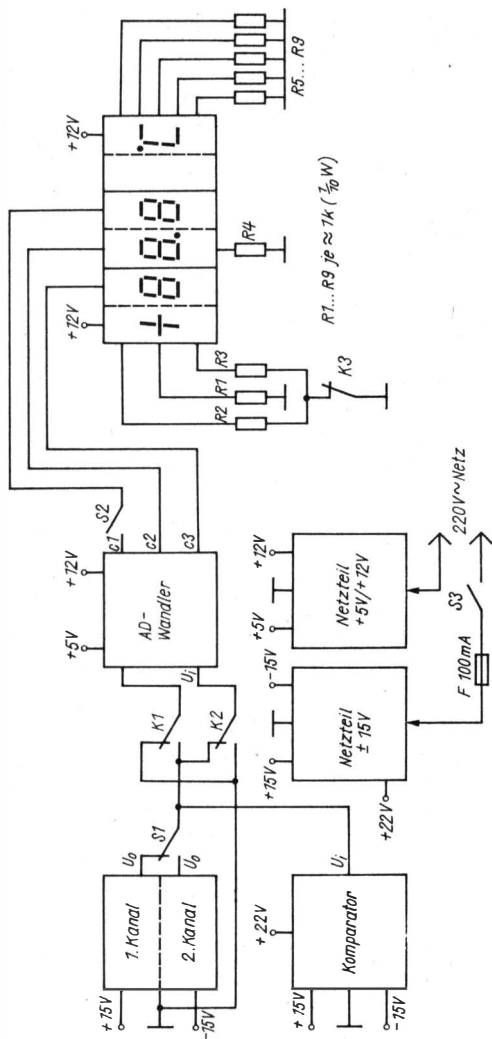


Bild 1 Übersichtsschaltplan des digitalanzeigenden Temperaturmeßgeräts (Anzeige: 1. Kanal bei positiver Temperatur)

zu minimieren. Diese Temperaturen sind dann aber mit möglichst noch höherer Genauigkeit zu messen. Spätestens hier fehlen dann die entsprechenden Eichnormale.»

5. Genauigkeit der Temperatureaufnahme beim praktischen Messen (Endwertfehler). «Eine weitere Fehlerquelle ist der Wärmewiderstand des Prüfobjekts. So treten trotz der geringen Verlustleistung der Fühler von

etwa 0,6 mW zwischen Messungen in ruhender Luft und an sehr gut wärmeleitenden Materialien Anzeigedifferenzen bis zu 0,5 K auf.» [4]

Der TK der B-E-Spannung weist hohe Langzeitstabilität auf und ist als Fehlerquelle für den vorliegenden Anwendungsfall nicht relevant. Im Zusammenhang mit der Schaltungsbeschreibung wird auf einige Einflußgrößen noch näher eingegangen, doch soll jetzt schon festgestellt werden: Im gesamten praktisch ausnutzbaren Temperaturbereich von -50 bis $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ läßt sich ein Fehler von $\pm 1\text{ K}$ erreichen. In einem engeren Bereich – z. B. von 28 bis $45\text{ }^{\circ}\text{C}$ für Körpertemperaturmessung – kann der Fehler auf $\pm 0,1\text{ K}$ minimiert werden.

Si-Transistor als Temperaturfühler

Die folgenden Betrachtungen beschränken sich auf die Temperatur- und Kollektorstromabhängigkeit des TK der B-E-Spannung (2.), wobei $U_{CB} = 0$ vorausgesetzt ist. In der Umgebung der Zimmertemperatur gilt für die Temperaturabhängigkeit:

$$\Delta TK = -n^{k/q} \ln \frac{T_2}{T_1} (I_C = \text{const.});$$

ΔTK – absolute TK-Änderung in V/K, n – Faktor, hauptsächlich vom Temperaturgesetz der Diffusionskonstanten der Minoritätsträger in der Basis abhängig; ist für alle Transistoren desselben Typs etwa gleich, k – Boltzmannsche Konstante in J/K, q – Elementarladung in As, T_1 – Temperatur vor der Änderung, T_2 – Temperatur nach der Änderung.

Daraus folgt, daß der TK von der Temperatur nach einer logarithmischen Funktion abhängig ist und mit steigender Temperatur wächst. In erster Näherung kann man annehmen, daß der TK temperaturunabhängig ist. Für die Kollektorstromabhängigkeit gilt:

$$\Delta TK = \frac{k}{q} \ln \frac{I_{C2}}{I_{C1}} (T = \text{const.});$$

I_{C1} – Kollektorstrom vor der Änderung, I_{C2} – Kollektorstrom nach der Änderung.

Daraus folgt, daß Abhängigkeit nach einer logarithmischen Funktion besteht, wobei der TK mit steigendem Strom fällt. Entsprechend [4] wurde ein als Diode geschalteter Transistor mit einem Vorwiderstand von $6,8\text{ k}\Omega$ an 9 V Betriebsspannung betrieben. Der Fehler wurde mit nur 1% angegeben, da sich die Einflüsse angeblich gegenseitig kompensieren. Nach [2] wurde dagegen mit konstantem Emitterstrom gearbeitet (SF 216 D). Entsprechend [1] wurde ein SF 240 mit konstanter Kollektorspannung betrieben. Zu dieser Veröffentlichung folgende Anmerkung: Der TK für den SF 240 wurde mit $-1,2\text{ mV/K}$ angegeben. Dieser Wert ergibt sich auch aus 2 Kennlinien in [5]. Dieser außergewöhnlich niedrige Wert veranlaßte den Autor zu eigenen Untersuchungen. Dabei wurden die Kennlinien von $5 \times \text{SF 240}$ im Bereich von -10 bis $120\text{ }^{\circ}\text{C}$ (Tiefkühlschrank bzw. Ölbad) aufgenommen, wobei ein

industrielles Meßgerät mit Halbleitertemperturaufnehmer verwendet wurde. In allen Fällen ergab sich ein TK von $-1,6 \text{ mV/K}$. Die absoluten Werte der B-E-Spannung fielen sehr gut zusammen – im Gegensatz zu unterschiedlichen NF-Miniplasttransistoren je eines Typs. Eine Wertung der obengenannten unterschiedlichen Betriebsweisen vorzunehmen ist nicht Absicht dieses Beitrags.

In [1] wird von «nur unerheblich schlechterer Linearität» anderer Miniplasttypen (SS 216 u. ä.) gegenüber dem SF 240 gesprochen. Von der Theorie her dürfte kein Unterschied bestehen. Bei den Versuchen des Autors lagen die Linearitätsabweichungen bei allen Exemplaren innerhalb der Fehlertoleranz der Meßanordnung. Es soll daher kein spezieller Typ empfohlen werden. Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan des digital anzeigenden Thermometers.

Temperatur-Spannungs-Wandler

Die Schaltung (Bild 2) wurde prinzipiell aus [1] übernommen. Sie ist einfach bei hoher Nullpunkt Konstanz. Damit liegt die Betriebsweise für den Fühlertransistor mit $U_{CE} \approx 2 \text{ V const.}$ und $I_C \approx 450 \mu\text{A const.}$ fest. Gegenüber [1] wurde ein driftärmerer OPV verwendet und mit R7 bis R9 eine Verstärkung von 4 bis 7 bewirkt, so daß sich U_0 mit -10 mV/K ändert. Mit R4 wird am Pluseingang von N ein Potential eingestellt, das $[U_{BE}]$ bei 0°C Kristalltemperatur entspricht. Am Minuseingang liegt der Emitter.

Den TK dieser Schaltungsanordnung bestimmt die Offsetspannungsdrift des OPV (typisch $16 \mu\text{V/K}$). Er beträgt für U_0 etwa $100 \mu\text{V/K}$ entsprechend einer Fehlanzeige von $\pm 0,1 \text{ K}$ bei 10 K Abweichung von der Bezugstemperatur. Dieser sehr geringe Wert stellt auch den einzigen relevanten Nullpunktfehler (3.) dar.

Bild 3, Bild 4 und Bild 5 zeigen die Leiterplatte. In [1] wurde als Schutz gegen HF-Selbsterregung an der Zuleitung zu VT das Aufziehen von Ferrit-

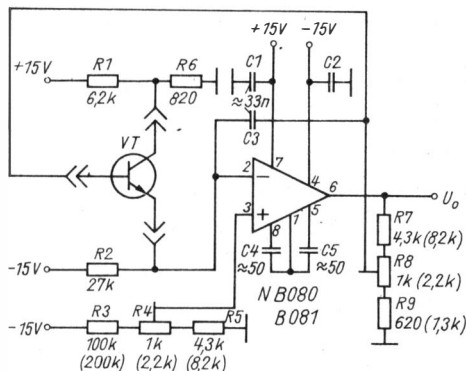


Bild 2
Schaltung des Temperatur-Spannungs-Wandlers

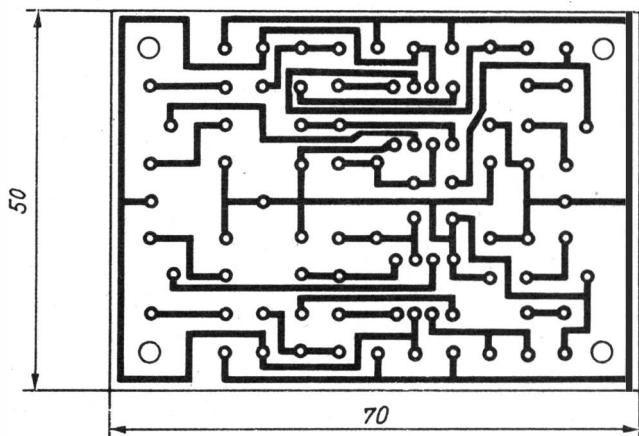


Bild 3 Leiterplattenbestückung für den Temperatur-Spannungs-Wandler

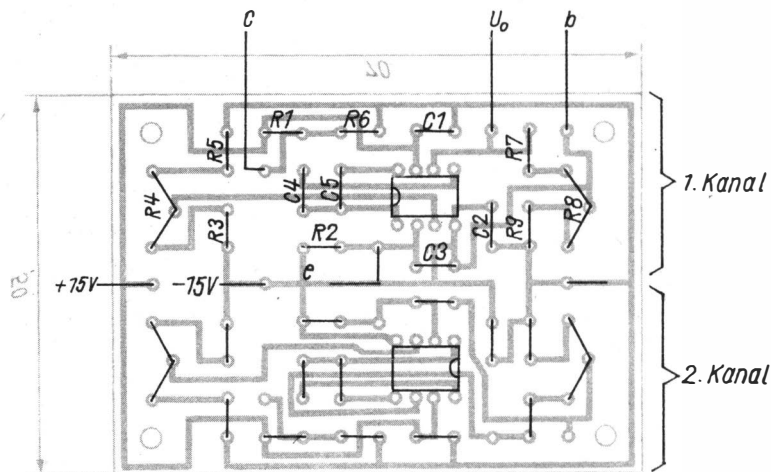


Bild 4 Leitungsführung für Bild 3

perlen auf Basis- und Emitteranschluß bzw. das direkte Anlöten von UKW-Entstördrosseln empfohlen. Im Muster wurde aber auch an einer 10 m langen Zuleitung bei den verwendeten NF-Transistoren kein Schwingen festgestellt und daher auf diese Maßnahme verzichtet. Brummspannungen ließen sich in dieser Anordnung mit dem Oszilloskop (10 mV/cm) auch ohne C3 nicht feststellen. Als Zuleitung fand Klingeldraht (unabgeschirmt) Verwendung.

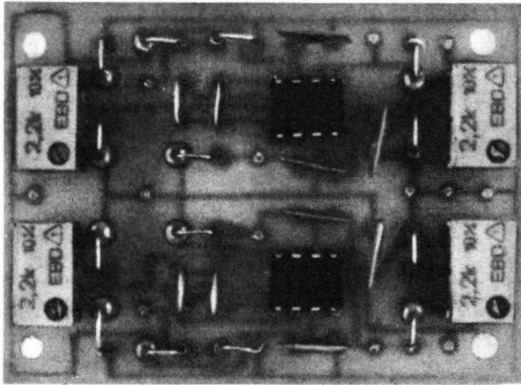


Bild 5 Der fertige Temperatur-Spannungs-Wandler

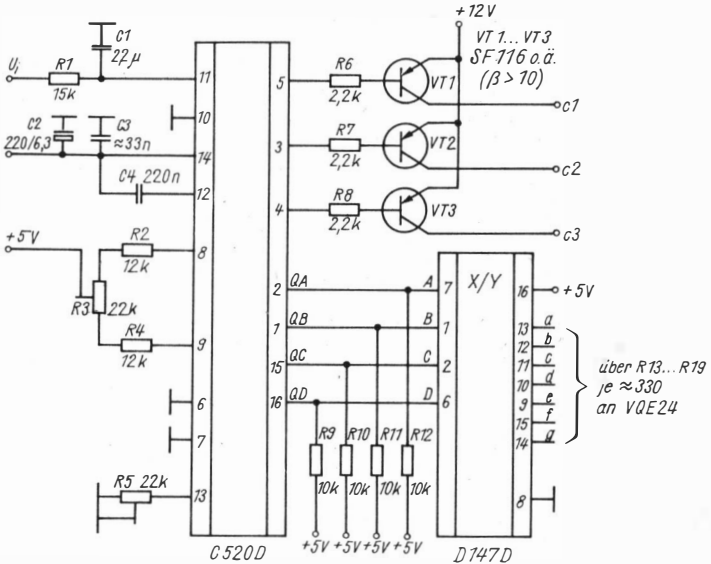


Bild 6 Schaltung des A-D-Wandlers

A-D-Wandler

Die Schaltung nach Bild 6 entspricht – bis auf den 5-Hz-Eingangstiefpaß – der «Ur»-Variante nach [6]. Andere BCD-zu-7-Segment-Dekoder gestatten noch einfachere Lösungen. Mit R3 ist bei kurzgeschlossenem Eingang der

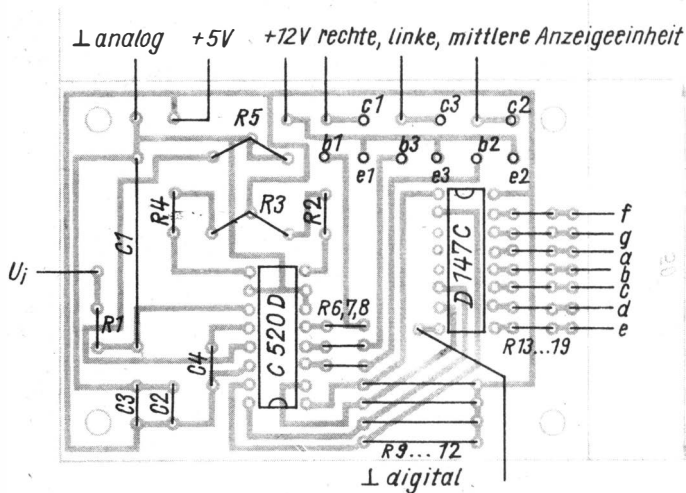


Bild 7 Leiterplattenbestückung für den A-D-Wandler

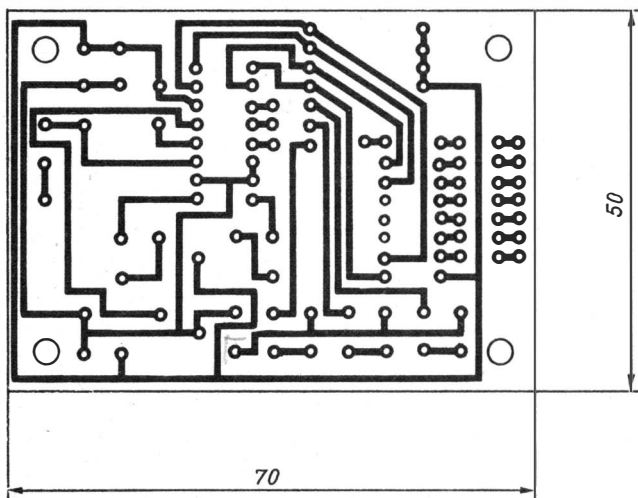


Bild 8 Leitungsführung für Bild 7

Bild 9 Ansicht des fertigen A-D-Wandler-Bausteins

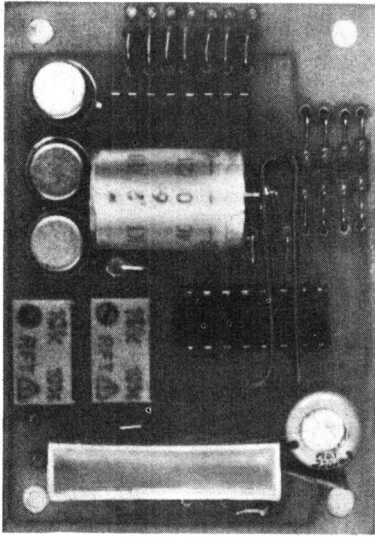
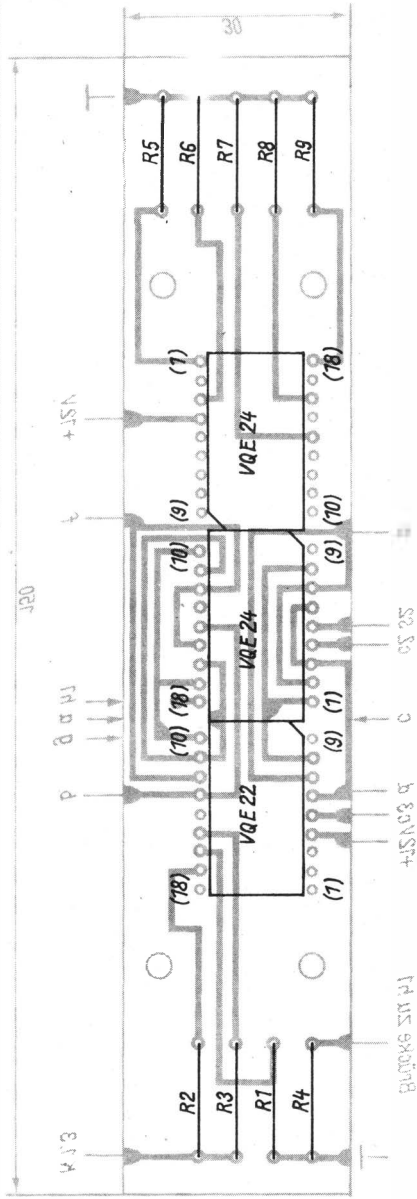


Bild 10 Leiterplattenbestückung für die Anzeigeelemente



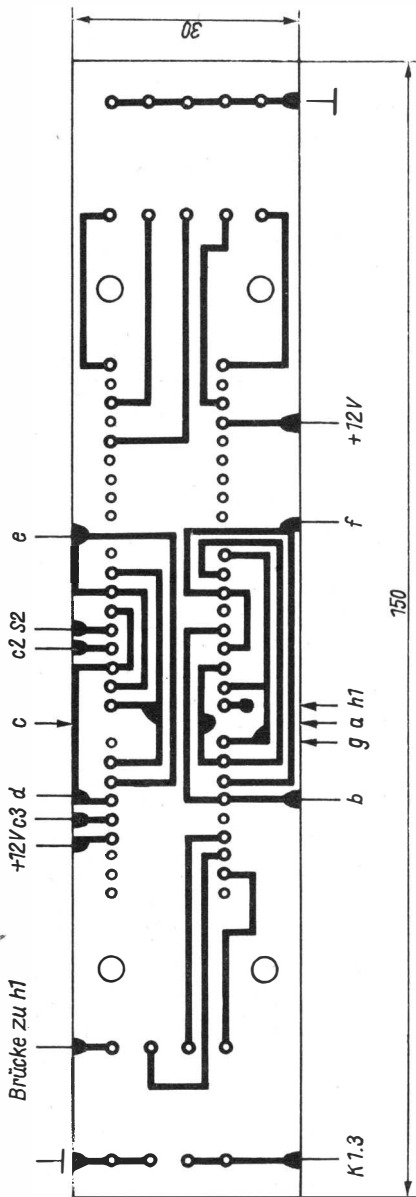


Bild 11 Leitungsführung für Bild 10 (h1 ... Dezimalpunkt, c2,3 ... Kollektor VT2,3, c1 über S2 an VT1)

Nullpunktgleich durchzuführen; R5 kann auch durch einen Festwiderstand 10 k Ω ersetzt werden, da der Endwertabgleich vom Temperatur-Spannungs-Wandler aus vorgenommen wird. Diese Schaltung ist mit einem Linearitätsfehler von ± 1 digit entsprechend $\pm 0,1$ K behaftet (3.).

Die Leiterplatte ist in Bild 7 bis Bild 9 dargestellt. Bild 10 und Bild 11 zeigen eine Leiterplatte für die Anzeigeelemente nebst Vorwiderständen nach Bild 2. Dazu ist anzumerken, daß das 3. Element (VQE 24) nur zur Darstellung der Einheit benutzt wird und aus Preisgründen auch entfallen kann.

Komparator

Der Komparator nach Bild 12 schaltet bei negativen Temperaturen (U_0 des Temperatur-Spannungs-Wandlers positiv) das Relais ein und polt damit die Eingangsspannung für den A-D-Wandler um. Gleichzeitig werden die beiden Segmente zur Realisierung des senkrechten Plusbalkens bei dem ersten Anzeigeelement VQE 32 ausgeschaltet, so daß ein negatives Vorzeichen entsteht. K ist über VT an die positive Rohspannung gegen Masse angeschlossen, während der OPV ± 15 V stabilisiert erhält. R5 legt den Umschaltzeitpunkt fest. Die Gesamtverstärkung ist so hoch, daß auch bei schleichenden Temperaturänderungen eindeutig umgeschaltet wird.

Bild 13 und Bild 14 zeigen die Leiterplatte, Bild 15 zeigt ein Vormuster und Bild 16 die Anschlußbelegung bei K.

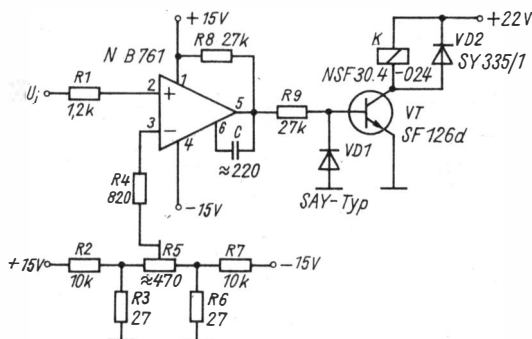


Bild 12 Schaltung des Komparators

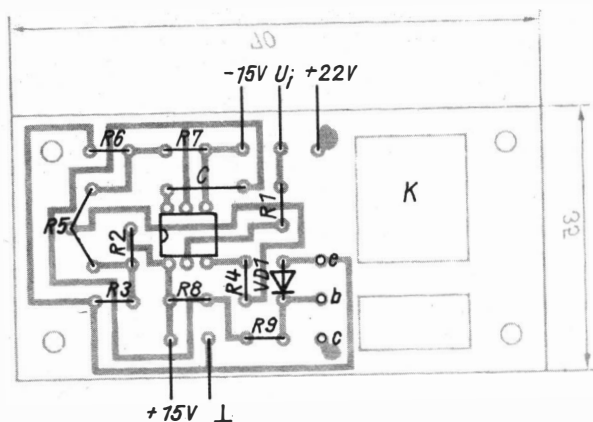


Bild 13 Leiterplattenbestückung für den Komparator

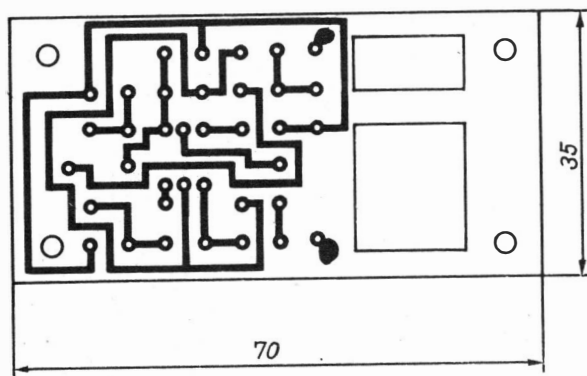


Bild 14 Leitungsführung für Bild 13

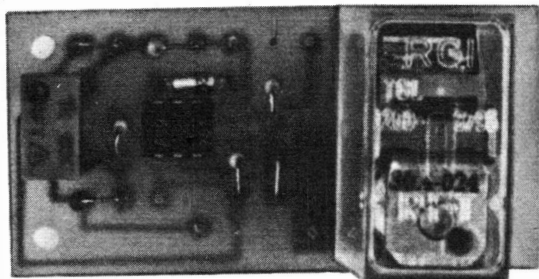


Bild 15 Fertiger Komparatorbaustein

Stromversorgung

In Bild 17 ist das komplette Stromversorgungssteil dargestellt. Durch Spannungsverdopplung wird mit C1 bis C4 und VD1 bis VD4 eine Rohspannung von etwa ± 22 V gewonnen. Die positive Spannung wird durch N1 in nicht-invertierender Grundsaltung, die negative Spannung durch N2 in invertierender Grundsaltung stabilisiert. VD6 erzeugt für beide OPV die Referenzspannung. Die Ausgangsspannungen werden durch R1, R3, R6 und R8 bestimmt (± 1 V zulässig, gegebenenfalls korrigieren).

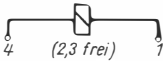
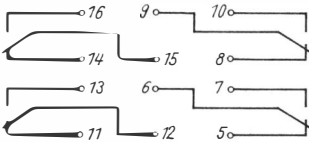


Bild 16 Anschlußbelegung für K nach Bild 12

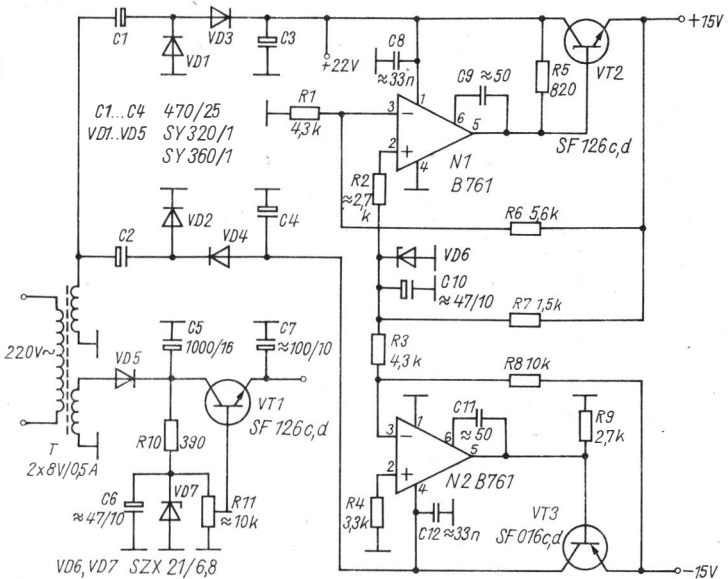


Bild 17 Stromversorgung für die Baugruppen des Fernthermometers

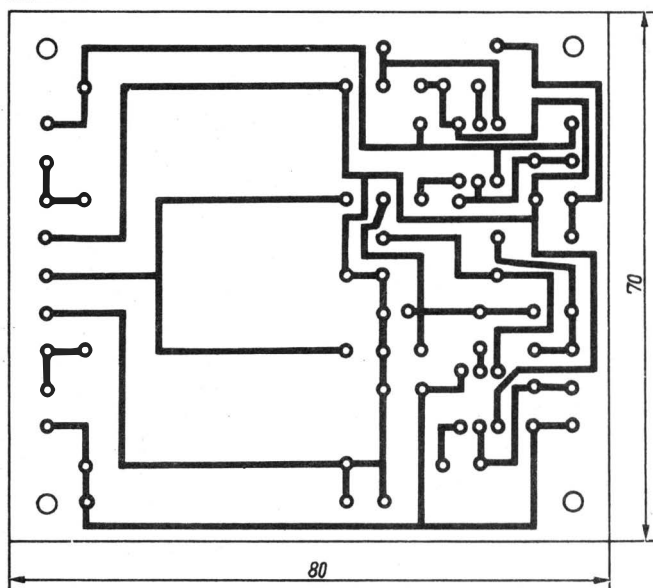
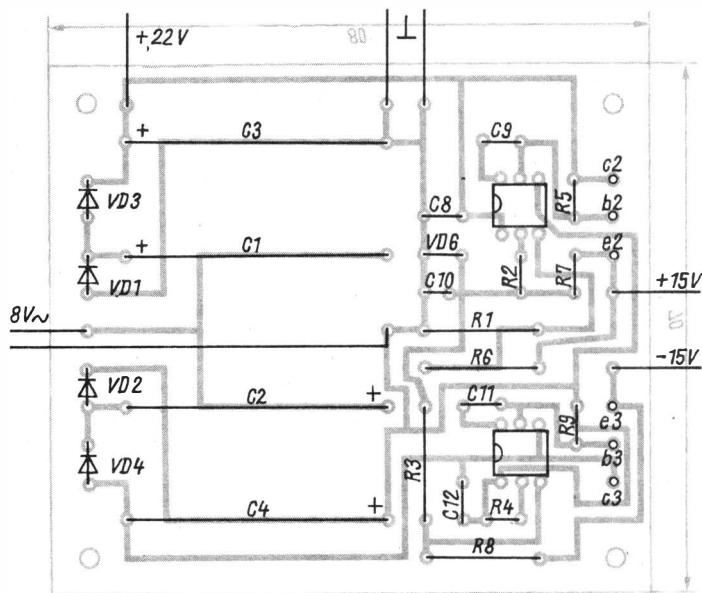


Bild 19 Leitungsführung für Bild 18

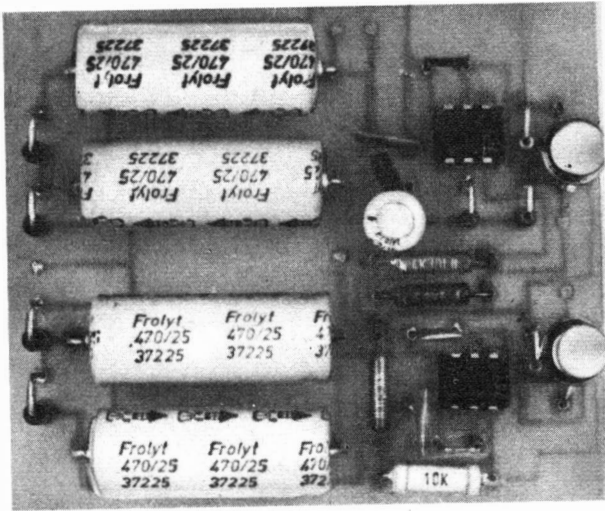


Bild 20 Fertige Stromversorgungsleiterplatte

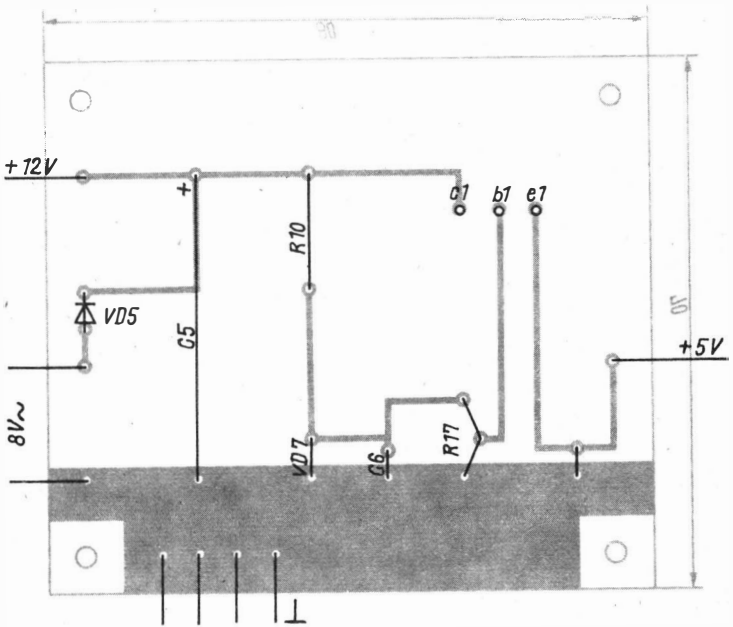


Bild 21 Leiterplattenbestückung für 5 und 12 V

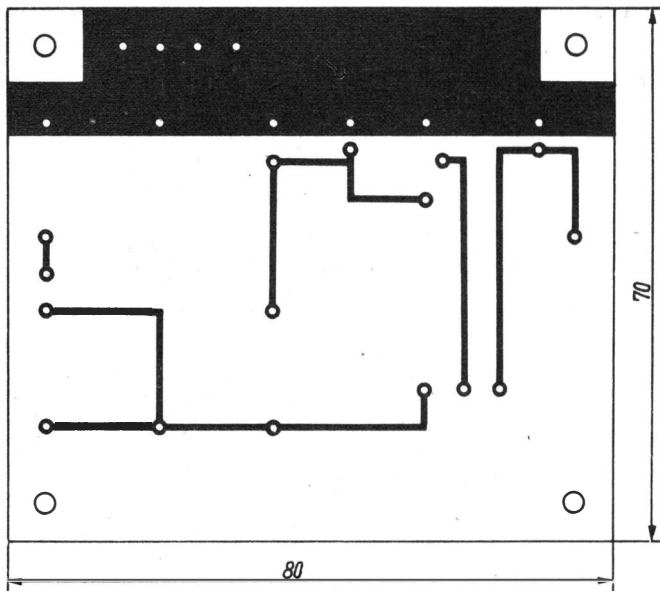


Bild 22 Leitungsführung für Bild 21

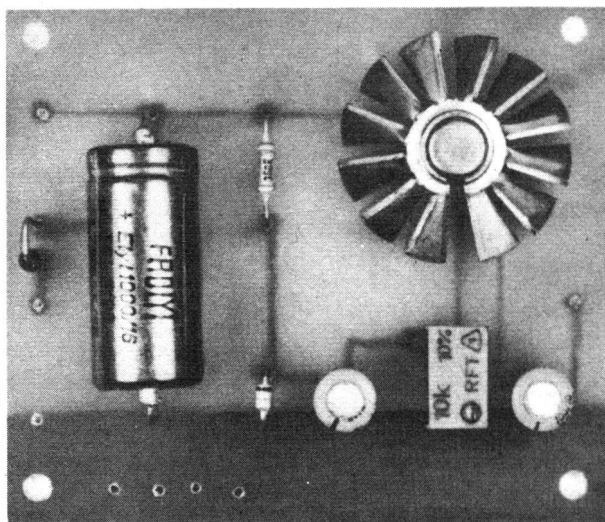


Bild 23 Bestückte Leiterplatte für die Stromversorgung

Die Rohspannung 12 V zur Versorgung der Segmente und die mit VD7 und VT1 stabilisierten 5 V (mit R11 einstellbar) werden aus einer 2. Transformatorwicklung erzeugt. Das ist durch die Forderung nach 2 separaten Massen notwendig. Die Stromversorgung baut man auf den beiden gleich großen Leiterplatten auf, die in Bild 18 bis Bild 23 dargestellt sind.

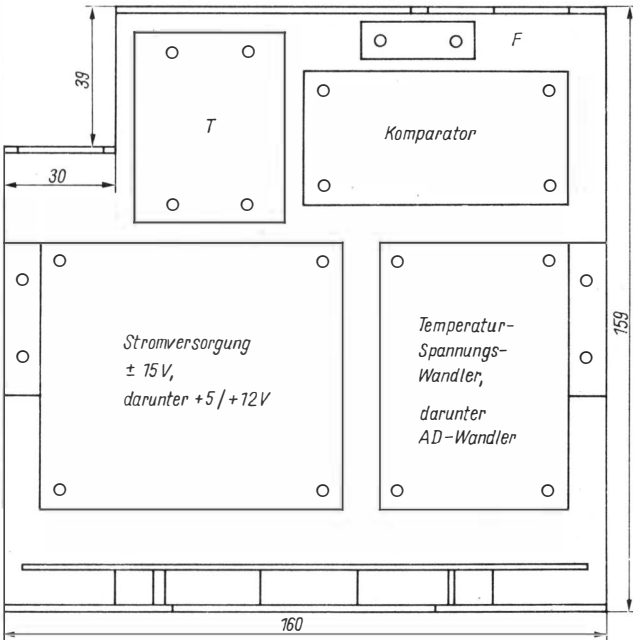
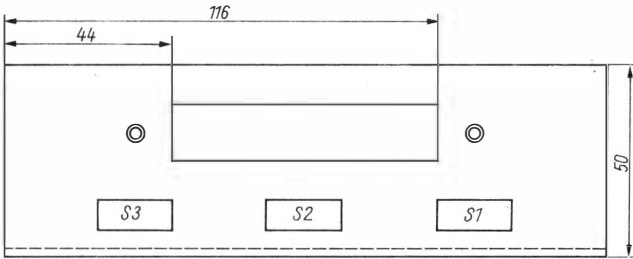


Bild 24 Skizze zum Gesamtaufbau des Funktionsmusters

Aufbau

Bild 24 enthält Aufbauski­zen für das in Bild 25 und Bild 26 wiedergegebene Funktionsmuster. Das U-förmige Gehäuseunterteil besteht aus 2 mm starkem Aluminium, für den Gehäusedeckel genügt 1-mm-Aluminium. Die Leiterplatten sind auf Senkkopfschrauben M3×35 gestapelt, wobei Hartpapier­röhrchen (3 bzw. 20 mm hoch) zwischengesetzt sind. Es wurden 2 Transformatoren LL 30/1 (23 mm×40 mm×50 mm) verwendet, da ein Transformator mit zwei 8-V-Wicklungen fehlte. Die Fühler (Miniplasttypen mit möglichst hoher Stromverstärkung) wurden über Diodenstecker angeschlossen, wobei die Buchsen zur Platzersparnis etwas versenkt angeordnet sind.

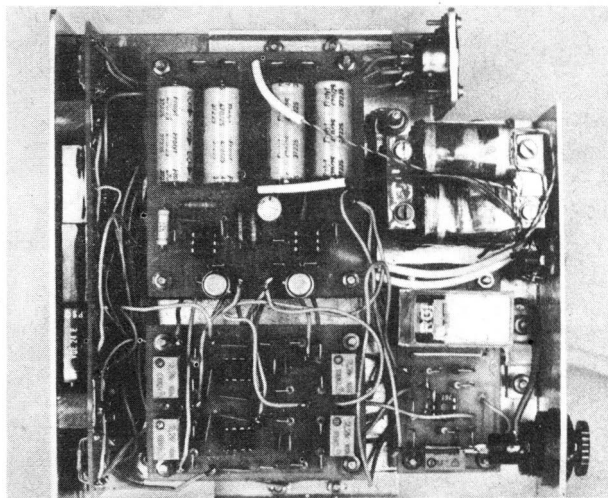


Bild 25 Blick in das fertig verdrahtete elektronische Thermometer



*Bild 26
Außenansicht des
digitalen Fernthermometers*

Bei der Verdrahtung ist unbedingt darauf zu achten, daß keine Verbindung zwischen den beiden Massen (Masse 1: ± 15 und 22 V Rohspannung; Masse 2: 5 und 12 V Rohspannung) zustande kommt. Eine solche besteht nur bei der Anzeige negativer Temperaturen durch die Relaiskontakte K1 und K2. Mit S2 läßt sich die letzte Stelle wegschalten.

Justage

Nach Einstellen des Nullpunkts am A-D-Wandler und der stabilisierten Spannung 5 V nimmt man den Abgleich auf 0 °C mit R4 vor, wobei der Fühler in mit Eisstücken durchsetztes Wasser zu tauchen ist. Durch Messen der eigenen Körpertemperatur oder Eintauchen des Fühlers in kochendes Wasser (Vergleichsthermometer, etwa 98 °C) wird dann mit R8 der Endwert abgeglichen. Es wird empfohlen, das 1- bis 2mal zu wiederholen, da die Einstellung – je nach Stromverstärkung des Fühlertransistors – nicht absolut rückwirkungsfrei ist. Bei 0 °C wird der Komparator auf den Umschaltpunkt justiert. Beim Muster wurden beide Fühler thermisch verbunden, und es wurde ein größerer Temperaturbereich durchfahren, wobei die Abweichungen der Kanäle voneinander maximal 0,3 K betragen (2.).

Bei Anschluß des Geräts an ein 2-Phasen-Netz (kein Nulleiter vorhanden) trat am Eingang des A-D-Wandlers eine Störspannung auf, die das ordnungsgemäße Arbeiten verhinderte (unruhige Anzeige).

Literatur

- [1] H. Jakubaschk, Lineares elektronisches Thermometer mit digitaler Anzeige. radio fernsehen elektronik 27 (1978), Heft 5, Seite 328ff.
- [2] P. Witthauer, Digitales Temperaturmeter DTM 1. radio fernsehen elektronik 28 (1979), Heft 5, Seite 290ff.
- [3] ..., A-D-Wandler C 520, Heft 14 (Applikationshefte HFO).
- [4] G. Riva, Siliziumtransistoren als Temperaturlaufnehmer. Elektronik 16 (1967), Heft 10, Seite 317 ff.
- [5] ..., Hochfrequenz-Transistoren SF 240, SF 245. VEB Röhrenwerk Anna Seghers, Neuhaus (Datenblatt).
- [6] B. Kahl, AD-Wandler C 520 D. radio fernsehen elektronik 31 (1982), Heft 6, Seite 377ff.

Kombinierter Belichtungszeit- und Lichtmengenschalter

Detlef Kroll

Zu diesem Thema wurden in der Fachliteratur viele Varianten veröffentlicht. Diese Schaltungen haben meist einen für den eigentlichen Zweck zu hohen Materialaufwand, sind nur für eine Betriebsart ausgelegt und haben bei der Verwendung eines Thyristorlastschalters Netzpotential. Der Nachbau wird für den Fotoamateur, als unerfahrenen Elektroniker, zu einem Problem in Sachen Kosten, einwandfreier Funktion und Sicherheit.

Die vorgestellte Schaltung ist einfach im Aufbau, bietet die Funktionen eines Lichtmengenschalters (LMS) sowie eines normalen Zeitschalters (ZS) an und hat einen hohen Bedienkomfort. Die ermittelten Zeittoleranzen von weniger als 1 % genügen für alle anfallenden Fotoarbeiten. Das moderne Kleinleistungsrelais vom Typ *GBR 10.2-11.06* gestattet eine Schaltleistung bei 220 V von 2,2 kW! Schaltgeräusche sind kaum wahrnehmbar. Somit kann der Aufbau einer teuren Thyristor- oder Triacschaltung umgangen werden. Der Kostenaufwand beträgt bei der Verwendung von Bastlermaterial nicht mehr als etwa 50,- M.

Schaltungsbeschreibung

Die Funktion des Gesamtgeräts ist aus dem Übersichtsschaltplan Bild 1 ersichtlich. Kernstück ist ein Zeitschalter unter Verwendung des *A 301 D*. Er stellt eine Abwandlung zweier in [1] vorgestellter Schaltungen dar. Von außen angeschlossen ist eine einfache Fernbedienung mit Start- und Stoptaste, 2 Potentiometer zur Einstellung des Zeitablaufs, 2 Umschalter zur Betriebsarten- und Zeitvorwahl, der Fotowiderstand (FW) für die Lichtmessung, LED für Signalisationen sowie als besonderer Komfort eine Taktanzeige nach Bild 3. Das Gerät wird über einen Netzteil mit stabilisierter Spannung versorgt.

Zeitbaustein (Bild 2)

In [1] und auch in [2] und [3] findet der Leser Einzelheiten der Schaltung. Hier soll nur auf die Zeitbeziehung der RC-Kombination hingewiesen werden. An Hand nachfolgender Formel kann für P1 (Bild 1) ein Stufenschal-

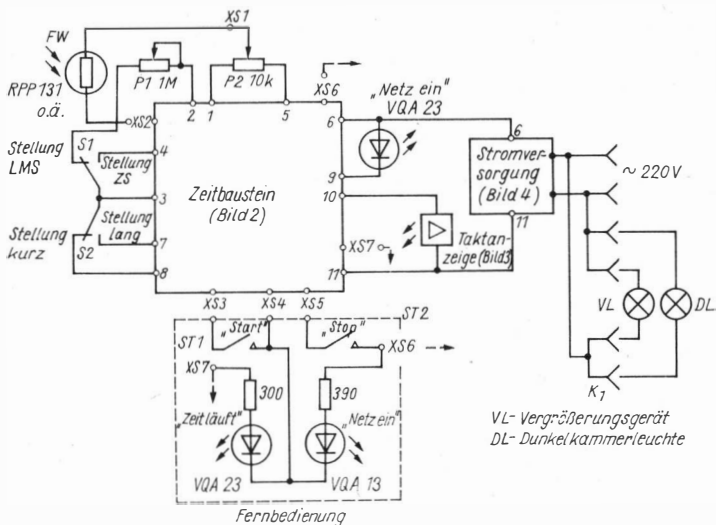


Bild 1 Übersichtsschaltplan

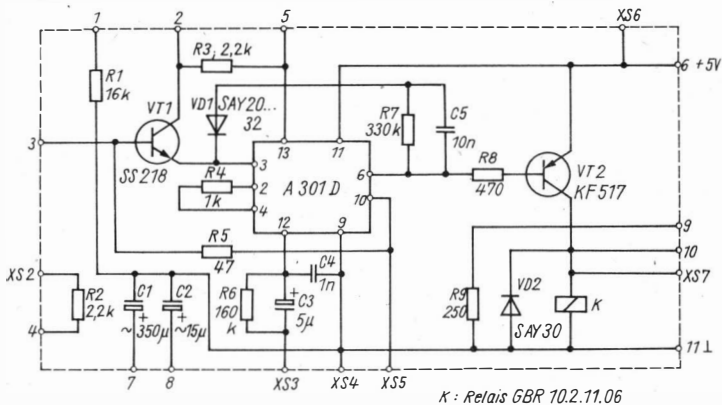


Bild 2 Zeitbaustein

ter mit entsprechenden Widerständen, vorteilhaft sind Einstellregler, aufgebaut werden:

$$t = 0,71 \cdot C \cdot R;$$

t in s, C in μF , R in $\text{M}\Omega$.

VT2 wurde erforderlich, um einen genügend hohen Schaltstrom für das Relais K (100 mA) und die Anzeige-LED bereitzustellen. C4 an Anschluß 9 und Anschluß 12 des A 301 D verhindert weitestgehend Fehlstarts. Mit ST2 ist ein vorzeitiger Zeitabbruch möglich. Mit der Anordnung einer weiteren Taste von Masse zu Anschluß 13 des A 301 D würde sich bei Kurzschluß der Zeitablauf stoppen lassen, der bei der Freigabe dann bis zum gewünschten Ende fortläuft. Mit S1 ist die Funktion Lichtmengenschalter (LMS) oder Zeitschalter (ZS) wählbar. S2 legt den Zeitbereich grob fest.

Taktgeber mit Umlaufanzeige (Bild 3)

Durch den parallel zu Relais K geschalteten Taktgeber läßt sich auf einfache Art die Länge des Zeitablaufs darstellen. Der Taktgeber eignet sich zur Eichung der Zeitskala von P1 und zur Kontrolle des Ablaufs in der Betriebsart LMS. Die Schaltungsteile entsprechend [2] wurden auf einer Leiterplatte zusammengefaßt.

Der Takt wird durch eine Multivibratorschaltung (D1), bestehend aus den Gattern eines D 100 D, erzeugt. Den genauen Frequenzabgleich auf 1 Hz nimmt man mit R1 über Vergleichsmessungen vor. Bei stabilisierter Spannung und etwa konstanter Temperatur ist eine sehr genaue Takterzeugung möglich.

Der Ausgang von D1.4 liefert eine HL-Flanke an cp des Flip-Flop 1

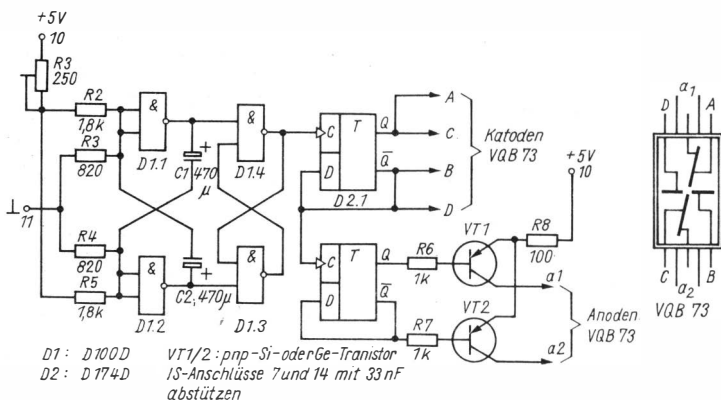
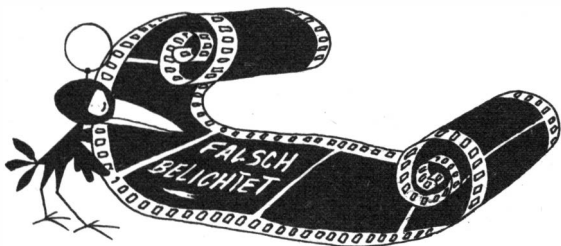


Bild 3 Taktgeber mit Anzeige



(D2.1) eines D 174. Der eingehende Sekundenimpuls wird 2:1 geteilt; die Q-Ausgänge schalten abwechselnd die Segmente AC-BD der VQB 73. Das Flip-Flop 2 (D2.2) teilt den Impuls nochmals 2:1, und seine Q-Ausgänge schalten durch VT1 und VT2 die Anoden wechselseitig an +5 V. Durch diese Schaltungsweise bekommt immer nur ein Balken der VQB 73 Potential, und es entsteht der Eindruck eines umlaufenden Zeigers. Für VT lassen sich problemlos preiswerte Ge-pnp-Transistoren einsetzen. Anschluß 7 und Anschluß 14 beider IS erhalten Stützkondensatoren.

Netzteil (Bild 4)

Auf Grund der relativ kleinen Leistung wurde ein Netzteil mit einem SF 126/SF 128 (mit Kühlstern) als Z-diodengesteuertem Längstransistor gewählt. Die am Kollektor liegende Diode bewirkt die Leistungskompensation. Als Gleichrichter genügen Plastdioden (SAY 12) mit genügend hohem Stromfluß. Als Netztransformator wurde ein 6,3-V-Heiztransformator verwendet.

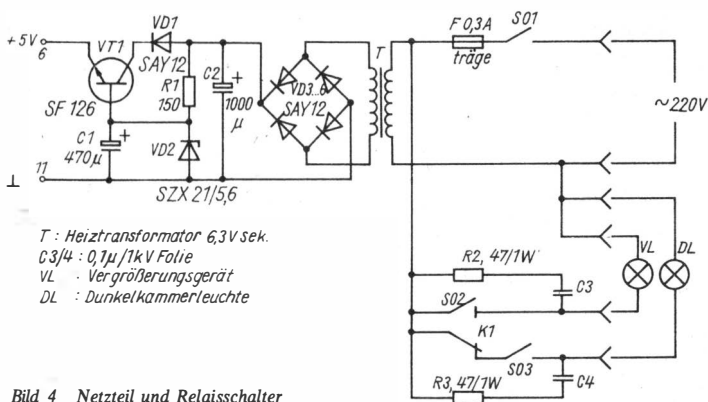


Bild 4 Netzteil und Relaischalter

Schaltungsaufbau

Den Gesamtaufbau nimmt man in einem Gehäuse 100 mm × 100 mm × 250 mm vor. Der elektronische Teil wurde auf 3 Leiterplatten aufgebaut: Zeitbaustein, siehe Bild 5/Bild 6, Taktgeber, siehe Bild 7/Bild 8, Netzteil, siehe Bild 9/Bild 10.

Er ist völlig unkritisch im Aufbau, Abgleicharbeiten sind nur für die Zeiteichung erforderlich.

Der Baustein des Taktgebers war für einen anderen Zweck entworfen worden; er hat eine 12polige Steckleiste, die fortgelassen werden kann. Wird dieser Baustein nicht mit aufgebaut, besteht keine Notwendigkeit eines geregelten Netzteils. Es genügen dann Gleichrichter und ein Ladeelektrolytkondensator 1000 µF. Je nach Relaisstyp kann die Spannung bis 27 V betragen. Wird das Relais *GBR 10.2* wie angegeben in die Leiterplatte integriert, ist auf eine sichere Isolation des Netzpotential führenden Umschalters kl mit seiner RC-Entstörkombination zu achten!

In den Deckel des Gehäuses werden 2 Unterputzsteckdosen für Dunkelkammerleuchte und Vergrößerungsgerät mit den dazugehörigen Schaltern eingebaut. Alle anderen Bedien- und Anzeigeelemente sind in die Frontplatte installiert. Der FW wird über 2adriges Diodenkabel sowie UKW-Antennenbuchse und -stecker angeschlossen. Die Taster mit den LED werden in einem kleinen, handlichen Gehäuse untergebracht, 5adriges Diodenkabel stellt die Verbindungen her.

Inbetriebnahme

Mit P1 und P2 nimmt man den Feinabgleich des Zeitablaufs vor. Der Betrieb in Funktion ZS wird über Wahl von C1 oder C2 über S2 und der geichteten Skale von P1 problemlos realisiert. In der Funktion LMS sind folgende Punkte bei der Bedienung zu beachten. S2 ermöglicht wieder eine grobe Anpassung an die verwendete Papiersorte. Im allgemeinen wird aber nur mit der Stellung auf C1 gearbeitet. Mit P2 ist in Abhängigkeit der Papiersorte eine einmalige Einstellung notwendig. Durch Versuche kann P2 auf die unterschiedlichen Papiersorten von weich bis extra hart festgelegt werden. Optimal eingestellt ist der LMS, wenn bei normalen Negativen und gebräuchlichem Maßstab eine Belichtungszeit von 5 bis 10 s erreicht wird. Die Zeitdehnung (vorgewähltes Produkt aus Lichtstärke und Belichtungsdauer) sollte bei dünnen Negativen oder kleinem Maßstab mindestens 1 s und bei dichten Negativen oder großem Maßstab maximal 2 min betragen.

Der FW ist seitlich neben dem Objektiv anzuordnen und gegen Streulicht abzuschirmen. Der einmal als günstig ausprobierte Punkt ist beizubehalten. Die Blendenwahl hat ebenfalls Einfluß auf den Zeitablauf. Mit einigen Probelichtungen hat man sich schnell auf die Arbeitsweise des Geräts eingestellt. Die Anzeige-LED haben allgemein keinen Einfluß auf den Kopierprozeß. Versuche entscheiden wieder, ob die Vorwiderstände gegebenenfalls auf über 400 Ω erhöht werden müssen.

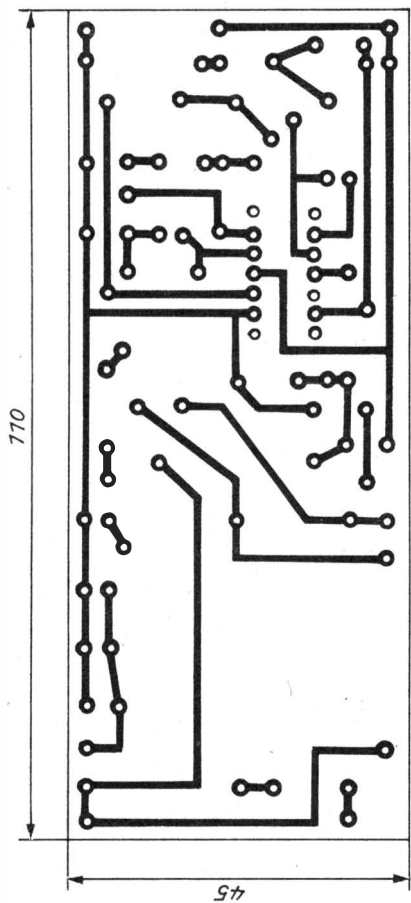


Bild 5 Leiterplatte Zeitbaustein

Bild 6 Bestückungsseite Zeitbaustein

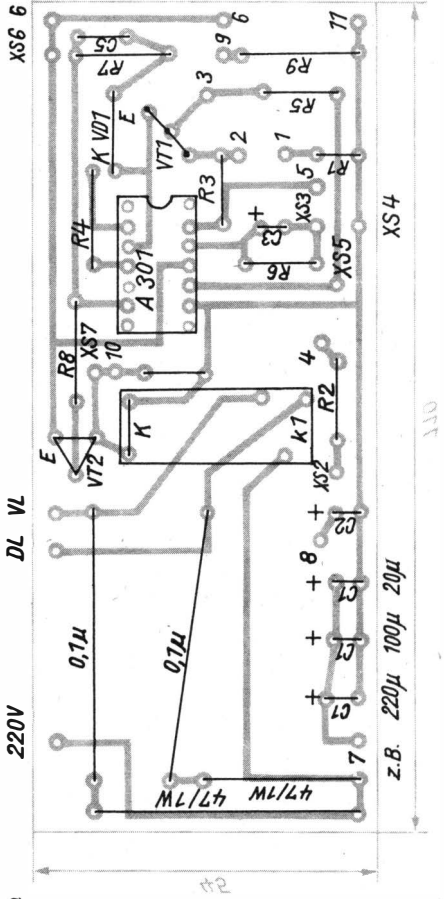


Bild 7 Leiterplatte Takgeber

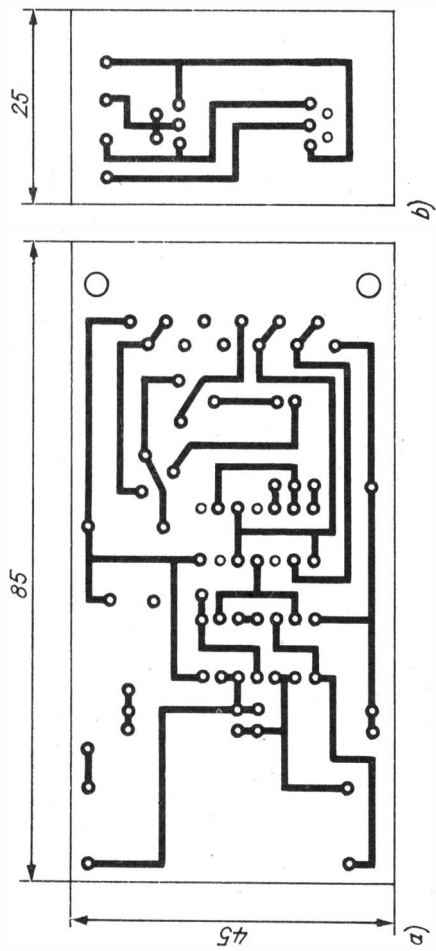
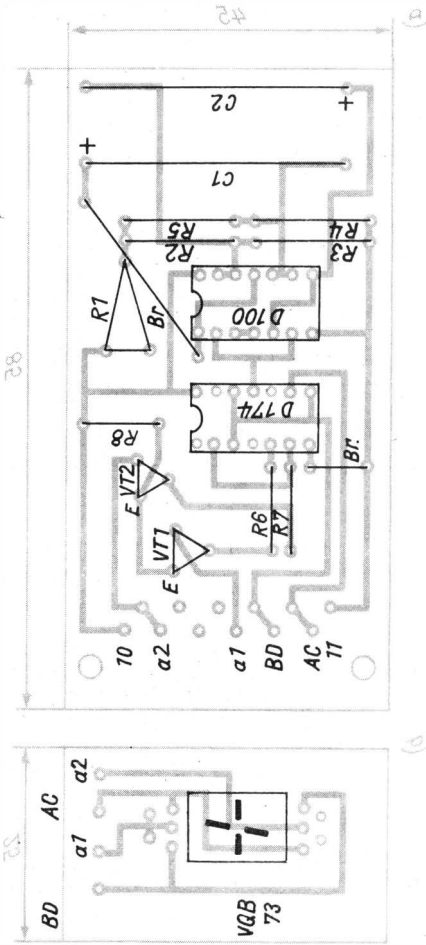


Bild 8 Bestückungsseite
Taktgeber



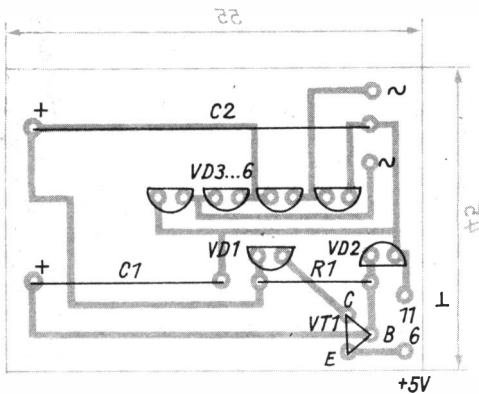


Bild 9
Leiterplatte Netzteil

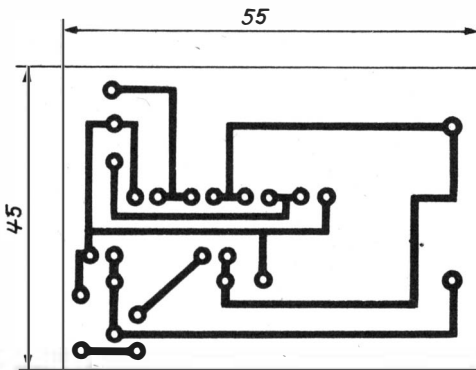


Bild 10
Bestückungsseite Netzteil

Betriebserfahrungen

Das Gerät hat sich im ständigen Gebrauch bewährt. Dauergebrauch ist problemlos und führt zu keinerlei Wärmeentwicklung. Gelegentliche Fehlstarts, durch Einflüsse von in der Nähe geschalteten Leuchtstofflampen, können mit ST2 sofort gestoppt werden und beeinträchtigen die Arbeit kaum.

Literatur

- [1] H. Jakubaschk, Elektronikbastelbuch für Foto- und Filmamateure, Leipzig 1981.
- [2] H. Jakubaschk, Das große Schaltkreisbastelbuch, Berlin 1983.
- [3] W. Müller, Elektronische Hilfsgeräte für das Fotolabor. electronica Band 211, Berlin 1983.
- [4] K. Schlenzig/W. Stammler, Elektronikbasteln im Wohnbereich, Berlin 1983.

Frequenzmeßzusatz für den Vielfachmesser

Dipl.-Ing. Klaus Deistung

Frequenzmesser sind aus der modernen Technik – zur Kontrolle und zum Abgleich – nicht mehr wegzudenken. Durch Anwendung des Frequenzzeigerprinzips lassen sich sehr einfache Geräte zur Frequenz- und Drehzahlmessung aufbauen, wie sie besonders für Übersichtsmessungen benötigt werden [1]. Frequenzzeiger sind leicht zu bedienen, schnell betriebsbereit, haben einen breiten Frequenzbereich (etwa 5 Hz bis 300 kHz), aber eine relativ hohe Meßunsicherheit von einigen Prozent [2]. Der vorgeschlagene Frequenzmesser kann als Zusatzgerät für den Vielfachmesser (Endauschlag 50, 100 oder 200 μA) mit entsprechend unterschiedlichen Meßbereichen verwendet werden, siehe Tabelle. Es ist aber auch möglich, den Frequenzmesser mit eigenem Meßwerk und Batteriebetrieb als Einzelgerät aufzubauen. Dem Prinzip nach handelt es sich um ein analoges Frequenzmeßgerät.

Tabelle Frequenzbereiche nach Meßwerk

Kondensator	Frequenzbereiche nach Meßwerk		
	50 μA	100 μA	200 μA
1 μF	5 ... 50 Hz	10 ... 100 Hz	20 ... 200 Hz
0,1 μF	50 ... 500 Hz	100 ... 1000 Hz	200 ... 2000 Hz
10 nF	0,5 ... 5 kHz	1 ... 10 kHz	2 ... 20 kHz
1 nF	5 ... 50 kHz	10 ... 100 kHz	20 ... 200 kHz

Schaltung des Frequenzmessers

Über 2 Buchsen (XB1 – TTL-Eingang, XB2 – Wechselspannung) wird die zu messende NF-Spannung mit einem Pegel von 0,5 bis 20 V an das Meßgerät gelegt (s. Bild 1). Der Pegelregler R2 paßt das Eingangssignal dem Verstärker an. Er wird so weit aufgedreht, bis das Meßgerät anzeigt. Damit ist auch der Eingangswiderstand (Belastungswiderstand für NF-Spannungsquelle) möglichst hochohmig. Eine weitere Erhöhung des Pegels am Eingang des Verstärkers führt zur Begrenzung (positive Amplitude durch den Transistoreingang, negative Amplitude durch die Diode, ein beliebiger Typ). Die Verstärkerstufe VT1 verstärkt kleine Signale und paßt den nach-

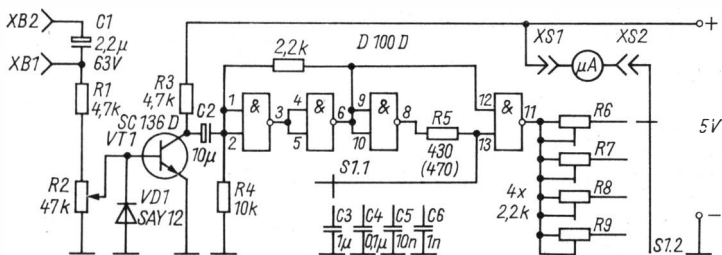


Bild 1 Schaltung des Frequenzmessers

folgenden Trigger an den hochohmigen Eingang an. Der Trigger formt aus einer beliebigen Kurvenform ein Rechtecksignal, das der monostabile Multivibrator mit den Kondensatoren C3 bis C6 in den Meßstrom umwandelt.

Lineare Skale

Die Stromimpulse werden einem den Mittelwert messenden Strommesser zugeführt (Drehspulmeßwerk). Die Abhängigkeit des Drehwinkels α läßt sich nach Gl. (1) angeben:

$$\alpha = \text{konst} \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0 + t_1} i(t) dt. \quad (1)$$

Da der Wert des Integrals konstant und frequenzunabhängig ist, gilt nach [1] auch:

$$\alpha = \text{konst}_1 \frac{1}{T} = \text{konst}_1 f. \quad (2)$$

Der Zusammenhang kann auch wie folgt dargestellt werden. Nach Gl. (3) mit Gl. (4) und Gl. (5) ergibt sich Gl. (6):

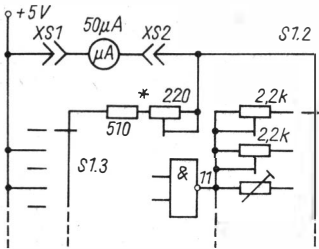
$$I = \frac{U}{R} = \frac{U}{X_C}, \quad (3)$$

$$X_C = \frac{1}{\omega C}, \quad (4)$$

$$\omega = 2\pi f, \quad (5)$$

$$I = 2\pi U \cdot f = \text{konst} f. \quad (6)$$

Damit besteht ein linearer Zusammenhang zwischen dem Meßwerkstrom und der anliegenden Meßfrequenz.



ΣJ	R_N^*
50 μ A	∞
100 μ A	2 k Ω
200 μ A	667 Ω

$$U_M = 100 \text{ mV}$$

Bild 2

Shunt-Beschaltung für das Meßwerk des UNI 7

Erweiterungen

Die Anzahl der Meßbereiche hängt vom Meßbedarf und den Möglichkeiten ab. Für einen Kfz-Drehzahlmesser genügen 2 Bereiche, aber ein Frequenzmesser sollte 3 bis 5 Bereiche haben. Es können vom Meßbereich her aber auch Zwischenwerte im Interesse einer höheren Meßgenauigkeit realisiert werden. Dazu sind zusätzliche Kondensatoren mit Zwischenwerten einzubauen. Eine weitere Möglichkeit besteht in der Shunt-Beschaltung des Meßwerks mit einer 3. Schalterebene. Dabei bleiben für 2 Meßbereiche dieselben Ladekondensatoren, während die Einstellregler umgeschaltet werden müssen (s. Bild 2). Damit verdoppelt sich die Anzahl der Meßbereiche (außer beim 200- μ A-Meßwerk).

Abgleich

Die Genauigkeit ist nicht schlechter als $\pm 10\%$, sie kann bei getrenntem Abgleich der Bereiche bei etwa $\pm 5\%$ liegen. Es müssen aber hochwertige Kondensatoren verwendet werden. Wenn keine Meßtechnik zum Abgleich zur Verfügung steht, kann man mit nur einem Einstellregler nach der Netzfrequenz seinen Frequenzmesser abgleichen (nicht in der Spitzenbelastungszeit):

- niedrigsten Meßbereich einschalten;
- vom Netztransformator etwa 4 V (6,3 V) an Buchse XB2;
- Pegelregler so weit aufdrehen, daß der Meßbereich sicher anzeigt;
- mit Einstellregler Anzeige auf 50 Hz stellen.

Damit sind dann alle Bereiche «geecht». Um den Meßfehler nicht über $\pm 10\%$ steigen zu lassen, sollten Kondensatoren (C3 bis C6) der Toleranz $\pm 5\%$ oder besser ausgewählt werden.

Wer einen geeichten Generator zum Abgleich verwendet, stellt die höchste Bereichsfrequenz ein und gleicht jeden Meßbereich mit einem Einstellregler R6 bis R9 einzeln ab. Damit werden auch die Kondensatortoleranzen kompensiert. Bei einem 200- μ A-Meßwerk mit einer Skaleneinteilung bis 5 gleicht man den Endausschlag besser bei 250 Hz usw. statt 200 Hz ab.

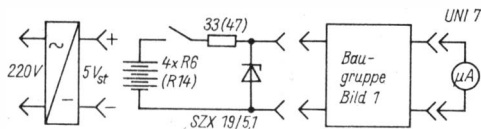


Bild 3
Zusammenschaltung mit
Stromversorgungsvarianten

Stromversorgung

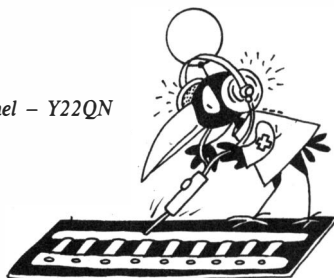
Zur Stromversorgung werden +5 V, stabilisiert, benötigt. Die Schaltung, die nach [3] und [4] zusammengestellt wurde, arbeitet stabil im Bereich +4,75 bis +5,25 V. Es muß aber die beim Abgleich des Frequenzmessers verwendete Betriebsspannung anliegen, da sonst ein zusätzlicher Fehler von etwa $\pm 10\%$ auftritt (eine höhere Spannung treibt einen höheren Strom durch das Meßwerk und umgekehrt). Man sollte unbedingt bei einer Stromversorgungsvariante bleiben (s. Bild 3). An Stelle von $4 \times 1,5$ V können auch 3 Bleiakkumulatoren $2 \text{ V} \cdot 0,5 \text{ Ah}$ eingesetzt werden. Die Schaltung nach Bild 1 nimmt etwa 9 mA bei 5 V auf.

Zusammenfassung

Die Schaltung stellt einen den Ansprüchen anzupassenden NF-Frequenzmesser dar. Durch Erweiterung des Eingangsverstärkers läßt sich die Spannungsempfindlichkeit verbessern und der Eingangswiderstand erhöhen. Eine Leiterplatte kann mit Schalter und Potentiometer klein gehalten werden (etwa $40 \text{ mm} \times 90 \text{ mm}$). Sie ist nach den vorgesehenen Meßbereichen und den vorhandenen Bauelementen aufzubauen. Die Funktion der Schaltung wurde mit einem Oszillografen überprüft und mit entsprechender Meßtechnik abgeglichen.

Literatur

- [1] U. Frühauf, Grundlagen der Elektronischen Meßtechnik, Leipzig 1977.
- [2] G. Gubsch/K. Dörrer/D. Klimant, Elektronische Meßtechnik, Berlin 1980.
- [3] B. Sergeow, Selbstbaugeräte junger Radioamateure. RADIO (1983), Heft 11, Seite 49/50.
- [4] N. Drobiza, Elektronischer Frequenzmesser. RADIO (1974), Heft 6, Seite 49.



Pegeltester mit akustischer Anzeige

Bei der Wartung und Prüfung von Geräten, in denen digitale Signale überprüft werden sollen, sind 2 Pegel («H» und «L» bzw. Hoch und Tief) zu kontrollieren, wobei ein zwischen beiden Pegeln liegender «verbotener Bereich» besonders anzuzeigen ist. Bekannte Pegelprüfer arbeiten mit optischer Anzeige. Bei größeren bzw. komplizierten Schaltungen ist es oft schwierig, den Stromlaufplan, die Schaltung und die Anzeige «im Auge» zu haben. Das Gehör hat dabei noch nichts zu tun. Wird die Pegelanzeige akustisch vorgenommen, so kann man sich mit dem Auge auf Schaltung und Stromlaufplan konzentrieren. Außerdem lassen sich dynamische Pegelsprünge bis zu einigen zehn Hertz verfolgen.

Der als Prüfstift ausgeführte Pegelprüfer unterscheidet z. B. für TTL-Signale:

Eingang	akustische Anzeige	optische Anzeige
1. offen	kein Ton	* alle LED dunkel
2. «L» (0 bis 0,8 V)	tiefer Ton (etwa 150 Hz)	LED «L» leuchtet
3. «H» (2,0 bis 5,5 V)	hoher Ton (etwa 2 kHz)	LED «H» leuchtet
4. Verbotener Bereich (0,8 bis 2 V)	abwechselnd hoher und tiefer Ton	LED «verbotener Bereich» leuchtet

Mit einer etwas umfangreicheren Schaltung läßt sich ein Prüfstift umschaltbar für Eingangs- und Ausgangspegel mit akustischer und optischer Anzeige realisieren. Bei beiden Schaltungen wird eindeutig «Eingang offen» angezeigt.

Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan des Pegeltesters. Bei offenem Eingang (U_c) sind beide Schwellwertschalter (SWI + SWII) und der Spannungs/Frequenz-Wandler (U/f -Wandler) gesperrt. Im Hörer (H) ertönt kein Signal. Wird an U_c eine Spannung zwischen 0 V und einer einstellbaren unteren Schwelle angelegt, so schwingt der U/f -Wandler auf einer tiefen Frequenz.

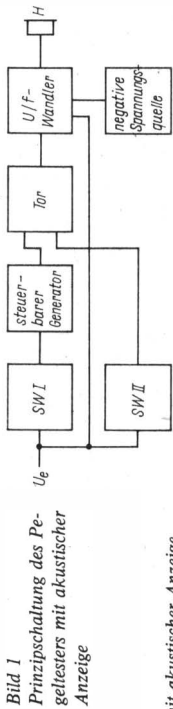
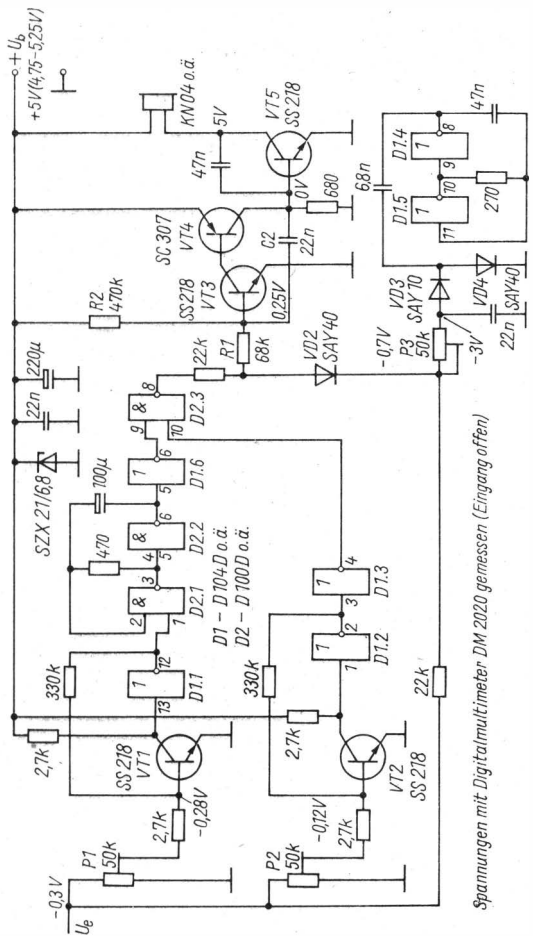


Bild 1
Prinzipschaltung des Pegeltesters mit akustischer Anzeige

Bild 2
Einfacher TTL-Pegeltester mit akustischer Anzeige



Spannungen mit Digitalmultimeter DM 2020 gemessen (Eingang offen)

Überschreitet die Eingangsspannung den unteren Schwellwert (SWI), wird der steuerbare Generator aktiviert. Seine Ausgangsrechteckimpulse gelangen über das Tor zum U/f-Wandler, der bei hoher Eingangsspannung einen hohen Ton und bei niedriger Eingangsspannung einen tiefen Ton erzeugt. Die Umschaltfrequenz zwischen tiefem und hohem Ton entspricht der Generatorfrequenz. Bei weiterer Erhöhung der Eingangsspannung über einen von SWII einstellbaren Wert wird dieser aktiviert und sperrt das Tor, so daß an seinem Ausgang «H»-Pegel anliegt, der U/f-Wandler erzeugt einen hohen Ton.

Bild 2 zeigt eine erprobte Schaltung für dieses Prinzip. Das Eingangs-

signal gelangt über die Einstellregler P1 bzw. P2 an die Schwellwertschalter I und II. Die Eingangsstufe der *Schmitt*-Trigger wurde, um einen hohen Eingangswiderstand zu erzielen, mit einem bipolaren Transistor bestückt. Die Schalthysterese der aus VT1 und D1.1 bzw. VT2 und D1.2 bestehenden Schaltung liegt bei 50 mV. Im Ruhezustand (Eingang offen) haben beide Ausgänge der *Schmitt*-Trigger «L»-Pegel, der steuerbare Impulsgenerator, bestehend aus D2.1/D2.2, ist über den 2.NAND-Eingang von D2.1 gesperrt. Sein Ausgang hat ebenfalls «L»-Pegel. Über ein zwischengeschaltetes NAND-Gatter erscheint am Eingang 1 von der Torstufe «H»-Pegel. Der Ausgang vom *Schmitt*-Trigger 2 weist ebenfalls «L»-Pegel auf, über ein zwischengeschaltetes NAND-Gatter gelangt auf den Eingang 2 der Torstufe «H»-Pegel, und am Ausgang von D2.3 erscheint «L»-Pegel.

Zur sicheren Sperrung des spannungsgesteuerten Oszillators bei offenem Eingang wird eine geringe negative Vorspannung benötigt. Ein Impulsgenerator (D1.4/D1.5) erzeugt Rechteckimpulse, die mit VD3/VD4 gleichgerichtet werden und eine negative Spannung von etwa -3 V liefern. Die vom spannungsgesteuerten Oszillator (VT3, VT4) erzeugte Frequenz wird mit R1, R2 und C2 festgelegt, sie ist von der Höhe der Basisspannung an VT3 abhängig. Ein nachgeschalteter Transistor (VT5) liefert den Treiberstrom für den Ohrhörer KM04. Der spannungsgesteuerte Oszillator (VT3 bis VT5) läßt sich vorteilhaft auch durch den Zeitgeberbaustein B 555 D ersetzen.

Der Abgleich des Pegeltesters ist einfach. An $+U_b$ wird eine Betriebsspannung von $+4,75\text{ V}$ (entsprechend $U_{b\min}$) angelegt, die Stromaufnahme ist kleiner als 50 mA. P3 wird bei offenem Eingang so verstellt, daß man im Ohrhörer keinen Ton hört. Die Betriebsspannung wird für die weiteren Abgleicharbeiten auf $+5\text{ V}$ erhöht. Beim Kurzschließen des Eingangs nach Masse ist ein tiefer Ton (etwa 150 Hz) hörbar. Anschließend wird an den Eingang eine Spannung von $+2\text{ V}$ angelegt und P2 so variiert, bis sich ein hoher Ton (etwa 2 kHz) einstellt. Beim Absenken von U_e unter 2 V stellt sich ein Wechselton (150 Hz/2 kHz) im Rhythmus der Schaltfrequenz des

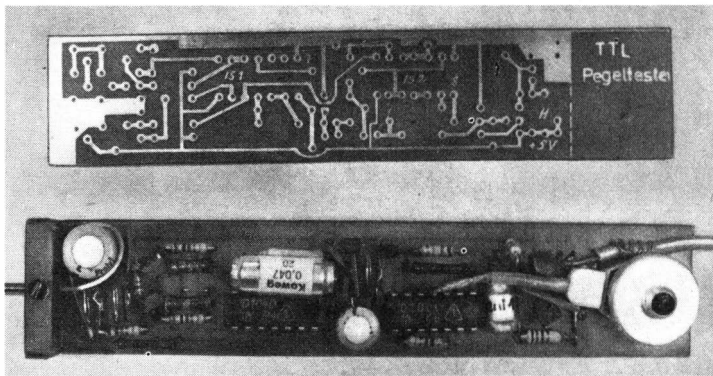


Bild 3 Funktionsmuster der Schaltung nach Bild 2 mit Leiterplattenvorschlag

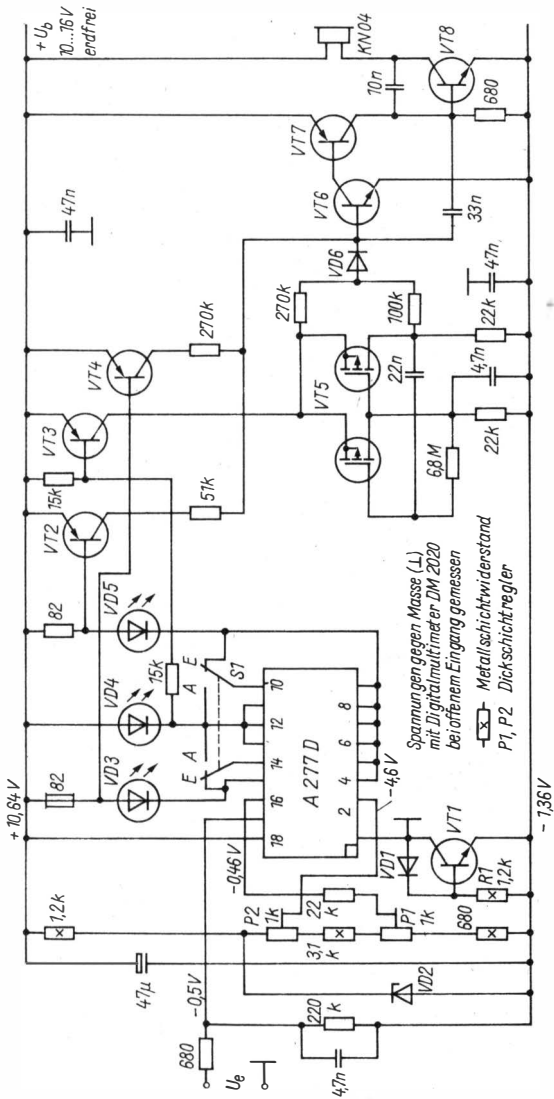


Bild 4 Pegeltester für Eingangs- und Ausgangspegel von TTL-Schaltkreisen mit optischer und akustischer Anzeige

Tabelle 1 Bauelementangaben zu Bild 4

VD1 – SAY 30	VT2 bis VT4, VT7 – SC 308
VD2 – SZX 21/6,8	VT5 – SMY 51
VD6 – SAY 30	VT6 – SS 218 b, c
VT1 – SS 108 e	VT8 – SS 108 b, c
Anzeige «L»: VD3 – VQA 33 (gelb)	
Anzeige «verbotener Bereich»: VD4 – VQA 13 (rot)	
Anzeige «H»: VD5 – VQA 23 (grün)	
S1 – Umschalter für Eingangs- (= E) bzw. Ausgangspegel (= A) von TTL-Schaltkreisen	

Generators 1 ein. Bei $U_e = 0,8 \text{ V}$ wird P1 so variiert, daß sich ein tiefer Ton ergibt.

Bild 3 zeigt den Probeaufbau der Schaltung nach Bild 2. Dieser einfache, aus der Stromversorgung der zu untersuchenden Schaltung zu speisende Prüfstift ist ein gutes Servicehilfsmittel für logische Eingangspegel. Die zu testende Schaltung wird mit einem Lastfaktor < 1 belastet.

Zum Testen von logischen Eingangs- und Ausgangspegeln muß der Schwellwertschalter umfangreicher ausgeführt werden. Dafür bietet sich der Schaltkreis *A 277 D* an, er enthält mehrere Komparatoren, deren Ansprechschwelle sich mit 2 Referenzspannungen einstellen läßt. In Bild 4 ist eine Schaltung zur Prüfung logischer Eingangs- und Ausgangspegel dargestellt. Um bei offenem Eingang keine Anzeige einer LED oder eine akustische Anzeige, jedoch bei $U_e = 0 \text{ V}$ bzw. Eingang an Masse eine eindeutige Anzeige zu erhalten, muß der Schaltkreiseingang negativ gegen Stift 1 vorgepannt werden. Die Konstantspannungsquelle (VT1, VD1 und R1) gibt eine nahezu stromunabhängige Konstantspannung von etwa $1,35 \text{ V}$ ab und hebt das Massepotential um diese Spannung an. VD2 liefert die Referenzspannung für U_{refmin} (P1) und U_{refmax} (P2).

Der *A 277 D* ist auf Punktbetrieb geschaltet. Durch entsprechende Anschaltung der LED läßt sich jede Eingangsspannung am Ausgang signalisieren. Die in Bild 4 gezeigte Beschaltung gilt für TTL-Pegel. Mit S1a und S1b kann zwischen Eingangs- und Ausgangspegeln umgeschaltet werden. Je nach aktivierter LED werden die Schalttransistoren VT2 bis VT4 durchgesteuert und liefern den Steuerstrom für den spannungsgesteuerten Oszillator VT6/VT7 bzw. schalten im «verbotenen Bereich» den Impulsgenerator für den Wechselton (VT5) ein. Ein spannungsgesteuerter Oszillator VT6 bis VT8 erzeugt die Tonfrequenz. Für ihn läßt sich vorteilhaft der Zeitgeber-schaltkreis *B 555 D* einsetzen.

Mit dem im Schaltkreis *A 277 D* eingebauten Präzisionsspannungsteiler ist die Eichung sehr einfach. Bei kurzgeschlossenem Eingang bzw. $U_e = 0 \text{ V}$ wird die untere Schwelle mit P1 so eingestellt, daß VD3 gerade aufleuchtet, bei offenem Eingang verlischt sie wieder. Nach Anlegen einer Gleichspannung von $+2 \text{ V}$ an den Eingang wird P2 so variiert, daß die Anzeige «verbotener Bereich» bei Schalterstellung «E» = Eingangspegel gerade verlischt und der «H»-Bereich (VD5) aufleuchtet. Analog zu dieser optischen An-

zeige findet die akustische Anzeige wie bei dem zuvor beschriebenen Pegeltester statt. Der kombinierte Pegeltester stellt für die zu testende Schaltung eine Belastung $< 0,05$ TTL-Lasteinheiten dar, womit auch mit CMOS-Schaltkreisen bestückte Schaltungen getestet werden können.

Die Stromversorgung wird aus einer externen Spannungsquelle vorgenommen, deren Spannungsbereich zwischen 10 und 16 V liegen kann. Das Funktionsmuster nach Bild 5 erhält die Spannung aus einem Transverter entsprechend Bild 6, der aus der 5-V-Spannung der zu prüfenden Schaltung gespeist wird. Der Einsatz eines Schaltreglers nach [3] verbessert den Wirkungsgrad des Transverters und erhöht die Anzeigegenauigkeit.

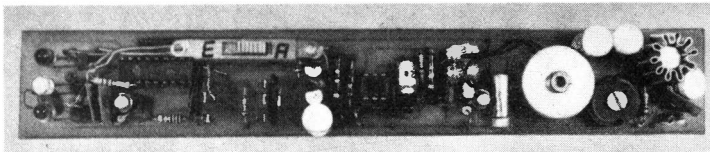


Bild 5 Funktionsmuster des Pegeltesters nach Bild 4 mit Stromversorgung nach Bild 6

Tabelle 2 Angaben zum Transverterübertrager in Bild 6

Verwendet wird ein Manifer-Schalenkern $14 \times 8,5$ mit einem A_L -Wert = 160.

$W_R = 9$ Wdg., 0,1-mm-CuL

$W_P = 18$ Wdg., 0,75-mm-CuL

$W_S = 62$ Wdg., 0,25-mm-CuL

Bild 6

Sperrwandler zum Betreiben der Schaltung nach Bild 4 aus der 5-V-Betriebsspannung von TTL-Schaltkreisen

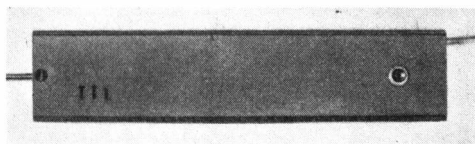
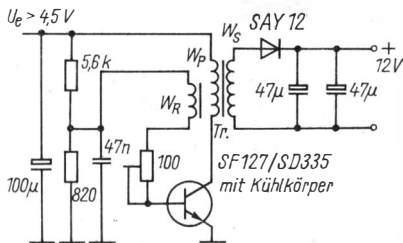


Bild 7

Aufbaumuster des Pegeltesters nach Bild 2

Literatur

- [1] E. Kühn/H. Schmied, Handbuch integrierte Schaltkreise, Berlin 1978.
- [2] RFT-Information-Applikation Mikroelektronik, Heft 10: LED-Ansteuerungsschaltkreis A 277 D (D. Dahms, H. Elschner, G. Rödiger), VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), 1982.
- [3] S. Henschel, Zusatzschaltung für 2-m-FM-Geräte. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1984, Berlin 1983.

Für Arbeitsgemeinschaften – Elementare Zuordnungsschaltung

In der elementaren Elektro- und Funktechnik geht es bei den drahtgebundenen Modellen für die Arbeitsgemeinschaften, besonders ab 6. Schuljahr, immer wieder darum, einen möglichst umfangreichen Betrieb in der Signalübertragung zu simulieren. Das läuft darauf hinaus, daß man mit wenig Übertragungsleitungen viele Anzeigen erreichen möchte, um viele Informationen zu übermitteln. Die Arbeit mit Schaltkreisen ist in diesen Arbeitsgemeinschaften noch recht problematisch wegen der sehr geringen Leiterbahnabstände. Man muß also zwangsläufig auf Verarbeitungstechniken zurückgreifen, die im Werkunterricht bereits vermittelt wurden. Anders sieht es ab Klasse 8 aus, bei der entsprechend dem Fach *Einführung in die sozialistische Produktion* Schaltkreise verwendet werden können.

Überlegenswert sind auch die Vorleistungen, die durch das beschriebene Modell im Hinblick auf die Verwendung des Taschenrechners im Unterricht erzielt werden. So lassen sich bei der Erklärung, dem Bau und der Anwendung dieser Zuordnungsschaltung neben der Festigung des elektrotechnischen Wissens Grundlagen über das Dualsystem und seine Anwendung vermitteln und üben. Spielend wird gelernt, Grundkenntnisse und Fertigkeiten für die weitere Betätigung im Nachrichtensport werden erworben. Der künftige Elektronikamateur und Computerfreund findet eine elementare Darstellung einiger Grundfragen.

Zuordnen – Kodieren

Der praktische Ausgangspunkt und die Wünsche der AG-Teilnehmer bestehen darin, ein umfangreiches Bedienfeld haben zu wollen, aber nur wenige Leitungen verlegen zu müssen. Bei einem Bedienfeld mit 6 Eingangstasten (TT-Tastenpult) und 3 Ausgaben (Glühlampen) erreicht man tatsächlich die Übertragung dieser 6 Signale auf elementare Weise auf nur 3 Leitungen. Wurden bisher 6 Leitungen und 1 Rückleitung, also insgesamt 7 Leitungen benötigt, sind bei Anwendung der Zuordnungsschaltung nur 3 Leitungen und 1 Rückleitung, insgesamt also 4 Übertragungsleitungen erforderlich. Das ist für die AG-Teilnehmer überschaubar, leicht zu verwirklichen und erbringt eine Einsparung von 50 % beim Verlegen der Leitungen. Daraus ergibt sich der Übersichtsschaltplan nach Bild 1.

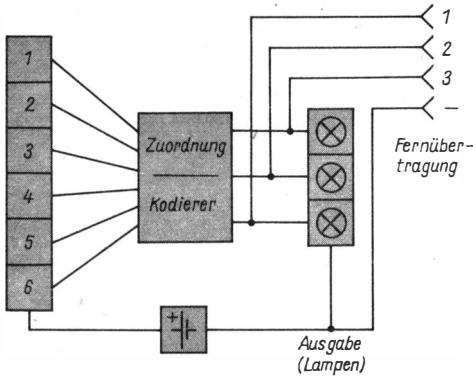


Bild 1
Übersichtsschaltplan

Aus Bild 1 ist zu erkennen, daß den 6 Eingaben 3 Ausgaben zugeordnet werden müssen. Wird nun eine Menge Zeichen einer anderen Menge von Zeichen eindeutig zugeordnet, so nennt man das *Kodieren*. Damit ist über die Art und Weise des Kodierens zunächst nichts ausgesagt. Genau wie in der Mikroprozessortechnik werden bei diesem Modell das Dualsystem und die Digitaltechnik zugrunde gelegt.

Für jedes der Signale 1 bis 6 stehen die 3 Anzeigen in der Ausgabe zur Verfügung. Beim Drücken einer der Tasten werden in der Ausgabe 1, 2 oder 3 Felder aufleuchten. Das entspricht einer der Zahlen 1 bis 6 der Eingabe. Die Zuordnung wird mit dem Dualsystem vorgenommen. Dazu werden die Dezimalzahlen im Dualsystem nach der Tabelle dargestellt. Der Anfänger mache sich noch einmal klar, daß $2^0 = 1$ ist und daß sich die Dezimalzahlen durch Addition der Zweierpotenzen zurückgewinnen lassen, z. B. $2^2 + 2^1 = 4 + 2 = 6$.

Tabelle Kodierung der Dezimalzahlen im Dualsystem

	2^2	2^1	2^0
1	0	0	L
2	0	L	0
3	0	L	L
4	L	0	0
5	L	0	L
6	L	L	0

Für die Stellen 2^2 , 2^1 und 2^0 wird je eine Glühlampe eingesetzt. Soll sie leuchten, ist das durch L in der Tabelle ausgedrückt. Damit sind die 6 Zahlen dem Dualsystem zugeordnet, also kodiert. Die beschriebene Zuordnungsschaltung ist somit ein elementarer BCD-Kodierer, d. h.: **B**inär, **C**odierte **D**ezimalziffer.

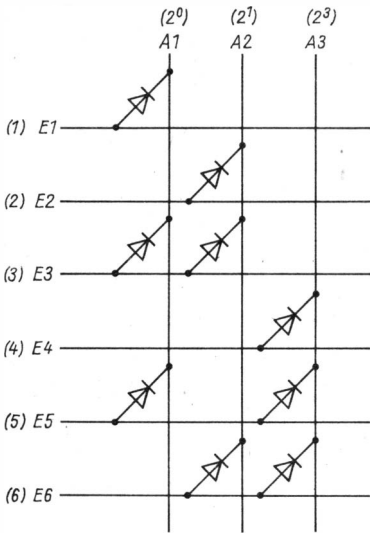


Bild 2
Diodenmatrix (elementare Zuordnungsschaltung)

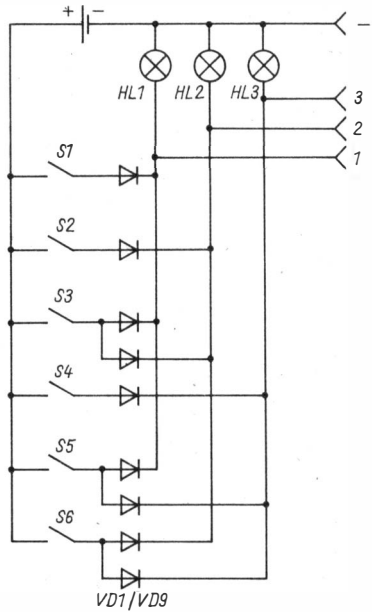


Bild 3
Stromlaufplan für 1 Station

Schaltungsentwurf

Die Kodierung nimmt man über eine Diodenmatrix nach Bild 2 vor. Die Eingänge E1 bis E6 entsprechen den Dezimalzahlen 1 bis 6 und die Ausgänge A1 bis A3 den im BCD-Kode angezeigten Dezimalzahlen. Bild 3 zeigt den Stromlaufplan für eine Station. Es sei an dieser Stelle bereits darauf hingewiesen, daß beim Zusammenschalten der Stationen die Fernleitungen nicht vertauscht werden dürfen. Während das Kodieren die Diodenmatrix bewirkt, die als separater Baustein aufgebaut wird, ist die Umwandlung in eine Dezimalzahl, das Dekodieren, beim Ablesen als «Kopfrechnen» durchzuführen.

Realisierung

Der Aufbau ist einfach. AG-Teilnehmer, die bereits löten können, löten die Diodenmatrix auf eine Leiter- oder Lötösenplatte. Die Diodenmatrix läßt sich aber auch auf einer Hartfaser- oder Plasteplatte mit Schraubverbindun-

gen (M2 oder M3) aufbauen. Das Versuchsgerät wurde unter Verwendung von Lüsterklemmenleisten ausprobiert. Ein 2. Modell wurde aus Teilen des Polytronik-ABC-Baukastens hergestellt. Da in der AG oftmals mehrere Elektronikbaukästen vorhanden sind, ist auch das möglich.

Empfohlen wird den Anfängern der Brett Aufbau. Verwendete Teile: Bedienfeld ist ein TT-Tastenpult, Glühlampen 3,8 V/0,07 A mit Plaste- oder Stegfassung E10, Dioden GA 100 o. ä. Verbindungen für die Fernleitungen mit 4poligen Lüsterklemmenleisten herstellen.

Anwendung

Im Mittelpunkt der Anwendung stehen:

- das Erkennen von dualen Anzeigen und ihre Umwandlung in Dezimalzahlen,
- die Verwendung von Tabellen aus dem Funkbetriebsdienst,
- Möglichkeiten für die Freizeitgestaltung.

Die Ausgabefelder wurden daher so geschaltet, daß beim Aufbau von Funkrichtungen und Funknetzen alle beteiligten Stationen die gesendeten Zeichen mitlesen können.

Die Kodierung der Zahlen 1 bis 6 erlaubt das Entwerfen von Tabellen mit 36 Feldern. Damit ist es möglich:

- die Buchstaben des Alphabets und die Zahlen 0, 1 bis 9 in einer Tabelle zu erfassen;
- eine Tabelle für den diensthabenden Funker mit 36 Parolen zu entwerfen;
- Spiele mit einem Spielfeld von 36 Feldern mit der Fernübertragung zu spielen.

Dabei bedeutet die 1. gesendete Zahl die Zeile und die 2. die Spalte (Bild 4).

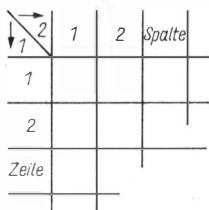


Bild 4

Reihenfolge der Zeichenübermittlung

Anwendungen für den Funkbetriebsdienst und für das Pioniermanöver dürften den AG-Leitern geläufig sein. Zur Auflockerung der AG-Tätigkeit, für die Freizeitgestaltung im Ferienlager, für Gruppennachmittage und für zu Hause sei auf 2 Varianten hingewiesen.



Panzerschlacht

Gespielt wird auf 36 Feldern. Jeder Spieler verfügt über 4 Panzer zu je 2 Feldern und 2 Schützenpanzerwagen zu je 1 Feld. Es müssen zur Ausschaltung des Gegners 10 Treffer erzielt werden. Die Ziele werden nach eigenen Vorstellungen in den Plan eingetragen, Beispiel nach Bild 5. Abwechselnd wird geschossen, indem man die Zielkoordinaten übermittelt:

- A
- 1,1
- B
- Prüft und stellt keinen Treffer fest.
4,1
- Prüft und stellt Treffer fest. Er gibt an B Trefferanzeige 6, 6, 6, dann 3,1
- usw.

Jeder Teilnehmer markiert sich auf seinem Spielfeld die Schüsse und auch Treffer des Gegners sowie seine eigenen. Dazu Zeichen als Punkte, Kreuze, Kreise o. a. eintragen oder Farbstifte verwenden. Das Spiel ist beendet, wenn ein Teilnehmer 10 Treffer erzielt hat. Da mehrere Geräte zum Funknetz zusammenschaltet werden können, kann man sich auch andere Varianten ausdenken, z. B. mit Teilstreitkräften, unterschiedlichen Kommandostäben usw.

2 1	1	2	3	4	5	6	Spieler A
1				■	■		
2		■					
3				■			
4	■	■		■	■		
5							
6			■	■			

Bild 5
Spielfeld «Panzerschlacht»

Bild 6
Spielfeld «Mini-Mühle»

	1	2	3
1	○	×	○
2		○	×
3	○		×

«Mini-Mühle»

Das ist ein altes Gesellschaftsspiel, es wird auf einem 9feldigen Quadrat gespielt (Bild 6). Jeder bekommt 3 Steine. Abwechselnd wird je 1 Stein auf das Spielfeld gesetzt. Die Koordinaten der Felder werden übermittlelt. Als Mühle zählen 3 Steine einer Farbe in waagerechter, senkrechter oder diagonaler Reihung. Wer zuerst eine Mühle hat, ist Sieger. Jeder Teilnehmer trägt die Zeichen auf seinem Spielfeld ein. Es können auch Spielsteine oder Spielmarken gesetzt werden.

· Beispiel

A (Kreise)	B (Kreuze)
1.) 1,1	2,3
2.) 2,2	3,3
3.) 1,3	1,2
4.) 3,1	—

Sollte durch das Setzen noch keine Mühle erreicht worden sein, wird gesprungen. Dazu sind die Signale vom Ausgangsfeld zum Zielfeld zu übermitteln. Will also z. B. A von 1,2 nach 3,3 springen, so muß man senden 1,2; 3,3.

Der Spielstein ist bei beiden Spielern zu versetzen. Die Antwort von B ist nun ebenfalls eine 4stellige Angabe.

Ausblick

Die Schaltung läßt sich beliebig erweitern. So erhält man bei 12 Eingaben (2 TT-Tastenpulten) die Dezimalzahlen 1 bis 12. Kodieren muß man nun 2^3 , 2^2 , 2^1 und 2^0 . Das sind bei Verwendung von 4 Exponenten $n=4$, $2^n - 1 = 2^4 - 1$ Dezimalzahlen, also die Zahlen 1 bis 15. Ab der Zeile 16 wird die Potenz 2^4 benötigt. Die Ausgabe wird über nur 4 Felder und 5 Leitungen, also nur 1 Leitung mehr als im beschriebenen Modell, vorgenommen. AG-Teilnehmer ab Klasse 9, die bereits mit Schaltkreisen arbeiten können, stehen für diese Geräte Möglichkeiten des Dekodierens (MH 7442) zur Verfügung, so daß wieder direkt im Dezimalsystem abgelesen werden kann.

Die beschriebene Schaltung des elektronischen Modellbaus bietet ausgezeichnete Möglichkeiten, die AG-Teilnehmer und Schüler an die Grundlagen der Konstruktion einfacher, vielseitig verwendbarer Geräte und den Schaltungsentwurf digitaler Schaltungen heranzuführen.

Ein universeller Lauflichtgenerator

Norbert Woytkowiak

Leuchtende Lauflichtketten erfreuen sich großer Beliebtheit, vor allem in der Diskothek oder an Demonstrationsobjekten. Dafür wird ein Schaltungskonzept vorgestellt, bei dem der Elektronikamateur viele Kombinationsmöglichkeiten hat. So besteht z. B. die Möglichkeit, die Laufrichtung in der Lichtkette nach einer bestimmten Zeit automatisch umzukehren. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß unterschiedliche Lampenspannungen angewendet werden können. Die Laufgeschwindigkeit in der Lichtkette läßt sich durch einen regelbaren Impulsgenerator in weiten Grenzen verändern.

Zur Realisierung eines Lauflichtgenerators gibt es unterschiedliche Schaltungsvarianten, genannt seien nur Ringzähler, Schieberegister und Mehrphasengeneratoren. Bei der vorgestellten Schaltung handelt es sich um eine sehr funktionssichere, auf Digitaltechnik basierende Variante nach dem Zählprinzip. Der Lauflichtgenerator arbeitet mit 4 nacheinander an- und ausgeschalteten Thyristorschaltstufen. Zwar tritt der Effekt des Lauflichts schon bei minimal 3 nacheinander geschalteten Lampen auf, mit Vierergruppen jedoch können die Laufrichtungsumkehr und einige Zusatzeffekte besser gesteuert werden. Der Mehraufwand beschränkt sich lediglich auf eine Schaltstufe und etwas mehr Verdrahtungsaufwand für die Lampen.

Schaltungen

Die Schaltung in Bild 1 besteht aus einem 2-bit-Binärzähler, das sind die beiden D-Flip-Flops *D 174 D* (D2.1/D2.2), die von einem Impulsgenerator getriggert werden. Der Impulsgenerator ist mit einem *D 120 D* (D1.1/D1.2) und dem Transistor VT1 aufgebaut. Er liefert mit C1 (5 µF) und R2/R3 (100 kΩ) Impulszeiten von 50 bis 500 ms. Der Vorteil dieses Impulsgenerators besteht darin, daß er durch Vergrößern der Kapazität von C1 auch längere Taktzeiten ermöglicht. Der Taktgenerator kann mit S1 gesperrt werden.

Die Ausgänge des 2-bit-Binärzählers können nicht direkt zur Ansteuerung der Schaltstufen verwendet werden. Das würde ein wirres Durcheinanderblinker der Lampen verursachen. Aus diesem Grund muß man die Ausgänge $Q1/\overline{Q1}$ und $Q2/\overline{Q2}$ so dekodieren, daß die Schaltstufen VT2 bis VT5 nacheinander geöffnet und wieder geschlossen werden. Der Dekoder nach

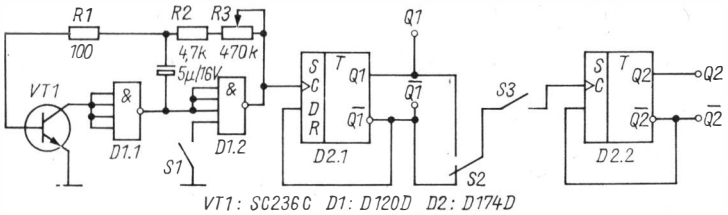
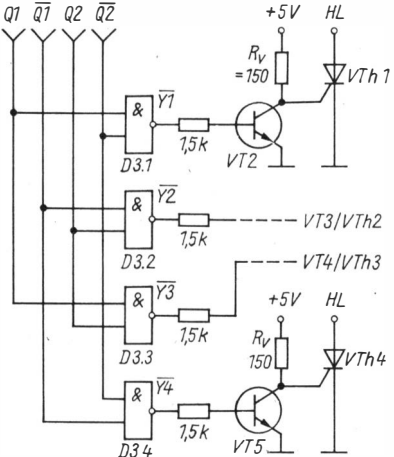


Bild 1 Stromlaufplan des Taktgenerators (D1) mit 2-bit-Binärzähler (D2) des Lauflichtgenerators



D3: D100D VT2/5: SC 236C
VTh1/4: ST 103/1.../16 HL=Lampenanschluß

Bild 2 Stromlaufplan des Dekoders (D3) mit den Thyristor-Schaltstufen (VT/VTh) des Lauflichtgenerators

Bild 2 (D3.1 bis D3.4) besteht aus den NAND-Gattern eines D 100 D, er verknüpft die Ausgänge des 2-bit-Binärzählers nach folgenden Funktionen:
 $\overline{Y1} = Q1 \cdot \overline{Q2}$
 $\overline{Y2} = \overline{Q1} \cdot Q2$
 $\overline{Y3} = Q1 \cdot Q2$
 $\overline{Y4} = \overline{Q1} \cdot \overline{Q2}$

In der Tabelle sind die logischen Pegel der Q-Ausgänge des Zählers und die daraus resultierenden Y-Ausgänge des Dekoders dargestellt. Daraus ist ersichtlich, daß die Schaltstufen nach geordneter Reihenfolge angesteuert werden können. Die Umkehr der Zählfolge erreicht man durch Umschalten des Takteingangs von D2.2 mit S2 von $\overline{Q1}$ auf Q1. Dadurch zählt der 2. Flip-Flop entgegengesetzt, und der Dekoder dekodiert die Schaltfolgen in die andere Richtung. Der Richtungswechsel erfolgt übergangslos ohne Unterbrechung des Lauflichteffekts.

Tabelle Logische Pegel der Q-Ausgänge und daraus resultierende Y-Ausgänge des Dekoders (Bild 2)

Q1	$\overline{Q1}$	Q2	$\overline{Q2}$	$\overline{Y1}$	$\overline{Y2}$	$\overline{Y3}$	$\overline{Y4}$
H	L	H	L	L	H	H	H
L	H	L	H	H	L	H	H
H	L	L	H	H	H	L	H
L	H	H	L	H	H	H	L

Ein weiterer Effekt wird durch die Unterbrechung der Taktverbindung von D2.2 mit S3 erreicht. Der Dekoder arbeitet dann zur Hälfte, er läßt nur noch 2 Lampen abwechselnd blinken. An Stelle des Taktgenerators kann vor den Binärzähler auch ein Trigger geschaltet werden, der das Baßsignal von Musikfrequenzen in Taktimpulse umformt. Die Lichtkette schaltet durch diese Maßnahme im Takt der Musik.

Bild 2 zeigt auch den Aufbau der Schaltstufen. Die Lampen HL werden über Thyristoren gesteuert, die direkt in einem Wechselstromkreis liegen. Da die Ausgänge des Dekoders den L-Pegel als Information bereitstellen, muß ein zusätzlicher Transistor (VT2 bis VT5) nachgeschaltet werden. Bei H-Pegel am Dekoder öffnet der Transistor, eine Zündung der Thyristoren ist nicht möglich. Bei L-Pegel ist der Transistor gesperrt, und der Thyristor zündet mit einem Strom über den Widerstand R_v . Liegt wieder H-Pegel am Dekoderausgang, so öffnet der Transistor, und der Zündstrom wird nach Masse abgeleitet. Mit dem nächsten Nulldurchgang der Wechselspannung wird dann der Thyristor abgeschaltet.

Die Lampenwechselspannung kann zwischen 6 und 220 V frei gewählt werden (bei entsprechender Wahl des Thyristortyps). Sie muß jedoch über einen Trenntransformator zugeführt werden. In Bild 3 ist die gesamte Stromversorgung dargestellt. Diese Schaltung ist nur ein Beispiel, sie läßt sich in weiten Grenzen verändern. Sämtliche Spannungen können auch aus einem Transformator mit getrennten Wicklungen gewonnen werden. Der Strom, den der Transformator T2 abgeben muß, wird nach der Anzahl und dem Stromverbrauch der verwendeten Lampen bestimmt. Dabei ergibt sich der Vorteil, daß von 4 Lampen immer nur 1 eingeschaltet ist und man den Strom nur dementsprechend berücksichtigen muß.

Sollen die Lampen direkt aus dem Netz gespeist werden, sind die Thyristoren aus Sicherheitsgründen mit Optokoppler vom Steuerteil zu trennen! Schaltungen dazu wurden in der Fachliteratur schon oft veröffentlicht. An Stelle der Thyristoren lassen sich auch Schaltstufen mit Transistoren für die Aussteuerung der Lampen einsetzen. Bild 4 zeigt diese Möglichkeit. Bei einer größeren Lampenzahl sind die Lampen über den Widerstand R_p vorzuheizen, da der niedrige Kaltwiderstandswert der Lampen im Einschaltmoment den Transistor gefährdet. Relaischaltstufen können ebenfalls eingesetzt werden, nur sind die Schaltgeräusche erheblich und stören.

Die Schaltung in Bild 5 zeigt die Realisierung einer automatischen Laufrichtungsumkehr. Dazu wird der Wechselschalter S2 (Bild 1) zwischen den

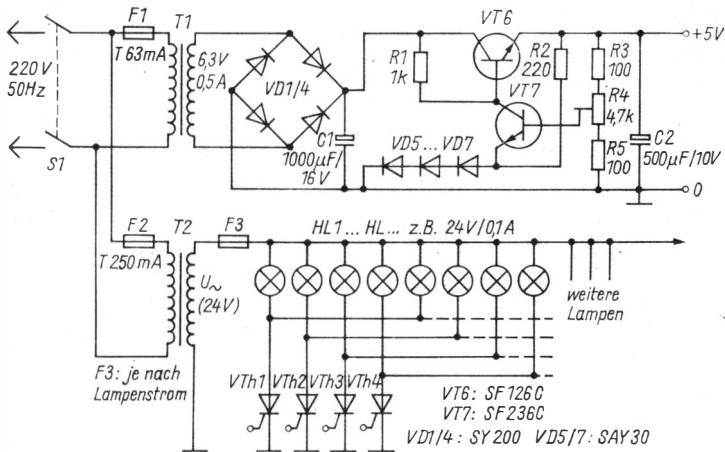


Bild 3 Stromlaufplan der Stromversorgung für den Lauflichtgenerator

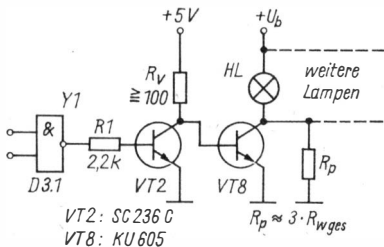


Bild 4 Schaltstufe mit Leistungstransistor zur Lampensteuerung; $R_{wg\ es}$ ist der Warmwiderstand der parallelgeschalteten Lampen HL; U_b richtet sich nach der Lampenspannung

D-Flip-Flops durch eine elektronische Torschaltung ersetzt. Diese besteht aus 2 NAND-Gattern $D\ 103\ D$, die zu einer Wired-NOR-Verbindung zusammengeschaltet sind. Mit den Ausgängen der Gatter $D3.1$ und $D3.2$ sind der gemeinsame Lastwiderstand $R11$ und der Takteingang von $D4.2$ verbunden.

Der Ausgang $Q1$ von $D4.1$ wird auf einen Eingang von $D3.1$ gelegt, der Ausgang $\overline{Q1}$ auf einen Eingang von $D3.2$. Die Taktimpulse können nur das Gatter passieren, an dem der 2. Eingang auf H-Pegel liegt. L-Pegel an den Steuereingängen sperrt die Gatter für die Taktimpulse. Gesteuert werden die Gatter durch ein einfaches Trigger-Flip-Flop, bestehend aus den Gattern $D3.3$ und $D3.4$. Der $D\ 103\ D$ enthält 4 NAND-Gatter mit offenem Kollektorausgang, der Ausgang muß daher mit den Lastwiderständen $R9/R10/R11$ jeweils beschaltet werden. Mit einem Impulsgenerator ($D2.1/D2.2$), der dem Taktgenerator $D1.1/D1.2$ entspricht, wird das Trigger-FF angesteuert.

Die Impulszeit kann mit $C2/R6$ vom Sekundenbereich bis in den Minu-

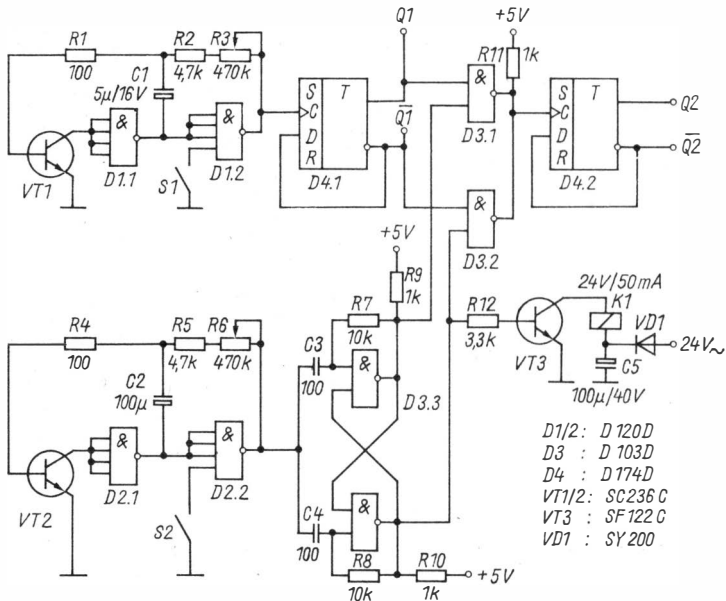


Bild 5 Lauflichtgeneratorsteuerung mit automatischem Richtungswechsel und zusätzlicher Schaltstufe VT3; nachzuschalten ist der Dekoder mit den Schaltstufen (Bild 2)

tenbereich verändert werden. Bei jeder negativen Impulsflanke am Eingang des Trigger-FF nehmen die Ausgänge einen neuen stabilen Zustand ein. Dadurch ist gewährleistet, daß die Steuereingänge der Torschaltung immer mit unterschiedlichen logischen Pegeln angesteuert werden, die Torschaltung also immer sicher umschaltet.

Die Ausgänge des Trigger-FF (D3.3/D3.4) können auch noch zu anderen Steuerzwecken ausgenutzt werden. Die Schaltstufe mit VT3 und Relais K1 stellt nur ein Beispiel dar. Damit sind zusätzliche Lichteffekte möglich. An Stelle der Relaischaltstufe ist auch eine Thyristorschaltstufe möglich. Den Ausgängen Q1, $\bar{Q}1$, Q2, $\bar{Q}2$ in der Schaltung nach Bild 5 sind der Dekoder und die Thyristorschaltstufen (Bild 2) nachzuschalten. Für den Aufbau der Schaltungen eignen sich Universalleiterplatten. Die Thyristoren können sowohl auf der Leiterplatte wie auch bei größerer Erwärmung getrennt auf den Kühlkörper montiert werden.

Erfahrungen

Die beschriebenen Schaltungen wurden mehrfach aufgebaut und getestet, wobei keine Störungen und Ausfälle auftraten. Das Steuerteil wurde an un-

terschiedlichen Objekten und mit unterschiedlicher Lampenzahl betrieben. Der Lampentransformator T2 sollte von vornherein möglichst für eine große Strombelastbarkeit ausgewählt werden. Man muß aber noch berücksichtigen, daß Thyristoren nur eine Halbwelle der Wechselfspannung passieren lassen. Dadurch werden die Lampen nicht mit der vollen Nennspannung betrieben. Man sollte daher eine um ein Drittel der Lampenspannung höhere Transformatorsekundärspannung verwenden. Werden dagegen Triacs für VTh1 bis VTh4 eingesetzt, entfällt dieses Problem. Die Transformatorsekundärspannung kann dann der Lampenspannung entsprechen.

Mit einem Transformator, dessen Sekundärwicklung die Daten 24 V/2,5 A hat, kann eine Lauflichtkette mit 100 Lampen 24 V/0,1 A aufgebaut werden. Mit dem Lampentyp 24 V/0,05 A lassen sich dann 200 Lampen anschalten. Mit dieser Lampenzahl können attraktive Figuren dargestellt werden. Durch die Laufrichtungsumkehr und die zusätzliche Schaltstufe (VT3 entsprechend Bild 5) kann ein optisch sehr belebtes Bild erzeugt werden. Die gezeigten Schaltungsvarianten geben daher nur eine Anregung, eigene Ideen auf diesem Gebiet zu verwirklichen.

Literatur

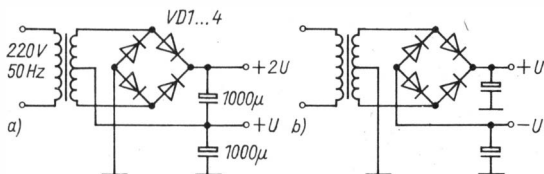
- [1] A. Hertzsch, Elektronische Zähler. Teil 1. Broschürenreihe «electronica», Band 191, Berlin 1981.
- [2] K. Kühner, Schalten von Glühlampen durch Transistoren. FUNKAMATEUR 23 (1974), Heft 12, Seite 590.

ELEKTRONIK-SPLITTER

1 Wicklung – 2 Gleichspannungen

Oft besteht für den Elektronikamateur das Problem, aus einer Gleichrichterschaltung oder Transformatorwicklung 2 Gleichspannungen zu gewinnen. Das Bild links zeigt eine Schaltung, bei der die Gleichspannungen U und $2U$ zur Verfügung stehen. Die rechte Schaltung ergibt eine positive und eine negative Gleichspannung gegenüber Massepotential. Damit ist diese Schaltung besonders gut geeignet zur Stromversorgung von Operationsverstärkern oder integrierten Leistungsverstärkern. Die Sieb- bzw. Stabilisierungsschaltungen müssen für jede Spannung getrennt vorgesehen werden.

K. H. S.



Miniempfänger MW/LW

Vor allem die Anfänger unter den Elektronikamateuren bevorzugen zum Einstieg in die Hochfrequenztechnik einfache Schaltungen zur Empfangstechnik. Das hängt damit zusammen, daß die Geradeausempfängerschaltung übersichtlich ist und keine umfangreichen Abgleicharbeiten erfordert. Hat man in der näheren Umgebung einen Ortssender oder Bezirkssender im Mittelwellen- oder Langwellenbereich, so kann man auch mit einfachen Schaltungen solche Rundfunksender gut empfangen.

Bild 1 zeigt die Schaltung eines AM-Geradeusempfängers, der sehr klein als Taschenempfänger aufgebaut werden kann. $L1/C1/C2$ stellen den HF-Eingangsschwingkreis dar, der auf den zu empfangenden Sender fest abgestimmt wird. Der Transistor VT1 (SF 225 o. ä.) verstärkt das von der Ferritantenne aufgenommene HF-Sendersignal, als Arbeitswiderstand wirkt die Drosselspule $L2$. Das HF-Signal wird mit der Diode VD1 (GA 100 o. ä.) demoduliert. Der anschließende Transistor VT2 (SC 236 o. ä.) verstärkt das aus der Demodulation gewonnene NF-Signal. Im Kollektorkreis liegt der Ohrhörer BH, der eine Impedanz von 50Ω oder größer haben sollte. Zur Stromversorgung wird eine Mignonbatterie (R6) 1,5 V verwendet. Die Stromaufnahme der Schaltung ist etwa 7 mA. Die Stromversorgung wird über den 3. Kontakt des Steckers zum Anschluß des Ohrhörers BH eingeschaltet.

Für den Schwingkreis wird ein Stück Ferritantenne (8 mm Durchmesser, 50 mm lang) als Spulenkörper verwendet. Zum Empfang der Mittelwelle werden für $L1$ 50 Wdg., 0,25-mm-CuL, aufgebracht, für den Langwellenempfang hat $L1$ 100 Wdg., 0,15-mm-CuL. Die Kondensatoren $C1$ und $C2$

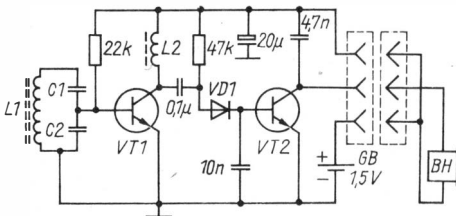


Bild 1
Stromlaufplan für einen AM-Geradeusempfänger (1-V-1)
[1]

bilden nicht nur die Schwingkreiskapazität, sondern zugleich einen kapazitiven Spannungsteiler zur niederohmigen Anpassung an den nachfolgenden Transistoreingang. Dazu ist C_2 etwa $20 \times C_1$. Je nach Senderfrequenz liegt im Mittelwellenbereich C_1 zwischen 100 und 800 pF, bei Langwelle im Bereich von 1 bis 3 nF. Die Drosselspule L_2 hat 50 Wdg., 0,15-mm-CuL, die auf einen kleinen Ferritringkern gewickelt werden.

AM-Kleinempfänger

Bild 2 zeigt einen weiteren Stromlaufplan für einen einfachen AM-Geradeausempfänger. Allerdings wird mit VT1/VT2 ein 2stufiger HF-Verstärker verwendet und mit VD1/VD2 eine wirksamere Demodulationsschaltung, so daß sich die Empfangsleistungen verbessern. Allerdings wird die Trennschärfe nicht günstiger, da zur Selektion nur ein Schwingkreis vorhanden ist, der mit dem Schalter S1 zwischen Mittelwelle (L_1) und Langwelle ($L_1 + L_2$) umgeschaltet werden kann. Die Stromversorgung nimmt man aus 3 Mignonbatterien (R_6) 1,5 V in Reihenschaltung vor. Die Ruhestromaufnahme (ohne Sender) beträgt etwa 3 mA.

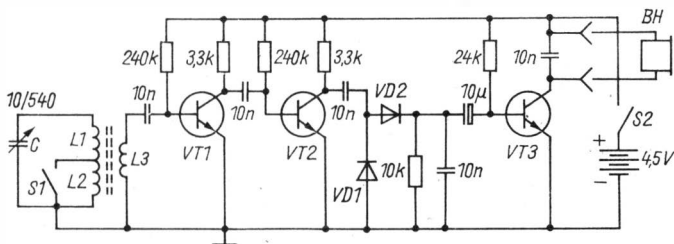


Bild 2 Stromlaufplan für einen AM-Geradeausempfänger (2-V-1) [2]

Den HF-Schwingkreis stimmt man mit einem Drehkondensator C ab, die Ferritantenne der Schwingkreisspule hat 8 mm Durchmesser und ist 85 mm lang. Für L_1 sind 65 Wdg., 0,25-mm-CuL, aufzubringen, für L_2 210 Wdg., 0,15-mm-CuL. Die Ankoppelspule L_3 besteht aus 12 Wdg., 0,25-mm-CuL, wovon 6 Wdg. über L_1 und 6 Wdg. über L_2 zu wickeln sind. Als Transistoren eignen sich für VT1/VT2 der Typ SF 225 o. ä., für VT3 der Typ SC 236 o. ä., die Stromverstärkung sollte etwa 100fach sein. Die Dioden VD1/VD2 sind Germanium-HF-Dioden GA 100 o. ä., der Ohrhörer BH hat eine Impedanz von 50 Ω oder größer.

Transverter mit B 555 D

Um aus einer vorhandenen Gleichspannung eine höhere Gleichspannung zu gewinnen, wendet man das Transverterprinzip an. Bild 3 zeigt einen ein-

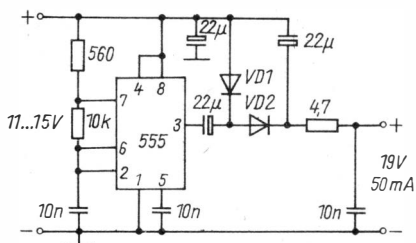


Bild 3
 Transverterschaltung mit dem
 Zeitgeberschaltkreis B 555 D
 [3]

fachen Transverter, der mit dem Zeitgeberschaltkreis B 555 D arbeitet. Das ist möglich, wenn bei niedrigem Strom eine Batteriespannung nur etwa verdoppelt werden soll. Der Zeitgeberschaltkreis arbeitet als astabiler Multivibrator bei einer Frequenz von etwa 8 kHz. Die Ausgangswechselfspannung wird mit einer Spannungsverdopplerschaltung gleichgerichtet. Damit die Spannungsverluste gering sind, müssen für die Dioden VD1/VD2 Germaniumgleichrichterdioden verwendet werden. Eine solche Schaltung ist z. B. erforderlich, wenn man einen 12-V-Akkumulator aus einer 12-V-Autobatterie aufladen will, da ja die Ladespannung größer als 12 V sein muß.

Einstellbarer Spannungsregler

Die bisher üblichen Dreipunktspannungsregler waren sogenannte Festspannungsregler in den Spannungsabstufungen 5/6/8/9/10/12/15/18/24 V. Bild 4 a zeigt die Einsatzschaltung für den CSSR-Typ MA 7812 für eine stabilisierte Spannung von 12 V. Die neue Generation der Dreipunktspannungsregler ist über einen Spannungsteiler aus 2 Widerständen einstellbar, so daß Spannungen beliebig eingestellt und stabilisiert werden können. Vom VEB Kombinat Mikroelektronik Erfurt werden produziert:

Positivspannungsregler B 3170 $U_D = 40 \text{ V}$, $U_o = 1,2 \text{ bis } 37 \text{ V}$;

(maximal 1,5 A) B 3171 $U_D = 60 \text{ V}$, $U_o = 1,2 \text{ bis } 57 \text{ V}$;

Negativspannungsregler B 3370 $U_D = -40 \text{ V}$, $U_o = -1,2 \text{ bis } -37 \text{ V}$;

(maximal 1,5 A) B 3371 $U_D = -50 \text{ V}$, $U_o = -1,2 \text{ bis } -47 \text{ V}$.

Bild 4 b zeigt die Anwenderschaltung für den Positivspannungsregler (beim

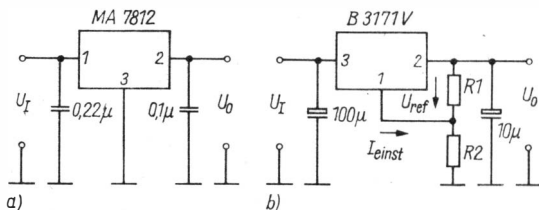


Bild 4 Anwenderschaltung für Dreipunktspannungsregler (a) und für einstellbaren Positivspannungsregler (b)

Negativspannungsregler sind die Anschlüsse 2 und 3 zu vertauschen). Für die Dimensionierung gilt:

$$U_{\text{ref}} = 1,25 \text{ V (typ.)},$$

$$U_o = U_{\text{ref}} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] - I_{\text{einst}} \cdot R_2;$$

$I_{\text{einst}} = -100 \mu\text{A}$ für Positiv-, $I_{\text{einst}} = 100 \mu\text{A}$ für Negativspannungsregler.

LED-Schaltungen

Verwendet man eine Lichtemitterdiode (LED) in einem Batteriegerät zur Anzeige, so kann der Stromverbrauch der LED im Bereich 10 bis 20 mA liegen. Ist eine stromarme Anzeige (z. B. bei CMOS-Schaltungen) erforderlich, so kann man die in Bild 5 gezeigte Schaltung verwenden. Die Lichtemitterdiode VD1 wird mit der komplementären Multivibratorschaltung VT1/VT2 als Blinklicht geschaltet, also nur mit Impulsen angesteuert. Die Stromaufnahme der Schaltung beträgt dann nur etwa 0,5 mA. Mit R1 wird die Blinkzeit, mit R2 die Leuchtstärke der LED variiert. Als Transistoren eignen sich SC 307 (VT1) und SC 236 (VT2). Wegen des Reststroms müssen C1 und C2 Tantalausführungen sein.

Um bei netzbetriebenen Geräten den eingeschalteten Zustand anzuzeigen, verwendete man früher eine kleine Glühlampe mit Vorwiderstand. Bild 6 zeigt, wie man dafür eine LED einsetzen kann. Der größte Teil der Wechselspannung fällt über dem Kondensator C ab, der wenigstens mit 300 V Wechselspannung belastbar sein muß. Die Strombegrenzung beim Einschalten bewirkt der Widerstand R, ein 0,5-W-Typ. Die Diode VD1 (SY 360 o. ä.) bewirkt, daß die Spannung in Sperrichtung für die LED VD2 nicht zu groß wird.

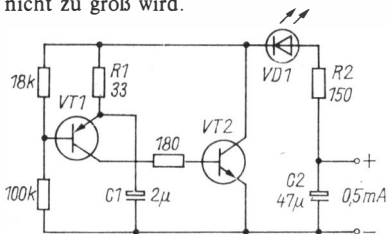


Bild 5
LED-Anzeige mit einer Stromaufnahme von nur 0,5 mA [4]

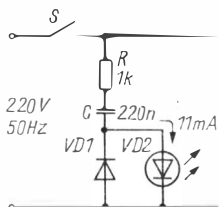


Bild 6
LED als Ersatz für eine Glühlampenanzeige [5]

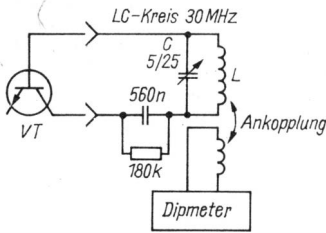


Bild 7
Einfaches Meßprinzip zur Bestimmung der HF-Eigenschaften von Transistoren [6]

HF-Transistorprüfer

Um aus Basteltransistoren geeignete Exemplare für die HF-Verstärkung auszusuchen, kann man ein einfaches Meßverfahren (Bild 7) unter Anwendung eines Dipmeters anwenden. Erforderlich ist ein LC-Schwingkreis, der sich mit einem Dipmeter auf 30 MHz abstimmen läßt (ohne angeschlossenen Prüftransistor VT). Nach Anschluß des Transistors VT (mit den Anschlüssen Basis und Kollektor) verstimmt die Basis-Kollektor-Kapazität des Transistors den 30-MHz-Schwingkreis nach tieferen Frequenzen hin. Mit dem Dipmeter wird nun diese neue Frequenz bestimmt. In der Originalarbeit werden die Transistoren wie folgt nach der neuen Frequenz sortiert:

- 25 MHz und größer - VHF-Anwendung,
- 20 bis 25 MHz - HF-Anwendung,
- 15 bis 20 MHz - FM-ZF-Anwendung,
- 10 bis 15 MHz - AM-ZF-Anwendung,
- 10 MHz und tiefer - NF-Anwendung.

Dieses Meßverfahren kann nur bei Kleinleistungstransistoren angewendet werden. Die Spule L hat 14 Wdg., 0,5-mm-CuL, auf Spulenkörper 25 mm Durchmesser, 50 mm Spulenlänge.

Einfaches Dipmeter

Mit dem Dipmeter wird die Resonanzfrequenz von aktiven und passiven Schwingkreisen bestimmt. Dabei wird der Resonanzpunkt durch eine Zeigerausschlagsänderung angezeigt. Die Schaltung in Bild 8 zeigt eine Oszil-

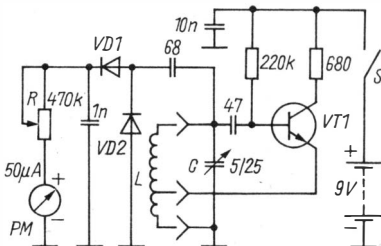


Bild 8
Stromlaufplan für ein einfaches Dipmeter [7]

latorschaltung mit VT1 und dem frequenzbestimmenden Schwingkreis L-C. Die Schwingspannung wird über eine kapazitiv angekoppelte Anzeigeschaltung mit dem Meßwerk PM angezeigt. Als Transistor VT1 eignet sich der Typ SF 225 o. ä., die Dioden VD1/VD2 sind HF-Gleichrichterioden GA 100 o. ä. Um das Dipmeter bequem an Resonanzkreise ankoppeln zu können, werden die Spulen L der Frequenzbereiche als Steckspule am Dipmetergehäuse ausgeführt. Die Meßbereiche sind:

I 0,35 bis 1,0 MHz

L = 170 Wdg., 0,1-mm-CuL, Anzapfung 40. Wdg. von Masse;

II 1,0 bis 3,5 MHz

L = 50 Wdg., 0,2-mm-CuL, Anzapfung 15. Wdg. von Masse;

III 3,5 bis 12 MHz

L = 14 Wdg., 0,5-mm-CuL, Anzapfung 5. Wdg. von Masse;

IV 12 bis 35 MHz

L = 5 Wdg., 0,8-mm-CuL, Anzapfung 2. Wdg. von Masse;

V 35 bis 100 MHz

L = 1 Wdg., 1,0-mm-CuAg, Anzapfung einstellen nach maximaler Schwingspannung.

Passive Schwingkreise werden mit aktivem Dipmeter (Schalter S geschlossen) gemessen. Im Resonanzfall entzieht der passive Schwingkreis dem angekoppelten Dipmeter HF-Energie, so daß der Zeigerausschlag der Schwingspannungsanzeige des Dipmeters zurückgeht. Bei der Messung an aktiven (erregten) Schwingkreisen arbeitet das Dipmeter als Absorptionsfrequenzmesser (Schalter S offen). Bei Resonanz entzieht der Dipmeter-schwingkreis dem aktiven Schwingkreis Energie, die als Schwingspannung von der Dipmeteranzeigeschaltung als Zeigerausschlag erkenntlich ist. Dazu ist die Anzeigeschaltung auf höchste Stromempfindlichkeit einzustellen.

Literatur

- [1] P. Zeman, L. Skapa, Miniempfänger «Knour». Amaterske Radio, Ausgabe A, Heft 7/1984, Seite 252 bis 256.
- [2] I. Pjatniza, 2-V-1 mit 3 Transistoren. RADIO, Heft 6/1984, Seite 49/50 und IV. Beilage-seite.
- [3] D. W. Rollema, Schaltungstips. Electron, Heft 8/1978, Seite 468/469.
- [4] D. W. Rollema, Schaltungstips. Electron, Heft 11/1978, Seite 679.
- [5] D. W. Rollema, Schaltungstips. Electron, Heft 1/1980, Seite 18/19.
- [6] W. P. v. Oeveren, Sortieren von Transistoren. Electron, Heft 1/1979, Seite 30.
- [7] A. Jáneczek, Frequenzmesser-Generator. Radioelektronik, Heft 7/1984, Seite 9 bis 11.

Schaltnetzteile – Schaltregler mit Impulsdauermodulator

Ing. Dieter Müller

In [1] wurden einige prinzipielle Betrachtungen zu Schaltnetzteilen angestellt. Ausführlich wurde auf Schaltnetzteile mit Netztransformator – allgemein Schaltregler genannt – in der Ausführung als selbstschwingender Regler eingegangen. Der gesamte Umfang an Vorteilen, die Schaltnetzteile gegenüber stetig geregelten Netzteilen bieten, besonders der bessere Wirkungsgrad und die kleinere Masse, kann aber nur beim Schaltnetzteil ohne Netztransformator genutzt werden. Diese werden überwiegend mit Impulsen gesteuert, die ein Taktgenerator fester Frequenz erzeugt und deren Dauer in Abhängigkeit von der Soll-Ist-Wert-Differenz der Ausgangsspannung des jeweiligen Netzteils verändert wird.

Auch Schaltregler mit Netztransformator lassen sich nach dem Prinzip der Impulsdauermodulation konzipieren. Gegenüber der selbstschwingenden Schaltung sind sie aufwendiger und komplizierter. Dagegen steht der Vorteil, daß sie annähernd den gleichen Schaltungskomplex zur Erzeugung und Dauer- bzw. Breitenmodulation aufweisen wie «echte» Schaltnetzteile. Somit können die beim Aufbau eines fremdgesteuerten Schaltreglers (Bild 3/Bild 4) gewonnenen Erfahrungen auch für «echte» Schaltnetzteile genutzt werden. Die hierbei zusätzlich auftretenden, nicht geringen Probleme, die sich aus der relativ hohen Betriebsspannung von etwa 300 V und der Schaltfrequenz von etwa 20 kHz besonders für den Leistungstransistor und Übertrager ergeben, sind einem weiteren Beitrag vorbehalten.

Integrierte Ansteuerschaltungen für Schaltnetzteile

Für die Erzeugung der zur Ansteuerung von Leistungstransistoren in Schaltnetzteilen benötigten veränderbaren Impulse wurde eine Vielzahl von z. T. komplizierten Schaltungen entwickelt. Diese basieren vorwiegend auf integrierten Spezialschaltkreisen. In sehr vielen Schaltungen wird der MAA 723 (ČSSR) bzw. μA 723 eingesetzt, um die Funktion des Impulsdauermodulators zu realisieren. Für die Erzeugung der Impulse und weitere Zusatzfunktionen ist je nach gewünschtem Komfort eine mehr oder weniger große Anzahl von zusätzlichen diskreten Bauelementen oder Schaltkreisen erforderlich.

Selten geworden sind Schaltungen mit ausschließlich diskreten Bauele-

menten, wie die in [2] beschriebene Doppelkippschaltung. Der integrierte Schaltkreis *B 260 D* vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) bzw. der Äquivalenttyp TDA 1060 [2], [4], [5] enthält alle Funktionsgruppen, die zur Steuerung eines Schaltnetzteils benötigt werden. Es sind nur relativ wenige Bauelemente zur Anpassung an den speziellen Anwendungsfall als äußere Beschaltung erforderlich, um die Funktionen Impulserzeugung und Breitenmodulation, Begrenzung des maximalen Tastverhältnisses und Schutz gegen Überlastung zu realisieren. Schaltungen mit dem *B 260 D* sind übersichtlich und auch für den Selbstbau entsprechender Schaltnetzteile und Schaltregler geeignet. Der vorliegende Beitrag orientiert daher auf den Einsatz des *B 260 D*.

Der integrierte Ansteuerschaltkreis *B 260 D* für Schaltnetzteile

Den vereinfachten Übersichtsschaltplan des *B 260 D* nach [8], der um einige Einzelheiten erweitert wurde und mit einigen Bauelementen der äußeren Standardbeschaltung versehen ist, zeigt Bild 1. Über die Anschlüsse 12 (Masse) und 1 (+ U_S) wird die Betriebsspannung von 10 bis 18 V bei Spannungsspeisung zugeführt. Die innere Spannungsversorgung bereitet daraus eine stabilisierte Spannung von etwa 8,7 V, die über den Anschluß 2 auch nach außen geführt wird, sie kann mit maximal 5 mA belastet werden. Über einen Vorwiderstand kann der IS auch mit Stromspeisung betrieben werden, wobei die Stromaufnahme 30 mA nicht übersteigen darf. Ein in Bild 1 nicht dargestellter Unterspannungsschutz sperrt die Ausgangsstufe des IS, wenn die Betriebsspannung einen Wert von etwa 9,5 V unterschreitet.

Der Sägezahngenerator weist 3 nach außen geführte Anschlüsse auf. Die Schwingfrequenz des Generators wird durch die äußeren Bauelemente *R7* und *C8* bestimmt (Anschlüsse 7 und 8). Als Standardbeschaltung kann für eine Frequenz von etwa 19 kHz *R7* mit 20 k Ω und *C8* mit 3,3 nF gewählt werden. Größere Werte für *R7* und *C8* ergeben kleinere Frequenzen und umgekehrt. Höhere Frequenzen als 20 kHz kommen wegen der höheren Anforderungen an die Bauelemente für den Elektronikamateur kaum in Frage, eher solche wesentlich unter 20 kHz. Für 10 kHz, die allerdings schon im hörbaren Tonbereich liegt, erhält man für *R7* etwa 40 k Ω und für *C8* etwa 2 nF. Über den Anschluß 9 kann der Sägezahngenerator mit einer etwas niedrigeren Frequenz, als sich durch *R7* und *C8* ergibt, fremsynchronisiert werden.

Eine innere Referenzspannungsquelle liefert eine hochkonstante Gleichspannung von etwa 3,6 V. Diese wird als Sollwert dem nichtinvertierenden Eingang des Regelverstärkers zugeführt. Der an den Anschluß 3 geführte invertierende Eingang erhält den Istwert der geregelten Ausgangsspannung des Netzteils normalerweise über einen einstellbaren Spannungsteiler (*R17* bis *R20*, Bild 3). Der Verstärkungsgrad des Regelverstärkers wird durch einen Gegenkopplungswiderstand *R4* zwischen den Anschlüssen 3 und 4 der IS eingestellt. Ein Kondensator *C4* am Ausgang des Verstärkers (An-

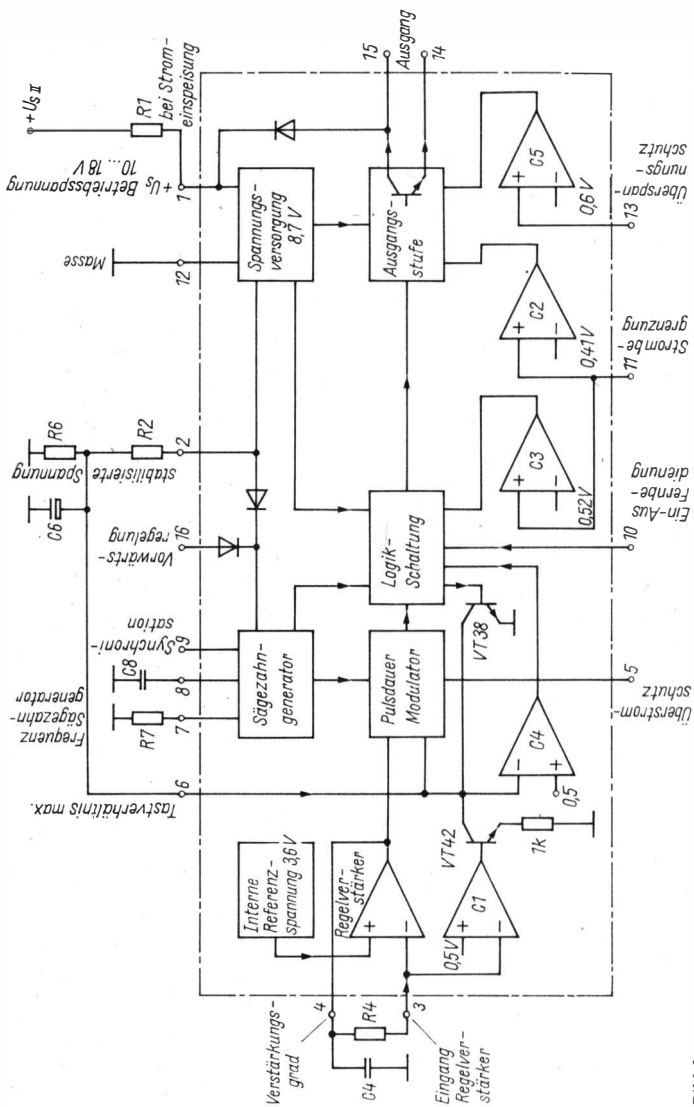


Bild 1
 Innenschaltung des B 260 D, vereinfacht dargestellt, mit eingezeichnet sind die wichtigsten Bauelemente der äußeren Standardbeschaltung

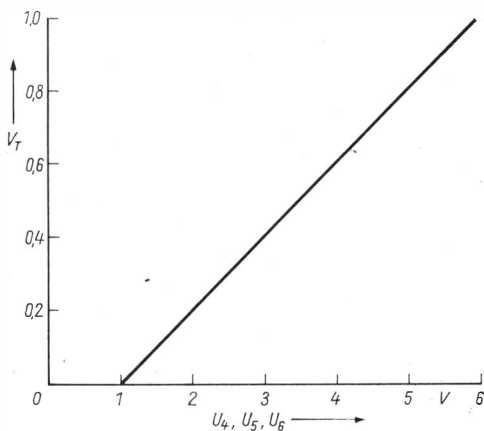


Bild 2
 Kennlinie des Pulsdauermodulators des B 260 D, Abhängigkeit des Tastverhältnisses V_T von der kleinsten der Spannungen U_4, U_5 oder U_6

schluß 4) von 1 bis 10 nF unterdrückt eventuelle Schwingneigungen. Das Ausgangssignal des Regelverstärkers, das sich aus der Abweichung von Soll- und Istwert der Ausgangsspannung des Schaltnetzteils ergibt, wird dem Pulsdauermodulator zugeführt, ebenso die Ausgangsspannung des Sägezahngenerators. Im Pulsdauermodulator werden mit der Sägezahnspannung Rechteckimpulse von der Frequenz der Sägezahnspannung erzeugt, deren Dauer bzw. Breite durch die Ausgangsgleichspannung des Regelverstärkers bestimmt wird.

Die Impulsbreite kann durch 3 gleichberechtigte Eingänge – Anschluß 4, zugleich Ausgang des Regelverstärkers, sowie Anschlüsse 5 und 6 – beeinflußt werden. Und zwar bestimmt die jeweils niedrigste Spannung die Impulsbreite bzw. das Tastverhältnis V_T (Bild 2). Offene Eingänge, z. B. Anschluß 5, beeinflussen das Tastverhältnis nicht. Wird z. B. an Anschluß 6 eine feste Spannung angelegt, so ergibt sich daraus entsprechend Bild 2 eine bestimmte Impulsbreite bzw. ein bestimmtes Tastverhältnis. Ist die Ausgangsspannung des Regelverstärkers (Anschluß 4) kleiner als die Spannung an Anschluß 6, so wird auch das Tastverhältnis verringert; ein größerer Wert von V_T aber, als durch die Spannung an Anschluß 6 bestimmt, kann durch eine größere Ausgangsspannung des Regelverstärkers nicht bewirkt werden. Üblich ist eine Begrenzung des Tastverhältnisses über Anschluß 6. Entsprechend Bild 2 ist für ein maximales Tastverhältnis von $V_T=0,5$ eine Spannung U_6 von etwa 3,4 V erforderlich, für $V_T=0,9$ etwa 5,3 V. Eine Begrenzung des Tastverhältnisses ist vor allem bei Durchflußwandlern auf einen Wert von $V_T \approx 0,5$ erforderlich, um eine Sättigung des Übertragers zu vermeiden. Auch bei Sperrwandlern wird das Tastverhältnis zweckmäßigerweise auf 0,5 begrenzt. Bei Schaltreglern dagegen sind größere Werte (etwa 0,9) möglich. Entsprechend Bild 1 kann die Spannung U_6 zur Einstellung des maximalen Tastverhältnisses über einen Spannungsteiler R_2/R_6 aus der inneren Versorgungsspannung U_2 gewonnen werden. Die

Spannung am Anschluß 6 läßt sich für den Normalfall errechnen nach:

$$U_6 = U_2 \cdot \frac{R_6}{R_2 + R_6}$$

Liegt die Eingangsspannung des Regelverstärkers (Anschluß 3) unter 0,5 V, dieser Fall tritt ein bei einem Kurzschluß der Ausgangsspannung des Schaltnetzteils bzw. Reglers, so wird durch den Komparator C1 des IS der Transistor T42 in den leitenden Zustand geschaltet und somit der interne 1-k Ω -Widerstand dem Widerstand R6 am Anschluß 6 parallelgeschaltet. Normalerweise würde der Impulsdauermodulator, wenn die Istwertspannung an Anschluß 3 weit unter der Sollwertspannung, d. h. unter der internen Referenzspannung liegt, die maximal mögliche Impulsbreite über die Ausgangsstufe an den Schalttransistor (Bild 4) ausgeben. Im Fall eines Kurzschlusses würde das zu seiner Zerstörung führen. Durch die Parallelschaltung des inneren 1-k Ω -Widerstands zu R6 verringert sich aber die Spannung am Anschluß 6 stark, so daß das Tastverhältnis auf einen wesentlich niedrigeren Wert begrenzt wird, als sich aus dem leerlaufenden Spannungsteiler R2/R6 ergeben würde. Das verringerte maximale Tastverhältnis, auch häufig als V_{Tmin} bezeichnet, wird allgemein zu etwa $0,1 \pm 10\%$ der Periodendauer gewählt. Aus den in [6] ausführlich dargestellten Zusammenhängen zwischen den Spannungsteilergrößen und dem Tastverhältnis V_{Tmax} bzw. V_{Tmin} wurden für die geläufigsten Größen für V_{Tmax} die Werte für R2 und R6 bei $V_{Tmin} \approx 0,1$ ermittelt und in der Tabelle zusammengefaßt.

Tabelle
Größen für V_T und die entsprechenden Werte für R2 und R6

V_{Tmax}	0,5	0,7	0,9	
R2	6,7	7,5	8,2	k Ω
R6	3,3	7,5	12	k Ω

Ein parallel zu R6 geschalteter Kondensator C6 (10 bis 50 μ F) bewirkt ein langsames Anlaufen des Pulsmodulators. Beim Einschalten stellt sich die Spannung an Anschluß 6 nicht sofort auf den Wert ein, der sich durch das Teilverhältnis R2/R6 ergibt, sondern steigt entsprechend einer durch R2, R6 und C6 bestimmten Zeitkonstanten an. In gleichem Maß steigt auch das Tastverhältnis auf die Größe an, die dem stabilen Betriebszustand entspricht. Von größerer Bedeutung ist dieser «Langsamanlauf» im Zusammenwirken mit T38 und dem mit Logikschaltung bezeichneten Schaltungs-komplex.

Beim Ansprechen einer der 3 Funktionsgruppen

- Fernbedienung, Anschluß 10, $U_{10} < 0,8$ V,
- Strombegrenzung, Anschluß 11, $U_{11} > 0,6$ V,
- Unterspannung, $U_1 < 9,7$ V,

wird die Ausgangsstufe gesperrt und C6 über T38 entladen. Ist die Span-

nung an Anschluß 6 auf etwa 0,5 V abgefallen, wird die Logikschaltung durch den Komparator C4 zurückgesetzt und die Sperre der Ausgangsstufe aufgehoben. Nach einer Totzeit wird der Kurzschluß durch T38 aufgehoben. Die Spannung an C6 steigt nach der Zeitkonstanten (R_2, R_6, C_6) an, und die Schaltung gibt wieder mit steigender Spannung U_6 breiter werdende Impulse ab. Ist die Ursache für die Auslösung der Sperrfunktion noch nicht aufgehoben, läuft dieser Vorgang wiederholt ab. Über den Anschluß 10 «Fernbedienung» kann das Schaltnetzteil abgeschaltet werden, wenn dieser auf Massepotential gelegt wird. Die Schutzfunktion gegen Unterspannung der Betriebsspannung U_s läßt sich von außen nicht beeinflussen.

An den Eingang «Strombegrenzung», Anschluß 11, kann eine Spannung angelegt werden, die, z.B. als Spannungsabfall an einem Widerstand gewonnen, dem Laststrom proportional ist. Übersteigt die Spannung an Anschluß 11 einen Wert von etwa 0,4 V, so wird die Ausgangsstufe über den Komparator C2 für mindestens eine Impulsdauer gesperrt. Erst wenn U_{11} die Grenze von etwa 0,6 V übersteigt, wird über den Komparator C2 die Sperrung der Endstufe über die Logikschaltung mit nachfolgendem Langsamanlauf aufgelöst.

Die Ausgangsstufe besteht im wesentlichen aus einem (nicht eingezeichneten) Steuer-Flip-Flop, das im Takt der Impulse und in Abhängigkeit von deren Dauer umgeschaltet wird, und dem nachgeschalteten Ausgangstransistor. Da sowohl der Kollektor (Anschluß 15) als auch der Emitter (Anschluß 14) des Ausgangstransistors herausgeführt sind, ist es möglich, die Kollektor- oder die Emitterschaltung anzuwenden. Eine integrierte Diode schützt den Transistor vor Überspannung und verhindert, daß die Spannung am Kollektor die Betriebsspannung übersteigen kann.

Über den Eingang «Überspannungsschutz» (Anschluß 13), der über einen entsprechenden Spannungsteiler mit der geregelten Ausgangsspannung des Netzteils verbunden wird (Bild 3), kann die Ausgangsstufe bei einer unzulässigen Überhöhung der Ausgangsspannung sofort gesperrt werden. Alle nichtbenutzten Eingänge, die durch eine Spannung zum Ansprechen gebracht werden können, sozusagen «high-aktiv» sind, sollte man mit Masse verbinden. Dazu zählen die Anschlüsse 11, 13 und 16. Auf die über Anschluß 16 mögliche zusätzliche Beeinflussung des Tastverhältnisses wird nicht weiter eingegangen. Bei Bedarf wird auf die entsprechende Literatur verwiesen [5], [6]. Alle übrigen, nichtbenutzten Eingänge, die durch annäherndes Massepotential zum Ansprechen gebracht werden können («low-aktiv»), bleiben unbeschaltet (Anschlüsse 5, 9 und 10).

Schaltregler mit dem B 260D als Impulsdauermodulator

Bild 3 zeigt die Schaltung eines praktisch aufgebauten, relativ einfachen Schaltreglers mit dem Ansteuerschaltkreis B 260D als Impulsdauermodulator. Die Standardbeschaltung des IS entspricht weitestgehend Bild 1, auch

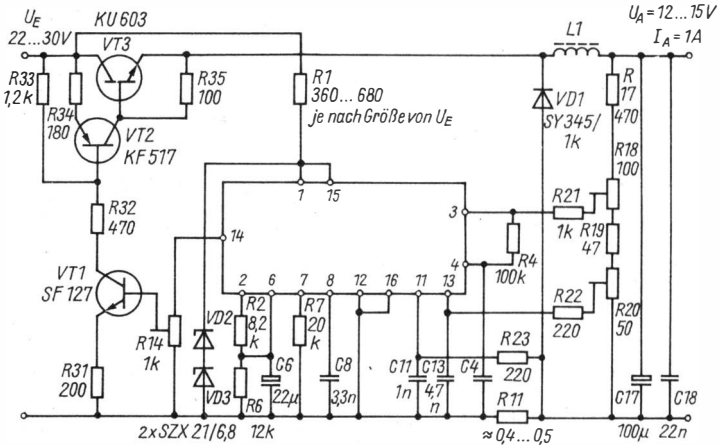


Bild 3 Schaltung eines Schaltreglers mit dem Ansteuerschaltkreis B 260 D zur Impulsdauermodulation

wurden die gleichen Kurzzeichen für die Bauelemente wie in Bild 1 gewählt.

Mit C7/R8 ergibt sich eine Schaltfrequenz der Sägezahnspannung von etwa 20 kHz, mit R2 = 8,2 kΩ und R6 = 12 kΩ ein maximales Tastverhältnis von etwa 90 % ($V_T \approx 0,9$ V). Für die gewünschte Ausgangsspannung von 12 bis 15 V muß die Eingangsspannung größer als 20 V sein. Da die Betriebsspannung des IS bei Spannungseinspeisung 18 V nicht überschreiten darf, darf auch der Speisespannungsanschluß 1 nicht direkt mit der Rohspannung U_E verbunden werden. Um eindeutige Verhältnisse bei der Stromversorgung des IS zu erhalten, ist es zu mindestens für erste Versuche ratsam, die Spannungsspeisung mit einer vorstabilisierten Speisespannung anzuwenden. Das trifft besonders dann zu, wenn wie in der Schaltung entsprechend Bild 3 die Ausgangsstufe in Kollektorschaltung betrieben wird und der Kollektor (Anschluß 15) mit der Speisespannung (Anschluß 1) verbunden ist. Damit wird automatisch die Bedingung eingehalten, daß die Spannung am Kollektor des Ausgangstransistors die Speisespannung nicht überschreitet. Beim Mustergerät (Bild 3 und Bild 4) wird die Speisespannung mit 2 in Reihe geschalteten Miniplast-Z-Dioden von $2 \times 6,8$ V vorstabilisiert. Der Vorwiderstand R1 ist so ausgelegt, daß bei fehlender Belastung durch den IS ein Z-Strom von 25 bis 30 mA durch die Dioden fließt. Durch die Reihenschaltung ergibt sich für jede Diode eine Verlustleistung von etwa 200 mW, die sich bei angeschlossenem IS noch verringert.

Prinzipiell ist auch die Anwendung der Stromspeisung möglich. Auch dabei sollten die Anschlüsse 1 und 15 direkt verbunden werden. Wird R1 (D2 und D3 entfallen) so dimensioniert, daß der Gesamtstrom durch R1 einen Wert von 30 mA nicht überschreitet, dann ist eine Überlastung des IS mit Sicherheit ausgeschlossen.

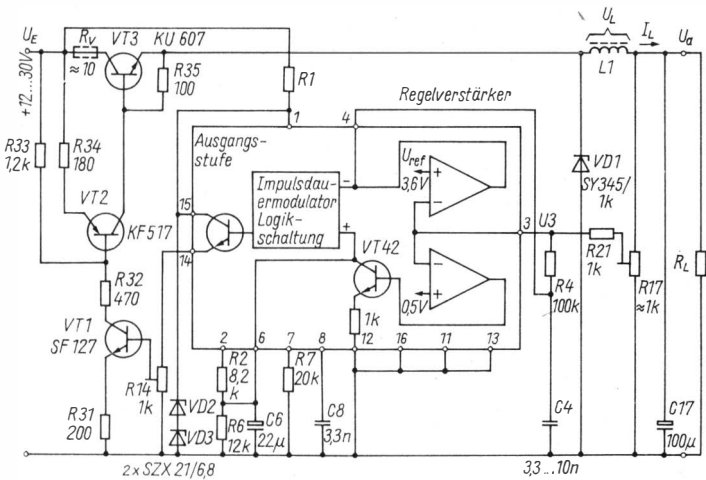


Bild 4 Gegenüber Bild 3 vereinfachte Schaltung eines Schaltreglers, Innenschaltung des B 260 D stark vereinfacht dargestellt

Wirkungsweise des Schaltreglers mit Impulsdauermodulator

Die Wirkungsweise des Schaltreglers mit Impulsdauermodulator stimmt mit der selbstschwingenden Ausführung [1] bis auf die Art der Beeinflussung der Steuerimpulse überein. Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise dient die vereinfachte Schaltung nach Bild 4. Alle für das prinzipielle Verständnis unwichtigen Details wurden weggeblasen, dafür aber die Innenschaltung stark vereinfacht mit dargestellt. Es sei angenommen, daß die Rohspannung U_E angelegt wird. Über R_1 wird der IS mit Speisespannung versorgt und ist betriebsbereit. Da T3 noch gesperrt ist, erhält der Regelverstärker auch keine Eingangsspannung U_3 . Er gibt an den Impulsdauermodulator eine hohe Steuerspannung U_4 ab, der daraus die maximal mögliche Impulsbreite herleitet und die entsprechenden Impulse an die Ausgangsstufe weitergibt. Das maximale Tastverhältnis V_T wird, wie schon beschrieben, durch die Spannung am Anschluß 6 begrenzt, bei einer Eingangsspannung von $U_3 < 0,5 \text{ V}$ über T42 und den $1\text{-k}\Omega$ -Widerstand parallel zu R_6 auf etwa 10%. Der positive Steuerimpuls gelangt über R_{14} zur Basis von T1, dem 1. Transistor der Treiberschaltung für den Leistungstransistor T3, die nahezu unverändert von der in [1] beschriebenen Schaltung übernommen wurde (Bild 5 und Bild 6 in [1]). Über T2 wird T3 für die Dauer eines Impulses aufgesteuert. Am eingangsseitigen Ende der Drossel steht nahezu die gesamte Rohspannung U_E . Durch die Drossel beginnt ein Strom I_L zu fließen, der angenähert der Funktion

$$I_L = \frac{U_E}{R_L} (1 - e^{-t/T}) \quad (1)$$

folgt. Hierin ist T die Zeitkonstante der Schaltung, die sich errechnet nach:

$$T = \frac{L}{R_L}$$

Gl. (1) gilt hinreichend genau nur für den 1. Impuls, wenn noch keine Ausgangsspannung U_A vorhanden ist. Mit steigender Spannung U_A wird die an der Drossel zur Verfügung stehende Spannung U_L kleiner ($U_L \approx U_E - U_A$) und damit auch die Steilheit des Stromanstiegs durch die Drossel. Ist der schmale Anfangsimpuls zu Ende, fließt der Strom, ständig fallend, über die Freilaufdiode D1 weiter, bis der nächste Impuls folgt.

Der Unterschied zum selbstschwingenden Regler besteht darin, daß Beginn und Ende eines Stromimpulses bei letzterem durch das Über- oder Unterschreiten des Sollwerts ausgelöst werden, während beim Impulsdauermodulator eine Impulsflanke fest durch die Sägezahnspannung und die andere im wesentlichen durch die Soll-Ist-Wert-Abweichung bestimmt wird. Ist diese nur sehr klein, besteht in Abhängigkeit vom mit R_4 einstellbaren Verstärkungsgrad des Regelverstärkers ein annähernd linearer Zusammenhang zwischen Soll-Ist-Wert-Abweichung und Impulsbreite. Liegt der Istwert wesentlich unter dem Sollwert, so wird die Impulsbreite durch das Teilverhältnis R_2/R_6 begrenzt, beim Mustergerät auf etwa 90 %. Hat sich C6 noch nicht aufgeladen, liegt sie noch darunter. Bei sehr kleiner Spannung, $U_3 \leq 0,5$ V, wird das Tastverhältnis auf etwa 10 % begrenzt.

Bedingt durch die schmalen Impulse, steigt auch der Mittelwert der Ausgangsspannung U_A nur langsam an (Langsamanlauf). Die Steilheit des Anstiegs während einer Impulsdauer, wie auch der Anstieg der mittleren Ausgangsspannung über mehrere Schaltperioden, wird wesentlich durch die Induktivität der Drossel bestimmt – Gl. (1). Eine zu kleine Induktivität ergibt einen raschen Anstieg und auch Abfall und kann zu lückenhaftem Drosselstrom führen. Das heißt, der Strom kann bis auf 0 abfallen, ehe ihn der nächste Impuls wieder ansteigen läßt. Das ergibt ein schlechtes Leerlaufverhalten.

Bei einer zu großen Induktivität steigt und fällt der Drosselstrom so langsam, daß auch die Ausregelung einer Störung (einer Netzspannungsschwankung) zu langsam vonstatten geht. Der letztgenannte Fall ist zumindest für den Elektronikamateur der unkritischere. Zwischen beiden Extremwerten, der zu kleinen und zu großen Induktivität, besteht aber ein relativ weiter Spielraum, einer der Vorteile gegenüber dem selbstschwingenden Regler. Hinweise zur Dimensionierung der Drosselinduktivität folgen im nächsten Abschnitt.

Ist die mittlere Ausgangsspannung so weit angestiegen, daß am Abgriff des Istwertspannungsteilers R_{17} bis R_{20} eine Spannung $U_3 > 0,5$ V auftritt, wird der interne 1-k Ω -Widerstand über T42 abgeschaltet. C6 kann sich dann auf einen Wert aufladen, der dem Verhältnis des Spannungsteilers R_2/R_6 entspricht. Das Tastverhältnis steigt auf $V_{T_{\max}}$, im vorliegenden Fall

auf 90 % an, solange U_3 noch wesentlich kleiner als die Referenzspannung von 3,6 V ist. Nähert sich die Ausgangsspannung U_A dem Sollwert, so wird das Tastverhältnis verringert, bis es bei mittlerer Belastung annähernd die Größe

$$V_T = \frac{U_A}{U_E} \quad (2)$$

erreicht.

Speicherdrossel beim Schaltregler mit Impulsbreitenmodulator

Während die Größe der Speicherdrosselinduktivität beim selbstschwingenden Schaltregler die Schaltfrequenz beeinflusst und daher relativ eng toleriert sein muß, genügt es beim Schaltregler mit Impulsbreitenmodulator, wenn bestimmte Grenzwerte eingehalten werden. Die Mindestinduktivität der Speicherdrossel ergibt sich nach [4] zu:

$$L_{\min} = \frac{U_A (1 - V_{T\min}) T}{2 I_{A\max}} \quad (3)$$

Für eine Ausgangsspannung $U_A = 15$ V, ein minimales Tastverhältnis $V_{T\min} = 0,1$, eine Periodendauer der Schaltfrequenz von $T = 50 \cdot 10^{-6}$ s und einen Strom $I_{A\max} = 1$ A errechnet sich:

$$L_{\min} = \frac{15 \text{ V} \cdot (1 - 0,1) \cdot 50 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{2 \text{ A}},$$

$$L_{\min} = 337,5 \cdot 10^{-6} \text{ Vs/A} = 337,5 \mu\text{H}.$$

Der zulässige Höchstwert der Drosselinduktivität wird durch die gewünschte Regelgeschwindigkeit begrenzt. Dafür wurde in [4] folgende Beziehung angegeben:

$$L_{\max} = \frac{U_A \cdot t_R}{\Delta I_{A\max}} \left(\frac{V_{T\max}}{V_{T\min}} - 1 \right) \quad (4)$$

Außer den schon erwähnten Größen ist hierin t_R die Zeit, in der der Einfluß einer Änderung des Laststroms ΔI_A auf die Ausgangsspannung ausgeregelt sein soll. Setzt man für $t_R = 0,1$ ms, das entspricht der Zeitdauer von 2 Impulsfolgen, und für ΔI_A den Gesamtstrom von 1 A, so erhält man:

$$L_{\max} = \frac{15 \text{ V} \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} \text{ s}}{1 \text{ A}} \left(\frac{0,9}{0,1} - 1 \right),$$

$$L_{\max} = 12 \cdot 10^{-3} \text{ Vs/A} = 12 \text{ mH}.$$

Gl. (3) gilt genaugenommen nur für den Vollastfall. Im idealen Leerlaufall würde $I_{A\max}$ gegen 0 gehen, was eine annähernd unendlich große Induktivität erforderte. Außer daß eine solche Drossel nicht zu realisieren wäre,

spricht auch die durch Gl. (4) ausgedrückte Forderung nach einer Begrenzung der Induktivität dagegen. Ein Schaltregler wird jedoch nie völlig leerlaufend betrieben. Schon die Spannungsteilerwiderstände R17 bis R20 (Bild 3 und Bild 4) stellen eine gewisse Vorlast dar. Bei einer Ausgangsspannung von 15 V ergibt sich ein Spannungsteilerquerstrom von etwa 20 mA, der etwa 2 % des maximalen Laststroms von 1 A entspricht. Man kann davon ausgehen, daß Schaltregler mit mindestens 10 % der Maximallast betrieben werden. Setzt man folgerichtig in Gl. (3) für $\Delta I_{A_{\max}}$ die Größe $0,1 I_{A_{\max}}$ ein, so erhält man:

$$L_{\min} = \frac{15 \text{ V} \cdot 0,9 \cdot 50 \cdot 10^{-6} \text{ s}}{2 \cdot 0,1 \text{ A}} = 3,375 \text{ mH.}$$

Es ergibt sich, wie zu erwarten, ein 10mal höherer Wert für die Mindestinduktivität.

Das Mustergerät erhielt versuchsweise die gleiche Drossel, die bei dem in [1] beschriebenen Schaltregler verwendet wurde (Induktivität etwa 2,5 mH). Da dieser Wert noch unter den errechneten 3,8 mH liegt, wurde zur Verbesserung des Leerlaufverhaltens die Drosselinduktivität vergrößert. Mit einem Schalenkern 36×22 mit Luftspalt und einem A_L -Wert von 1000 nH/n² wurde (mit 70 Wdg., 0,8-mm-CuL) eine Induktivität von etwa 5 mH erreicht.

Die vereinfachte Versuchsschaltung

Für erste Versuche mit dem Impulsdauermodulator ist es zweckmäßig, zunächst die vereinfachte Schaltung nach Bild 4 aufzubauen. Zum praktischen Kennenlernen der Funktion des B 260 D sollte mit dem auf Bild 5 dargestellten Teil der Schaltung begonnen werden. Nach erfolgreicher Erprobung kann diese Schaltung entsprechend Bild 3 oder Bild 4 erweitert werden.

Bild 5 zeigt die eigentliche Ansteuerschaltung für ein Schaltnetzteil oder einen Schaltregler mit Impulsdauermodulator in der einfachsten Ausführung. Sie enthält alle dafür erforderlichen Schaltungsteile, die mit denen in Bild 1, Bild 3 und Bild 4 übereinstimmen. Dagegen fehlen alle Bauteile, die die Ausgangsleistung unmittelbar steuern, wie der Leistungstransistor mit Treiberschaltung, die Speicherdrossel und die Freilaufdiode. Mit dem Widerstand R4 von 100 k Ω wird der Verstärkungsgrad des Regelverstärkers bestimmt. Er ergibt sich angenähert aus dem Verhältnis von R4/R21. Der Kondensator C4 sollte in der Kapazität so klein wie möglich gehalten werden, aber er muß doch entsprechend so groß sein, daß der Regelverstärker nicht schwingt (Kontrolle mit dem Oszilloskop am Verstärkerausgang, Anschluß 4).

Zur ersten Erprobung wird an Stelle des Istwertspannungsteilers ein 1-k Ω -Drehwiderstand entsprechend Bild 5 angeschlossen. Zunächst wird der Schleifer auf Massepotential gestellt. An den Schleifer von R14 schließt man ein Oszilloskop an. Wird die Speisespannung U_E angelegt, steht am

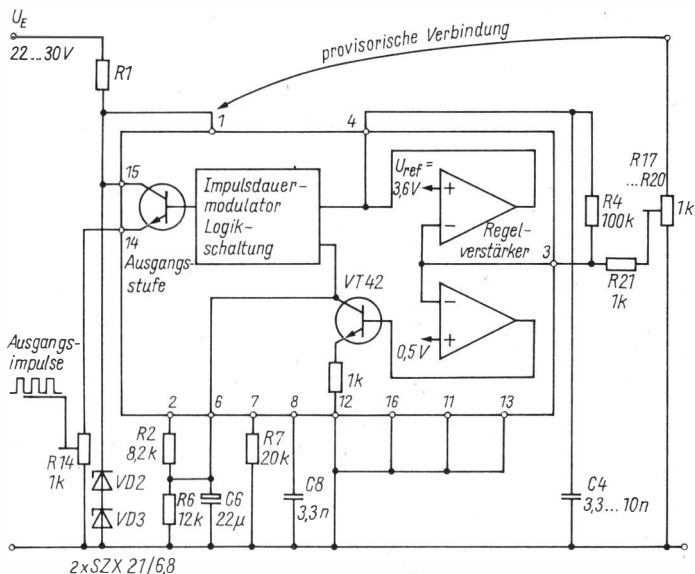


Bild 5 Schaltung zur Erprobung der Grundfunktionen des B 260 D mit stark vereinfacht dargestellter Innenschaltung

Eingang (Anschluß 3) zunächst eine Spannung von 0 V. Die Impulse an R14 haben dabei ein Tastverhältnis von etwa 0,1. Mit einem Spannungsmesser (20 k Ω /V) kann am Anschluß 6 festgestellt werden, daß die Spannung wesentlich kleiner ist als die etwa 5 V, die sich aus dem Teilverhältnis R2/R6 ergeben würden. Durch Verstellen von R17 wird die Eingangsspannung U_3 erhöht, bis sie die Ansprechschwelle des Komparators C1 (etwa 0,5 V) überschreitet. Die Spannung an Anschluß 6 steigt auf über 5 V, und das Tastverhältnis springt auf etwa 90 %. Bei weiterer Erhöhung der Eingangsspannung U_3 ändert sich so lange nichts, bis sie sich der Größe der Referenzspannung von etwa 3,6 V nähert. Die Impulsbreite verringert sich in diesem Bereich bei kleinen Änderungen von U_3 sehr stark. Wird die Größe der Referenzspannung wesentlich überschritten, nimmt die Impulsbreite ihren kleinstmöglichen Wert von etwa 5 % der Periodendauer an.

Nachdem die Funktionen der Schaltung nach Bild 5 überprüft wurden, kann diese entsprechend Bild 4 zum Schaltregler mit Impulsdauermodulator erweitert werden. Hierzu wird an den Impulsausgang (Anschluß 14 – R14) die Treiberschaltung mit dem Leistungstransistor T3 angeschlossen. Um Überbelastung von T3 bei der Inbetriebnahme auszuschließen, wird in dessen Kollektorschaltung ein Schutzwiderstand R_V von etwa 10 Ω eingeschaltet, der eine Belastbarkeit von mindestens 10 W haben und

induktionsarm sein sollte. Entweder fertigt man dafür einen bifilar gewickelten Drahtwiderstand an, oder es werden z. B. 10 Stück Schichtwiderstände $100 \Omega/1$ bis 2 W parallelgeschaltet. Die Speicherdrossel $L1$ und die Freilaufdiode $D1$ komplettieren die Schaltung. Für $D1$ sollte, nicht zuletzt wegen geringer Störspannungen, ein «schneller» Typ mit Soft-recovery-Verhalten [1], [4] (wie die $SY 345/1k$ oder $SY 356/1k$) verwendet werden.

Vor der Inbetriebnahme der Schaltung nach Bild 4 wird $R17$ auf etwa $1/3$ vor dem oberen Anschlag eingestellt, $R14$ auf Mittelstellung. Mit $R14$ regelt man die Größe der Steuerimpulse so ein, daß $T3$ sicher durchschaltet. Dabei ist eine Kontrolle mit einem Oszilloskop an Basis und Emitter von $T3$ zweckmäßig. Mit $R17$ wird die gewünschte Spannung eingestellt. Der Lastwiderstand R_L sollte so gewählt werden, daß die Schaltung mit etwa 50% des Nennstroms belastet wird. Der Laststrom sollte unter Berücksichtigung der noch zu beschreibenden Überstromschutzfunktion des IS den Nennstrom der Diode nicht überschreiten, auch nicht bei einem relativ großen Tastverhältnis V_T [1]. Liegt die Eingangsspannung U_E wesentlich über der Ausgangsspannung U_A , so kann das maximal mögliche Tastverhältnis durch Änderung des Spannungsteilers $R2/R6$ verkleinert werden. Dadurch wird auch eine gewisse Begrenzung der Belastung erreicht. Ist die Eingangsspannung U_E mehr als doppelt so groß wie U_A , kann auf $V_{Tmax} = 0,7$ begrenzt werden ($R2$ und $R6$ je $7,5 \text{ k}\Omega$), bei $U_E > 3 \times U_A$ auf $V_{Tmax} = 0,5$ ($R2 = 6,7 \text{ k}\Omega$, $R6 = 3,3 \text{ k}\Omega$). Arbeitet die Schaltung nach Bild 4 zur Zufriedenheit, wird der Schutzwiderstand entfernt und die Schaltung entsprechend Bild 3 komplettiert.

Die komplette Schaltung des Schaltreglers (Bild 3)

Gegenüber Bild 4 wurde der Istwertspannungsteiler aufgeteilt. Mit $R18$ kann eine Feineinstellung der Ausgangsspannung vorgenommen werden. An $R20$ wird die Eingangsspannung für den Überspannungsschutz abgenommen (Anschluß 13 der IS). Mit dem Schleifer von $R20$ läßt sich der Auslösepunkt für den Überspannungsschutz auf wenig mehr als die Nennspannung einstellen. Zu Beginn dieser Einstellung befindet sich der Schleifer von $R20$ am Masseanschlag. Das Siebglied $R22/C13$ verhindert die Auslösung durch überlagerte Störspitzen. Gegebenenfalls ist $C13$ zu vergrößern.

Am induktionsarmen Widerstand $R11$ wird eine Spannung abgenommen, die dem Laststrom proportional ist. $R11$ kann z. B. durch das Parallelschalten von 9 Schichtwiderständen $4,7 \Omega/1/8 \text{ W}$ hergestellt werden. $R23$ und $C11$ unterdrücken auch dabei die Störspitzen. Steigt die Spannung über $R11$ auf eine Größe von über $0,4 \text{ V}$ an, so wird mindestens ein Ausgangsimpuls gesperrt, der darauffolgende aber wieder durchgelassen. Ist der Strom dann immer noch oder wieder zu groß, wiederholt sich der Vorgang. Erst wenn die 2. Anprechschwelle von etwa $0,52 \text{ V}$ erreicht wird, erfolgt eine längere Sperrung der Ausgangsstufe mit anschließendem Langsamanlauf. Da bei einem relativ langsamen Anstieg des Laststroms zunächst der untere Grenzwert von etwa $0,4 \text{ V}$ erreicht ist, spricht zuerst die Einzelim-

pulssperre an, und zwar so schnell, daß der obere Grenzwert von etwa 0,52 V unter Umständen nicht erreicht wird.

Da beim Ansprechen des 1. Schwellwerts der mittlere Laststrom noch relativ groß sein kann, ist es angebracht, T3 bzw. sein Kühlblech, die Drahtstärke von L1 und möglichst auch D1 und die nicht mit eingezeichnete Gleichrichterschaltung reichlich zu dimensionieren. C11 sollte so klein wie möglich gewählt werden, um den Spannungsanstieg an Anschluß 11 bei plötzlich auftretender Überlast nicht unnötig zu verflachen und auf diese Weise das Ansprechen der 2. Grenze des Überlastschutzes zu ermöglichen. Durch zusätzliche Maßnahmen [5] kann man sicherstellen, daß bei jeder Überschreitung eines vorgegebenen Maximalstroms ein steiler Abschaltimpuls erzeugt und damit die 2. Ansprechschwelle sicher erreicht wird. Die Größe von R11 kann auf Grund der Toleranzbreite der Ansprechgrenzen von Eingang 11 (395 bis 455 mV und 495 bis 588 mV) variieren, sie muß gegebenenfalls abgeglichen werden.

Funkentstörmaßnahmen

Auf Funkentstörmaßnahmen wurde bereits in [1] hingewiesen. Erinnert sei an ein abgeschirmtes Gehäuse, den zentralen Erdungspunkt und die Netzverdrosselung des Netztransformators. Zusätzlich sollte man in die Zuleitungen für die Rohspannung U_E je eine Wicklung einer Stabkerndrossel in der Weise vorsehen, daß sich die Gleichstromvormagnetisierung aufhebt (stromkompensierte Drossel). Parallel zur Eingangsspannung U_E sollte ein MKT-Kondensator von etwa 1 μ F geschaltet werden. Auf die Zweckmäßigkeit des Einsatzes einer Freilaufdiode mit Softrecovery-Charakteristik wurde bereits hingewiesen.

Schlußbetrachtungen

Es wurde ein erprobter Schaltregler mit Impulsdauermodulator beschrieben. Gegenüber der in [1] vorgestellten Variante des selbstschwingenden Reglers weist der Schaltregler den Vorteil einer größeren Leerlaufstabilität sowie eine größere Betriebssicherheit durch unterschiedliche Schutzfunktionen auf. Trotz eines relativ hohen Komforts der Schaltung bleibt sie auf Grund des Einsatzes des B 260 D sehr übersichtlich und eignet sich auch für den Nachbau. Die mit dieser Schaltung gewonnenen Erfahrungen im Umgang mit dem B 260 D und der Anpassung der äußeren Beschaltung an die jeweiligen Schaltungsparameter stellen Grundkenntnisse dar, die beim Aufbau von Schaltnetzteilen ohne Netztransformator, die in einem weiteren Beitrag behandelt werden (Seite 174), von Nutzen sein können.

Literatur

- [1] D. Müller, Schaltnetzteile – auch für den Amateur interessant. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure, Berlin 1984, Seite 191, Berlin 1983.
- [2] ..., Schaltungstechnik moderner Netzgeräte. Funktechnik 37 (1982) Heft 10, Seite 437 bis 439, Heft 11, Seite 481 bis 483.
- [3] H. B. Bemmann/R. Schüppler, Spannungsgesteuerte Pulsdauermodulatoren für Schaltnetzteile. radio-fernsehen-elektronik 31 (1982), Heft 2, Seite 84 bis 89.
- [4] H. Jungnickel, Moderne Stromversorgungstechnik. radio-fernsehen-elektronik 29 (1980), Fortsetzungsreihe Heft 7 bis Heft 12.
- [5] W. Schuster, IS B 260 D in geschalteten Stromversorgungen. radio-fernsehen-elektronik 31 (1982), Heft 2, Seite 75 bis 79.
- [6] H. H. Krüger, Der Schaltnetzteilansteuerschaltkreis IS B 260 und seine Einsatzmöglichkeiten. Vortrag 9, Halbleitersymposium 1981 in Frankfurt (Oder), Band 1, Seite 33 bis 49.
- [7] R. Wagner, B 260 D – monolithisch integrierter bipolarer Ansteuerschaltkreis für Schaltnetzteile. radio-fernsehen-elektronik 31 (1982), Heft 2, Seite 99 bis 102.
- [8] Integrierter Ansteuerschaltkreis für geregelte Sperrwandler- und Durchflußwandler-Schaltnetzteile. Firmenschrift VEB Halbleiterwerk Frankfurt(Oder).

ELEKTRONIK-SPLITTER

Einfache HF-Leistungsmessung

Die HF-Leistungsmessung nimmt man meist an einem Belastungswiderstand von 50Ω vor. Wird die daran abfallende HF-Spannung gleichgerichtet und die entstehende Gleichspannung hochohmig gemessen, so kann unter Berücksichtigung des verwendeten Diodentyps VD1 zur Leistungsbestimmung eine der beiden nachfolgenden Formeln verwendet werden:

Germaniumdiode

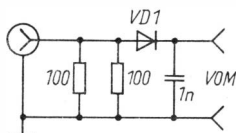
$$P = \frac{(U + 0,25)^2}{100},$$

Siliziumdiode

$$P = \frac{(U + 0,7)^2}{100};$$

P in W, U in V.

Die Schaltung besteht aus 2 Widerständen $0,5 W$, der Diode VD1 und einem Kondensator, die dicht an die Koaxbuchse angebaut sind. Geeignet ist die Schaltung zur Messung von HF-Leistungen von $0,1$ bis $2 W$ bei Frequenzen bis etwa $500 MHz$.



K. H. S.

Der Ton macht die Musik Elektronische Tastensinstrumente aus dem oberen Vogtland

Dipl.-Journ. Harry Radke

Ein Traumberuf! *Steffen Müller* beginnt jeden Arbeitstag mit einem Ständchen, und bei dem einen bleibt es nie, gleich, ob in der Früh- oder in der Spätschicht. Zwar kommt *Steffen* über einige mühsam gespielte Takte des «Hänschen klein» nie hinaus – er hatte aus ihm heute selbst nicht mehr begreiflichen Gründen das Angebot ausgeschlagen, während seiner Lehrzeit als Elektromechaniker im VEB *Klingenthaler Harmonikawerke* kostenlos auf elektronischen Tastensinstrumenten spielen zu lernen –, wohl aber kann er seine einfachen Melodiebögen wie auf einer Zigeunergeige zirpen, wie auf einer Konzertvioline schmeicheln oder wie bei einer Jazzsession quetschen lassen. Das muß er auch, denn der Jungfacharbeiter *Steffen Müller* wurde gleich in der Endprüfung der Synthesizer- und Stringsproduktion eingesetzt, wofür ihn weniger seine musikalischen, denn seine berufspraktischen Kenntnisse prädestinierten. Denn anders als die meisten derer, die ein elektronisches Tastensinstrument perfekt zu spielen verstehen, kann er solche zum Spielen bringen.

Qualität gehört zum guten Ton

Auch wenn *Steffen* die Qualität der kompletten, fertigen Keyboards (Sammelbegriff für elektronische und elektromechanische Tastensinstrumente; key – Taste, bord – Pult) mit seinen Ohren prüft – sein Arbeitsplatz, eine helle, schallisolierte, moderne Kabine, ist auch mit einer Vielzahl von speziellen Prüf- und Meßgeräten ausgestattet, die nicht nur unbestechlicher als das menschliche Gehör sind, sondern die auch die Fehlersuche wesentlich erleichtern. «Ich kriege jedes Gerät hin», verkündet *Steffen* stolz und ist sich dabei auch der Qualität und des musikalischen Werts der elektronischen Tastensinstrumente aus dem oberen Vogtland bewußt, die weltweit anerkannt sind – der Bedarf im In- und Ausland ist da ein sicherer Gradmesser. *Steffen*, der Elektroniker, ist nicht nur die letzte Station einer umfangreichen technologischen Kette, sondern auch der Spezialist, der alle elektrischen und elektronischen Details der Geräte aus dem Effeff beherrscht. Und doch ist das nur ein Teil an Wissen und Können, die in einem solchen Gerät stecken.

Für die Herstellung eines elektronischen Tastensinstruments werden über-



Bild 1 Gewissenhaftes Arbeiten ist bei der Tastsystemmontage erforderlich (Foto: Pressestelle VERMONA)

aus vielfältige Techniken eingesetzt und Technologien angewendet. Holz, Plaste, Metall, Textilien werden verarbeitet, Oberflächen sind galvanisch zu bearbeiten (z. B. das Versilbern der Kontaktwalzen), die Tastaturen muß man sowohl mechanisch als auch elektronisch her- und einstellen, Leiterplatten muß man fertigen, bestücken, löten, komplizierte Kabelbäume verlegen, Geräte montieren und durch Register, Manuale und Pedale kompletieren. Der Betrieb hat auf diese Weise überaus umfangreiche Kooperationsbeziehungen, und in allen Phasen der Montage wird gründlich geprüft. Deshalb hat *Steffen* in den meisten «Versager»fällen «nur» noch Masseschlüsse zu finden und zu beseitigen und bei wiederkehrenden Fehlern die Produktionsabteilungen zu informieren.

Seit 1985 wird die 7. Generation von Keyboards seit dem *EMP 1* der Jahre 1956/58 aufgelegt, weniger als 2 Jahre nach der Vorgängergeneration. Das Gerät wird in digitaler Technik und polyphon ausgeführt. Für die Elektromechaniker, Elektronikfacharbeiter, für die Musikinstrumentenbauer, die Montierer, Prüfer, Technologen, Meister eine anspruchsvolle Aufgabe, die neu- und umlernen bedeutet.

Ein Reich der Töne

Hatte *Steffen Müller* während seiner beiden Elektromechaniker-Lehrjahre nur 3 Mitlehrlinge, wurde schon 1 Jahr später begonnen, 10 Mädchen und

Jungen zu Elektronikfacharbeitern auszubilden (und der Bedarf wird weiter wachsen), die in der Fertigung der elektronischen Tasteninstrumente eingesetzt werden – die digitale Technik verlangt diesen Zuwachs an Quantität und Qualität in der Bildung, haben sich die Musikinstrumentenbauer doch vorgenommen, die Qualität ihrer Produktion weiterhin zu erhöhen sowie bedarfsdeckend zu produzieren.

Bereits 1984 wurde gegenüber dem Vorjahr eine reale Steigerung der Warenproduktion auf diesem Sektor auf 115 % erreicht, obwohl die neue, nach modernsten Gesichtspunkten ausgestattete Produktionsstätte noch nicht ihre volle Kapazität erreicht. Übrigens ist in den Betriebsteilen, die elektronische Tasteninstrumente produzieren, der Anteil der Jugendlichen bis 25 Jahre deutlich höher als in jenen, in denen die Akkordeons, Konzertinas, Bandoneons, Mundharmonikas entstehen. Das ist kein Zufall. Denn obgleich auch auf dem traditionellen Musikinstrumentenbaugebiet zunehmend moderne Technik Einzug hält, bleiben bei dieser Produktion aus Jahrhunderten überlieferte Erfahrungen, Handarbeit und handwerkliches Geschick Trumpf, braucht es viele Jahre Berufserfahrung, um Spitzenprodukte zu erzeugen. Demgegenüber ist die Produktion elektronischer Tasteninstrumente nicht an die 300jährige Musikinstrumentenbautradition im oberen Vogtland gebunden; die Produktion kann weitgehend mit modernsten Mitteln vorgenommen werden – bis hin zum Einsatz von Industrierobotern – und nach modernsten Technologien wie der Nestfertigung. So war und ist für die Musikinstrumentenbauer die Produktion von elektronischen Tasteninstrumenten immer wieder Neuland, und das zieht viele



Bild 2 Endmontage der VERMONA-Tasteninstrumente (Foto: Pressestelle VERMONA)



Bild 3
Während der Endprüfung
werden die Tastenkon-
takte sorgfältig justiert
(Foto: Pressestelle VER-
MONA)

junge Menschen an. Wer also an der Elektronik Interesse hat, wen Musikinstrumente reizen, wer die Berge liebt, gern Ski fährt – im oberen Vogtland kann er all das haben und Unterkunft oder Wohnung auch.

Anziehungspunkt für Menschen von nah und fern ist auch das neue, mehrstöckige Produktionsgebäude, das in den letzten Jahren unweit Klingenthal in Schöneck, einer der höchstgelegenen Städte der DDR, entstand. So unglaublich es sich auf den ersten Blick liest: Da oben auf dem Berge wurden Berge versetzt. Die Musikelektronik hat die wirtschaftliche Struktur eines ganzen Landstrichs verändert. Viele der Facharbeiter und der angelernten Arbeiterinnen und Arbeiter drehten noch vor wenigen Jahren vorwiegend in Heimarbeit Zigarren der Marke *Weißer Elster*. Ihre Fingerfertigkeit, ihr Interesse an neuer Technik, ihre Begeisterung für die Elektronik, ihr Wissen auf dem neuen Arbeitsgebiet, die Wirkungen der industriellen Produktionsbedingungen erweisen sich längst als eine gute Grundlage für Können und Erfahrung, was sich im Umfang und in der Güte der Produktion niedergeschlagen hat.

Keine Frage, daß die neue Produktionsstätte in Schöneck auch hinsichtlich der Arbeits- und Lebensbedingungen keinen Wunsch offenläßt – Lob in den höchsten Tönen.

Service mit dem richtigen Ton

Über die eigene Lehrausbildung hinaus werden beim VEB *Klingenthaler Harmonikawerke*, Betrieb des Kombinats *Musikinstrumente* Markneukirchen/



*Bild 4
Sandy ist das jüngste
Kind der VERMONA-Ta-
steninstrumentefamilie,
ein Gerät für den Anfän-
ger (Foto: Pressestelle
VERMONA)*

Klingenthal, auch Mechaniker für Musikinstrumente, Fachrichtung Elektronik/Funk, aus- und weitergebildet, die im Kundendienst für elektronische Tasteninstrumente arbeiten (was auch nebenberuflich möglich ist), sowie Fachverkäufer geschult. Ersatzteil- und Werkstattprobleme für diese Instrumente gibt es (fast) nicht. Darüber hinaus sind in den Vertragswerkstätten die Schaltungsunterlagen einsehbar – für alle, die sich selbst versuchen wollen (wovon der Hersteller allerdings abrät). Der Betrieb hilft auch direkt, wenn einmal Not am Instrument ist.

Auf längere Sicht – solange der Bedarf an elektronischen Tasteninstrumenten nicht gedeckt ist – nicht helfen kann der überaus servicefreundliche Betrieb allerdings all jenen, die sich in den Kopf gesetzt haben, ein solches Instrument selbst zu bauen oder aus Bausätzen selbst zu montieren, und die dafür spezielle Bauteile beziehen wollen, beispielsweise eine komplette Tastatur. So hat die der *Formation 1* z. B. 61 Tasten, von denen jede 6 Nadelkontakte trägt. Die Tastaturen setzen eine aufwendige und vielge-



*Bild 5
Das VERMONA-Piano-
Strings vereinigt 2 Instru-
mente. Mit dem Percus-
sionsregister klingt es wie
ein Piano, Klavichord,
Spinett – mit dem
Stringsregister wie eine
Violine, Viola oder ein
Cello (Foto: Pressestelle
VERMONA)*



staltige Fertigung und Justierung voraus, die sich nur im Finalprodukt in Gewinn umschlägt.

Selbst ein Fachmann wie *Steffen Müller* hat keine Ambitionen, einen Synthesizer oder ein Strings selbst zu bauen. «Unsere Instrumente sind im musikalischen Wert, in der Formgestaltung innen und außen, in der Qualität so gut, daß ein Amateur selbst mit großen Fachkenntnissen dieses Niveau kaum zu erreichen vermag.» Kein Wunder, denn hinter dem Betrieb steht nicht nur ein leistungsfähiges Institut für Musikinstrumentenbau, das auch auf dem Gebiet der elektronischen Tasteninstrumente den wissenschaftlich-technischen Vorlauf garantiert, sondern der Betrieb verfügt in der eigenen Entwicklungsabteilung über eine große Anzahl von gut ausgebildeten und erfahrenen Ingenieuren und Technologen.

Möglicherweise hat das *Steffen* zu dem Schlußkommentar veranlaßt: «Große Töne spucken kann jeder, ein Instrument selbst zu bauen und aus ihm schöne, volle Töne herauszuholen, verlangt jedoch mehr, viel mehr.»



Bild 6
Zu den größeren Tasteninstrumenten zählt die VERMONA-Formation 2 mit dem vollen Sinus-Sound elektronischer Orgeln (Foto: Pressestelle VERMONA)

MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR

Vom 12. bis 23. November 1984 fand in Leipzig die *XXVII. Zentrale Messe der Meister von morgen* statt. Huggy hat wieder einiges Mitteilungswürdiges bei seinem Messehallenrundflug registriert.

Die Lehr- und Angebotsschau auf dem Gelände der Technischen Messe gab 2344 der besten schöpferischen Leistungen dieses 84er MMM-Jahrgangs wieder. Daran waren 2700 junge Neuerer und Rationalisatoren unseres Landes beteiligt. 98,3 % aller Jugendbrigaden arbeiteten an MMM-Aufgaben. Die erarbeiteten Exponate waren meist Bestandteil der Pläne Wissenschaft und Technik, so daß diese erfolgreichen Leistungen helfen, die Intensivierung und die sozialistische Rationalisierung weiter durchzusetzen, die Arbeitsproduktivität überdurchschnittlich zu steigern und die Qualität der Erzeugnisse weiter zu erhöhen. Das Patentrecht wurde für 389 Exponate angemeldet. Viele Exponate wurden ausschließlich mit elektronischen Bauelementen aus der DDR-Fertigung hergestellt.

Einen besonderen Einfluß auf die hervorragenden Ergebnisse dieses MMM-Jahrgangs hatte die Zusammenarbeit mit der UdSSR. Dadurch konnten wissenschaftlich-technische Spitzenleistungen in kürzesten Fristen mit hohem Effekt erreicht werden.

Insgesamt ist das Ergebnis der *XXVII. Zentralen Messe der Meister von morgen* ausgezeichnet: Es wurde ein Nutzen von über 500 Millionen Mark erreicht, es gelang, 2703 Arbeitskräfte für andere Tätigkeiten freizustellen, rund 1434000 Stunden Arbeitszeit und 18811 Tonnen Material konnten eingespart werden.

Auch die Neuerer- und MMM-Bewegung der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR erbrachte im Jubiläumsjahr unserer Republik den bisher größten Leistungsanstieg. Die Armeeingehörigen und Zivilbeschäftigten reichten sich damit würdig in die Leistungen unseres Volkes zur allseitigen Stärkung und zum zuverlässigen Schutz der DDR und des Friedens ein. «Die Leistungen unserer Neuerer sind Ausdruck ihrer tiefen Verbundenheit mit der Politik der SED, ihres Schöpferturns und ihrer Bereitschaft, zur Erhöhung der Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft unserer Armee beizutragen. Die Neuerer- und MMM-Bewegung in unseren Streitkräften ist zu einem festen Bestandteil des sozialistischen Wettbewerbs, der Arbeit der FDJ und der Gewerkschaft geworden. Sie ist eine starke gesellschaftliche Kraft, die fest im Leben unserer sozialistischen Armee verwur-

zelt ist», sagte der Stellvertreter des Ministers für Nationale Verteidigung, *Generaloberst Fleißner*, auf der Auszeichnungsveranstaltung anlässlich der *XXVII. Zentralen Messe der Meister von morgen* in Leipzig am 16. 11. 1984.

Die Neuerertätigkeit wurde in ihrer Wirksamkeit beträchtlich erhöht durch die beschleunigte Nutzung des wissenschaftlich-technischen Fortschritts und durch das hohe wissenschaftlich-technische Niveau. Zum Beispiel werden 32 % der Exponate für die Ausbildung genutzt, und bei 22 % wird die Mikroelektronik eingesetzt. Im Rahmen des Erfinderwettbewerbs der FDJ wurden 25 wissenschaftlich-technische Leistungen zum Patent angemeldet. Insgesamt wurde neben den militärischen Wirkungen ein militär-ökonomischer Nutzen von etwa 11 Millionen Mark erwirtschaftet.

Auch im Jahr 1985 ist die Arbeit mit Menschen von entscheidender Bedeutung. «Ihre Erziehung und Ausbildung, ihre politische und moralische Haltung, ihr Leistungsvermögen sind wichtige Voraussetzungen auch für ihr aktives Mitwirken in der Neuerer- und MMM-Bewegung», sagte *Generaloberst Fleißner*.

Durch anspruchsvolle wissenschaftlich-technische Leistungen ist ein hoher militärischer und ökonomischer Nutzen zu erreichen. Des weiteren sind bis Ende 1985 40 % Mehrfachnutzung zu erzielen.

Für das Jahr 1985 ergeben sich darüber hinaus folgende Aufgaben:

- Beseitigung unbegründeter Niveauunterschiede in Breite und Wirksamkeit der Neuerer- und MMM-Bewegung zwischen vergleichbaren Verbänden, Truppenteilen und Einrichtungen.
- Noch stärkere Konzentration der verfügbaren Kräfte und Mittel auf die Intensivierung der Gefechtsausbildung, auf die Ausbildung an der Technik sowie auf die Rationalisierung der Wartung und Instandsetzung.
- Weitere Erhöhung der Anzahl der Jugendkollektive.
- Noch planmäßigere Bereitstellung der Kapazitäten in Truppenwerkstätten für die schnelle Realisierung von Neuerungen.
- Zielstrebige Organisation und Führung von Leistungsvergleichen und Erfahrungsaustauschen.

Generaloberst Fleißner sagte: «Es gilt, die Breite und Wirksamkeit der Neuererarbeit zu vergrößern, stets beste Bedingungen für das Lösen der Neuereraufgaben zu schaffen sowie regelmäßig und öffentlich den sozialistischen Wettbewerb zu führen. Dabei sind die besten Erfahrungen schneller zu verallgemeinern, individuelle Hilfe und Unterstützung zu geben und noch wirksamer die Massenkontrollen der FDJ und die Arbeit der Gewerkschaftsorganisationen zu gestalten.»

Nachstehend nun wieder eine kleine Auswahl von Exponaten sowie die Anschriften der Dienststellen, die Nachnutzern von MMM-Exponaten weitere Auskünfte erteilen. Dabei ist zu beachten, daß Dienststelle und Registriernummer des entsprechenden MMM-Exponats übereinstimmen.

Nationale Volksarmee

7022 Leipzig

Postfach 13 315/H

Registriernummern 10000 bis 19900 und 73900 bis 74899

Nationale Volksarmee

2040 Neubrandenburg

Postfach 15 515/W

Registriernummern 20000 bis 29999

Nationale Volksarmee

1260 Strausberg

Postfach 14 413/6

Registriernummern 30000 bis 39 999

Nationale Volksarmee

2500 Rostock

Postfach 18 815/B

Registriernummern 40000 bis 49999

Grenztruppen der DDR

1600 Königs Wusterhausen

Postfach 16 613 N

Registriernummern 50000 bis 69999

Nationale Volksarmee

1501 Wildpark-West 2/Potsdam

Postfach 11 11 3 A

Registriernummern 70000 bis 70999 und 75000 bis 76999

Nationale Volksarmee

1260 Strausberg

Postfach 98 421

Alle übrigen Registriernummern

Ausgewählte Exponate

1. Mobiles Telegrafieprüfgerät (Bild 1, Reg.-Nr.: 74445/83)
Neuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Rudolph, Andreas*
Die Neuerung gestattet das Messen der wichtigsten technischen Parameter von Fernschreibmaschinen, Lochstreifensendern und Fernschreibleitungen auf große Entfernungen. Sie ist bei Instandsetzungen von FSG einsetzbar. Eine Ferndiagnose bei Störungsmeldungen sowie die Fehlerbeseitigung sind ohne Einsatz von Wartungstrupps möglich.
2. Prüfgeräte Kabelverlegungstechnik (Bild 2, Reg.-Nr.: 11123/83)
Neuererkollektiv: *Oberleutnant Simon, Rüdiger*
Der Komplex Prüfgerät ermöglicht im einzelnen:
 - die Überprüfung der Ausrüstung des Kabelverlegegerätesatzes sowie seiner Elektronikteile,
 - die Überprüfung von Feldfern- und Feldverbindungskabeln während des Einsatzes und der wichtigsten Parameter.

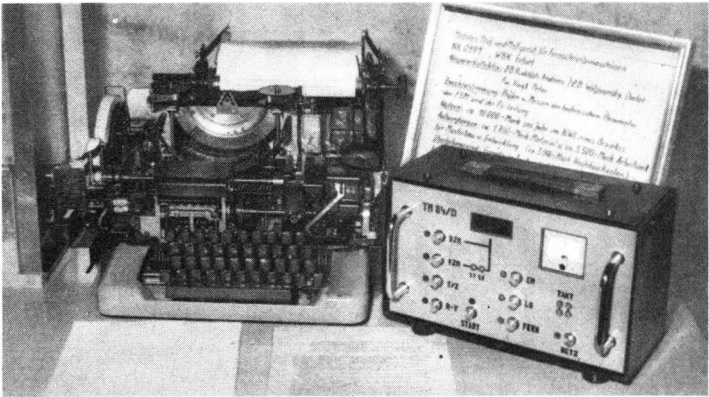


Bild 1 Mobiles Telegrafieprüfgerät

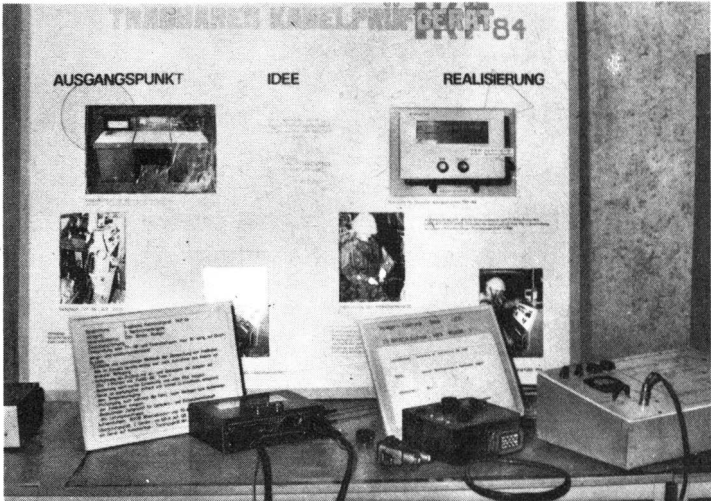


Bild 2 Prüfgeräte Kabelverlegetechnik

3. Kapazitätsmeßgerät für Akkumulatoren (Bild 3, Reg.-Nr.: 29 157/82)

Neuererkollektiv: *Oberfähnrich Fratzke, Achim*

Die Neuerung realisiert eine verbesserte Meßmethode zur Bestimmung der Kapazität von Akkumulatoren mit automatischer Beendigung des Meß- und Entladevorgangs sowie direkter Anzeige in Prozent.

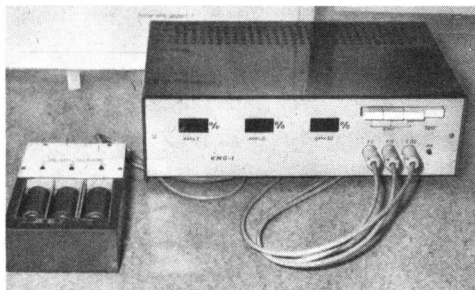


Bild 3
Kapazitätsmeßgerät für
Akkumulatoren

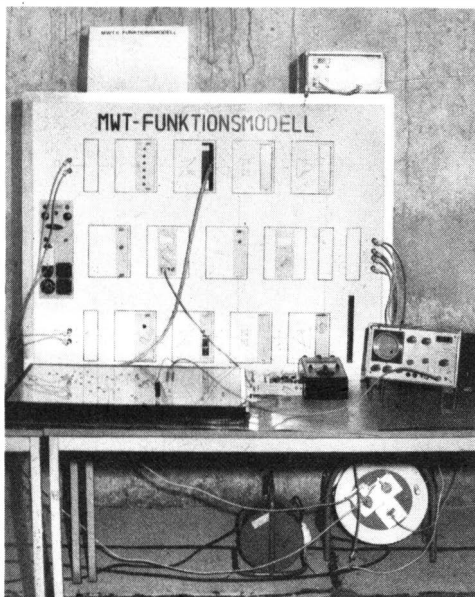


Bild 4
MWT-Funktionsmodell

4. MWT-Funktionsmodell (Bild 4, Reg.-Nr.: 75 069/82)

Neuererkollektiv: *Oberstleutnant Fischer, Detlef*

Das Funktionsmodell ist ein Beitrag zur effektiven Gestaltung der Ausbildung. Im Fach Nachrichtengerätelehre können am Übersichtsschaltplan des Modells Aufbau und Zusammenwirken erläutert, kann der Signaldurchlauf demonstriert und die Funktionskontrolle für einen Kanal trainiert werden.

5. Trainer R-130 (Bild 5, Reg.-Nr.: 11/84)

Neuererkollektiv: Major Werner, Claus-Dieter

Durch den Einsatz des Trainers wird die Ausbildung von Telefonie- und Telegrafiefunkern intensiviert. Trainiert werden können die Vorbereitung des Funkgeräts für den Betriebsdienst sowie die abstrahlungsfreie Verbindungsaufnahme und der Betriebsdienst in einer Funkrichtung.

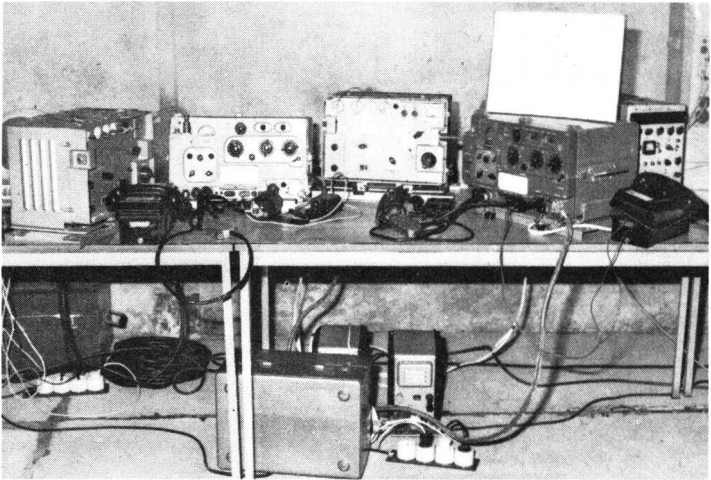


Bild 5 Trainer R-130

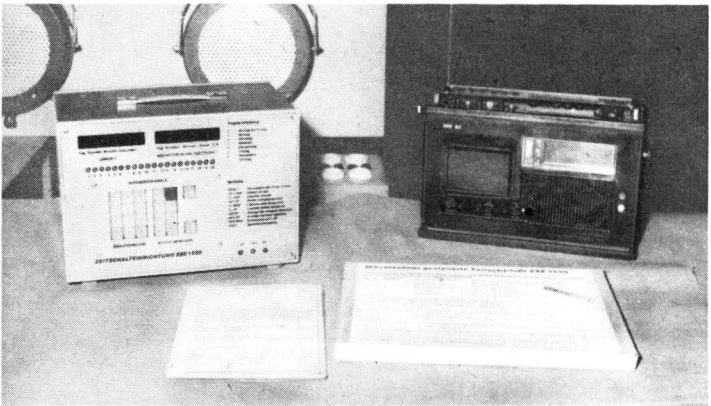


Bild 6 Elektronische Schaltung

6. Elektronische Schaltuhr (Bild 6, Reg.-Nr.: 11815/82)

Neuererkollektiv: *Oberstleutnant Weber, Frank*

Auf der Basis des Kleinrechners *K 1520* entstand eine quartzgesteuerte Schaltuhrkonzeption, die sich beliebig bei allen elektronischen Schaltsystemen anwenden läßt. Eine Fehlererkennung wertet Bedienfehler sofort aus. Es können 100 Zeitpunkte auf 20 Schaltkanälen frei programmiert und im Wochenzyklus organisiert werden. Die Schaltuhr läßt sich in allen stationären und fahrbaren Empfangsanlagen zum Abhören von Rundfunk- und Fernsehsendungen einsetzen.

7: Gerät und Verfahren zur Regenerierung handelsüblicher Primärelemente (Reg.-Nr.: 10106/83)

Neuererkollektiv: *Oberstleutnant Donath, Roland*

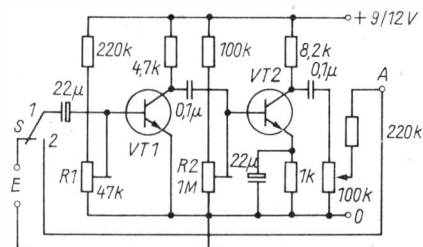
Das Gerät hat eine bisher nicht gebräuchliche Schaltung für die Regenerierung handelsüblicher Primärelemente aller Typen. Diese übernimmt die Regenerierung (Laden) der Elemente bis zu 40mal, überwacht den Ladevorgang und schaltet erforderlichenfalls den Ladestrom elektronisch zu bzw. ab. Das Gerät eignet sich vorrangig für Großverbraucher von Primärelementen.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Einfache Verzerrerschaltung

Der Stromlaufplan zeigt eine sogenannte Verzerrerschaltung (Fuzz-Booster), wie sie in der Musikelektronik vor allem bei Gitarren angewendet wird. Die Schaltung ist zwischen Gitarre und NF-Verstärkeranlage zu schalten, sie ermöglicht es, den Oberwellengehalt der Gitarrenklänge zu erhöhen. Erreicht wird das durch die Verlagerung der Arbeitspunkte der Transistorstufen in den gekrümmten Kennlinienbereich. Einstellbar ist der Grad der Verzerrung mit den Widerstandsreglern *R1* und *R2*. Mit dem Umschalter *S* kann zwischen verzerrter und unverzerrter Wiedergabe gewählt werden. Als Transistoren *VT1/VT2* eignen sich *SC 237 bis SC 239 d*.

K. H. S.



Tabellenanhang

Neuere Begriffe der Kommunikations- elektronik (1)

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die Entwicklung von Wissenschaft und Technik führt zwangsläufig auch zur Herausbildung neuer Begriffe oder Begriffsinhalte. Für die die Leser des Elektronischen Jahrbuchs interessierenden Fachgebiete wird eine Auswahlzusammenstellung neuer und neuerer Begriffe und ihrer Erklärungen vorgelegt, wobei – schon allein aus Platzgründen – kein Anspruch auf Vollständigkeit erhoben werden kann. Bei einigen bereits geläufigen Begriffen werden in den Begriffsdarstellungen neuere Entwicklungsergebnisse aufgenommen.

aktive Lautsprecherbox – Lautsprecherbox mit einem oder mehreren Lautsprechern und mit verstärkenden Baugruppen (meist Endverstärker und Netzteil)

audiovisuelle Einrichtungen – Geräte zur Vermittlung von Informationen durch die gleichzeitige Wiedergabe von Bild und Ton zum Zweck der Unterhaltung, Unterrichtung, Ausbildung und Erziehung. Dazu gehören unter anderem als wichtigste neuere Komponenten Farbfernsehempfänger, Videorekorder und Videokamera

Aussteuerungsanzeige – Anzeigeeinrichtung in unterschiedlichen Realisierungsvarianten für die Größe der in einem Übertragungsweg herrschenden Aussteuerung von Baugruppen, Stufen oder Geräten bei der Aufnahme oder Wiedergabe von Tonsignalen. Die A. wird in jedem Übertragungskanal (bei Stereobetrieb 2 Anzeigen) vorgenommen und kann mit Zeigerinstrumenten, Lichtzeigerinstrumenten, Bildschirmen und Leuchtdiodenanordnungen vorgenommen werden. Mit der A. erhält man Informationen über die im Übertragungsweg an kritischen Stellen herrschende Aussteuerung, um rechtzeitig durch Betätigen von Einstellern (Lautstärkeeinstellung, Regeleinsteller) Übersteuerungen und damit störende Beeinträchtigungen bei der Aufnahme (Magnetbandgerät, Kassettenbandgerät) oder Wiedergabe zu vermeiden. A. tragen meist optische Markierungen für den günstigen Aussteuerungsbereich (qualitative Anzeige) oder auch für professionelle Zwecke Möglichkeiten zur quantitativen Anzeige (dB-Skale). Mit optoelektronischen Bauelementen (Leuchtdioden, Flüssigkristall-Display) ist es möglich, neuartige Aussteuerungsanzeigen mit Lichtband (verschiedenfarbig) oder wanderndem Lichtpunkt aufzubauen

Autofocus – automatische Scharfeinstellung von Objektiven in Fernsehkameras, Filmkameras und Kleinbildkameras

Auto-Stop – automatisches Abschalten des Antriebs in Spulen- oder Kassettenmagnetbandgeräten beim Erreichen des Bandendes

Auxiliary – zusätzlicher (hochpegeliger) Reserveeingang von NF-Verstärkern oder Hörrundfunkempfängern

AV-Buchse – Anschluß an einem Farbfernsehempfänger zum Einspeisen eines Bild- und eines Tonsignals z. B. von einer Farbvideokamera

Beta (Betamax) – Videokassettenrekordersystem von Sony

Betacam – Kombination aus einer kleinen Fernsehkamera und einem kleinen Beta-Videorekorder in einer kompakten Einheit (Kamerarekorder)

Bigfon – Breitbandiges Integriertes Glasfaser-Fernmelde-Ortsnetz zur Übertragung von Fernsprech-, Daten- und Textinformationen sowie auch von Bildinformationen (Fernsehen, Hörrundfunk) über ein Glasfasernetz

Bild-im-Bild – Wiedergabeart im Fernsehen, bei der im Bild des eingestellten Fernsehprogramms ein stark verkleinertes Bild eines anderen Fernsehprogramms gezeigt wird. Die Wiedergabeart B. läßt sich auch zum Verfolgen eines 2. Programms oder zur Beobachtung des Kinderzimmers bei angeschlossener Fernsehkamera benutzen

Bildschirmterminal – Endgerät in einer Daten- oder Informationsübertragungskette, das als Datensichtgerät durch neue Zusatzdienste immer mehr Eingang in den Heimbereich findet. So wird ein Farbfernsehempfänger bei Videotext und Bildschirmtext zum B. im Heim

Bildschirmtext – Kommunikationsform zur Verbreitung von Nachrichten oder Informationen (Texte, Daten, bildhafte Darstellung), die dem Teilnehmer (Benutzer) in einer über das Fernsprechnet erreichbaren B.-Zentrale zur Verfügung stehen und von denen er die gewünschten Angaben zur Darstellung auf einem Bildschirm im Dialog mit dieser Zentrale auswählt. B. benutzt als Übertragungsweg das Fernsprechnet und als Teilnehmergerät (Terminal) den Fernsehgrundfunkempfänger. B. ist ein Informationsdienst, der auf Abruf durch einen Teilnehmeranruf mit dem Fernsprechapparat oder einer Spezialtastatur über das Fernsprechnet an die B.-Zentrale Informationen bereitstellt, die wieder über Fernsprechnet geleitet werden und auf dem Bild des Fernsehgrundfunkempfängers erscheinen. Beim Teilnehmer müssen zusätzlich ein Modem zur Verbindung von Fernsprechapparat und Fernsehgrundfunkempfänger und ein B.-Dekoder vorhanden sein

C-MAC – MAC-Verfahren mit digitaler Tonübertragung

Casseiver – Gerätekombination, die aus einem Hörrundfunkempfänger mit Kassettenmagnetbandgerät in einer Baueinheit besteht und vorzugsweise für den Einsatz im Heim gedacht ist. Der Anschluß eines separaten Niederfrequenzverstärkers kann erforderlich sein

CD-4-Quadrofonie – Quadrofoniesystem für die Schallplatte, bei dem neben den beiden Stereokanälen zusätzlich 2 weitere Kanäle, kodiert oberhalb 15 kHz, auf die Schallplatte eingeschrieben werden. Für die Abtastung ist ein spezielles Abtastsystem (20 Hz bis 45 kHz) erforderlich

Cosvicon – Einzellbildaufnahmeröhre vom Vidikontyp mit 2 Streifenfiltersätzen für Gelb und Cyan, die durch absorptionsfreie Streifen voneinander getrennt sind

Cross Color (Farbübersprechen) – Störung bei der Wiedergabe von Farbfernsehbildern durch ein Übersprechen des Farbartsignals in den Leuchtdichtekanal, das insbesondere an Schwarzweißkanten und feinen Bilddetails ein farbiges Störmuster hervorruft

Cursor – Schreibmarkierung auf dem Bildschirm eines Datensichtgeräts oder Bildschirmterminals

Digitalfernsehen (digitales Fernsehen) – möglichst umfassende Anwendung digitaler Verfahren der Nachrichtentechnik auf die Signalverarbeitung im Fernsehen sender- und empfängerseitig. Die Großintegration in der Mikroelektronik gestattet, in ökonomisch und technisch vertretbarer Weise digitale Verfahren (z. B. Pulskodemodulation) auch im Farbfernsehempfänger einzusetzen, durch digitale Verfahren neue Dienste und Möglichkeiten (Videotext, Bildschirmtext) zu benutzen und eine verbesserte Bildwiedergabe bereitzustellen. Das D. bekommt damit Systemaspekte. Technologisch ergeben sich auch in der Fertigung Vorteile durch abgleichbare und in ihrer Funktion programmierbare Baugruppen, die sich mit wenigen hochintegrierten Schaltungen unter Einsatz einer minimalen Anzahl äußerer Bauelemente und einer Reduzierung des Verbindungsaufwandes realisieren lassen

dreidimensionales Fernsehen (Stereofernsehen) – Verfahren zur Übertragung dreidimensionaler Bilder. Das d. F. lehnt sich aufnahme- und wiedergabeseitig an das menschliche Sehen mit 2 Augen an, erfordert neue technische Lösungen besonders für die Bildwiedergabe und bei Anwendung der Holografie eine größere Bandbreite. Das d. F. arbeitet einmal mit 2 übertragenen und den beiden Augen zugeordneten (links und rechts) Bildern, die sich durch ihre Farbe (Anaglyphenverfahren), ihren Polarisationszustand (Polarisationsverfahren) oder ihre Richtung bei der Betrachtung unterscheiden und eine entsprechende farbige Brille, eine Polarisationsbrille oder eine Prismenbrille auf der Wiedergabeseite erfordern. Weiterhin können die beiden Bilder den beiden Augen mit einer Zylinderlinsenordnung (ähnlich Stereopostkarten) oder durch ein teilweise stufenweises Abdecken (Bildtrennung durch Raster) zugeordnet werden, wobei keine Brille erforderlich ist. Die höchste Stufe bildet das ebenfalls ohne Spezialbrille auskommende holografische Verfahren, für das eine neue Bildwiedergabemöglichkeit erforderlich ist. Geeignet dafür erscheint die Bildwiedergabe mit Laser und einem fotochromen Bildschirm

Dynamik – Bereich zwischen minimal und maximal auftretenden Signalpegeln innerhalb einer Übertragungskette. Der Begriff der D. wird vor allem bei der Tonsignalverarbeitung und -übertragung angewendet. Die D. wird dabei in dB angegeben und in Baugruppen und -Geräten durch die maximal verarbeitbare Spannung einerseits und durch die bereits ohne Signal vorhandene Fremdspannung (Rauschen) andererseits begrenzt, so daß für einzelne Teile der Übertragung typische Dynamikwerte bestehen

Elektretmikrofon – Kondensatormikrofon, bei dem die Membran aus einer vorbehandelten Plastfolie (Elektret) besteht, die permanent Ladungen ohne äußere Vorspannung enthält

elektronische Bildberichterstattung (ENG, Electronic News Gathering) – Bildjournalismus, bei dem der Bildreporter eine kleine kompakte Fernseh- oder Farbfernsehkamera zusammen mit einem ebenfalls kleinen kompakten Videorekorder in einer netzunabhängigen Einheit wie eine Filmkamera benutzt

elektronischer Sucher – kleine Fernsehbildröhre in Fernsehkameras oder Farbfernsehkameras zusammen mit den notwendigen elektronischen Schaltungen, auf der das aufgenommene Bild meist in Schwarzweiß für den Kameramann zur Beobachtung und Verfolgung der aufgenommenen Szene und zur Einstellung von Kameraparametern sichtbar wird. Auch Farbvideokameras können über einen e. S. verfügen

Equalizer (Frequenzgangentzerrer) – Gerät zum Beeinflussen des gesamten niederfrequenten Übertragungsbereichs einer Wiedergabeanlage. Der E. wird zwischen Vorverstärker und Leistungsverstärker bzw. zwischen Vorstufen und Endstufe eingefügt und nimmt eine Aufteilung des niederfrequenten Übertragungsbereichs in z. B. 10 oder mehr Teilbereiche vor, die individuell bezüglich Klang und Lautstärke mit dem Ziel beeinflusst werden können, die Wiedergabe auf die Eigenschaften des Wiedergaberaums abzustimmen, um auf die Weise eine optimale bzw. bestimmten Wünschen gerecht werdende Wiedergabe zu ermöglichen

Farbstreifenfilter – streifenförmige Farbfilteranordnung unmittelbar vor der Bildaufnahmeröhre einer Farbvideokamera, die die Farbzerlegung in die 3 Grundfarben Rot, Grün und Blau vornimmt. Das F. besteht aus zueinander parallel verlaufenden Farbstreifen in festgelegter und sich wiederholender Reihenfolge (z. B. R, G, B) und erzeugt durch seine farblektive Durchlässigkeit 3 unterschiedliche Ladungen auf der Halbleiterschicht der Bildaufnahmeröhre, die beim Abtasten durch den Elektronenstrahl zu den Farbwertsignalen führen. Bei Verwendung der Zeitmultiplextechnik stehen die Farbstreifen senkrecht. Zusammen mit einem schwarzen Streifen jeweils zwischen einem Farbtupel erhält man nacheinander (sequentiell) das R-, G- und B-Signal. Die 3 Signale müssen zeitlich wieder zusammengesetzt werden. Bei Verwendung der Frequenzmultiplextechnik neigt man die Farbstreifen unterschiedlicher Farben zueinander entgegengesetzt um einen bestimmten Winkel aus der Senkrechten und verändert die Farbdurchlässigkeit (Rotstop- und Blaustopfilter). Man erhält eine Trägerfrequenz, die mit einer Phasenverschiebung doppelt moduliert ist

Farbvideokamera – kleine handliche Farbfernsehkamera für den halbkommerziellen oder Heimeinsatz. Die F. enthält vorzugsweise nur eine Bildaufnahmeröhre oder ist bereits mit einem Halbleiterbildsensor bestückt. Bei der Einröhren-F. wird die Aufteilung des einfallenden Lichtes in 3 Lichtwege mit Spiegel und Filter durch ein Farbfilter ersetzt, das zur Bildaufnahmeröhre gehört und als Farbstreifenfilter mit hoher Genauigkeit ausgeführt ist

FBAS-Signal – elektrisches Signal des Farbfernsehens, das alle zur Wiedergabe des Farbfernsehbilds notwendigen Informationen aufweist und abhängig vom verwendeten Farbfernsehsystem unterschiedlich aufgebaut ist. Das F. enthält die auf dem Farbtträger modulierten Farbdifferenzsignale und das Bild-, Austast- und Synchronsignal. Weiterhin sind im F. auch Prüfsignale (Prüfzeile) vorhanden

Fernsehstereoton – Bereitstellung einer stereofonen Tonwiedergabe für den dem Fernsehbild gehörenden Begleitton. Der F. wird innerhalb des Fernsehkanals nach dem sogenannten Zweisenderverfahren übertragen, dem neben dem 1. Tonträger noch ein 2. Tonträger zugeordnet ist. Beide erhalten in geeigneter Weise die beiden Stereokanäle aufmoduliert. Daneben ist auch eine Zweitonübertragung (2 Sprachen) möglich

Frequenzsynthese – Ableitung von Schwingungen mit hoher Frequenzkonstanz durch Vervielfachung oder durch Teilung aus einem quarkonstanten Oszillator. Die F. wird zur Abstimmung von z. B. Hörrundfunkempfängern im Synthesetuner angewendet

Gemeinschaftsantennenanlage (Abk. GA) – Empfangsantennenanlage, die aus Empfangsantennen, Verstärkern, einem Netz von Antennenleitungen und Anschlußmöglichkeiten für Hör- und Fernsehgrundfunkempfängern besteht und für mehrere Teilnehmer (Haus, Wohnblock, Gebäudekomplex, kleinere Siedlung) gedacht ist. Je nach Größe und Umfang der G. werden einige ausgewählte Rundfunksender oder Frequenzbereiche empfangen oder auch alle örtlich vorhandenen Empfangsmöglichkeiten benutzt. Große G., die die Versorgung ganzer Wohngebiete, Stadtteile oder Ortschaften über-

nehmen, werden mit *Großgemeinschaftsantennenanlagen (GGA)* bezeichnet. Eine GGA verfügt über ein weitverzweigtes Netz von Teilnehmern, wobei auf den Strecken zwischen der eigentlichen Empfangsanlage (Kopfstation) und den Teilnehmern weitere Verstärkerstellen mit Verzweigungen eingefügt sind. Die Kopfstation kann hierbei schon weit außerhalb des Siedlungsgebiets, z. B. auf einem Berg, stehen. Die weitere Entwicklung führt zum Kabelrundfunk

geschlossener Kopfhörer – Kopfhörer, der ohrmuschelumschließend ausgeführt ist und mit einem Plastpolster eine möglichst gute Abdichtung erzielt, so daß eine Schalldämpfung gegen Umweltgeräusche erreicht wird

Halbleiterfernsehbildaufnahmeeinrichtung – flächenhafter Bildsensor mit einzelnen lichtempfindlichen Halbleitersensoren, die zeilen- und spaltenförmig angeordnet sind und als pn-Dioden und MOS-Kondensatoren realisiert werden. Beide arbeiten nach dem Prinzip der Ladungsspeicherung. Die über ein Objektiv auf die Bildsensoren projizierte Bildvorlage ruft entsprechend ihrer Leuchtdichteverteilung Ladungen in den Bildsensoren hervor. Die Ladungen werden nach unterschiedlichen Prinzipien ausgelesen, zu denen xy-Adressierung, CID-Sensor (Charge Injection Device) und CCD-Sensor (Charge Coupled Devices) mit Zeilen- oder Bildübertragung gehören. Halbleiterbildaufnahmeeinrichtungen sollen eine möglichst große Anzahl an Bildsensoren enthalten und werden zusammen mit ihren Ansteuerschaltungen als eine integrierte Schaltung aufgebaut. Ein farbtüchtiger Bildsensor enthält zur Farbtrennung ein Filtermosaik vor den Bildsensoren

Heim-Bus-System – System zur Verbindung und Bedienung unterschiedlicher Geräte der Unterhaltungselektronik, das mit genormten Schnittstellen (Steckverbindungen, Signalpegel, Anschlußparameter) zwischen den einzelnen Geräten zur Übertragung der Ton- und Bildinformation und der Steuerbefehle arbeitet und erweiterbar auf die Einbeziehung weiterer Informationsdienste ist. Die Verbindung kann auch mit Lichtleitfasern und Prinzipien der Optoelektronik vorgenommen werden

Hochzeilenfernsehen (HDTV, High-definition television) – Fernsehen, das zur Verbesserung der Bildqualität mit einer höheren Zeilenzahl arbeitet als heute verwendete Fernsehübertragungen. Neben einer Erhöhung der Auflösung wird dabei auch ein verändertes Bildseitenverhältnis zugunsten einer größeren Bildbreite wie beim Breitwandfilm angestrebt. Eine Möglichkeit besteht z. B. darin, eine Zeilenzahl von 1125 und eine Halbbildwechselfrequenz von 60 Hz zu verwenden

Joystick – als Stab oder Knüppel ausgeführtes Bedienungselement, z. B. in Videospielgeräten

Kabelrundfunk (Kabelfernsehen) – Verteilung von Programmen des Hör- und Fernschrundfunks über ein Kabelnetz (ähnlich Großgemeinschaftsantennenanlage) an eine große, in einem ausgedehnten Gebiet (Stadt, Land) befindliche Teilnehmerzahl, wobei neben den am Empfangsort empfangbaren Programmen auch weitere, am Ort nicht empfangbare und/oder lokal produzierte Programme zusätzlich eingespeist und verteilt werden können. Die zusätzlichen Programme lassen sich auch über Richtfunk- oder Satellitenverbindungen (Satellitenempfang) heranführen. Findet nur eine Verteilung von Programmen in Richtung von der Zentrale (Kopfstelle) zu den Teilnehmern statt, so liegt ein Einwegkabelrundfunk vor, der mit einem Rückkanal (Antwortkanal) vom Teilnehmer zur Zentrale zum Zweiwegkabelrundfunk erweiterbar ist. Beim K. wird das Zukunftsziel verfolgt, durch eine entsprechende Gestaltung der Verkabelung (Breitbandigkeit) eine Erweiterung auch auf andere Zielstellungen und Übertragungs-

möglichkeiten (Datenübertragung, Bildfernsprecher, Verkehr zwischen Teilnehmer und Teilnehmer) zu gewährleisten. Die Verbindung zwischen Stadtteilen oder Städten wird künftig auch über verlustarme Lichtleitfasern erfolgen

Kabeltext – Kommunikationsform zur Verbreitung von Nachrichten oder Informationen (Texte, Daten, bildhafte Darstellung), die über ein Kabelnetz (Kabelrundfunk) zyklisch ausgesendet werden und aus denen der Teilnehmer (Benutzer) die gewünschten Angaben zur Darstellung auf dem Bildschirm eines Fernsehrundfunkempfängers bringen kann. K. steht ein separater Kanal zur Übertragung zur Verfügung

Kabeltuner – Kanalwähler für Farbfernsehempfänger zum zusätzlichen Empfang der beim Kabelfernsehen vorhandenen Fernsehkanäle. Beim Kabelfernsehen können nach Aufbereitung der empfangenen Signale in der Kopfstelle Fernsehsignale in den Fernsehfrequenzbereichen und in den Sonderkanälen im Kabelfernsehen übertragen werden. Es handelt sich dabei um die Frequenzbereiche von 47 bis 68 MHz (Band I) und 118 bis 300 MHz (Band III)

Kamerarekorder – kompakte Baueinheit aus Fernsehkamera und Videorekorder als Alternative zur Super-8-Filmkamera

Komponder – Geräte zur Rauschminderung, die die Kompression und Expansion der Signale vornehmen. K. stellen die höchste Stufe der Rauschminderungseinrichtungen dar und werden bei aufnahme- und wiedergabeseitig aufeinander abgestimmten Rauschminderungsverfahren mit Dynamikbeeinflussung angewendet, die bei der Aufnahme oder am Sendeort eine Kompression der Dynamik und bei der Wiedergabe oder am Empfangsort eine gleichwertige Expansion der Dynamik vornehmen. Ein Signal, das Kompressor und Expander durchläuft, bleibt insgesamt unverändert. Signale, die nur eine Komponente durchlaufen, so z. B. die Rauschstörung, werden bei der Expansion abgesenkt

Konferenzfernsehen – Zusammenschaltung der Videotelefone mehrerer Bildfernsprechteilnehmer zum Zwecke des gegenseitigen konferenzzähnlichen Informationsaustauschs

Kopfstelle – Empfangsstelle einer (Groß-) Gemeinschaftsantennenanlage oder einer Kabelrundfunkanlage, an der auch regional erzeugte Programme eingespeist werden können

Kunstkopfstereofonie – kopfbezogene Stereofonie, die bei der Aufnahme mit einem Kunstkopf (Mikrofonanordnung ähnlich der Ohranordnung am menschlichen Kopf) arbeitet und bei der Wiedergabe Kopfhörer erfordert

MAC (Multiplexed analogue component) – Zeitmultiplexübertragung von Leuchtdichte- und Farbsignal, wobei Leuchtdichte- und Farbdifferenzsignale komprimiert werden: das Leuchtdichtesignal um den Faktor 3:2, die zeilensequentiellen Farbdifferenzsignale um 3:1. Damit stehen von der effektiven Zeilendauer von 52 μ s dem Leuchtdichtesignal 35 μ s und jeweils einem Farbdifferenzsignal 17,5 μ s zur Verfügung. Das Leuchtdichtesignal nimmt eine größere Bandbreite ein, paßt jedoch in einen Satellitenübertragungskanal (8,4 MHz) hinein. Durch die getrennte Übertragung entfallen Interferenzen zwischen Leuchtdichte- und Farbsignalen

Mehrwegebox – Lautsprecherbox mit 2 oder mehreren Filtern, die das Übertragungsfrequenzband in mehrere Bereiche (Wege) entsprechend der günstigsten Abstrahleigenschaften der Lautsprecher (Hoch-, Mittel-, Tieftonlautsprecher) aufteilen

Mehrwegeempfang (Multipath) – Empfang von elektromagnetischen Wellen eines Senders, die auf unterschiedlichen Wegen beim Empfänger eintreffen und dort auf Grund der durch die unterschiedlichen Laufzeiten bedingten Phasenunterschiede Störungen (Interferenzen) hervorrufen. Mehrwegeempfang tritt besonders häufig durch Reflexionen in dicht und mit hohen Häusern bebauten Ballungszentren auf

MPX-Filter (Multiplexfilter, Seitenbandfilter) – Filter, das beim Empfang stereofoner Hörrundfunksendungen eingesetzt wird und alle Frequenzen oberhalb 53 kHz stark bedämpft, das Multiplexsignal dagegen weitgehend unbeeinflusst läßt. Durch das M. werden Störungen durch benachbarte Sender beim Stereoempfang unterdrückt

MTG-Anschluß – Möglichkeit zum Anschluß eines Magnetbandgeräts oder eines Kassettenrekorders an einen Farbfernsehempfänger über eine normgerechte Buchse

offener Kopfhörer – Kopfhörer, der mit einem schalldurchlässigen Schaumstoffpolster versehen und ohrmuschelauflegend ist. Die Schallabstrahlung geschieht in Ohrriechung und auch durch schalldurchlässige Öffnungen in der Rückseite des Hörergehäuses nach außen

orthodynamischer Kopfhörer – Kopfhörer, bei dem die Schwingspule als gedruckte Schaltung auf der Fläche der Plastikmembran aufgebracht ist, die sich zwischen Magnetplatten befindet. Durch diesen Aufbau wird die Membran gleichmäßig über ihrer ganzen Fläche angetrieben, so daß unerwünschte Partialschwingungen vermieden werden

passive Lautsprecherbox – Lautsprecherbox mit einem oder mehreren Lautsprechern, die über Filter zusammengeschaltet sind. Die p.L. enthält keine aktiven Bauelemente

PCM-Schallplatte (Digitalschallplatte) – (optische) Schallplatte mit digital gespeicherten Tonsignalen, die geringe Verzerrungen und einen weiten Dynamikbereich sowie keine Gleichlaufschwankungen bereitstellt

Preceiver – Gerätekombination aus Tuner und Vorverstärker in einer Baueinheit, die durch einen Leistungsverstärker und Lautsprecherboxen ergänzt werden muß

Projektionsfernsehempfänger – Farbfernsehempfänger mit durch Projektion vergrößerter Bildwiedergabe des Bildes auf einer Bildwand. Sie enthalten spezielle Projektionsröhren an Stelle der Farbfernsehbirne, Projektionsoptiken und eine Bildwand. Der Eidopher-P. hat die zur Zeit größte Leuchtdichte. Dabei trifft ein modulierter Elektronenstrahl auf eine Ölschicht, die elektrostatisch aufgeladen und deformiert wird. Durch die Deformation wird eine Fremdlichtquelle über eine Schlierenoptik gesteuert. Als Fremdlichtquelle wirkt dabei eine lichtstarke Xenonlampe. Der P. läßt sich auch als kleines, aktentaschengroßes Gerät mit entsprechend kleiner Bildwand aufbauen und als Datensichtgerät einsetzen. Eine andere Möglichkeit für den Aufbau von P. bietet sich mit der Rückprojektion an, wobei der P. einteilig ist. Das Bild erscheint auf einer Mattscheibe und wird von seitlich in P. angeordneten Projektionsröhrchen projiziert. Die Lichtstrahlen werden entsprechend umgelenkt und von hinten auf die Mattscheibe geworfen

Pseudoquadrofonie – Verfahren zur Aufbereitung von 2kanaligen Stereosignalen, wobei man ein aus den beiden Stereosignalen A und B (links und rechts) gewonnenes und Rauminformationen enthaltendes Differenzsignal $S = L - R$ an 2 hinter dem Zuhörer befindliche zusätzliche Lautsprecher als S und -S zuführt

Quadrofonie (Vierkanalstereofonie) – Verfahren zur Aufnahme, Übertragung (Speicherung) und Wiedergabe von Schallereignissen, das mit 4 Kanälen arbeitet. Die Q. steigert das Hörerlebnis durch Vergrößerung des Informationsinhalts über das Originalschallereignis, in dem neben den 2 Stereokanälen der Zweikanalstereofonie mit vorzugsweise Richtungsinformationen über 2 zusätzliche Kanäle auch Rauminformationen übermittelt werden. Auf der Wiedergabeseite sind dazu 4 Lautsprecher notwendig

Quasiparalleltonverfahren – Verfahren zur Bild-ZF-Signalverarbeitung in Fernsehempfängern, wobei die Bild-ZF (38,9 MHz) und die Ton-ZF (33,4 MHz) getrennt hinter der gemeinsamen Mischstufe verstärkt werden. Die Ton-DF wird jedoch nach dem Inter-carrierverfahren gebildet. Das Q. ist insbesondere beim Zweikanalfernsehen interessant geworden

Rauschminderung – Verfahren zur Minderung der Rauschbeeinträchtigung bei der Übertragung und Speicherung von Tonsignalen. Die R. hat in unterschiedlichen Varianten ihrer Realisierung und in ihren erzielbaren Parametern (Rauschunterdrückung in dB) bei Kassetteneckordern eine große Bedeutung erlangt. Sie kann aber auch in der Schallplattentechnik, bei der Hörrundfunkübertragung, im Sprechfunk und bei Lichtton angewendet werden. Die R. verfolgt das Ziel, die nachteiligen Einflüsse einer unzureichend beherrschten Dynamik und des Rauschens zu verringern. Die Verfahren bzw. Möglichkeiten zur R. lassen sich einteilen in:

- Verfahren, die komplementär und nichtkomplementär arbeiten;
- Verfahren mit und ohne Beeinflussung des Dynamikumfangs.

Unter komplementären Verfahren versteht man solche, die das Tonsignal bei der Aufnahme oder vor der Übertragung nach einer bestimmten Vorschrift verändern und die Veränderung bei der Wiedergabe oder am Ende der Übertragung wieder rückgängig machen. Nichtkomplementäre Verfahren sind nur bei der Wiedergabe wirksam. Diese Prinzipien ergeben 4 Möglichkeiten, wobei die komplementär arbeitenden Verfahren in Systemen mit hoher Übertragungsgüte angewendet werden, da sich das Signal wieder in seinen ursprünglichen Zustand wie vor seiner Verarbeitung zurückversetzen läßt. Die höchste Stufe dabei stellen komplementäre Verfahren mit Dynamikbeeinflussung dar, die auch als *Kompander* (Kompression bei der Aufnahme, Expansion bei der Wiedergabe) bezeichnet werden

RGB-Signal – Bezeichnung für die 3 Farbwertsignale des roten, grünen und blauen Farbauszugs einer farbigen Bildvorlage beim Farbfernsehen, die von einer Farbfernsehkamera gebildet werden, bei der Übertragung in Farbdifferenzsignale überführt, auf den Farbträger aufmoduliert und empfängerseitig wieder zur Ansteuerung der Farbfernsehbildröhre verwendet werden. Das R. entspricht den Anteilen der 3 Grundfarben in der Bildvorlage

Receiver – Gerät, das aus Tuner und Niederfrequenzverstärker in einer Baueinheit besteht. R. ist eine modernere Bezeichnung für Hörrundfunkempfänger im Sinne eines kompletten Geräts zum Empfang und zur Wiedergabe von Toninformationen, an das Lautsprecherboxen anzuschließen sind

Schlagwortverzeichnis für die Jahrbücher 1984, 1985 und 1986

(Die Zahl vor dem Schrägstrich gibt jeweils das Jahrbuch an, die Zahl nach dem Schrägstrich die Seite.)

- Abhörverstärker 85/238
Abkürzungen und Begriffe der Elektronik 85/293 ff.
Abschwächer 85/202
Absorptionsfrequenzmesser 48/183 f.
abstimmbarer Hauptoszillator 84/64
Abstimmungsautomatik, Funkgerät R-130, Prüfgerät 84/301
ADRES 86/57
A-D-Wandler 86/208
Akkumulator, Kapazitätsmeßgerät 86/283
aktive Antenne 85/246, 247
– Ferritantenne, 160-m-DX-Empfang 86/200
aktiver RC-Cauer-Tiefpaß 6. Grades 84/140 ff.
aktives MPX-Filter 9. Grades 84/274 ff.
– RC-Filter 84/140 ff.
– RC-Universalfilter 84/148 ff.
– Stereoseitenbandfilter 84/274 ff.
aktivierbare Primärzelle 85/83
akustischer Schalter 84/266
akustoelektronisches Oberflächenwellenfilter 85/58 ff.
alkalische Zink-Braunstein-Zelle 85/78
Amateurfunkband, 1,3-GHz-, Baugruppe 85/158 ff.
Amateurfunksatellit, sowjetischer 84/91 ff.
Amateurfunksendestelle im Wohngebiet 84/178 ff.
AM-Kleinempfänger 86/254
AM-Prüfgenerator, 400 kHz bis 30 MHz 86/139 ff.
Analoganzeige, LED-Leuchtband-Leuchtpunkt 84/109 ff.
Analoguhr, funkgesteuerte 85/179 ff.
Anfangstemperatur 85/110
Anfangswiderstand 85/110
ANRS 86/56
Ansprechtemperatur 85/110
Ansteuerschaltkreis B 260 D 86/260 ff.
Ansteuerschaltung, Schaltnetzteil 84/196 86/259
Anstiegsgeschwindigkeit des Durchlaßstroms 84/132
Antenne, aktive 85/246, 247
Antennenanpaßgerät für Kurzwellenbänder 84/213
Antennenverstärker, 2 m bzw. 70 cm 85/193
Antennenwald 84/208 ff.
AOW-Filter 85/58 ff.
Arbeitsgemeinschaft, Schaltung für 86/241 ff.
Arbeitsplatzcomputer robotron A 7 100 86/18
Arbeiter-Radio-Bewegung 84/41 ff. 85/26 ff.
Arithmetikschaltkreis 85/18
asymmetrische Störung 84/89
auf gleicher Wellenlänge, Bericht 85/286 ff.
automatische Telefonzentrale, Fehleranalyseprüfgerät 85/287
Autovoltmeter 85/252
Avalancheeffekt, praktische Nutzung 86/158
Baby-Beverage 86/197
Bandleitungsantenne, 144-MHz-Amateurfunkband 86/155
Basisbreitenregler mit A 274 D 85/231 ff.
Baugruppentest, 80-m-Bandempfänger 85/131
Begriffe und Abkürzungen der Elektronik 85/293 ff.
Beifallmesser 84/273

- Belichtungszeit- und Lichtmengenschalter 86/221ff.
- Beverage-Antenne 86/196
- BFO für Transistorsuper 84/206
- BFO, 80-m-Band-Empfänger 85/130
- BIFET-Operationsverstärker 85/303
- Bildfernsprechen 86/66
- bipolarer Schaltkreis 86/23
- Bleiakkumulator 85/84
- Blinker für Taschenlampe 84/304
- Blinklichtgeber 86/164
- Blinkschaltung 85/120
- Blockierkennlinie 84/131
- Blumentopfwächter 85/254
- Boden-Segment 85/50
- Bordpeilverfahren 86/76
- Bordspannungskontrolle, 12-V-Kfz 84/117, 120
- Breitbandverstärker, einstellbare Bandbreite 85/177ff.
- , großsignalfester, UKW 85/135ff.
- Brennstoffzelle 85/87
- BR 25, HiFi-Zwei-Wege-Baßreflexbox 85/25
- Bürofern schreiben 86/65
- B 260 D, Ansteuerschaltkreis 86/260ff.
- Capella, HiFi-Drei-Wege-Box 85/25
- Cauer-Tiefpaß 6. Grades, aktiver 84/140ff.
- Chess Master, Schachcomputer 85/21 86/87ff.
- CMOS-Logikschaltkreis 85/18 86/23
- CMOS-Serie K 176 86/93ff.
- CMOS, sowjetische, Vergleichsliste 84/105
- Colorett 4006, Farbfernsehempfänger 84/34
- Colorvergrößerung, Dichtemesser 84/254ff.
- Combo 923, Stereoanlage 84/39, 40
- Concert 2030, Stereoanlage 84/38, 40
- CW-Betrieb, QRP-Sender 85/195
- CW-Minitransceiver für 80-m-Band 84/227
- CW-Mithörgenerator 86/171
- CW-Monitor 84/240
- Czochralski-Verfahren 84/13
- Dauergrenzstrom 84/131
- dbx 86/55
- Debüt 1001 86/25
- Dekoder-Schaltkreis 84/32
- Dichtemesser, Colorvergrößerung 84/254ff.
- digitales Fernthermometer 86/203ff.
- Diodenmatrix, elektronischer Modellbau 85/255ff.
- Diode, Prüfgerät für 85/280
- Dipmeter 86/257
- Direktmisch-CW-Transceiver nach der 3. Methode 84/57ff.
- Distance Measuring Equipment 86/78
- DME 86/78
- DNL-Verfahren 86/42
- Dolby B 86/48
- Dolby C 86/52
- Dolby HX 86/53
- Doppel-Zepp für 2-m-Band 84/218
- Doppler-Navigator 86/85
- Dotierungsverfahren 85/11
- Drahtantenne, 160 m 86/197
- Drehrichtungs-Steuerung, Kleinmotor 85/106
- Drehzahlmesser mit LED 84/125
- Dreieckschwingung, Funktionsgenerator 84/245ff.
- Dreipunktfestspannungsregler 86/255
- Drei-Wege-Box 85/25
- Drossel, 80-m-Band Empfänger 85/128
- Durchlaßkennlinie 84/130
- Durchlaßspannung 84/132
- Durchlaßstrom, Anstiegsgeschwindigkeit 84/132
- Dynamikumfang 86/40
- dynamisches Rauschfilter 86/41
- ECL-Schaltkreis, K 500er-Reihe, Vergleichsliste 85/297
- Ein/Aus-Steuerung, Kleinmotor 85/106
- Einchip-Mikrorechner 85/17 86/21
- Eingangsteiler 86/138
- Einheitsfernsehempfänger 86/36
- Eintaktdurchflußwandler 86/176
- Eintaktsperrwandler 86/177
- elektroakustische Übertragung 86/39
- elektrochemische Spannungsreihe 85/71
- Elektroenergieverbrauch, Fernmeßgerät 84/301
- elektromagnetisches Zählwerk 84/301
- Elektronik, Abkürzungen und Begriffe 84/293ff.
- , Bauelement 84/26ff. 85 /16ff.

- Elektroniktips, Pionierhaus Prag 84/268 ff.
- elektronischer Modellbau, Diodenmatrix 85/255 ff.
- , Würfel 85/261 ff.
- elektronische Schaltung 86/286
- elektronisches Relais 85/103, 104
- Empfängerabgleich, 80-m-Band-Empfänger 85/132
- Empfänger-HF-Teil 84/61
- Empfänger ohne Spule 84/273
- Empfangsantenne, VHF-Amateurband 86/150 ff.
- Empfangskonverter 432 MHz/144 MHz 84/185 ff.
- EMR 85/17
- Endstufe 85/220
- Endtemperatur 85/110
- Endverstärker, A 2030 85/240
- großer Leistung 85/242
- , 2 × A 210 K 85/239
- Endwiderstand 85/110
- Entkopplungssiebglied 85/143
- Entladeschlußspannungskontrolle, Nickel-Kadmium-Akkumulator 84/173
- Entstörfilter für Kleinmotor 84/87
- EPROM 84/32
- Equalizerschaltung 84/263
- Erhaltungsladegerät, Kfz-Akkumulator 84/242 ff.
- Exko 86/55
- Experimentierleiterplatte 84/116
- Faltdipole, 144-MHz-Amateurfunkband 86/152
- Farbfernsehempfänger Coloret 4006 84/34
- Farbfernsehempfänger Novatron 6000/1 84/35
- Feederleitung 85/148
- Fehleranalyseprüfgerät, automatische Telefonzentrale 85/282
- Feldefekttransistor, Prüfgerät 85/280
- Feldstärkeanzeige 84/118/ 120
- Fernbediengerät, stationärer KW-Sender 84/298
- Fernkopieren 86/65
- Fernmeßgerät für Elektroenergieverbrauch 84/301
- Fernmodulationsgerät, Sender KN1E 85/284
- Fernschreiber F 2000 86/17
- Fernsehantennenverstärker 85/247
- Fernsehempfänger, Vorfahren 86/28 ff.
- Fernsehen 84/34 ff. 85/23 ff.
- Fernsehsystem mit erhöhter Auflösung 84/47 ff.
- Fernsprechnetz, Signalkontrolle an Taktschaltung 85/282
- Fernthermometer, digitales 86/203 ff.
- Ferritantenne, aktive, 160-m-DX-Empfang 86/200
- Festfrequenzkonverter, UHF-Empfang 85/209 ff.
- Festkörperelektrolyt-Zelle 85/83
- Festwertspeicher-Schaltkreis 84/32
- Feuchtesensor, kapazitiver 85/38
- Filter, mechanisches, Quarzfrequenz 85/194
- , 80-m-Band-Empfänger 85/128
- Floating-Zone-Verfahren 84/13, 14
- FM-Empfänger, S-Meter 84/175
- fortschreitende Welle 85/150
- Freilaufdiode 84/196
- freilaufender RC-Relaxationsoszillator 86/163
- Freiwerdzeit 84/132
- Frequenzaufbereitung für 384 MHz 85/161
- Frequenzmeßzusatz für Ohmmeter 84/207
- , Vielfachmesser 86/231 ff.
- Frequenzteiler 84/66
- Frequenzverdoppler 14/28 MHz 85/195
- Fühlerform, Kaltleiter 85/115
- Füllstandsmelder 85/120
- Funktentstörung, Schaltnetzteil 84/203
- Funkgerät R-130, Prüfgerät für Abstimmungsautomatik 84/301
- funkgesteuerte Analoguhr 85/175 ff.
- Funkhöhenmesser 86/84
- Funksystem, Ortung und Navigation, Zivilluftfahrt 86/72 ff.
- Funktionsgenerator für Sinus-, Rechteck-, Dreieckschwingung 84/245 ff.
- Funkzugführer 84/285 ff.
- galvanische Zelle 85/68 ff.
- Geracord GC 6031, Kassettengerät 85/24
- geschlossener Optokoppler 85/100
- gezogener Quarzoszillator, Abstimmung des UKW-Amateurfunkgeräts 84/157 ff.

Gitarre, Wah-Wah-Schaltung 84/265
 Gleichspannung, maximale 85/111
 Gleichspannungsvoltmeter, automati-
 sches 86/118f.
 Gleichspannungswandler mit Transistor
 86/174ff.
 Gleichstromübertragungsverhältnis
 85/102
 Grenzfrequenz 85/102
 Grenzlastintegral 84/132
 großsignalfester Breitbandverstärker,
 UKW 85/135ff..
 Großsignalverstärker, Linear- 86/166
 Grund-L-Netzwerk 84/214
 G 1000, MW-Taschenempfänger 84/37

Halbleitermarkt, kapitalistischer 84/21
 Halbleitertemperatursensor 85/36
 Hall-Effektsensor 85/39
 Halogen-Metall-Akkumulator 85/86
 Haltestrom 84/132
 Hauptoszillator, abstimmbarer 84/64
 Hauptverstärker 85/237
 Havarie- (Not-) Funkbaken 85/45ff.
 HC 900, Heimcomputer 85/22
 HD-TV-Signal-Übertragung 84/54
 Heimcomputer HC 900 85/22
 HF-Breitbandverstärker 85/203
 HF-Meßbrücke mit Rauschgenerator
 86/179
 HF-Reflektowattmeter 85/156
 HF-Signalpegelmeßgerät SPM 84 86/27
 HF-Störung, Ursache und Abhilfe
 84/75ff.
 HF-Teil, Störung 84/81
 HF-Transistorprüfer 86/257
 HF-Verstärker, UKW-Empfang 84/260
 HiFi-Drei-Wege-Box Capella 85/25
 HiFi-Komponentenanlage S 3900 85/23
 HiFi-Minikomponentensystem S 3000
 84/36, 37
 HiFi-Phonoautomat SP 3000 84/38
 HiFi-Zwei-Wege-Baßreflexbox BR 25
 85/25
 High-Com 86/54
 High-Com II 86/54
 High-Definition Television 84/47
 Hochleistungs-NF-Verstärker 85/219ff.
 hochohmiges Voltmeter 84/257
 Hochpaßfilter 86/198
 Hochzeilen-Fernsehen 84/49

ILS 86/79
 Impedanz, Oberflächenwellenfilter
 85/59
 Imperialismus, Mikroelektronik und
 84/17ff.
 Impulsdauermodulator, Schaltregler mit,
 Schaltnetzteil 86/259ff.
 Impulsgeber, synchronisierter 86/165
 Impulsgenerator, B 555 D 85/248
 Impulszündung, Thyristor 84/133
 Individualkommunikation 86/62
 INMARSAT 85/54ff.
 Instrument Landing System 86/79
 integrierter Schaltkreis, Scheibenprozeß,
 Herstellung 85/9ff.
 — —, Umsatz 84/22
 internationale Schaltungsrevue
 84/221ff. 85/190ff. 86/168ff.
 Intervallschalter, B 555 D 85/285
 Ionenimplantationsanlage 85/13
 IS-Entstörung 84/85
 Isolationsspannung 85/102

Kabelinstandsetzungseinrichtung
 FFK 250 84/297
 Kabelprüfpult 85/281
 Kabelverlegungstechnik, Prüfgerät
 86/282
 Kaltleiter 85/109ff.
 Kaltwiderstand 85/111
 Kapazitätsmeßgerät, Akkumulator
 86/283
 kapazitiver Feuchtesensor 85/38
 kapazitive Überkopplung, Oberflächen-
 wellen-Filter 85/65
 kapitalistischer Halbleitermarkt 84/21
 Kaskadierung, Schaltkreis A 277 84/122
 Kassettengerät Geracord GC 6031 85/24
 Kassettenrekorder SKR 501 84/37
 k-Automatik mit CMOS-Schaltkreis
 86/146ff.
 Kennlinie, PTC-Thermistor 85/111f.
 Kfz-Akkumulator, Erhaltungsladegerät
 84/242ff.
 Kfz, Bordspannungskontrolle 84/117,120
 —, Voltmeter 85/252
 Klangregelschaltung 84/261
 Kleinmotor, Drehrichtungs- und Ein/
 Aus-Steuerung 85/106
 —, Entstörfilter 84/87
 Klingenthaler Harmonikawerke, Bericht
 86/274ff.

- Klubstation, Bericht 85/270ff.
 Knopfzelle 85/74
 Koaxialantenne, 144-MHz-Amateur-
 funkband 86/156
 – für 1296 MHz 85/171
 Kommunikationselektronik, Begriffe
 86/287ff.
 Kommunikationstechnik 86/61ff.
 Kompaktkassetten-Frontladegerät Gera-
 cord GC 6031 85/24
 Kompander 86/45ff.
 Komparator 86/212
 komplementäres Verfahren 86/45ff.
 Konverter für 160-m-Band 84/221
 Kraftfahrzeug, Entstörung des Rund-
 funkempfangs 84/86
 –, Störquelle 84/87
 Kristaldynempfänger 86/158
 Kurzwellenhörer, Top-Band 160 m
 86/194ff.
 Kurzwellenkonverter, universell ver-
 wendbar 85/199ff.
 KW-Amateurbereich, Preselektor 84/224
 KW-Einfachsuper 85/122ff.
 KW-Empfang, HF-Verstärker 84/260
 KW-Konverter, WARC-Band 86/170
 KW-Sender, stationärer, Fernbedienge-
 rät 84/298
 K 176, CMOS-Serie 86/93ff.
- ladegekoppelte Sensorzeile 85/21
 Ladegerät, Thyristorsteuerung 85/266ff.
 Langdrahtantenne für 2 m, 70 cm, Fern-
 sehband IV 84/215
 Lauflichtgenerator 86/247ff.
 Lauflichtkette mit Thyristorleistungs-
 schalter 84/119, 121
 LCD-Ansteuerschaltkreis 85/18
 Leclanché-Zelle 85/77
 LED-Leuchtband-Leuchtpunkt-Analog-
 anzeige 84/109ff.
 LED-Schaltung 86/256
 Leipziger Frühjahrsmesse 1983 84/24ff.
 Leipziger Frühjahrsmesse 1984 85/15ff.
 Leipziger Frühjahrsmesse 1985 86/16ff.
 Leistungsanpassung, Oberflächenwellen-
 filter 85/59
 Leistungselektronik, Entstörung 84/88
 Leistungsmesser, Reflektometer 85/153
 Leistungsschaltstufe mit Diac/Triac
 85/105
 Leistungsschalttransistor 86/179
- Lesefrequenz-Phasenschieberszillator
 84/63
 Lese-Schreib-Speicher, statischer 84/33
 Leuchtdiode 84/30, 31
 Leuchtdiodenmatrix 84/127
 Leuchtstoffröhre, Transverter 85/250
 Lichtemitteranzeige 85/303, 304
 Lichtmengenschalter 86/221ff.
 Lichtmusikanlage 85/251
 Lichtschlauch, Steuerelektronik
 85/224ff.
 Lichttonspeicherung, Rauschminde-
 rungsverfahren 86/59
 Linear-Großsignalverstärker 86/166
 Lithium-Chalkogen-Akkumulator 85/87
 Lithium-Zelle 85/80
 L-Netzwerk-Variation 84/215
 Low-power-Schaltkreis, TTL-Serie, Ver-
 gleichsliste 85/298f.
 Low-power-Schottky-Schaltkreis 84/27
 Luftfahrt, Satellitensystem 85/44ff.
 Luftsauerstoff-Eisen-Akkumulator 85/86
 Luftsauerstoff-Kadmium-Akkumulator
 85/86
 Luftsauerstoff-Zink-Akkumulator 85/86
- Magnetbandgerät, Schaltgerät für auto-
 matischen Start/Stopp 85/285
 Magnetbandkanal 85/237
 maximale Gleichspannung 85/111
 Maximaltemperatur 85/111
 Massenkommunikation 86/62
 mechanisches Filter, Quarzfrequenz
 85/194
 Meßgeräteschaltung für Funkamateure
 86/118ff.
 Meßtechnik, Oberflächenwellenfilter
 85/67
 Metronom 86/163
 –, B 555 D 85/249
 Mikroelektronik, Silizium, wichtiger
 Werkstoff 84/11ff.
 – und Imperialismus 84/17ff.
 mikroelektronisches Bauelement, Ver-
 wendungsstruktur 84/22
 Mikrofونkanal 85/236
 Mikroprozessorsystem 85/17
 Miniempfänger MW/LW 86/253
 Minimalwiderstand 85/110
 Mini-Mühle 86/246
 Minivielfachmesser 86/121f.
 Mischer 84/66 86/25

- Mischoszillator mit Pufferstufe 85/205
 -, SSB-Trägerfrequenz 85/194
 Mischstufe 85/204
 Mithörgenerator 84/70 85/197
 Mittelwellenbandsperrfilter 86/198
 MMM-Kaleidoskop 84/294 ff. 85/277 ff.
 86/280 ff.
 Modellbau, elektronischer, Diodenmatrix 85/255 ff.
 Modulator 84/62, 63
 Monoheimempfänger Strelasund 84/36,
 37
 Morseumsetzer 84/298
 Morse- und Mithörgenerator 85/197
 MPX-Filter 9. Grades, aktives 84/274 ff.
 MR 510, Taschenrechner 84/33
 Multimeter G-1004.500 86/24
 Multivibrator, Kaltleiter zum Rückkop-
 peln 85/120
 MW-Taschensuper 84/37
 MWT-Funktionsmodell 86/284
- Nachrichtenbetriebsdienst, beweglicher
 Arbeitstisch für 85/283
 Natrium-Schwefel-Akkumulator 85/87
 Navigationssystem OMEGA 86/81
 NAVSAT, Erdfunkstelle 85/52
 NAVSTAR (GPS) 85/50 ff.
 Nenntemperatur 85/110
 Nennwiderstand 85/110, 111
 Netzfilter 84/90
 Netzteil, NF-Verstärker 85/222
 -, 80-m-Band-Empfänger 85/133
 Netztrennung, Schaltnetzteil 86/189
 Netzwerk 84/214 ff.
 Neubeginn mit Bewährtem, Bericht
 84/279 ff.
 NF-Endverstärker 85/240
 -, großer Leistung 85/244
 NF-Spannungsmesser, logarithmischer
 84/176, 177
 NF-Teil, Störung 84/81
 NF-Verstärker 84/70
 -, Hochleistungs- 85/219 ff.
 - mit Rauschblende 84/62, 63
 NF-Verstärkerstufe 30 dB 85/157
 - 40 dB 85/189
 NiCd-Knopfzelle 85/85
 nichtkomplementäres Verfahren
 86/41 ff.
 Nichtstartspannung 84/132
 Nickel-Eisen-Akkumulator 85/85
 Nickel-Kadmium-Akkumulator 85/85
 -, Entladeschlußkontrolle 84/173
 Nickel-Wasserstoff-Akkumulator 85/86
 Novamat 4004/5 84/35
 Novamat 6006/7 84/37
 Novatron 6000/1, Farbfernsehempfänger
 84/35, 37
 NV 10-mono 86/25
 NV 20-stereo 86/25
- oberer Zündstrom 84/132
 obere Zündspannung 84/132
 Oberflächenwellenfilter, akustoelektroni-
 sches 85/58 ff.
 offener Optokoppler 85/101
 Ohmmeter, Frequenzmeßzusatz 84/207
 OMEGA Navigationssystem 86/81
 Operationsverstärker 84/101 85/303
 Optokoppler 85/99 ff.
 Optosensor, 85/40
 Orgeloszillator 85/57
 Oszillator-Frequenzaufbereitung für
 1152 MHz 85/158
- Panzerschlacht 86/245
 PCM-Nachrichtentechnik 86/22
 Pegeltester mit akustischer Anzeige
 86/235 ff.
 Peilrahmenantenne, 160-m-DX-Emp-
 fang 86/199
 periodischer Spitzenstrom 84/131
 periodische Spitzenblockierspannung
 84/131
 - Spitzensperrspannung 84/131
 Personalcomputer robotron PC 1715
 86/19
 Phasenumkehrstufe 85/220
 Piezosensor 85/36
 Portable-Groundplane für 20, 15 und
 10 m 84/211
 Positionsspannungsregler 86/255
 Postselektor 85/205
 Preselektor 85/202
 -, KW-Amateurbereich 84/224
 -, 40-m-Band 85/191
 Primärbatterie 85/72 ff.
 Primärelement, Gerät zur Regenerie-
 rung 86/286
 Primärknopfzelle, Abmessung 85/82
 Primärzelle 85/72 ff.
 -, aktivierbare 85/83

- Prüfgerät für Abstimmungsautomatik,
 Funkgerät R-130 84/301
 – Kabelverlegungstechnik 86/282
 Prüfschaltung 84/116
 Prüfstift, VHF/UHF-Bereich 84/250ff.
 PTC-Thermistor 85/109ff.
- Quarzfrequenz, mechanisches Filter
 85/194
 Quarzoszillator 86/168
 –, gezogener, für Abstimmung des
 UKW-Amateurfunkgeräts 84/157ff.
 –, Thermostat 84/303
 Quarzprüfer 85/197
 QRP-Sender, CW-Betrieb 85/195
- Radio 1 und 2, Versuchssatelliten 84/91
 Rauschblende, NF-Verstärker mit
 · 84/62, 63
 Rauschfilter, dynamisches 86/41
 Rauschgenerator, HF-Meßbrücke mit
 86/172
 Rauschminderungsverfahren 86/40ff.
 Rauschminderung von Tonsignalen
 86/39ff.
 RC-Cauer-Tiefpaß 6. Grades, aktiver
 84/140ff.
 RC-Filter, aktives 84/140ff.
 RC-Relaxationsoszillator 86/163
 RC-Universalfilter, aktives 84/148ff.
 Reaktanzsensor 85/37
 Rechteckschwingung, Funktionsgenera-
 tor 84/245
 Reflektometer, Arbeitsweise 85/148ff.
 Reflexkoppler 85/101
 Reflex-Optokoppler MB 125 84/30, 31
 Reflexschaltung, Superhet 84/258
 Regenerations-Störung, Unterdrückung,
 Oberflächenwellenfilter 85/62
 Reisesuper SOUND clock 85/24
 Relais, elektronisches 85/103, 104
 Relaxationsoszillator, freilaufender
 86/162
 REMA modus RX 42 86/25
 REMA-Tuner 830, Stereodekoder
 84/235ff.
 RGW-Bereich, Schaltkreis 84/100ff.
 85/88ff. 86/105ff.
 Rhombusantenne für 70 cm, Fernseh-
 band IV 84/218
 –, offene 86/198
- Richtkoppler 85/151
 robotron A6454 86/17
 robotron A7100 86/18
 robotron PC 1715 86/19
 Rohsilizium, Herstellung 84/12
 Rumpelfilter, umschaltbares 85/269
 Rundfunk 84/34ff. 85/23ff.
 Rundfunkempfänger, Einstrahlung
 84/80
 Rundfunkempfang, im Kraftfahrzeug,
 Entstörung 84/86
- SARSAT/KOSPAS 85/44
 Satelliten-Segment 85/48
 Satellitensystem, Luft- und Seefahrt
 85/44ff.
 Satellitenübertragung 84/53
 Schachcomputer 86/87, 91
 – Chess Master 85/21
 Schallplattentechnik, Rauschminde-
 rungsverfahren 86/57
 Schalter, akustischer 84/266
 Schaltgrenztemperatur 85/111
 Schaltkreis A 277, Kaskadierung 84/122
 Schaltkreis, integrierter Scheibenprozeß,
 Herstellung 85/9ff.
 –, –, Umsatz 84/22
 –, RGW-Bereich 84/100ff. 85/88ff.
 86/105ff.
 Schaltnetzteil 84/191ff.
 – ohne Netztransformator 86/174ff.
 –, Schaltregler mit Impulsdauermodu-
 lator 86/259ff.
 Schaltregler mit Impulsdauermodulator,
 Schaltnetzteil 86/259ff.
 –, Speicherdrossel 86/268
 Schaltuhr, elektronische 86/286
 Schaltungsrevue, Anfänger 84/258ff.
 85/246ff. 86/253ff.
 –, internationale 84/221ff. 85/190ff.
 86/190ff.
 scheibenförmiger Kaltleiter 85/114
 Scheibenprozeß, integrierter Schaltkreis,
 Herstellung 85/9ff.
 Schmitt-Trigger-Schaltkreis 84/32
 Schottky-Schaltkreis, TTL-Serie, Ver-
 gleichsliste 85/301
 Schreib-Lese-Speicher, statischer 84/32
 Schuldiskothek 85/235ff.
 Schwebezonenverfahren 84/14
 Seefahrt, Satellitensystem 85/44ff.
 Seitenbandschalter 84/62, 63

- Sekundärzelle 85/84ff.
 selektiver UKW-Vorverstärker 85/213ff.
 Semi-Kundenschaltkreis 86/21
 Sender 84/72
 Sender KN1E, Fernmodulationsgerät
 85/284
 Sendermischer mit SAZ 61 85/167
 Senderverstärker 84/65
 Sensor 85/31ff.
 Sensorzeile, ladegekoppelte 85/21
 Senorzelle SP 105 84/30, 31
 Serenade MA 523, Stereoanlage 84/39,
 40
 Seriennetzwerk 84/217
 Signalfrequenz 85/102
 Signalkontrolle, Taktschaltung des Fern-
 sprechnetzes 85/282
 Silber-Wasserstoff-Akkumulator 85/86
 Silber-Zink-Akkumulator 85/86
 Siliziumabscheidung 84/12
 Silizium, Eigenschaft 84/15
 –, wichtigster Werkstoff der Mikroelek-
 tronik 84/11 ff.
 Sinusfestfrequenzoszillator 86/164
 Sinusschwingung, Funktionsgenerator
 84/245 ff.
 SKR 501, Kassettenrekorder 84/37
 S-Meter, FM-Empfänger 84/178
 SM 3000 86/25
 SOAR 86/179
 SOUND clock, Reisesuper 85/24
 sowjetische CMOS, Vergleichsliste
 84/105
 sowjetischer Amateurfunksatellit
 84/91 ff.
 Spannungsfestigkeit 85/102
 Spannungsregler, einstellbarer 86/255
 Spannungsreihe, elektrochemische
 85/71
 Spannungsstabilisator 84/67
 Speicherdrossel 84/194
 –, Schaltregler 86/268
 Speicherschaltkreis 86/22
 Speiseleitung 85/148
 Sperrkennlinie 84/131
 Spitzenblockierspannung, periodische
 84/131
 Spitzensperrrspannung, periodische
 84/131
 Spitzenstrom, periodischer 84/131
 Sprungtemperatur 85/110
 Spule, 80-m-Band-Empfänger 85/128
 SP 3000, HiFi-Phonoautomat 84/38
 SSB-Trägerfrequenz, Mischoszillator
 85/194
 stabiler VFO 85/146
 Starterspannung 84/132
 Starterstrom 84/132
 Start/Stopp, automatischer, Schaltgerät
 für Magnetbandgerät 85/285
 stationärer KW-Sender, Fernbediengerät
 84/298
 statischer Lese-Schreib-Speicher 84/33
 – Schreib-Lese-Speicher 84/32
 stehende Welle 85/150
 Stehwellenverhältnis 85/151
 –, Messen 85/153
 Stereoanlage Combo 923 84/39, 40
 – Concert 2030 84/38, 40
 – Serenade MA 523 84/39, 40
 Stereobasisbreitenregler mit A 274 D
 85/231ff.
 Stereodekoder für REMA-Tuner 830
 84/235ff.
 Stereoseitenbandfilter, aktives 84/274
 Steuerelektronik, Lichtschlauch
 85/224ff.
 Steuerverlustleistung 84/132
 Störaustatschaltung 84/71
 Störaustattung 84/64
 Störquelle 84/78
 – in Kraftfahrzeug 84/87
 Störung, Klassifizierung 84/76
 –, Maßnahme zur Verringerung 84/97,
 82
 Störungserscheinung 84/79
 Störungsunterdrückung, Maßnahme
 84/82
 Störungsuntersuchungsschritt 84/84
 Störursache 84/78, 79
 Stoßstrom 84/131
 Strahlschranke 85/101
 Streusel, Monoheimempfänger 84/37
 Streng, aber mit Herz, Bericht 86/10ff.
 Strommesser, elektrischer 86/130f.
 Stromsparschaltung 84/61
 Stromversorgung, Konverter 85/207
 Stummschaltung 84/62, 63
 Summierwandler 86/177
 Super ANRS 86/56
 Super D 86/55
 Superhet mit Reflexschaltung 84/258
 SWV 85/151
 symmetrische Störung 84/89
 synchronisierter Impulsgeber 86/165

- S 3000, HiFi-Minikomponentensystem 84/36, 37
- S 3900, HiFi-Komponentenanlage 85/23
- Tachometer mit B 555 D 84/102
- Taktgeber 86/163
- mit Umlaufanzeige 86/223
- taktile Sensor 85/43
- Taktschaltung des Fernsprechnetzes, Signalkontrolle 85/281
- Taschenlampe, Blinker 84/304
- Taschenrechner, Impulse zählen 84/232ff.
- MR 510 84/33
- Tastschaltung 84/67
- Tastung 84/59
- Telcom c4 86/53
- Telefaxdienst 86/65
- Telefon, lautstarkes 84/268
- Telefonzentrale, automatische, Fehleranalyseprüfgerät 85/282
- Telegrafieprüfgerät 86/282
- Telekommunikation 86/62, 64
- Telex 86/65
- Temperaturbeiwert 85/111
- Temperaturfühler 86/205
- Temperaturregler 20 bis 70°C 85/98
- Temperatur-Spannungs-Wandler 86/206
- Temperaturüberwachungseinrichtung 85/120
- TESLA-Thyristor, Daten 84/138
- Textkommunikation 86/62
- Textkommunikationssystem 86/69
- Thermostat für Quarzoszillator 84/303
- Thyristoreigenschaft 84/128
- Thyristoreingangskennlinienbild 84/132
- Thyristor, Funktionstester 84/136
- , Kennlinie, Kennlinie 84/129ff.
- Thyristorladegerät 85/266ff.
- Thyristor, Prüfen 84/135
- Thyristorsteuerung, Ladegerät mit 85/266ff.
- Thyristor, Wissenswertes 84/128ff.
- Tiefpaßparameter, normierte 84/153
- Tiegelziehenanlage 84/13
- T-Netzwerk 84/216
- Tongenerator 1000 Hz 85/253
- 0,5 bis 1000 Hz 86/163
- Ton macht die Musik, Bericht 86/274ff.
- Tonsignal, Rauschminderung 86/39ff.
- Top-Band 160 m, Kurzwellenhörer 86/194ff.
- Trägergas-Diffusion 85/12
- Trainer für Nachrichtenbetrieb und Gerätebedienung 84/301
- Trainer R-130 86/285
- Transistor 86/24
- Transistor-Dipmeter 84/40
- Transistoreintaktspannungswandler 86/174
- Transistorprüfer 85/108
- Transistorverdreifacher 85/163
- Transverter, Leuchtstoffröhre 85/250
- mit B 555 D 86/254
- 12 V/14 V mit Potentialtrennung 84/170ff.
- Treiber-Schaltkreis 84/32, 33
- Tschebyscheff-Hochpaß 3. Grades 84/155
- Tschebyscheff-Tiefpaß 3. Grades 84/153, 155
- Überkopplung, kapazitive, Oberflächenwellenfilter 85/65
- UHF-Fernsehempfang, Festfrequenzkonverter 85/209ff.
- UKW-Amateurfunkgerät, gezogener Quarzoszillator für Abstimmung 84/157ff.
- UKW-Antennenverstärker 85/216
- UKW, großsignalfester Breitbandverstärker 85/135ff.
- UKW-Vorverstärker, selektiver 85/213ff.
- umschaltbares Rumpelfilter 85/269
- Umschlagtemperatur 85/110
- untere Schaltgrenztemperatur 85/111
- U 126 D-Steuerteil 86/137
- U 126 D-Zählerteil 86/136
- Vergleichsliste, ECL-, Low-power-, Schottky-Schaltkreis 85/297ff.
- Verkürzungsfaktor 85/149
- VERMONA-Tastensinstrument 86/278
- Vertikal-V-Antenne für 15 m 84/208
- VFO, Konstruktionshinweis 85/144ff.
- VHF-Amateurband, Empfangsantenne 86/150ff.
- VHF Omnidirectional Radio Range 86/76
- VHF/UHF-Bereich, Prüfstift 84/250ff.
- Vielfachmesser, Frequenzmeßzusatz 86/231ff.
- , Wechselspannungsvorverstärker 86/123

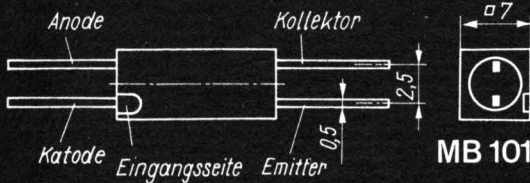
Vollwegpräzisionsgleichrichter, verstärkender 86/132
-, Kfz 85/252
Voltmeter, hochohmiges 84/257
VOR 86/76
Wah-Wah-Schaltung für Gitarre 84/265
WARC-Band, KW-Konverter 86/170
Warmwiderstand 85/110
Wechselspannungsmillivoltmeter 86/127ff.
Wechselspannungsvorverstärker, Vielfachmesser 86/123f.
Weitabselektion 85/59
Wellenmesser mit LED-Anzeige 84/230
wellenoptischer Sensor 85/43
Wellenwiderstand 85/149
Wendelgrundwellendipol, 160 m 86/201
Widerstandssensor 85/35
Wiegand-Sensor 85/40
Würfel, elektronischer 85/261ff.

Zähler U 125 D 84/28
Zählfrequenzmesser 86/134
Zählrichtungslogik, CMOS-IS 85/107
Zählwerk, elektromagnetisches 84/301
Zeitbasis 86/137
Zeitbaustein 86/221
Zelle, galvanische 85/68ff.
ZF-Filter 85/125
Zieherschaltung 84/158ff.
Zink-Braunstein-Zelle 85/77
-, alkalische 85/78
Zink-Luftsauerstoff-Zelle 85/79
Zink-Quecksilberoxid-Zelle 85/79
Zink-Silberoxid-Zelle 85/79
Zivilluftfahrt, Funksystem für Ortung und Navigation 86/72ff.
Zonen-Floating-Verfahren 84/14
ZS6U-Minishack-Spezial 84/210
Zuordnungsschaltung, elementare 86/241ff.
Zwei-Wege-Baßreflexbox 85/25

π -Netzwerk 84/216

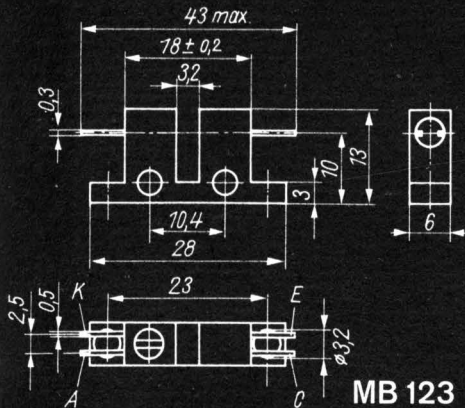
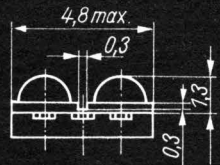
1stufiger Breitbandverstärker 85/137
1,3-GHz-Amateurfunkband, Baugruppe 85/158ff.
2-m-Band, Antennenverstärker 85/193
-, Doppel-Zepp 84/218
2-m-Direktmischempfänger 84/222
2-m-FM-Funkgerät, Zusatzschaltung 84/170ff.
2-m-FM-Sender 84/227
2-m-Konverter 84/223
3. Methode, Direktmisch-CW-Transceiver nach 84/57ff.
12-V-Kfz, Bordspannungskontrolle 84/117, 120
16-bi-Mikroprozessorsystem 86/21
40-m-Band, Preselektor 85/191
70-cm-Band, Anfängerschaltung 84/183ff.
-, Antennenverstärker 85/193
70-cm-Vorverstärker 84/189
80-m-Band, CW-Minitransceiver 84/227
-, Empfänger, Tips für Anfänger 85/122ff.
80-m-Direktmischempfänger 85/190
80-m-Kleinsuper mit Quarzfilter 84/225
144-MHz-Amateurfunkband, Bandleitungsantenne 86/155
-, Faltdipol 86/152
-, Koaxialantenne 86/156
160-m-Band, Konverter 84/221
-, QRM 86/195
160 m, Drahtantenne 86/197
160-m-DX-Empfang, aktive Ferritantenne 86/200
-, Peilrahmenantenne 86/199
160-m-DX-SWL, Antenne 86/195
160 m, Wendelgrundwellendipol 86/201
400 kHz bis 30 MHz, AM-Prüfgenerator 86/139ff.
1125-Zeilen-Fernsehsystem 84/49, 54

Optoelektronische Koppler

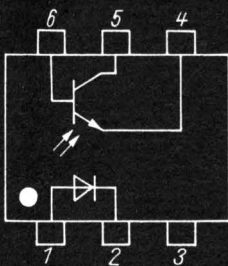
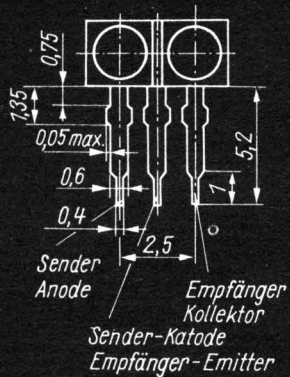


MB 101

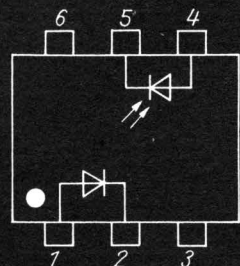
MB 125



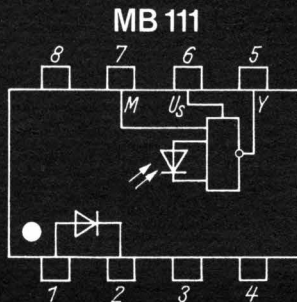
MB 123



MB 104

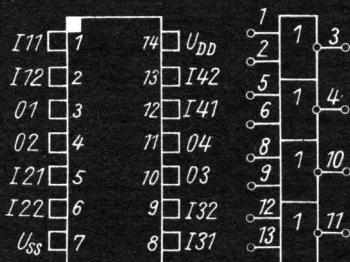


MB 110

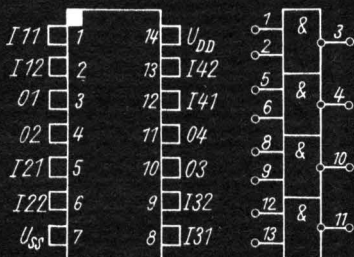


MB 111

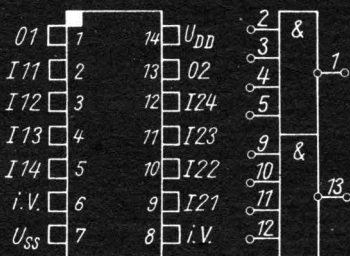
CMOS – Schaltkreise



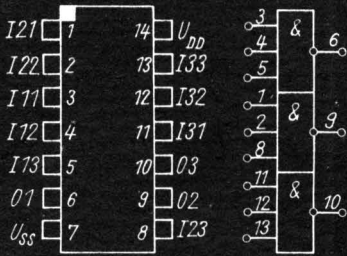
V 4001 D



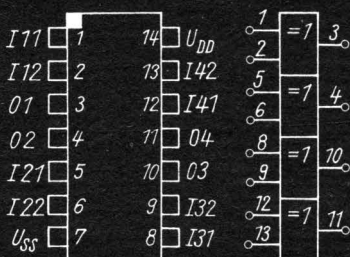
V 4011 D



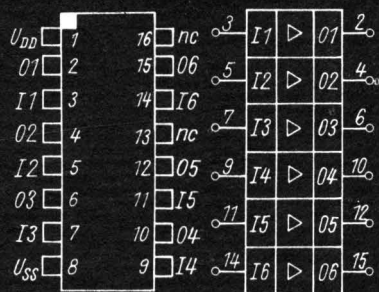
V 4012 D



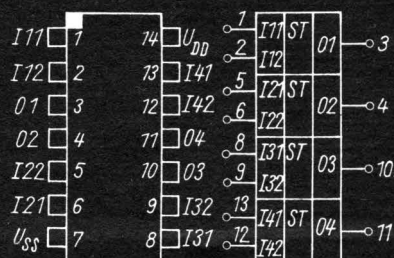
V 4023 D



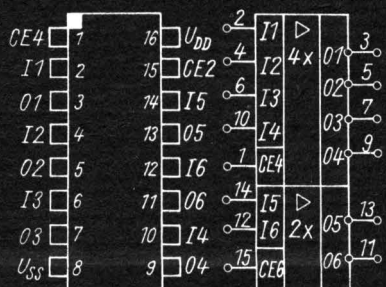
V 4030 D



V 4050 D



V 4093 C



V 40098 D

