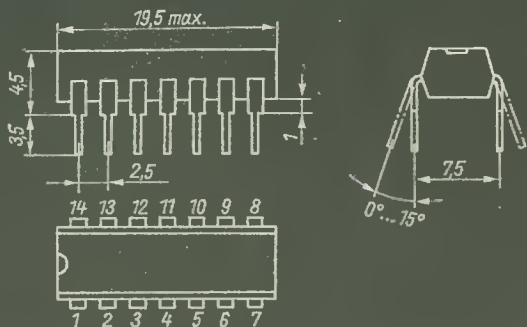




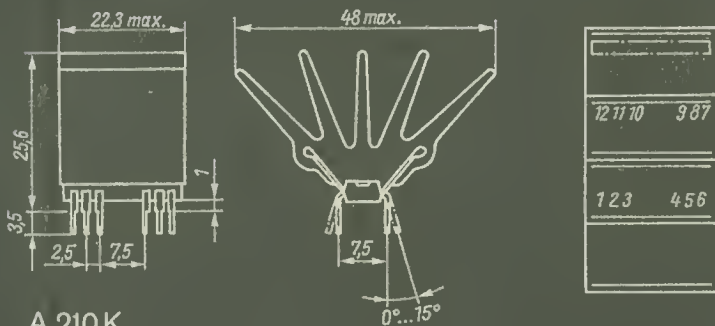
**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1989**



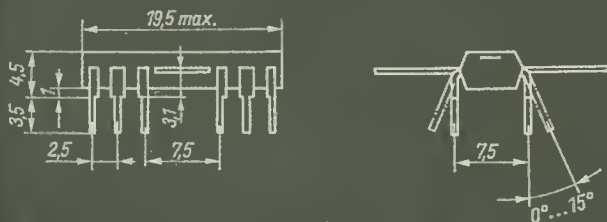
NF - Verstärker - Schaltkreise



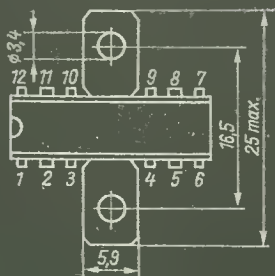
A 211 D



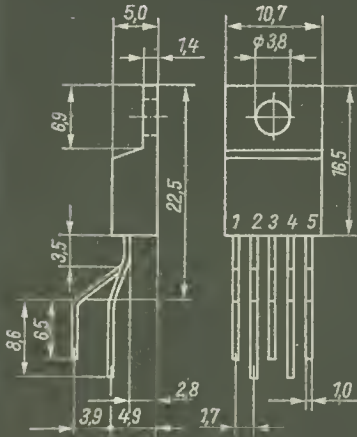
A 210 K



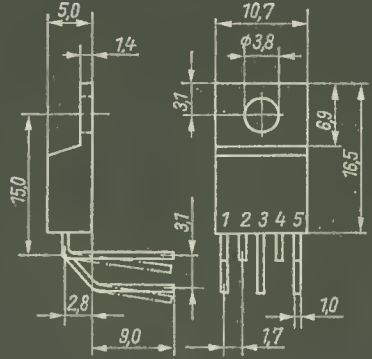
A 210 E



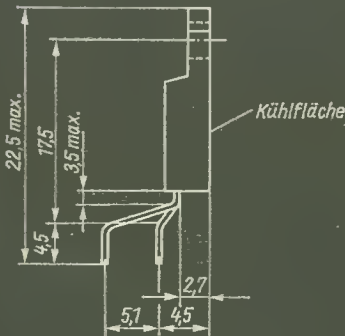
NF - Verstärker - Schaltkreise



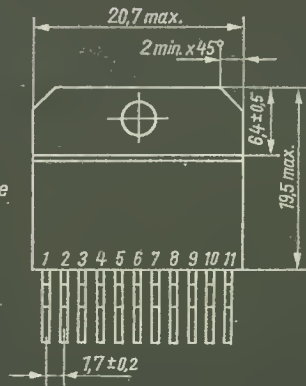
A 2030 V



A 2030 H



A 2000 V



A 2005 V

**Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1989**

Herausgeber: Obering. Karl-Heinz Schubert
Y21XE

Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1989



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

Schubert, Karl-Heinz:
Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1989. –
Berlin: Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik, 1988. –
288 S.: 220 Bilder – (Jahrbücher)

ISSN 0424-8678
ISBN 3-327-00551-6

I. Auflage, 1988
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1988
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Karl-Marx-Werk Pöbneck V 15/30
Lektor: Wolfgang Stammer
Zeichnungen: Heinz Grothmann
Illustrationen: Harri Förster
Typografie: Ingeburg Zoschke
Redaktionsschluß: 15. Februar 1988
LSV 3535
Bestellnummer: 747 053 6
00780

Inhaltsverzeichnis

<i>Felix Meier, Minister für Elektrotechnik und Elektronik</i> Arbeitsplatz-, Büro- und Personalcomputer – unentbehrliche Rationalisierungsmittel	9
Umfassende Entwicklung und Anwendung der Mikroelektronik	13
Leipziger Frühjahrsmesse 1988 Integration von Mikroelektronik und Maschinenbau für die flexible automatische Fertigung	21
Aggression im Äther	32

Wissenswertes über moderne Technik

<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i> Auf dem Weg zum Breitbandkommunikationsnetz	36
<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i> Die Digitalisierung von Signalen	48
<i>Dr. Heinrich Heise, Direktor des VEB Applikationszentrum Elektronik Berlin im VEB Kombinat Mikroelektronik</i> Ingenieurbetriebe fördern Anwendung der Mikroelektronik	66
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> Mikrorechnerbausatz MRB Z 1013	70
<i>Dipl.-Ing. Gustav Westphal</i> Neue elektronische Lösungen in der zivilen Luftfahrt	78

Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Dipl.-Ing. Steffen Würtenberger</i> CMOS-Schaltkreise aus dem VEB Kombinat Mikroelektronik	96
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> NF-Verstärkerschaltkreise und ihre Beschaltung (I)	107

<i>Dipl.-Ing. Frank Roscher</i>	
Wissenswertes über Schallplatten-Abtastsysteme	117

Moderne Technik für den Funkamateur

<i>Dr. Walter Rohländer – Y22OH</i>	
Bausteine des SSB-Senders	132
<i>Dr.-Ing. Hans-Jürgen Kowalski</i>	
Filter nach Maß – mit einer Formel	142
<i>Dr. Walter Rohländer – Y22OH</i>	
Kleine QRP-Schule des Kurzwellenamateurs (2)	154
<i>Siegmar Henschel – Y22QN</i>	
Breitbandverstärker für den VHF-Bereich	164
<i>K. Fechtel – UB 5 WN</i>	
Hocheffektive VHF-Antennen für das 2-m-Amateurband	169
Jenseits des Dippers – Universelle HF-Meßtechnik	176
<i>Obering, Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk»	183

Bauanleitungen für Elektroniker

<i>Werner Ludwig</i>	
Vielseitig einsetzbarer Melodiegenerator mit U-880-Minimalsystem	195
<i>Siegmar Henschel – Y22QN</i>	
Bandpaßfilter für das UKW-Rundfunkband	200
<i>Dipl.-Phys. Eberhard Meinel</i>	
Moderner Sound mit aktiven Gitarrenschaltungen	210
<i>Ing. Frank Sichla – Y51UO</i>	
A 1524 D – elektronische Einstellkombination für NF-Verstärker	223
<i>Ing. Egon Klaffke – Y22FA</i>	
Spielspaß – eine Anfängerschaltung für Ausbildung und Spiel	234
<i>Dipl.-Jur. Knut Theurich</i>	
Digitale Frequenzanzeige für FM-Rundfunkgeräte	238
<i>Dipl.-Ing. Gert Skribanowitz</i>	
Elektronischer Würfel mit automatischer Abschaltung	246
<i>Dipl.-Ing. Klaus Deistung</i>	
Temperaturmeßgerät mit LED-Anzeige	249
<i>Andreas Kosch – Y63SI</i>	
Genauer Temperaturregler für das Heimlabor	254

<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
Schaltungsrevue für Anfänger	257

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

<i>Dipl.-Journ. Harry Radke</i>	
Nach einem Jahr schon 2 500 Mitglieder	
Computersport – jüngste Wehrsportdisziplin der GST	266
<i>Oberstleutnant Dipl.-Journ. Klaus König</i>	
Stabsoberfähnrich Günter Büch: Heißt Techniker und ist doch keiner .	274
MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR	282

1989

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

Arbeitsplatz-, Büro- und Personalcomputer – unentbehrliche Rationalisierungsmittel

*Felix Meier, Minister für
Elektrotechnik und Elektronik*

Bei der Verwirklichung der ökonomischen Strategie der SED bis zum Jahr 2000 entwickelt sich die moderne CAD/CAM- und Rechentechnik immer mehr zu einem entscheidenden Faktor für die Steigerung der Leistungsfähigkeit der Volkswirtschaft. Zwei Merkmale, die auf das rasche Wachstum der Mikroelektronik bei hochintegrierten Schaltkreisen und Mikroprozessoren zurückzuführen sind, charakterisieren diesen dynamischen Prozeß: der massenhafte und der arbeitsplatznahe Einsatz.

Im Fünfjahrplanzeitraum werden 180000 Büro- und Personalcomputer, 1950 Kleindatenverarbeitungsanlagen und 670 elektronische Datenverarbeitungsanlagen produziert. Dem entsprechen die Verpflichtungen der Werk tätigen des VEB *Büromaschinenwerk Sömmerda Ernst Thälmann* zur Zusatzproduktion von 10000 Personalcomputern im Jahre 1986 und des *Robotron*-Stammbetriebes zur zusätzlichen Fertigung von 10000 Arbeitsplatzcomputern im Jahr 1988 sowie die rasche Überleitung des 32-bit-Rechners. Der Einsatz dieser 10000 Arbeitsplatzcomputer in unserer Volkswirtschaft ermöglicht es, die Arbeitsinhalte von 20 000 bis 30 000 hochqualifizierten Werk tätigen wesentlich zu verbessern.



*Bild 1
Felix Meier, Minister für Elektrotechnik
und Elektronik (Foto: ADN-ZB)*



Bild 2 Der Arbeitsplatz-Computer A7100 ist ein 16-bit-Rechner, der in der DDR in hohen Stückzahlen im VEB Kombinat Robotron hergestellt wird (Foto: Brüggmann)

Dynamische Entwicklung der Rechentechnik

1986 wurden 24 132 Büro-, Arbeitsplatz- und Personalcomputer produziert. Per 31. Oktober 1987 waren es bereits 39059. Auf dieser Grundlage konnte der Bestand an CAD/CAM-Arbeitsstationen rasch vergrößert werden. 24700 waren es im Vorjahr, die doppelte Anzahl im Vergleich zu 1985. Bis Ende des ersten Halbjahres 1987 erhöhte sich der Bestand auf 31000. Die Dynamik, mit der sich dieser Prozeß vollzieht, wird daran deutlich, daß bis 1990 rund 90000 CAD/CAM-Stationen errichtet werden sollen.

Die Erfahrungen bestätigen, daß sich die Werktätigen mit großer Einsatzbereitschaft diesen neuen Aufgaben stellen. Auf vielen Gebieten der Forschung und Entwicklung, der Leitung, Planung und Verwaltung, der Sicherung der Qualitätsarbeit wird die Arbeit mit dem Computer immer mehr zur Selbstverständlichkeit. Die erforderliche Qualifizierung erfolgt auf vielen Wegen unseres sozialistischen Bildungssystems. Hoch- und Fachschulen, Betriebs- und Industriezweigakademien, die *Kammer der Technik* und die Bildungseinrichtungen der Kombinate *Robotron* sowie *Datenverarbeitung* haben daran großen Anteil. Der Industriebereich Elektrotechnik und Elektronik stellt sich konsequent den wachsenden Anforderungen an die Rechentechnik und leitet im kommenden Jahr neue, leistungsfähigere Personalcomputer und Datenverarbeitungsanlagen in die Produktion über.

Die Möglichkeit des unmittelbaren Dialogs mit dem Rechner am Arbeitsplatz erschließt fortwährend neue Anwendungsbereiche, gestattet Pro-

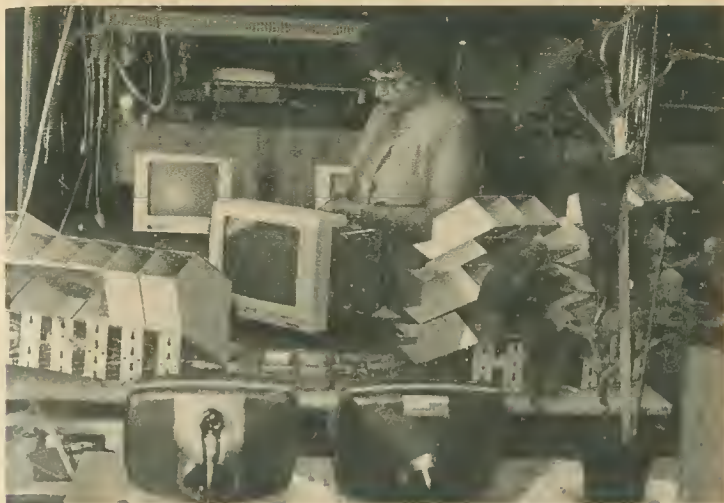


Bild 3
Monitore für Arbeitsplatz-Computer werden in unterschiedlichen Versionen im VEB Robotron-Elektronik Hoyerswerda produziert (Foto: Häßler)

Volkswirtschaft

Der Einsatz rechnergestützter Arbeitsstationen bewirkt:



Bild 4
Der Einsatz rechnergestützter Arbeitsstationen bestimmt zunehmend das Leistungsvermögen der Volkswirtschaft der DDR (Foto: Weisflog)

blemlösungen für eine effektive Rationalisierung vor allem geistiger Routinarbeiten. Die Vielfalt des Einsatzes ist daraus zu ersehen, daß in vielen Betrieben der Elektroindustrie und des Maschinenbaus Personalcomputer für die technologische Vorbereitung der Produktion, die Materialwirtschaft, die Produktionsabrechnung und auch andere Aufgaben Anwendung finden. In anderen Industriebereichen ist das ebenso. So wird die technologische Vorbereitung und Abrechnung des Einsatzes von Nutzkraftwagen in allen Kraftverkehrsbetrieben der DDR nach einer einheitlichen CAD/CAM-Anwendungslösung auf der Basis von 16-bit-Arbeitsplatzcomputern durchgeführt. Damit verbessert sich die Auslastung des Transportraums, und es wird Dieselkraftstoff eingespart. Im Bauwesen werden zunehmend CAD-Arbeitsplätze mit Bürocomputern für die Projektierung von Wohnungs- und Industriebauten, für städtebauliche und Tiefbauvorhaben angewendet. Wesentliche Zeiteinsparungen, Einsparungen von Projektierungs- und Bauleistungen sowie Baumaterialien sind die Haupteffekte.

Zur Reduzierung der Kundenabfertigungszeiten und Rationalisierung der Buchungsvorgänge erfolgt in immer größerem Umfang der Einsatz von Bürocomputern an Schaltern der Sparkasse, der *Deutschen Post* und der *Deutschen Reichsbahn*. Auch in der neuerbauten Dresdener Semperoper sind Schalterterminals auf der Grundlage von Bürocomputern eingesetzt. Das gewährt einen ständigen Überblick über die Auslastung der einzelnen Vorstellungen und ermöglicht eine fehlerfreie Kartenvergabe und Anrechtsbearbeitung.

Vorbereitung für höchste Effekte

Wichtig ist, daß in jedem Fall davon ausgegangen wird, daß nicht der Computer an sich die Rationalisierungseffekte bringt, sondern in erster Linie die darauf abgestimmte Betriebsorganisation bzw. die Anwenderlösung zur vollen Nutzung der Leistungsfähigkeit des Computers. Qualität und Umfang der Software haben daran maßgebenden Anteil. Gefordert sind zunehmend höhere Leistungen des Anwenders, vor allem im Zusammenhang mit der Schaffung komplexer CAD/CAM-Anwendungslösungen und der Vernetzung von Insellösungen. Es wird davon ausgegangen, daß rund 75% der Programme von den Anwendern selbst zu erbringen sind. Um die Effektivität zu erhöhen gilt es vor allem, die vorhandenen Möglichkeiten zur Mehrfachnutzung über die Zentrale Informationsbank-Software im Kombinat *Datenverarbeitung* stärker zu erschließen. Auch die inzwischen zur Praxis gewordenen Software-Börsen bewähren sich als Einrichtungen zur Übernahme erprobter Lösungen.

So erweist sich die Anwendung von Personal-, Büro- und Arbeitsplatzcomputern zur Rationalisierung der Arbeitsprozesse als breites Feld schöpferischer Bewährung. Mit der zunehmenden komplexen Nutzung der modernen Rechentechnik in Betrieben und Einrichtungen entsteht ein wesentlicher Beitrag zur Erhöhung der Effektivität des gesamten Reproduktionsprozesses.

Umfassende Entwicklung und Anwendung der Mikroelektronik

Der XI. Parteitag der SED hatte beschlossen, die Mikroelektronik umfassend in der Volkswirtschaft anzuwenden. In zunehmendem Maße durchdringt sie die gesamte Volkswirtschaft, die Industrie wie die Landwirtschaft, das Bau- wie das Transportwesen, die Dienstleistungen und wichtige Bereiche der Verwaltung. Schon gegenwärtig erweist sie sich als unentbehrliches Mittel zum Zweck für höhere Ergebnisse, für ein noch effektiveres Funktionieren unserer sozialistischen Volkswirtschaft und dafür, daß unsere Wirtschaft noch besser dem Wohle des Volkes dient.

Obwohl die Mikroelektronik in der DDR noch relativ jung ist, hat sie bereits das höchste Wachstumstempo aller Zweige eingeschlagen. Die Produk-

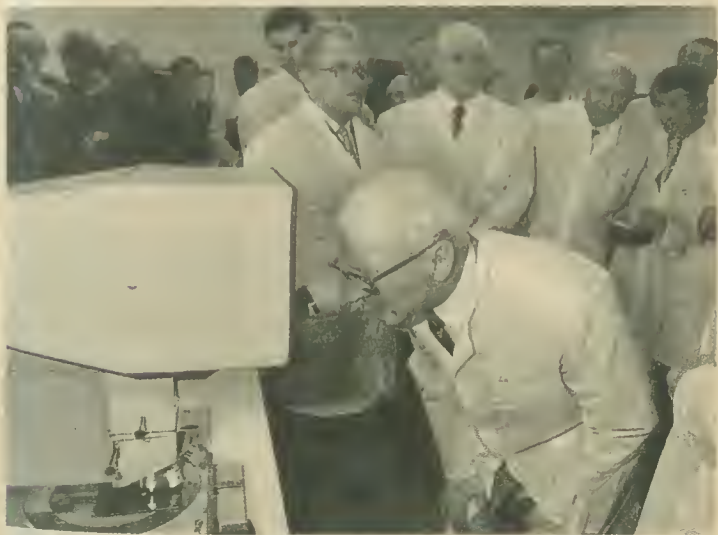


Bild 1 Der Generalsekretär des ZK der SED und Vorsitzende des Staatsrates der DDR, Erich Honecker, betrachtet im Bereich Fotolithografie des Kombinats Carl Zeiss Jena am Mikroskop Strukturen eines Megabitspeichers (Foto: ADN-ZB)

tion wichtiger Bauelemente wuchs von 1980 bis 1986 stark, bei integrierten Schaltkreisen um etwa 170% auf fast 100 000 000 Stück. Im gleichen Zeitraum stieg der Wert der jährlich in der DDR hergestellten Halbleiterbauelemente um mehr als das Vierfache auf über 2,1 Milliarden Mark. Heute gehört die DDR zu den Ländern der Erde, die die Entwicklung und Anwendung der Mikroelektronik einschließlich wichtiger Vormaterialien und Ausrüstungen im Komplex vornehmen.

Derzeit deckt die Volkswirtschaft den Bedarf zu etwa 80% aus eigenem Aufkommen. Das ist auch deshalb bedeutsam, weil Mikroelektronik den Schlüssel zu einer material-, energie- und zeitsparenden Arbeitsform darstellt. Durch die breite Anwendung von Schlüsseltechnologien gelang es 1986 allein in der Industrie der Republik, Voraussetzungen zur Senkung der Kosten um rund 7,9 Milliarden Mark zu schaffen. Mikroelektronik wirkt in großer Breite rationalisierend, arbeitserleichternd und qualitätssteigernd. 20 bis 25% der erreichten Arbeitszeiteinsparungen in der Volkswirtschaft sind gegenwärtig mit ihr verbunden, zudem ein $\frac{1}{4}$ aller Einsparungen an Material sowie 20 bis 25% der Arbeitsproduktivitätssteigerung. <

Potenzen der Integration genutzt

Von Beginn an gab es bei der Entwicklung und immer breiteren Anwendung der Mikroelektronik eine enge Kooperation mit anderen RGW-Ländern, insbesondere mit der UdSSR. Bereits 1977 wurde das erste Regierungsabkommen zwischen der DDR und der Sowjetunion auf diesem Gebiet abgeschlossen. Derzeit arbeiten beide Länder konsequent an der Erfüllung volkswirtschaftlich entscheidender Abkommen, insbesondere *Mikroelektronik* und *Passive Bauelemente*. Mit Blick auf das RGW-Komplexprogramm wurden gemeinsam Fertigungssysteme für die Produktion von höchstintegrierten Schaltkreisen entwickelt. Dafür stellte die DDR 70 Typen technologischer Spezialausrüstungen bereit. In engem Zusammenwirken schufen Kollektive beider Länder 125 Typen integrierter Schaltkreise und 50 Typen optoelektronischer Bauelemente.

Gegenwärtig verfügt die DDR über ein Aufkommen mikroelektronischer Bauelemente von rund 1400 Grundtypen aus eigener und RGW-Produktion. Bestandteil einer mit den Partnern im RGW abgestimmten Entwicklungslinie hochleistungsfähiger Personalcomputer ist der *EC 1834* mit 16 bit Verarbeitungsbreite, der derzeit im VEB *Robotron-Buchungsmaschinenwerk* Karl-Marx-Stadt in die Serienproduktion übergeleitet wird.

Für die erfolgreiche bilaterale Zusammenarbeit der DDR mit anderen RGW-Ländern stehen die Ergebnisse bei der Herstellung mikroelektronischer Bauelemente mit der Republik Kuba. 1979 begann die Ausbildung kubanischer Facharbeiter in der DDR. Seitdem qualifizierten sich mehr als 180 Spezialisten in Mikroelektronik-Betrieben unseres Landes. 1986 exportierte Kuba die ersten integrierten Schaltkreise in unsere Republik. Ende Oktober 1987 lieferte das Land den einmillionsten selbst produzierten Schaltkreis in die DDR.

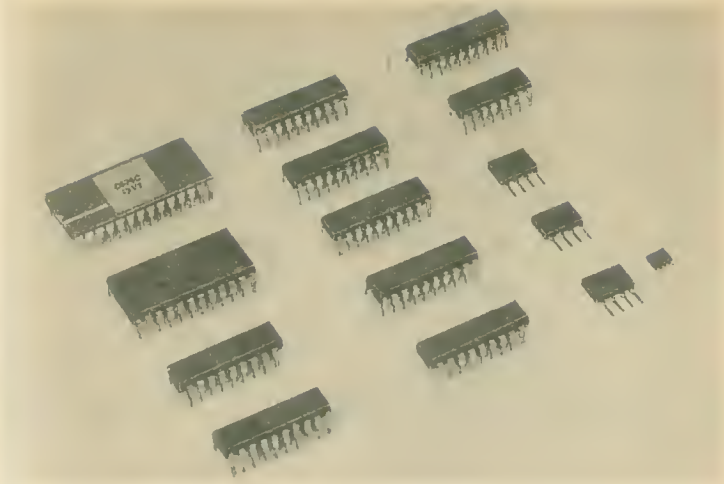


Bild 2 Die Halbleiterindustrie der DDR fertigt ein umfassendes Sortiment modernster integrierter Schaltkreise für den Einsatz in der DDR-Industrie und für den Export

Anhaltende dynamische Entwicklung

Gegenwärtig werden in der DDR doppelt so viele Basistechnologien der Mikroelektronik produktionswirksam beherrscht wie 1980. Die Dynamik bis hin zur Anwendung ermöglichte es, daß diese Schlüsseltechnologie zum Ausgangspunkt einer grundlegenden Erneuerung vieler Erzeugnisse wurde. Vorgesehen ist, bis 1990 das Eigenaufkommen an aktiven mikroelektronischen Bauelementen jährlich um über 26% zu steigern. Das versetzt die DDR in die Lage, mit der Mikroelektronik das erforderliche Niveau und die Absatzfähigkeit einer Warenproduktion von 80 bis 90 Milliarden Mark zu erreichen.

Die moderne Elektrotechnik und Elektrik ist ohne Mikroelektronik nicht mehr denkbar. Kaum eines ihrer Erzeugnisse hielte sonst internationalen Qualitätskriterien stand. Im Interesse der ganzen Volkswirtschaft werden die VEB Kombinat *Mikroelektronik* und Kombinat VEB *Carl Zeiss Jena* zu Zentren der Hochtechnologie profiliert. Allein im VEB Kombinat *Mikroelektronik* leiten die Kollektive jährlich mehr als 80 neue Bauelementetypen in die Produktion über. Bei wichtigen Schaltkreisen haben sie die Ausbeute im letzten Jahr verdoppelt. Dadurch gelang es, die Selbstkosten um 20 bis 30% zu verringern.

Imperialistische Embargos durchbrochen

Im Wettlauf mit der Zeit haben Kollektive des Kombinates VEB *Carl Zeiss* Jena weiter an Tempo zugelegt und Anfang Oktober begonnen, die nach dem gegenwärtigen Stand der Technik international am meisten eingesetzten mikroelektronischen 256-Kilobit-Speicherschaltkreise herzustellen. Damit erreichte die DDR auf diesem wichtigen Gebiet den internationalen Stand und durchbrach erneut ein imperialistisches Handelsembargo. Diese Schaltkreise ermöglichen es, auf der Größe eines Fingernagels die Leistung früherer Großrechner zu konzentrieren. Zum Einsatz kommen sie vor allem in weiterentwickelten 16-bit-Personalcomputern sowie 32-bit-Rechnern, erhöhen ihre Ökonomie und Leistungsfähigkeit. Zugleich sind 256-Kilobit-Schaltkreise die Seele neuer Werkzeugmaschinen und Industrieroboter.

Weitere Mikroelektronik-Produzenten warteten in der jüngsten Zeit mit Spitzenleistungen auf, die neue Möglichkeiten eröffnen, die Arbeitsproduktivität in einem Maß zu steigern, wie das bisher nicht möglich war. Im Mai 1987 begann im VEB Kombinat *Robotron* die Produktion von 32-bit-Rechnern, eine der höchsten Anwendungsformen moderner Mikroelektronik. Wiederum gelang es, mit eigenen hohen Leistungen ein Embargo zu durchbrechen, denn der Rechner steht in der COCOM-Liste des US-Koordinierungsausschusses für den Ost-West-Handel mit oben an. 32-bit-Rechner gestatten es unter anderem, die rechnergestützte Konstruktion in völlig neuer Qualität und Breite zu betreiben, sind unabdingbare Voraussetzung für den



Bild 3 Stereoradios werden von mehreren DDR-Betrieben produziert, der Typ SR 2400 im VEB Robotron-Büromaschinenwerk Sömmerda

Entwurf von höchstintegrierten Schaltkreisen. Im Maschinenbau steigt die Arbeitsproduktivität in Konstruktion und Projektierung bis zu 500%. Für ihren Beitrag zum 32-bit-Rechner erhielten kürzlich die *Robotron*-Elektroniker *Michael Bormann, Georg Gieszinger, Dr. Achim Gröber, Dr. Rainer Kempe, Felix Kenner* und *Dr. Dieter Walter* den *Nationalpreis der DDR 1. Klasse für Wissenschaft und Technik 1987*.

Gleichermaßen verändert die Mikroelektronik das Profil des Maschinenbaus. In diesem Fall geht es nicht darum, dem Vorhandenen einfach nur etwas hinzuzufügen, sondern um eine völlig neue Qualität: die Verschmelzung der klassischen Werkzeugmaschine mit der Robotertechnik zu numerisch gesteuerten Bearbeitungszentren bzw. zu flexiblen automatisierten Fertigungssystemen. Von diesem technologischen Wandel hängt die weitere Entwicklung der Leistungskraft der Volkswirtschaft, hängt die Dynamik des Exports, hängen die Erlöse ab. Der Anteil der Erzeugnisse mit Ausrüstungen der Mikroelektronik hat im Werkzeugmaschinenbau, im Textilmaschinenbau, in der polygrafischen Industrie und in anderen Bereichen bereits 50% der Gesamtproduktion überschritten. Bei spanabhebenden Werkzeugmaschinen z.B. liegt er derzeit bei etwa 80%. Durch Einsatz eines elektronischen Getriebes in einer Zahnflankenschleifmaschine sparen die Kollektive im VEB *Werkzeugmaschinenkombinat 7. Oktober* Berlin mehr als 1000 bislang benötigter Bauteile mit einem Gewicht von 1 t Stahl bzw. Grauguß.

Das unterstreicht: Mit Mikroelektronik läßt sich das Masse-Leistungsverhältnis in hohem Maß verbessern. Deshalb soll in diesem Fünfjahrplan etwa $\frac{1}{4}$ aller vorgesehenen Materialeinsparungen durch zunehmenden Einsatz aktiver Bauelemente aus eigener Produktion bewirkt werden. Das mikroelektronische Prozeßleitsystem *audatec* aus dem VEB Kombinat *Automatisierungsanlagenbau* zeichnet sich durch hohe Leistung, Sicherheit und Anwenderfreundlichkeit aus und hat sich für die optimale Fahrweise von Anlagen, so in der chemischen Industrie, in Kraftwerken, Walz- und Zementwerken, bestens bewährt. *audatec* läßt sich von 60% weniger Arbeitskräften bedienen und warten, es beansprucht $\frac{1}{4}$ weniger Platz als seine Vorgänger.

Mehr Raum für schöpferische Arbeit

Mikroelektronik ist zugleich mit tiefgreifenden Veränderungen der Arbeitsinhalte der Werktätigen verbunden. Nur ein Beispiel: Mit einem vollautomatischen Drahtbonder aus dem VEB *Elektromat* Dresden, der auch auf der Wissenschaftsausstellung der DDR in Berlin zu sehen war, kann die Montage integrierter Schaltkreise automatisiert ablaufen. Neben vielfach höherer Ökonomie in der Fertigung verbessern sich die Arbeitsbedingungen erheblich, wird monotone Arbeit zugunsten der Mehrmaschinenbedienung beseitigt. Das erfordert eine hohe Qualifikation der Bediener, ist aber jetzt eine vielseitige, interessante Tätigkeit.

Solche Wirkungen sind mit millionenfach angewandeter Mikroelektronik in allen Bereichen der Volkswirtschaft spürbar. Mit dem Einsatz von über



Bild 4 Erkundungsgeräte für Erdöl- und Erdgaslagerstätten, u. a. die Sonde der Ultraschall-Bahrloch-Apparatur USBA 21a, werden im VEB Geophysikalischer Gerätebau Storkow für sowjetische Partner gefertigt

31000 CAD/CAM-Stationen wird die Arbeit von mehr als 100000 Konstrukteuren, Projektanten, Formgestaltern und Technikern effektiver, wachsen zugleich die Möglichkeiten für Kreativität. Allein die von den Robotron-Kollektiven zusätzlich geplante 10000 Arbeitsplatzcomputer bedeuten eine zusätzliche Warenproduktion von über 500 Millionen Mark. Eine spürbare Erhöhung der Arbeitsproduktivität und interessantere, schöpferische Arbeit für mindestens 20000 hochqualifizierte Arbeitskräfte.

Der technologische Wandel der Volkswirtschaft durch die Mikroelektronik schließt hochwertige ingenieurtechnische Leistungen in Form von Software, den Programmen, ein. Sie bestimmen die Ökonomie mit und sind ein unmittelbarer Produktivitätsfaktor. Im Kombinat VEB *Elektro-Apparate Werke Berlin-Treptow Friedrich Ebert* wurde mit dem Programmier- und Entwicklungssystem P 8000 erstmals im RGW-Bereich ein Gerätesystem geschaffen, mit dem die Projektierung von Mikrorechnersteuerungen automatisiert und zugleich die erforderliche Software erarbeitet werden kann. Es ermöglicht, den Aufwand für die Software-Herstellung um 50% zu senken und ist entscheidend für erheblich kürzere Vorbereitungszeiten beim Einsatz neuer Mikrorechnersteuerungen. Das EAW-Kollektiv *Dr. Heinz-Jürgen Brennenstiel, Dr. Ludwig Claßen, Dr. Ulrich Wiesner, Dr. Heinz Zimmermann und Werner Zuchold* erhielt dafür den *Nationalpreis 2. Klasse für Wissenschaft und Technik 1987*.



Bild 5 Ein neues Computerkabinett für die Informatikausbildung steht den Lehrlingen der Betriebsberufsschule Conrad Blenkle des VEB Schiffselektronik Rostock zur Verfügung

Kombinate mit eigener Mikroelektronik

Gegenwärtig arbeiten in der Republik etwa 120000 Fachleute an der Entwicklung und Produktion der Mikroelektronik. Bis Ende Oktober wurden 52% mehr monolithisch-integrierte Schaltkreise und 39% mehr technologische Spezialausrüstungen für aktive Halbleiterbauelemente als zur gleichen Zeit des Vorjahrs hergestellt. All das schlägt volkswirtschaftlich zu Buche. Mehr und mehr erweist sich dabei die Eigenproduktion von Bauelementen und Baugruppen bei den Anwendern als Basis der Leistungssteigerung und weiter verbesserter Arbeitsbedingungen.

Neben traditionellen Mikroelektronik-Herstellern, wie die Kombinate *Carl Zeiss Jena*, *Mikroelektronik*, *Elektronische Bauelemente* oder *Keramische Werke Hermsdorf*, sind dazu weitere Kombinate übergegangen, so im Maschinenbau, in der Chemie, im Bauwesen. Derzeit 10 Kombinate haben Zentren zum eigenständigen rechnergestützten Schaltkreisentwurf nach Kundenwunsch geschaffen, darunter die Kombinate *Textima*, *Fritz Heckert* und *Automatisierungsanlagenbau*. Ein solcher kundenspezifischer Schaltkreis kann 20 bis 50 Standardschaltkreise ersetzen und beansprucht 80% weniger Raum. Nicht zuletzt eigenes Engagement führte im *Heckert-Kombinat* dazu, daß gegenwärtig bereits $\frac{4}{5}$ der produzierten Maschinen und Anlagen mit mikroelektronischen Baugruppen ausgerüstet sind.

Auf dem XI. Parlament der FDJ 1981 wurde die *FDJ-Initiative Mikroelek-*

tronik ins Leben gerufen und bis 1985 erfolgreich abgeschlossen. Insbesondere gelang es dadurch, die Kollektive in den Zentren dieser Schlüsseltechnologie mit jungen Forschern, Entwicklern und Produktionsarbeitern zu verstärken. In 15 Bezirksjugendobjekten *Mikroelektronik* bzw. *Industrierobotertechnik* wirken derzeit über 10 000 FDJler.

Um für jeden Anwendungszweck die geeigneten Mittel einzusetzen und insbesondere territorialgeleitete Klein- und Mittelbetriebe beim Einsatz dieser Schlüsseltechnologie zu unterstützen wurden 1986 in allen Bezirkstädten der DDR leistungsfähige Ingenieurbetriebe für die Anwendung der Mikroelektronik aufgebaut. Im Vorjahr halfen sie in 175 Fällen Betrieben mit maßgeschneiderten Leistungen im Wert von über 25 Millionen Mark.

Mikroelektronik und Konsumgüter

Mikroelektronik spiegelt sich zunehmend in Konsumgütern wider. Zum Beispiel wird in Farbfernsehgeräten durch hochintegrierte Schaltkreise die Zahl der Einzelbauelemente drastisch reduziert, der Arbeitszeitaufwand gesenkt, der Energieverbrauch der Geräte erheblich verringert und die Zuverlässigkeit erhöht. Im VEB *Uhrenwerke Ruhla* sind z. Z. in jeder 3. Uhr Unruhe und Antriebsfeder durch winzige Chips, Knopfzelle und Schrittmotor ersetzt. Das ermöglicht unter anderem ein flacheres Uhrwerk und damit eine modische Gestaltung der Quarzuhren. Seit Beginn der Serienproduktion im Sommer 1987 lieferten die Kollektive des VEB *Waschgerätewerk Schwarzenberg* bis zum Jahresende 35 000 neue Waschvollautomaten *VA 861 electronic* aus, bei denen in großem Maß elektromechanische Teile von der Mikroelektronik abgelöst sind. Das Gerät ermöglicht es dem Benutzer, das jeweilige Waschprogramm individuell zu wählen. Zugleich sinkt der Verbrauch an Energie um 30% und an Wasser um 20% gegenüber dem Vorgängerzeugnis, das auch 21 kg schwerer war.

Die Reihe ließe sich fortsetzen. Sie reicht bis hin zu Arbeiterleichterungen im Dienstleistungsbereich und zu Verbesserungen für den Kunden. Zugleich gewinnt Mikroelektronik bei der medizinischen Betreuung an Gewicht. Ein neuer Herzschrittmacher aus dem VEB *Transformatoren- und Röntgenwerk Dresden*, der sich durch geringe Größe, lange Lebensdauer und sehr gute Zuverlässigkeit auszeichnet, erlaubt es auf Grund der integrierten Schaltkreise, auch nach der Implantation gegebenenfalls Veränderungen der Funktionsweise vorzunehmen, was bislang nicht möglich war. All das unterstreicht, daß Mikroelektronik heute aus unserem Leben nicht mehr wegzudenken ist und von Jahr zu Jahr stärker für die Einheit von Wirtschafts- und Sozialpolitik erschlossen wird.

Leipziger Frühjahrsmesse 1988 Integration von Mikroelektronik und Maschinenbau für die flexible automatisierte Fertigung

Der Messerundgang der Partei- und Staatsführung der DDR begann in der Messehalle 15, in der DDR-Kombinate der Elektrotechnik/Elektronik und des Maschinenbaus gemeinsam mit wissenschaftlichen Einrichtungen erstmals eine Komplexausstellung unter dem Leitgedanken *Einheit von Maschinenbau und Elektronik – Grundlage für den automatisierten Betrieb* gestaltet hatten. Hier wurde das hohe Leistungsvermögen der DDR bei der Entwicklung und breiten Anwendung der Schlüsseltechnologien im Interesse einer hohen Steigerung von Produktivität und Effektivität dokumentiert. Über Kombinate und Industriezweige hinausgehende Problemlösungen verdeutlichten die Vorzüge sozialistischer Planwirtschaft bei der Meisterung der wissenschaftlich-technischen Revolution und die dem Wohl des Volkes dienende Einheit von Wirtschafts- und Sozialpolitik.



Bild 1 Eine völlig neue Qualität bietet der 32-bit-Superminirechner RVS K 1840 von Robotron bei der Lösung anspruchsvoller Aufgaben (Foto: RFT-Pressedienst)



*Bild 2
Der neue 16-bit-Personal-
computer EC 1834 von Ro-
botron ist das Standardgerät
einer neuen Entwicklungslini-
e hochleistungsfähiger Ar-
beitsplatztechnik (Foto:
RFT-Pressedienst)*



*Bild 3
Als Großproduzent von
Schreib- und Drucktechnik
zeigte Robotron die weiter-
entwickelte Kleinschreibma-
schine Erika electronic
3005 mit 7,5-KByte-Spei-
cher (Foto: RFT-Presse-
dienst)*

Felix Meier, Minister für Elektrotechnik und Elektronik, wandte sich an *Erich Honecker* und nahm Bezug auf dessen bedeutungsvolle Rede vor den 1. Kreissekretären der Partei. Dem dabei geäußerten Gedanken, daß die Einheit von Maschinenbau und Elektronik ein wesentlicher Faktor für die Steigerung der Arbeitsproduktivität in unseren Betrieben ist, folge die Ausstellung der DDR-Kombinate. Sie zeige, daß durch großen Einsatz der Arbeiter, Wissenschaftler, Ingenieure und Technologen aus beiden Wirtschaftsbereichen zunehmend Voraussetzungen geschaffen wurden, komplexe Automatisierungsvorhaben realisieren zu können.

Jeder einzelne Abschnitt dokumentiert, wie auf der Grundlage leistungsfähiger Mikroelektronik die Informationsverarbeitungstechnik entwickelt wurde und sich damit neue Perspektiven für die Automatisierung der Pro-

duktion eröffnen. Die Schritte zum rechnerintegrierten Betrieb erfassen den gesamten Reproduktionsprozeß von der Leitung, Planung und Bilanzierung über die Forschung, den Entwurf neuer Erzeugnisse und ihre Konstruktion, die technologische Vorbereitung und automatisierte Fertigung mit integrierter Qualitätssicherung bis zu Lagerhaltung und Versand. Bis 1990 werden in der DDR auf diesem Wege 95 komplexe Automatisierungslösungen geschaffen.

Der Generaldirektor des Kombinates *Carl Zeiss Jena*, Prof. Dr. Wolfgang Biermann, machte auf neueste Entwicklungen mikroelektronischer Bauelemente in Gemeinschaftsarbeit mit den Kombinaten *Mikroelektronik Erfurt* und *Keramische Werke Hermsdorf* aufmerksam. Damit wurden volkswirtschaftliche Grundvoraussetzungen geschaffen, Informations- und Automatisierungstechnik von bestem internationalem Niveau zu entwickeln, zu produzieren und dementsprechende Software bereitzustellen.

1988 stellt die Halbleiter-Bauelementeindustrie der DDR mehr als 1500 Grundtypen aktiver mikroelektronischer Bauelemente, darunter 73 Typen leistungsfähiger Mikroprozessoren und Einchip-Mikrorechner zur Verfügung. Auf der Grundlage rechtzeitiger und weitsichtiger Parteibeschlüsse zur beschleunigten Entwicklung, Produktion und Anwendung der Mikroelektronik stieg das Grundsortiment seit 1976 auf das 4fache und die Produktion auf das 7fache. In diesem Jahr werden zum Beispiel mehrere Millionen 64-Kbit-Speicherschaltkreise in den modernen Chipfabriken in Erfurt und Dresden produziert. Jeder von ihnen verfügt über 160000 Transistorfunktionen.

Unter einem Zeiss-Mikroskop konnte man auch einen 256-Kbit-Speicherschaltkreis (dRAM) betrachten, von dem in diesem Jahr noch 50000 Stück produziert werden. Er bringt bedeutende ökonomische Effekte, denn jeder Schaltkreis ersetzt bei einer Masse von 1,5 g rund eine Tonne diskreter Bauelemente. Auch eine mit dem 1-Mbit-Speicherschaltkreis strukturierte Siliziumscheibe konnte als Abschluß des Schaltkreisentwurfes vorgestellt werden. Jetzt folgen die nächsten Schritte bis zur Fertigungsaufnahme.

Mit zunehmendem Integrationsgrad der Bauelemente erhöhte sich auch die Leistungsfähigkeit moderner Rechentechnik, die inzwischen in großen Serien gefertigt wird. In den vergangenen 2 Jahren wurden der Volkswirtschaft 80200 Büro- und Personalcomputer zur Verfügung gestellt, 60000 kommen in diesem Jahr hinzu, davon die Hälfte in 16-bit-Technik. Im Einsatz sind bereits mehr als 42000 CAD/CAM-Arbeitsstationen. Wie diese moderne Gerätetechnik für die komplexe Automatisierung zur Anwendung kommt, erläuterte der Generaldirektor des Kombinates *Robotron Dresden*, Friedrich Wokurka, an Hand des neuen 32-bit-Rechners. Dieser verarbeitet in 1 s 1 Million Operationen. An 8 von möglichen 32 Terminals, die mit diesem leistungsfähigen Super-Mini-Computer koppelbar sind, wurden einzelne Arbeitsschritte demonstriert.)

Durchgängig rechnergestütztes Arbeiten in allen Phasen des Reproduktionsprozesses, wie es für eine automatisierte Fabrik kennzeichnend ist, erfordert den Datenaustausch, den Dialog zwischen den einzelnen Arbeitsplatz-, Personal- und Bürocomputern bis hin zu den elektronischen Steue-



Bild 4 Schaltkreise in der 1,5- μ m-CMOS-Technik werden auf Zeiss-Anlagen produziert, das Foto zeigt die Ionenstrahl­l­atzanlage ISA 150 f­ur 125-mm-Scheiben (Foto: RFT-Pressediens­t)

rungen von Maschinen und Anlagen. Daf­ur hat *Robotron* das lokale Netz *Rolanet 1* entwickelt. Durch solche «Vernetzung» steht die Leistungsf­ahigkeit der Computer mit gro­er Verarbeitungsbreite auch den kleineren Rechnern zur Verf­ugung.

Die enge Verbindung von Maschinenbau und Elektronik mit dem Effekt, h­ochsten Produktivit­atzuwachs zu sichern, wurde besonders an dem flexiblen automatisierten Fertigungssystem *FMSP 500/1-2* aus dem Stammbetrieb des *Werkzeugmaschinenkombinats Fritz Heckert* deutlich. Der Minister f­ur Werkzeug- und Verarbeitungsmaschinenbau, *Dr. Rudi Georgi*, und Generaldirektor *Prof. Dr. Rudi Winter* schilderten, wie erfolgreich begonnen wurde, neue Typen von Werkzeugmaschinen, automatisierten Fertigungsstra­en zu entwickeln, zu produzieren und zu liefern. Die DDR ist drittgr­o­ter Exporteur von Werkzeugmaschinen in der Welt. $\frac{2}{3}$ der Erzeugnisse im DDR-Werkzeug- und Verarbeitungsmaschinenbau verk­orpem gegenw­artig die Verbindung von hochwertiger Mechanik und Mikroelektronik, die das neue Maschinenbauzeitalter charakterisiert. Derartige Erzeugnisse bestimmen das Weltniveau mit.

Um diese Position zu halten und auszubauen, werden zunehmend die Potenzen der computerintegrierten Fertigung genutzt. Im gezeigten Abschnitt der automatisierten Fabrik wurden die Maschinenteile, die an einer CAD-Station auf dem Bildschirm konstruktive Gestalt erhalten hatten, automatisch bearbeitet. Die daf­ur erforderlichen Steuerdaten kommen von

einem Technologenarbeitsplatz, der mit dem Computer *A 7150* ausgerüstet ist. Dieser empfängt über Lichtwellenleiter die Zeichnung von der CAD-Station des Konstrukteurs.

Im *Heckert-Fertigungssystem*, es besteht aus 2 Bearbeitungszentren, lassen sich 120 unterschiedliche Werkzeuge zur automatischen Bearbeitung komplizierter prismatischer Teile bis zu 500 mm Kantenlänge einsetzen. 2 Maschinensteuerungen *CNC 600/3* aus dem Kombinatbetrieb VEB *Numerik Karl Marx* garantieren, daß alle Prozesse mit hoher Produktivität und Genauigkeit bewältigt werden. Integriert ist die Qualitätskontrolle auf Maßhaltigkeit mit Sensoren. *Prof. Dr. Rudi Winter* nannte als wesentliche Vorzüge eine Produktivitätssteigerung um das 5fache und die Senkung der Durchlaufzeit für die Teile bis zu 90%.

Minister *Felix Meier* sagte zum Abschluß, daß im Industriebereich Elektrotechnik/Elektronik bis zum 40. Jahrestag der DDR 2 automatisierte Fabriken entstehen. Im VEB *Robotron-Elektronik Riesa* sollen künftig die Leiterplatten computerintegriert bestückt werden. Dabei steigt die Arbeitsproduktivität um 400%. Jeder 4. Produktionsarbeiter erhält eine andere wichtige Arbeit. Automatisiert wird auch die Herstellung von Antrieben im VEB *Elektromotorenwerk Grünhain*. Nach endgültiger Fertigstellung des Objekts verdoppelt sich die Produktion, obwohl 100 Arbeitskräfte für andere Aufgaben frei werden.

Auf 2 Automatisierungsobjekte verwies Minister *Dr. Rudi Georgi* auch im Werkzeugmaschinenbau. Im Stammbetrieb des *Heckert-Kombinats* wird die Produktion von Werkzeugmaschinen und im VEB *Ploneto Radebeul* die Fertigung von Druckmaschinen automatisiert. Beide Fabriken sollen ebenfalls zum 40. Jahrestag der DDR in Betrieb gehen.

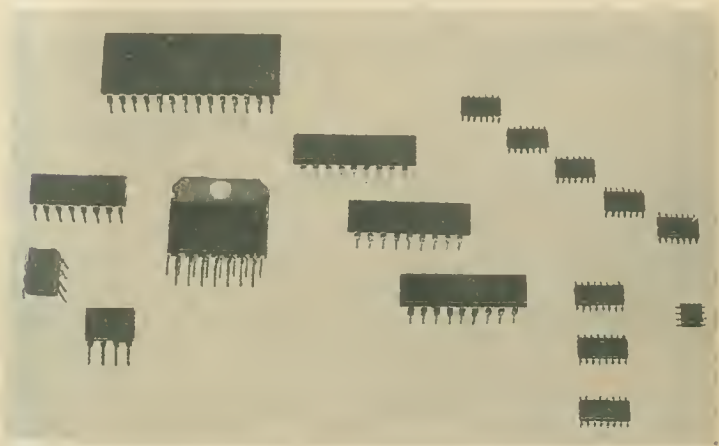


Bild 5 Der VEB Kombinat Mikroelektronik Erfurt wird bis 1990 nahezu 1800 Grundtypen aktiver elektronischer Bauelemente bereitstellen (Foto: RFT-Pressedienst)

Bauelemente der Mikroelektronik

Serieller Interface-Baustein

Die Typen *U 82530 DC* und *U 8030 DC* entsprechen international eingeführten SCC-Schaltkreisen. Der *U 82530 DC* läßt sich ohne Hardwareaufwand in den Mikroprozessorfamilien *U 880* und *8080/8086* im RGW einsetzen. Der *U 8030 DC* hat einen Multiplexbus für die *U-8000*-Prozessoren sowie für die EMR-Familie.

Universeller Peripheralschaltkreis

Der *U 82536 DC* und der *U 8036 DC* erfüllen vielfältige Erfordernisse bezüglich Zähler/Zeitgeber sowie paralleler Ein-/Ausgabe. Der *U 82536 DC* hat ein CPU-Interface für den *U 880* bzw. *K 1810 WM 86 (8086)*, der *U 8036 DC* arbeitet mit Multiplexbetrieb für den *U 8000* und ähnliche Prozessoren.

Floppy-Disk-Controller

Der *U 8272 D* ist ein Steuerschaltkreis für Folienspeicher zur Organisation des Datenaustausches zwischen der CPU und maximal 4 Floppy-Disk-Laufwerken. Geeignet ist er für die 8"-Standard-Floppy (8-MHz-Takt) und die 5,25"-Mini-Floppy (4-MHz-Takt).

Neue HCT-Logikschaltkreise

- U 74 HCT 03 DK* – 4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen und offenem Kollektor
- U 74 HCT 08 DK* – 4 AND-Gatter mit je 2 Eingängen
- U 74 HCT 20 DK* – 2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen
- U 74 HCT 32 DK* – 2 AND-Gatter mit je 4 Eingängen
- U 74 HCT 175 DK* – 4fach-D-Flip-Flop mit gemeinsamem Rücksetzeingang
- U 74 HCT 192 DK* – synchroner, voreinstellbarer BCD-Vor-/Rückwärtszähler
- U 74 HCT 193 DK* – synchroner, voreinstellbarer 4-bit-binär-Vor-/Rückwärtszähler
- U 74 HCT 241 DK* – 8-bit-Puffer/Leitungstreiber, nicht invertierend, Tri-state
- U 74 HCT 245 DK* – 8-bit-Bus/Transceiver, nicht invertierend, Tri-state
- U 74 HCT 253 DK* – 2 Multiplexer mit je 4 Eingängen, nicht invertierend, Tri-state
- U 74 HCT 257 DK* – 4 Multiplexer mit je 2 Eingängen, nicht invertierend, Tri-state.

Vertikalablenkschaltkreis

Der *A 1670 V* enthält sämtliche Baugruppen zur Vertikalablenkung in Fernsehgeräten. Ein SOAR-Schutz und eine Temperatursicherung schützen die Endstufe vor Überlastung, Betriebsspannungsbereich 10 bis 35 V.



Bild 6 Das „Flaggschiff“ unter den Stereo-Kassettenrekordern der DDR-Produktion ist der EAW Audio 145, der sich durch einen hohen Ausstattungsgrad und einen umfangreichen Bedienkomfort auszeichnet (Foto: RFT-Pressedienst)

Stereodekoderschaltkreis

Der A 4511 D ist für Zeitmultiplex- oder Frequenzmultiplexbetrieb ausgelegt in einem Betriebsspannungsbereich von 8 bis 18 V bei geringer Gesamtstromaufnahme.

Schaltkreise in SMD-Technik

Im SO-Gehäuse für den Einsatz in der SMD-Technik sind folgende Schaltkreise vorgesehen:

- Initiatorschaltkreise B 303/B 304/B 305 S

- Operationsverstärker B 765 S

- Low-Power-Schottky-TTL-IS

DL 004 S - 6 Inverter

DL 014 S - 6 Schmitt-Trigger-Inverter

DL 051 S - 2 AND/NOR-Gatter mit je 2×2 bzw. 2×3 Eingängen

DL 074 S - 2 positiv flankengetriggerte D-Flip-Flop

DL 086 S - 4 Exklusiv-OR-Gatter mit je 2 Eingängen

Magnetfeldsensor

Der B 460 G liefert eine dem angelegten Magnetfeld proportionale Ausgangsspannung und ermöglicht die berührungslose Messung bzw. Auswertung von kleinen Weglängen.

Treiber-Sensor-Schaltkreis

Der *B 3040 DA* hat die Funktionsgruppen

- Sensor mit Auswertelogik,
- Analogeingänge für Sensorteil und Treiber,
- Treiber,
- Steuerlatches.

Gegenüber herkömmlicher Technik wird durch den Einsatz in digitalen In-Circuit-Testern eine bedeutende Prüfzeitreduzierung von bestückten Leiterplatten hoher Komplexität erreicht.

Drehzahlregelschaltkreise

Die Schaltkreise *B 4206 D* (stromgeführte Regelung) und *B 4207 D* (tachogeführte Regelung) sind für Steuerung und Regelung von elektrischen Universalmotoren mit Netzversorgung vorgesehen.

8-bit-Analog/Digital-Wandler

Die A/D-Wandler *C 670 C/C 670 Cn* arbeiten nach dem Prinzip der sukzessiven Approximation mit einer typischen Umsetzzeit von 25 μ s und einer Genauigkeit von ± 1 LSB bzw. $\frac{1}{2}$ LSB.

8-bit-Treiberschaltkreis

Der *D 4803 DC* wird im Interface als invertierender Treiber verwendet, es können Bauelemente mit relativ hohem Strombedarf gesteuert werden (50 V/400 mA).

DC/DC-Wandler

Der CMOS-Schaltkreis *U 7660 DC* ist in der Lage, mit einer Beschaltung von nur 2 Kondensatoren eine Eingangsspannung von + 2 bis + 10 V in die komplementäre negative Spannung umzusetzen.

Bild 7

Eigenwillig in der Form ist das HiFi-Steuergerät rk 90 sensu cubus IR, das u. a. über ein digitales Abstimm- und Anzeigesystem verfügt, 29 Sender speichern kann, 2x 35 W NF-Ausgangsleistung hat und sich über Infrarot fernbedienen läßt (Foto: RFT-Pressedienst)

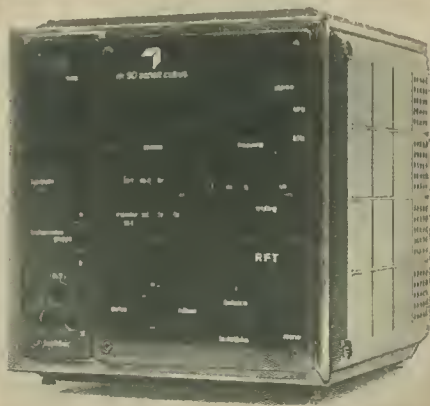




Bild 8 Mit dem Stereo-Doppelkassettendeck SDK 3930 wird ein weiterer Baustein des HiFi-Komponentensystems S 3930 vorgestellt, das sich vielseitig für Aufnahme und Wiedergabe einsetzen läßt! (Foto: RFT-Pressedienst)

Lichtdrucker-Ansteuerchip

Der CMOS-Schaltkreis *U 9032 XS* ist ein Ansteuerchip für LED-Zeilen mit 32 LED in Lichtdruckköpfen. Er enthält u. a. eine Temperaturregelschaltung und steuerbare Stromausgänge; 4 Betriebsarten sind programmierbar.

Neue Speicherschaltkreise

Der *U 2764 CC* ist ein statischer, elektrisch programmierbarer und UV-löschbarer Festwertspeicher (EPROM) in einer Organisation von 8192×8 bit. Der *U 2664 DC* ist ein herstellerprogrammierter PROM in einem 28poligen DIL-Plastgehäuse. Aus dem VEB Kombinat Zeiss Jena kommen das 256-K-dRAM *U 61256* mit der Organisation $256 \text{ K} \times 1$ bit. Der *U 6264* ist ein sRAM mit 64 Kbit in der Organisation $8 \text{ K} \times 8$ bit. Der *U 6548* ist ebenfalls ein sRAM mit schneller Zugriffszeit (20 und 35 ns). Die Speicherkapazität beträgt $1 \text{ K} \times 4$ bit. Die Zeiss-Schaltkreise sind in der $1,5\text{-}\mu\text{m}$ -CMOS-Technologie hergestellt.

Die Hybridschaltkreise *16 M 2164* und *4 M 61256 A* aus dem VEB Kombinat *Keramische Werke Hermsdorf* sind hochintegrierte dynamische Schreiblesespeicher mit einer Speicherkapazität von 1 Mbit. Die Organisation ist $128 \text{ K} \times 8$ bit (*16 M 2164*) und $256 \text{ K} \times 4$ bit (*4 M 61256 A*).

Neue Transistoren

- SU 192* – 125/160 V und 15 A
- SU 193* – 250/300 V und 10 A
- SU 382* – 400/850 V/5 A
- SU 383* – 450/1000 V/5 A
- SU 384* – 450/1000 V/7 A
- SU 310* – 350 V/7 A
- SU 311* – 400 V/7 A
- SU 312* – 400 V/10 A

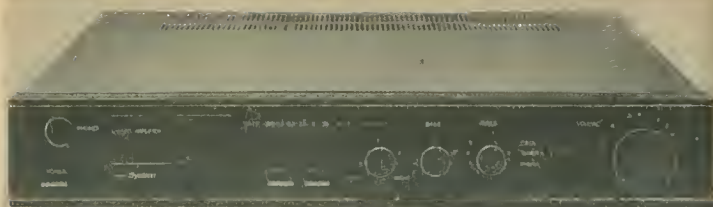


Bild 9 Mit einer NF-Ausgangsleistung von 2×15 W kann der Stereo-Vollverstärker SV 3935 kleine Anlagen ergänzen, er ist vollständig mit Schaltkreisen bestückt (Foto: RFT-Pressedienst)

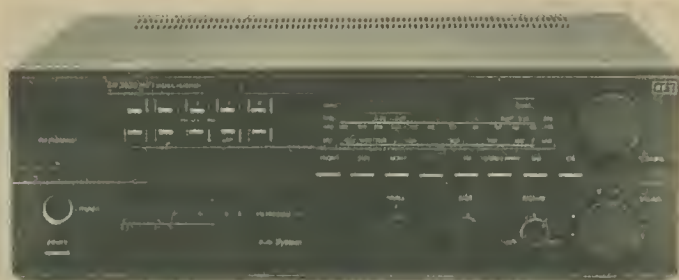


Bild 10 Das HiFi-Steuergerät rema SR 3930 ist ein Hörrundfunkempfänger der gehobenen Mittelklasse, der sich dem System S 3930 anpaßt (Foto: RFT-Pressedienst)

Moderne Datentechnik

Auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1988 stellte der VEB Kombinat Robotron neue Computer und neue Schreibechnik vor, die auf großes Interesse in der Fachwelt stießen. Der Personalcomputer robotron EC 1834 ordnet sich in die 2. Generation der Personalcomputer ein und erreicht gegenüber Vorläufertypen eine wesentliche Leistungssteigerung. Das Gerät entspricht dem ESER-Standard und ist kompatibel zum PC/XT. Das Kernstück der Zentraleinheit ist der 16-bit-Mikroprozessor K 1810 WM 86. Die Kapazität des internen Arbeitsspeichers beträgt 256 KByte bzw. 640 KByte. Der Einsatz eines Arithmetikprozessors ist möglich. Als externe Speicher werden 2 bis 4 Floppy-Disk-Laufwerke mit je 720 KByte (formatiert) bzw. 2 Laufwerke und ein Festplattenspeicher 5.25" mit 20 bis 40 MByte Kapazität eingesetzt. Für Erweiterungskarten stehen 8 Steckplätze mit 16-bit-Systembus zur Verfügung.

Implementiert ist das leistungsfähige disketten- bzw. harddiskorientierte Betriebssystem CDP, das Kompatibilität zu MS-DOS 3.2 aufweist. Vorgesehen

ist auch ein dem UNIX entsprechendes Betriebssystem. Als Sprachen werden verwendet BASIC, C, FORTRAN 77, PASCAL, COBOL, MODULA 2. Der Zeichensatz umfaßt 252 Zeichen und ist ladbar. Für Bildschirmgrafik stehen 16 Graustufen bzw. Farben bei einer Auflösung von 640×480 Punkten zur Verfügung. Ein schwenk- und drehbarer monochromatischer, alphanumerischer Bildschirm und/oder ein monochromatischer oder ein Color-Grafikbildschirm können angeschlossen werden.

Für den Druckeranschluß stehen ein *Centronics*- und ein *V.24*-Interface zur Verfügung. Weitere Drucker sowie Plotter, Digitalisiergerät u. a. können über 2 bis 4 *V.24*-Interfaces angeschlossen werden, die auf IFSS umschaltbar sind. Die Online-Verarbeitung geschieht asynchron oder synchron über *V.24*-Interface.

Hohe Leistungsfähigkeit und umfangreiche Software erschließen dem *robotron EC 1834* vielfältige Einsatzmöglichkeiten:

- Büro-rationalisierung,
- Leitungsinformationssysteme,
- wissenschaftlich-technische Aufgaben,
- CAD-Aufgaben mittleren Leistungsumfangs,
- Textverarbeitung,
- Arbeitsstation in lokalen Netzen,
- Terminal in Mehrplatzsystemen.

Der Personalcomputer *robotron EC 1834* dürfte sich zum breit angewendeten Standardgerät entwickeln, da der Arbeitsplatzcomputer *robotron A 7150* vor allem für die Zielgruppe Echtzeitbetrieb vorgesehen ist. Hersteller des *EC 1834* ist der VEB *Robotron Büromaschinenwerk Ernst Thälmann Sömmerda*.

Die *Erika electronic 3005* ist eine weiterentwickelte elektronische Kleinschreibmaschine. Sie verfügt über einen internen Speicher (7,5 KByte), der eine einfache Textverarbeitung durch einen Seitenwiederholruck ermöglicht. Eine 16stellige LCD-Anzeige für visuelle Textkontrolle informiert auch über die aktivierten Funktionen der Kleinschreibmaschine.

Die interne Speicherkapazität ermöglicht eine Reihe Komfortfunktionen, wie Dezimaltabulator, Fettdruck, Zentrieren, Einrücken, rechtsbündiges Schreiben und automatisches Unterstreichen. Für den repräsentativen Schriftverkehr steht die Funktion Blocksatz zur Verfügung. Neben der Sofortkorrektur ist eine komfortable Zielkorrektur über den Umfang einer A4-Seite möglich. Der Textspeicher erlaubt das Redigieren von Texten. Die Funktion Fließtext realisiert das automatische Neuformatieren von Texten beim Einfügen oder bei Streichungen.

Zusätzlich kann die *Erika electronic 3005* mit einer Interfacebox *IF 6000* für die Schnittstelle *V.24/RS 232 C* oder *IF 3000* für die Schnittstellen *Commodore/Centronics* ausgerüstet werden. Dadurch kann die Kleinschreibmaschine *Erika electronic 3005* als Schönschreibdrucker (10 Z/s) an Heim- und Personalcomputer angeschlossen werden.

Zusammengestellt von
Obering. K.-H. Schubert

Unter dem gleichen Titel [1] erschien 1987 im Militärverlag der DDR eine Broschüre von Gennadi Alow und Wassili Wiktorow, die 1986 der APN-Verlag herausgegeben hat. Darin werden die Praktiken des imperialistischen Radiokrieges anhand von Zeugnissen, Fakten und Dokumenten dargestellt, der vor allem gegen die sozialistischen Länder gerichtet ist. Verleumdung, Desinformation und andere subversive Tätigkeiten bestimmen den Inhalt der ideologischen Diversion, die vor allem von den aggressivsten Kräften des USA-Imperialismus über den Rundfunk forciert wird. In den 10 Kapiteln wird nachgewiesen, daß solche Diversionssender, wie Radio Free Europe, Radio Liberty und andere im Gegensatz zum geltenden Völkerrecht existieren.

Nachfolgend veröffentlichen wir zur Information unserer Leser einige Auszüge aus dieser lesenswerten Broschüre. Der Inhalt dieser Broschüre gibt viele Anregungen, um in der vormilitärischen GST-Ausbildung von Nachrichtenspezialisten und in der Wehrsportarbeit in den GST-Grundorganisationen und Sektionen des Radosports der GST das politische Gespräch zu führen.

Bei geheimen Operationen der Geheimdienste der NATO gegen die sozialistischen Länder fällt den Funkzentralen des Westens eine besondere Rolle zu. Die moderne Geschichte kennt viele Beispiele dafür, angefangen von der Propagandahetze während der konterrevolutionären Ereignisse in Ungarn im Jahre 1956, der massiven ideologischen Berieselung der Bevölkerung in der Zeit des sogenannten Prager Frühlings bis hin zur Einmischung per Äther in die inneren Angelegenheiten Polens und der Gründung des Senders *Radio Marti*, der zu regierungsfeindlichen Aktionen in Kuba aufruft. Die subversive Tätigkeit der westlichen Hetzsender nimmt besonders zu, wenn in diesem oder jenem nichtkapitalistischen Land soziale Komplikationen auftreten, was allerdings nicht bedeutet, daß man sich ausschließlich in solchen Situationen des Rundfunks bedient, um geheime Operationen durchzuführen. Die gesamte laufende Funkpropaganda für das Ausland ist vom Streben diktiert, in den Ländern Osteuropas verschiedene Komplikationen auszulösen und Voraussetzungen für innenpolitische Krisen zu schaffen.

Das Arsenal subversiver Propagandaaktionen umfaßt Rundfunksendungen, anonyme Veröffentlichungen, Fälschungen, Subventionen der Verlage, Meinungsäußerungen von displaced persons und Überläufern und die Ein-

schleusung illegaler Schriften, die mit Luftballons oder über andere Kanäle geschmuggelt werden.

Indem die außenpolitische Propagandamaschine des Westens den osteuropäischen Staaten vorwirft, sie strebten um jeden Preis und mit allen Mitteln nach Weltherrschaft – ein Ziel, das in Wirklichkeit das imperialistische Lager verfolgt –, rechtfertigt sie eigene militärische Vorbereitungen, die Raubzüge gegen Grenada und Nikaragua und die Einmischung in die inneren Angelegenheiten der sozialistischen Staaten, insbesondere im Bereich des Auslandsfunk.

Die Sendestationen der NATO-Länder gleichen stets einem Eisberg, dessen Spitze offiziell die Verbreitung von Funkinformationen ist, während der untere, weit größere und unsichtbare Teil geheimdienstliche Aktivitäten sind. Aber beide Teile bilden ein einheitliches Ganzes: Die Funkpropaganda schafft Voraussetzungen für geheime Operationen, deren Ergebnisse wiederum über die Radiowellen bekannt werden. Im Berufsjargon nennt man die eine Seite dienstliche und die andere außerdienstliche Tätigkeit.

Der prominente Publizist *Emil Hoffmann* (BRD) schreibt in seinem Buch «Medienfreiheit? Anspruch und Wirklichkeit»: «Eine entscheidende Rolle bei der Nachrichtenbeschaffung für die Medien spielen die Geheimdienste, allen voran die CIA. Sie liefern das Rüstzeug für die Verschleierung politischer Aktionen, für die Meinungsbeeinflussung der Öffentlichkeit und für die Manipulationsstrategie, die weltweit von den vornehmlich amerikanisch dominierten Informationszentralen ausgeht. Auf das Direktengagement von Journalisten im Auftrag der CIA wurde bereits ... hingewiesen.»

Solcherart Propaganda gegen die Staaten Osteuropas betreiben die amerikanischen Sender *Radio Free Europe* und *Radio Liberty* in München. Sie sind ein derart klassisches Beispiel eines propagandistischen Eisbergs – dessen Spitze, die eigentliche Rundfunkstätigkeit, lediglich zur Tarnung großangelegter Spionageaktionen dient und den Aufenthalt einer Unzahl amerikanischer Geheimdienstler in dieser Sendezentrale gewissermaßen legitimiert –, daß es sich lohnt, diese Organisation genauer unter die Lupe zu nehmen.

Seit der Entstehung von *Radio Free Europa* und *Radio Liberty* reißt die Kette von Skandalgeschichten und Indiskretionen nicht ab. Einen schweren Schlag versetzten den Hetzsendern die sensationellen Enthüllungen der Senatoren *Clifford Case*, Republikaner vom Bundesstaat New Jersey, und *William Fulbrigh*, Demokrat vom Bundesstaat Arkansas, die 1971 die an und für sich bekannte Tatsache bestätigen, daß nämlich *Radio Free Europe* und *Radio Liberty* von der CIA aufgebaut wurden und ausgehalten werden.

Unerläßliche Voraussetzung der Entwicklung und Zusammenarbeit von Staaten in allen Bereichen der internationalen Beziehungen sind das unwandelbare Prinzip der Respektierung der staatlichen Souveränität, die Sicherung der eigenen Unabhängigkeit durch jeden Staat und die Nichteinmischung in die inneren Angelegenheiten anderer Staaten.

Im Bereich des Fernmeldewesens (über 120 Staaten sind Mitglieder des *Internationalen Fernmeldevereins UIT*) beruhen die Hoheitsrechte jedes Staates darauf, daß der Luftraum über seinem Territorium und seine Hoheitsge-

wässer Teil des Staatsgebiets sind. Diesen Schluß zogen auf Grund ihrer Erfahrungen die meisten Staaten der Erde sowie die meisten Völkerrechtler, die sich mit dem Fernmelderecht befassen.

Aber gewisse Kreise im Westen wollen diese einleuchtenden Grundsätze offenbar nicht anerkennen und versuchen, die Hoheitsrechte anderer Staaten zu verletzen. Aus diesem Grund muß jeder Staat seine Landesgrenze nicht nur gegen eine Invasion, sondern auch gegen eine Aggression im Äther sichern. Nur Staaten, die sich offen oder geheim von Hegemonieansprüchen leiten lassen, und die von ihnen abhängigen Länder mißbrauchen die Möglichkeiten der ihnen zur Verfügung stehenden Sendekapazitäten von Funk und Fernsehen, um anderen Staaten moralischen und materiellen Schaden zuzufügen, wobei sie nicht einmal vor einer direkten Einmischung in die inneren Angelegenheiten anderer Länder zurückschrecken.

Die Tätigkeit von *Radio Free Europe* und *Radio Liberty* und anderer Rundfunkanstalten des Westens verstößt gegen die in der KSZE-Schlußakte enthaltenen Vereinbarungen über die Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Information sowie gegen den Abschnitt I der Erklärung über die Prinzipien, von denen sich die Teilnehmerstaaten in ihren Beziehungen zueinander leiten lassen müssen.

Diese Zusammenarbeit soll bei strikter Einhaltung der Prinzipien erfolgen, die die Beziehungen zwischen den Teilnehmerstaaten regeln, wie sie im entsprechenden Dokument enthalten sind. Das bedeutet:

die gegenseitige Achtung aller ihrer Souveränität innewohnenden und von ihr umschlossenen Rechte, «einschließlich insbesondere des Rechtes eines jeden Staates ... auf Freiheit und politische Unabhängigkeit», sowie die gegenseitige Respektierung des Rechts jedes anderen Teilnehmerstaates «sein politisches, soziales, wirtschaftliches und kulturelles System frei zu wählen und zu entwickeln sowie sein Recht, seine Gesetze und Verordnungen zu bestimmen»;

die Verpflichtung aller KSZE-Staaten, «sich ungeachtet ihrer gegenseitigen Beziehungen jeder direkten und indirekten, individuellen oder kollektiven Einmischung in die inneren und äußeren Angelegenheiten (zu) enthalten, die in die innerstaatliche Zuständigkeit eines anderen Teilnehmerstaates fallen»... «Dementsprechend werden sie sich unter anderem der direkten oder indirekten Unterstützung terroristischer Tätigkeiten oder subversiver oder anderer Tätigkeiten enthalten, die auf den gewaltsamen Umsturz des Regimes eines anderen Teilnehmerstaates gerichtet sind.»;

die Verpflichtung, die Zusammenarbeit zu entwickeln, um «gegenseitiges Verständnis und Vertrauen, freundschaftliche und gutnachbarliche Beziehungen untereinander, internationalen Frieden, internationale Sicherheit und Gerechtigkeit zu fördern».

Mit anderen Worten: Der KSZE-Schlußakte entspricht nur eine solche Informationspolitik, die die oben genannten Grundforderungen erfüllt. Verstöße gegen diese Forderungen, wie sie sich nicht nur *Radio Free Europe* und *Radio Liberty*, sondern auch *The Voice of America* und andere Rundfunkanstalten des Westens zuschulden kommen lassen, widersprechen dem Buchstaben und dem Geist der KSZE-Schlußakte.

In ihrem Kampf um ideologischen und politischen Einfluß in der westlichen Welt setzten die USA und die USIA (Propagandaamt der USA – d. Herausgeber), die geschaffen wurde, um «in andere Länder einzudringen und sie zu treuen Vasallen der amerikanischen Politik zu machen. Ziel dieses Mechanismus ist es, fremde Staaten zu beeinflussen und im für die USA-Regierung und die amerikanischen Unternehmen günstigen Sinne zu manipulieren. Kurzum: Dieser außenpolitische Mechanismus soll die permanente Herrschaft amerikanischer Multis in vielen Staaten der Welt sichern». Dieselben Ziele verfolgt auch *The Voice of America*.

Die Tätigkeit des Auslandsbüros der USIA wird durch ein «Landesprogramm» genanntes Dokument reglementiert. In diesem Dokument werden die Ziele der USA im jeweiligen Land bzw. Gebiet aufgeführt und die Ziele der psychologischen Kriegführung abgesteckt («die Schaffung einer bestimmten Situation oder die Verstärkung jener Tendenzen, die zur Realisierung gewisser Ziele der USA beitragen»). Es werden konkrete Objekte genannt und Programme zur Erreichung dieser Ziele präzisiert. Meistens enthalten die «Landesprogramme» Maßnahmen zur Eindämmung des Einflusses der Funkpropaganda Frankreichs und Großbritanniens im jeweiligen Land. Es sind u. a. Maßnahmen vorgesehen, um der Tätigkeit des Britischen Rates (britische Institution für außenpolitische Propaganda) entgegenzuwirken.

Auch in Westeuropa stößt die Tätigkeit der größten westlichen Sendeanstalten auf wachsende Kritik, weil sie die Entwicklung gutnachbarlicher Beziehungen behindert und in manchen Fällen des normale Leben der Bürger in vielen Ländern stört. Die Öffentlichkeit, des kalten Krieges müde geworden, protestierte wiederholt gegen die Programme der in der BRD stationierten USA-Hetzsender. Bereits 1970 wies *Willy Brandt*, damals Bundeskanzler, auf die Absurdität des Zustandes hin, daß 25 Jahre nach der Beendigung des zweiten Weltkriegs ausländische Sender vom Territorium der BRD aus Propaganda gegen Dritte betreiben.

In der *Prager Politischen Deklaration* im Januar 1983 haben sich die Teilnehmerstaaten des Warschauer Vertrages für die Erweiterung der internationalen Zusammenarbeit, für die Verbreitung wahrheitsgetreuer Informationen und für die gegenseitige geistige Bereicherung der Völker ausgesprochen. Die Schaffung eines Klimas des Vertrauens zwischen West und Ost ist eine der wichtigsten Komponenten zur Verminderung der Kriegsgefahr. Um ein solches Klima zu schaffen, ist es notwendig, ausschließlich wahrheitsgetreue Informationen zu verbreiten und auf Versuche zu verzichten, andere Völker darüber zu belehren, wie sie ihr Leben gestalten sollten.

Zusammengestellt von
Obering. Karl-Heinz Schubert, Y21XE

Literatur

- [1] G. Alow/W. Wiktorow, *Aggression im Äther*. Militärverlag der DDR, Berlin 1987, 144 Seiten, Preis 4,80 M.

Auf dem Weg zum Breitband- kommunikationsnetz

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die Entwicklung der menschlichen Gesellschaft ist eng mit der Entwicklung der Kommunikation verbunden. Dabei wird die Kommunikation zwischen den Menschen als ein menschliches Grundbedürfnis betrachtet. Die Kommunikation in der menschlichen Gesellschaft hat mit einfachen Laut- und Zeichengebungen angefangen und sich über die Herausbildung von Sprache und Schrift und die Anwendung von optischen und akustischen Zeichen weiterentwickelt. Vor reichlich hundert Jahren wurde mit dem elektrischen Telegrafen der Grundstein für die elektrische Nachrichtentechnik gelegt. Neuerungen und Verbesserungen folgten in relativ rascher Folge: Morsetelegraf, Fernsprecher, Funktelegrafie, Hörrundfunk, Fernschreiben und Fernsehroundfunk (Bild 1).

Dabei stand ein stetiges Wechselspiel zwischen der technischen Neuerung, ökonomischem Anwendernutzen und den Wünschen nach verbesserten Kommunikationsmöglichkeiten im Vordergrund. Die Kommunikationsformen Sprache, Schrift (Text), Bilder und Daten haben in einer evolutionären Entwicklung zu unterschiedlichen Kommunikationsdiensten wie Fernsprechen, Fernschreiben, Datenkommunikationsdiensten und nicht zuletzt Hör- und Fernsehroundfunk geführt, die durch ein Nebeneinander nichtkompatibler Systeme, Verfahren, Netze und Endgeräte beim Teilnehmer gekennzeichnet sind.

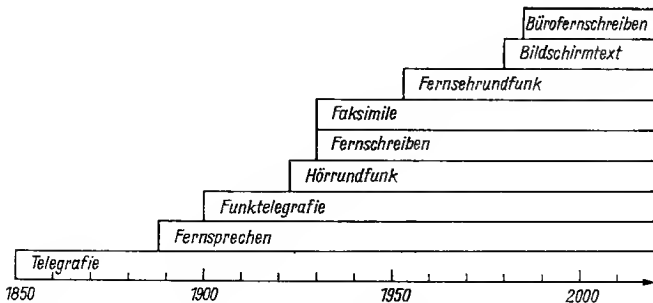


Bild 1 Entwicklung der Kommunikationsdienste (Überblick)

Einen weiteren Einfluß auf die Entwicklung nahm und nimmt die steigende Bedeutung der Information bzw. des Informiertseins als effektiv wirkender Produktivitätsfaktor. Der geistig-schöpferische Anteil an der Produktion nimmt an Größe und Bedeutung zu und wirkt sich in Form von Prozeßsteuerungen, Kontrolleinrichtungen und Programmen sowie rechtzeitig und richtiger Entscheidungsfindung aus. Das Niveau der infrastrukturellen Einrichtungen, mit denen Informationen unterschiedlicher Art verarbeitet und übertragen werden, hat im Büro- und Verwaltungsgebiet gegenüber dem Tempo der industriellen Produktivitätssteigerung einen deutlichen Rückstand, der auf bedeutende zu erschließende Reserven hindeutet.

Der Wunsch und die Notwendigkeit nach weiteren Kommunikationsmöglichkeiten, der wachsende Anfall an Informationen, Nachrichten und Daten, das gestiegene Informationsbedürfnis und die von der Mikroelektronik, der Datenverarbeitung und in jüngster Zeit von der optischen Nachrichtentechnik gebotenen technologischen Voraussetzungen haben zu Vorschlägen für neue Kommunikationsdienste (Bildschirmtext, Videotext, Kabeltext, schnelle Datenübertragung) geführt, die die Systemvielfalt noch weiter erhöhen. Andererseits ist auch die Entwicklung so weit fortgeschritten, daß diese Kommunikationsdienste in einem gemeinsamen Netz vereint und integriert werden können. Diese Zielstellung wird auch von den Empfehlungen der 8. Vollversammlung des CCITT (*Comité Consultatif International Télégraphique et Téléphonique*) vom Oktober 1984 verfolgt, die letztlich in einem weltweiten Diensteintegrierenden Digitalen Netz, das mit ISDN (*Integrated Services Digital Network*) abgekürzt wird, münden.

Heutige und neue Kommunikationsdienste

Die zur Zeit angewendeten Kommunikationsdienste (Bild 2) umfassen

- das Fernsprechen;
- das Fernkopieren;
- das Fernschreiben;
- den Datendienst (beginnend).

Neuere Kommunikationsdienste, die sich zum Teil auch bereits in der Erprobungs- und Einführungsphase befinden, sind

- das Bürofern schreiben;

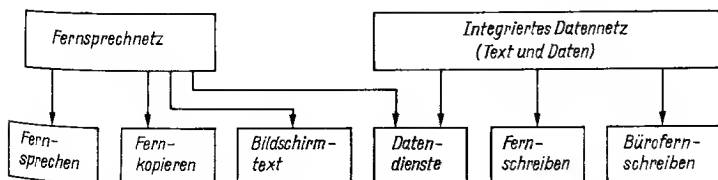


Bild 2 Heutige Kommunikationsdienste

- der Bildschirmtext und der Videotext;
- der Kabeltext;
- der elektronische Briefkasten;
- die Datenkommunikation.

Integration der Kommunikationsdienste durch ISDN

Die Integration der bisher nebeneinander und in zum Teil getrennten Netzen arbeitenden Kommunikationsdienste ist die Zielstellung der weiteren Entwicklung. Ausgangspunkt dafür ist die Digitalisierung des analogen Fernsprechnetzes, wobei Übertragungs- und Vermittlungstechnik eingeschlossen sind. Damit wird gewährleistet, daß durchgängig ein Übertragungsweg von 64 kbit/s besteht. Die Digitalisierung kann zuerst im Fernnetz (PCM 30, PCM 120, PCM 480), später im Ortsnetz vorgenommen werden. Ein derartiges digitales Netz kann bereits neben dem Fernsprechen und dem Fernkopieren noch andere Kommunikationsdienste (Datenkommunikation, Fernschreiben, Bürofernschreiben) umfassen.

Realisiert wird diese Zielstellung durch das ISDN-Konzept, das vorsieht, alle beim Teilnehmer entstehenden Signale der einbezogenen Kommunikationsdienste digital über eine einzige Teilnehmeranschlußleitung zu vermitteln und zu übertragen, wobei alle Kommunikationsformen wie Sprache, Texte, Bilder und Daten eingeschlossen sind. Beim ISDN wird die Digitalisierung bis zum Teilnehmer fortgesetzt, d. h., die analoge Übertragung auf einer Kupferdoppeladerleitung ist durch die direkte Digitalübertragung unter Einsatz von LSI- und VLSI-Schaltungen ersetzt.

ISDN – frei übersetzt: *digitales Fernmeldenetz mit integrierten Kommunikationsdiensten* – hat zum Ziel, unterschiedliche Geräte und Dienste zu nutzen über:

- ein gemeinsames Netz;
- einen gemeinsamen Anschluß an die vorhandene Fernsprechleitung;
- eine gemeinsame Kommunikationssteckdose;
- eine Rufnummer für alle angeschlossenen Endgeräte;
- die vorhandene Teilnehmeranschlußleitung (Kupferdoppelader).

Bild 3 zeigt die Grundanordnung für den Zugang eines Teilnehmers zum ISDN. Das Endgerät wird über die Endgeräteanpassung mit dem ISDN-fähigen Netz gekoppelt. Die Endgeräteanpassung kann bei einem ISDN-fähigen

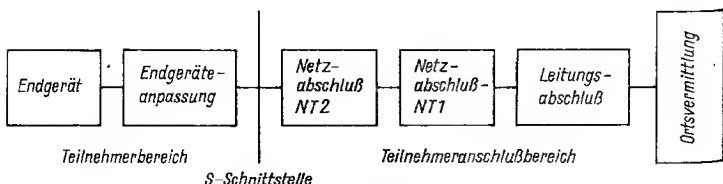


Bild 3 Grundanordnung des ISDN-Teilnehmeranschlusses

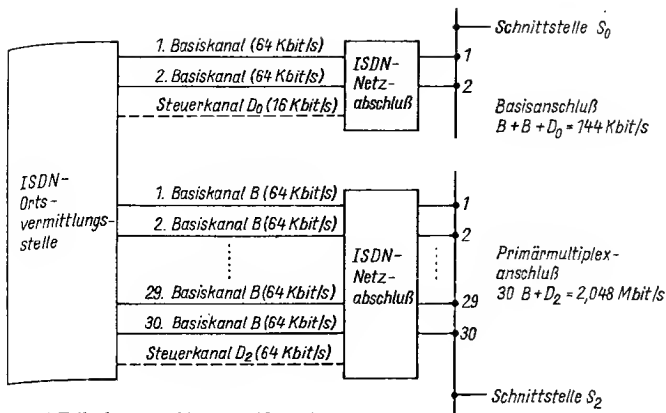


Bild 4 Teilnehmeranschlüsse im ISDN (Prinzip)

gen Endgerät entfallen. Es folgt die S-Schnittstelle, die den Netzbereich vom Teilnehmerbereich trennt. Als Anschlußtypen sind der Basisanschluß BA (basic access) und der Primärmultiplexanschluß PA (primary rate access) möglich (s. u.). Diese Schnittstelle trägt auch die Bezeichnung *Informations- oder Kommunikationssteckdose*.

Der Netzanschluß NT2 realisiert die Verkopplung der Verbindungs- und der Netzebene. Es folgen der Netzanschluß NT1 und der Leitungsanschluß beim Teilnehmer. Die Verbindung zur Ortsvermittlungsstelle folgt mit einer etwa maximal 5 km langen Zweidrahtleitung bidirektional. Als Übertragungsverfahren wird die Pulsmodulation mit Echokompensation verwendet.

Der Basisanschluß (Bild 4) stellt dem Teilnehmer an der CCITT-standardisierten Schnittstelle S einen Basiskanal B mit 64 kbit/s, einen weiteren Basiskanal B mit 64 kbit/s und einen Steuerkanal D₀ mit 16 kbit/s zur Verfügung. Insgesamt umfaßt damit die Schnittstelle $S_0 = B + B + D_0 = 144 \text{ kbit/s}$.

Die beiden Basiskanäle sind für die Kommunikationsdienste der Individualkommunikation (Sprache, Text, Bilder und Daten) nutzbar. Die Übertragung kann zwischen 2 Teilnehmern oder 1 Teilnehmer und 1 Datenbank (z. B. Bildschirmtext) vorgenommen werden. Der Steuerkanal, der ebenfalls wechselseitig betrieben werden kann, gestattet den Verbindungsaufbau und die Übertragung von Hör- und Anzeigesignalen. Weiter lassen sich Datenpakete, Telemetrie- und Alarmsignale bis etwa 10 kbit/s übertragen.

Der 16-kbit/s-Steuerkanal ist neben den 64-kbit/s-Basiskanälen ein Merkmal von ISDN. Während die Basiskanäle den Endgeräten zugewiesen werden, bildet der Steuerkanal den für alle angeschlossenen Endgeräte gemeinsamen Zeichengabekanal, d. h., hier werden Steuerinformationen zwischen Netz und den Endgeräten nicht wie heute üblich vor und nach dem

Informationsaustausch, sondern während des Austausches gegeben. Damit sind bei ISDN neue Möglichkeiten vorhanden, wie:

- Anzeige der Rufnummer anrufender oder bei besetztem Anschluß wartender («anklopfender») Teilnehmer;
- Benutzerführung beim Eingeben und Abruf von Informationen;
- Angebot an Sonderdiensten über den Steuerkanal (Fernwirken, Überwachen).

Der Basisanschluß bietet folgende Nutzung:

- Anschluß unterschiedlicher Endgeräte für gleiche oder unterschiedliche Dienste;
- gleichzeitiger Betrieb von 2 Endgeräten unterschiedlicher Kommunikationsdienste;
- Anschluß multifunktionaler Arbeitsplätze und von Mehrdienste-Endgeräten.

Primärmultiplexanschluß

Der Primärmultiplexanschluß (PA) ist besonders für den kommerziellen Bereich vorgesehen und umfaßt (Bild 4)

- 30 Basiskanäle mit je 64 kbit/s;
- einen Steuerkanal (D2) mit 64 kbit/s.

Der Aufbau ist $30 B + D2 = 1948$ kbit/s.

Mehrfach- und Mischkommunikation

ISDN ermöglicht eine Mehrfachkommunikation (gleichzeitige Verbindung über verschiedene Dienste zu unterschiedlichen Teilnehmern) und eine Mischkommunikation (gleichzeitige Übertragung von Sprache und Text). Damit werden insbesondere bei Multiplexanschlüssen die Teilnehmer besser erreichbar. Über den Steuerkanal können bei benutzten B-Kanälen Informationen zwischen Teilnehmerendgerät und Netz ausgetauscht werden. Beispiele dafür sind die Mitteilung der laufenden Gebühren oder des Posteingangs im «elektronischen Briefkasten».

Diensteumfang

Der Umfang der Kommunikationsdienste im ISDN (Tabelle 1) umfaßt mit verbesserten Leistungsmerkmalen:

- Standarddienste
 - Fernsprechen – bessere Verständigungsqualität, 2 gleichzeitige Verbindungen unter einer Rufnummer, Anzeige und Bedienerführung am Display, textbegleitendes Fernsprechen;
 - Bürofern schreiben – schnellere Übertragung (kleiner als 10 s für eine A4-Seite), reichhaltige Schriftgestaltung, elektronischer Briefdienst, sprachbegleitende Textübermittlung, elektronische Ablage (Archivierung);

Fernkopierer – schnelle Übertragung, hohe Qualität;
Textfax – Kombination aus Bürofernschreiben und Fernkopieren.

- Datendienste
- Bis zu 64 kbit/s oder $n \times 64$ kbit/s, Zugriff zu Datenbanken, Downloading von Personalcomputern, Paketvermittlung.
- Sonderdienste
- Fernmessen – Wasser, Gas, Elektrizität;
Fernsteuerung – Heizung;
Alarm – Einbruchsicherung.
- Informationsdienste, höhere Dienste
- Auskunftsdienste;
Ansagedienste;
Bildungsschirmtext.

Mit diesen Leistungsmerkmalen ist ISDN neben der Integration der dem Fernsprech- und Fernschreibnetz zugeordneten klassischen Kommunikationsdienste auch auf die Einbeziehung neuer digitaler Dienste für die sprachliche und nichtsprachliche Kommunikation mit höherwertigen Leistungsmerkmalen, von Zusatzdiensten und auf die Erhöhung des Kommunikationskomforts gerichtet. Ferner ist ISDN mit neuen Endgeräten beim Teilnehmer verbunden, die sich durch eine Multifunktionalität für die Verarbeitung von Sprache, Text, Bildern und Daten und einheitliche Bedienungsvorgänge auszeichnen.

Multifunktionaler ISDN-Arbeitsplatz auf dem kommerziellen Sektor

Das ISDN-Konzept gestattet auch Neuerungen auf dem Büro- und Verwaltungssektor durch den Aufbau eines multifunktionalen Arbeitsplatzes. Dieser Arbeitsplatz (Bild 5) greift auf die Daten-, Nachrichten-, Büro- und

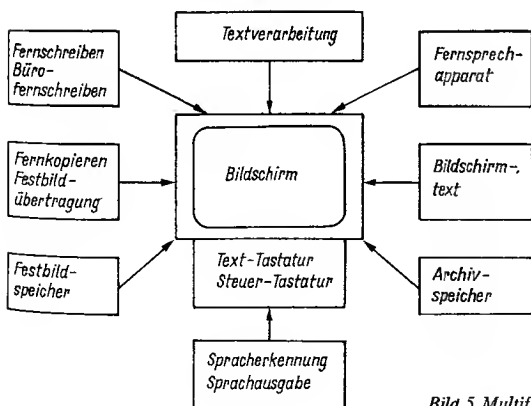


Bild 5 Multifunktionaler Arbeitsplatz

Textverarbeitungstechnik zurück. Zentrales Eingabegerät bildet eine moderne Tastatur, die neben einer Texteingabe auch zur Dateneingabe und Steuerung anderer Komponenten des Arbeitsplatzes verwendet wird. Für die Darstellung verwendet man einen Bildschirm. Die Ausgabe des Textes kann auf einem Drucker bzw. seine Ablage in einem Speicher vorgenommen werden, der als Halbleiterspeicher (Zwischenspeicherung), Diskette (Arbeitsplatzspeicher) oder optische Datenplatte (Archivspeicher) ausgeführt ist. Neuerungen sind die Eingabe von Grafikelementen und die Textbearbeitung (Redigieren, Verändern, Löschen u. ä.). Rechenoperationen und Steuerungen sind über einen angeschlossenen Rechner (Personalcomputer, Mikrocomputer, Bürocomputer) möglich.

Endgeräte für das ISDN-Konzept

Die effektive Nutzung der Vorteile des ISDN-Konzepts erfordert neue und den Bedingungen angepaßte Endgeräte beim Teilnehmer. Neben der hohen Übertragungsgeschwindigkeit, die sich vor allem bei den visuellen Diensten deutlich auswirkt, sind für die ISDN-Nutzung die Teilnehmersignalisierung über den Steuerkanal (D), die Misch- und Mehrfachkommunikation über eine Anschlußleitung sowie die einheitliche Rufnummer für alle Kommunikationsdienste ausschlaggebend.

Ein für ISDN konzipierter digitaler Fernsprechapparat besteht aus den Hauptkomponenten Handapparat zum Hören und Sprechen, Funktionstasten mit Leuchtdioden als Anzeigeelemente und ein- oder mehrzeiliges Flüssigkristall-Display. Mit den Funktionstasten können Dienste auf einfache Weise durch Tastendruck aktiviert werden. Dabei zeigen die LED den jeweiligen Betriebszustand optisch an. Das Display meldet dem Teilnehmer Informationen aus der Vermittlung, so z. B. bei einem Anruf die Rufnummer oder den Namen des Anrufers. Auf diese Weise kann sich bei einem bereits telefonierenden Teilnehmer ein zweiter Anrufender bemerkbar machen. Auf dem Display erscheinen bei (Abfrage-)Tastendruck auch Meldungen, für welche Kommunikationsdienste bereits Nachrichten eingegangen sind (z. B. Rückruf erforderlich, Fernkopie oder Teletex-Schreiben auf dem entsprechenden Endgerät eingegangen).

Besser der ISDN-Konzeption angepaßt ist ein Mehrdienste-Endgerät (Multiterminal), das unterschiedliche Kommunikationsdienste (Sprach- und Textkommunikation) zusammenfaßt. Mit einem derartigen Endgerät sind u. a. möglich:

- zeitgleiche Bearbeitungsvorgänge (z. B. Telefonieren und Texterstellung);
- sprachergänzende Kommunikationsarten, wie Dokumentenübertragung während eines Telefongesprächs;
- visuelle Darstellung auf einem Bildschirm;
- Möglichkeit des Ausdrucks von Textdarstellungen;
- Wechsel eines Dienstes ohne Beeinträchtigung eines anderen, gerade laufenden Dienstes.

Künftige breitbandige Kommunikationsdienste

Die im ISDN in der gegenwärtigen Konzeptionsform einbezogenen Kommunikationsdienste sind Schmalbanddienste, die sich in Kommunikationsdienste aus dem heutigen Fernsprechnetz, Dienste aus dem Text- und Datennetz und neue Dienste einteilen (Tabelle 1) lassen. Die Einbeziehung breitbandiger Kommunikationsdienste (Bildfernsehen, Kabeltext oder Fernsehen) ist nicht möglich. Das weitere Ziel besteht darin, mit dem Übergang auf ein Breitband-ISDN künftig zu einem universellen Kommunikationsnetz zu gelangen.

Tabelle 1
Überblick über Parameter digitaler Signale

Signalart	Abtastfrequenz	Kodierung	bit-Rate	
Fernsprechsignal	8 kHz	8 bit	64 kbit	
Tonsignal	digitaler Hörrundfunk	32 kHz	16 bit	1,024 Mbit/s (Stereo)
	CD-Platte	44,1 kHz	16 bit	1,411 Mbit/s (Stereo)
	digitales Magnetband	48 kHz	16 bit	1,536 Mbit/s (Stereo)
	Video 8	31,25 kHz	8 bit	250 kbit/s (Mono)
	digitaler Videorecorder	48 kHz	bis 20 bit	
Digivision	etwa 35 kHz	16 bit		
Bildsignal				
geschlossene Kodierung				
PAL/SECAM	13,3 MHz	8 bit	106,3 Mbit/s	
	17,7 MHz	8 bit	141,8 Mbit/s	
NTSC	10,7 MHz	8 bit	85,6 Mbit/s	
	14,3 MHz	8 bit	114,4 Mbit/s	
Komponentenkodierung				
Leuchtdichtesignal	13,5 MHz	8 bit	ges. 216 Mbit/s	
Farbdifferenzsignale	6,75 MHz	8 bit		

Von einem Breitbandkommunikationsnetz erwartet man:

- die Einbeziehung des Bewegtbilds in die Kommunikation;
- die Bereitstellung höher auflösender Bilder für professionelle Anwendungen und eine verbesserte Bewegtbildqualität beim Fernsehen (Ziel: Hochzeilen-Fernsehen);
- den schnellen Austausch von Dokumenteninhalten (Text, Grafik) und von Daten;
- den gezielten Abruf von Informationen, die an einem anderen Ort als Daten, Text, Grafik, Bild und Film gespeichert sind;
- den Zugang zu Datenbanken;
- die einfache Handhabung von Diensten und Endgeräten.

Die vom Breitband-ISDN den Teilnehmern zur Verfügung gestellten Kommunikationsdienste umfassen einmal alle auch vom Schmalband-ISDN gebotenen Dienste (Fernsprechen, Textübertragung, Datenübertragung, Bildschirmtext) und weitere breitbandige Dienste (Tabelle 2):

Individual- kommunikation Merkmal: Vermitteln, Wählen	Massen- kommunikation Merkmal: Verteilen
Fernsprechen	Videotext
Textübertragung	Kabeltext
Fernkopieren	Stereohörrundfunk
Datenkommunikation	Fernsehrundfunk
Bildschirmtext	Hochzeilenfernsehen
Bildschirmkonferenz	
Bildfernsprechen	
Bildabruf	

Tabelle 2
Übersicht über die im
Breitband-ISDN angebotenen
Kommunikationsdienste

Bildfernsprechen;
Bildschirmkonferenz;
Bildabruf (Breitband-Bildschirmtext, Festbildabruf, Abruf von Filmsequenzen);
schnelle Datenübertragung;
Kabeltext;
Hör- und Fernsehprogrammverteilung (Massenkommunikation)

Die zusätzlichen Dienste lassen sich einteilen in (Bild 6)

- **Dialogdienste**
Sie ermöglichen einen zweiseitig gerichteten Dialogverkehr zwischen 2 oder bei Konferenzschaltung auch mehreren individuellen Teilnehmern (Mensch – Mensch) oder zwischen einem Teilnehmer und einer institutionellen Einrichtung (Mensch – Maschine) wie auch zwischen technischen Systemen (Maschine – Maschine). Hierunter fallen das Bildfernsprechen, der schnelle Dokumentenverkehr und der schnelle Datenverkehr.
- **Abruf- und Zugriffsdienste**
Mit diesen beiden Diensttypen kann der individuelle Teilnehmer gezielt Informationen aus Datenbanken, Archiven, Videotheken u.a. beschaffen. Bei Abrufdiensten erhält der Teilnehmer die gewünschten Informationen auf Anforderung hin übermittelt. Bei Zugriffsdiensten wählt der Teilnehmer Informationen unmittelbar an seinem Endgerät aus einem von einer Zentrale (Anbieter) periodisch umlaufenden ausgesendeten Gesamtangebot aus. Hierzu zählen der Breitband-Bildschirmtext und der Kabeltext.
- **Verteildienste**
Diese Dienste verteilen Informationen oder Programmmaterial aus einer Zentrale gleichzeitig an viele Teilnehmer. Zu den Verleihdiensten gehören das Fernsehen (Ziel: Hochzeilen-Fernsehen) und spezielle Datenverteildienste.

Die Integration der zur Bewegtbildkommunikation gehörenden breitbandigen Kommunikationsdienste erfordert die Übertragung von bit-Raten von 1,5 Mbit/s bis 140 Mbit/s und damit breitbandige Übertragungswege in den Fern- und Ortsbereichen bis hin zum Teilnehmer (Tabelle 3). Dafür eignen

Dienst/übertragener Inhalt	Datenvolumen (Mbit)
Farbfernsehbild	4... 6
Hochauflösendes Farbfernsehbild	16... 24
A4-Seite-Faksimile (Schwarz/Weiß)	1... 4
A4-Seite-Faksimile (Grün)	9... 16
A4-Seite-Faksimile (farbig)	30... 60
Zeitungsseite	200...600
Hochauflösende Computergrafik	20...100

Tabelle 3
Datenvolumina verschiedener Übertragungsinhalte

sich Lichtleitfasern, die ihre Vorteile (geringe Dämpfung, keine Beeinflussung durch elektromagnetische Störfelder) als breitbandiges Übertragungsmedium bereits gezeigt haben.

Die möglichen Kommunikationsdienste bei Breitband-ISDN tragen vermittelnden (Individualkommunikation, Wähldienste) oder verteilenden (Massenkommunikation) Charakter. Bei der Individualkommunikation ist eine frei wählbare Breitbandverbindung erforderlich, über die die individuelle Kommunikation von Teilnehmern oder zu einer Zentrale vorgenommen wird.

Ersten Vorstellungen zufolge wird beim Breitband-ISDN der Basisanschluß (B + B + D) um einen Breitbandkanal ergänzt. Er erhält die Signalisierung mit über den D-Kanal. Auch erscheint es zweckmäßig, davon auszugehen, daß für Breitband-Dialogdienste (z. B. Bildfernsprechen) kleinere bit-Raten ausreichen. Durch Transkodieren ist beim Übergang auf das

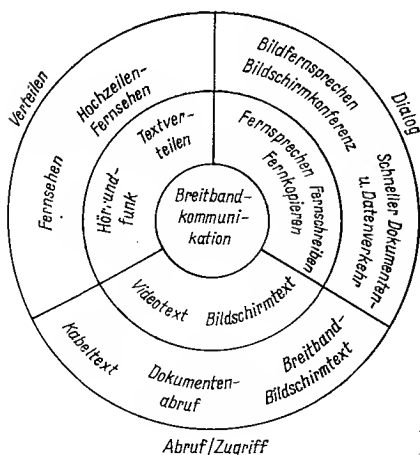


Bild 6
Diensttypen bei Breitband-ISDN

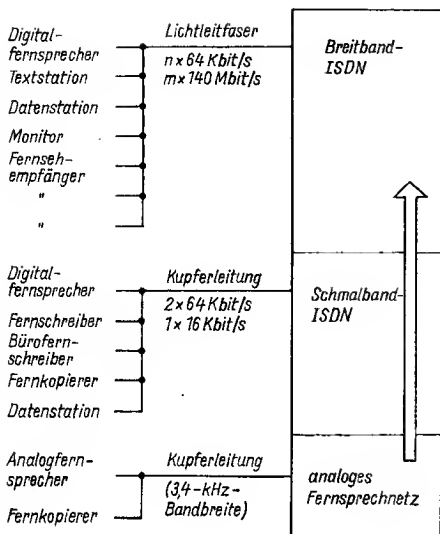


Bild 7
Entwicklung vom Fernsprechnetz zum Breitband-ISDN

Kommunikationsdienste	Heutige Netze	1. Phase	2. Phase	3. Phase
Fernsprechen	Fernsprechnetz	digitales Fernsprechnetz	Schmalband ISDN	Breitband ISDN
Fernkopieren				
Bildschirmtext				
Langsame Datenübertragung				
Fernschreiben	Fernschreib- und Daten-netz (IDN)	IDN	Schmalband ISDN	Breitband ISDN
Bürofern-schreiben				
Datex-L				
Datex-P				
Bildfernsprechen			Schmalband ISDN	Breitband ISDN
Bildschirmkonferenz				
Bildabruf				
Hörrundfunk	Gemeinschafts-antennen	Breitband-kabelnetz	Schmalband ISDN	Breitband ISDN
Fernsehrundfunk				
Kabeltext				

Bild 8 Schritte zum Breitband-ISDN

Fernnetz eine Redundanzminderung der Breitbandsignale von 140 Mbit/s auf 34 Mbit/s möglich.

Werden auch Verteildienste (Fernsehen) mit in das Breitband-ISDN einbezogen (Bild 7), so müssen mehrere Breitbandsignale gleichzeitig zum Teilnehmer übertragen werden. In diesem Fall bietet sich der Wellenlängenmultiplexbetrieb in Lichtwellenleitern an. Bei der Verlegung der Verteilnetze wird anstelle der Baumstruktur, zumindest im Ortsbereich, die Sternstruktur angewendet.

Die Einführung der Breitbandkommunikation mit dem Ziel eines Universalnetzes für alle Dienste wird vielerorts konzipiert, wobei unterschiedliche Bezeichnungen geläufig sind, wie z. B. INS – *Information Network System*, UIS – *Universal Information Service*, IBC – *Integrated Broadband Communication*. Die Breitbandkommunikation läßt sich mit Rücksicht auf bestehende Dienste und Netze nur in Phasen (schrittweise) einführen. Bild 8 zeigt dazu eine Möglichkeit.

Literatur

- [1] H. Bergmann, Neue Formen der kommerziellen Kommunikation. radio-fernsehelektronik, Berlin 30 (1981) 7, Seite 462 bis 464.
- [2] K.-H. Kleinau, Gestaltung und Planung eines diensteintegrierten digitalen Nachrichtennetzes der Deutschen Post. Nachrichtentechnik-Elektronik, Berlin 36 (1986) 3, Seite 107 bis 109.
- [3] K.-H. Rosenbrock, Mögliche Integration von Fernmeldediensten im digitalen Fernsprechnet ISDN. Zeitschrift für das Post- und Fernmeldewesen, Sternberg (1982) 9.
- [4] S. Kustermann, Kommunikationstechnik im Teilnehmeranschlußbereich. Nachrichtentechnik-Elektronik, Berlin 36 (1986) 8, Seite 308 bis 310.
- [5] H. Bergmann, Stand und weitere Entwicklung der Bürokommunikation. Bild und Ton, Leipzig 39 (1986) 10, Seite 308 bis 312.
- [6] W. Noé, ISDN-Vorteile effektiv nutzen. telcom report, Berlin (West) 10 (1987) 4, Seite 250 bis 254.
- [7] P. Berwing, Mit neuen Endgeräten in die ISDN-Zukunft. telcom report, Berlin (West) 10 (1987) 3, Seite 191 bis 197.
- [8] H. Armbrüster, Breitband-ISDN erfüllt die wachsenden Telekommunikationswünsche. telcom report, Berlin (West) 9 (1986) 3, Seite 168 bis 175.
- [9] H. Armbrüster, Künftige Kommunikation mit dem Breitband-ISDN. Nachrichten Elektronik + Telematik, Heidelberg 40 (1986) 5, Seite 187, 190, 192, 194 bis 197.

Die Digitalisierung von Signalen

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die Digitalisierung von Signalen und die digitale Signalverarbeitung haben ausgehend von der kommerziellen Nachrichtentechnik und der Datenverarbeitung eine große Bedeutung erlangt und werden zunehmend in anderen Bereichen eingesetzt, zu denen auch die Verarbeitung und Speicherung von Ton- sowie von Bildsignalen gehören. Stimuliert wird diese Entwicklung durch die Verfügbarkeit von entsprechenden integrierten Schaltungen und ihrem ökonomischen Einsatz.

Die digitale Verarbeitung von Signalen umfaßt ein breites Funktionspektrum, zu dem auch Signalverarbeitungsaufgaben gehören, die mit herkömmlichen analogen Verbreitungsprinzipien überhaupt nicht oder nur mit sehr großem Aufwand möglich sind. Allerdings ist dabei stets zu berücksichtigen, daß die Signale in ihrer ursprünglichen Erscheinungsform vorwiegend analoger Natur sind (Ton- und Bildsignalquellen, Signale von Sensoren) und am Ende der Verarbeitung auch wieder in eine analoge Form zurückverwandelt werden müssen.

Vorteile einer digitalen Signalverarbeitung

Elektronische analoge Systeme werden durch eine Zusammenschaltung unterschiedlicher, an die zu erfüllenden Verarbeitungsfunktionen angepaßter Analogbausteine realisiert, deren Verhalten mit Kennlinien und Übertragungsparameter bestimmt wird. Die Kennlinien und Übertragungsparameter unterliegen einer zeitlichen, oftmals nicht immer erfaßbaren Inkonstanz (Altern der Bauelemente, Temperatureinflüsse) und Beeinflussungen durch die Umwelt (elektromagnetische Störeinstreuungen, Schwankungen der Versorgungsspannung). Diese stören alle die Stabilität und die Genauigkeit des analogen Systems.

Eine wesentliche Verbesserung ist durch digitale Verarbeitungssysteme möglich, deren Verarbeitungsregeln nicht mehr durch Kennlinien, sondern durch numerische Anweisungen (Algorithmus) bestimmt werden. Instabilitäten durch Temperaturschwankungen oder Drifterscheinungen entfallen fast vollkommen. Die Störanfälligkeit ist geringer, auch was das Signal selbst betrifft. Die Signale sind einfacher zu reproduzieren. Weiterhin gestatten digitale Systeme eine Mehrfachausnutzung von Übertragungswegen (Multiplexbetrieb).

Die Vorteile einer Signaldigitalisierung zeigen sich besonders bei der Verarbeitung und Speicherung von Ton- und Bildsignalen, wobei weitere Verbesserungen möglich sind, wie sie sich mit analogen Systemen nicht oder nur mit hohem Aufwand erzielen lassen. Hierunter fallen eine Erhöhung des Rauschabstands, eine Verringerung der Verzerrungen, eine Erweiterung des Dynamikumfangs, eine Verbesserung des Frequenzgangs, die Vermeidung von Gleichlaufschwankungen, ein geringes Übersprechen zwischen Kanälen und ein Umkopieren ohne Signalverschlechterungen.

Pulskodemodulation

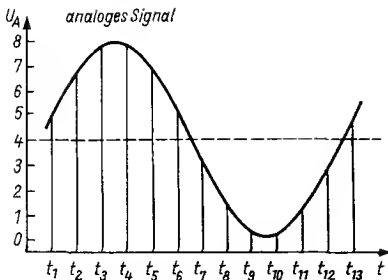
Zur digitalen Signalverarbeitung ist es notwendig, die aus der Umwelt (Ton- und Bildsignale) oder aus technischen Prozessen (Ausgangssignale von Sensoren) aufgenommenen analogen Signale mit der Pulskodemodulation (PCM) in digitale Signale umzuwandeln. Dazu muß das zeitkontinuierlich vorliegende analoge Signal in einen seriellen digitalen Datenstrom umgewandelt werden. Die dazu notwendigen Prozessschritte umfassen: Abtastung, Quantisierung und Kodierung (Bild 1) in einem Analog/Digital-Wandler (A/D-Wandler).

Bei der *Abtastung* des zeitkontinuierlichen analogen Signals werden zu bestimmten vorgegebenen Zeiten Proben des Signals entnommen und das zeitkontinuierliche Signal in ein zeitquantisiertes umgesetzt. Dabei ist das sogenannte Abtasttheorem gültig, nach dem eine in der Frequenz begrenzte Zeitfunktion eindeutig durch ihre diskreten (d. h. zeitquantisierten) Werte bestimmt werden kann, wenn mit mehr als der doppelten Frequenz abgetastet wird. Bezeichnet man die Abtastfrequenz mit f_A und die höchste Signalfrequenz mit f_S , so gilt: $f_A > 2 \cdot f_S$. Dabei ist oftmals die höchste Signalfrequenz der zu übertragenden Bandbreite des Nutzsignals gleichzusetzen.

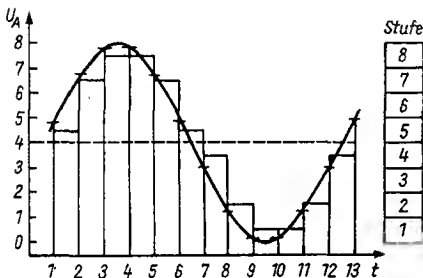
Die Abtastfrequenz f_A weist ein Frequenzspektrum auf, dessen Spektrallinien jeweils im Abstand von f_A auftreten. Wird nun eine Abtastung der Signalfrequenz f_S durch die Abtastfrequenz f_A vorgenommen, so überlagern sich um jede Spektrallinie der Abtastfrequenz die Summen- und Differenzfrequenz mit der Signalfrequenz, d. h., die Seitenbänder des Nutzsignals lagern sich um die Spektrallinien der Abtastfrequenz (Bild 2). Die notwendige Übertragungsbreite erhöht sich sehr stark.

Wird die Bedingung $f_A > 2f_S$ nicht in jedem Augenblick eingehalten, d. h., übersteigt die Signalfrequenz f_S den vorgegebenen Grenzwert, so treten Spektralanteile in den Seitenbändern auf, die in die benachbarten Seitenbänder hineinreichen und zu Störungen (Aliasing) führen. Deshalb ist es notwendig, vor der Abtastung die Signalfrequenz durch ein steiles Tiefpaßfilter auf den vorgeschriebenen Maximalwert (f_S) zu begrenzen.

Der bei der Abtastung gewonnene Abtastwert des analogen zeitkontinuierlichen Signals entspricht in seiner Amplitude der Amplitude des Signals zum jeweils vorliegenden Zeitpunkt. Die Amplitudenwerte können deshalb eine Vielzahl von Größen annehmen. Bei der auf die Abtastung folgenden *Quantisierung* wird eine Einschränkung über die Größe der möglichen Am-



Abtastung des analogen Signals zu den Zeitpunkten t_v durch Abtastwerte



Quantierungsfehler

Quantisierung: den Abtastwerten werden die Mittelwerte zulässiger Amplitudenstufen (Quantisierungsstufen) zugeordnet

Kodierung: die Amplitudenstufen (Quantisierungsstufen) werden durch ein Kodewort dargestellt

Stufe	Kodewort
8	111
7	110
6	101
5	100
4	011
3	010
2	001
1	000

Bild 1
Prinzip der Puls kodemodulation

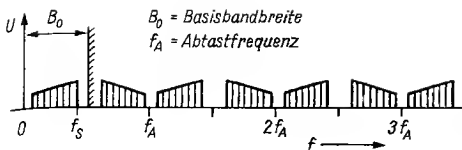


Bild 2
Frequenzspektrum der Pulsamplitudenmodulation (PAM)

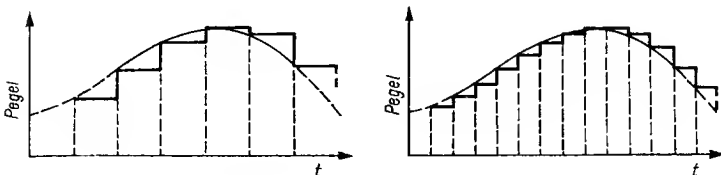


Bild 3 Quantisierung und Quantisierungsrauschen

plitudenwerte vorgenommen, d. h., es werden nur bestimmte Amplitudenwerte (Quantisierungsstufen: s) gestattet. Zur weiteren Verarbeitung wird der Mittelwert der jeweils zulässigen Amplitudenstufe ausgewählt. Zwischen der tatsächlich vorliegenden Amplitude des Abtastwerts und der zugehörigen Quantisierungsstufe tritt eine Differenz ein. Diese Differenz bildet den Quantisierungsfehler, der durch eine ausreichend feine Abstufung gering zu halten ist (Bild 3).

Der Quantisierungsfehler führt zum Quantisierungsrauschen. Für die Quantisierung wird der gesamte Quantisierungsbereich U_0 in s gleiche Intervalle ΔU unterteilt:

$$s = \frac{U_0}{\Delta U}.$$

Da es sich um gleichgroße Intervalle handelt, spricht man auch von *linearer Quantisierung*.

Der sich bei der Digitalisierung einstellende Geräuschabstand ist das Verhältnis der Leistung S des quantisierten Signals zum Quantisierungsrauschen N_Q und abhängig von der Anzahl der Intervalle:

$$\frac{S}{N_Q} = s^2 - 1.$$

Von einer *nichtlinearen Quantisierung* spricht man, wenn die Quantisierungsstufen keinen gleichmäßigen Abstand aufweisen. So kann man bei großen Signalamplituden einen größeren Abstand wählen und erhält ein höheres Quantisierungsrauschen. Mit der Quantisierung ist es gelungen, die Vielzahl der (immer noch) analogen Abtastwerte in eine endliche Anzahl (s) von quantisierten Abtastwerten überzuführen, die bei der *Kodierung* in digitale Kodewörter umgewandelt werden.

Bei Verwendung des Binärkode erhält man

$$s = 2^n;$$

n – Anzahl der Stellen je Kódewort.

Der Kode bewirkt dabei eine Zuordnung der zulässigen Amplitudenwerte zu entsprechenden digitalen Signalen (Digitalisierung). Die sich ergebende bit- oder Datenrate hat folgende Größe:

$$B_N = Z \cdot f_A \cdot n;$$

Z – Anzahl der zu übertragenden Kanäle, f_A – Abtastfrequenz, n – Anzahl der Stellen je Kodewort.

Das nunmehr vorliegende digitale Signal besteht aus einer Folge von «0» und «1» (bits). Die Kodierung wird auch mit *Quellenkodierung* bezeichnet

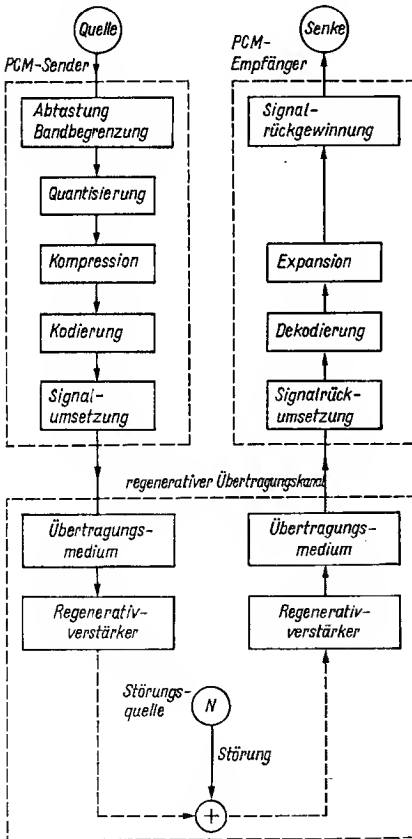


Bild 4
PCM-Übertragungssystem (Prinzip)

und verfolgt das Ziel, mit einer möglichst geringen bit-Rate auszukommen. Kodiermethoden sind die Zähl-, die Wäge- und die Parallelkodierung. Bild 4 zeigt den Übersichtsschaltplan eines PCM-Übertragungssystems.

Kanaladaptation

Zur Übertragung und Speicherung muß eine Kanalkodierung, d. h. Anpassung an den jeweiligen Übertragungskanal oder an das Speichermedium, vorgenommen werden. Dazu ist es notwendig, zum Fehlerschutz noch zusätzliche bits (Paritäts-bits) hinzuzunehmen, wodurch die bit-Rate und die Bandbreite erhöht werden. Deshalb sind breitbandige Übertragungswege und Speichermedien notwendig.

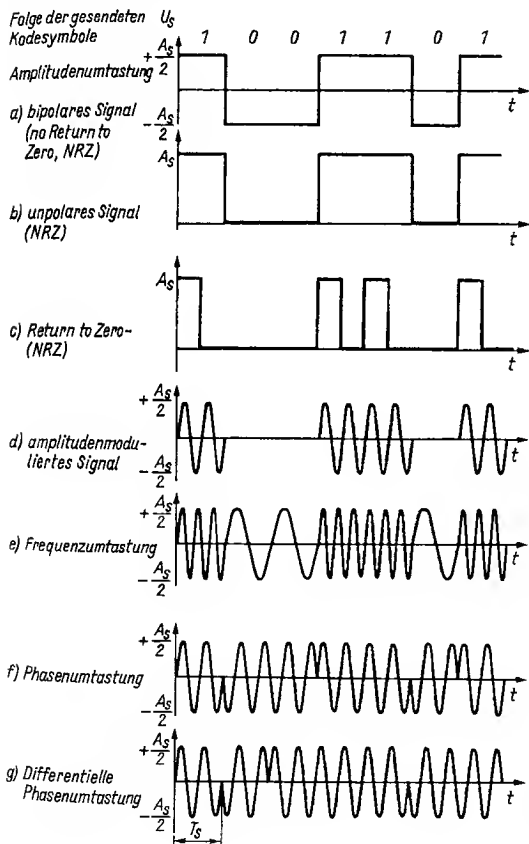


Bild 5
Signalumsetzung von
Codesymbolen
in Sendesignale

Ein fehlerhafter Signalwert läßt sich durch den Mittelwert aus benachbarten richtigen Werten korrigieren. Dieses Interpolationsverfahren versagt aber bei sogenannten Bündelfehlern (burst), d. h. wenn mehrere aufeinanderfolgende bits oder gar ganze Worte gestört sind. Dann ist eine Interpolation zwischen Nachbarworten nicht mehr möglich. Um eine Folge von «burst»-Fehlern zu vermeiden, werden aufeinanderfolgende Signalwerte zeitlich verschachtelt übertragen, wodurch eine Fehlerzerstreuung erreicht wird. Bei diesem Verfahren können Übertragungsfehler, die viele aufeinanderfolgende Kodeworte unbrauchbar machen, verdeckt oder mit zusätzlichen Mitteln sogar korrigiert werden. Die Fehlererkennung, -zerstreuung, -verdeckung und -korrektur hängen von den spezifischen Störungen des Übertragungskanals oder Speichermediums sowie von den Anforderungen ab.

Um den Übertragungsweg mehrfach und damit effektiver ausnutzen zu können, verschachtelt man die Signale mehrerer Kanäle im Zeitmultiplexbetrieb ineinander, d. h., nach der Kodierung werden z.B. 2 Signale so zusammengeführt, daß das eine in die Lücken des anderen hineingelegt wird.

Zur Fernübertragung muß im allgemeinen das Ausgangssignal des Kodierers umgesetzt (Modulation) werden (Bild 5). Bei der Amplitudenumtastung ordnet man dem Symbol «1» das Sendesignal $+\frac{1}{2}A_S$ (A_S – Sendesignalamplitude) und dem Signal «0» das Sendesignal $-\frac{1}{2}A_S$ zu. Dieses Signal (Bild 5a) ist gleichstromfrei, wenn die Codesymbole «1» und «0» mit gleicher Wahrscheinlichkeit auftreten. Bild 5b zeigt ein unipolares, nicht gleichstromfreies Signal. Beide sind vom Typ NRZ (no return to zero), da die Amplitude innerhalb der Symboldauer nicht auf den Grundwert «0» zurückgeht. Bei der Frequenzumtastung arbeitet man mit 2 unterschiedlichen Sendefrequenzen: z. B. f_1 für «0» und f_2 für «1». Eine weitere Möglichkeit ist die Phasenumtastung.

Digitalisierung von Tonsignalen

Die Wahl der Abtastfrequenz bei der Digitalisierung von Tonsignalen ist abhängig von der höchsten abzutastenden Signalfrequenz, d. h. von der Bandbreite des zu übertragenden Nachrichtenkanals. Für den Fall der Übertragung von Fernsprechanälen (Bandbreite 3,4 kHz) wählt man eine Abtastfrequenz von 8 kHz. Die Kodierung wird mit 8 bit durchgeführt, so daß 256 Amplitudenstufen berücksichtigt werden können.

Die bit-Rate beträgt in diesem Fall

$$B_N = 8 \text{ kHz} \cdot 8 \text{ bit} = 64 \text{ kbit/s.}$$

In einem PCM-Übertragungssystem (Bild 6) lassen sich in der untersten Hierarchiestufe 30 Kanäle + 2 Zusatzkanäle (Steuer- und Synchronkanal) übertragen. Die Gesamtbitrate ergibt sich dabei zu

$$B_N = 32 \cdot 64 \text{ kbit/s} = 2,048 \text{ Mbit/s.}$$

Die Digitalisierung von HiFi-Tonsignalen erfordert höhere Abtastfrequenz. Wenn man von einem zu übertragenden NF-Frequenzband von 15 kHz

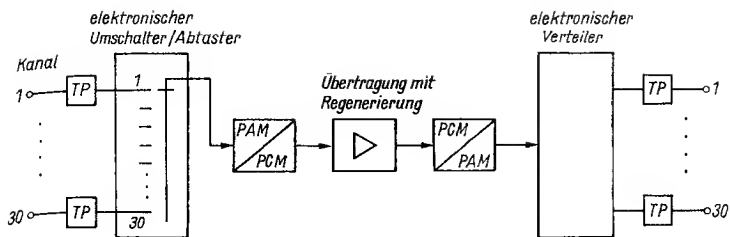


Bild 6 Zeitmultiplex-PCM-Übertragung

ausgeht, so muß die Abtastfrequenz oberhalb von 30 kHz liegen. In Abhängigkeit vom Übertragungskanal bzw. Speichermedium wurden folgende Abtastfrequenzen gewählt:

Compact Disk	44,1 kHz,
Digitaltonspeicherung auf Videorecordern	44,056 kHz,
Digitaler Hörrundfunk	32 kHz,
Digitaltonspeicherung auf Magnetband	32 kHz, 44,1 kHz, 48 kHz.

Die Kodierung wird mit 16 bit vorgenommen, um mit 65 536 Amplitudenstufen eine möglichst feine, der Empfindlichkeit des menschlichen Ohres angepaßte Abstufung vorzunehmen. Dementsprechend ist auch die bit-Rate groß. Sie liegt bei einem digitalen Stereosignal zwischen

$$2 \cdot 16 \text{ bit} \cdot 32 \text{ kHz} = 1,024 \text{ Mbit/s und}$$

$$2 \cdot 16 \text{ bit} \cdot 48 \text{ kHz} = 1,536 \text{ Mbit/s (s. auch Tabelle 1).}$$

Tabelle 1
Kommunikationsdienste im Schmalband-ISDN

	Datendienste	Standarddienste	höhere Dienste	Sonderdienste
Kommunikationsdienste aus dem Fernsprechnet	Datenübertragung (V-Schnittstelle)	Fernsprechen Fernkopieren	Bildschirmtext	
Dienste aus dem Text- und Daten-netz (IDN)	Datenübertragung (X-Schnittstelle)	Bürofern-schreiben (2400 bit/s) Faksimile der Gruppe 4 (9600 bit/s)	Bildschirmtext	
neue Dienste	schnelle, paketvermittelte Datenübertragung	Fernkopieren (Gruppe 4) Textfax Fernsprech-konferenz	ISDN-Bildschirmtext Voice Mail Text Mail Fax Mail	Fernmessen Sicherheitsdienste Fernwirken

Digitalisierung des Tonsignals bei der Compact Disk

Die Digitalisierung des Tonsignals ist als Gesamtprozeß bei der Compact Disk relativ kompliziert, um das bei der Quellenkodierung erhaltene 2kanalige digitale Tonsignal an das Speichermedium mit seinen unterschiedlichen Fehlermöglichkeiten durch eine Kanalkodierung anzupassen. Die Quellenkodierung, bei der jeder Abtastwert einen Kodewert von 16 bit zugeordnet erhält, liefert je Abtastung des Stereosignals 32 bit. Die Abtastung wird in einer Abtast- und Halteschaltung (Sample and hold circuit) vorgenommen, deren Ausgangssignal ein PAM-Signal (Pulsamplitudensignal) ist. Jeder Abtastwert muß so lange gehalten werden, bis er in sein entsprechendes 16-bit-Signal kodiert worden ist. Das 16-bit-Wort gelangt an einen Multiplexer, der daraus einen seriellen Datenstrom ableitet.

Vor der Aufzeichnung wird eine Kanalkodierung mit einem mehrfachfehlerkorrigierenden Kode (CIRC – Cross Interleave Reed-Solomon Code) durchgeführt, der zur Fehlererkennung und -korrektur Paritäts-bits und ein zeitliches Verschachteln der digitalen Signale benutzt. Der Kode ist in der Lage, einen Dropout aus bis zu 3 500 aufeinanderfolgenden bits zu korrigieren. Das entspricht auf der CD-Platte einer Spurlänge von 2,4 mm. Darüber hinaus sind bis etwa 12 000 bit durch eine Interpolation kompensierbar (7,7 mm Spurlänge auf der CD-Platte).

Die Kodierung geschieht im einzelnen so (Bild 7), daß 6 Abtastperioden aus jeweils 32 bit zu einem sogenannten Rahmen ($6 \times 32 = 192$ bit) zusammengefaßt werden. Im Rahmen werden die 32 bit einer Abtastperiode in 4 Audiosymbole zu je 8 bit (1 Symbol enthält stets 8 bit) umgewandelt. Der Rahmen besteht nunmehr aus 24 Audiosymbolen (24×8 bit = 192 bit). Diese Audio-bit-Folge aus 24 Audiosymbolen, die noch in ihrer ursprünglichen Reihenfolge vorliegen, wird zur Unterdrückung von Bündelfehlern nach einer bestimmten Vorschrift umgeordnet. Bild 8 zeigt dazu zur Veranschaulichung ein Beispiel. Es entsteht eine neue bit-Folge, der 8 Paritäts-symbole und ein C/D-Symbol hinzugefügt werden, so daß eine Datensymbolfolge aus (24 Audiosymbole + 9 zusätzliche Symbole) 33 Datensymbolen zu je 8 bit Länge vorliegt.

Symbolart	bit-Anzahl
1 Synchronsymbol	27 bit
1 C/D-Symbol	17 bit
12 Audio-Datensymbole je 17 bit	204 bit
4 Paritätssymbole je 17 bit	68 bit
12 Audio-Datensymbole je 17 bit	204 bit
4 Paritätssymbole je 17 bit	68 bit
1 Rahmen = 588 bit	

Tabelle 2
Rahmenaufbau
der Compact Disk

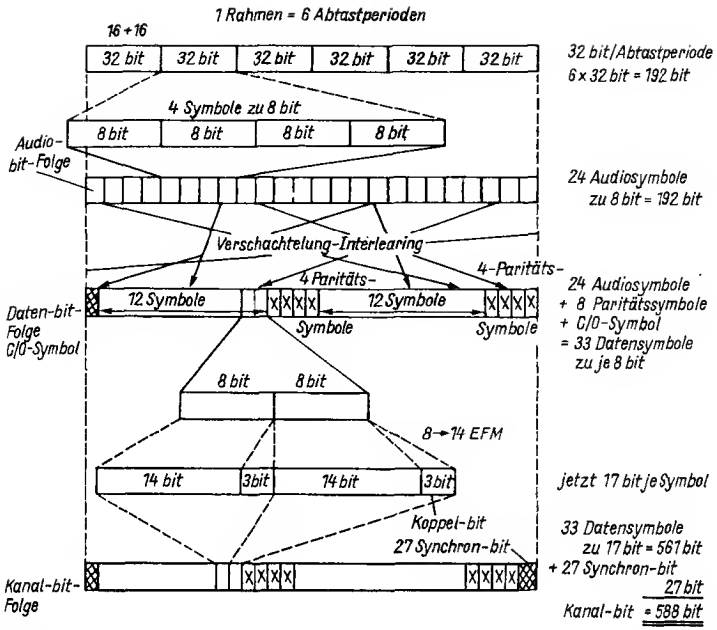


Bild 7
Kodierprinzip bei der CD-Platte

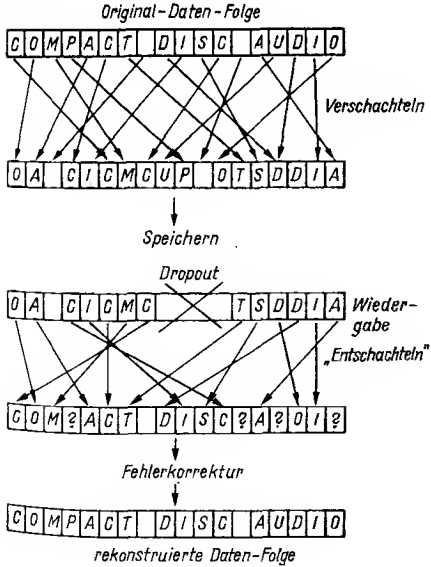


Bild 8
bit-Verschachtelung (Interleaving)

Mit *C/D-Symbol* bezeichnet man einen zusätzlichen Subkode der Compact Disk, der für Steuer- und Anzeigezwecke innerhalb der digitalen Toninformation untergebracht wird. Dieser Subkode liefert auswertbare Hinweise über die Pausen zwischen Musikstücken, Such- und Wiederholungsfunktionen, Informationen über Titel, verbleibende und abgelaufene Spielzeit u. a. und wird im Steuer- und Display-Koder aufbereitet. Das spezielle *C/D-Symbol* besteht aus 8 bit und kann 8 Informationskanäle übertragen.

Die jetzt vorliegende Daten-bit-Folge weist ein NRZ-Format (no return to zero) auf, das keine Taktregenerierung zur Wiedergabe enthält. Die Daten-bit-Folge aus 8-bit-Worten wird deshalb im EFM-Modulator (Eight-to-Fourteen) vor der Aufzeichnung in einen Datenstrom aus 14-bit-Symbolen umgewandelt. Diese Umwandlung bewirkt, daß sich stets wenigstens 2 Nullen zwischen aufeinanderfolgenden Einsen befinden. Den aus den 8-bit-Symbolen entstandenen 16 bit langen Symbolen werden jeweils noch 3 Koppel-bits hinzugefügt, so daß jetzt das Datensymbol 17 bit umfaßt (Kanal-bits). Die bit-Folge enthält jetzt 33 Datensymbole zu 17 bit Länge, d. h. $33 \times 17 \text{ bit} = 561 \text{ bit}$. Es wird weiterhin noch ein Synchronisiersymbol von 27 bit Länge angehängt. Der Rahmen im Kanalformat enthält jetzt $561 \text{ bit} + 27 \text{ bit}$. Dieses Signal steuert den Laserstrahl beim Aufzeichnen der Daten auf die Platte.

Durch das relativ komplizierte Verfahren wird ein optimaler Fehler-schutz gewährleistet. Ferner werden sogenannte Lauflängenbedingungen garantiert, und der Niederfrequenzanteil wird niedrig gehalten. Die ursprüngliche bit-Rate von rund 1,5 Mbit/s wird durch alle diese Maßnahmen wesentlich erhöht.

Im D/A-Wandler entsteht bei der Dekodierung wieder ein pulsamplitudenmoduliertes Signal (PAM), wobei aus dem Kodewert der zugehörige quantisierte Amplitudenwert abgeleitet wird. Es ergibt sich das zur Senderseite äquivalente Signalspektrum mit dem Basisband und den zu beiden Seiten der Abtastfrequenz liegenden Seitenbändern. Zur Rückgewinnung des Signals ist ein Tiefpaß notwendig, der die unerwünschten Frequenzbänder vom Basissignal abtrennt. Dieses Filter erfordert eine hohe Filtersteilheit, damit Störgeräusche des unteren Seitenbands der Abtastfrequenz nicht mit erfaßt werden. Weiterhin muß der D/A-Wandler innerhalb des halben Wertes eines bits (LSB) linear unterscheiden können, was bei der Kodierung von 16 bit sehr schwierig ist.

Bei der D/A-Wandlung auf der Wiedergabeseite verwendet man deshalb eine sogenannte Überabtastung (Oversampling), die neben einer einfacheren Filterung weitere Vorteile bietet (Bild 9): Einsatz eines linearen und stabilen 14-bit-D/A-Wandlers sowie Verbesserung der Rausch- und Verzerrungsverhältnisse. Dazu werden die beiden 16-bit-Signale (Stereosignale) mit der Abtastfrequenz von 44,1 kHz in ein digitales transversales Oversampling-Filter eingegeben, das als eine Reihe von Verzögerungsleitungen mit Multiplikatoren aufgefaßt werden kann. Dabei wird die Abtastfrequenz auf das 4fache (176,4 kHz) angehoben. Auch das Rauschen wird über einen größeren Frequenzbereich verteilt, so daß im NF-Band nur ein geringer Teil verbleibt (6 dB Rauschabsenkung). Am Ausgang des Filters erscheint ein

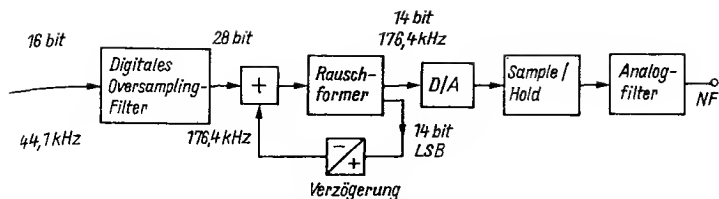


Bild 9 Signalverarbeitung auf der Wiedergabeseite der CD-Platte

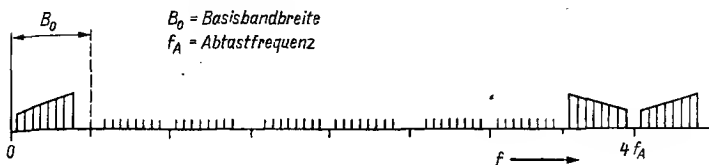


Bild 10 Frequenzspektrum nach dem Oversampling

Signal mit 28 bit (Multiplikationswirkung durch das Filter von 12 bit) und der Abtastfrequenz von 176,4 kHz. Durch das Digitalfilter (Bild 10) werden die Frequenzanteile von 44,1 kHz, 88,2 kHz und 132,3 kHz unterdrückt, so daß eine einfache Filterung möglich wird.

Ein anschließender Rauschformer gewinnt aus dem 28-bit-Signal ein 14-bit-Signal, das ein 14-bit-A/D-Wandler verarbeiten kann. Die fehlenden 14 bit (LSB) enthalten vorwiegend Quantisierungsrauschen und Rundungsfehler und werden nach einer Verzögerung mit umgekehrtem Vorzeichen von der nächsten Abtastung abgezogen (weitere Rauschminderung). Bei dieser Verfahrensweise wird trotz der 14-bit-Wandlung der Qualitätsstandard der 16-bit-Kodierung beibehalten.

Digitale Tonsignale beim Fernsehen und Rundfunk

Bei dem für die Fernsehsatellitenübertragung geeigneten Zeitmultiplex-Verfahren D2-MAC/Paket wird die Toninformation digital übertragen. Die Abtastfrequenz beträgt 32 kHz (NF-Bandbreite von 15 kHz), die Kodierung wird mit 16 bit vorgenommen. In diesem Fall ist auch eine Tonübertragung mit verminderter Qualität (NF-Bandbreite von 7 kHz) vorgesehen, die mit einer Abtastfrequenz von 16 kHz auskommt.

Der digitale Hörrundfunk ist ebenfalls für eine Abtastfrequenz von 32 kHz (NF-Bandbreite von 15 kHz) bei einer Kodierung mit 16 bit konzipiert. Es werden jeweils 16 Stereo- oder 32 Monokanäle in einem Satellitenkanal übertragen, so daß die Gesamt-bit-Rate einschließlich von Zusatzbits zur Datensicherung 20,48 Mbit/s beträgt.

Digitale Tonsignalspeicherung auf Magnetband

Die Digitalisierung von Tonsignalen für die Aufzeichnung auf Magnetband (Bild 11) ähnelt den Verhältnissen bei der Compact Disk. Hier werden – wie im Fall des Systems R-DAT (Rotary Head Digital Audio Tape) mit Schrägspuraufzeichnung und rotierenden Köpfen (ähnlich wie bei Videorecordern) – auch der Reed-Solomon-Kode mit Verschachtelung und die EFM-Modulation angewendet. Die Kodierung nimmt man mit 16 bit vor. Allerdings werden in diesem Fall unterschiedliche Abtastfrequenzen (Tabelle 3) in Abhängigkeit von der Bereitstellung der digitalen Tonprogramme eingesetzt. Eine Abtastfrequenz von 48 kHz gestattet die eigene Aufnahme und ihre Wiedergabe, eine Abtastfrequenz von 44,1 kHz wird für die Wiedergabe bespielter Digitalkassetten und eine von 32 kHz für die Aufnahme und Wiedergabe von digitalen Programmen über den digitalen Hörrundfunk benutzt.

Bei R-DAT wird die digitale Toninformation auf einer 13,6 μm breiten und 23,5 mm langen Schrägspur (Bild 12) auf dem Magnetband aufgezeichnet, das man mit einem Umschlingungswinkel von 90° um die rotierende Kopftrommel führt. Die bit-Rate der digitalen Tonsignale beträgt 1,5 Mbit/s, die sich durch Fehlerkorrektur und Subcodes auf 2,77 Mbit/s erhöht. Jede Spur enthält neben den Tonsignalen auch weitere Signale wie Signale zur automatischen Spurhaltung (ATF), Signale für Informationen über Zeitkode, Titelnummer, Abtastfrequenz, Kopierschutz u. a. Dazu ist jede Spur in 196 Blöcke zu je 288 bit unterteilt. Jeder Block beginnt mit 8 Synchron-bit, gefolgt von 8 Identifikations-, 8 Blockadressen- und 8 Paritäts-bit. Der Rest jedes Blocks ist mit 256 Daten- und Paritäts-bit (digitale Tonsignale) belegt.

Auf einer Spur befinden sich Bereiche für 8 Subkodeblöcke, 5 ATF-Datenblöcke, 128 Audiodatenblöcke und nochmals 8 ATF-Datenblöcke und 8 Subkoddatenblöcke. Den Rest bilden weitere Subkoddatenblöcke. Die

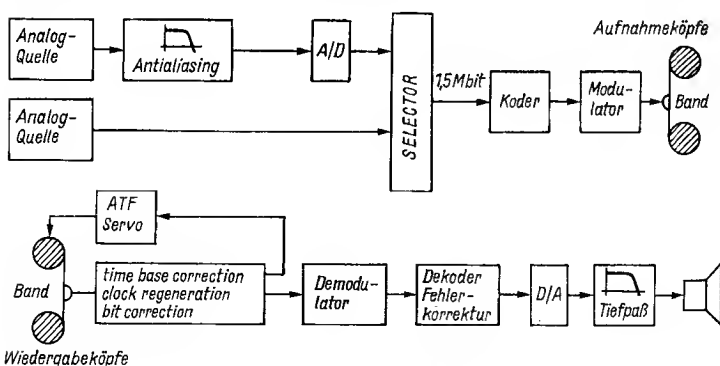


Bild 11 Übersichtsschaltplan (Prinzip) eines digitalen Magnettonspeichergeräts

Tabelle 3
R-DAT-Parameter

Modus	I II III	IV	V
Kanäle	2	2	4
Abtastrate (kHz)	48 44,1 32	32	32
Quantisierung linear nichtlinear	16 —	— 12	— 12
Subkode (kbit/s)	273,1	136,5	273,1
ID-Kode (kbit/s)	68,3	34,1	68,3
Spurbreite	13,591 μm 20,4 μm		
Spurlänge	23,501 mm		
Schreibgeschwindigkeit	3,133 m/s		
Umschlingung	90°		
Spurwinkel	6°		
Trommeldurchmesser	30 mm		
Azimuth	$\pm 20^\circ$		
Umdrehungen/s	2000		
Spieldauer	2 h bzw. 80 min		
Bandgeschwindigkeit	8,15 mm/s		
Breite des Bandes	3,81 mm		

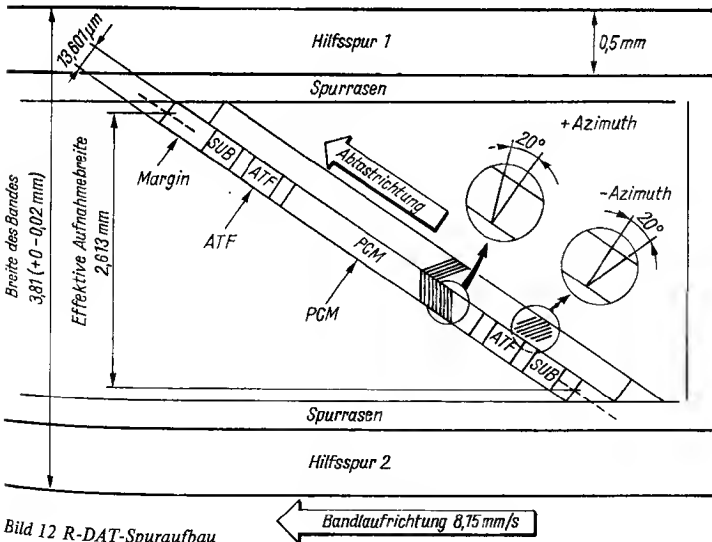


Bild 12 R-DAT-Spuraufbau

Bandlaufrichtung 8,15 mm/s

dem rechten und linken Tonkanal zugeordneten Audiodaten werden in geradzahlige und ungeradzahlige Abtastwerte unterteilt und kreuzweise auf nebeneinanderliegende Spuren mit Plus- und Minusazimut der Kopfspaltwinkel verteilt (Verschachtelung). Damit sind zeitlich zusammengehörige Audiodaten im Signal in unterschiedlichen Blöcken untergebracht.

Digitalisierung von Bildsignalen

Die Digitalisierung von Bildsignalen ist mit einer wesentlich höheren Bildsignalbandbreite (Größenordnung 5 MHz) verbunden, die höhere Abtastfrequenzen (oberhalb 10 MHz) und damit auch größere Übertragungsbandbreiten verlangt. Digitalisierte Bildsignale setzt man zur Zeit vorwiegend bei der Signalverarbeitung mit der Zielstellung einer Bildqualitätsverbesserung und beginnend auch zur Speicherung von Bildsignalen ein.

Komplexe Manipulationen an einem Bildsignal oder Bild können mit digitalen Verfahren leichter als mit analogen durchgeführt werden. Auch ist es notwendig, durch analoge Verfahren erzeugte Bilder (z. B. Fotos, Satellitenbilder, Fernseh- und Röntgenbilder) anschließend zu digitalisieren, um sie einer weiteren Bearbeitung durch einen Rechner zugänglich zu machen. Für die Quantisierung der Amplitudenstufen werden häufig 6 bis 8 bit verwendet, was 64 bis 256 Grauwertstufen entspricht.

Geschlossene und Komponentenkodierung

Die Digitalisierung eines Farbfernsignals (FBAS-Signal) läßt sich als Ganzes (geschlossene Kodierung: Leuchtdichte- und Farbsignal zusammen kodiert) oder in seinen Komponenten (Komponentenkodierung: Leuchtdichte- und Farbsignale separat kodiert) vornehmen. Weiterhin ist eine Verknüpfung der Abtastfrequenzen mit der Farbträgerfrequenz oder der Zeilenfrequenz möglich.

Bei der geschlossenen Kodierung (Bild 13) wird das FBAS-Signal mit den Abtastfrequenzen von 10,7 MHz ($= 3 \times$ Farbträgerfrequenz) bzw. 14,3 MHz ($4 \times f_T$) bei NTSC und 13,3 MHz ($3 \times f_T$) bzw. 17,7 MHz ($4 \times f_T$) bei PAL und SECAM abgetastet. Die bit-Raten liegen zwischen 85,6 und 141,8 Mbit/s (s. Tabelle 1).

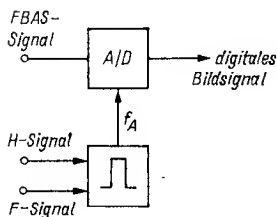


Bild 13
Geschlossene Kodierung

Die Quantisierung geschieht mit 8 bit, d. h. 256 Amplitudenstufen bzw. unter Berücksichtigung der 0. Stufe mit 255 Stufen. Dem Synchronwert wird dabei die Stufe 4 (Kodierung: 0000 0100), dem Schwarzwert die Stufe 64 (0100 0000), dem Weißwert die Stufe 204 (1110 0000) und dem Maximalwert (Gelb) die Stufe 250 (1111 1010) zugeordnet.

Nach der CCIR-Empfehlung 601 wird für das digitale Fernsehen im Studio eine Komponentenkodierung des Leuchtdichtesignals und der beiden Farbdifferenzsignale vorgenommen. Das Leuchtdichtesignal wird mit 13,5 MHz, die Farbdifferenzsignale werden mit 6,75 MHz abgetastet, was 864 bzw. 432 Abtastungen je Zeile bedeutet. Die Kodierung geschieht mit 8 bit (d. h. 256 Amplitudenstufen bei der Quantisierung) für alle 3 Signale linear. Die bit-Rate ist 216 Mbit/s. Dabei entfallen 50% auf das Leuchtdichtesignal Y von 5,5 MHz Bandbreite und je 25% auf die beiden Farbdifferenzsignale R - Y und B - Y.

Bei der Komponentenkodierung wird folgende Zuordnung getroffen:

Leuchtdichtesignal -	Schwarzwert	Stufe 16	(0001 0000)
	Weißwert	Stufe 235	(1110 1011),
Farbdifferenzsignal-	Minimalwert	Stufe 16	(0001 0000)
	Schwarzwert	Stufe 128	(1000 0000)
	Maximalwert	Stufe 240	(1111 0000).

Die Abstände zu den Stufen 0 und 255 bilden die Übersteuerungsreserve. Die Abtastfrequenz von 13,5 MHz entspricht dem 864fachen der Zeilenfrequenz.

Digitale Bildsignalspeicherung auf Magnetband

Das Hauptproblem der digitalen Bildsignalspeicherung ist die zu bewältigende hohe bit-Rate von 216 Mbit/s bei der wie bisher üblichen Spielzeit für eine Videokassette.

Die digitale Aufzeichnung auf Magnetband (Bild 14) besteht im Prinzip darin, daß der High-Pegel («1») des digitalen Signals auf dem Band durch eine positive Magnetisierung und der Low-Pegel («0») durch eine negative dargestellt wird. Es ist deshalb möglich, innerhalb einer Wellenlänge auf dem Band 2 bit aufzunehmen. Die kleinste aufzeichnenbare Wellenlänge wird mit 0,9 µm, d. h. 2,2 bit/µm, festgelegt.

Für den Aufbau eines digitalen Videorecorders für den Studiobereich liegt ein Standardentwurf der SMPTE vor, der mit D1-Format bezeichnet wird. Bei einer bit-Rate von 216 Mbit/s müssen je Halbbild 4,32 Mbit aufgezeichnet werden, die sich auf einer Schrägspur nicht unterbringen lassen. Es ist deshalb notwendig, ein Halbbild auf mehrere benachbarte Spuren zu verteilen. Von den 312,5 Zeilen eines Halbbilds werden nur die sichtbaren 300 Zeilen aufgezeichnet, wozu 12 Schrägspuren erforderlich sind. Die 300 Zeilen werden auf 6 Segmente zu je 50 Zeilen aufgeteilt. Ein Segment wird auf 2 Schrägspuren aufgezeichnet. Zur Dropout-Unterdrückung wird noch eine zusätzliche Verteilung der Segmente auf unterschiedliche Spuren (Bild 15) vorgenommen. Dazu bildet man innerhalb einer Videospur 2 Vi-

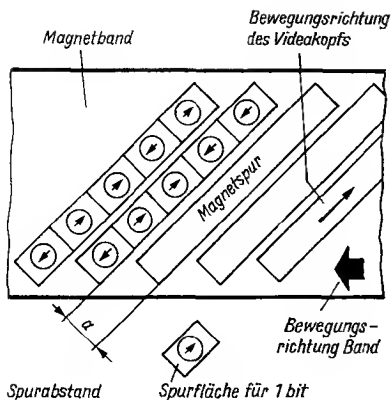


Bild 14
Digitale Bildsignalspeicherung auf einer Schrägspur

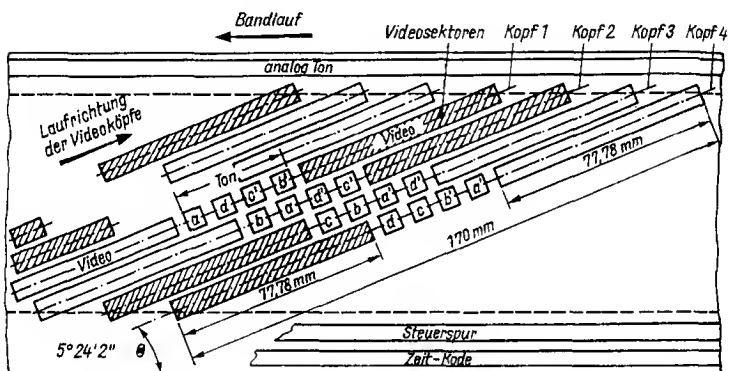


Bild 15 Spuraufbau bei D1

deosektoren. Für jedes Segment stehen 2 Paare von Videosektoren zur Verfügung, die auf 4 benachbarte Spuren verteilt werden. Der Fehlerschutz wird durch einen Produktcode gewährleistet. Zwischen den beiden Videosektoren sind auf der Schrägspur noch 4 kleine Sektoren für die digitalen Tonsignale (Abtastfrequenz 48 kHz) eingefügt.

Digitale Bildsignalverarbeitung im Fernsehempfänger

Im digitalen Farbfernsehempfängersystem «Digivision» wird eine Digitalisierung der Bild- und Tonsignale zur Signalverarbeitung und kurzzeitigen Zwischenspeicherung vorgenommen, wobei danach eine Rückwandlung in

analoge Signale zur Ansteuerung von Bildröhre und Lautsprecher notwendig ist. Die Abtastung des FBAS-Signals geschieht bei der Digitalisierung mit 20,25 MHz und die Kodierung mit 7 bit. In einem Taktratenumsetzer wird dann eine Umsetzung auf 13,5 MHz vorgenommen. Es schließen sich ein digitaler Farbdekoder, ein Bildspeicher, ein Ablenkprozessor und die D/A-Wandlung als wesentlichste Komponenten an, die alle durch IS realisiert werden. Die digitale Signalverarbeitung wird von entsprechenden IS-Signalprozessoren vorgenommen, deren Verarbeitungsprogramm festverdrahtet im IS vorhanden ist. So läßt sich eine Verstärkungseinstellung durch eine Multiplizierung auf der digitalen Seite realisieren. Analoge Filterfunktionen übernehmen Digitalfilter, wobei der Filterkoeffizient angibt, um wieviel ein Abtastwert verändert werden muß.

Die Synchronimpulse werden über das dem Synchronimpuls zugeordnete Kodewort erkannt. Die Unterscheidung zwischen Zeilen- und Bildimpulsen wird durch ein Abzählen der digitalen Signalfolge getroffen. Zur Synchronisation wird digital ein Phasenvergleich zwischen dem digitalen Signal und einem Referenzsignal vorgenommen. Da die Abtastfrequenz mit der Farbträgerfrequenz ($f_A = 4 \times f_T$) verknüpft ist, können zur Demodulation bestimmte Abtastwerte ausgewählt werden. Die digitale Bildsignalverarbeitung gestattet es weiterhin, neue Funktionen zu realisieren, wie ein flimmerfreies Bild durch Erhöhung der Bildfrequenz im Fernsehempfänger, die Kompensation von Geisterbildern, Standbild, Bild im Bild, Ausschnittvergrößerung, Korrektur von Alterungserscheinungen (Bildgeometrie, Strahlstrom) u. a.

Literatur

- [1] E. Philippow, Taschenbuch der Elektronik in sechs Bänden. Berlin 1979.
- [2] K. Trödle/R. Weiß, Einführung in die Puls-Code-Modulation. München, Wien 1974.
- [3] Pulscodémodulation (PCM) – ein Verfahren zur Mehrfachausnutzung von Nachrichtenkanälen. Funktechnik 28 (1973) 11, Seite 402 bis 406.
- [4] M. Tauk, Die Compact Disc. radio fernsehen elektronik 33 (1984) 1, Seite 49 bis 50.
- [5] T. Adler, D/A-Wandlung in Compact-Disc-Spielern. Funkschau 58 (1986) 20, Seite 41 bis 44.
- [6] S. Baron, Digital Video Standards: a progress report. SMPTE J. 94 (1985) 10, Seite 1001 bis 1008.
- [7] J. Heitmann, Der digitale Videorecorder: Entwurf des elektrischen Teils des Standards. Fernseh- und Kinotechnik 41 (1987) 1/2, Seite 15, 16, 18 bis 20, 22.
- [8] J. H. Wilkinson, The SMPTE Type D-1 digital television type recorder – error control. SMPTE J.-N. Y. 95 (1986) 11, Seite 1144 bis 1149.

Dr. Heinrich Heise, Direktor des
VEB Applikationszentrum
Elektronik Berlin
im VEB Kombinat *Mikroelektronik*

Ingenieurbetriebe fördern Anwendung der Mikroelektronik

In allen Bezirken der DDR sind schrittweise leistungsfähige Ingenieurbetriebe für die Anwendung der Mikroelektronik aufgebaut worden. Sie geben insbesondere Klein- und Mittelbetrieben im Rahmen der territorialen Rationalisierung aktive Hilfe bei Vorhaben des Einsatzes dieser Schlüsseltechnologie. Die *Ingenieurbetriebe* vereinen derzeit etwa 600 hochqualifizierte Ingenieure, Physiker, Mathematiker und wissenschaftliche Kader weiterer Disziplinen, die sich engagiert für die effektivste Anwendung der Mikroelektronik einsetzen. Sie verfügen über moderne rechentechnische Mittel zum Entwurf von Hard- und Software und bieten vor allem Erstanwendern der Mikroelektronik einen umfangreichen Service. Dazu gehören Information und Beratung über das verfügbare Bauelementesortiment, über Mikrorechner und Mikroprozessorsysteme. Ebenso wichtig sind Entwurfsleistungen auf der Grundlage von Wirtschaftsverträgen sowie das Angebot nachnutzungsfähiger Rationalisierungslösungen und benötigter Software entsprechend der Aufgabe des Kunden. So wirken *Ingenieurbetriebe* beim Entwurf und der Applikation anwenderspezifischer integrierter Schaltkreise mit. Die Dienstleistungen erstrecken sich bis zur Schulung und Einweisung der Klein- und Mittelbetriebe in Bedienung, Wartung und Instandsetzung mikroelektronischer Technik.

Hilfe für Klein- und Mittelbetriebe

Im Vorjahr unterstützten die *Ingenieurbetriebe* ihre Kunden mit 175 maßgeschneiderten wissenschaftlich-technischen Leistungen. Ihr Nutzen belief sich auf über 25 Millionen Mark, eindrucksvoller Beleg für die Möglichkeiten sozialistischer Rationalisierung auch in kleinen und mittleren Betrieben. Allein mehr als 115000 h Arbeitszeit konnten die Anwender damit einsparen. An diesen Leistungen waren zu über $\frac{1}{3}$ Betriebe der bezirksgeleiteten und Lebensmittelindustrie sowie der Land-, Forst- und Nahrungsgüterwirtschaft beteiligt. Gerichtet waren die Rationalisierungslösungen auf höhere Effektivität und verbesserte Arbeitsbedingungen zu 55% in der Produktion, zu 26% in der Produktionsvorbereitung und zu 19% in der Verwaltung.

Voll bewährt hat sich schon jetzt, die *Ingenieurbetriebe* für die Anwendung



Bild 1 Nicht nur die Ingenieurbetriebe für Mikroelektronik vermitteln Computerkenntnisse, unser Foto zeigt die Ausbildung am Personalcomputer PC 1715 von Angestellten der Deutschen Post im zentralen Bildungs- und Trainingszentrum in Frankfurt (Oder)

der Mikroelektronik an einen leistungsfähigen Trägerbetrieb zu binden, zu meist aus dem Industriebereich Elektrotechnik und Elektronik. Er ist unter anderem für die Entwicklung der Kader und für die materiell-technische Basis verantwortlich. In einem gesellschaftlichen Beirat, dem auch Vertreter der Bezirksleitung der SED, des Bezirkswirtschaftsrats, der Bezirksplan-kommission, von Partnerbetrieben und gesellschaftlichen Organisationen wie der *Kammer der Technik* angehören, wird unter Leitung des Trägerbetriebs die Rang- und Reihenfolge der mit der Mikroelektronik zu lösenden Aufgaben der territorialen Rationalisierung abgesteckt. Maßstab ist jeweils höchstmögliche Effektivität. Das führte in wachsender Breite zu einem spürbaren Rationalisierungsschub in Klein- und Mittelbetrieben.

Der Rat des Bezirkes Frankfurt(Oder) erteilte zum Beispiel den Auftrag, mit der Mikroelektronik die Umweltbedingungen in Jungtierställen der Schweinezucht zu optimieren, insbesondere Temperatur und Luftfeuchtigkeit, und damit die Aufzuchtergebnisse zu verbessern, Futtermittel ökonomisch einzusetzen und Elektroenergie einzusparen. Dazu schufen die Veterinärmedizinisch-diagnostische Einrichtung des Rates des Bezirkes in Dahlwitz-Hoppegarten und das *Wissenschaftlich-technische Zentrum der Land- und Nahrungsgüterwirtschaft Frankfurt (Oder)* die grundsätzliche Lösung, die gemeinsam mit dem *Ingenieurbetrieb* für die Anwendung der Mikroelektronik und dem VEB *Landbaukombinat* der Bezirksstadt verwirklicht wurde. Dabei setzten sich die Genossen *Elmar Sommer* und *Horst Hüb-*

ner vom *Ingenieurbetrieb* für hohe Qualität und schnelle Anwendung der Steuerung ein. Gegenwärtig gewährleistet eine mikroelektronische Steuerung der Lüfter, Heizung und des Wärmeaustauschers optimale Aufzuchtbedingungen in den LPG *Tierproduktion* Güntersdorf, Kreis Beeskow sowie Mallnow, Kreis Seelow, so daß jährlich jeweils 125 MWh Elektroenergie eingespart und Futtermittel rationeller eingesetzt werden können.

In Schwerin, um ein weiteres Beispiel zu nennen, schufen Kollektive des VEB *Fleischkombinat* gemeinsam mit dem *Ingenieurbetrieb* für die Anwendung der Mikroelektronik der Bezirksstadt eine Steuerung für das Kühlhaus des Kombinats. Das trug dazu bei, im Jahr 100 MWh Elektroenergie einzusparen. Allein im Bezirk bestehen etwa 60 Möglichkeiten zur Nachnutzung, die gegenwärtig geprüft werden.

Gründliche Vorbereitung zahlt sich aus

Diese Beispiele sowie weitere zeichnen sich durch gute Vorbereitung und Arbeitsteilung aus. Einsatzstudien auf der Grundlage von Problemanalysen förderten optimale Ergebnisse. Die Vorgabe anspruchsvoller Zielstellungen zahlte sich aus, bis hin zu einer breiten Nachnutzung. Von großem Wert war es, die künftigen Anwender der Mikroelektronik von Beginn an Schritt für Schritt zu qualifizieren.

Insgesamt haben territorial geleitete Klein- und Mittelbetriebe der DDR mit der Hilfe der *Ingenieurbetriebe* für die Anwendung der Mikroelektronik im ersten Halbjahr 1987 mehr als 50 Vorhaben territorialer Rationalisierung mit einem Nutzen in Millionenhöhe abgeschlossen. 5 von ihnen wurden zum Patent angemeldet. Bislang über 860 Nachnutzungsverträge ste-



Bild 2
Der Leistungszuwachs der DDR-Industrie resultiert vor allem aus höherer Arbeitsproduktivität durch konsequente Anwendung wichtiger Schlüsseltechnologien

hen für die breiten Anwendungsmöglichkeiten dieser Lösungen. Durch Fachvorträge und Konsultationen unterstützen die *Ingenieurbetriebe* zudem Erstanwender aktiv bei der Qualifizierung. So wurden im Vorjahr 3600 Werk tätige aus Klein- und Mittelbetrieben in 134 Lehrgängen mit der Programmsprache BASIC und mit der Bedienung von Computern vertraut gemacht. Etwa 14000 Anwender nutzen die Gelegenheit, um sich mit ihrem *Ingenieurbetrieb* jeweils zu speziellen Problemen zu beraten. 1987 wurden bislang 281 Lehrgänge mit über 14000 Teilnehmern organisiert.

Entsprechend den territorialen Erfordernissen soll die Kapazität der *Ingenieurbetriebe* planmäßig weiter ausgebaut werden. Jetzt gilt es, die guten Ergebnisse und Erfahrungen solcher Bezirke wie Neubrandenburg, Schwerin, Frankfurt, Gera, Suhl und Erfurt auf weitere zu übertragen, z. B. in Leipzig und Karl-Marx-Stadt. Ein engeres Zusammenwirken mit den Kombinat für *Rationalisierung* der bezirkseleiteten Industrie wird dazu beitragen, einen noch größeren Rationalisierungsschub zu organisieren. Anwender der Mikroelektronik sind gefordert, diese Möglichkeiten, die die *Ingenieurbetriebe* bieten, durch eigenständige, umfassende Einsatzvorbereitung effektiv zu nutzen.

Literatur

- [1] E.Kühn, Handbuch TTL- und CMOS-Schaltkreise. Berlin 1985.
- [2] A.Hertzsch, CMOS-Schaltkreisliste. Berlin 1986.
- [3] Mikroelektronik in der Amateurpraxis 2, herausgegeben von R. Erlekampf, M. Kramer und H.-J.Mönig, Berlin 1984.
- [4] Mikroelektronik in der Amateurpraxis 3, herausgegeben von R. Erlekampf und H.-J.Mönig, Berlin 1987.
- [5] K.Schlenzig; P.Ekne, CMOS-Mosaik '86. Berlin 1987.
- [6] K. K. Streng, Die sowjetische CMOS-Serie K 176. In: Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1986, Berlin 1985.
- [7] K. K. Streng, Daten digitaler integrierter Schaltkreise (CMOS-Schaltkreise). Berlin 1987.

Mikrorechnerbausatz MRB Z 1013

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

Seit einigen Jahren fertigt der VEB ROBOTRON-Elektronik Riesa den *MRB Z 1013*, der nicht nur des Preises wegen von den Elektronikamateuren gefragt ist. Es ist ein fertig bestückter Einplatinen-Mikrorechner, der nur noch einen zusätzlichen Netztransformator mit sekundärseitig $12 \pm 2\text{V}/1\text{A}$ erfordert. Gefertigt wird der *MRB Z 1013* in 2 Varianten:

- *Z 1013.01* als Konsumgut mit 16-Kbyte-RAM,
- *Z 1013.12* als industrieller Steuerrechner mit 1-Kbyte-RAM.

Beide Versionen unterscheiden sich auch in der Taktfrequenz (*Z 1013.01* – 1 MHz; *Z 1013.12* – 2 MHz). Das hängt damit zusammen, weil ursprünglich für die Amateurvariante keine Standard-CPU *U 880 D* und andere Standardschaltkreise verwendet wurden, sondern sogenannte Anfalltypen mit eingeschränkten Bauelementedaten. Aber findige Elektronikamateure hatten sehr schnell festgestellt, daß die meisten Amateurvarianten des *Z 1013* auch mit der Taktfrequenz 2 MHz arbeiten. Heute werden alle *Z 1013*-Varianten mit Standardschaltkreisen bestückt.

Achtung!

Bei jeglichem Eingriff in die Hardware des *MRB Z 1013* erlischt für den Hersteller der Garantieanspruch! Eine Reparatur kann nur an einem rechnergestützten Arbeitsplatz vorgenommen werden, der aber nicht auf jede mögliche Veränderung reagieren kann. Das muß man berücksichtigen, wenn man veröffentlichte Verbesserungen zum *Z 1013* an seinem Gerät realisieren will.

Bild 1 zeigt den Einplatinen-Mikrorechner *Z 1013* in der Amateurversion *Z 1013.01*. Zum Lieferumfang gehören eine Folienflachtastatur, ein Stück mehrpoliges Flachbandkabel und ein Paar Flächensteckhülsen zum Anschluß der 12-V-Wechselspannung. Eine ausführliche und informationsreiche Dokumentation wird selbstverständlich mitgeliefert. In Tabelle 1 sind die wichtigsten technischen Parameter des Mikrorechnerbausatzes *Z 1013* zusammengestellt. Zur Inbetriebnahme des Mikrorechners sind weiterhin ein S/W-Fernsehgerät (Kanal 3) und ein Monc-Kassettenbandgerät erforderlich, für deren Anschluß entsprechende Anschlußbuchsen X6 und X5 (Bild 2) vorhanden sind. Am Lötkeim X2 wird die Folienflachtastatur angeschlossen. Die Steckverbinder ermöglichen den Zugang zum 58poligen Systembus (X1), der kompatibel ist zum *K 1520*, und zum 15poligen PIO-Anwendertor (X4).

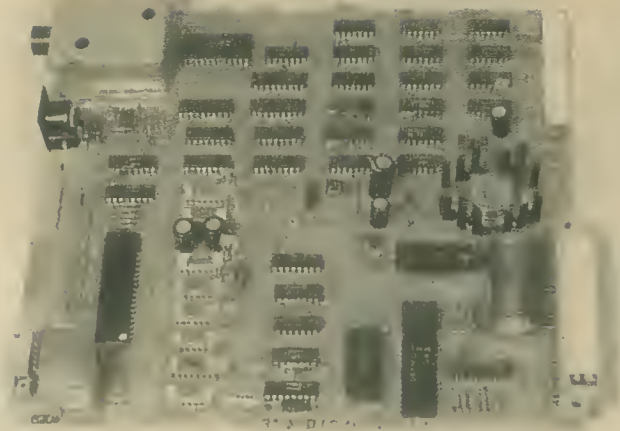


Bild 1 Ansicht des Mikrorechnerbausatzes Z 1013.01 – ein Einplatinen-Mikrorechner aus dem VEB Robotron-Elektronik Riesa für den Bevölkerungsbedarf

Tabelle 1

Technische Parameter des Mikrorechnerbausatzes Z 1013

Bezeichnung:	Mikrorechnerbausatz Z 1013
Hersteller:	VEB ROBOTRON-Elektronik Riesa
Bauform:	bestückte und geprüfte Leiterplatte mit abgesetzter Folienflachtastatur
Abmessungen:	215 mm × 230 mm
Stromversorgung:	12 V/1 A Wechselstrom (extern)
Mikroprozessor:	U 880 D
Schreib-Lesespeicher:	16-Kbyte-RAM
Festwertspeicher:	2- bzw. 4-Kbyte-ROM (Betriebssystem)
Speichererweiterung:	bis maximal 64 Kbyte (RAM)
Tastatur:	Folienflachtastatur mit 32 Tasten, alphanumerisch
Anzeigegerät:	S/W-Fernsehgerät
Bildaufbau:	32 Zeilen mit je 32 Zeichen, etwa 250 verschiedene Zeichen (Ziffern, Groß- und Kleinbuchstaben, Sonderzeichen, Grafikzeichen)
Grafikmöglichkeiten:	quasigrafisch mit 146 unterschiedlichen Grafiksymbolen
externer Speicher:	Kassettenmagnetbandgerät (Mono)
Ein- und Ausgabe:	8 Kanäle eines E/A-Tores (U 855 D)
externe Anschlüsse:	Buchse Fernsehgerät (VHF, Kanal 3) Buchse Kassettenmagnetbandgerät
Zusatzanschlüsse:	15poliger und 58poliger Steckverbinder
Programmiersprache:	BASIC, Maschinenkode

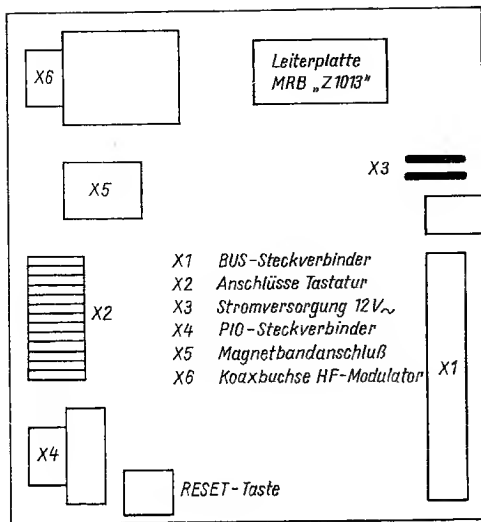


Bild 2
Verteilung der Anschlußstellen X1 ... X6 auf der Leiterplatte des MRB Z 1013 (nicht maßstabgerecht)

Stromversorgung

Für die Inbetriebnahme des Z 1013 sind die Spannungen +5 V, -5 V und +12 V erforderlich, die aus der zugeführten 12-V-Wechselspannung abgeleitet werden. Für die 5-V-Spannungen sind auf der Leiterplatte Einweggleichrichter vorhanden, wobei +5 V mit einem Festspannungsregler und -5 V mit einer Z-Diode stabilisiert werden. Da sich der Festspannungsregler stark erwärmt, muß man beim Einbau der Mikrorechnerleiterplatte in ein Gehäuse für eine gute Entlüftung sorgen. Für die stabilisierte +12-V-Spannung ist eine Transistor-Stabilisierungsschaltung auf der Leiterplatte aufgebaut, wobei die Gleichrichterschaltung in Spannungsverdopplerschaltung arbeitet.

Die Stromversorgung ist für den Strombedarf der Baugruppen des Z 1013 dimensioniert. Das bedeutet, daß zusätzliche Erweiterungen der Hardware das Netzteil überlasten. Deshalb sollte man gleich einen leistungsstärkeren Netztransformator vorsehen, der sekundär 12 V bei 3 bis 5 A abgibt. Günstiger ist es, einen Netztransformator zu verwenden, der folgende Sekundärdaten hat:

$$\begin{aligned} & -2 \times 6\text{V} - 2\text{A}, \\ & -2 \times 12\text{V} - 1\text{A}. \end{aligned}$$

Damit kann dann die Erweiterungsbaugruppe *Stromversorgung* in Betrieb genommen werden, die der VEB ROBOTRON-Elektronik Riesa inzwischen liefert. Selbstverständlich kann der versierte Elektronikamateur auch im Eigenbau eine leistungsstarke Stromversorgung aufbauen. Für die 5-V-Span-

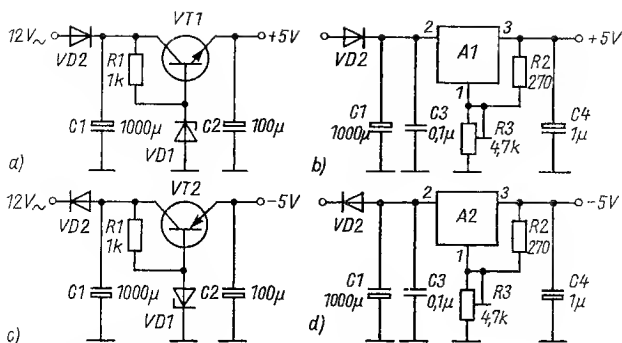


Bild 3 Schaltungsmöglichkeiten zur Stabilisierung der erforderlichen 5-V-Spannungen für zusätzliche Baugruppen

nungen eignen sich dafür Transistor-Stabilisierungsschaltungen (Bild 3a/3c) oder solche mit Positiv-Spannungsregler (A1 – B 3170 V) bzw. mit Negativ-Spannungsregler (A2 – B 3370 V), die in Bild 3b/3d dargestellt sind. Als Transistoren VT1/VT2 verwendet man entsprechende Silizium-Leistungstransistoren, VD1 ist eine Z-Diode 5,6 V, VD2 eine Silizium-Gleichrichterdiode SY 351/05. Bei den Spannungsregler-Schaltkreisen wird die gewünschte Ausgangsspannung mit dem Einstellwiderstand R3 eingestellt. Wird dieser nach der Einstellung ausgemessen, kann für R3 ein entsprechender Festwiderstand eingebaut werden. Zur Stabilisierung der 12-V-Spannung eignet sich der Positiv-Spannungsregler ebenfalls.

Tastatur

Für den Dialog mit dem Mikrorechner Z 1013 ist eine Tastatur unerlässlich. Sie ist beim MRB in 4 Zeilen und 8 Spalten organisiert. Die oberen 3 Tastenreihen haben alle eine mehrfache Bedeutung, nur die untere eine einfache. Mit 4×8 Tasten können 32 alphanumerische Zeichen realisiert werden. Daher haben die Tasten S1/S2/S3/S4 eine Umschaltfunktion, so daß die anderen Tasten mehrfach nutzbar sind. Mit der Umschalttaste S4 können Steuerfunktionen aufgerufen werden, die den Dialogkomfort erweitern (Tabelle 2).

Die Folienflachtastatur hat ihre Tücken; sie hat keinen Druckpunkt, ist nach dem ABC aufgebaut, ständig muß zur Kontrolle der Bildschirm beobachtet werden, der tätige Finger muß eine beträchtliche Kraft aufbringen. Deshalb ist der Einbau eines sogenannten «Tastenpiep» eine wesentliche Erleichterung. Bild 4a zeigt dafür eine Variante, die an die Zeilenleitungen ZO/Z1/Z2 angeschlossen wird. Während die Generatorschaltungen D2.2/D3.1 und D3.2/D3.3. Tonlänge und Tonhöhe bestimmen, muß bei der Verzögerungsschaltung D2.3/D2.4 der Kondensator C1 so dimensioniert wer-

Tabelle 2
Steuerfunktionen mit der Umschalttaste S4

Tasten	Bezeichnung	Kodierung	Bedeutung
S4/@	DEL	31	Zeichen löschen
S4/A	Alpha	17	Alphumschaltung
S4/B	INS	26	Einfügen eines Leerzeichens auf die Stelle vor der aktuellen Cursorposition
S4/C	ESC	27	Escape
S4/D	LIST	28	listet BASIC-Programm
S4/E	RUN	29	startet BASIC-Programm
S4/F	CONT	30	Programmfortsetzung
S4/G	Grafik	25	Umschaltung auf Grafik
S4/J	CL LN	2	Eingabezeile löschen
S4/K	STOP	3	Programmabbruch
S4/P	←	8	Kursor nach links
S4/Q	→	9	Kursor nach rechts
S4/R	↓	10	Kursor nach unten
S4/S	↑	11	Kursor nach oben
S4/T	CLS	12	Bildschirm löschen
S4/U	ENT	13	Enter
S4/V	⌞	25	Kursor an den Zeilenanfang
S4/W	⌞	24	Kursor an das Zeilenende

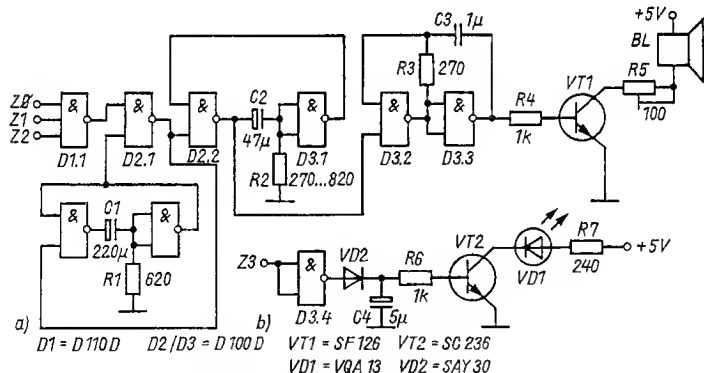
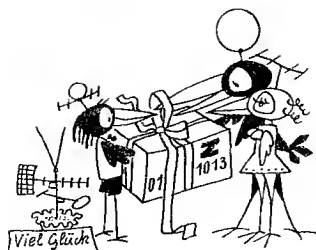


Bild 4 Stromlaufplan für einen zu ergänzenden «Tastenpiep» (a) und für eine optische Anzeige bei der Betätigung der Umschalttasten S1 bis S4 (b)

den, daß bei einem kurzen Tastendruck der Signalton abgegeben wird. Zur Abstrahlung der Tonfrequenz eignet sich ein kleiner Lautsprecher oder eine Hörkapsel. Die Lautstärke kann mit R5 variiert werden. Eine optische Anzeige mit Leuchtdiode für die Betätigung vor allem der SHIFT-Tasten S1 bis S4 zeigt Bild 4b, Anschlußpunkt ist die Zeilenleitung Z3.

Weil die Folienflachtastatur ihre Tücken hat, gibt es einige Veröffentli-



chungen zu einer sicherer arbeitenden Tastatur. Eingesetzt wurde die *AC 1*-Tastatur oder die mitunter erhältliche Tastatur elektronischer Schreibmaschinen. Weil in der Tastatur mit einem einfachen Schaltkontakt jeweils 1 Spaltenleitung mit 1 Zeilenleitung verbunden werden, lassen sich Tastaturen für den *MRB Z 1013* auch im Eigenbau herstellen. Das reicht von *Hall*-Tastenschaltern über einfache Schaltkontakte bis zu Klingelknöpfen. Eine brauchbare Lösung des Tastaturproblems bilden die 6poligen Tastenpulte der Modelleisenbahn, wobei man jeweils 2 Stück in 4 Reihen übereinander und pultförmig anordnet. Die durchgehenden, waagrechten Metallachsen verbindet man mit den Zeilenleitungsanschlüssen, die Spalten werden senkrecht mit Draht oder Litze verbunden und an die Spaltenleitungsanschlüsse angeschlossen.

Kassetteninterface

Da mit dem Abschalten des Mikrorechners *Z 1013* alle in den RAMs vorhandenen Informationen verloren gehen, müssen vorher alle erforderlichen Daten auf einer Magnetbandkassette gespeichert werden. Von dieser können sie jederzeit wieder in den Mikrorechner eingelesen werden, wie das ja auch mit dem BASIC-Interpreter geschieht. Das eingebaute Kassetteninterface wird mit dem Kassettenmagnetbandgerät (Mono-Ausführung) über ein einfaches Diodenkabel (kein Überspielkabel) verbunden. Die 5polige Diodenbuchse hat die folgende Beschaltung:

- | | |
|-------------------|-------------|
| 1 - Ausgabe | 4 - Ausgabe |
| 2 - Masseanschluß | 5 - Eingabe |
| 3 - Eingabe | |

Damit lassen sich sowohl 3- oder 5polige Diodenkabel (Mono oder Stereo) einsetzen. Folgende Pegel sind vorgesehen:

- Eingabe ≥ 120 mV,
- Ausgabe 60 bis 100 mV.

Günstig ist es, wenn das Kassettenmagnetbandgerät eine Handaussteuerung hat, damit man die günstigste Aussteuerung einstellen kann. Außerdem sollte ein Bandlängenzählwerk vorhanden sein, damit ein aufgezeichnetes Programm schnell gefunden wird. Die obere Frequenzgrenze sollte mindestens 8 kHz betragen. Das Kassetteninterface ist so ausgelegt, daß bei Einsatz des 10-K-BASIC-Interpreters auch Programme der anderen Kleincom-

puter der DDR-Produktion einladbar sind. Zu beachten ist, daß sich Programme nur bei gleicher Taktfrequenz untereinander verstehen. Das muß man berücksichtigen, wenn umschaltbar mit der Taktfrequenz 1 MHz oder 2 MHz gearbeitet wird.

Bildschirmorganisation

Zur Arbeit mit dem Bildschirm ist der HF-Modulator des Mikrorechners *Z 1013* mit dem Antenneneingang des S/W-Fernsehempfängers zu verbinden, der auf den VHF-Kanal 3 abgestimmt wird. Als Anschlußkabel eignet sich Koaxialkabel, aber auch das wesentlich dünnere abgeschirmte Mikrofonkabel ist dafür brauchbar. Gearbeitet wird mit 32 Zeilen zu je 32 Zeichen, so daß 1024 Bildspeicherplätze belegt werden können, von denen jeder eine Adresse aufweist. Der Bildwiederholpeicher hat eine Kapazität von 1 Kbyte. Mit der Anweisung WINDOW kann innerhalb des 32×32 -Rasters ein Ausgabefenster festgelegt werden. Die POKE-Anweisungen erlauben die direkte und schnelle Ansprache der einzelnen Bildspeicherplätze. Für eine quasigrafische Darstellung stehen 146 verschiedene Grafiksymbole zur Verfügung.

BASIC-Interpreter

Der beim Mikrorechner *Z 1013* vorgesehene BASIC-Interpreter ist als 3-K-BASIC eine stark vereinfachte Sprachversion (Tiny-BASIC), die nur mit größerem Aufwand einen Programmaustausch erlaubt. Inzwischen gibt es im Softwareangebot für Amateure einen 10-K-BASIC-Interpreter, der etwa dem entspricht, der bei Kleincomputern *KC 85/3* bzw. *KC 87* verwendet wird.

Monitorprogramm

Das Betriebssystem (Monitorprogramm) ist auf einem 2-Kbyte-ROM fest eingespeichert. Ab Juli 1987 wird der *MRB Z 1013* mit getypten Bauelementen geliefert, die Taktfrequenz ist 2 MHz, verwendet wird ein 4-Kbyte-ROM für das Betriebssystem, das weitgehend dem der anderen Kleincomputer der DDR-Produktion entspricht.

PIO-Port

An der Buchse X4 ist eine 8-bit-Schnittstelle, die für einfache Steuer- und Regelungsaufgaben zur Verfügung steht und als Eingabe-/Ausgabe-Tor (E/A-Tor) arbeitet. Unter Einbeziehung der Spaltenauswahlleitungen kann auf 8 Kanäle für ein- oder auszugebende Informationen erweitert werden. Da 10 unterschiedliche E/A-Ports am Steckverbinder möglich sind, können

maximal 80 Kommandoleitungen zur Verrügung gestellt werden, die sich in Ein- oder Ausgabeleitungen aufteilen lassen.

Software

Im Handbuchteil IIB sind schon unterschiedliche Programme enthalten, so ein Reassembler für *U 880-D*-Befehle, der 3-Kbyte-BASIC-Interpreter und mehrere Spiel- und Beispielprogramme, letztere zum Teil in BASIC notiert. Weitere Software ist auf Magnetbandkassette erhältlich (VEB ROBOTRON-Vertrieb Berlin). Natürlich wird auch fleißig Software unter den *Z 1013*-Besitzern ausgetauscht. Beachtenswert sind auch die *Z 1013*-Tagungen, die Ende 1987/Anfang 1988 von der TU Dresden und vom Pionierpalast der Republik in Berlin organisiert wurden. Inzwischen hat auch der VEB ROBOTRON-Elektronik Riesa eine Broschüre von *H. Gutzer* und *G. Hutterer* mit dem Titel «BASIC mit dem *Z 1013*» zum Preis von 7,50 M herausgegeben, die eine Vielzahl BASIC-Programme enthält.

Veröffentlichungen zum *MRB Z 1013* findet der Leser vor allem in den Zeitschriften *FUNKAMATEUR* und *practic*, mitunter auch in *Jugend und Technik*, *Mikroprozessortechnik* und *radio-fernsehen-elektronik*.

Erweiterungsbaugruppen

Vom VEB ROBOTRON-Elektronik Riesa wurden inzwischen einige Erweiterungsbaugruppen herausgebracht, die eine Erweiterung der Grundausbau-stufe unkompliziert machen.

Die Baugruppe *Baugruppenträger* ist eine Anschlußschnittstelle für weitere Baugruppen. Sie enthält 4 Steckplätze für solche Baugruppen, dazu Adreß-, Daten- und Steuerbustreiber. Eine Interruptprioritätenkette ist möglich.

Die Baugruppe *Stromversorgung* realisiert die erforderlichen Versorgungsspannungen für Erweiterungsbaugruppen:

- +5 V/2,5 A – kurzschlußfest und überspannungssicher;
- -5 V/0,4 A;
- +12 V/0,5 A;
- -12 V/0,1 A.

Der zusätzlich erforderliche Netztransformator muß sekundärseitig $2 \times 6 \text{ V} - 2 \text{ A}$ und $2 \times 12 \text{ V} - 1 \text{ A}$ abgeben.

Zur Erweiterung des Speicherbereichs für Festwertspeicher gibt es die Baugruppe *ROM-Modul*, die 4 Steckplätze für EPROM-IS enthält. Einsetzbar sind 1-K-, 2-K- oder 4-K-EPROM, die untere Adreßgrenze ist einstellbar.

Für die Einrichtung der digitalen Ein-/Ausgabe-Schnittstelle zwischen Mikrorechnerbausatz *Z 1013* und externen Geräten gibt es die Baugruppe *E/A-Modul*. Sie enthält 24 programmierbare E/A-Leitungen, eine serielle V.24-Schnittstelle u. a.

Neue elektronische Lösungen in der zivilen Luftfahrt

Dipl.-Ing. Gustav Westphal

Die Elektronik bringt fortwährend neue Anwendungsmöglichkeiten und Technologien auch in der Zivilluftfahrt. Da die Luftfahrttechnik jetzt ebenfalls große Fortschritte macht, ergibt sich eine Wechselwirkung, bei der auch die Bestrebungen zur Verbesserung des Umweltschutzes und der Ökonomie des Treibstoffs helfen. Aus dem Spektrum der neuen Entwicklungen sollen 2 Beispiele aus der Luftfahrtnavigation und -kommunikation vorgestellt werden. Vergleiche mit den bisherigen Verfahren machen den Fortschritt deutlich. Schwerpunkt der Darstellung ist die funktechnische Seite, fliegerische Betrachtungen werden genutzt, um das Verständnis für die Wirkungsweise und Anwendung der Systeme zu fördern.

Navigation

Im Fachgebiet «Navigation» bilden die Schlechtwetter-Landeverfahren (oft fälschlich als «Blindlande-Verfahren» bezeichnet) ein Spezialgebiet. Diesem kommt in der Luftfahrt eine besondere Bedeutung zu, denn die Landung ist eine der Flugphasen, die die größte Genauigkeit in der Flugzeugführung verlangen, in der Abweichungen vom Sollweg schwerste Folgen haben können. Aus der Sicht des Luftverkehrs ist die Landung der Flugabschnitt, der auf Sicherheit, Pünktlichkeit und Regelmäßigkeit den größten Einfluß hat und der dem Wetter am sichtbarsten unterliegt. Auch für den Umweltschutz hat die den Flug abschließende Phase große Bedeutung, denn dabei befindet sich das anfliegende Flugzeug lange in geringen Höhen und beeinflusst die Umwelt (z. B. durch den Lärm!) am meisten. Bei einem Gleitwinkel von $2,5^\circ$ (wie oft angewendet) hat das Flugzeug 5 km vor der SLB nur 220 m Höhe.

Gegenwärtig sind Schlechtwetter-Landeanlagen im Einsatz, die das Flugzeug auf unveränderlichen Kurs- und Gleitwegen bis auf Sichtweite an die Landebahn heranführen und eine sichere Landung ermöglichen. Für beide Führungen werden Teilsysteme eingesetzt, die elektromagnetische Wellen als Führungssignale verwenden. Beide Ebenen verwenden analoge Techniken, so daß im folgenden die Beschreibung der Kursführung ausreicht.

Eine sehr scharf bündelnde und aus 2 Teilantennen bestehende Antenne strahlt längs der Mittellinie der SLB 2 Strahlungskeulen aus, die sich in der

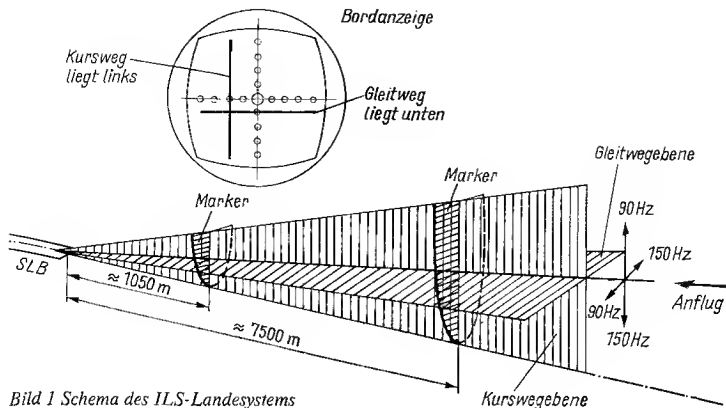


Bild 1 Schema des ILS-Landesystems

Mitte überdecken (Bild 1). Die in Anflugrichtung linke Strahlungskeule ist mit 90 Hz, die rechte mit 150 Hz amplitudenmoduliert. Gleiche elektrische Werte bei der Aussendung der Keulen vorausgesetzt (Strahlungsleistung, Modulationsgrad, Antennencharakteristik u. a.), bildet sich auf der gemeinsam überdeckten Fläche eine Linie gleicher Demodulationsspannungen, die als Führungsgröße verwendet werden kann. Abweichungen des anfliegenden Flugzeugs in das Gebiet links von der gemeinsamen Mittellinie lassen den Anteil der 90-Hz-, rechts davon den der 150-Hz-Demodulationsspannung überwiegen. Die meßtechnische Auswertung ergibt ein Signal, das sowohl auf einem Instrument angezeigt und zum manuellen Fliegen als auch nach entsprechender Weiterverarbeitung zur automatischen Flugzeugführung verwendet werden kann.

Die vertikale Führung wird mit einem analogen System mit übereinanderliegenden Strahlungskeulen realisiert. Im Kurssystem werden Frequenzen von 108,000 bis 111,975 MHz, im Gleitwegsystem Frequenzen von 328,600 bis 335,400 MHz abgestrahlt. Die Gleitweg- und Kurswegfrequenzen sind zur Vermeidung von Interferenzen einheitlich gepaart. Für die Information über die Entfernung des anfliegenden Flugzeugs bis zur Landebahn werden in einheitlichen Abständen (7500 und 1050 m vor der Landebahnschwelle) vertikal strahlende Baken als Marker (75 MHz) aufgebaut, deren Überfliegen an Bord optisch und akustisch dem Piloten signalisiert wird.

Die letzte Phase der Landung wird vom Piloten mit Handsteuerung geflogen und erfordert einen Sichtkontakt mit der SLB. In Abhängigkeit von den unterschiedlichen Bedingungen (Bordanlagen, Ausbildung des Piloten, Ausrüstung der SLB, Status der ILS-Bodenanlagen) sind die Forderungen an die Mindestsichtweiten unterschiedlich und dafür international verbindliche Kategorien eingeführt. Bis zu den genannten Sichtweiten kann der Schlechtwetteranflug «blind» geführt werden. Nur die Kategorie 3c ist eine

Kategorie	Mindestsichtweiten in m vertikal	horizontal
I	60	800
II	30	400
IIIa	0	200
IIIb	0	50
IIIc	0	0

Tabelle 1
Mindestsichtweiten
bei ILS-Landungen

wirkliche Blindlandung (Tabelle 1). Der Aufwand an Technik und Kosten steigt logischerweise mit den Forderungen steil an.

Dieses Verfahren ist weltweit eingeführt und entspricht den bisherigen Bedingungen, die sowohl durch die Eigenschaften der Luftfahrzeuge als auch durch die Gestaltung der kontrollierten Lufträume und Anflugverfahren bestimmt sind.

Der Winkel der Mittellinie im Gleitwegsystem wird fest eingestellt und beträgt international zwischen 2 und 3°. Auf diesem Gleitweg nähert sich das Flugzeug dem Flughafen, die Umgebung des Flughafens wird in relativ geringer Höhe überflogen. Dieser Höhenverlauf ist umweltbelastend und entspricht nicht mehr den neuen, von der modernen Flugzeugtechnik gebotenen Möglichkeiten, die auch Anflugverfahren mit steileren und kürzeren Anflügen auf horizontal und vertikal gekrümmten Kursen zuläßt. Die Forderungen gehen dahin, die Sicherheit bei gleichzeitig größerer Flugdichte zu erhöhen, die Lärmbelastung für die Umgebung des Flughafens zu verringern und die Wirtschaftlichkeit der Flugzeuge zu verbessern. Die Flugzeuge werden z. B. ökonomischer geflogen, wenn man einen Gleitweg wählen kann, bei dem sich während des Sinkens die im Flugzeug enthaltene potentielle Energie in kinetische Energie (also in Vortrieb) umwandeln und dadurch Treibstoff einsparen läßt.

Der feste Leitstrahl verhindert auch eine dichtere Anflugfolge, da der vorgegebene Längsabstand der Flugzeuge aus Sicherheitsgründen einzuhalten ist. Das bisherige und gegenwärtige Instrumenten-Lande-System ist also den Forderungen der Entwicklung nicht gewachsen.

Ausgehend von der zu erwartenden Entwicklung, schrieb die ICAO (*International Civil Aviation Organization = Internationale Zivilluftfahrt-Organisation*) einen internationalen Wettbewerb zum Entwurf eines elektronischen Systems als Schlechtwetterlandehilfe aus, dem sich viele Elektronikkonzerne stellten. Von den vorgelegten Lösungen wurde die als MLS (*Microwave Landing System = Mikrowellen-Lande-System*) bezeichnete international zur Anwendung empfohlen.

Mikrowellen-Lande-System

Mit der Bezeichnung ist unmittelbar der Wellenbereich genannt, in dem das System arbeitet. Es werden Frequenzen im Bereich von 5 GHz angewendet, woraus sich eine Wellenlänge um 6 cm ergibt. Ausstrahlungen in

diesen Bereichen lassen sich relativ leicht bündeln, die Antennen haben kleine geometrische Abmessungen. Auch die Bildung von Antennengruppen ist mechanisch wenig problematisch.

Das MLS hat die Aufgabe, kontinuierlich Führungssignale für das anfliegende Luftfahrzeug in Azimut, Elevation und Entfernung zu bieten. Es arbeitet mit bordseitiger Messung der Zeit zwischen 2 Durchgängen eines vom Boden ausgestrahlten Abtaststrahls. Für die Entfernungsmessung wird das Prinzip der Echolaufzeit mit aktiver Rückstrahlung angewendet. Das Verfahren mit Abtaststrahl wird als *Time Reference Scanning Beam (Zeitbezug-Abtaststrahl)* bezeichnet. Die Bezeichnung *Elektronisches Strahlschwenkverfahren mit Zeitbezug* trifft das Verfahren besser. Dieses Verfahren ist neu in der Navigationstechnik und wird als Basis für die Wirkungsweise des Verfahrens ausführlich erläutert.

Funktionsbeschreibung

Die Bezeichnung *Zeitbezug* in der Benennung dieses Systems kennzeichnet das Meßverfahren für alle Winkelmessungen. Dabei wird die Zeit zwischen 2 Ereignissen gemessen und daraus der entsprechende Winkel ermittelt. Das Verfahren setzt Proportionalität zwischen Zeit und Winkel voraus. Als Beispiel für die Azimutmessung soll Bild 2 stehen.

Die MLS-Antennen haben Halbwertsbreiten (3-dB-Breite) von weniger als 2° . Durch eine elektronische Anordnung wird der schmale keulenförmige Strahl für den Winkel von $\pm 40^\circ$ beiderseits der Anfluggrundlinie mit kontinuierlicher Winkelgeschwindigkeit hin- und hergeschwenkt. Die Strahlungskeule überstreicht ein im Bedeckungsbereich der Strahlung befindliches Flugzeug. Da der Strahl in 1 s mehrmals hin- und hergeschwenkt wird, also nur sehr kurze Zeit das Luftfahrzeug trifft, erscheint die Strahlung am Eingang des Bordempfängers als ein sehr kurzer Impuls.

Dieser Impuls trifft beim Luftfahrzeug sowohl beim Lauf des Strahls aus der Ausgangslage (-40°) nach $+40^\circ$ (Hinlauf) als auch beim Lauf von $+40^\circ$ nach -40° (Rücklauf) ein. Wird die Zeit in der Ausgangslage mit t_0 bezeichnet, so trifft der 1. Impuls zur Zeit t_1 am Luftfahrzeug ein. Da die Zeit t_0 (Beginn des Hinlaufs) jedoch an Bord des Luftfahrzeugs nicht bekannt ist, kann noch nicht gemessen werden. Eine Zeitdifferenz ist erst dann meßbar, wenn die Strahlungskeule beim Rücklauf das Luftfahrzeug erneut überstreicht, der 2. Impuls also zur Zeit t_2 am Empfängereingang ankommt. Die Proportionalität von Zeit und Winkel geht aus dem Vergleich in Bild 2 hervor. Für die 3 besonderen Werte ergibt sich für die Zeitdifferenz $\Delta t = t_2 - t_1$ theoretisch:

$$\begin{aligned}t &= t_{\max} \text{ für } \Theta = -40^\circ, \\t &= 0 \text{ für } \Theta = +40^\circ, \\t &= \frac{t_{\max}}{2} \text{ für } \Theta = 0^\circ.\end{aligned}$$

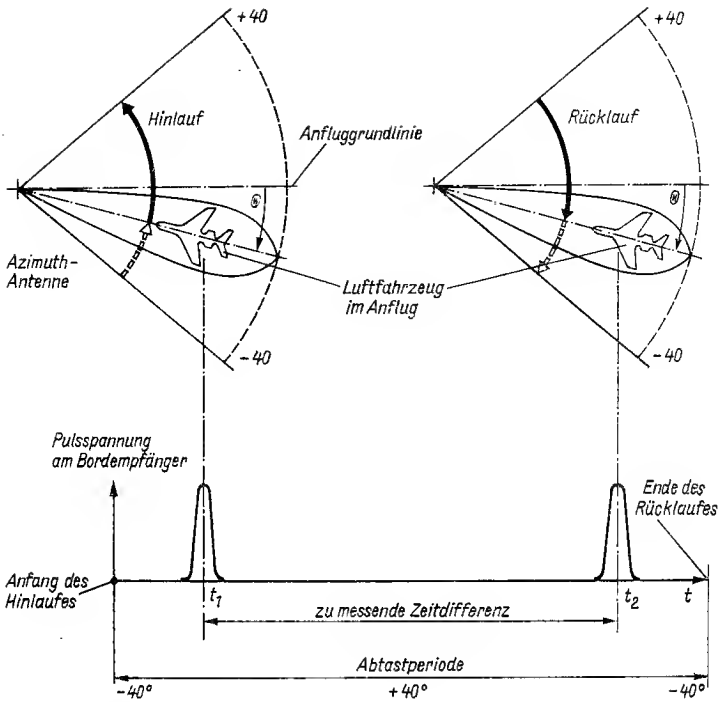


Bild 2 Meßverfahren des MLS (TRSB)

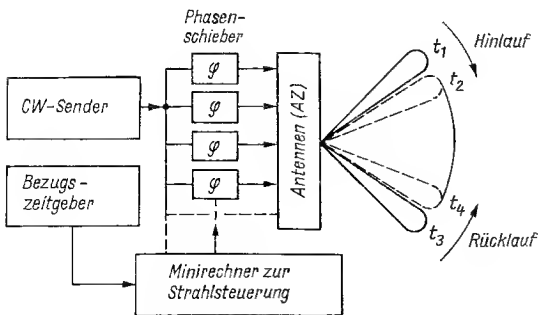


Bild 3 Verfahren mit Phasenschiebern zur elektronischen Strahlschwenkung beim MLS

Da sich das Flugzeug in der Zeit zwischen t_1 und t_2 im Raum bewegt, kann das zu einem Meßfehler führen, doch bei einer 10maligen Strahlschwenkung je s legt ein Flugzeug mit einer Geschwindigkeit von 350 km/h im Anflug nur 9,72 m in dieser Zeit zurück. Das liegt im Toleranzbereich und kann unbeachtet bleiben. Das gleiche Verfahren wird für die Elevation angewendet. Die Abtasthäufigkeit ist dabei noch größer und erbringt deshalb eine geringere Toleranz.

Entfernungsmessung

Die Entfernung zum Aufsetzpunkt ist eine der Führungsgrößen für das anfliegende Luftfahrzeug und muß bei Präzisionslandungen mit hoher Genauigkeit kontinuierlich gemessen werden. Die dafür im MLS eingesetzte Einrichtung wird PDME (*Precision Distance Measuring Equipment = Präzisions-Entfernungs-Meßausrüstung*) genannt. Das PDME ist mit dem von der ICAO standardisierten System DME in der Funktion identisch. Für das MLS ist eine Reichweite von 35 km gefordert. Das PDME ist in Bild 4 im Übersichtsschaltplan dargestellt und wird hier nur so weit erklärt, wie zum Verständnis des MLS erforderlich.

Für das PDME wird die Laufzeitmessung mit aktiver Rückstrahlung angewendet. Die Bordanlage ist bei der Gesamtfunktion das auslösende Teil. Sie besteht aus Abfragesender (S_1), Antwortempfänger (E_1), Auswerter (A) und Anzeige. Eine Bordanlage in dieser Art wird auch als *Interrogator (Abfrager)* bezeichnet. Sie sendet auf der der Bodenanlage zugewiesenen und am Bordgerät eingestellten Frequenz f_1 Impulse zur Bodenstation, die dort nach der Laufzeit t_1 am Abfrageempfänger (E_2) ankommen. Nach einer

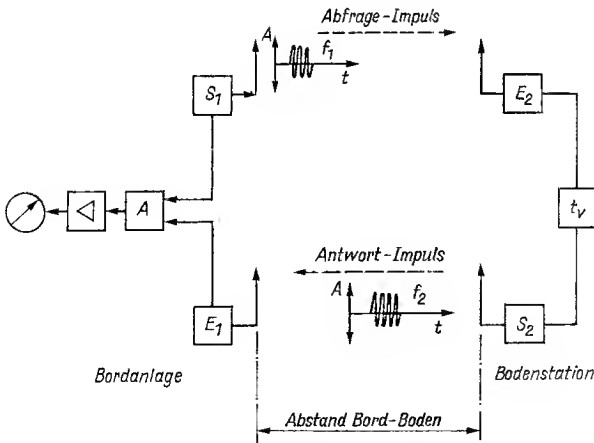


Bild 4 Übersichtsschaltplan des PDME

Verzögerung von t_v (für alle Anlagen einheitlich auf $50 \mu\text{s}$ eingestellt) wird der Antwortsender (S2) ausgelöst, der auf der Frequenz f_2 Impulse zum Antwortempfänger an Bord des Flugzeugs sendet, die nach der Laufzeit t_2 dort ankommen. Der Antwortimpuls wird dem Auswerter zugeleitet, der auch den Abfrageimpuls registriert hat. Nach der Beziehung

$$S = c \frac{t_2 - t_1 - t_v}{2}$$

($c = 300\,000 \text{ km s}^{-1}$) wird dann die Entfernung errechnet. Es ist zu beachten, daß an Bord nur die Zeit zwischen dem Abfrageimpuls und dem Eintreffen des Antwortimpulses (also $t_2 - t_1$) gemessen werden kann.

Mit welcher Genauigkeit die Zeiten zu messen sind, zeigt ein Beispiel: Für eine Entfernung von 1 km benötigen Hin- und Rückimpuls eine Zeit von $6,66 \mu\text{s}$. Die Genauigkeit der Entfernungsmessung mit PDME ist besser als $\pm 10 \text{ m}$.

Das PDME arbeitet im Frequenzband von 962 bis 1213 MHz mit einem Kanalabstand von 1 MHz. Die Abfrage- und Antwortfrequenzen haben einen festgelegten Frequenzabstand von $\pm 63 \text{ MHz}$. Dem Abfragesender ist das Band von 1025 bis 1150 MHz zugewiesen. Mit dem Antwortabstand von $\pm 63 \text{ MHz}$ ergibt sich das Antwortfrequenzband mit 962 bis 1213 MHz. Die Kanäle des PDME sind den MLS-Kanälen fest zugeordnet.

Aufstellung des Systems

In Bild 5 sind die unterschiedlichen Elemente des Bodensegments in ihrer Lage gegenüber der Start- und Landebahn gezeigt. Trotz der eindeutigen Benennung sollen die Aufgaben für die fliegerischen Laien, also die meisten unserer Leser, beschrieben werden.

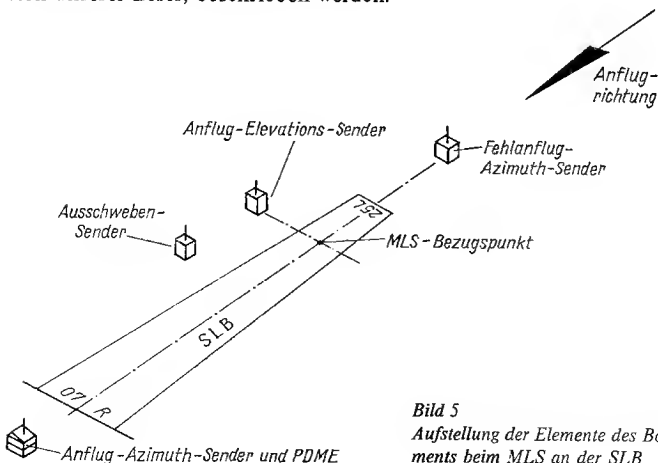


Bild 5
Aufstellung der Elemente des Bodensegments beim MLS an der SLB

- Anflug-Azimet-Sender (Azimet = hier Horizontalwinkel)
Sendet die Azimetsignale zum anfliegenden Flugzeug. Er bildet die Informationsquelle für den Landekurs, bezogen auf die verlängerte Mittellinie der SLB. Die Aufstellung am Ende der Bahn sichert die Führung für den gesamten Landevorgang einschließlich des Ausrollens.
- Elevations-Sender (Elevation = hier Vertikalwinkel)
Er sendet die Elevationssignale zum anfliegenden Flugzeug. Mit der Aussendung wird die Gleitweginformation gebildet. Die Elevation bezieht sich auf die Horizontalebene durch den MLS-Bezugspunkt auf der SLB.
- PDME
Die PDME-Bodenstation ermöglicht dem anfliegenden Flugzeug die Entfernungsmessung zur SLB.
- Ausschweben-Sender
Er versorgt das anfliegende Flugzeug in der Phase des Ausschwebens (also unmittelbar vor dem Aufsetzen) mit Winkelinformationen höherer Genauigkeit.
- Fehlanflug-Azimet-Sender
Er arbeitet wie der Azimetsender, strahlt aber in entgegengesetzter Richtung und mit geringerer Leistung. Er bildet die Kursinformation für die Flugzeuge, die den Landeanflug abbrechen und durchstarten müssen, und für die abfliegenden Flugzeuge.

Signale des MLS

Den MLS ist der Bereich von 5031,0 bis 5090,7 MHz zugewiesen. Bei dem festgelegten Kanalabstand von 300 kHz ergeben sich darin 200 Kanäle, die die Kanalnummern 500 (5031,0 MHz) bis 699 (5090,7 MHz) erhalten haben. Die Ausstrahlungen sind vertikal polarisiert. Alle Bodensender einer MLS-Anlage strahlen auf der gleichen Frequenz. Von den unterschiedlichen Möglichkeiten für die frequenzgleiche Übertragung von Informationen wird hier die Zeitstaffelung eingesetzt. Die Informationen

- Anflug-Azimet,
- Anflug-Elevation,
- Ausschweben-Elevation,
- Fehlanflug-Azimet,
- Hilfs-Daten,

werden nacheinander übertragen. Zur Unterscheidung der Informationen und zur systemgerechten Zuweisung zu den unterschiedlichen Komponenten der Bordanlage wird jeder Aussendung eine Präambel vorangestellt.

Die Informationen werden digital übertragen und sind phasenmoduliert. Dabei sind die «0» und «1» durch folgende Phasenlagen bestimmt:

«0» ist dargestellt durch 0° Phasenänderung,

«1» ist dargestellt durch 180° Phasenänderung.

Die Modulationsrate beträgt 15625 bit/s. Die Länge eines Datenelements ist 64 μ s.

Dieses Übertragungsverfahren liefert nur bei hoher Synchronität zwi-

schen Koder am Boden und Dekoder an Bord brauchbare Ergebnisse. Zu Beginn jeder Informationsübertragung steht deshalb ein Synchronisationsvorgang; er wird also mehrmals in 1 s wiederholt. Wie wichtig die Synchronisation ist, zeigt ein Zahlenbeispiel: Die Winkelgeschwindigkeit des Elevationsstrahls beträgt $0,02^\circ/\mu\text{s}$. Bei einem Fehler von nur $1 \mu\text{s}$ ergibt sich in einer Entfernung von 3000 m vor der SLB ein Höhenfehler von $\pm 60 \text{ m}$!

Mit allen diesen Vorkehrungen sind Fehler jedoch noch nicht ausgeschlossen. Bei der Bedeutung der übertragenen Daten für die Sicherheit der Flugzeugführung im Landeanflug sind bei der Datenübertragung technologische Maßnahmen zu treffen. Im MLS wird dazu die Fehlererkennung durch Paritätsbildung angewendet. Auf eine Fehlerkorrektur wird verzichtet, da ja gleiche Datenblöcke mehrmals in 1 s zur Verfügung stehen. Es werden nur die Blöcke ausgewertet, die fehlerfrei angekommen sind. Die Häufigkeit ist so groß, daß immer genügend Führungsgrößen zur Verfügung stehen. Andernfalls wird ein Ausfallsignal erzeugt und der Landeanflug abgebrochen.

Als Beispiele für die Kodierung sollen das Präambel-Timing (Tabelle 2) und die Funktions-Identifikation (Tabelle 3) angeführt werden. In Bild 6 ist die Reihenfolge der Aussendungen gezeigt. Der Bedeutung angemessen, werden die Elevationsmessungen häufiger als die Azimutmessungen ausgestrahlt. Neben den eigentlichen Führungssignalen werden umfangreiche Informationen übertragen, die sowohl technische Charakteristiken der ange-

Ereignis	Zeit des Ereignis-Beginns		Tabelle 2 Präambel-Zeitplan
	15 625-kHz-bezo- gener Referenzpuls (Nummer)	Dauer in ms	
Träger-Übertragung	0	0	
Empfänger-Referenz-Zeit-Kode			
11 = 1	13	0,832	
12 = 1	14	0,896	
13 = 1	15	0,960	
14 = 0	16	1,024	
15 = 1	17	1,088*	
Funktions-Kennzeichnung			
16	18	1,152	
17	19	1,216	
18	20	1,280	
19	21	1,344	
110	22	1,408	
111	23	1,472	
112	24	1,536	
Ende der Präambel	25	1,600	

* Referenz-Zeit für die Empfänger-Synchronisation für alle Funktions-Zeitpläne

Tabelle 3
Funktions-Kennzeichnung (Auszug)

Funktion	16	17	18	19	I10	I11	I12
	Kode						
Anflug-Azimuth	0	0	1	1	0	0	1
Anflug-Elevation	1	1	0	0	0	0	1
Rückwärts-Azimuth	1	0	0	1	0	0	1
Basis-Daten 1	0	1	0	1	0	0	0
Basis-Daten 8	1	0	1	0	1	1	1
Hilfs-Daten	1	1	1	1	0	0	0

Die Impulse I6 bis I10 enthalten die Information über die nach der Präambel folgende Funktion. Mit 5 Impulsen können $2^5 = 32$ Funktionen (ohne „00000“ 31 Funktionen) unterschieden werden. I11 und I12 sind Paritäts-bits, die folgende Gleichungen sichern.

$$I6 + I7 + I8 + I9 + I10 + I11 = \text{gerade}$$

$$I6 + I8 + I10 + I12 = \text{gerade}$$

Damit wird die Fehlererkennung ermöglicht.

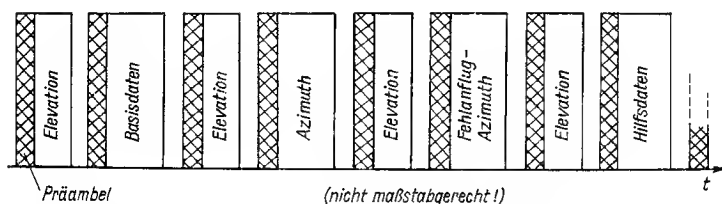


Bild 6 Reihenfolge der Aussendungen des MLS (Zeitmultiplex-SignalfORMAT)

flogenen Bodenanlage und der SLB, aktuelles Wetter, Zustand der Flugbetriebsflächen und auch Warnungen enthalten können. Diese Daten sind in den Blöcken «Basis-Daten» und «Hilfs-Daten» untergebracht. Die Art des nachfolgenden Datenblocks ist in jedem Fall durch die vorangehende Präambel angezeigt.

MLS-Bordanlage

Die MLS-Bordanlage ist als Teil des Systems das Bindeglied zum Flugzeugführungssystem. Dabei ist es gleich, ob das Flugzeug von Hand (nach den Anzeigen der MLS-Instrumente) oder automatisch (nach den MLS-Signalen) gesteuert wird. Die Grundaufgaben der Bordanlage sind

- Signalempfang und -aufbereitung,
- Dekodierung,
- Informationsaufbereitung.

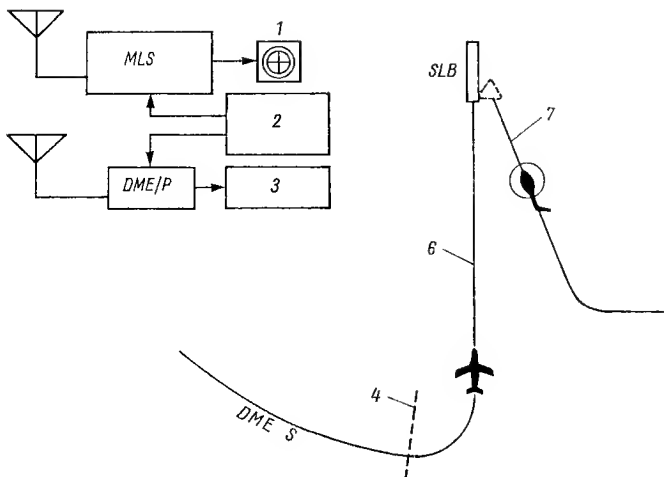


Bild 7 MLS-Bordanlage für manuellen Anflug auf geraden Kursen; 1 - Kreuzzeiger-Instrument für Kurs- und Gleitweganzeige, 2 - Kontrollpult, 3 - Entfernungsanzeige (DME), 4 - Beginn der Kursanzeige, 5 - Kurs mit gleicher DME-Anzeige, 6 - Anflugweg mit 3°-Gleitweg, 7 - Gleichzeitiger Anflug mit 6°-Gleitweg (Hubschrauber)

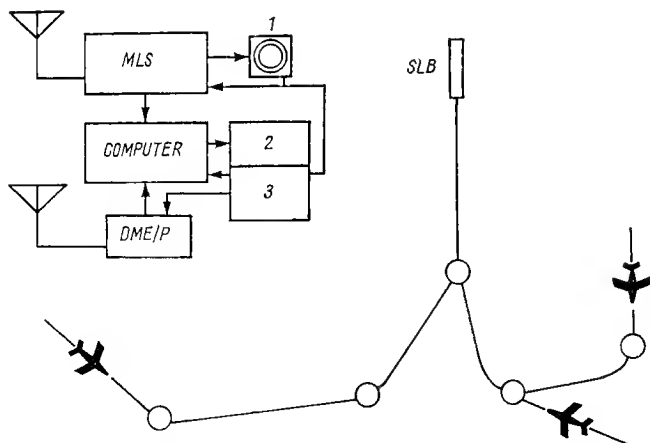


Bild 8 MLS-Bordanlage für manuellen Anflug auf unterteilten Kursen; 1 - Kommandoanzeige, 2 - Display, 3 - Kontrollpult

Prinzipiell wird die Funktion zweier unterschiedlicher und in der Anwendung gekoppelter Systeme (MLS und PDME) abgearbeitet. Die Bordanlage ist grundsätzlich so auszulegen, daß sie den unterschiedlichsten Forderungen und Bedingungen während des Landeanflugs und der Landung genügt. Ein Hauptkriterium ist die Zusammenschaltung der Komponenten der Bordanlage und die Zulassung entsprechend den Kategorien für die Schlechtwetterlandungen.

Es besteht ein grundsätzlicher Unterschied zwischen den Möglichkeiten der manuellen und der automatischen Flugzeugführung. Während der in Kurs- und Gleitweg geradlinige Anflug noch manuell geflogen werden kann, ist die Führung des Luftfahrzeugs auf horizontal und vertikal gekrümmten Landekursen nur mit Computersteuerung zu beherrschen.

In Bild 7 ist die Anordnung für die manuelle Führung des Flugzeugs gezeigt. Die Meßergebnisse des MLS werden auf dem Flight-Direktor (Flugkommando-Anzeige) und am DME-Gerät angezeigt. Nach diesen Anzeigen wird das Flugzeug durch den Piloten während der Landung geführt. Diese Anzeigen werden auch schon beim gegenwärtig betriebenen ILS genutzt.

Die Unterteilung des Landeanflugs in mehrere geradlinige Segmente mit von der Flugsicherung festgelegten Teilstrecken setzt bereits die Einschaltung eines speziellen Computers (Bild 8) voraus.

Alle Vorteile eines voll ausgebauten MLS zu nutzen, ist nur mit dem in Bild 9 gezeigten Bordsystem möglich: vollautomatischer Anflug auf beliebig gekrümmten Kursen mit frei gewähltem Gleitwegprofil. Dem Flight-Management-System (FMS) werden die Ergebnisse des MLS und des PDME zugeführt. Vom FMS wird das Flugzeug vollautomatisch geführt und auch die Triebwerksregelung einbezogen. Erst mit dieser Anlage ist eigentlich der Aufwand gerechtfertigt, doch werden in Abhängigkeit vom ökonomischen Aufwand und Ergebnis auch die anderen Konfigurationen eingesetzt.

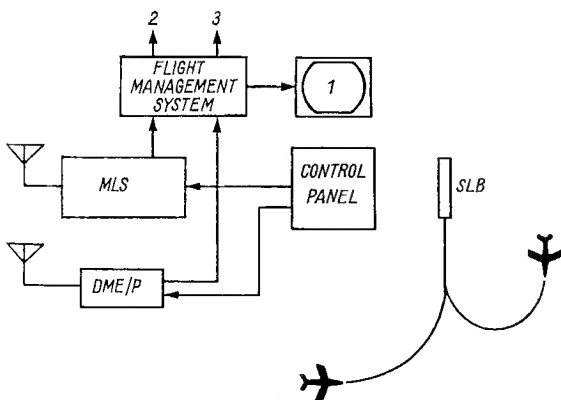


Bild 9 MLS-Bordanlage für vollautomatische Anflüge auf beliebigen Kursen und Gleitwegen; 1 – Elektronisches Anzeigesystem, 2 – Ausgang zum Autopiloten, 3 – Ausgang zur Triebwerksregelung

Zur Beeinflussung des Aufwands werden für die Bodenanlagen unterschiedliche Ausbaustufen vorgesehen, die den Forderungen und der Umgebung des Flughafens angepaßt sind. Die ersten MLS-Anlagen sind bereits in Betrieb. Nach dem Jahre 2000 soll das MLS das alleinige Schlechtwetterlande-System sein, doch wird bis dahin noch das ILS betrieben werden. Die Einführung des neuen Systems fordert großen ökonomischen Aufwand, da ja über lange Zeit beide Systeme gemeinsam und nebeneinander existieren müssen. Die Vorteile des MLS werden aber die Durchsetzung begünstigen.

Kommunikation

Die Kommunikation im *beweglichen Flugfunkdienst*, wie dieses Arbeitsgebiet amtlich genannt wird, bedient sich zweier Frequenzbereiche. Im Nahbereich, überwiegend durch die Flugsicherung genutzt, werden im UKW-Bereich Frequenzen von 117,975 bis 137,000 MHz mit Kanalabständen von 25 kHz belegt. Die Informationen werden ausschließlich als Sprache in Amplitudenmodulation mit Träger (A3E) mit einer Leistung von etwa 50 W (Boden) und etwa 20 W (Bord) in vertikaler Polarisation abgestrahlt. Es wird in Einkanalbetrieb gearbeitet, also abwechselnd gesendet und empfangen. Die Reichweite entspricht etwa der quasioptischen Sicht, wobei am Boden etwa 15 km und zu einem 10000 m hoch fliegenden Flugzeug etwa 400 km erreicht werden.

Zu Flugzeugen in größeren Entfernungen von der Bodenstelle als 400 km werden Kurzwellenverbindungen geschaffen. Dafür stehen im Frequenzplan 12 Bänder unterschiedlicher Breite im Bereich von 2,8 bis 22 MHz zur Verfügung. Die Wahl der Frequenz für die Boden-Bord-Boden-Verbindung in Abhängigkeit von der Entfernung zum Luftfahrzeug, der Richtung, dem Tageszeitverlauf auf dem Ausbreitungsweg u. a. ist bestimmend für die Möglichkeit einer erfolgreichen Verbindung. Mehr als anderswo kommt den Antennen besondere Bedeutung zu. Der größte Aufwand ist am Boden zu treiben, da die Qualität der Verbindung vom Gesamtsystem (Boden- und Bordanlage) bestimmt wird und die Möglichkeiten an Bord wegen der Einschränkungen (Masse, Leistung, Abmessungen, aerodynamische Gestaltung der Antenne) keinen Spielraum lassen.

Auf KW-Verbindungen werden Leistungen bis 6 kW (Boden) und 400 W (Bord) mit Einseitenhand-Amplitudenmodulation ohne Träger (J3E) im Einkanalverfahren betrieben. Übertragen wird das obere Seitenband. Während die angelegene Bodenleistung wegen der Auswahlmöglichkeiten für eine geeignete Antenne mit hohem Wirkungsgrad abgestrahlt wird, geht in der Bordanlage ein großer Teil der Senderleistung für die Anpassung der als «Kompromiß» zwischen Aerodynamik und HF-Technik entstandenen Antenne verloren. Die Probleme der KW-Ausbreitung in Verbindung mit den genannten Einschränkungen bilden die Betriebsbedingungen.

Während für die UKW-Verbindungen keine Probleme bestehen, weil die Organisation der Flugsicherungsgebiete in Verbindung mit der örtlichen Verteilung der zugehörenden UKW-Bodenstationen den Reichweiten unter

realen und stabilen Bedingungen entspricht, gibt es keine stabilen KW-Verbindungen zum Heimathafen, zur Leitung des Luftverkehrsunternehmens oder zu dessen Vertreter im Ausland. Aber gerade diese Verbindungen haben große ökonomische Bedeutung. Über diese Verbindung leitet das Luftverkehrsunternehmen seine Flugzeuge unter operativen Bedingungen. Es werden z. B. zusätzliche Zwischenlandungen und Transporte angewiesen. Diese Verbindung ist eine wichtige Basis für die Disponibilität und damit für das ökonomische Ergebnis. Ähnliche Probleme, die aber dann die Sicherheit betreffen, bestehen für die Flugsicherungsfunkverbindungen über See und unwirtlichen Gebieten (Wüsten, Hochlandgebiete u. ä.). Der Flugsicherungsfunkverkehr wird dort ebenfalls auf Kurzwellenfunkverbindungen organisiert.

Die Zuverlässigkeit der Kurzwellenfunkverbindungen berührt wegen der gleichen Auswirkungen auch die Interessen der Schifffahrt im internationalen Seeverkehr. Die internationale Vereinigung der Schifffahrt hat aus dieser Erkenntnis heraus die Gesellschaft INMARSAT (*International Maritime Satellite Organization*) gegründet, die satellitengestützte Fernmeldedienste organisierte, mit denen Verbindungen Land-Schiff-Land gesichert werden können. Die Satelliten arbeiten als Relaisstellen zwischen den Küstenfunkstellen und den Bordfunkstellen. Das System ist in der Schifffahrt bereits bewährt. Da INMARSAT auch Fernmeldedienste für die Luftfahrt anbietet, wird es für die Luftverkehrsunternehmen interessant. Besonderes Interesse hat auch die SITA (*Société Internationale de Télécommunications Aéronautiques = Internationale Vereinigung für Nachrichtenverbindungen der Zivilluftfahrt*), die den Fernmeldeverkehr international für die Luftverkehrsgesellschaften organisiert.

Die im folgenden betrachtete Grundfunktion der INMARSAT-Verbindungen einschließlich der für die Teilstrecken geltenden Charakteristika sind für alle Teilnehmer (See und Luft) gleich.

Das Bemühen zum Kennenlernen dieses Systems wird durch den Beitritt der DDR zum INMARSAT-Abkommen im Jahre 1986 unterstützt. Bereits jetzt nutzen einige DDR-Hochseeschiffe (darunter die *Arkona*) INMARSAT-Verbindungen zur Heimat. Weitere 4 sozialistische Staaten, darunter die UdSSR, sind Mitglieder von INMARSAT.

INMARSAT ist eine Anteils-Gesellschaft. Die Anteilseigner zahlen sowohl eine Anfangs-Investitionsbeteiligung als auch einen Anteil der eigentlichen Betriebskosten. Der Gewinn, der durch die Fernmeldeleistungen erbracht wird, verteilt sich entsprechend den Anteilen. INMARSAT betreibt nur das Raumsegment und die dazu gehörenden Überwachungs- und Kontrollanlagen am Boden. Einige der Mitglieder betreiben insgesamt 23 Bodenstationen, die sich durch die Gebühren amortisieren. Die Bordanlagen sind Angelegenheit des Nutzers.

Das System basiert im Raumsegment auf 3 Satellitenpositionen, die über dem Atlantik, dem Indischen Ozean und dem Pazifischen Ozean bestimmt sind. Die in INMARSAT-Dienst aktiven Transponder werden in fremden Satelliten gemietet und haben jeder in anderen Satelliten 2 Reserven, die in der Nähe des Betriebssatelliten stationiert sind. Diese Synchronsatelliten

Tabelle 4
Satelliten, die durch INMARSAT genutzt werden

Region	Atlantik	Indik	Pazifik
Satellit (aktiv)	Marecs-B 2	Intelsat V-MCS-A	Intelsat V-MCS-D
Position	26° W	63° O	180° O
Startzeit	9. 11. 84	28. 9. 82	4. 3. 82
Satellit (1. Res.)	Intelsat V-MCS-B	Intelsat V-MCS-C	Marecs-A
Position	18,5° W	66° O	178° O
Startzeit	19. 5. 83	19. 10. 83	20. 12. 81
Satellit (2. Res.)	Marisat-F1	Marisat-F2	Marisat-F3

stehen über den angegebenen Positionen über dem Erdäquator. Die Polargebiete werden deshalb nicht erreicht. Die Satellitenpositionen sind in Tabelle 4 gezeigt.

Das Bordsegment kann sehr unterschiedliche Konfiguration haben, ist aber in seiner grundsätzlichen Auslegung durch die Forderungen an die Kommunikationskanäle vorgegeben. Die beiden möglichen Stufen werden in Standard A und Standard C unterschieden. Der anspruchsvollere Standard A bietet bis zu 3 Sprech- und Fernschreibkanäle und je einen schnellen Datenkanal (- 1 Mbit/s) in beide Richtungen. Er verlangt aber auch eine relativ große Antenne ($\varnothing \approx 1$ m), die sowohl nachgeführt als auch wegen der Stampf- und Schlingerbewegungen des Schiffes stabilisiert werden muß. Die Kosten für eine solche Anlage in Höhe von 30 000 bis 50 000 US-Dollar sind auch beträchtlich.

Der Standard C schränkt die Dienste ein, bietet aber je nach Ausstattung alle Datendienste bis zu 600 bit/s in beiden Richtungen. Die Antenne muß nicht solchen großen Forderungen entsprechen. Sie ist ungerichtet und wird deshalb auch nicht nachgeführt. Die Kosten einer solchen Anlage sollen (ohne Peripherie) 5 000 US-Dollar betragen.

Durch die Zunahme der im Satelliten zur Verfügung stehenden Sendeleistung (bei moderneren Transpondern), die Entwicklung der Nachrichtentechnik und die leistungsfähigere Signalverarbeitung sind Verbesserungen zu erwarten. So hat z. B. der Übergang zu globalen Strahlungsbündeln eine spürbare Feldstärkenerhöhung gebracht. Die Abstrahlung wird dabei auf den vom Satelliten sichtbaren Teil der Erdoberfläche (etwa 42 % der gesamten Erdoberfläche) begrenzt. Der dafür erforderliche Öffnungswinkel des Strahls beträgt 17,34°, was auch technisch eingehalten werden kann. Bei gleicher Sendeleistung steigt die Feldstärke bei stärkerer Bündelung. Der Übergang zu scharf gebündelten Gebietsstrahlen hätte also weitere Vorteile. Damit steigt aber der Aufwand an Bord der Satelliten, die Einrichtungen zum komplexen Auswählen von Strahlen für die jeweiligen Empfangsgebiete enthalten müßten.

Das Bündeln hat auch technische Grenzen, wie ein Versuch mit Satellitenantennen im Jahre 1974 zeigte. Eine ausrollbare 9-m-Antenne aus Kupfer

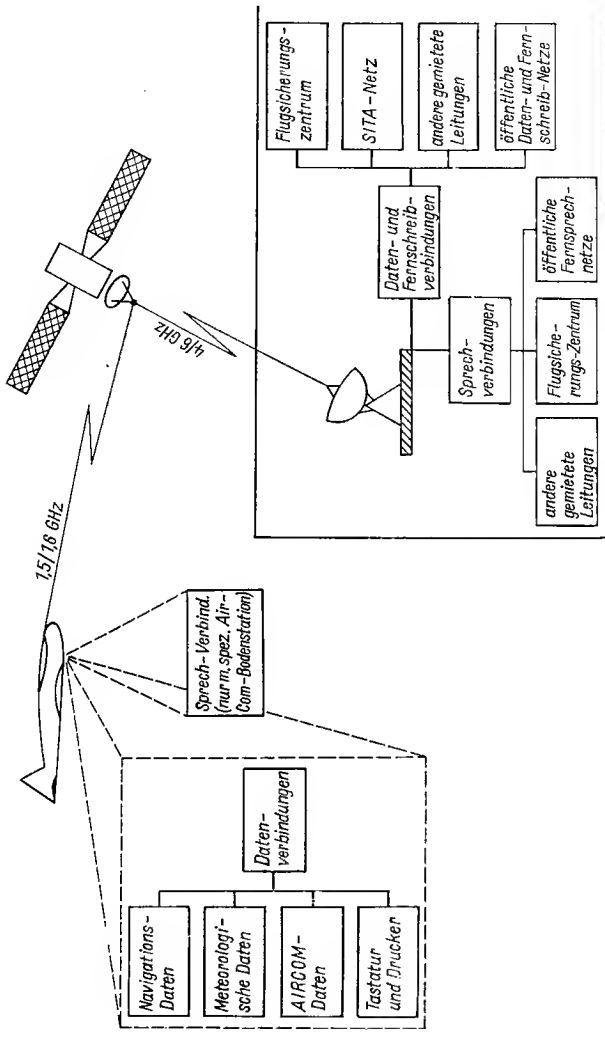


Bild 10 Verbindungsschema für INMARSAT

ferdrahtgeflecht sollte eine Strahlöffnung von $0,3^\circ$ ermöglichen. Aber real waren es dann knapp 1° , so daß die Feldstärke damit auf weniger als $1/10$ des erwarteten Wertes sank. Die Verwendung stark gebündelter Strahlen ist auch bei der Nachführung in beweglichen Funkdiensten problematisch.

In Bild 10 ist die Organisation der Frequenzverteilung gezeigt.

Die Absicht von INMARSAT, satellitengestützte Fernmeldedienste für die Luftfahrt anzubieten (für die Luftfahrt werden hauptsächlich Sprechverbindungen benötigt), bringt Probleme mit den Antennen der Bordanlagen und in diesem Fall besonders mit der Nachführung. Unter Luftfahrtbedingungen muß die Antenne oder die Antennenverkleidung den aerodynamischen Forderungen entsprechen. Im Vergleich zu Schiffsanlagen gibt es auch besondere Probleme durch die Schnelligkeit der Bewegung und der Manöver relativ zum geostationären Satelliten. Dadurch ist es auch möglich, daß Flächen und Rumpf des eigenen Flugzeugs den «Blick» zum benutzten Satelliten verdecken und die Verbindung unterbrechen. Es sind also schnelle Änderungen der Strahlungsrichtung der Antenne zu realisieren. Dafür sind sowohl mechanische Lösungen mit Nachführgetriebe als auch elektronische Lösungen mit Phasenschieberkopplungen mehrerer Antennenelemente einsetzbar.

Von der geometrischen Form haben sich 2 Arten herausgebildet: die allgemein bekannte Antenne mit Parabolspiegel, die außerhalb des Flugzeugrumpfs auf dem Rumpf montiert und mit einem Radom (Wetter- und Strömungsschutzhaube) versehen wird, und die blattförmige Antenne. Die Blattantenne ist so gestaltet, daß sie über mehrere einzelne Strahlungskeulen (ein Büschel) verfügt, die über elektronische Phasenschieber ausgewählt, zusammengeschaltet und zur Anlage geführt werden. Der Einsatz der mechanisch nachgeführten Antenne ist aus Gründen der Sicherheit, der Zuverlässigkeit und der Aerodynamik sowie wegen des zu erbringenden Wartungsaufwands ungünstiger, zumal die Blattantenne alle Forderungen erfüllt. Das Strahlungsdiagramm umfaßt 360° im Azimut und von 5 bis 90° in der Elevation. Die Antenne erreicht für 95% des bedeckten Raumes einen Gewinn von 9 dB und für 85% sogar einen Gewinn von 12 dB. In der restlichen Bedeckung ist der Gewinn geringer, doch gibt es im angegebenen Bereich keinen «blinden Fleck». Die Antenne wird sowohl für Senden als auch für Empfang genutzt. Sie hat die Form einer Leitwerkfläche (760 mm lang, 200 mm breit, 380 mm hoch) und wird auf dem Rumpf stehend angebracht. Die Masse beträgt 15 kg.

Eine andere Lösung von Flächenantennen kombiniert 2 Antennen, die mit etwa 45° Steigungswinkel beiderseits des Rumpfes eingebaut werden. Durch elektronische Steuerung kann die Strahlungsrichtung jeder aus 16 Elementen bestehenden Antenne um 60° in jede Richtung geschwenkt werden. Der Gewinn für 85% der oberen Hemisphäre beträgt 12 dB und ist in Richtung zur Rumpfspitze und zum Schwanz etwas geringer. Jede der beiden Antennen hat eine Fläche von 812 mm \times 406 mm und ist etwa 7 mm dick. Sie werden mit der Oberfläche abschließend eingebaut.

Für die elektronische Strahlungssteuerung können modernste Mittel eingesetzt werden. Durch Navigationssysteme wird der Standort des Luftfahrzeugs festgestellt. Aus der Position ermittelt der Computer den Standort des betriebsgünstigsten INMARSAT-Satelliten. Nach den beiden Werten und unter Einbeziehung der Lage des Flugzeugs im Raum (Schräglage, Nicklage) wird der Strahl der Bordantenne ausgerichtet. In der einfacheren Form wird die Antenne nach der größten Empfangsspannung ausgerichtet.

Die Nutzung des INMARSAT-Systems bringt für die Zivilluftfahrt unzweifelhaft Vorteile, doch ist der Aufbau spezieller, für die Luftfahrtverbindungen ausgelegter Bodenstationen unumgänglich. Die umfassende Verbreitung und Anwendung dieses Systems für die Luftfahrt-Kommunikation wird in naher Zukunft auch einen individuellen Telefonservice für die Passagiere an Bord von Flugzeugen mit dem öffentlichen Fernsprechnetze einschließen.

Einen Fernsprechdienst für Flugzeugpassagiere in ganz anderer Art gibt es auch schon seit den frühen 70er Jahren in den USA. Er kommt zwar ohne Satelliten aus, ist aber auch auf die USA begrenzt. Es sind für dieses System in ausreichendem Abstand voneinander Bodenstationen so aufgebaut, daß ein Flugzeug immer in der Reichweite mindestens zweier Stationen ist. Die Gespräche werden zwischen dem Passagier und den öffentlichen Netzen der angeschlossenen Telefongesellschaften hergestellt. (In den USA sind unterschiedliche private Gesellschaften und nicht die staatliche Post der Betreiber der öffentlichen Fernsprechnetze!) Die Verbindungen werden im 900-MHz-Band abgewickelt und in Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger (J3E) angewendet. Der Kanalabstand beträgt 6 kHz, und eine Bandbreite von 3 kHz sichert eine gute Verständigung. Besondere Vorkehrungen wurden gegen den *Doppler*-Effekt getroffen, durch den unter ungünstigen Bedingungen Frequenzverschiebungen auftreten können. Bei der direkten Bewegung zum oder vom Sender und Geschwindigkeiten von 800 kmh^{-1} sind die *Doppler*-Verschiebungen schon so groß, daß beim Einseitenbandverfahren die Sprache merkbar höher oder tiefer wiedergegeben oder gar unverständlich wird.

Im Flugzeug kann der Handapparat, der auch die Wähltastatur enthält, mit an den Platz genommen werden, denn die Verbindung in der Kabine wird schnurlos geführt. Das interne System verwendet dafür in Senderichtung eine Frequenz von 49 MHz und in Empfangsrichtung eine Frequenz von 1,7 MHz. Von Bord wird der Bodenteilnehmer über die Wähltastatur am Handapparat gewählt. Bodenteilnehmer melden Gespräche zu Teilnehmern an Bord von Flugzeugen bei einem Dispatcher an, der die Herstellung der Verbindung veranlaßt. Welches System sich in der Zukunft einführt, ist nicht bekannt. Die Bemühungen unterschiedlichster Institutionen mit verschiedenen Mitteln demonstrieren aber den Bedarf für einen solchen Service.

Beispiel für die o. g. *Doppler*-Verschiebung:

Fluggeschwindigkeit = $v = 850 \text{ kmh}^{-1} = 236 \text{ ms}^{-1}$,

Ausbreitungsgeschwindigkeit = $c = 300\,000 \text{ kms}^{-1} = 3 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$, nach

$$\Delta f = f_0 \sqrt{\frac{c+v}{c-v}}$$

ergibt sich $\Delta f = 706 \text{ Hz}$ (für $f_0 = 900 \text{ MHz}$).

Die Entwicklung in der Technikkombination Elektronik – Flugzeug ist in Gang gekommen. In relativ kurzer Zeit hat sich viel verändert. Die nächste Generation von Flugzeugen oder Flugzeugausrüstungen wird den Schritt deutlich machen, der auf allen Gebieten gegangen wurde.

CMOS-Schaltkreise aus dem VEB Kombinat Mikroelektronik

Dipl.-Ing. Steffen Würtenberger

Einführung

Bei Impulsfrequenzen unter 1 MHz stehen dem Amateur zusätzlich zu TTL-Standard- und LS-TTL-Schaltkreisen eine große Auswahl an CMOS-Digitalschaltkreisen zur Verfügung. Neben der bekannten *V-4000*-Reihe stellte der VEB *Mikroelektronik Karl Marx* Erfurt auf der Leipziger Frühjahrsmesse 1987 als Weiterentwicklung die ersten Typen der Reihe *U 74 HCT* vor.

Die allgemeinen Vorteile der CMOS-Technik (vor allem der Reihe *V 4000*) gegenüber TTL-Schaltkreisen sind:

- symmetrische, rechteckförmige Übertragungskennlinie,
- großer statischer Störabstand,
- symmetrische Impulsflanken und Verzögerungszeiten,
- niedriger Leistungsbedarf im quasistatischen Zustand.

Demgegenüber stehen einige Nachteile, die aber bei Beachtung (bis auf Ausnahmen) keine Bedeutung für Amateuranwendungen haben:

- größere Verzögerungszeiten,
- großer Streubereich aller Kennwerte (eingeschränkte Austauschbarkeit mit anderen Herstellern),
- nur bedingte Kompatibilität gegenüber Schaltkreisen der *74er* Baureihen.

Mit den Typen *74 HCT* sind diese Nachteile gegenstandslos, und es werden die Vorteile der CMOS-Technik mit denen der TTL-Schaltkreise (Tabelle 1) verbunden.

Der Schaltungsaufbau von CMOS-Schaltkreisen wurde auch in der Amateurliteratur schon sehr ausführlich dargestellt [2], [3], [4], [5]. An dieser Stelle genügt deshalb eine kurze Wiederholung. Der logische Grundbaustein aller CMOS-Schaltkreise ist der Negator, bestehend aus Feldeffekt-

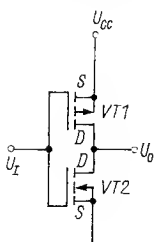


Bild 1
Grundaufbau eines CMOS-Negators

Tabelle 1

Kennwertevergleich der digitalen Baureihen aus dem VEB Kombinat *Mikroelektronik* (nach [1])

Kennwerte	V 4000			U 74 HCT*	DL 000	
	5 V	10 V	15 V	5 V ± 10%	5 V ± 5%	
Eingangsspannung in V	U_{IL}	1,5	3	4	0,8	0,8
	U_{IH}	3,5	7	11	2,0	2,0
Ausgangsspannung in V	U_{OL}	0,05	0,05	0,05	0,1	0,5
	U_{OH}	4,95	9,95	14,95	4,9	2,7
Ausgangsstrom in mA	I_{OL}	0,44	1,1	3	5	8
	(bei U_{OL})	(0,4 V)	(0,5 V)	(1,5 V)	(0,4 V)	(0,5 V)
	I_{OH}	0,44	1,1	3	5	0,4
	(bei U_{OH})	(4,6 V)	(9,5 V)	(13,5 V)	(4,2 V)	(2,7 V)
typische Leistungs- aufnahme je Gatter in mW	1 MHz	0,7	1,8	3,7	1,3	2
	5 MHz	3,5	9	18,5	7,5	3
	10 MHz	7	18	37	15	4,5
typische Impuls- flanke in ns	t_{LH}	25	15	10,5	6	9,5
	t_{HL}	9	13	33	6	6

* vorläufige bzw. Vergleichsdaten

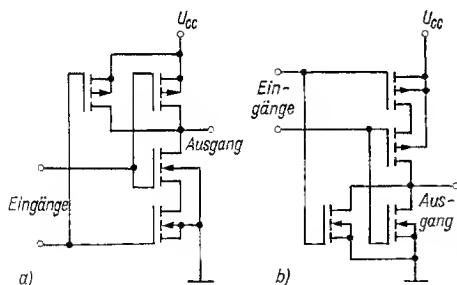


Bild 2
Prinzipielle Funktionsweise logischer CMOS-Systeme; a - NAND, b - NOR

transistoren vom Anreicherungstyp (Bild 1). Die Funktionsweise ist relativ einfach zu erkennen – stets leitet oder sperrt einer der beiden MOS-Transistoren. Entsprechend stellt sich das Ausgangspotential ein: Bei H am Eingang ist VT1 gesperrt, und VT2 leitet; der Ausgang liegt auf L-Potential. Bei L am Eingang führt der Ausgang demzufolge H-Potential. Die Transistoren ergänzen sich; daher auch die Bezeichnung Complementary MOS-Technik. Aus dem beschriebenen Grundbaustein werden nun alle logischen Grundfunktionen aufgebaut (Bild 2).

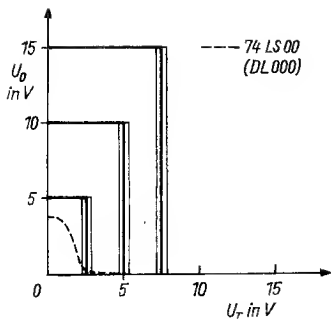


Bild 3
Übertragungskennlinie gepufferter CMOS-Schaltkreise für unterschiedliche Betriebsspannungen (zum Vergleich: LS-Gatter)

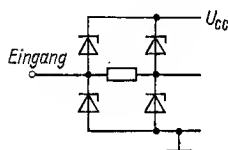


Bild 4
Eingangsschutzbeschaltung bei CMOS-Schaltkreisen

Die ersten CMOS-Schaltkreise waren im wesentlichen auch so aufgebaut. Mitunter sind noch IS aus der UdSSR der Reihe *K 176* zu erhalten. Nähere Informationen dazu können aus der Literatur ersehen werden [6], [7]. Man bezeichnet solche CMOS-Schaltkreise als *ungepufferte Ausführungen*. Durch das Hintereinanderschalten von 2 der in Bild 1 dargestellten Negatoren (Puffer) verbesserten sich vor allem die dynamischen Eigenschaften der CMOS-IS entscheidend. Die in Bild 3 abgebildete Übertragungskennlinie kann erst mit dieser Technologie erreicht werden. Der vorteilhafte Verlauf gegenüber der TTL-Technik ist offensichtlich. Auf ein Problem muß in diesem Zusammenhang noch hingewiesen werden: Im Übergangsbereich sind zumindest für einen kurzen Augenblick beide Ausgangstransistoren leitend, und es fließt ein relativ hoher Strom. Damit dieser Bereich keine bleibenden Schäden am Schaltkreis verursacht oder «wilde» Schwingungen auf dem Ausgangsimpuls auftreten, sollte man ihn auch bei CMOS möglichst schnell durchfahren. Folgerichtig wird vom Hersteller eine Mindeststeilheit der Eingangsimpulse gefordert – etwa $15 \mu\text{s}$ für den Anstieg bzw. Abfall der Amplitude von 10% auf 90% und umgekehrt. Eine Ausnahme bilden CMOS-Gatter mit *Schmitt-Trigger*eingang. Bild 4 zeigt die interne Schutzbeschaltung bei CMOS-IS.

Die Ausgänge eines CMOS-IS dürfen parallelgeschaltet werden, wenn die zulässige Gesamtverlustleistung eingehalten wird. Die Ausgangslastkapazitäten müssen unter 5 nF bleiben. Die Zusammenschaltung mit TTL-IS-Eingängen ist relativ problemlos, wenn die CMOS-IS an 5 V Betriebsspannung liegen. Allerdings können «normale» CMOS-Gatter nur höchstens 2 LS-TTL-Lasten treiben. Im umgekehrten Fall (CMOS an TTL-Ausgang) sollte man stets einen sogenannten pull-up-Widerstand benutzen (Bild 5), um

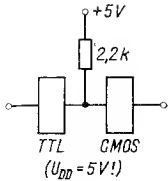


Bild 5
Dieser Widerstand garantiert den H-Pegel für den CMOS-Eingang

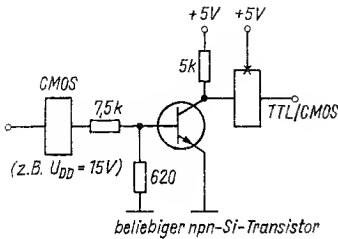


Bild 6
Kopplung von Logiksystemen mit unterschiedlicher Betriebsspannung, Übergang CMOS (15 V) – TTL/CMOS (5 V); Vorschlag aus [1]

den H-Eingangspiegel des CMOS-Schaltkreises sicher zu erreichen. Muß man aus dynamischen Gründen eine höhere Betriebsspannung als 5 V verwenden, kommt man um entsprechende Pegelumsetzer nicht herum (Bild 6).

Einsatzhinweise

- Es gelten die allgemeinen Hinweise zu Transport und Lagerung von MOS-Bauelementen trotz der internen Schutzschaltungen (z. B. Erden aller Gegenstände – Lötkolben – und Personen, die mit dem Bauelement in Berührung kommen).
- Offene Eingänge verursachen eine erhöhte Leistungsaufnahme; denn sie haben ein «schwebendes», undefiniertes Potential. Sie müssen also immer an U_{CC} (NAND) oder Masse (NOR) gelegt werden. Auch unbenutzte Gatter eines IS sind über einen Widerstand 100 k Ω bis 1 M Ω am Eingang definiert festzulegen.
- Den Eingangsspannungsbereich von $-0,5$ bis $U_{CC} + 0,5$ V darf man keinesfalls überschreiten (auch den maximalen Strom an einem Anschluß von ≤ 10 mA nicht!). Es tritt dann der sogenannte Latch-up-Effekt auf. Die Eingangsschutzbeschaltung kann unter keinen Umständen als betriebsmäßige Schutzmaßnahme benutzt werden.
- Die zulässigen Anstiegs- und Abfallzeiten der Impulsflanken (5 bis 15 μ s) müssen beachtet werden.
- Die Versorgungsspannungsquelle sollte niederohmig ausgelegt sein. Vor allem bei Batteriebetrieb muß U_{CC} entkoppelt werden (Richtwert

1000 μF). Es empfiehlt sich, Schaltkreise mit Zählern und Flip-Flops durch etwa 20 bis 100 nF und alle anderen IS durch etwa 10 nF zu stützen.

– Das Überschreiten der Grenzwerte (auch kurzzeitig) ist zu vermeiden.

Reihe V 4000

An Hand der Übersicht in Tabelle 2 erhält man ein gutes Bild über das Gesamtortiment der Reihe V 4000. Einige Typen, vor allem die Gatter, Inverter, Treiber und nicht zuletzt der Dekoderschaltkreis V 40511 D, wurden an unterschiedlichen Stellen schon ausführlich beschrieben, und ihre Einsatzmöglichkeiten können als bekannt vorausgesetzt werden. Ausführlicher soll auf neuere, komplexe CMOS-Schaltkreise eingegangen werden.

Tabelle 2

Übersicht der CMOS-Digitalschaltkreise des VEB Kombinat *Mikroelektronik* (Reihe V4000)

Typ	Funktion
V 4001 D	4 NOR-Gatter mit je 2 Eingängen
V 4007 D	2 komplementäre Transistorpaare und 1 Inverter
V 4011 D	4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen
V 4012 D	2 NAND-Gatter mit je 4 Eingängen
V 4013 D	2 D-Flip-Flop
V 4015 D	2 4-bit-Schieberegister
V 4017 D	Dezimalzähler und Teiler mit dekodierten Ausgängen
V 4019 D	4 AND-OR-Auswahlgatter (Multiplexer) mit je 2 Eingängen
V 4023 D	3 NAND-Gatter mit je 3 Eingängen
V 4027 D	2 JK-Flip-Flop
V 4028 D	BCD-Dezimal-Dekoder, Ausgänge H-aktiv
V 4029 D	4-bit-Vor-Rückwärtszähler, dezimal kodierbar
V 4030 D	4 EXOR-Gatter mit je 2 Eingängen
V 4034 D	8stufiges bidirektionales Schieberegister (Busregister)
V 4035 D	4-bit-Schieberegister mit Paralleleingabe
V 4042 D	4-bit-Auffangregister
V 4044 D	4 RS-Flip-Flop, Tri-state
V 4046 D	PLL-Schaltung
V 4048 D	8-Eingangs-Multifunktionsgatter mit 3 Steuereingängen
V 4050 D	6 nichtinvertierende Treiber
V 4051 D	8-Kanal-Analog-Multiplexer/Demultiplexer
V 4066 D	4 bilaterale Analogschalter
V 4093 D	4 Schmitt-Trigger mit je 2 Eingängen (NAND)
V 40098 D	6 invertierende Treiber, Tri-state
V 40511 D	BCD-zu-7-Segment-Dekoder, hexadezimal, H-aktiv
V 4520 D	2 binäre 4-bit-Vorwärtszähler
V 4531 D	13-bit-Paritätsprüfer
V 4538 D	2 Monoflop
V 4585 D	4-bit-Größenkomparator

Analogschalter

Der *V 4066 D* und der *V 4051 D* sind sogenannte Analogschalter. Mit ihnen kann man auch digitale Signale übertragen. Die Funktion des *V 4051 D* läßt sich auch mit 8-Kanal-Multiplexer/Demultiplexer oder 1-aus-8-Schalter umschreiben. Dagegen enthält der *V 4066 D* 4 unabhängige, bilaterale Kanäle, die aber kombiniert werden können. Bei beiden Schaltkreisen ist unbedingt erforderlich, eine genaue Pegelbetrachtung vor ihrem Einsatz durchzuführen. Dazu gehören sowohl die zu übertragenden Analog- oder Digitalsignale als auch die anzulegenden Betriebsspannungen. Ein Literaturstudium wird dazu dringend empfohlen, um keine unliebsamen Überraschungen zu erleben.

Monoflop

Der *V 4538 D* (bedingt kompatibel mit den internationalen Typen 4098 und 4528) enthält in einem 16poligen DIL-Gehäuse gleich 2 voneinander unabhängige, recht universell einsetzbare Monoflops. Beide haben jeweils 2 Triggereingänge; die wirksame Schaltflanke läßt sich damit völlig frei wählen: Eingang an TR – LH-Flanke schaltet, Eingang an TF – die HL-Flanke ist wirksam. Voraussetzung für die gewünschte Betriebsart ist außerdem die richtige Beschaltung der anderen Eingänge entsprechend Tabelle 3. Den Unterschied der beiden möglichen Betriebsarten kann man aus Bild 7 ersehen. Die Triggerzeit wird wie angedeutet mit einem Widerstand

Schaltflanke	TF	TR	\bar{R}	Betriebsart
LH	U_{DD}	\square	U_{DD}	Nachtriggern
LH	\bar{Q}	\square	U_{DD}	Einzelimpulse
HL	\square	U_{SS}	U_{DD}	Nachtriggern
HL	\square	Q	U_{DD}	Einzelimpulse

Tabelle 3
Beschaltung des *V 4538 D*

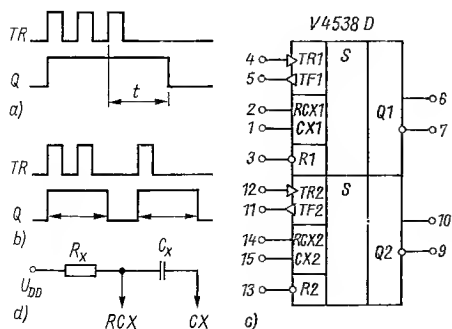


Bild 7
V 4538 D; a – Impulsdigramm zur Betriebsart «Nachtriggern», b – Betriebsart «Einzelimpulse» (deutlich erkennbar ist dabei für die Triggerzeit t der Eingang gesperrt!), c – Logiksymbol mit Anschlußbelegung, d – äußere Beschaltung

und einem Kondensator verwirklicht. Dabei sollte C zwischen 5 nF und maximal 100 μ F liegen, während R größer 4 k Ω sein muß (empfohlen werden aber Werte von höchstens 2 M Ω). Die minimale Triggerzeit ergibt sich damit zu etwa 20 μ s.

Zähler

Es stehen 3 Typen zur Verfügung, die in den vorgegebenen Grenzen die Lösung fast aller denkbaren Einsatzfälle erlauben. Am interessantesten dürfte dabei der *V 4520 D* sein. Er enthält 2 4-bit-Zähler, die nur in Vorwärtsrichtung arbeiten. Für viele Anwendungen ist das vollkommen ausreichend. Durch seine geringe Stromaufnahme und immerhin eine mögliche Taktfrequenz von 10 MHz bei 15 V ist er für Amateuranwendungen geradezu ein «Allroundbauelement». Man kann den *V 4520 D* zwar nicht auf einen bestimmten Wert voreinstellen (wie die bekannten TTL-Zähler '192 und '193), aber die Auswertung der Ausgangssignale O0 ... O3 erlaubt auch das Erkennen jedes beliebigen Zählerstandes zwischen 0 und 15. Eine Zählweitenbegrenzung ist prinzipiell mit nachgeschalteten Gattern oder Dioden möglich (Bild 8).

Die zu verwirklichende logische Funktion muß eine AND-Logik mit H-Pegelauswertung ergeben. In Bild 8 wurde eine wahlweise Zählweitenbegrenzung bei 3 (mit Gattern) oder bei 12 (mit Dioden) dargestellt. Der Zähler wird dabei automatisch rückgesetzt und beginnt wieder bei 0 zu zählen.

Eingänge		R	Funktion	Tabelle 4 Funktionstabelle des <i>V 4520 D</i>
C11/C21	C12/C22			
LH	H	L	Zählen	
L	HL	L	Zählen	
HL	X	L	keine Änderung	
X	LH	L	keine Änderung	
H	HL	L	keine Änderung	
LH	L	L	keine Änderung	
X	X	H	alle Ausgänge L	

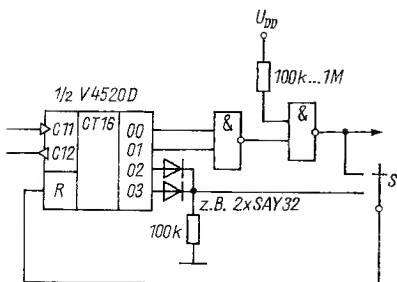


Bild 8
Zählweitenbegrenzung beim *V 4520 D*

Zählerstand	Ausgänge			
	O0	O1	O2	O3
1	x	-	-	-
2	-	x	-	-
3	x	x	-	-
4	-	-	x	-
5	x	-	x	-
6	-	x	x	-
7	x	x	x	-
8	-	-	-	x
9	x	-	-	x
10	-	x	-	x
11	x	x	-	x
12	-	-	x	x
13	x	-	x	x
14	-	x	x	x
15	x	x	x	x

Tabelle 5
Auszuwertende Ausgänge (H-Pegel) für die Zählweitenbegrenzung am V 4520D

Tabelle 6
Funktionstabelle des V 4029D

Eingänge									Ausgänge				
IP3	IP2	IP1	IP0	PE	\overline{CI}	B/ \overline{D}	U/ \overline{D}	C	O3	O2	O1	O0	\overline{CO}
X	X	X	X	H	H	X	X	X	IP3	IP2	IP1	IP0	H
L	L	L	L	H	L	X	L	X	L	L	L	L	L
H	L	L	H	H	L	L	H	X	H	L	L	H	L
H	H	H	H	H	L	X	H	X	H	H	H	H	L
H	L	H	H	H	L	L	H	X	H	L	H	H	L
H	H	L	H	H	L	L	H	X	H	H	L	H	L
X	X	X	X	L	L	H	X	H	Binärbetrieb				
X	X	X	X	L	L	L	X	H	Dezimalbetrieb				
X	X	X	X	L	H	X	X	X	vorhandener Zählerstand				

U/ \overline{D} - Vorwärtszählen (H), Rückwärtszählen (L)

B/ \overline{D} - Einstellung des Zählumfangs, 0...9 - dekadisch, 0...16 - binär

PE - Voreinstelleingang (mit H)

\overline{CO} - Übertragsausgang

\overline{CI} - Zählfreigabeingang

Die Auswertung ist denkbar einfach, da die interessierenden Ausgänge jeweils gemeinsam H-Pegel für den gesuchten Zählerstand annehmen (Tabelle 5). Die Zählerstände 1 und 15 sind für eine Zählweitenbegrenzung unsinnig; der Vollständigkeit wegen wurden sie aber mit angegeben. Die Schaltung mit den Gattern erscheint auf den ersten Blick zwar aufwendiger, ist aber stromsparender und für die Auskopplung des Signals (Zählerstand erreicht) besser geeignet.

Tabelle 7
Funktionstabelle des V 4017 D

Eingänge		Ausgänge											
R	C	\overline{CE}	CO	O9	O8	O7	O6	O5	O4	O3	O2	O1	O0
H	X	X	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L	H
L	LH	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	H	L
L	LH	L	H	L	L	L	L	L	L	L	H	L	L
L	LH	L	H	L	L	L	L	L	L	H	L	L	L
L	LH	L	L	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L
L	LH	L	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L
L	LH	L	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L
L	LH	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L
L	LH	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L	L	L
L	HL	L	keine Änderung										
L	X	H	keine Änderung										

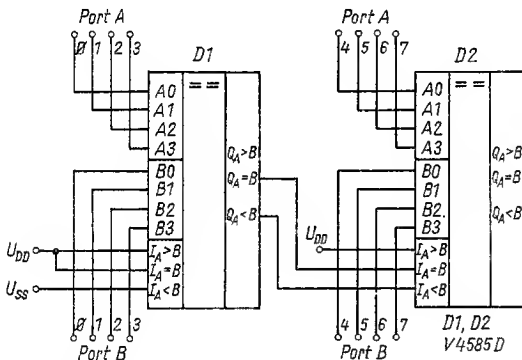


Bild 9 Komparator für 2 8-bit-Worte

Der V 4029 D ermöglicht zwar eine wesentlich vielseitigere Betriebsführung, allerdings ist in einem Schaltkreis auch nur ein Zähler integriert. Er arbeitet synchron sowohl im Vorwärts- wie auch Rückwärtsbetrieb in den Betriebsarten Binärzählung und dekadische Zählung ohne zusätzliche Bauelemente. Auf eine ausführliche Darstellung muß an dieser Stelle verzichtet werden; es sei z. B. auf [4] verwiesen.

Der 3. Zähler der dargestellten Bauelemente ist der V 4017 D – ein sogenannter Johnson-Zähler. Die Arbeitsweise kann wieder aus der Funktionstabelle (Tabelle 7) ersehen werden. Es steht also immer nur an einem Ausgang (O0 ... O9) H-Pegel zur Verfügung. In gewissem Sinne ist der V 4017 D damit ein komfortabler 1-aus-10-Dekoder.

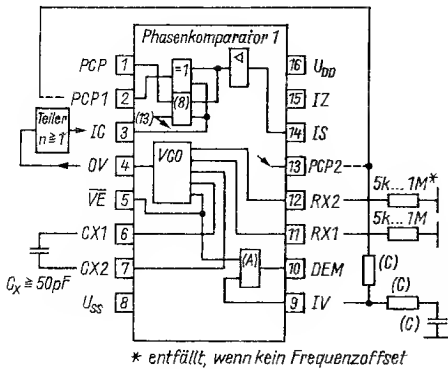


Bild 10
Übersichtsschaltplan des
V 4046 D; IZ – integrierte Z-
Diode (5 bis 8 V, 50 μ A),
(A) – Sourcefolger, (B) – Pha-
senkomparator 2, (C) – Schleif-
enfilter

Weitere interessante Schaltkreise sind der 13-bit-Paritätsprüfer V 4531 D und der 4-bit-Größenkomparator V 4585 D. Mit dem V 4531 D kann man ein Datenwort auf «Parität» prüfen, d. h., der Ausgang führt immer dann L, wenn alle Eingänge oder eine gerade Anzahl von ihnen auf L liegen. Bei gerader Anzahl auf H liegender Eingänge geht der Ausgang auf H. Benötigt man nicht alle Eingänge, kann die Wertigkeit des Ausgangssignals bei gerader oder ungerader Anzahl eines bestimmten Eingangssignals selbst programmiert werden, indem die nichtbenutzten Eingänge auf L oder H festgelegt sind. Durch Verbinden des Ausgangs Q mit einem Eingang eines weiteren V 4531 D kann dieser IS kaskadiert werden. Die geringste Verzögerungszeit erhält man dabei an I12 (Eingang E13).

Der V 4585 D ist pinkompatibel mit den TTL-Typen 74 L 85 und 74 LS 85. Er prüft 2 4-bit-Worte und kann über 3 Ausgänge die Relationen >, < und = ausgeben. Außerdem verfügt er über 3 Eingänge, mit denen sich der Schaltkreis kaskadieren läßt und der damit z. B. 8-bit-Worte überwacht (Bild 9).

Für Funkamateure besonders wertvoll ist die CMOS-PLL-Schaltung V 4046 D. Die exakte Anwendung dieses Schaltkreises ist recht umfangreich und würde den Umfang dieses Beitrages sprengen; es muß daher an dieser Stelle der Übersichtsschaltplan (Bild 10) zur Information genügen.

Reihe U 74 HCT ... DK

Diese CMOS-Baureihe stellt die jüngste Weiterentwicklung in der Digitaltechnik dar. Sie ist vollständig pinkompatibel mit allen TTL-Baureihen und in der Schaltgeschwindigkeit mit der Standard-Reihe 74 ... (D10) und der Low-Power-Schottky-Reihe 74 LS... (DL...) vergleichbar. Im Unterschied zur Reihe V 4000 sind Schaltgeschwindigkeit und Ausgangsstrom um den Faktor 10 größer. Der große Vorteil der symmetrischen Impulsflanken und Verzögerungszeiten, von der V-4000 -Reihe bekannt, bleibt erhalten. Bis

etwa 20 MHz liegt der Leistungsbedarf unter dem der 74 LS...-Reihe. Man sollte aber beim Austausch unbedingt den geringeren Ausgangsstrom ($L_{OL} = 5 \text{ mA}$) gegenüber den vergleichbaren TTL-Schaltkreisen beachten.

Tabelle 8

Typübersicht der CMOS-Baureihe U 74HCT ... DK (Stand: Frühjahr 1987)

U 74 HCT 00 DK	4 NAND-Gatter mit je 2 Eingängen
U 74 HCT 02 DK	4 NOR-Gatter mit je 2 Eingängen
U 74 HCT 04 DK	6 Inverter
U 74 HCT 74 DK	2 positiv-flankengetriggerte D-Flip-Flop
U 74 HCT 138 DK	1-aus-8-Dekoder mit Demultiplexer
U 74 HCT 242 DK	4 invertierende Bustreiber
U 74 HCT 243DK	4 nichtinvertierende Bustreiber
U 74 HCT 373DK	8 D-Transparentlatch, gemeinsamer Enable-Eingang, Tri-state
U 74 HCT 374 DK	8 D-Flip-Flop, gemeinsamer Takt-Eingang, Tri-state
U 74 HCT 533 DK	8 D-Transparentlatch, gemeinsamer Enable-Eingang, invertierende Tri-state-Ausgänge (\cong 373 mit negierten Ausgängen)
U 74 HCT 534 DK	8 D-Flip-Flop, gemeinsamer Takt-Eingang, invertierende Tri-state-Ausgänge (\cong 374 mit negierten Ausgängen)

ELEKTRONIK-SPLITTER

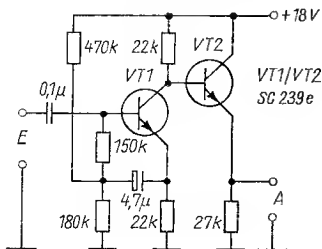
Trennverstärker für die NF-Praxis

In solchen Fällen, bei denen man hochohmige Signalquellen an niederohmige Eingänge oder Leitungen anpassen will, ist die untenstehende Schaltung eines 2stufigen Trennverstärkers geeignet. Derartige Schaltungsstufen bezeichnet man auch als Impedanzwandler, die Spannungsverstärkung ist meist $V_u = 1$, so daß sie sich problemlos einsetzen lassen. Mit der angegebenen Dimensionierung wird der hohe Eingangswiderstand von $3,6 \text{ M}\Omega$ erreicht, der Ausgangswiderstand ist etwa 250Ω . Der Klirrfaktor liegt unter $0,5\%$, der NF-Übertragungsbereich erreicht sicher HiFi-Qualität.

Literatur

Tehnum, Heft 2/1987, Seite 19 und 21.

K. H. S.



NF-Verstärker-Schaltkreise und ihre Beschaltung (I)

Obering. Karl-Heinz-Schubert - Y21XE

In der Entwicklung der analogen bipolaren Schaltkreise standen am Anfang Spannungsverstärkerschaltungen für niederfrequente Spannungen. Erst danach begann man auch NF-Leistungsverstärker als integrierte Schaltkreise zu fertigen. Heute gibt es eine Vielzahl von NF-Leistungsverstärker-Schaltkreisen mit unterschiedlichen NF-Ausgangsleistungen. Die Halbleiterindustrie der DDR (VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder), Stammbetrieb im VEB Kombinat *Mikroelektronik*) fertigt gegenwärtig ein abgewogenes Typenspektrum mit den Typen:

- A 211 D* - Ausgangsleistung 1 W,
- A 210 E/K* - Ausgangsleistung 5 W,
- A 2030 H/V* - Ausgangsleistung 16 W,
- A 2000 V* - Ausgangsleistung 2×5 W,
- A 2005 V* - Ausgangsleistung 2×10 W (Angaben sind typische Werte!).

Der NF-Verstärker-Schaltkreis *A 211 D*

Dieser erste NF-Leistungsverstärker-Schaltkreis der DDR-Produktion zeichnet sich durch einen hohen Eingangswiderstand, eine hohe Verstärkung, einen großen Betriebsspannungsbereich und einen geringen Ruhestrombedarf aus. Bemerkenswert ist es, daß dieser Schaltkreis durch die sozialistische Hilfe der DDR in Kuba produziert wird, so daß dort eine leistungsstarke Halbleiterindustrie entsteht, und derartige Schaltkreise exportiert werden können.

Alle Funktionen des Schaltkreises wurden auf einem Siliziumplättchen mit den Kantenlängen $1,4 \text{ mm} \times 1,6 \text{ mm}$ realisiert, wobei die Schaltung aus 10 npn-Transistoren, 6 pnp-Transistoren und 9 Widerständen besteht. Beim 14poligen DIL-Plastgehäuse wirken die jeweils inneren 3 pins 3 bis pin 5 und pin 10 bis pin 12 als Kühlblech (mit zusätzlicher Leiterplattenfläche als weiteres Kühlblech) zur Erreichung der erforderlichen Verlustleistung. Zur Außenbeschaltung des Schaltkreises sind die jeweils 2 äußeren pins vorgesehen. Bei der älteren Ausführung des *A 211 D* waren die Kühlblechpins als abgewinkelte Blechfahne gestaltet. Zu beachten ist, daß der *A 211 D* keine Schutzschaltungen aufweist, so daß die Grenzwerte nicht überschritten werden dürfen.

Bild 1a zeigt die Standardbeschriftung des *A 211 D*, bei der der Lautsprecher an der Betriebsspannung liegt. Das *RC*-Glied an pin 9 bestimmt die untere Grenzfrequenz, während die obere Grenzfrequenz von *C4* und dem inneren Rückwirkwiderstand zwischen pin 6 und pin 13 (etwa 0,9 M Ω) bestimmt wird. Zur Frequenzkompensation und gegen HF-Störungen wirken die Kondensatoren *C3* und *C5*. Die Betriebsspannung ist direkt am pin 2 mit einem Elektrolytkondensator (100 μ F) abzublenden. *R_L* und *C6* bilden die Bootstrapschaltung an den pins 6-1-2. Mit einem Lautsprecher 8 Ω wird eine NF-Ausgangsleistung von 1 W ($k = 10\%$) erreicht. Die dafür erforderliche NF-Eingangsspannung ist 14 mV bei einer Verstärkung $V_u = 48$ dB. Die übertragene NF-Bandbreite reicht von 50 Hz bis 15 kHz.

Bild 1b und Bild 1c zeigen Schaltungsvarianten zur Klangbeeinflussung des übertragenen NF-Frequenzbereiches. Bild 1b ist eine Tonblende zur Höhenabsenkung, Bild 1c wirkt die eine Baß- und Höhenanhebung, da mit dem am pin 6 liegenden *RC*-Glied (*R5/R6 - C8/C9*) mit *R4* die mittleren Frequenzen abgesenkt werden.

Da der Stromlaufplan im Bild 1 nur für Batteriegeräte günstig ist, zeigt Bild 2a die Schaltungsvariante mit Lautsprecher gegen Masse geschaltet. Die Brummspannung wird besser unterdrückt, so daß diese Schaltung auch für netzbetriebene Stromversorgung geeignet ist. Als Bootstrapglied sind zusätzlich die Bauelemente *R3* und *C6* erforderlich. Damit werden Aussteuerungsspitzen in ihrer Wirkung auf die Betriebsspannung vermieden, da sonst bei AM-Empfängern NF-Oberwellenrückkopplungen im Lang- und Mittelwellenbereich möglich sind.

Eine Vergrößerung der NF-Ausgangsleistung ist möglich, wenn man dem *A 211 D* eine Gegentakt-Komplementär-Endstufe mit 2 Leistungstransistoren nachschaltet. Der *A 211 D* arbeitet dann als Vor- und Treiberstufe auf den Lastwiderstand *R5* (33 Ω). Mit dem in Bild 2b angegebenen Stromlaufplan wird eine NF-Ausgangsleistung von etwa 5 W erreicht. Auf Grund der hohen Grenzfrequenz der Siliziumtransistoren neigen diese zu HF-Schwingungen. Diese beseitigt man durch Ferritperlen auf den Basisanschlüssen

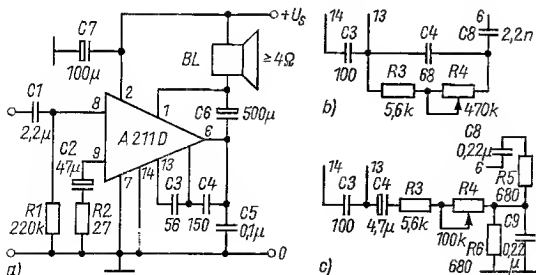


Bild 1 Stromlaufplan der Standardbeschriftung für den NF-Verstärker-Schaltkreis *A 211 D* (a); Tonblende zur Höhenabsenkung (b); Baß- und Höhenanhebung durch Absenkung der mittleren Frequenzen (c)

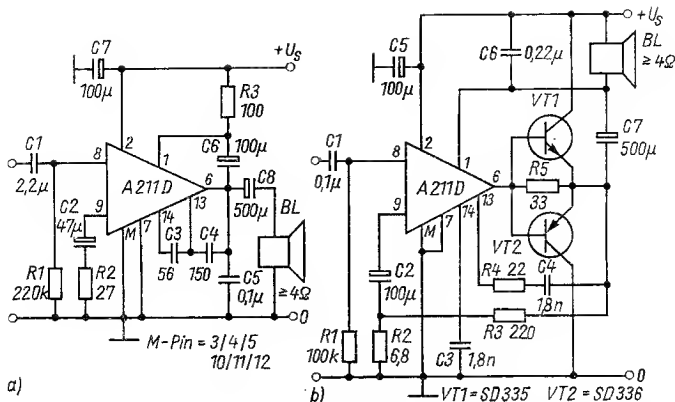


Bild 2 Stromlaufplan für den A 211 D mit Lautsprecher gegen Masse geschaltet (a); Gegen-takt-Komplementär-Endstufe am A 211 D für größere NF-Ausgangsleistung (b)

der Endstufentransistoren und den Kondensator C3 an pin.14. Für den A 211 D darf die Betriebsspannung maximal 14 V sein, besser nur 12 V.

Auch eine Brückenschaltung mit 2 A 211 D ergibt eine höhere NF-Ausgangsleistung. Da aber mit dem NF-Verstärker-Schaltkreis A 210 E/K eine NF-Leistung von 5 W erreicht wird, setzt man besser diesen ein. Zu beachten ist weiterhin, daß der Koppelkondensator am Eingang des Schaltkreises kein Elektrolytkondensator sein darf.

Der NF-Verstärker-Schaltkreis A 210 E/K

Der Vorteil der Schaltungskonzeption des A 210 E/K besteht darin, daß er eine thermische Schutzschaltung hat. Werden die Verlustleistung und die maximale Sperrschichttemperatur überschritten, nimmt die Ansteuerspannung ab, so daß eine Zerstörung des Schaltkreises verhindert wird. Allerdings ist der A 210 E/K wie der A 211 D nicht kurzschlußfest, Kurzschlüsse am Ausgang dürfen daher nicht auftreten! Das DIL-Gehäuse hat 4×3 pins, die von 1 bis 12 durchnummeriert sind. Beim A 210 E sind 2 Kühlfahnen mit Bohrungen 3,4 mm vorhanden, daran können Kühlbleche befestigt werden. Der A 210 K hat einen angepreßten Kühlkörper zur Erreichung der maximalen NF-Ausgangsleistung von 5 W. Alle Schaltungsfunktionen befinden sich auf einem Siliziumplättchen mit den Kantenabmessungen 1,7 mm \times 2 mm, integriert sind 14 npn-Transistoren, 8 pnp-Transistoren, 2 Dioden und 16 Widerstände.

Bild 3a zeigt die Standardbeschaltung des A 210 E/K mit gegen Masse geschaltetem Lautsprecher. Der übertragene Frequenzbereich ist abhängig von der eingestellten Verstärkung und den RC-Gliedern der Außenbeschal-

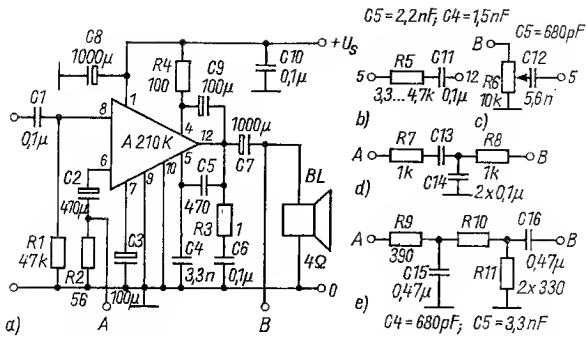


Bild 3 Stromlaufplan der Standardbeschriftung für den NF-Verstärker-Schaltkreis A 210 E/K (a); verschiedene RC-Netzwerke zur Klangbeeinflussung (b ... e, siehe Text)

zung. Für die Verstärkung maßgebend ist R2. Die untere Grenzfrequenz wird durch die RC-Glieder R1/C1, R2/C2, R4/C6 und BL(R_L)/C7 festgelegt. Die obere Grenzfrequenz wird von C5 bestimmt. Eine ausreichende HF-Unterdrückung bewirkt C4. Das am Ausgang erforderliche Boucherot-Glied besteht aus R3 und C6. Mit einer NF-Eingangsspannung von etwa 65 mV wird eine NF-Ausgangsleistung von 5 W erreicht (U_S = 12 V, R_L = 8Ω).

Soll bei niedrigeren Betriebsspannungen die NF-Ausgangsleistung erreicht werden, so ist der Lautsprecher gegen die Betriebsspannung zu schalten. Allerdings geht dann die Brummspannungsunterdrückung zurück. Möglichkeiten zur Klangbeeinflussung des übertragenen NF-Frequenzbereichs zeigen Bild 3b bis Bild 3e. Die Schaltung nach Bild 3b erlaubt die Anhebung der tiefen Frequenzen, die Schaltung entsprechend Bild 3c die Absenkung der hohen Frequenzen. Mit den RC-Gliedern Bild 3d und Bild 3e werden die unterschiedlich mittleren Frequenzen abgesenkt, woraus eine gleichzeitige Baß- und Höhenanhebung resultiert.

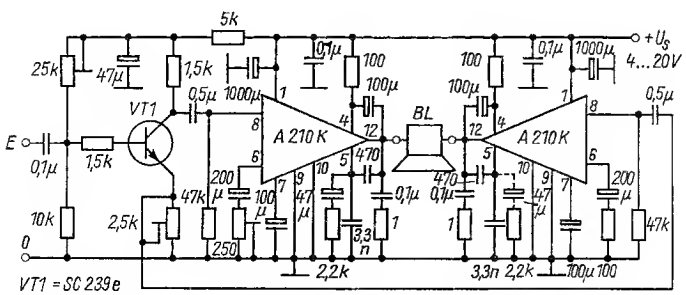


Bild 4 Stromlaufplan eines Brückenverstärkers mit dem Schaltkreis A 210 E/K

Höhere NF-Ausgangsleistungen werden mit 2 A 210 E/K in Brückenschaltung (Bild 4) erreicht [2]. Solche NF-Verstärker kann man als Leistungsbooster für das Autoradio oder für Aktivboxen einsetzen. An den pins 8 geschieht eine gegenphasige Ansteuerung, die mit dem Transistor VT1 realisiert wird. Mit einer Betriebsspannung von $U_S = 9\text{ V}$ und $R_L = 4\ \Omega$ ist die NF-Ausgangsleistung etwa 10 W.

Der NF-Verstärker-Schaltkreis A 2030 H/V

Zusätzlich zur thermischen Schutzschaltung weist der A 2030 H/V einen Kurzschlußschutz und eine automatische Ausgangsstrombegrenzung (SOAR) auf. Er hat ein Spoliges T0-220-Gehäuse, das sehr montagefreundlich ist. Der Typ A 2030 H ist für stehenden Einbau, der Typ A 2030 V für liegenden Einbau (mit abgewinkelten Anschlüssen) auf der Leiterplatte vorgesehen. Da der A 2030 H/V einen Leistungsoperationsverstärker mit einer Gegentakt-B-Endstufe darstellt, ist er außer in NF-Verstärkern sehr vielseitig in der industriellen Elektronik einsetzbar. Daher gibt es auch von ihm den speziell ausgemessenen Typ B 165 V/H als bipolaren Leistungsoperationsverstärker.

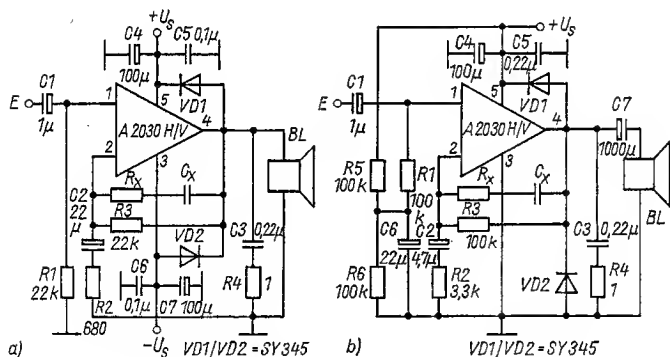


Bild 5 Stromlaufplan für den NF-Verstärker-Schaltkreis A 2030 H/V mit symmetrischer (a) und mit unsymmetrischer (b) Stromversorgung

Der NF-Leistungsverstärker-Schaltkreis A 2030 H/V kann mit symmetrischer (2 Versorgungsspannungen) oder mit unsymmetrischer (1 Versorgungsspannung) Stromversorgung betrieben werden. Bild 5a zeigt die symmetrische, Bild 5b die unsymmetrische Betriebsweise. Die gewünschte Verstärkung wird vom Spannungsteiler R_2/R_3 bestimmt. Für die untere Grenzfrequenz ist R_2/C_2 maßgebend. Die obere Grenzfrequenz wird mit



Bild 6 Ansicht der NF-Verstärker-Baugruppe NF 01 des HFO mit 12 W NF-Ausgangsleistung
(Foto: K.-H. Schubert)

R_x/C_x eingestellt. R_x sollte etwa das dreifache von R_2 betragen, C_x ergibt sich zu

$$C_x = \frac{1}{2 B \cdot R_1}.$$

B ist hierbei die Bandbreite des zu übertragenden NF-Frequenzbereichs. Übliche Werte für R_x und C_x sind 2,2 k Ω und 470 pF.

Bei einer Betriebsspannung von 2×16 V (bzw. 1×32 V) können etwa 26 W NF-Ausgangsleistung ($R_L = 4 \Omega$, $k = 10\%$) erreicht werden, wenn das Netzteil nicht zu weich ist. Bei einem 8- Ω -Lautsprecher ist die NF-Ausgangsleistung etwa 16 W. Die NF-Ausgangsleistungen verringern sich, wenn ein geringerer Klirrfaktor k erwünscht ist. Die für diese Schaltungen erforderliche NF-Eingangsspannung ist etwa 200 mV. Die schnellen Siliziumdioden VD1/VD2 schützen den Ausgang des Schaltkreises vor auftretenden Spannungsspitzen, Schwingneigungen unterdrückt das *Boucherot*-Glied R_4/C_3 . Bei langen Lautsprecher-Zuleitungen sollte man im Ausgang des NF-Verstärkers mit *A 2030 H/V* eine Drosselspule vorsehen (19 bis 20 Wdg., 0,6-mm-CuL-Draht, gewickelt auf einen Widerstand 10 $\Omega/0,5$ W).

Um NF-Ausgangsleistungen größer 30 W bei Anwendung dieses Schaltkreises zu erreichen, gibt es 2 Wege. Einmal kann man eine Gegentakt-Komplementär-Endstufe mit leistungsstarken Siliziumtransistoren nachschalten. Wesentlich günstiger und preiswerter ist die Anwendung der Brückenschaltung mit 2 NF-Verstärker-Schaltkreisen *A 2030 H/V*. Bild 7 zeigt

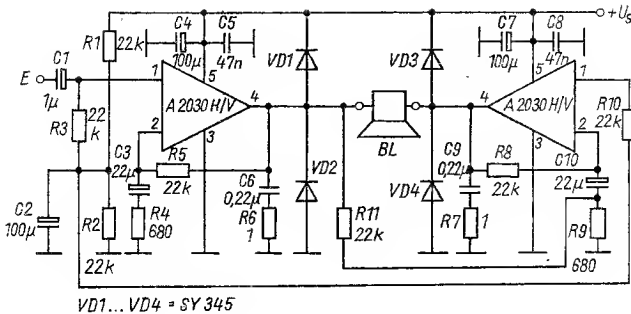


Bild 7 Stromlaufplan eines Brückenverstärkers mit dem Schaltkreis A 2030 H/V

dafür ein Beispiel. Theoretisch erreicht man mit der Brückenschaltung die doppelte NF-Ausgangsspannung, und damit die 4fache NF-Ausgangsleistung. Da aber bei $U_S = 28 \text{ V}$ der Lautsprecherwiderstand minimal 8Ω betragen darf, erreicht man in der Brückenschaltung nach Bild 7 bei $k = 0,5\%$ etwa 31 W und bei $k = 10\%$ etwa $38,5 \text{ W}$. Der 2. Schaltkreis wird durch den 1. Schaltkreis angesteuert, es ist aber auch eine parallele Aussteuerung beider Schaltkreise möglich, da die Eingangsstufen als Differenzverstärker aufgebaut sind (A1 arbeitet als nichtinvertierender, A2 als invertierender Verstärker).

Doppel-NF-Verstärker-Schaltkreis A 2000 V/A 2005 V

Dieser neue Schaltkreis des VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) enthält 2 komplette NF-Leistungsverstärker, so daß ökonomisch und bequem einfache Stereoverstärker aufgebaut werden können wie auch Mono-Brückenverstärker. Der Unterschied zwischen den beiden Typen besteht vor allem im begrenzten Ausgangsspitzenstrom (A 2000 V: $2,5 \text{ A}$; A 2005 V: $3,5 \text{ A}$). Der A 2000 V wird vor allem in Stereo-Radiorekordern eingesetzt und erreicht $2 \times 5 \text{ W}$ bei $U_S = 14,4 \text{ V}$ und $R_L = 4 \Omega$. Mit dem A 2005 V werden vor allem Stereo-Autoempfänger bestückt, bei $U_S = 14,4 \text{ V}$ und $R_L = 2 \Omega$ wird eine NF-Ausgangsleistung von $2 \times 10 \text{ W}$ erreicht.

Im Schaltkreis integriert sind mehrere Schutzschaltungen. Neben der thermischen Schutzschaltung sind das der SOAR-Schutz, der Ausgangskurzschlußschutz und neu der Überspannungsschutz. Dieser ist erforderlich, da beim Einsatz im Kraftfahrzeug durch die vorhandenen unterschiedlichen Verbraucher (Hupe, Zündspule, Lichtrelais, Lichtmaschine, Regler, Scheibenwischermotor usw.) Spannungsspitzen im Bordnetz auftreten. Die Gehäuseform dieses Schaltkreises ist das 11-polige Multiwatt-Gehäuse.

Bild 8a zeigt einen Mono-Brückenverstärker mit dem Schaltkreis A 2000/

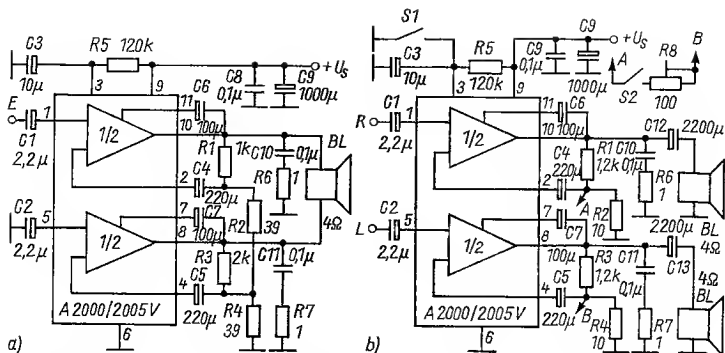


Bild 8 Stromlaufplan eines Mono-Brückenverstärkers (a) und eines Stereoverstärkers (b) mit den Schaltkreisen A 2000 V bzw. A 2005 V

2005 V, bei dem man mit niedrigen Betriebsspannungen schon größere NF-Ausgangsleistungen erreichen kann ($R_L = 4 \Omega$, $k = 10\%$).

U_s	A 2000 V	A 2005 V
4 V	1,0 W	—
6 V	3,0 W	—
8 V	6,5 W	6 W
10 V	10,5 W	10 W
12 V	14,5 W	15 W
14 V	—	21 W
16 V	—	27 W

Für Brückenschaltungen sind vor allem die Typen A 2000 Vm und A 2005 Vm vorgesehen.

Bild 8b zeigt einen Stereoverstärker mit dem Schaltkreis A 2000 V bzw. A 2005 V. Um beim A 2005 V bei $U_s = 14,4 \text{ V}$ die NF-Ausgangsleistung von $2 \times 10 \text{ W}$ zu erreichen, darf der Lautsprecherwiderstand nur 2Ω betragen. An den Anschlüssen A – B kann ein Einstellwiderstand 100Ω zugeschaltet werden, mit dem eine Veränderung der Stereo-Basisbreite vorgenommen wird. Das verbessert den Stereoeffekt z.B. bei Kofferempfängern, da die beiden Lautsprecher nur geringen Abstand haben.

Die vorgestellten NF-Leistungsverstärker-Schaltkreise werden in industriellen Rundfunkempfängern und Stereoverstärker-Anlagen mit Einstellmöglichkeiten für Lautstärke, Höhen- und Tiefenbeeinflussung sowie Balance ergänzt, wobei man meist dafür die Stereo-Einstellschaltkreise A 273 D und A 274 D einsetzt. Bild 9 zeigt den Stromlaufplan einer aktiven Klangeinstellschaltung, bei der die Dämpfung durch das RC-Netzwerk von den Transistor-Verstärkerstufen aufgehoben wird. Es eignet sich für Mono-verstärker, für Stereoverstärker ist es doppelt auszuführen unter Anwendung

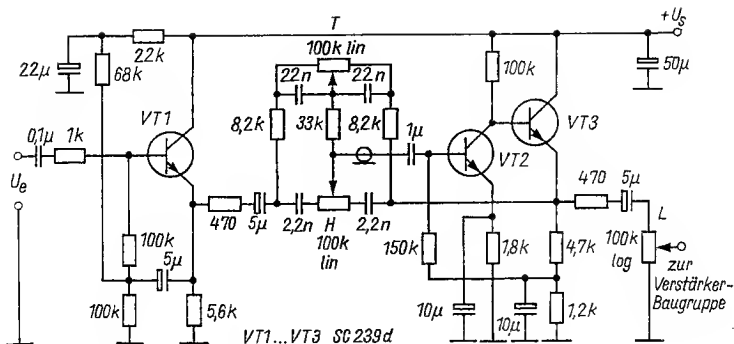


Bild 9 Stromlaufplan einer aktiven Klangeinstellschaltung für Monobetrieb

von Doppelpotentiometern. Da auf Grund der Eingangsstufen die NF-Leistungsverstärker-Schaltkreise meist nur eine NF-Eingangsspannung von etwa 250 mV zulassen, ist eventuell vor dem Lautstärkesteller ein Spannungsteiler anzuordnen.

Die Anschlußbelegungen der NF-Leistungsverstärker-Schaltkreise findet der Leser auf den vorderen Buchdeckel-Innenseiten.

Technische Daten zu NF-Leistungsverstärker-Schaltkreisen

A 211 D

Grenzwerte:

Betriebsspannung U_{CC}	4,2 bis 15 V
Eingangsgleichspannung U_i	-0,5 bis 1,5 V
Ausgangsspitzenstrom I_{OM}	1 A
Gesamtverlustleistung P_{tot}	1 W (K = 0) 1,35 W (K = 8 cm ²)

Kennwerte:

Gesamtruhestrom I_{CCR}	3,4 bis 10 mA
bei $P_0 = 1 \text{ W}/9 \text{ V}$	160 mA
Geschlossene Spannungsverstärkung V_U	44 bis 47,5 dB
Klirrfaktor k	1,3 bis 10%
Innerer Gegenkopplungswiderstand R_f	8,4 k Ω
Eingangswiderstand R_i	455 k Ω
(offene Verstärkung)	
Eingangsspannung U_i	11 mV

A 210 E/K

Grenzwerte:

Betriebsspannung U_{CC}	4 bis 20 V
Fingangsgleichspannung U_i	-3 bis 5 V
Ausgangsspitzenstrom I_{OM}	2,5 A
Gesamtverlustleistung P_{tot}	1,3 W (A 210 E) 5 W (A 210 K)

Kennwerte:

Gesamtruhestrom I_{CCR} bei $P_0 = 5 \text{ W}/15 \text{ V}$	11,5 bis 20 mA 580 mA
Geschlossene Spannungsverstärkung V_U	33 bis 40 dB
Klirrfaktor k	0,3 bis 3%
Eingangsspannung U_i	30 bis 70 mV

A 2030 H/V

Grenzwerte:

Betriebsspannung U_{CC}	± 6 bis $\pm 18 \text{ V}$
Ausgangsspitzenstrom I_{OM}	3,5 A
Gesamtverlustleistung P_{tot}	20 W

Kennwerte:

Gesamtruhestrom I_{CCR} bei $16 \text{ W}/\pm 14 \text{ V}/4$	40 bis 60 mA 1,1 A
Ausgangsleistung P_0 $\pm 14 \text{ V}, R_L = 4$	16 bis 20 W
$\pm 14 \text{ V}, R_L = 8$	10 bis 11 W
Klirrfaktor k	0,1 bis 0,5%
offene Spannungsverstärkung V_U	76 bis 80 dB

A 2000/2005 V

Grenzwerte:

Betriebsspannung U_{CC}	3,5 bis 18 V
Ausgangsspitzenstrom I_{OM}	2,5 A (A 2000 V) 3,5 A (A 2005 V)
Gesamtverlustleistung P_{tot}	30 W

Kennwerte:

Gesamtruhestrom I_{CCR}	30 bis 40 mA (A 2000 V) 75 bis 115 mA (A 2005 V)
Ausgangsleistung P_0 (9 V, $R_L = 2 \Omega$)	2,8 W (A 2000 V) 9 W (A 2005 V)

Literatur

- [1] H. Jahn/K.-H. Kresse, Integrierte NF-Verstärker A 210 D/A 210 K. Information/ Applikation Mikroelektronik, Heft 1, HFO/KDT, Frankfurt (Oder).
- [2] D. Nowak, 2,6-W- bzw. 10-W-NF-Verstärker A 210. FUNKAMATEUR (1979) Heft 11, Seite 538/540.
- [3] K.-H. Kresse, Integrierter NF-Verstärker A 2030 H/V. Information/Applikation Mikroelektronik, Heft 27, HFO/KDT, Frankfurt (Oder).
- [4] H. Jahn, A 2000 V, A 2005 V – Symposiumsveröffentlichung. 11. Mikroelektronik-Bauelemente-Symposium 1985, Frankfurt (Oder).

Wissenswertes über Schallplatten- Abtastsysteme

Dipl.-Ing. Frank Roscher

Schallplatten-Abspielgeräte werden von vielen als eine unveränderbare Einheit angesehen. Um aber die Möglichkeiten eines guten Musikgenusses nicht zu verschenken, gibt es eine Reihe technischer Probleme, die beachtet werden sollten. Denn: Klangqualität, die man am Anfang einer Übertragungskette verschenkt, wird man durch keinerlei Zusatzgeräte wieder «ausbügeln» können. Der folgende Beitrag wendet sich an Amateurtontechniker. Nach vorangestellten Grundlagen werden einige Probleme aufgezeigt, die die Wiedergabequalität von Abtastsystemen betreffen.

Etwas über Wandlerprinzipien

Abtastsysteme wandeln die von der Abtastnadel übertragenen Rillenauslenkungen in elektrische Spannungssignale um, damit durch den nachfolgenden Verstärker die Information weiter verarbeitet werden kann. Abtastsysteme sind demgemäß mechanisch-elektrische Wandler. Für diesen Wandlungsprozeß gibt es eine Anzahl physikalischer Prinzipien, die in Tabelle 1 zusammengestellt sind.

Abgesehen von modernsten Tendenzen – Compact-Disk und den dazu gehörenden Abspielgeräten – sind sie auf Millionen von Schallplattenabspielgeräten heute noch zu sehen: piezoelektrische und magnetische Abtastsysteme.

Tabelle 1
Übersicht über die Wandlerarten für Abtastsysteme

System	Prinzip	Spannungserzeugung durch
Piezoelektrisch	Kristall, Keramik – mit bewegtem Magneten	piezoelektrischer Effekt
Magnetisch	– mit induziertem Magneten – mit variablem magnetischem Widerstand	Änderung des Magnetfeldes bei feststehender Spule
Dynamisch	bewegte Spule	bewegte Spule in einem Magnetfeld
Kondensator Halbleiter	Elektret-Wandler Silizium	Kapazitätsänderung Widerstandsänderung

Piezelektische Abtastsysteme

Seignettesalz-Einkristalle und spezielle keramische Werkstoffe geben eine elektrische Spannung ab, wenn sie mechanisch verformt werden.

Kristallsysteme

Bild 1 zeigt den Prinzipaufbau eines solchen Systems. Die Abtastnadel ist mechanisch starr über Koppelstege mit dem Wandlerelement verbunden. Durch die von der Nadel ausgeführten mechanischen Bewegungen wird das dem jeweiligen Stereokanal zugeordnete Kristallelement in Längsrichtung verdreht (Torsionsbieger) und gibt somit eine Spannung ab.

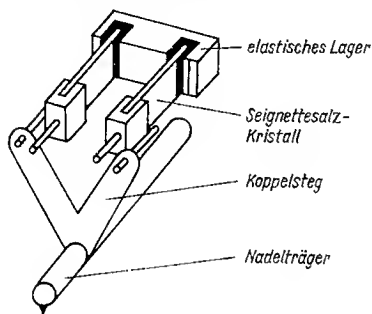


Bild 1
Prinzipieller Aufbau eines Stereo-Kristallabtastsystems

Diese Systeme haben aber folgende Nachteile: Seignettesalz ist stark hygroskopisch. So haben Kristallsysteme bei Temperaturen über $+30^{\circ}\text{C}$ sowie hoher Luftfeuchtigkeit die unangenehme Eigenschaft, ihre Kristallstruktur zu verändern. Das führt nicht selten zu irreparablen Schäden. Obwohl die Kristalle durch Lacküberzug gegen kurzzeitige klimatische Überbeanspruchung geschützt sind, sollte folgendes vermieden werden:

- Ablegen auf stark erwärmten Geräten,
- intensive Sonneneinstrahlung,
- Betrieb in feuchten Räumen.

Keramiksysteme

Diese Systeme gleichen im Aufbau grundsätzlich den Kristallwandlern. In diesem Fall besteht das Wandlerelement aus polykristallinem Werkstoff wie Blei-Zirkonat-Titanat oder Barium-Titanat. Bild 2 veranschaulicht einen gebräuchlichen Prinzipaufbau. Keramiksysteeme sind im Gegensatz zu Kristallsystemen Biegeschwinger. Beide Wandlerysteme sind in einem Lager aus elastischem Kunststoff an der Rückseite fixiert. An der Vorderseite werden die Wandlerelemente über einen Koppelsteg mit dem Nadelträger ver-

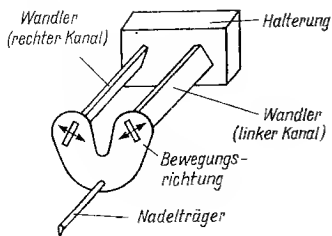


Bild 2
Prinzip eines Stereo-Keramiksystems

bunden. Keramische Systeme haben den Vorteil, klimafest, d. h. unempfindlich gegenüber hohen Temperaturen und hoher Luftfeuchtigkeit, zu sein.

Allgemein sind piezoelektrische Systeme relativ einfach aufgebaut und somit auch kostengünstig herstellbar. Mit ihnen erreicht man eine Entzerrung der Schncidcharakteristik schon dann, wenn der vom Hersteller geforderte elektrische Abschluß eingehalten wird. Ein Entzerrervorverstärker entfällt somit. Deshalb sind u. a. piezoelektrische Abtastsysteme in Geräten der mittleren Preisklasse so verbreitet.

Magnetische Abtastsysteme

In HiFi-Geräten werden magnetische Systeme bevorzugt. Bei diesen geschieht die Umwandlung der Nadelauslenkungen in elektrische Spannungen dadurch, daß feststehende Wandlerpulsen von einem sich ändernden magnetischen Kraftfluß durchsetzt werden. Gegenwärtig wird zwischen 3 Prinzipien unterschieden, die praktische Bedeutung erlangt haben:

- Systeme mit «bewegtem Magneten» (moving magnet),
- Systeme mit «induziertem Magneten»,
- Systeme mit «bewegtem Eisen» (moving iron).

Bild 3 veranschaulicht den Prinzipaufbau eines Systems mit bewegtem Magneten. Nadelträger und Magnet bilden eine schwingungsfähige Einheit. Wie aus dem Bild hervorgeht, sitzt der winzige Magnet zwischen den Pol-

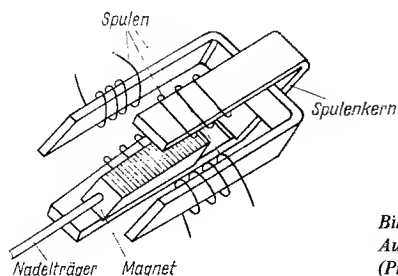


Bild 3
Aufbau eines magnetischen Abtastsystems
(Prinzip mit bewegtem Magneten)

schuhen zweier um 90° versetzt angeordneter Spulenkern. Wird die Nadel von der Plattenrinne mechanisch erregt, bewegt sich der Magnet im Luftspalt und induziert in den Spulen eine Spannung. Diese ist proportional zur Schnelle, d. h. zur Geschwindigkeit der Nadelauslenkung.

Da die abgegebene Spannung nur einige Millivolt beträgt, ist ein zusätzlicher Vorverstärker notwendig, der gleichzeitig als Entzerrer arbeitet. Diese Baugruppe ist in den entsprechenden Abspielgeräten fest eingebaut. Unter den magnetischen Abtastsystemen stellt die Gruppe mit bewegtem Magneten den derzeit größten Marktanteil. Magnetische Abtastsysteme weisen folgende Vorteile auf:

- sehr gute Klimabeständigkeit,
- geringe effektive Nadelträgermassen,
- günstiges Brummverhalten.

Tabelle 2 gibt einen allgemeinen Vergleich bezüglich der technischen Daten von piezoelektrischen und magnetischen Abtastsystemen.

Tabelle 2
Allgemeiner Kenndatenvergleich von piezoelektrischen und magnetischen Abtastsystemen

Kenngröße	Kristall	Keramik	Magnet	
Übertragungsbereich	30...12000	30...20000	20...20000	Hz
Pegeldifferenz zwischen beiden Kanälen (bei $f = 1\text{kHz}$)	max. 2,5	max. 2,0	max. 2,0	dB
Übersprechdämpfungsmaß (bei $f = 1\text{kHz}$)	20...25	20...28	25...30	dB
Innenwiderstand (bei $f = 1\text{kHz}$)	200	40...160	2,0...5,5	k Ω
Auflagekraft	25...35	25...40	10...25	mN

Kennzeichnung von RFT-Abtastsystemen

Für die von RFT produzierten Abtastsysteme gilt nachstehender Kennzeichnungsschlüssel.

1. und 2. Buchstabe - Wandlerprinzip

KS - Stereo-Kristallsystem

CS - Stereo-Keramiksystem

MS - Stereo-Magnetsystem

1. bis 3. Ziffer - laufende Konstruktionsnummer

3. bzw. 4. Buchstabe - Nadelträgerart

M - Saphir für Mono-Mikrorillenplatte

S - Saphir für Stereo-Mikrorillenplatte

SD - Diamant für Stereo-Mikrorillenplatte

N - Saphir für Normalrillenplatte (78 U min⁻¹)

Damit visuell überhaupt zwischen den Abtastnadeln unterschieden wer-

den kann, ist das Nadelträgerröhrchen mit einer farbigen Kennzeichnung versehen. Es bedeuten:

Grün – Saphir für Normalrille,
Ohne – Saphir für Mikrorille,
Gelb – Diamant für Mikrorille.

Der Nadelträgertyp für piezoelektrische Systeme wird durch Farbe auf dem würfelförmigen Nadelträgerlager gekennzeichnet:

Weiß – 23 SD,
Blau – 24 SD,
Gelb – 231 SD.

Die Abtastnadel – eine oft unterschätzte Sünderin

Die Abtastnadel hält länger, als sie manchmal halten dürfte, und verschleißt früher, als mancher es wahrhaben will. Es sei deutlich gesagt: Die Qualität eines Abtastsystems hängt auch wesentlich von den Eigenschaften der Abtastnadel und des Nadelträgers ab. Von Abtastnadeln wird gewünscht

- eine unverfälschte Abtastung der Plattenmodulation,
- eine minimale Nadelabnutzung,
- eine geringe Qualitätsbeeinträchtigung bei kleineren Fehljustagen der Nadel.

Das ist leichter gesagt als in der Praxis realisiert. Wichtig ist zunächst die Lage der Nadel in der Plattenrille. Die Nadelabmessungen müssen so gewählt werden, daß die Abtastnadel zwar tief in die Plattenrille eingreift, jedoch nicht den Rillengrund berührt. Schleift die Abtastnadel auf dem Rillengrund (s. Bild 4 rechts), so hat das starke Nebengeräusche zur Folge. Wie Bild 4 links richtig zeigt, soll die Berührungsfläche möglichst auf der halben Höhe der Rillenflanken liegen – also genau an 2 gegenüberliegenden Punkten. Das setzt allerdings voraus, daß die Nadel genau senkrecht zur Plattenoberfläche steht.

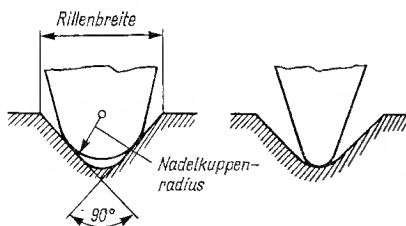


Bild 4
Nadellage in der Rille. Links Nadelrundung richtig, rechts zu klein

Saphir- oder Diamantnadel?

Abtastnadeln aus Saphir (Korunde) setzt man heute nur noch in piezoelektrischen Abtastsystemen ein. Saphire werden synthetisch hergestellt, und ihre Bearbeitungszeit ist relativ gering. Somit lassen sie sich preisgünstig herstellen. Nachteilig ist ihr schneller Verschleiß. Die Angaben zur Grenznutzungsdauer von Saphirnadeln sind sehr unterschiedlich. Einen Höchstwert stellen wohl 80 Betriebsstunden dar. Genaue Angaben kann der Hersteller auch kaum nennen, denn die Lebensdauer wird wesentlich vom Zustand der Schallplatten sowie der richtigen Auflagekraft bestimmt.

Der Trend bewegt sich gegenwärtig eindeutig in Richtung Diamantnadel, was die ausschließliche Bestückung von HiFi-Geräten untermauert. Diamanten sind etwa 120mal härter als Saphire, das sagt schon genug. Sie liegen allerdings im Preis höher, was nicht nur vom Materialwert her, sondern in erster Linie in der viel längeren Bearbeitungsdauer begründet ist. Auch in diesem Fall sind genaue Angaben zur Grenznutzungsdauer schwierig. Beim Vergleich unterschiedlicher Herstellerangaben sind Werte zwischen 300 bis 500 Betriebsstunden vorzufinden. Der Verfasser hat ein System *MS 27 SD* nach 300 h in angemessener Vergrößerung begutachten lassen. Übermäßiger Abschleiß war noch nicht nachzuweisen. Dennoch ist es empfehlenswert, nach dem eben genannten Zeitraum den Nadelzustand in einer autorisierten Werkstatt untersuchen zu lassen. Für die Sicherung der HiFi-Qualität ist anzuraten, Diamantnadeln grundsätzlich nach 500 Betriebsstunden auszuwechseln zu lassen.

Etwas zur Nadelpflege

Das Pflegeproblem hängt zwangsläufig eng mit der Schallplattenpflege zusammen. So muß die Nadel von Zeit zu Zeit gesäubert werden, wozu zweckmäßigerweise das Abtastsystem dem Tragarm entnommen wird. Leicht anhaftender Staub (*Staubbart* genannt) läßt sich mit einem weichen Pinsel entfernen. Dabei sollte man den Pinsel stets nur in Längsrichtung von der Nadelaufhängung nach vorn bewegen. Fester haftender Staub kann mit Haushaltspiritus angelöst werden. Hierbei sollte man aber beachten, daß eine Abtastnadel ein zerbrechliches Teil ist.

Wiederholend sei gesagt, daß zur Pflege auch die Beachtung der maximal möglichen Betriebsstunden gehört. Pessimisten führen eine Strichliste, um die genaue Anzahl zu kennen. Je Langspielplattenseite einen Strich; 100 Striche wären beispielsweise etwa 50 Betriebsstunden. Aber: Der Registrierung der Gesamtspielldauer kann allenfalls eine Warnfunktion beigegeben werden. Einzig sicheres Mittel ist die optische Kontrolle durch einen Fachmann mit der nötigen Beurteilungspraxis.

Natürlicher Verschleiß sowie Nadelschäden

Das Abtasten einer Schallplatte ist wie ein Schleifvorgang zwischen Rillenflanken und Abtastnadel. Die gering anmutende Nadelauflegekraft von z. B. 30 mN übt an den Berührungsstellen einen enormen Flächendruck aus. Dem widersteht auf die Dauer auch der härteste Diamant nicht. Durch diesen Abschleiß verändern sich die Abtastbedingungen. Dazu soll Bild 5 als Vergleich genutzt werden. Bild 5a veranschaulicht eine sphärisch geschliffene Nadel im Neuzustand. Die Abnutzung geht zunächst recht schnell vor sich. Das ist durch die fast punktförmige Auflagefläche bedingt. Mit zunehmenden Betriebsstunden entsteht eine ellipsenförmige Fläche (*Schiffchen* genannt). Der ständig weiter fortschreitende Verschleiß bewirkt dann, daß die Nadelkuppe den Rillengrund erreicht (s. Bild 5b). Danach ist eine unverzerrte Wiedergabe nicht mehr gegeben.

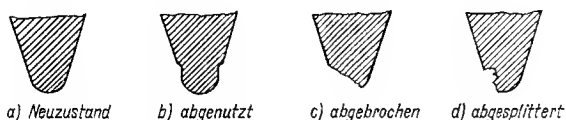


Bild 5 Verschiedene Nadelzustände

Die Abtastnadel muß auch der Plattenrinne angepaßt sein. Dieses Problem muß bei eventuell noch vorhandenen Normalrillenplatten (78 U min^{-1}) beachtet werden. Hinzu kommt die exakte Einhaltung der Auflagekraft, die für die verschiedenen Abtastsysteme unterschiedlich ist (s. dazu Abschnitt «Richtige Auflagekraft ist wichtig»). Die Intensität des Verschleißes ist auch abhängig von der Genauigkeit der Skating-Kompensation sowie dem Verschmutzungsgrad der Schallplatten. Nicht zu unterschätzen ist der Staub, der sich schnell, begünstigt durch die elektrostatische Aufladung, auf der Plattenoberfläche sammelt. Sowohl die Körnung als auch die Härte des in die Rillen gedrückten Staubes sind bestens geeignet, die Abtastnadel schneller abzuschleifen.

Wären noch die Nadelschäden zu erwähnen, die meist durch Unachtsamkeit entstehen. Versehentliches Aufsetzen auf den Plattenteller, ohne daß eine Schallplatte aufliegt, oder Touchieren beim Auflegen oder Abnehmen der Platte führen oft zum Ausbrechen der Nadelkuppe. Bei auf diese Weise abgesplitterten oder ausgebrochenen Nadeln (s. Bild 5c und Bild 5d) entstehen scharfe Bruchkanten, die der Plattenrinne hart zusetzen. Tritt plötzlich verzerrte Wiedergabe oder erhöhtes Rauschen auf, ist die Abtastnadel mit Sicherheit beschädigt und muß sofort ausgewechselt werden. Hat die beschädigte Nadel bereits ihre Spuren in der Plattenrinne hinterlassen, so wird eine einwandfreie Wiedergabe dieser Platte auch mit einer neuen Nadel kaum mehr möglich sein.

Richtige Auflagekraft ist wichtig

Für eine optimale Wiedergabe reicht die exakte Lage der Abtastnadel in der Plattenrinne noch nicht aus. Die Nadel muß ja beim Abspielvorgang auch in der Rinne verbleiben. Die Auflagekraft darf weder zu groß noch zu gering sein. Bei einer zu geringen Auflagekraft wird die Nadel nicht mehr stetig geführt, der Ton wird rauh. Verheerend kann sich dabei die abhebende und wieder einfallende Nadel sowohl für die Nadel als auch für die Platte auswirken. Eine zu große Auflagekraft bewirkt Abweichungen von der exakten Rillenführung und beeinträchtigt die Wiedergabequalität. Bild 6 zeigt prinzipiell den Ausgangsspannungsverlauf eines Abtastsystems bei richtig eingestellter und zu groß gewählter Auflagekraft.

Die richtige Auflagekraft ist aus den Herstellerunterlagen zu ersehen, da sie vom jeweils verwendeten Abtastsystem abhängt. Im Schnitt sind Werte zwischen 10 und 50 mN üblich. Allgemeine Richtwerte:

- piezoelektrische Systeme – 35 bis 50 mN (3,5 bis 5,0 p),
- magnetische Systeme – 5 bis 30 mN (0,5 bis 3,0 p).

Diese Angaben sind reine Orientierungswerte! Der Hersteller gibt für jedes seiner produzierten Systeme einen möglichen Bereich für die Auflagekraft an, bezogen auf +20°C Umgebungstemperatur. Daneben enthalten die Datenblätter einen empfohlenen Wert. Es empfiehlt sich, die Auflagekraft im obersten Drittel laut Herstellerangabe einzustellen. Das Abtastsystem bzw. die Nadel soll auch bei leichten Erschütterungen oder verwellten Schallplatten nicht aus der Bahn geworfen werden. Denn: Eine Abtastnadel, die mit etwas größerer Auflagekraft sicher in der Rinne geführt wird, schadet der Platte weniger als eine, die in der Rinne «holpert» oder gar springt.

In den Herstellerunterlagen sind für piezoelektrische Systeme Auflagekräfte unter 35 mN kaum vorzufinden. Bei magnetischen Systemen hingegen sind Werte unter 30 mN gewissermaßen Standard. Somit bewirken die

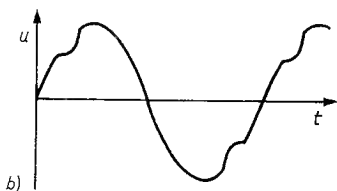
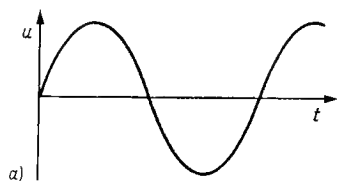


Bild 6
Prinzipieller Ausgangsspannungsverlauf
eines Abtastsystems bei richtiger (a) und zu
großer (b) Auflagekraft

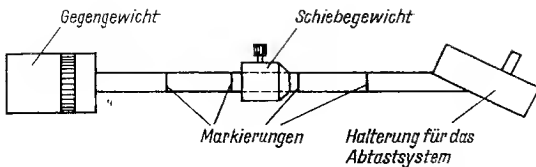


Bild 7 Einstellung der Auflagekraft am Tonarm des GRANAT 216 (als Beispiel)

letztenannten Werte eine geringere kräfte- und massenmäßige Belastung der Plattenrinne. Die Auflagekraft mißt man am Tonarm in Höhe der Abtastnadel. Dazu sind spezielle Feder- oder Balkenwaagen notwendig. Die Auflagekraft läßt sich bei den meisten HiFi-Geräten einstellen. Vielfach wird sie dadurch eingestellt, daß ein Gewicht über die gesamte Länge des Tonarms verschoben werden kann. Bild 7 zeigt vereinfacht einen solchen Tonarm, wie er beispielsweise beim GRANAT 216 vorzufinden ist. Die Einstellung geschieht wie folgt:

Zuerst wird das Schiebewegicht auf die äußerste linke Markierung geschoben, was einer Auflagekraft von 0 mN entspricht. Danach sorgt man mit dem Gegengewicht dafür, daß der Tonarm ausbalanciert ist, d. h. in der Horizontalen schwebt. Erst dann wird die geforderte Auflagekraft mit dem Schiebewegicht fixiert. Die Skalenteilung auf dem Tonarm erlaubt eine präzise Einstellung, wobei die Teilung zu je 10 mN vorgenommen ist.

Einige Wiedergabe-Kenngrößen

Die Eigenschaften von Abtastsystemen können an Hand technischer Kennwerte interpretiert und somit auch untereinander verglichen werden. Nachfolgend einige wesentliche Kenngrößen.

Übertragungsbereich

Der *Übertragungsbereich* (auch *Frequenzgang* genannt) ist durch ein Toleranzfeld gekennzeichnet, innerhalb dessen die Frequenzgangkurve von minde-

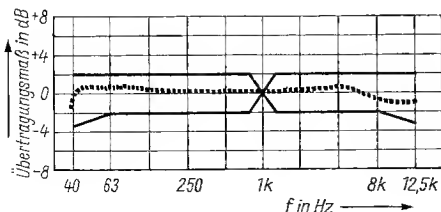


Bild 8 Übertragungsbereich eines Abtastsystems, hier dem Toleranzfeld der HiFi-Normung zugeordnet

stens 40 bis 12500 Hz verbleiben muß. Bild 8 zeigt ein Beispiel. Die Abweichungen werden in dB angegeben, wobei man sich auf $f = 1$ kHz bezieht. In Tabelle 5 sind die Übertragungsbereiche für einige handelsübliche RFT-Abtastsysteme angegeben.

Übertragungsfaktor

Die Ausgangssignalspannung eines Abtastsystems hängt nicht nur von der anregenden Schnelle der Platte, sondern auch von der Frequenz sowie dem Belastungswiderstand ab. Bei einer Bezugshfrequenz von $f = 1$ kHz und einer Schnelle von 10 cm/s geben piezoelektrische Systeme an einen Belastungswiderstand von 470 k Ω eine Spannung von 0,5 bis 1,5 V, magnetische Systeme an einen Belastungswiderstand von 47 k Ω eine Spannung von 0,5 bis 15 mV ab. Dividiert man die Ausgangsspannung durch die anregende Schnelle, so erhält man den *Übertragungsfaktor*, der für die Bezugshfrequenz von $f = 1$ kHz in mVs/cm angegeben wird.

Übersprechdämpfungsmaß

Als *Übersprechdämpfungsmaß* wird das in dB ermittelte Verhältnis bezeichnet, das angibt, welchen Einfluß das Signal des einen Stereokanals auf den anderen Kanal hat. Daher auch der oft benutzte Ausdruck Kanaltrennung. Laut HiFi-Norm müssen Stereoabtastsysteme bei $f = 1$ kHz mindestens 20 dB einhalten. Abgesehen vom inneren Aufbau des Abtastsystems, der die Übersprechdämpfung beeinflusst, gibt es noch einen weiteren wichtigen Faktor: die exakte Senkrechtstellung des Abtastsystems zur Plattenoberfläche. Schon ein geringes seitliches Verkanten von nur wenigen Grad übt einen nicht mehr zu vernachlässigenden Einfluß auf die Kanaltrennung aus. Bild 9 zeigt das in einer übertriebenen Darstellung. Um Fehlinterpretationen zu vermeiden, muß auf exakten Einbau Wert gelegt werden.

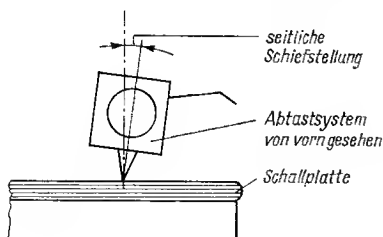


Bild 9
Eine solche Verkantung des Abtastsystems vermindert die Übersprechdämpfung

Unterschiede des Übertragungsmaßes der Kanäle

Darunter versteht man den Unterschied zwischen den Ausgangssignalspannungen beider Kanäle eines Stereoabtastsystems, wenn beide von einer glei-

chen Rillenmodulation angesteuert werden. Die Abweichungen werden in dB angegeben und auf $f = 1$ kHz bezogen. Laut HiFi-Norm dürfen die zulässigen Unterschiede im Übertragungsmaß der beiden Stereokanäle nicht mehr als 2 dB betragen. Die zulässigen Pegelunterschiede werden auch als *Pegeldifferenz* bezeichnet.

Auf der Suche nach Ersatz

Abtastnadeln sind wie Hochstapler. Sie sehen oft besser aus, als sie in Wirklichkeit sind. Beim Erreichen der Grenznutzungsdauer der Abtastnadel (s. Abschnitt «Saphir- oder Diamantnadel?») steht die Frage: nur Nadelwechsel oder Austausch des gesamten Systems? Bei piezoelektrischen Systemen ist das Auswechseln der Nadelträgereinheit recht problemlos. Ersatznadelträger sind handelsüblich. Bild 10 zeigt an Hand eines Kristallsystems das Vorgehen beim Nadelwechsel. 2 Nähnadeln werden im 45-Grad-Winkel am Nadelträgerlager angesetzt. Durch gleichmäßigen Druck auf beide wird das Trägerlager herausgehobelt. Der neue Nadelträger wird senkrecht in die Gehäuseaussparung eingedrückt. Dabei darf kein Druck auf das Kopplungsteil ausgeübt werden. Man muß die Nadelstellung nicht nachträglich justieren, das wird bereits beim Hersteller durchgeführt.

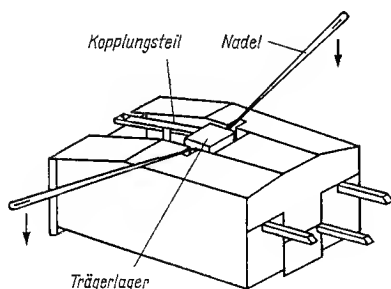


Bild 10 Wechsel einer Nadelträgereinheit, am Beispiel des KS 23 SD gezeigt

Wenn die Erneuerung der Abtastnadel notwendig ist, sollte bei der Wahl der neuen Nadel bedacht werden, welche wichtige Funktion ihr zukommt. Eine Originalersatznadel sichert die ursprüngliche Qualität. Bei Saphirnadeln wäre zu überlegen, ob eine Diamantersatznadel nicht wirtschaftlicher ist. Das dürfte besonders bei häufigem Gebrauch des Plattenspielers zutreffend sein.

Keramische Systeme lösen auf dem Sektor der piezoelektrischen Wandler zunehmend die Kristallsysteme ab (s. ihre Nachteile). Beim Austausch von Kristall- gegen Keramikabtastsysteme ist zu beachten, daß die letztgenannten sowohl eine etwas geringere Ausgangsspannung abgeben als auch eine andere Auflagekraft erfordern. Sonst stimmen die Anschlußimpedanzen beider überein.

Tabelle 3
Möglicher Austausch von Abtastsystemen
(Auszug aus einer RFT-Service-Mitteilung)

System	Prinzip	Geräte-Beispiele	Ersatztyp
KS 22 S/SD	Kristall	Perfekt 06	—
KS 23 S/SD	Kristall	Rubin 23, 2000, 2020 Solid 23 Türkis 23 Combo 23, 323	KS 231 S/SD CS 24 S/SD
KS 231 SD	Kristall	Combo 523, 923 Serenade MA 523	KS 23 SD CS 24 SD
CS 24 SD	Keramik	Türkis 24 Combo 24 MA 224 PA 224 PA 2030 stereo-set 4001	KS 23 SD KS 231 SD
CS 241 SD	Keramik	Concert 2030	CS 24 SD
MS 15 SD	Magnetisch	Perfekt 15	MS 16 SD MS 17 SD
MS 16 SD	magnetisch	Rubin 16 Türkis 16 Opal 216 Granat 216	MS 17 SD (mit Qualitätseinbuße)
MS 17 SD	Magnetisch	Türkis 17	MS 16 SD
MS 25 SD ¹	Magnetisch	PA 225	—
MS 27 SD ¹	Magnetisch	PA 227 Granat 227 SP 3000, 3001	MS 25 SD

1½-Zoll-Befestigung im Tragarm

Eine Nadelträgererneuerung bei magnetischen Systemen ist in «Heimarbeit» nicht möglich. Das kann nur in einer Spezialwerkstatt vorgenommen werden.

Es gibt einige Austauschvarianten für komplette Abtastsysteme, wie Tabelle 3 aufzeigt. Zumindest muß dabei beachtet werden, ob das ausgewählte System zum eingesetzten Tragarm paßt. Beispielsweise kann für das *KS 23 SD* der Nachfolgetyp *KS 231 SD* ohne Änderungen am Abspielgerät eingesetzt werden. Aber: Der wie üblich auswechselbare Nadelträger *231 SD* läßt sich jedoch nicht gegen den Nadelträger des Vorgängertyps *23 SD* austauschen!

Ebenso nicht möglich ist der Austausch der magnetischen Systeme *MS 15 SD ... MS 17 SD* gegen die HiFi-Spitzensysteme *MS 25 SD* bzw. *MS 27 SD*. Dagegen spricht außer konstruktiven Änderungen (1½-Zoll-Befestigung) auch die andere erforderliche Eingangsimpedanz der Entzerrervorverstärker. Beim Ersatz des *MS 25 SD* gegen Importe (UNITRA, Philips,

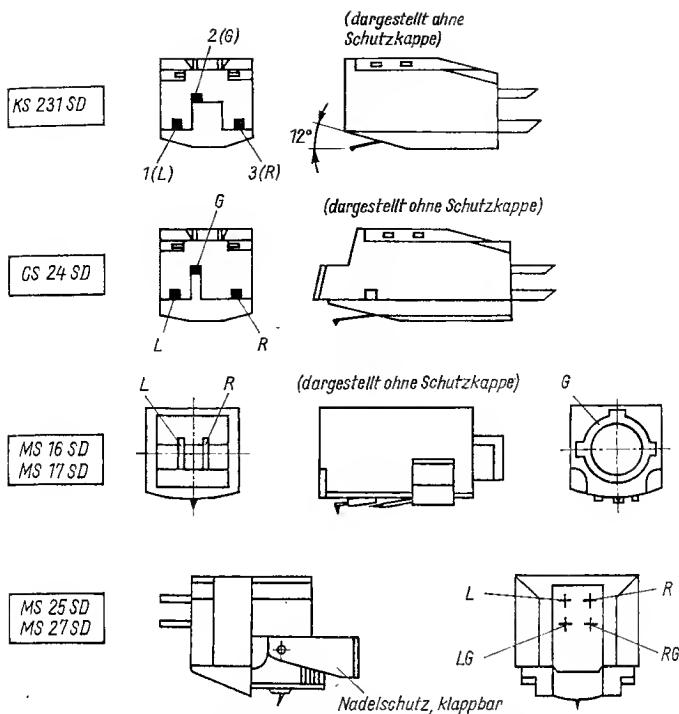


Bild 11 Bauformen und Kontaktzuordnung einiger bekannter RFT-Abtastsysteme (L = linker Stereokanal, R = rechter Stereokanal, G = Massekontakt)

Shure) müssen die spezifischen Anschlußbedingungen genau beachtet werden.

Abschließend noch ein Hinweis. Es ist nicht sinnvoll, bei Stereowiedergabeanlagen mit Kristallabtastsystem ein magnetisches System einzubauen und den erforderlichen Entzerrervorverstärker nachzurüsten. Das ruft eine Qualitätsminderung hervor, weil die Fremdfeldeinstreuungen kaum zu beseitigen sind. Dafür sind Antrieb und Laufwerk meist nicht entsprechend ausgerüstet (Abschirmungen).

Wenn Störungen auftreten

Treten bei der Schallplattenwiedergabe Störungen auf, so muß der Grund dafür nicht immer an der Gesamtanlage zu suchen sein. Es kann an der Schallplatte selbst liegen oder auch am Abtastsystem. Da letztgenannte

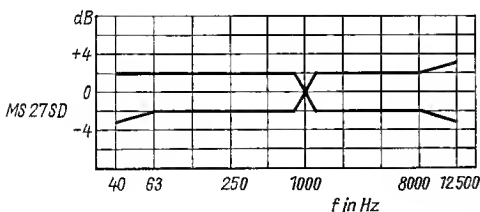
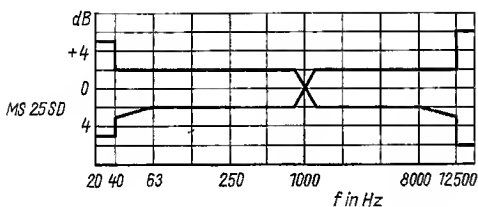
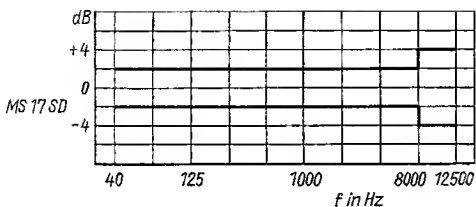
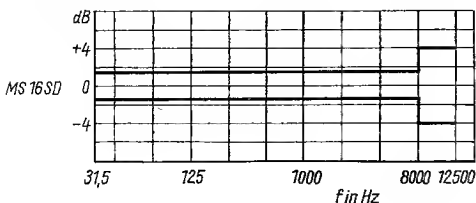


Baugruppe betrachtet wurde, sollen abschließend Fehlerursachen, die im Zusammenhang mit Abtastsystemen auftreten können, genannt werden. Es wurden die Tabellenform gewählt, um zu stichpunktartigen Aussagen in übersichtlicher Form zu kommen. Ein Anspruch auf Vollständigkeit wird damit nicht erhoben. Bei Fehlern, die sich an Hand von Tabelle 4 nicht beheben lassen, sollte man den Fachmann zu Rate ziehen. Servicewerkstätten haben die erforderlichen Meß- und Prüfeinrichtungen.

Tabelle 4
Kleine Fehlertabelle

Störung	Mögliche Ursache	Abhilfe
Kein Ton	System hat keinen Kontakt System defekt	Kontakte reinigen, System auf festen Sitz kontrollieren System prüfen lassen
Nadel springt gelegentlich	Auflagekraft zu niedrig Koppelemente von Piezo-Systemen können ausgehärtet sein	auf vorgeschriebenen Wert einstellen (lassen) Abtastsystem austauschen
Pegel der Stereokanäle stark unterschiedlich	Nadelträger verbogen	Nadelträger austauschen
Wiedergabe verzerrt	Fehler am Abtastsystem Staubablagerungen an der Nadelkuppe Nadel stark abgenutzt oder ausgebrochen Nadel liegt am Systemgehäuse an Nadel sitzt locker im Nadelträger	Abtastsystem prüfen lassen Nadel säubern Nadelträger austauschen Nadelträger nachjustieren Nadelträger austauschen
Beim Abspielen bilden sich feine Späne Tonarm rutscht über die Platte	Nadelkuppe ist abgesplittet Tonarm hat längere Zeit auf der Platte gelegen, so daß sich das Nadelträgerlager deformiert hat Nadel hat sich aus der Halterung gelöst	Nadelträger <i>sofort</i> austauschen! Nadelträger austauschen Nadelträger austauschen

Tabelle 5
Übertragungsbereiche
einiger magnetischer
Abtastsysteme von
RFT



Literatur

- [1] Liebscher u.a., Rundfunk-, Fernseh-, Tonspeichertechnik. 2. Auflage, Berlin 1983.
- [2] K.-H. Finke, Bauteile der Unterhaltungselektronik. Berlin 1980.
- [3] K.-H. Finke, Fono- und Tonbandgeräte. 4. Auflage, Berlin 1981.
- [4] G. Hohmuth, Die Nadelabnutzung von Schallplattenabtastsystemen. radio und fernsehen 16 (1967), Heft 20, Seite 614 bis 617.

Bausteine des SSB-Senders

Dr. Walter Rohländer – Y220H

Die Sendeart J3E, verbreitet als Einseitenbandtechnik (SSB) bekannt, wird wegen ihrer vielfältigen Vorzüge und dem Stand der Technik entsprechend weltweit auf Kurzwelle nahezu ausschließlich für die Telefonie-Kommunikation eingesetzt. Die Realisierung dieser Technik ist jedoch eine andere Seite. Sie setzt den Zugang zu einem bestimmten Meßgerätepark voraus, der zwar an den meisten Amateurfunk-Klubstationen, den Zentren der nachrichtensportlichen Ausbildung, vorhanden ist, aber nicht immer im eigenen Shack zur Verfügung steht.

Die weiteren Ausführungen basieren auf dem Filtersender, der verbreitetsten Methode der SSB-Erzeugung. In diesem Fall gibt es ein gewichtiges Problem: die Beschaffung der entsprechenden Einseitenband-HF-Quarzfilter und der erforderlichen Träger-, Seitenband- und Bandsetzquarze. Auf Grund der differenzierten Beschaffungssituation basiert in Y2 die SSB-Erzeugung auf der 200-kHz-Technik (Beispiel *Teltow*-Transceiver), der 500-kHz-Technik (mit Importfiltern aus der Sowjetunion) oder der 9-MHz-Technik (mit HF-Quarzfiltern von TESLA, KVG u. a.). Aus den unterschiedlichsten Gründen gebührt der 9-MHz-Technik der Vorzug, darauf sei aber nicht eingegangen.

Dem beginnenden Funkamateurer in der SSB-Technik sei das Buch *Einseitenbandtechnik* von H. Brauer [1] empfohlen, das in keiner Amateurbibliothek fehlen sollte. Dem Leser dieses Beitrags seien daher die Grundlagen erspart. Das genannte Buch bietet aber auch zahlreiche Vorlagen zum erfolgreichen Aufbau einer SSB-Station unter Verwendung moderner Schaltungs- und Bauelementetechnik.

Nachfolgend werden Bausteine in diskreter Bauelementetechnik vorgestellt. Letztlich soll ein einfacher 80-m-QRP-Sender in Filtertechnik (9 MHz) entstehen. Die Schaltung wurde so konzipiert, daß sie nicht mehr als notwendig enthält, die Schaltung also in dieser Hinsicht optimiert, um schnell mit einfachen Mitteln auf 80 m QRV zu sein. Das Projekt hat den Charakter eines Experiments, um auf dem Gebiet der SSB-Technik Erfahrungen zu sammeln. Danach können dann umfangreichere Projekte realisiert werden. Einige der vorgestellten Baugruppen können dabei weiterverwendet werden.

DSB-Experimentierbaugruppe

Im SSB-Filtersender wird zunächst ein Zweiseitenbandsignal mit unterdrücktem Träger erzeugt. Mit einem derartigen Signal kann man jedoch niemals auf einem Amateurband erscheinen. Die beschriebene Baugruppe eignet sich jedoch zur experimentellen Darstellung der Trägerunterdrückung und zu ihrer Demonstration mit einem Nachsetzempfänger.

Ausgewählt wurde eine Schaltung der 60er Jahre [2], die in Bild 1 dargestellt ist. Sie besteht aus 2 Unterbaugruppen, einem einfachen Mikrofonverstärker und dem Balancemodulator. Wenig gebräuchlich ist der Einsatz von Kapazitätsdioden im Balancemodulator. Die angegebene Schaltung ist jedoch ausgezeichnet zum Experimentieren geeignet. Da der angegebene Typ kaum zur Verfügung steht, muß man einen Austauschtyp suchen. Zur Auswahl stehen z. B. die in Sperrichtung betriebenen pn-Übergänge der Si-Z-Dioden *SZX18/20...33*, *SZX19/20...33*, *SZX21/20...24* sowie die Kollektor-Basis-pn-Übergänge der NF-Transistoren *SC 236...SC 239*, *SC 307...SC 309* und der HF-Typen *SF 116...SF 119*, *SF 126...SF 129*, *SF 136...SF 137* u. a. Optimal wäre eine Kapazitätsdiode mit etwa 20 pF bei etwa 4,5 V Sperrspannung. Allerdings sind zum Experiment stets 2 Bauelemente vom gleichen Typ zu verwenden.

Balancemodulator und Mikrofonverstärker müssen gegeneinander geschirmt werden. Oszillatorsignal, Mikrofonsignal und DSB-Signal sind über geeignete Koaxialbuchsen einzuspeisen bzw. abzuleiten. Der Balancemodulator ist symmetrisch, leicht zugänglich (Deckel) und möglichst kapazitätsarm aufzubauen. Er ist mit Lötfahnen auf Isolierstützen zum Wechsel der Kapazitätsdioden im Experiment zu versehen. Als Oszillator benutzt man z. B. für 7 MHz einen solchen nach [3] (Anschluß an K102) und als Nachsetzempfänger einen Amateurkurzwellenempfänger mit S-Meter. Der Oszil-

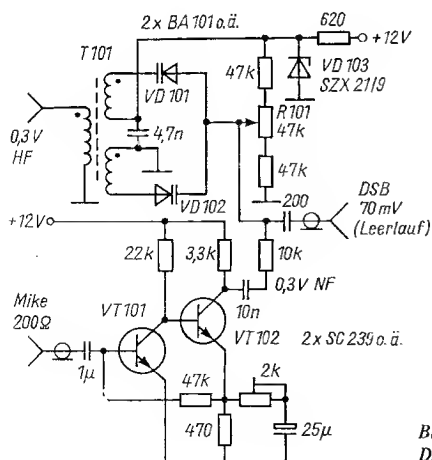


Bild 1
DSB-Experimentalbaugruppe

lator ist abgeschirmt aufzubauen und mit dem Experimentiermodulator durch Koaxialkabel zu verbinden. Der Nachsetz-RX darf beim Ziehen des Koaxialkabelsteckers am DSB-Ausgang des Modulators kein Oszillatorsignal aufnehmen (kein S-Meter-Ausschlag). Oszillator, DSB-Experimentierbaugruppe und Nachsetzempfänger sind gemeinsam zu erden (gemeinsames Erdband).

Es sind jetzt alle Voraussetzungen zum erfolgreichen Experiment mit Kapazitätsdioden und pn-Übergängen geschaffen. Bei Originalbestückung konnte mit dem Stellglied R101 das S-Meter voll auf 0 abgeglichen werden. Spricht man jetzt in das Mikrofon, so steigt das S-Meter auf über S9 an. Das entspricht einer Trägerunterdrückung von mehr als $-(9 \text{ mal } 6) \text{ dB} = -54 \text{ dB}$ (!). Optimal sollen Oszillatorsignal- und NF-Signalamplitude gleichgroß bei effektiv etwa 0,3 V liegen. Das DSB-Signal erreicht dann etwa 70 mV. Die Schaltung gestattet Experimente zwischen 1 und 10 MHz.

Die experimentelle Anwendung kann vielfältig sein. Im folgenden nur stichpunktartige Hinweise:

- Auswahl geeigneter Kapazitätsdioden-Bauelemente für eine bestimmte Frequenz;
- Optimierung des Ausgangssignals bei Verwendung eines Oszillografen (besser Spektrumanalysators) am DSB-Ausgang;
- Optimierung eines DSB-Moduls zur Verwendung in einem SSB-TX.

Man wird schnell herausfinden, daß sich Parallelkapazitäten jeglicher Art (konstruktiver Aufbau des Bauelements, Schaltungskapazität u. a.) zum aktiven pn-Übergang schädlich auswirken. Bei gleicher HF- und NF-Ansteuerung ist die Amplitude des DSB-Signals geringer als bei fehlender kapazitiver Belastung. Im übrigen bleibt die eingestellte Trägerunterdrückung langzeitstabil bei einer stabilen Sperrspannungsversorgung. Die Trägerunterdrückung kann aufgehoben werden, wenn man den geerdeten Festwiderstand des Spannungsteilers kurzschließt, z. B. um den TX abzustimmen.

QRP-J3E-Sender für 80 m

Der QRP-Filtersender weist die notwendigen Baugruppen auf, wie in Bild 2 dargestellt.

- DSB-Modul, bestehend aus Trägeroszillator, Mikrofonverstärker und Balancemodulator;

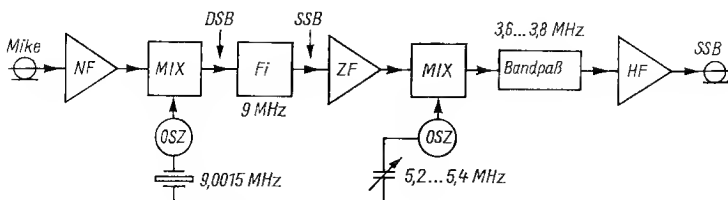


Bild 2 Prinzipschaltung eines einfachen SSB-Senders für das 80-m-Band

- 9-MHz-Filter mit SSB-Verstärker;
- 9/3,6-MHz-Bandmischer;
- 5,4-MHz-VFO;
- 3,6-MHz-Senderverstärker.

Als 9-MHz-Filter wird der Typ *XF9B* eingesetzt. Das Filter Typ *PKF9MHz 2,4/8Q* ist gleichfalls verwendbar (veränderte Abschlußbedingungen beachten). Ein 9-MHz-Filter sender ist im Aufbau wenig kompliziert, unerwünschte Mischprodukte lassen sich mit geringem Aufwand eliminieren. Die Anregungen zu dieser Schaltung wurden [4] entnommen.

DSB-Modul

In Bild 3a bis Bild 3c ist der DSB-Modul dargestellt. Er besteht aus dem Trägeroszillator für das untere Seitenband (9,0015 MHz) mit Treiberstufe zur kräftigen Ansteuerung des im Schaltbetrieb arbeitenden passiven Dop-

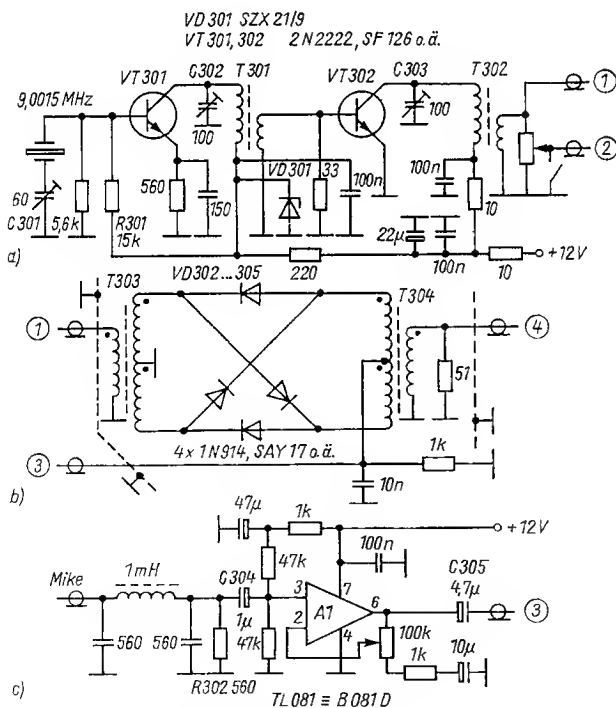


Bild 3 DSB-Modul für 9-MHz-Signal; a - Trägeroszillator, b - Doppelbalancemischer, c - Mikrofonverstärker

pelbalancemischers sowie dem NF-Mikrofonverstärker. Der Trägeroszillatortransistor VT301 arbeitet in einer Dreipunktschaltung. Die Basis liegt im Resonanzfall (Serienresonanz des Quarzes) an Masse. Das Rückkopplungssignal gelangt über die Kollektor-Emitter-Kapazität zum Emitter, so daß die Schwingbedingungen bei einigermaßen hoher Impedanz im Kollektorkreis erfüllt sind. In Serie zum Schwingquarz liegt ein Trimmer C301, der es gestattet, die Frequenz des Oszillators auf den 20-dB-Punkt der oberen Flanke des Einseitenband-HF-Filters zu ziehen (beste Tonqualität). Gelingt das nicht, so sollte man den Abstimmversuch mit C301 parallel zum Quarz wiederholen.

Die Betriebsspannung des Oszillators wird durch VD301 stabilisiert. T301 ist ein Schmalband- (5:1-) Übertrager und mit C302 abstimmbare (sauberer Schwingeeinsatz). Er liefert das Eingangssignal der Puffer/Treiberstufe VT302. Diese hat die Leistung von +7 dBm für den Balancemodulator an 50 Ω aufzubringen. T302 ist ein Schmalbandübertrager 4:1 und trägt zur Frequenzreinheit des Signals bei. Der Trägeroszillator hat 2 Ausgänge, einen Ausgang für den Modulator (50 Ω) und einen regel- und abschaltbar zur Umgehung des SSB-Filters zu Abstimmzwecken. C302 und C303 sind so einzustellen, daß einmal der Quarz sauber schwingt und zum anderen die erforderliche Leistung (und nur diese) für den Balancemodulator bereitgestellt wird.

Der Doppelbalancemischer hat die Aufgabe, ein Zweiseitenbandsignal mit unterdrücktem Träger an seinem Ausgang abzugeben. Dazu wird der Modulator mit dem Trägeroszillatorsignal kräftig als Schalter betrieben. Jedoch wegen seines symmetrischen Aufbaus und bei ideal übereinstimmenden Kennlinien der Dioden VD302 ...305 in Flußrichtung würde am Ausgang des Modulators das Trägersignal nicht erscheinen (idealer Balancezustand). Wird jedoch NF eingespeist, so kommt im Rhythmus dieser die Modulatorbrücke außer Balance, es erscheinen am Ausgang durch Auf- und Abwärtsmischung mit der NF 2 Seitenbänder, jedoch mit unterdrücktem Träger. Quartette ausgesuchter schneller Si-Schaltdioden sind im Doppelbalancemodulator vollständig ausreichend. Die Dioden sollten möglichst aus einer Produktionscharge stammen und extrem niedrige Sperrströme aufweisen. Der Spannungsabfall in Flußrichtung, z. B. bei 2, 5 und 20 mA sollte möglichst genau übereinstimmen.

Wichtig für den DSB-Modul ist ebenfalls ein guter NF-Verstärker, auch bereits bei einfacher Konzeption. Dem Mikrofon folgt ein Tiefpaß zum Schutz gegen einstreuliche HF-Spannungen. Als NF-Verstärker wird ein BIFET-Operationsverstärker verwendet. Der Frequenzgang wird durch C304 und C305 bestimmt, besonders, was die untere Frequenzgrenze betrifft. Eine kapazitive Gegenkopplung (100 nF bis 4,7 μ F, je nach Bedarf) ermöglicht eine Korrektur des oberen Frequenzabfalls. Die Verstärkung beträgt maximal etwa 40 dB. R302 ist bei einem niederohmigen Mikrofon erforderlich und kann bei hochohmigen Typen entfallen.

9-MHz-Filter mit SSB-Verstärker

Mit dem 9-MHz-DSB-Signal kann man noch nicht zufrieden sein. Aufwendig müssen die beiden Seitenbänder voneinander getrennt werden. Das geschieht in der Filterstufe mit anschließender 9-MHz-SSB-Signal-Zwischenverstärkung mit VT401 (Bild 4). Der Breitbandübertrager T401 (1:3) paßt den Filtereingang an den Balancemodulatoreingang an. Der Eingangswiderstand von VT401 ist für den Filterausgang korrekt. Auch C401 und C402 sind so gewählt, um die Filterdurchlaßkurve richtig anzupassen. Gegebenenfalls ist ein geeigneter Trimmerkondensator vorzusehen. Die Stufenverstärkung von VT401 kann durch Verstimmung von C403, dem Abstimmtrimmer des resonanten Übertragers T402, so eingestellt werden, daß der nachfolgende Sendermischer optimal arbeitet.

Im übrigen wird dem Eingang von VT401 noch bei Bedarf das Trägeroszillatorsignal zu Abstimmzwecken zugeführt. Die Verbindungsleitung zwischen Trägeroszillator und VT401 ist gut zu schirmen und an 2 Punkten zu erden, am Ausgang der Trägeroszillatordpufferstufe und am Eingang von VT401. Filterein- und -ausgang sind gut gegeneinander zu schirmen, da sonst u. U. das Filter umgangen wird und dieses kaum noch Weitabselektion aufweist, ja das 2. Seitenband nicht ausreichend dämpft.

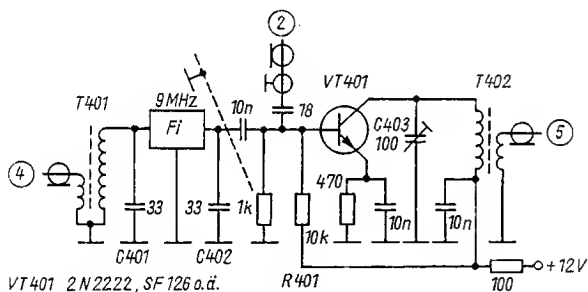


Bild 4 9-MHz-Filter mit SSB-Verstärker (Fi - XF9B, KVG)

9/3,6-MHz-Bandmischer

Das saubere 9-MHz-SSB-Signal über T402 ist auf das 80-m-Band umzusetzen. Es wird mit dem unteren Seitenband gearbeitet. Da auf 9 MHz dieses bereits erzeugt wurde, ist eine Mischung mit einem Signal 5,2 bis 5,4 MHz sinnvoll, da hierbei die Seitenbandlage erhalten bleibt. Als Sendermischer (Bild 5a) wird ein 2. passiver Doppelbalancemischer eingesetzt, der mit 50 Ω abgeschlossen ist. Ihm folgt direkt ein Bandpaßfilter 3,6 bis 3,8 MHz, um bereits an dieser Stelle die trotz Doppelbalance verbleibenden Nebenwellen abzusenken. Am Ausgang von T504 steht dann ein nahezu von Ne-

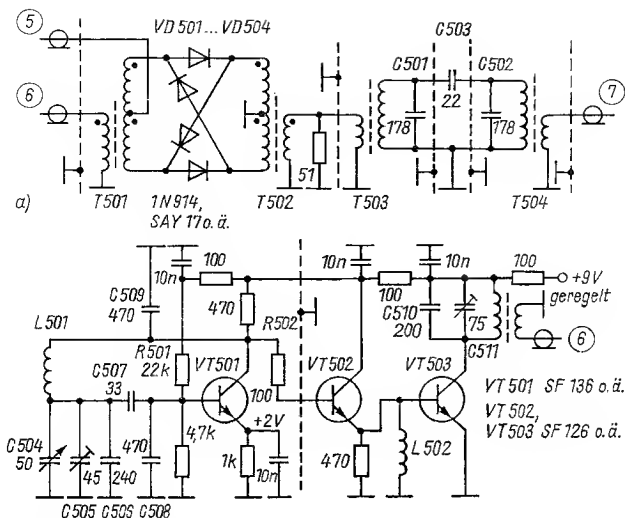


Bild 5 9/3,6-MHz-Bandmischer mit Bandpaßglied 3,6 ... 3,8 MHz (a) und 5,4-MHz-VFO (b)

benwellen gesäubertes Signal 3,6 bis 3,8 MHz an, bereit, auf Sendeleistung gebracht zu werden.

5,4-MHz-VFO

An den 2. Eingang des Sendermischers kommt das Oszillatorsignal, zweckmäßig hier mit einer Leistung von +7 dBm an 50 Ω . Bild 5b zeigt einen geeigneten VFO auf Bipolartransistorbasis (ein hochstabiler *Vackar*-Oszillator mit 2 Pufferstufen). Diesem Oszillortyp nach *Vackar* wird eine hohe Frequenzstabilität und ein relativ oberwellenreines Ausgangssignal nachgesagt. Mit R502 kann die Leistung des VFO am Ausgang T505 eingestellt werden, je nach Typ von VT503 bis zu 500 mW Output, die allerdings bei weitem für den Anwendungsfall nicht erforderlich sind. Der schmalbandige Resonanz-Übertrager T505 bewirkt ausreichende Oberwellenreinheit. Für die Kondensatoren C506 bis C509 sind Folientypen (*Styroflex*) ausreichend. Gegebenenfalls ist C507 noch zu verkleinern. Es muß jedoch über den gesamten Frequenzbereich von 5,2 bis 5,4 MHz noch ein sicheres Anschwingen des Oszillators möglich sein.

3,6-MHz-Senderverstärker

Um das Sendesignal ab Ausgang T504 auf Leistung zu bringen, sind im Eintaktbetrieb stets Stufen in A-Betrieb erforderlich, da das SSB-Signal phasen- und amplitudengetreu verstärkt werden muß. Bild 6 zeigt einen 3stufigen HF-Verstärker mit einem Output von minimal 300 mW. Da es sich um einen Einbandverstärker handelt, wird keine Breitbandtechnik eingesetzt. T601 und T602 sind versetzt bei 3,65 bzw. 3,75 MHz abgestimmt. Lediglich T603 ist breitbandig ausgelegt. Die Stufen sind gegeneinander abzuschirmen, Neutralisation ist nicht erforderlich. Bei zufälliger Selbsterregung wirken hochpermeable Ferritperlen Wunder, 1 bis 2 Stück, direkt auf die Basisanschlüsse von VT602 und VT603 geschoben.

Der HF-Verstärker hat einen 50- Ω -Ausgang. Dieser Sender darf nur über einen 2stufigen Tiefpaß an einer Antenne betrieben werden. Bei 300 mW Output ist das schon sinnvoll. Mit einem guten Antennensystem kann man mehr als nur Ortsrunden arbeiten.

Weitere Hinweise

In der Fachliteratur findet man weitere Schaltungen, um aus dem 300-mW-Signal des HF-Senderverstärkers (Bild 6) in Halbleiter- oder Röhrentechnik ein allen Ansprüchen genügendes SSB-Signal mittlerer Leistung zu erzeugen. Die einzelnen Baugruppen wurden nur kurz beschrieben, es sollten nur Anregungen gegeben werden, um eigene Erfahrungen für ein größeres Projekt zu sammeln. Da es sich in allen Fällen um ein Unikat handeln wird, ist auch beim Aufbau keine Leiterplattentechnik erforderlich. Die Verdrahtung kann man auf Leiterplattenmaterial vornehmen, da in diesem Fall Ab-

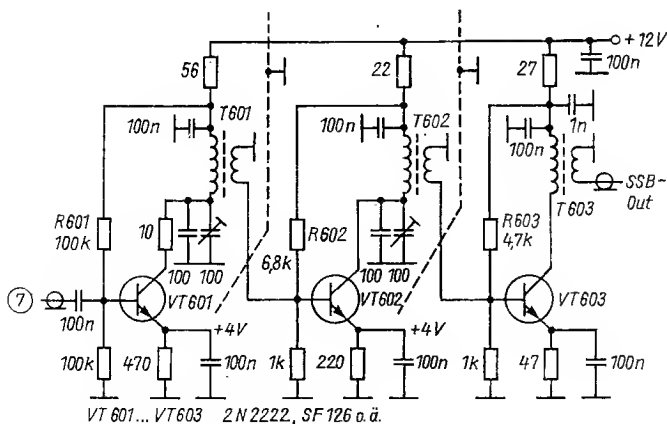


Bild 6 3,6-MHz-Senderverstärker

schirmungen leicht eingelötet werden können und man sich mit lötfähigen Isolierstützpunkten (als solche lassen sich auch hochohmige Widerstände gegen Masse verwenden) sehr gut behelfen kann. In der HF-Technik sind kurze Leitungen gefragt, im Oszillatorbereich auch mechanische Stabilität. Die wichtigen Abschirmungen sind in den Stromlaufplänen eingezeichnet. Es ist ausreichend, wenn der HF-Senderverstärker bei Empfangsbetrieb ohne Stromversorgung (abgeschaltet) bleibt, die übrigen Stufen sollten durchlaufen.

Die DSB-Experimentierbaugruppe (Bild 1) kann in der Ausbildung sehr hilfreich sein, läßt sich doch das Wesen der Trägerunterdrückung sehr gut demonstrieren. Der 9-MHz-Filterbaustein (Bild 4) kann unter Umständen sehr teuer sein, besonders was das HF-Quarzfilter betrifft. Man wird daher bald nach Realisierung des einfachen 80-m-SSB-QRP-Senders diesen Baustein für andere Projekte verwenden wollen. Aber auch andere der vorgestellten Bausteine können effektiv zur Realisierung weiterentwickelter SSB-Technik eingesetzt werden.

HF-Übertrager und HF-Spulen

Bild 1 T101 – Breitband-HF-Übertrager

3 × 15 Wdg., 0,25-mm-CuL, trifilar auf Doppellochkern *Mf 240* oder *Mf 340* bzw. entsprechender Ringkern

Bild 3 T301 – Schmalband-HF-Übertrager

primär 3,0 μH , 24 Wdg., 0,4-mm-CuL

sekundär 5 Wdg., 0,4-mm-CuL

Pulvereisen-Ringkern (10 MHz; z. B. T 50-2, *Amidon*)

$\mu = 10, 50 \mu\text{H}/100 \text{ Wdg.}$

T302 – wie T301

primär 3,8 μH , 28 Wdg., 0,4-mm-CuL

sekundär 8 Wdg.; 0,4-mm-CuL

T303 wie T101 (Bild 1)

Bild 4 T401 – Breitband-HF-Übertrager

primär 5 Wdg., 0,25-mm-CuL

sekundär 15 Wdg., 0,25-mm-CuL

Doppellochkern *Mf 240* oder *Mf 340*

T402 wie T302 (Bild 3)

Bild 5 T501 wie T101 (Bild 1)

T502 wie T101 (Bild 1)

T503 – Schmalband-HF-Übertrager 1:6,3

primär 5 Wdg., 0,4-mm-CuL

sekundär 9,33 μH , 57 Wdg., 0,4-mm-CuL

1lagig ohne Zwischenraum auf Stiefelkörper, Durchmesser

8 mm, mit HF-Abgleichkern

T504 wie T503, Ein- und Ausgang vertauscht

T505 wie T302 (Bild 3)

L501 2,57 μH , 20 Wdg., 0,6-mm-CuL, 1lagig ohne Zwischenraum auf

keramischem oder Glasträger, Durchmesser 10 mm, Spule festlegen,
 kleben, altern
 L502 HF-Drosselspule 750 μH
 Bild 6 T601 – Schmalband-HF-Übertrager
 primär 11 μH , 13 Wdg., 0,4-mm-CuL
 sekundär 9 Wdg., 0,4-mm-CuL
 Ferrit-Ringkern (10 MHz; z. B. FT 50-61, *Amidon*)
 $\mu_a = 125$, ähnlich *MF 343*
 T602 wie T601, nur sekundär 4 Wdg., 0,4-mm-CuL
 T603 – Breitband-HF-Übertrager
 primär 15 Wdg., 0,4-mm-CuL
 sekundär 7 Wdg., 0,4-mm-CuL
 Doppellochkern *Mf 240* oder *Mf 340* bzw. entsprechender Ringkern

Literatur

- [1] H. Brauer, Einseitenbandtechnik. Berlin 1984.
- [2] F. Weingärtner, DSB-Modulation mit Kapazitätsdioden. Zeitschrift OM 35 (1967) Heft 12, ohne Seitenangabe.
- [3] W. Rohländer, Kleine QRP-Schule des Kurzwellenamateurs. Elektronisches Jahrbuch 1988, Seite 125, Berlin 1987.
- [4] D. DeMaw, The Principles and Building of SSB Gear. Zeitschrift QST 69 (1985) Heft 9, Seite 17 ff., Heft 10, Seite 27 ff., Heft 11, Seite 16 ff., Heft 12, Seite 37 ff., 70 (1986) Heft 1, Seite 5 ff.

Filter nach Maß – mit einer Formel

Dr.-Ing. Hans-Jürgen Kowalski

In diesem Beitrag wird gezeigt, wie mit minimalem Berechnungsaufwand aktive Tiefpaß- (TP-) und Hochpaß- (HP-) Filter höherer Ordnung als Ketten-schaltung dimensioniert und aufgebaut werden können. Dabei wird davon ausgegangen, daß in allen Fällen sowohl die Kondensatoren gleiche Werte als auch die OPV gleiche Verstärkungsfaktoren ($V=2$) aufweisen sollen. Vorteile, die der Amateur schätzen wird, da er selten auf teure Präzisionsbauelemente zurückgreifen kann. Die erforderliche Anzahl der Kondensatoren mit einem relativen Fehler von maximal 1% kann mühelos aus einer relativ grob gestuften Charge gleicher Kondensatoren ausgesucht werden. Analog läßt sich der Verstärkungsfaktor $V=2$ mit $R_a = R_b$ exakt realisieren.

Die angegebenen Dimensionierungsbeispiele sind nicht willkürlich gewählt worden. Sie dienen als Test der unterschiedlichen programminternen Berechnungen von Filterkennwerten sowie des tabellarischen Drucks der normierten Widerstandswerte (s. Tabelle 1 und Tabelle 2). Da die Fehlerfreiheit der Schaltungsentwürfe mit einem Netzwerkanalyseprogramm für alle Unterprogramm-Strukturen (TP/HP-BUTTERWORTH-Charakteristik und TP/HP-TSCHEBYSCHJEFF-Charakteristik) nachgewiesen wurde, ist die Fehlerfreiheit der kompletten Tabellen gewährleistet.

Grundlage der vorgestellten Methodik sind Tabelle 1 und Tabelle 2. Sie enthalten die normierten Widerstandswerte der Funktionsblöcke 2. Ordnung nach Bild 1 bzw. Bild 2 [1] für ausgewählte Standardapproximationen. Der Entwurf von Filterschaltungen höherer Ordnung ($N > 2$) wird als Kaskadenschaltung [2] vorgenommen. Da in diesem Fall nur Funktionsblöcke

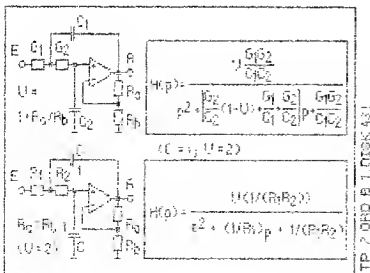


Bild 1
Aktiver RC-TP-Funktionsblock 2. Grades in allgemeiner und normierter Darstellung

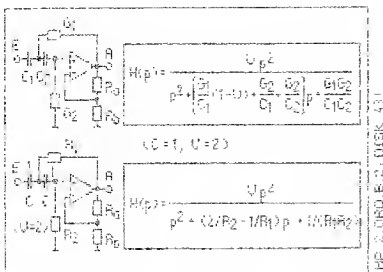


Bild 2
Aktiver RC-HP-Funktionsblock 2. Grades in allgemeiner und normierter Darstellung

2. Grades verwendet werden, beschränkt sich der Entwurf auf Filter mit gerader Ordnungszahl $N!$ Die Erweiterung der Tabellen für Filter ungerader Ordnungszahl stellt aber kein prinzipielles Problem dar. Möglich ist die Einbeziehung eines passiven RC-Filters 1. Ordnung oder die Verwendung von Funktionsblöcken 2. und 3. Ordnung, wie in [2] dargestellt wurde.

Theoretischer Hintergrund von Tabelle 1 bzw. Tabelle 2 ist ein Koeffizientenvergleich zwischen der normierten Übertragungsfunktion der ausgewählten konkreten aktiven Filterschaltung (2. Gleichung in Bild 1 bzw. Bild 2) mit der allgemeinen Übertragungsfunktion eines Netzwerks 2. Grades unter Einbeziehung der Polparameter ω_0 und Q (ω_0 – Resonanzfrequenz, Q – Polgüte). Dieser Koeffizientenvergleich führt bei geeigneter Vorauswahl (in diesem Fall: $C=1$; $V=2$; vergleiche Bild 1 bzw. Bild 2) zu eindeutigen Bestimmungsgleichungen für die Berechnung der normierten Bauelementewerte, wobei im Fall der Hochpaß-Filter noch eine TP-HP-Transformation vorgenommen werden muß [3].

Der konkrete Filterentwurf wird in 3 Schritten vorgenommen:

- Auswahl des erforderlichen Filtergrads (mit Nomogramm, z. B. [3], [4]; N geradzahlig);
- Abschätzung des Impedanzniveaus (abhängig vom Frequenzbereich und Eigenschaften der eingesetzten OPV, insbesondere der Eingangsimpedanz) oder Test mit dem Programm ENTNORMIERUNG nach Bild 3 (wobei eine Anpassung des Programms an den jeweiligen Filtergrad erforderlich ist) und Auswahl und Aussuchen der Kondensatoren;
- ENTNORMIERUNG der normierten Widerstandswerte durch Multiplikation mit $K = 1/(2 * \Pi * F * C)$, wobei F ($F \triangleq$ Bezugsfrequenz) und C (Kapazitätswert der Kondensatoren) dimensionsbehaftete Größen sind.

Bild 3 zeigt, wie die Entnormierung mit einem kurzen BASIC-Programm (im Beispiel für TP- bzw. HP-Filter 8. Ordnung mit BUTTERWORTH-Charakteristik) vorgenommen werden kann. Wie bereits erwähnt, ist eine Anpassung des Programms erforderlich. Zu ändern sind jeweils

- die Kommentarzeilen im Programmkopf (darauf sollte man im Interesse exakter Dokumentation nie verzichten),
- die Laufvariable I , die den Filtergrad bestimmt (Zeile 210), sowie die DATA-Anweisungen in Zeile 250 und 260, in die man die jeweiligen normierten Widerstandswerte aus Tabelle 1 bzw. Tabelle 2 einsetzen muß.

Tabelle 1

Normierte Widerstandswerte für die Kaskadenrealisierung aktiver RC-Tiefpässe nach Bild 1 (N = 2, 4, ..., 12; geradzahlig)

Butterworth (1) - TP	TSCHEBYSCHJEFF - TP	TSCHEBYSCHJEFF - TP
K=2(GILT FUER ALLE OPV1)	A/D _B = 0.2	4/D _B = 0.5
R1= 0.7071 R2= 1.4142	R1= 0.5189 R2= 0.8177	R1= 0.7014 R2= 0.9403
R1= 1.3066 R2= 0.7654	R1= 2.2241 R2= 0.3751	R1= 2.8514 R2= 0.3298
R1= 0.5412 R2= 1.8478	R1= 0.9212 R2= 2.2083	R1= 1.1811 R2= 2.3756
R1= 1.9319 R2= 0.5176	R1= 5.0749 R2= 0.1828	R1= 6.4391 R2= 0.1518
R1= 0.7071 R2= 1.4142	R1= 1.8575 R2= 0.8348	R1= 2.3569 R2= 0.7191
R1= 0.5176 R2= 1.9319	R1= 1.3598 R2= 3.4705	R1= 1.7254 R2= 3.6917
R1= 2.5629 R2= 0.3902	R1= 9.0673 R2= 0.1059	R1= 11.4626 R2= 0.0862
R1= 0.9 R2= 1.1111	R1= 3.184 R2= 0.4072	R1= 4.0251 R2= 0.3351
R1= 0.6013 R2= 1.6629	R1= 2.1275 R2= 1.2097	R1= 2.6895 R2= 1.0367
R1= 0.5098 R2= 1.9616	R1= 1.8036 R2= 4.7005	R1= 2.2801 R2= 4.981
R1= 3.1962 R2= 0.3129	R1= 14.2007 R2= 0.0686	R1= 17.9215 R2= 0.0554
R1= 1.1013 R2= 0.908	R1= 4.8932 R2= 0.242	R1= 6.1753 R2= 0.1961
R1= 0.7071 R2= 1.4142	R1= 3.1417 R2= 0.578	R1= 3.9648 R2= 0.4743
R1= 0.5612 R2= 1.782	R1= 2.4932 R2= 1.5621	R1= 3.1465 R2= 1.3358
R1= 0.5062 R2= 1.9754	R1= 2.2492 R2= 5.9178	R1= 2.8385 R2= 6.2599
R1= 3.9306 R2= 0.2611	R1= 20.4751 R2= 0.048	R1= 25.8158 R2= 0.0385
R1= 1.3066 R2= 0.7654	R1= 6.9837 R2= 0.1612	R1= 8.9053 R2= 0.1297
R1= 0.8213 R2= 1.2175	R1= 4.3901 R2= 0.3428	R1= 5.5352 R2= 0.2773
R1= 0.6302 R2= 1.5867	R1= 3.3687 R2= 0.7319	R1= 4.2473 R2= 0.5997
R1= 0.5412 R2= 1.8478	R1= 2.8927 R2= 1.9052	R1= 3.6473 R2= 1.6275
R1= 0.5043 R2= 1.9829	R1= 2.6956 R2= 7.1288	R1= 3.3907 R2= 7.5337

=====
 TSCHEBYSCHEFF - TP
 =====

H/DÜ= 1.

R1= 0.911 R2= 0.9957

R1= 3.5833 R2= 0.2829

R1= 1.4843 R2= 2.4114

R1= 0.041 R2= 0.1255

R1= 2.9432 R2= 0.6092

R1= 2.1546 R2= 3.7217

R1= 14.2824 R2= 0.0704

R1= 5.0153 R2= 0.2756

R1= 3.3511 R2= 0.8755

R1= 2.8409 R2= 5.0098

R1= 22.307 R2= 0.045

R1= 7.6865 R2= 0.1597

R1= 4.935 R2= 0.5893

R1= 3.9165 R2= 1.1266

R1= 3.5331 R2= 6.2895

R1= 32.115 R2= 0.0312

R1= 10.9538 R2= 0.1052

R1= 6.8859 R2= 0.2256

R1= 5.2837 R2= 0.4918

R1= 4.5372 R2= 1.3717

R1= 4.228 R2= 7.565

=====
 TSCHEBYSCHEFF - TP
 =====

H/DÜ= 1.5

R1= 1.0844 R2= 0.9967

R1= 4.1971 R2= 0.2507

R1= 1.7385 R2= 2.3637

R1= 9.3895 R2= 0.1092

R1= 3.4368 R2= 0.5365

R1= 2.5159 R2= 3.6359

R1= 16.6594 R2= 0.0609

R1= 5.85 R2= 0.2391

R1= 3.9889 R2= 0.7698

R1= 3.3138 R2= 4.8888

R1= 26.0066 R2= 0.0388

R1= 8.9613 R2= 0.1379

R1= 5.7535 R2= 0.3374

R1= 4.566 R2= 0.95

R1= 4.119 R2= 6.1344

R1= 37.4311 R2= 0.0269

R1= 12.767 R2= 0.0907

R1= 8.0357 R2= 0.1947

R1= 6.1583 R2= 0.4261

R1= 5.2883 R2= 1.2051

R1= 4.9279 R2= 7.3764

=====
 TSCHEBYSCHEFF - TP
 =====

H/DÜ= 2.

R1= 1.2441 R2= 0.9766

R1= 4.767 R2= 0.2259

R1= 1.9746 R2= 2.2857

R1= 10.6444 R2= 0.0973

R1= 3.8961 R2= 0.4816

R1= 2.8921 R2= 3.5087

R1= 18.8734 R2= 0.0854

R1= 6.6274 R2= 0.2126

R1= 4.4283 R2= 0.6904

R1= 3.7541 R2= 4.7145

R1= 29.4537 R2= 0.0344

R1= 10.149 R2= 0.1223

R1= 6.5161 R2= 0.2999

R1= 5.1712 R2= 0.8875

R1= 4.665 R2= 5.9138

R1= 42.3852 R2= 0.0238

R1= 14.4568 R2= 0.0803

R1= 9.0879 R2= 0.1726

R1= 6.9734 R2= 0.3786

R1= 5.9882 R2= 1.0801

R1= 5.5801 R2= 7.11

Tabelle 2
 Normierte Widerstand-
 werte für die Kaska-
 denrealisierung aktiver
 RC-Hochpässe nach
 Bild 2 (N = 2, 4, ..., 12;
 geradzahlig)

BUTTERWORTH (1) - HP		TSCHEBYSCHJEFF - HP		TSCHEBYSCHJEFF - HP	
K=2(GILT FUER ALLE OPV1)					
A/DB = 0.5					
R1= 1.1441	R2= 0.874	R1= 1.6694	R2= 1.4118	R1= 1.2972	R2= 1.1688
R1= 0.9239	R2= 1.0824	R1= 0.8947	R2= 1.3398	R1= 0.8221	R2= 1.2936
R1= 1.3066	R2= 0.7654	R1= 0.8365	R2= 0.5876	R1= 0.6839	R2= 0.5211
R1= 0.8483	R2= 1.1789	R1= 0.7851	R2= 1.3731	R1= 0.7551	R2= 1.3549
R1= 1.1441	R2= 0.874	R1= 0.7182	R2= 0.898	R1= 0.6595	R2= 0.8947
R1= 1.3393	R2= 0.7467	R1= 0.5577	R2= 0.38	R1= 0.4603	R2= 0.3411
R1= 0.8113	R2= 1.2325	R1= 0.7498	R2= 1.3894	R1= 0.7335	R2= 1.3797
R1= 1.0375	R2= 0.9639	R1= 0.7044	R2= 1.0948	R1= 0.6741	R2= 1.0997
R1= 1.236	R2= 0.8091	R1= 0.5737	R2= 0.6773	R1= 0.5265	R2= 0.6812
R1= 1.3509	R2= 0.7402	R1= 0.4182	R2= 0.282	R1= 0.3464	R2= 0.2542
R1= 0.7896	R2= 1.2664	R1= 0.7341	R2= 1.3978	R1= 0.7238	R2= 1.3918
R1= 0.9696	R2= 1.0313	R1= 0.7029	R2= 1.2015	R1= 0.6843	R2= 1.2066
R1= 1.1441	R2= 0.874	R1= 0.6103	R2= 0.9023	R1= 0.5826	R2= 0.9129
R1= 1.2813	R2= 0.7805	R1= 0.4723	R2= 0.5436	R1= 0.4334	R2= 0.549
R1= 1.3563	R2= 0.7373	R1= 0.3346	R2= 0.2246	R1= 0.2775	R2= 0.2028
R1= 0.7754	R2= 1.2897	R1= 0.7257	R2= 1.4026	R1= 0.7186	R2= 1.3985
R1= 0.9239	R2= 1.0824	R1= 0.7033	R2= 1.2634	R1= 0.6907	R2= 1.2677
R1= 1.0742	R2= 0.9309	R1= 0.6361	R2= 1.0445	R1= 0.6177	R2= 1.0547
R1= 1.2074	R2= 0.8282	R1= 0.5306	R2= 0.7644	R1= 0.5058	R2= 0.7762
R1= 1.3066	R2= 0.7654	R1= 0.3998	R2= 0.4539	R1= 0.3668	R2= 0.4593
R1= 1.3593	R2= 0.7357	R1= 0.2788	R2= 0.1866	R1= 0.2315	R2= 0.1687

=====
 TSCHEBYSCHJEFF - HP
 =====

A/DB = 1.

R1= 1.066 R2= 1.0343

R1= 0.7755 R2= 1.272

R1= 0.5784 R2= 0.4831

R1= 0.7356 R2= 1.3468

R1= 0.6198 R2= 0.8998

R1= 0.3914 R2= 0.3186

R1= 0.7228 R2= 1.3755

R1= 0.6534 R2= 1.1074

R1= 0.4941 R2= 0.6898

R1= 0.2951 R2= 0.2381

R1= 0.717 R2= 1.3892

R1= 0.6715 R2= 1.2129

R1= 0.5633 R2= 0.924

R1= 0.4065 R2= 0.5576

R1= 0.2366 R2= 0.1902

R1= 0.7139 R2= 1.3967

R1= 0.6819 R2= 1.2726

R1= 0.6048 R2= 1.0643

R1= 0.4885 R2= 0.7877

R1= 0.3438 R2= 0.4673

R1= 0.1974 R2= 0.1584

=====
 TSCHEBYSCHJEFF - HP
 =====

A/DB = 1.5

R1= 0.9487 R2= 0.9752

R1= 0.7515 R2= 1.2647

R1= 0.5211 R2= 0.467

R1= 0.7255 R2= 1.3444

R1= 0.5985 R2= 0.9061

R1= 0.3534 R2= 0.5093

R1= 0.7172 R2= 1.3743

R1= 0.6422 R2= 1.1134

R1= 0.4766 R2= 0.6973

R1= 0.2666 R2= 0.2315

R1= 0.7135 R2= 1.3885

R1= 0.6645 R2= 1.2174

R1= 0.5528 R2= 0.9318

R1= 0.3918 R2= 0.5646

R1= 0.2139 R2= 0.185

R1= 0.7115 R2= 1.3963

R1= 0.6772 R2= 1.276

R1= 0.5976 R2= 1.0707

R1= 0.479 R2= 0.7956

R1= 0.3313 R2= 0.4736

R1= 0.1785 R2= 0.1541

=====
 TSCHEBYSCHJEFF - HP
 =====

A/DB = 2.

R1= 0.8732 R2= 0.9426

R1= 0.7359 R2= 1.262

R1= 0.4827 R2= 0.459

R1= 0.7188 R2= 1.3437

R1= 0.5843 R2= 0.912

R1= 0.3277 R2= 0.5049

R1= 0.7135 R2= 1.374

R1= 0.6346 R2= 1.1184

R1= 0.4648 R2= 0.7038

R1= 0.2474 R2= 0.2284

R1= 0.7111 R2= 1.3883

R1= 0.6598 R2= 1.2211

R1= 0.5457 R2= 0.9379

R1= 0.3819 R2= 0.5705

R1= 0.1985 R2= 0.1826

R1= 0.7099 R2= 1.3962

R1= 0.6739 R2= 1.2787

R1= 0.5928 R2= 1.0755

R1= 0.4725 R2= 0.8016

R1= 0.3229 R2= 0.4788

R1= 0.1657 R2= 0.1521

```

100 REM TP 3.ORDNUNG (MIT EXBASIC II) ## FUER PROF. ECKOLD-HUB ## 5.6.87
110 PRINT "Q" POKE 646,0:POKE 53280,0:POKE 53291,1:DIM P#(1)
120 PRINT " ENTNORMIERUNG TP 3. ORDNUNG"
130 PRINT " ====="
140 PRINT " BUTTERWORTH-CHARAKTERISTIK " :PRINT
150 PRINT "(SIEHE-RFE 25-1986H.2.,S.125-127)"
160 GOSUB 280
170 INPUT " C IN FARAD, C=":C:PRINT
180 INPUT " F IN HERTZ, F=":F
190 GOSUB 280
200 K=1/(2*PI*F*C)
210 FOR I=1 TO 9
220 READ R
230 PRINT SPC(8)"R",I,"=":PRINT USING "#####.### UNH" R:PRINT
240 GOSUB 280
250 DATA 2.5629,0.0962,0.0999,1.1111
260 DATA 0.6913,1.2222,0.5008,1.9616
270 END
280 FOR I=0 TO 99 PRINT CHR$(61):NEXT :RETURN

```

READY.

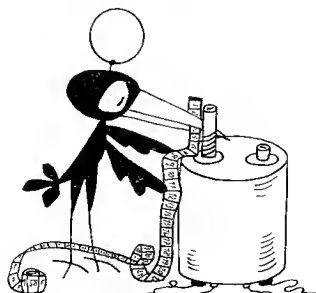
```

100 REM HP 3.ORDNUNG (MIT EXBASIC II) ## FUER PROF. ECKOLD-HUB ## 5.6.87
110 PRINT "Q" POKE 646,0:POKE 53280,0:POKE 53291,1:DIM S#(1)
120 PRINT " ENTNORMIERUNG HP 3. ORDNUNG"
130 PRINT " ====="
140 PRINT " BUTTERWORTH-CHARAKTERISTIK " :PRINT
150 GOSUB 280
170 INPUT " C IN FARAD, C=":C:PRINT
180 INPUT " F IN HERTZ, F=":F
190 GOSUB 280
200 K=1/(2*PI*F*C)
210 FOR I=1 TO 9
220 PRINT SPC(8)"R",I,"=":PRINT USING "#####.### UNH" R:PRINT
240 GOSUB 280
250 DATA 1.3589,0.7462,1.2340,0.0891
260 DATA 1.0975,0.9698,0.8112,1.2325
270 END
280 FOR I=0 TO 99 PRINT CHR$(61):NEXT :RETURN

```

READY.

Bild 3 BASIC-Programm zur Entnormierung der TP- bzw. HP-Filter



Entwurfsbeispiele

Bild 4 zeigt einen aktiven Tief- und Hochpaß 8. Ordnung mit BUTTERWORTH-Charakteristik in normierter Darstellung. Mit $C=0,047 \mu F$, $F=0,5$ Hz (Bezugsfrequenz) für den Tiefpaß und $C=0,1 \mu F$ und $F=100$ Hz für den Hochpaß erhält man die in Bild 5 gezeigten Amplitudenverläufe (Ordinate in dB) für die Filterschaltung nach Bild 4. Bild 6 bis Bild 8 zeigen das Analoge für ein Filter 8. Ordnung mit TSCHEBYSCHJEFF-Verhalten ($A=1$ dB). Bild 9 veranschaulicht den Einfluß der OPV-Transitfrequenzen auf den Filterentwurf.

Zugrunde gelegt wurde dabei der allgemein übliche Ersatzstromlaufplan für den OPV mit einer Polstelle [5], [6]. Man erkennt deutlich, daß selbst OPV mit einer Transitfrequenz von 5 MHz in diesem Fall für die Realisierung des TP-Filters 8. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 10 kHz nicht ausreichen. Erforderlich sind OPV mit einer Transitfrequenz 10 MHz. Kostengünstiger ist in diesem Fall der Einsatz diskret realisierter Verstärker.

Da insbesondere bei Filtern höheren Grades z. T. erhebliche Polgüten auftreten, reagiert der entsprechende Funktionsblock sehr empfindlich auf den Einfluß der Transitfrequenz; d. h., daß sich bei Filtern geringerer Ordnung die Anforderungen hinsichtlich der Transitfrequenz der OPV in gewissen Grenzen entschärfen. Wie man das Problem hoher Polgüten mit einer gütearmen Approximation umgehen kann, wird in [7] beschrieben.

Wenn die filterbestimmenden Bauelemente mit einer Genauigkeit von etwa 1% ausgemessen werden, ist ein zusätzlicher Abgleich des kompletten Filters nicht erforderlich. Detaillierte Angaben in übersichtlicher Darstellung zu Toleranzproblemen und Einsatzgrenzen aktiver RC-Filter findet der Leser in [8].

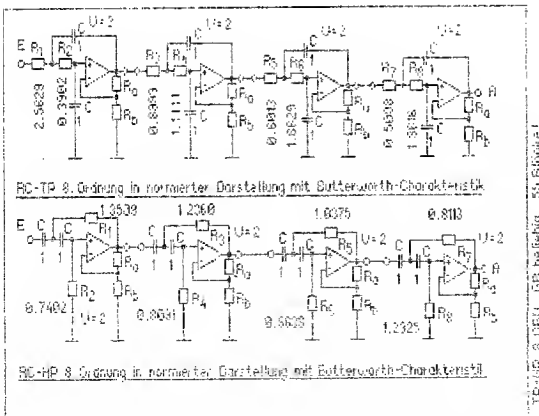


Bild 4 Aktiver Tief- bzw. Hochpaß 8. Ordnung mit BUTTERWORTH-Charakteristik in normierter Darstellung

ENTNORMIERUNG TP 8. ORDNUNG

BUTTERWORTH--CHARAKTERISTIK

(SIEHE-RFE 35(1986)H.2.,S.125-127)

C IN FARAD, C=? 0.47E-6

F IN HERTZ, F=? 0.5

R	1	=	1735737.040	OHM
R	2	=	254264.931	OHM
R	3	=	209461.944	OHM
R	4	=	752498.116	OHM
R	5	=	-87230.478	OHM
R	6	=	1126207.479	OHM
R	7	=	345264.638	OHM
R	8	=	1328503.560	OHM

HARDCOPY

READY.

ENTNORMIERUNG HP 8. ORDNUNG

BUTTERWORTH--CHARAKTERISTIK

C IN FARAD, C=? 0.1E-6

F IN HERTZ, F=? 100

R	1	=	21500.241	OHM
R	2	=	11730.649	OHM
R	3	=	19671.551	OHM
R	4	=	12977.201	OHM
R	5	=	15517.300	OHM
R	6	=	18398.383	OHM
R	7	=	12977.201	OHM
R	8	=	19615.847	OHM

HARDCOPY

AC-NETZWERKANALYSE

1 C= .1E-6
2 C= .47E-6 F0=0.5 HZ K=2

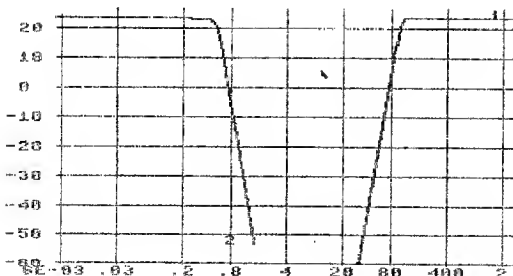
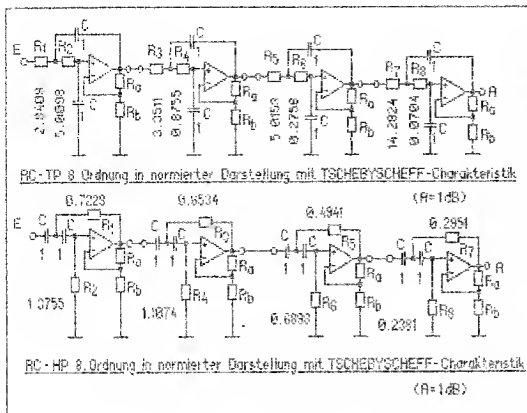


Bild 5

Entnormte Bauelementewerte für die Schaltungen nach Bild 4 und Amplitudengänge beider Filter (TP: $f = 0,5$ Hz; HP: $f = 100$ Hz; Ordinate in dB)



TP = HP 8./T/1 (GR. beliebig, DISK 47, 55 Blöcke 1)

Bild 6 Aktiver Tief- bzw. Hochpaß 8. Ordnung mit TSCHEBYSCHIEFF-Charakteristik in normierter Darstellung

ENTNORMIERUNG HP 8. ORDNUNG
TSCHEBYSCHIEFF-FILTER A=1 DB

C IN FARAD, C=? 0.047 E-6

F IN HERTZ, F=? 100

R	1	24.475	OHM
R	2	45576	OHM
R	3	22126	OHM
R	4	27429	OHM
R	5	15731	OHM
R	6	23355	OHM
R	7	5995	OHM
R	8	8062	OHM

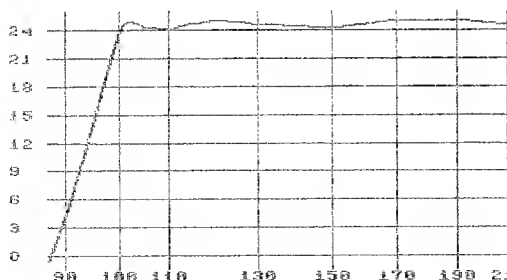
HARD COPY

Bild 7

Entnormierte Bauelementewerte für den aktiven RC-TP 8. Ordnung mit TSCHEBYSCHIEFF-Charakteristik und Amplitudengang des Filters mit 1 dB Welligkeit im Durchlaßbereich (DB)

PC-NETZWERKANALYSE

HP 8. ORDNUNG MIT 1 DB WELLIGKEIT IM DB



ENTNORMIERUNG TP 8. ORDNUNG
 TSCHEBYSCHJEFF-FILTER A=1 DB

C IN FARAD. C=? 1.0 E-2

F IN HERTZ. F=? 1.0 E+4

R1	1	45214.328	OHM
R2	1	79733.443	OHM
R3	1	53334.413	OHM
R4	1	13934.015	OHM
R5	1	79829.979	OHM
R6	1	4385.318	OHM
R7	1	227311.456	OHM
R8	1	1129.451	OHM

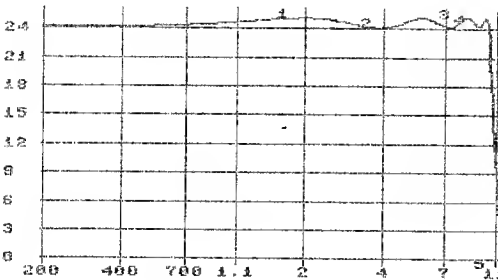
HARDCOPY

Bild 8

Entnormierte Bauelementewerte für den aktiven RC-HP 8. Ordnung mit TSCHEBYSCHJEFF-Charakteristik und Amplitudengang des Filters mit 1 dB Welligkeit im DB

AC-NETZWERKANALYSE

640001 FT=100 MHZ
 VD=100000
 16 KNOTEN
 PUBL
 BILD 7

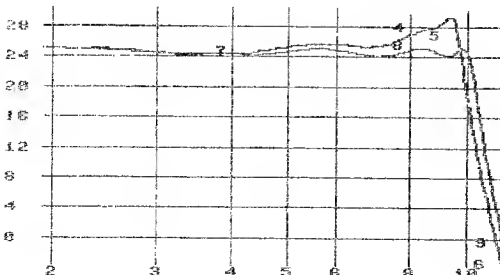


AC-NETZWERKANALYSE

640004 FT=5MHZ
 FILE 7
 FILE 9
 VD=100000
 16 KNOTEN
 FT=100MHZ

Bild 9

Einfluß der Transitfrequenz ($f_T = 5$ MHz, $f_T = 100$ MHz) der OPV auf den Amplitudengang der Filter, demonstriert am Beispiel des TP-Filters nach Bild 7



Literatur

- [1] R. P. Sallen/E. L. Key, A practical method of designing RC active filters. IRE Trans. CT-2 (1955) Heft 1, March, Seite 74 bis 85.
- [2] H.-J. Kowalski, Vereinfachte Dimensionierung aktiver RC-Schaltungen. radio-fernsehen-elektronik 35 (1986), Heft 2, Seite 125 bis 127.
- [3] H.-J. Kowalski, Berechnung und Aufbau aktiver RC-Filter. Berlin 1988.
- [4] G. Fritzsche, Theoretische Grundlagen der Nachrichtentechnik. 3. Auflage, Berlin 1984.
- [5] E. Balcke/H. Krause, Grundlagen der analogen Schaltungstechnik. Berlin 1981.
- [6] J. Dostál, Operationsverstärker. Berlin 1986.
- [7] G. Fritzsche, V. Seidel, Aktive RC-Schaltungen in der Elektronik. Berlin 1981.
- [8] M. Herpy/J. C. Berka, Aktive RC-Filter. Budapest 1984.

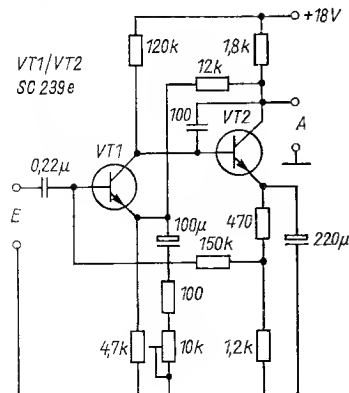
ELEKTRONIK-SPLITTER

NF-Vorverstärker für Mikrofon und Gitarre

Die Spannungsverstärkung V_u des untenstehenden 2stufigen NF-Vorverstärkers ist im Bereich von 13 bis 40 dB mit dem Einstellwiderstand veränderbar, um die unterschiedlichsten NF-Signalquellen anpassen zu können. Der Eingangswiderstand liegt zwischen 145 k Ω (bei 13 dB) und 120 k Ω (bei 40 dB), der Ausgangswiderstand zwischen 47 Ω (bei 13 dB) und 120 Ω (bei 40 dB). Angeschlossen werden können mittelohmige NF-Signalquellen. Bei niederohmigen Signalquellen ist es besser, diese über einen NF-Übertrager mit dem Übersetzungsverhältnis 1:5 anzuschließen. Der maximale Klirrfaktor liegt unter 0,75 %.

Literatur

Tehnum, Heft 2/1987, Seite 19 und 21.



K. H. S.

Im Elektronischen Jahrbuch 1988 [1] wurde vom Verfasser schon auf die Rahmenbedingungen des QRP-Betriebs eingegangen und ein 4-Band-QRP-Telegrafiesender beschrieben. Um die Schaltungssammlung des QRP-Funkamateurs zu erweitern, ist die vorliegende Veröffentlichung als Auswahl aus der internationalen Amateurliteratur gestaltet und enthält Schaltungen zu folgenden Themen:

- 80-m-QRP-CW-Transceiver mit VXO,
- QRP-Stehwellenmesser mit relativer Anzeige,
- QRP-Antennenanpaßgerät 3 bis 30 MHz,
- leichter Multibanddipol für Portablebetrieb,
- Einbau-Eichpunktgeber 100 kHz,
- tragbarer Feldstärkemesser 3 bis 180 MHz,
- Mithörtonoszillator für QRP-CW-Transceiver.

80-m-QRP-CW-Transceiver mit VXO

Ein Einband-CW-Transceiver in Gelenktaschenformat wird in [2] beschrieben. Bild 1 zeigt die Schaltung. Transceiver dieser Bauart sind vielfach quarzstabilisiert, der VXO läßt sich mit $C1$ etwa 2 bis 3 kHz in der Frequenz ziehen. Der Drainkreis $L2/C2$ des Oszillatortransistors VT1 ist auf 80 m abgestimmt. Diese Stufe ist bereits auf Leistungsabgabe eingestellt und daher oberwellenreich (!); sie muß die Endstufe VT2 in C-Betrieb voll aussteuern. Ihre Ausgangsleistung von etwa 0,7 W HF wird über $L4$ bis $L6$ der Sendeantenne mit einem ohmschen Eingangswiderstand von etwa 50 Ω zugeführt. VT2 wird im Emitter getastet.

Der Senderoszillator läuft ständig durch. Über $C3$ wird dem Gate 2 des Mixers VT3 das VXO-Signal zugeführt. Das Empfängersignal gelangt von der Sende-/Empfangsantenne über $L6$ auf den Schwingkreis $L5/C4$, weiter über die in Durchlaßrichtung vorgespannte Diode VD1 und über den HF-Steller $R1$ (als alleiniger Lautstärkesteller) auf Gate 1 von VT3. Das Direktmischprodukt, die NF, wird über einen NF-Miniaturübertrager T1 (etwa 1000/1000 Ω o. ä.) aus der Drainelektrode ausgekoppelt und gelangt über das HF-Siebglied $R2/C6$ und $C7$ auf einen hochverstärkenden, 2stufigen NF-Verstärker VT4/VT5 mit hochohmigem ($>2000 \Omega$) Kopfhörerausgang.

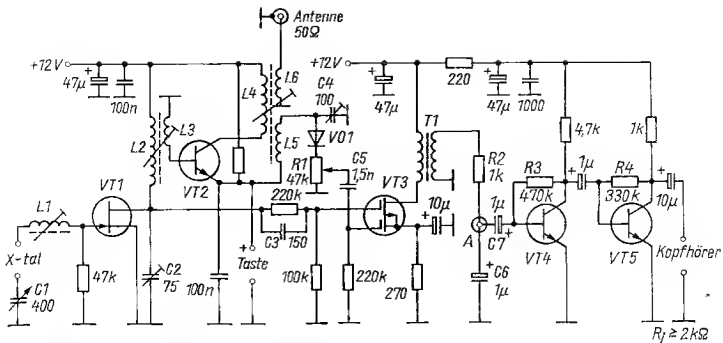


Bild 1 80-m-QRP-CW-Transceiver mit VXO. Alle Induktivitäten auf Spulenkörper 6 bis 8 mm Durchmesser, mit Pulvereisen-Abgleichkern, CuL-Draht 0,3 mm. L1 – 60 Wdg., L2 und L5 – 50 Wdg., L3 12 Wdg. über L2, L4 und L6 – je 12 Wdg. über L5. VD1 – SAY 20 o. ä., VT1 – BF 245/KP 302/KP 303 o. ä., VT2 – 2 N 2218/KT 928 o. ä., VT3 – 40673/KP 350 o. ä., VT4/VT5 – SC 239/KT 342 o. ä. Quarzfrequenz vorzugsweise 3500 bis 3510 oder 3550 bis 3560 kHz

Im Sendebetrieb erreicht VD1 ein hoher HF-Pegel. Der kleine Richtstrom über R1 lädt jedoch C5 auf und sperrt somit VD1 sowie auch den Empfängereingang.

Zum Abgleich der Senderbaugruppe sei folgendes bemerkt. Man schlieÙe an den Antennenausgang einen induktionsfreien 1-W-Widerstand 50 Ω an, überbrücke die offene Taste mit einem Vielfachmesser und schalte die Stromversorgung ein (im Bild nicht gezeigt). Bei schwingendem Oszillator trimmt man den Emitterstrom von VT2 mit L5/C4 und L2/C2 auf Maximum (150 mA nicht überschreiten). Anschließend wird dann mit L1/C1 ein sauberer CW-Ton (mit separatem RX abhören) eingestellt, der über den Ziehbereich von C1 nicht rauh werden oder gar abreißen darf. Beim Tasten nach abgetrenntem Vielfachmesser soll er auch chirpfrei sein. Im NF-Verstärker sind VT4 mit R3 auf 2 bis 3 V und VT5 mit R4 auf 5 bis 7 V am Kollektor einzustellen.

Hinweise von Y220H

Um den gesetzlichen Bestimmungen der Nebenwellenabstrahlung zu genügen, ist zwischen dem Transceiver und der Antenne mindestens ein 2stufiger Tiefpaß mit 50 Ω Ein- und Ausgangswiderstand zu schalten. Der Tiefpaß sollte im Ausgang eine abstimmbare Kapazität und zusätzlich einen einfachen Feldstärkemesser enthalten [3]. Ein abstimmbarer 80-m- $\lambda/2$ -Dipol mit Koaxialkabelspeisung kann dann direkt angeschlossen werden.

Ein NF-Übertrager T1 steht nicht immer zur Verfügung. Man kann die Drainelektrode von VT3 direkt über 1 k Ω an +12 V anschließen und R2 über 1 μ F zu dieser hinführen. Auf jeden Fall ist es auch günstig, bereits den Drainanschluß mit 10 bis 500 nF (Versuch) abzublocken, also hochfrequenzmäßig kalt zu legen. Dabei sinkt jedoch die obere Frequenzgrenze

der NF. Es ist jedoch stets gut, den CW-Empfang bei 100 bis 400 Hz (eine Gewohnheitssache) zu betreiben, da höhere Frequenzablagen (RIT) nicht sinnvoll sind. Dadurch wird zusätzlich das QRM abgesenkt. Auf keinen Fall darf HF den Eingang von VT4 erreichen.

Der Transceiver ist in 4 HF-dichte Boxen einzubauen, je 1 für die Oszillator-, Sende-, Misch- und NF-Stufen. Die Stromversorgung sollte nur mit eingebauten Batterien (bis 13,5 V) vorgenommen werden. Externe Stromversorgungen sind problematisch. Über die Zuführungen erreicht HF sehr leicht den Direktmischer, und er neigt dann häufig zum sogenannten «Brummen». Sonst muß an der Einführung zum Transceiver sorgfältig verdrosselt werden, besonders gegen Gleichtaktwellen. Das schafft in den meisten Fällen ein Ferritstab, auf den die 2 Versorgungsleitungen parallelgeführt mit etwa 50 Wdg. aufgewickelt und festgelegt werden.

Wer mit einem VXO nicht arbeiten will, kann VT1 ein VFO-Signal zuführen. Der VFO sollte dann aber wenigstens eine weitere Pufferstufe haben. Es werden dann L1 und C1 entfernt und der VFO über 10 nF am Gate von VT1 eingespeist.

QRP-Stehwellenmesser mit relativer Anzeige

Die QRP-Station ist darauf angewiesen, daß die vom Sender angebotene Leistung voll die Antenne erreicht und von dieser abgestrahlt werden kann. Die einfachste Methode mit eingebautem Feldstärkemesser, die in [3] beschrieben wurde, ist nicht jedem Funkamateurlieblich. Eine Maximumabstimmung! Warum nicht eine Minimumabstimmung, wie vom «Teltow» her gewohnt?

Sehr gut eignet sich dafür eine HF-Meßbrücke nach [4], die in Bild 2 dargestellt ist. Dieser Stehwellenmesser mit relativer Minimumanzeige wird zwischen Sender und Antennenanpaßgerät geschaltet.

In Stellung «SWV» stimmt man die Antenne auf das «ideale» Minimum ab. Man kann dann sagen: «Die Antenne ist mit dem idealen Stehwellenverhältnis 1:1 an den Sender angepaßt.» Das ist immer «gut», jedoch nicht unbedingt notwendig! Während des Abstimmens kann man die Empfindlichkeit der Meßwerkanzeige weiter erhöhen. Mit einem in C und L durchstimmbaren Anpaßgerät muß immer ein exaktes Minimum einstellbar sein.

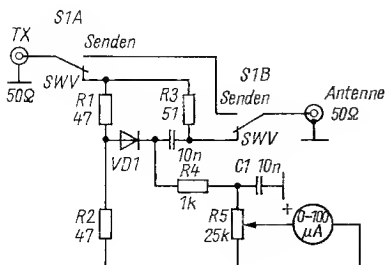


Bild 2
QRP-Stehwellenmesser mit relativer Anzeige, VDI - SAY 17 o. ä.

Es sei denn, es existieren auf der Antennenspeiseleitung – in Resonanz gebracht – starke Gleichtaktwellen, die ein exaktes Minimum verhindern (s. hierzu auch [5], Beispiel B). In Stellung «Senden» wird die Brücke aus dem Weg Sender – Antenne herausgeschaltet.

Sonderbauelemente sind die Widerstände $R1$ bis $R3$. Im Original werden 2-W-Kohle-Massewiderstände verwendet. Belastbare Metallfilmwiderstände können gleichfalls eingebaut werden. Auf keinen Fall sind Drahtwiderstände oder gewendelte Schichtwiderstände einsetzbar. Ihre Eigeninduktivität wäre sehr ungünstig. Das Gerät ist bei Dauerstrich nur bis 3 W HF-Output geeignet. Tastet man den Sender nur 10 s und wartet anschließend 30 s, dann kann auch mit 5 W HF gemessen werden. Im anderen Fall sind höherbelastbare Widerstände $R1$ bis $R3$ einzusetzen. $R1$ und $R2$ sind auf $\pm 5\%$ mit dem Ohmmeter auszusuchen. $R3$ muß in seinem Wert $\pm 5\%$ dem Senderausgangs-Antennenspeiseleitungs-Eingangswiderstand entsprechen, hier 50Ω , oft aber auch 75Ω . Das Gerät sollte man in 2 getrennten Schirmboxen aufbauen. $R4$, $R5$, $C1$ und das Anzeigemeßwerk gehören in eine extra Abschirmung. Kürzeste Leitungsführung in der HF-Box ist unbedingt erforderlich. Der Amateur kann diese HF-Brücke mit in sein Antennenanpaßgerät einbauen.

QRP-Antennenanpaßgerät 3 bis 30 MHz

Es ist wohl kaum möglich, einen Sender an einer Antenne zu betreiben, ohne daß ein Antennenanpaßgerät dazwischengeschaltet wird. Aus dem Literaturangebot sei ein QRP-Experimentier-Transmatch nach [6] vorgestellt.

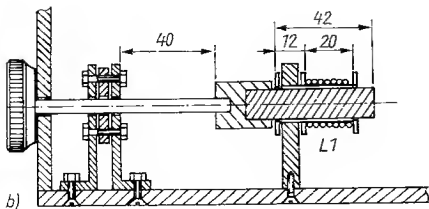
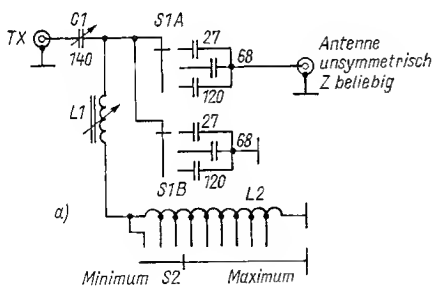


Bild 3
QRP-Antennenanpaßgerät 3 bis 30 MHz; a - Schaltung des T-Anpaßgliedes, b - Konstruktionsvorschlag für Abstimmung von $L1$, Schnitt durch Schubstange des Ferritstabs, nur wichtige Abmessung eingezeichnet

Es ist ein T-Glied, das sich sehr leicht realisieren läßt. Bis auf einige Extremfälle kann nahezu jede Antenneneingangsimpedanz angepaßt werden.

In Bild 3a ist eine dimensionierte Variante geringfügig gegenüber der Originalschaltung verändert dargestellt. Dieses Anpaßgerät ist nur für unsymmetrische Antennen, meist mit Koaxialkabeleinspeisung geeignet. Symmetrische Antennen können in vielen Fällen über einen Balun angeschlossen werden. Es werden jedoch häufig ohne ersichtliche Nachteile auch symmetrische Antennen z. B. mit ihrer «Hühnerleiter» an das unsymmetrische Anpaßgerät direkt angeschlossen und erfolgreich betrieben.

Das Experimentelle an diesem Gerät ist die Realisierung der kontinuierlich durchstimmbaren Induktivität L_1 (0,5 bis 2 μH). Rollinduktivitäten dieser Größe sind nicht im Handel erhältlich. Verwendet wird eine Luftspule mit eintauchendem Ferritstab. Die erforderliche Abstimmmechanik bleibt dem Amateur überlassen. Bild 3b enthält eine Empfehlung. Man verwendet einen runden Ferritstab, z. B. ausgeschlachtet aus einem alten Koffer- oder Rundfunkempfänger, möglichst hoher Permeabilität, 6 bis 12 mm Durchmesser, etwa 50 mm lang. Er wird rundlaufend mit Epoxidharz in die Buchse einer Metallachse geklebt. Die Achsenoberfläche ist poliert. Diese Abstimmhubstange lagert man in der Frontplatte mit 0,1 mm Spiel und wegen der erforderlichen Reibung in einem Gummilager, das man mit einem Locheisen aus einem Radiergummi oder einer Gummischeibe herstellen kann. Der Hub ist wie gezeigt auf 40 mm begrenzt. Als Schmiermittel im Gummilager verwendet man Silikonfett. Andere organische Schmierstoffe lassen den Gummi unerwünscht quellen. Bei herausgezogener Abstimmhubstange sollte L_1 etwa 10 mm vom Ferritstab entfernt beginnen. Der Spulenkörper ist jedoch länger und gleichzeitig seine 3. Führung. Bei eingeschobener Stange taucht der Ferritstab voll ein (maximale Induktivität). Druck (Zug) bei leichter Drehbewegung der Abstimmhubstange ermöglicht ihre Feinjustierung.

Spuleninnendurchmesser und Ferritstabaußendurchmesser sollten so wenig wie möglich voneinander abweichen (dünnwandiger Spulenträger). Sollte der L -Hub 0,5 bis 2,5 μH (mit Parallel-C und Dipmeter messen) übersteigen, so ist der Spuleninnendurchmesser zu vergrößern, eventuell z. B. Lenkerband unterwickeln. L_1 und L_2 sind zu entkoppeln (90°-Montage), und sie müssen mindestens von jeder leitenden Metallwand 2 Spulendurchmesser entfernt sein.

Als Empfehlung zur Auslegung beider Luftspulen auf Isolierstoffträger:

$L_1 = 0,5 \mu\text{H}$, 1lagige Zylinderspule ohne Zwischenraum mit 1-mm-CuL gewickelt;

Spuleninnendurchmesser 6 7 8 8 10 11 12 13 14 15 mm

Wdg. 16 12 10 9 8 7 6 6 5 5

$L_2 = 18 \mu\text{H}$, 1lagige Zylinderspule ohne Zwischenraum mit 1-mm-CuL gewickelt;

Spuleninnendurchmesser 20 mm mit insgesamt 49 Wdg. und Anzapfungen vom heißen Ende aus bei 9, 15, 20, 25, 35, 39 und 45 Wdg.

Spuleninnendurchmesser 25 mm mit insgesamt 35 Wdg. und Anzapfungen vom heißen Ende aus bei 7, 12, 15, 19, 22, 26, 29 und 32 Wdg.

Spuleninnendurchmesser 30 mm mit insgesamt 27 Wdg. und Anzapfungen vom heißen Ende aus bei 6, 10, 13, 15, 18, 20, 23 und 25 Wdg.

Im übrigen vergleiche man dazu Bild 3. C1 kann durchaus auf 300 pF vergrößert werden und ein einfacher Luftdrehkondensator der Empfangstechnik sein.

Bei Antennenabstimmung geht man unter Beobachtung des Stehwellenmessers zwischen TX und Anpaßgerät wie folgt vor:

- 1 – setze C1, L1, S2 auf Mitte und S1 auf 120 pF,
- 2 – schalte TX ein und beobachte SWV-Ausschlag,
- 3 – schalte S2 auf geringsten SWV-Ausschlag,
- 4 – justiere C1 auf geringsten SWV-Ausschlag,
- 5 – versuche mit C1 und L1 das Stehwellenverhältnis zu verbessern,
- 6 – bei schlechtem SWV-Minimum versuche neue Anzapfung mit S2 und wiederhole die Schritte 4 bis 5,
- 7 – schließlich schalte S1 um und wiederhole die Schritte 3 bis 6, bis SWV 1:1 erreicht ist.

Bei Übung sind diese Schritte schneller getan als hier niedergeschrieben. Man notiere sich Band für Band die gefundenen Einstellungen.

Leichter Multibanddipol für Portablebetrieb

Wer möchte nicht seine W3DZZ mit in den Urlaub nehmen? Sie nimmt jedoch Volumen ein, und die Traps sind nicht gerade leicht. Die Vorteile wären allerdings günstig. Dieser Multibanddipol ist auf mehreren Bändern resonant und kann ohne große Verluste direkt mit Koaxialkabel gespeist werden. Der direkte Anschluß an den niederohmigen Senderausgang ist gesichert und kaum ein Antennenanpaßgerät erforderlich. Wie läßt sich jedoch die W3DZZ leichter und flexibler gestalten, so daß sie notfalls in einen Brotbeutel paßt?

Es seien in Anlehnung an [7] 2 wichtige Vorschläge unterbreitet. Als Antennenlitze verwende man den Inhalt – gummi- oder plastisoliert – eines entmantelten Verlängerungskabels geeigneter Länge. Ein übergeschobener Isolierschlauch verbessert die Haltbarkeit und Wetterfestigkeit. Als leichte Traps für 7,05 MHz verwendet man nach [7] und [8] sogenannte Koaxialkabeltraps, wie in Bild 4b ausgeführt. Sie werden aus dünnem Koaxialkabel Typ 50-2-1 mit Außendurchmesser 2,8 mm hergestellt.

Auf ein Isolierstoffträgerrohr wickelt man eine 1lagige Zylinderspule aus Koaxialkabel, Windung an Windung, legt den Außenleiter beidseitig frei und schließt dort die Antennenlitze an. Schließlich wird ein Innenleiter mit dem Außenleiter des anderen Spulenendes verbunden (dicker Draht). Diese Anordnung bildet einen hochwertigen Parallelresonanzsperrkreis, bestehend aus der Induktivität des Kabelaußenleiters, der Induktivität des Kabelinnenleiters und der Verteilungskapazität zwischen Kabelinnen- und -außenleiter. Man besitzt nun ein Trap, das nach praktischen Erfahrungen in der Resonanz temperaturunabhängig ist – ein wichtiger Vorteil.

Bei der Trapherstellung ist man auf das Experiment angewiesen. Es ist je-

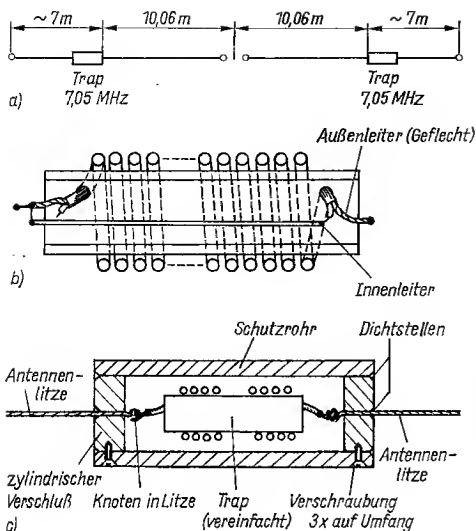


Bild 4
Leichte W3DZZ-Antenne mit Koaxialkabel-Traps; a – Abmessung (s. Text), b – Trap im Schnitt (s. Text), Trap mit Schutzrohr (Schnittzeichnung, vereinfacht), Schutzrohr muß leicht über die zylindrischen Verschlüsse passen. Die angephasten bzw. versenkten Dichtstellen sind mit Cenusil o. ä. abzudichten. Bis 10 W HF kann PVC das Konstruktionsmaterial sein

doch sicher, daß bei einem Spulennendurchmesser von 15 mm die Traplänge für 7,05 MHz nicht länger als 100 mm wird. Davon gehe man aus. Wird die Konfiguration Bild 3b eingesetzt, so kann man den Trap mit dem Dipmeter abgleichen. Der Windungsabstand kann geringfügig zum Abgleich benutzt werden. Die Spule muß man aber anschließend festlegen. Bild 4c enthält einen Einbauvorschlag des Traps in ein Schutzrohr.

Die im ROTHAMMEL [9] für die W3DZZ mit je einem Trap in jedem Schenkel angegebene Abmessung ist zu ändern. Die Verlängerungswirkung der Koaxialkabeltraps ist geringer. Die Innenabmessung $2 \times 10,07\text{ m}$ bleibt. Die Endlänge bis zum 80-m-Dipol muß jedoch größer sein. Man gehe von 7,5 m aus, hänge die Antenne in die gebräuchliche Höhe und verkürze, bis der 80-m-Dipol in Resonanz ist. Leichte Endisolatoren aus PVC und Angelschnurabspannung sind immer ausreichend.

Die Antenne kann mit dem gleichen Kabel, das man zur Herstellung der Traps verwendet hat, auch gespeist werden, wenn seine Länge nicht mehr als 10 m beträgt. Die Traps halten 100-W-HF-Output sicher aus. Bei größeren Leistungen sind stärkere Koaxialkabel für Traps und Speiseleitung erforderlich. Für die Koaxialkabelverbindung im Speisepunkt der Antenne sind bekannte Lösungen zu verwenden.

Einbau-Eichpunktgeber 100 kHz

Auch die QRP-Station muß gesetzlichen Bestimmungen genügen. Wenn man nicht gerade mit einem VXO arbeitet, muß wenigstens ein Eichpunkt-

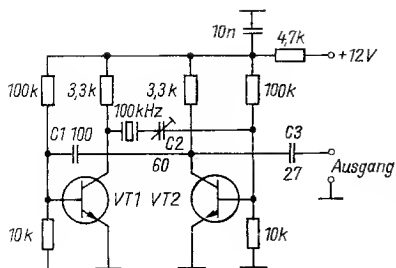


Bild 5
Eichpunktgeber mit 100-kHz-Marken,
C1 und C3 sind Foliekondensatoren,
C2 – 60-pF-Trimmer, VT1/VT2 –
SC 239, SF 225 o. ä.

geber zur Festlegung und Kontrolle der Bandgrenzen vorhanden sein. Am besten wird dieser gleich in den Empfänger oder Transceiver mit eingebaut. In der kleinen QRP-Schule sei daher der Vollständigkeit halber eine bekannte und bewährte Schaltung (Bild 5) vorgestellt. Es handelt sich um einen Multivibrator, in dessen Rückkopplungszweig ein 100-kHz-Eichquarz liegt. Der Koppelkondensator C3 im Ausgang ist so zu wählen, daß auf allen Bändern die 100-kHz-Vielfachen gehört werden.

Mit C2 kann die Quarzfrequenz gezogen werden. Dazu koppelt man das Signal des Eichpunktgebers in den Antenneneingang eines BC-RX mit Langwelle, stellt den Sender Droitwisch ein (genau 200 kHz) und zieht auf Schwebungsnull. Im Hintergrundrauschen des RX sind die Schwebungen sehr gut zu hören und auszählbar. Dieser Eichpunktgeber arbeitet auch noch bei einer Versorgungsspannung von 4,5 V einwandfrei.

Tragbarer Feldstärkemesser 3 bis 180 MHz

Über den Feldstärkemesser und seine vielfältigen Einsatzmöglichkeiten wurde bereits in [3] sehr ausführlich geschrieben. Dennoch soll eine Schaltung aus [10] behandelt werden, da dieses Gerät die Amateurbander 80 bis 2 m überstreicht und an 50 Ω eine Empfindlichkeit von 100 μV aufweist. Diese hohe Empfindlichkeit ergibt sich bei Verwendung eines Anzeigemeßwerks von 50 μA Stromempfindlichkeit und des schon klassischen Operationsverstärkers MAA 741 als Gleichspannungsverstärker. $2 \times 9 \text{ V}$ in Serie (in der Mitte geerdet) werden zur Stromversorgung eingesetzt.

Bild 6 zeigt die Schaltung. Sie enthält keine Besonderheiten. Die Verbindung von pin 4 zu S2 und von dort zu den Widerständen R3 bis R6 ist abgeschirmt zu verlegen, da die Gefahr parasitärer Schwingungen besteht. Die Meßwerkanzeige ist bei empfindlichster Einstellung oberhalb 1/5 Vollausschlag linear. L6/L7 sind direkt am Schalter S1C zu installieren.

Abhängig von der Empfindlichkeitseinstellung mit S2 beträgt die Dynamik der Spannungsanzeige bei 1 M Ω bzw. 100 k Ω im Gegenkopplungszweig 6 dB, bei 10 k Ω 15 dB und bei 1 k Ω schon 30 dB. Dieser letzte Bereich ist bereits vollständig ausreichend, um das Vor-/Rückwärts-Verhältnis von Antennen zu messen, ohne daß Schalter S2 betätigt werden muß.

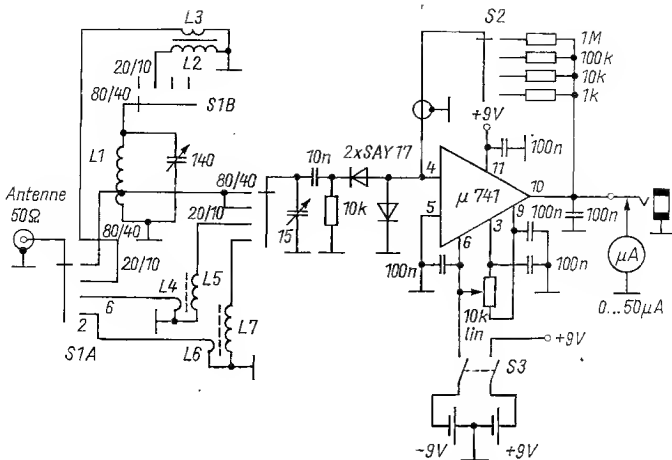


Bild 6 Tragbarer Feldstärkemesser 3 bis 180 MHz; L1 – 6,6 μ H, Anzapfung bei 10% der Windungszahl; L2 – 0,82 μ H; L3 – über kaltes Ende von L2, 20% der Windungszahl von L2; L5 – 0,19 μ H; L4 – über kaltes Ende von L5, 10% der Windungszahl von L5; L7 – 0,02 μ H; L6 – über kaltes Ende von L7, 20% der Windungszahl von L7

Zusatz von Y220H

Es ist nicht einzusehen, daß nicht in allen Bereichen mit Anzapfungen gearbeitet wird wie im Bereich 80/40 m. Gewarnt wird davor, die Si-Schaltdioden durch Ge-Dioden zu ersetzen. Ihr Reststrom stört die einwandfreie Funktion des MAA 741 als Gleichspannungsverstärker. Das Meßwerk ist nicht gegen Überstrom geschützt! Es wirkt jedoch als Arbeitswiderstand und bestimmt die gewollte Empfindlichkeitsumschaltung mit. Es könnte das 6-m-Band eliminiert werden. Ein Bereich 40 bis 20 m würde das 30-m-Band erfassen. Man kann die Widerstände R3 bis R6 direkt an pin 4 anlöten und den Schalter S2 dann zu pin 10 führen. Dadurch spart man die sonst abgeschirmte Verlegung (s. oben).

Mithörtoszillator für QRP-CW-Transceiver

Besonders beim QRP-Transceiver, in dem das eigene, getastete CW-Signal nicht kontrolliert werden kann, gehört es zum Mindestkomfort, sich einen Mithörtönen einzubauen. Damit ist zwar keine Kontrolle des abgestrahlten Signals in der Qualität gegeben (Chirp, Click usw.), aber mit einem NF-Ton wird ein CW-Signal über den NF-Ausgang mitgehört.

Aus der Fülle des Schaltungsangebots sei der freilaufende Multivibrator

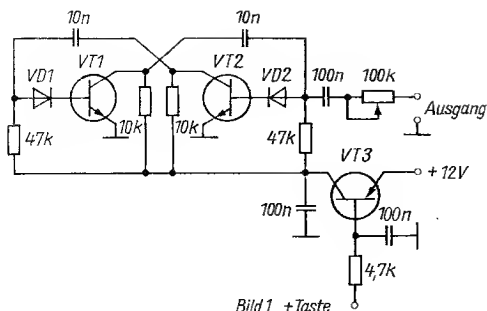


Bild 7
Stromlaufplan des Mithertonoszillators für QRP-CW-Transceiver; VD1/VD2 – SAY 20 o. ä., VT1/VT2 – SC 236 o. ä., VT2 – SC 307 o. ä.

in Bild 7 ausgewählt. Dieser Tongenerator enthält bereits eine pnp-Taststufe, so daß der Mithertonoszillator sofort in den in Bild 1 dargestellten QRP-Transceiver zusätzlich eingebaut werden kann. Dazu wird der Basisanschluß des Tasttransistors über 4,7 k Ω direkt an das heiße Ende der Taste geführt und der Tonausgang über eine abgeschirmte Leitung im Punkt A im NF-Verstärker angeschlossen. Der 100-k Ω -Steller am Ausgang des Multivibrators wird für die Lautstärkeeinstellung benutzt. Bei gleichzeitiger Veränderung der 10-nF-Kondensatoren im Rückkopplungszweig des Multivibrators kann der Mitherton auf eine andere Tonhöhe eingestellt werden.

Literatur

- [1] W. Rohländer, Kleine QRP-Schule für den Kurzwellenamateuer. Elektronisches Jahrbuch 1988, Seite 120 bis 131, Berlin 1987.
- [2] J. Hartikka, Tippradio. Radioamatööri, Heft 5/1985, Seite 6/7, referiert in RADIO, Heft 1/1986, Seite 58.
- [3] W. Rohländer, Der Feldstärkemesser – ein vielseitig verwendbares Meßgerät. Elektronisches Jahrbuch 1987, Seite 131 bis 138, Berlin 1986.
- [4] D. DeMaw, QRP Notebook. Newington 1986.
- [5] W. Rohländer, Zur Arbeitsweise des Reflektometers. Elektronisches Jahrbuch 1985, Seite 148 bis 157, Berlin 1984.
- [6] D. DeMaw, The QRP Transmatch – A Novel Approach. QST 70 (1986), Heft 8, Seite 30 bis 33.
- [7] D. DeMaw, Lightweight Trap Antennas – Some Thoughts. QST 67 (1983), Heft 6, Seite 15 bis 18.
- [8] R. H. Johns, Coaxial Cable Antenna Traps. QST 65 (1981), Heft 5, Seite 15 bis 17.
- [9] K. Rothammel, Antennenbuch. 10. Auflage, Seite 166 bis 170, Berlin 1984.
- [10] N. N. The 1987 ARRL Handbook For The Radio Amateur. Newington 1986.

Breitbandverstärker für den VHF-Bereich

Siegmar Henschel – Y22QN

Mit den Silizium-UHF-Transistoren *KT 3120 A* und *KT 371 AM* wurde ein Breitbandverstärker nach Unterlagen in [1] und [2] konzipiert und erprobt. Auf Grund der guten Ergebnisse soll er nachfolgend kurz vorgestellt werden. Die erreichten Daten des Breitbandverstärkers 870 600 sind:

Verstärkung:	20 dB,
Bandbreite ± 1 dB:	30 bis 250 MHz,
Bandbreite -3 dB:	20 bis 300 MHz,
Inverse Verstärkung:	-62 dB,
Maximale Ausgangsspannung:	124 dB μ V,
Rauschen:	1,5 dB (<2 dB),
Interception Point:	~ 6 dBm.

Verwendet wurden die Silizium-Transistoren *KT 3120 A*, gekennzeichnet mit weißpunktierter Linie, und *KT 371 AM*, der mit 2 weißen Strichen gekennzeichnet ist. Für diese Transistoren werden im Datenblatt folgende Werte garantiert:

	<i>KT 3120 A</i>	<i>KT 371 AM</i>
U_{CE}	≤ 15 V	≤ 10 V
I_C	20 mA	20 mA
P_{tot}	100 mW	100 mW
f_T	1,8 GHz (3 GHz)	3 GHz (3,6 GHz)
$F_{(400\text{ MHz})}$ bei 5 V/5 mA	2 dB (1,4 dB)	5 dB (4,3 dB)
$V_{L(200\text{ MHz})}$ bei 5 V/5 mA	18 dB	20 dB

Verstärkerschaltung

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Breitbandverstärkers. Für einen nahezu konstanten Eingangswiderstand wurde eine Eingangsschaltung nach [1] ausgewählt und für etwa 14 dB Verstärkung dimensioniert. VT1 wird in Emitterschaltung mit kombinierter Strom-Spannungsgegenkopplung betrieben. Der Arbeitspunkt ist mit $R2/R4$ auf optimale Aussteuerbarkeit eingestellt. Durch Wegfall von $R3$ läßt sich das Rauschmaß auf Kosten des linearen Aussteuerbereichs noch verringern. Die in Basisschaltung arbeitende Ausgangsstufe ist nach [2] für etwa 8 dB Verstärkung dimensioniert. Die Arbeitspunkteinstellung mit $R7/R8$ bringt eine bessere Stabilität bei Tempera-

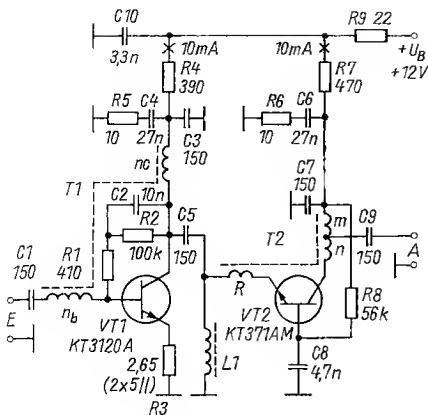


Bild 1
Stromlaufplan des 2stufigen Breitbandverstärkers

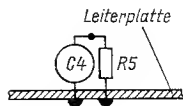


Bild 2
Anordnung der Dämpfungswiderstände an C4 bzw. C6

turänderungen als die im Original vorgeschlagene. Weitere Einzelheiten zur Schaltung beider Stufen sind aus der genannten Literatur zu ersehen. Zur Vermeidung von Dämpfungseinbrüchen von etwa -3 dB im Frequenzbereich zwischen 100 MHz und 160 MHz war es erforderlich, in Reihe zu den Abblockkondensatoren C4 und C6 «Linearisierungswiderstände» R5/R6 zu schalten, die die Eigenresonanzen der *Epsilon*-Folienkondensatoren bedämpfen. Diese RC-Kombination ist möglichst ohne Zuleitungen aufzubauen (s. Bild 2).

Aufbau der Schaltung

Die Schaltung wird zweckmäßig auf einer gedruckten Leiterplatte aufgebaut. Alle Bauelemente müssen so kurz als möglich verdrahtet werden. Die Zuleitungen zu den HF-Übertragern T1/T2 sind ebenfalls kurz auszuführen, die Anzapfung an T2 ist bis an den Ferritkern zu verzinnen. C3, C7 und C8 sind Scheibenkondensatoren ohne Zuleitung und wirken als Stützpunkte für die Bauelemente. Für den Betrieb ist der Verstärker in ein allseitig geschlossenes Gehäuse einzubauen und die Betriebsspannung über einen Durchführungskondensator zuzuführen.

Meßwerte der Schaltung

Bild 3 zeigt den mit dem Funktionsmuster erreichten Frequenzgang und das Rauschmaß bei eingangs- und ausgangsseitigem 50- Ω -Anschluß. Die Schwankungen der Verstärkung gegenüber der aufgezeichneten Kurve sind kleiner $\pm 0,5$ dB. Wird Wert auf minimales Rauschen gelegt, so entfällt R3. Bild 4 zeigt die Linearität der Verstärkung, der 1-dB-Kompressionspunkt liegt bei PA ~ 36 mW. Die Meßfrequenz ist 145 MHz.

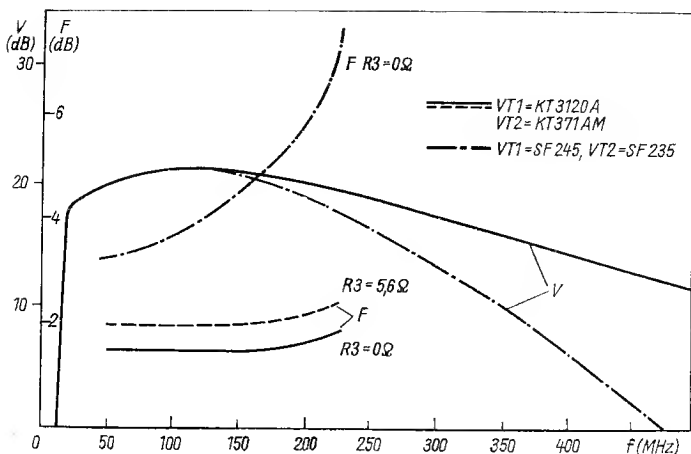


Bild 3
Frequenzgang und Rauschmaß
des Breitbandverstärkers

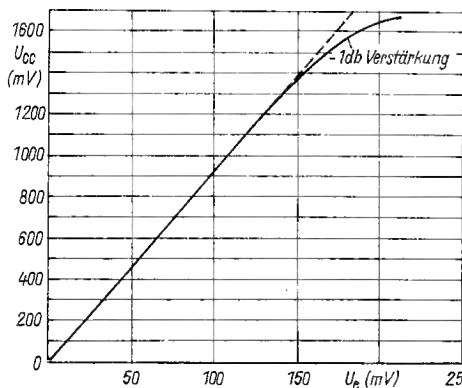


Bild 4
Ausgangsspannung in Abhängigkeit
der Eingangsspannung
beim Breitbandverstärker
(Meßfrequenz = 145 MHz,
Lastwiderstand = 68,5 Ω)

Anwendung des Breitbandverstärkers

Die hohe Aussteuerbarkeit des Verstärkers ($U_{\text{amax}} = 124 \text{ dB}\mu\text{V}$) gestattet den Einsatz in Antennenverstärkeranlagen im VHF-Bereich sowie als Oszillatorverstärker zur Ansteuerung von Diodenringmischern. Infolge des geringen Rauschmaßes läßt sich der Verstärker auch in Eingangsschaltungen einsetzen. Bild 5 zeigt einen Aufbauvorschlag für ein großsignalfestes 2-m-Eingangsteil mit Pegelplan für das Rauschen und die Großsignalfestigkeit.

Mit einem Rauschmaß von $< 2 \text{ dB}$ und einem Interception Point (IP) von $+6 \text{ dBm}$ für den ZF-Verstärker ⑤, einem Mischerbaustein ④ mit einem IP von $+14 \text{ dBm}$ (wie er mit Schottky-Diodenringmischern mit $+7 \text{ dBm}$ Oszillatorleistung typisch erreicht wird und der etwa -8 dB

Durchgangsverstärkung aufweist) erscheint am Mischereingang ein Rauschmaß von 10 dB bei einem IP von +14 dBm. Dieser Baustein ist für einen Kurzwellenempfänger geeignet (f_u durch Vergrößern von C1/C5/C9 sowie L1/T1/T2 herabsetzen). Ein vorgeschaltetes Bandpaßfilter sollte eine Dämpfung kleiner 1 dB haben.

Für den VHF-Bereich wird die Hauptselektion in einem 3-Kreis-Wendeltopfkreis-Filter (3) mit etwa 3 MHz Bandbreite und -3 dB Grunddämpfung vorgenommen. Der vorgeschaltete Breitbandverstärker 870 600 (2) mit 21 dB Verstärkung und 1,5 dB Rauschmaß verbessert die Empfindlichkeit auf ein Rauschmaß von etwa 2 dB. Zur Verbesserung der Weitabselektion und zum Schutz des Verstärkers vor zu hohen Signalen, die außerhalb des Empfangsbereiches liegen, ist noch ein Bandpaß (1) mit geringer Dämpfung (etwa -0,5 dB) vor den Verstärkereingang geschaltet. Das Gesamttrauschmaß des Empfängers beträgt etwa 2,5 dB bei einem IP von -3,5 dBm.

Bei der Suche nach einer optimalen Variante für die Empfindlichkeit und ein gutes Großsignalverhalten spielen das Rauschmaß und der IP des ZF-Verstärkers eine wesentliche Rolle. Um den ZF-Verstärker (Nachsetzempfänger) nicht zu übersteuern, ist es günstig, in Baugruppe (5) nur die 1. Stufe (VT1) einzusetzen und die Verstärkung auf etwa 9 dB zu verringern

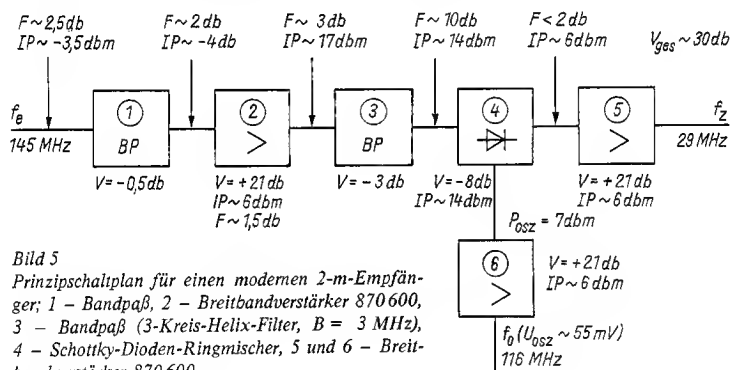


Bild 5

Principalschaltplan für einen modernen 2-m-Empfänger: 1 - Bandpaß, 2 - Breitbandverstärker 870 600, 3 - Bandpaß (3-Kreis-Helix-Filter, $B = 3 \text{ MHz}$), 4 - Schottky-Dioden-Ringmischer, 5 und 6 - Breitbandverstärker 870 600

Tabelle

Wickeldaten der HF-Übertrager

-
- T1 nb = 1 Wdg., 0,14-mm-CuL
 nc = 5 Wdg., 0,14-mm-CuL
 Kern: Doppellochkern Typ 5171,3-1112.65
 (4,6 mm × 7,6 mm × 4 mm, Material: Manifer 330)
- T2 R = 1 Wdg., 0,14-mm-CuL
 m = 3 Wdg., 0,14-mm-CuL
 n = 5 Wdg., 0,14-mm-CuL
 Kern: siehe T1
-

($R1 = 220 \Omega$, $n_b = 1$ Wdg., $n_c = 3$ Wdg.). Die Gesamtverstärkung beträgt dann etwa 18 dB, wobei die Übersteuerungsgefahr für den ZF-Verstärker verringert wird. Auch das Verbessern des IP des Mischers von +14 dBm auf +20 dBm durch eine Erhöhung der Oszillatorleistung auf +17 dBm (50 mW) bringt keinen Nutzen, da der IP des ZF-Verstärkers (+6 dBm) plus der Mischerverluste (etwa -8 dB) nur ein IP am Mischereingang von +14 dBm ergibt. Die erhöhte Oszillatorleistung kann auch Störstrahlprobleme nach sich ziehen. Eine weitere Verbesserung des Großsignalverhaltens bedingt eine aktive Mischstufe (Gegentakt-Dual-Gate-FET-Mischer) mit anschließender Hauptselektion (Quarzfilter), womit sich ein Gesamt-IP um 0 dBm erreichen läßt. Das Großsignalverhalten wird infolge der erforderlichen Vorverstärkung wegen einer akzeptablen Rauschzahl immer von der Mischstufe bzw. dem ZF-Verstärker bestimmt. Selbst Dual-Gate-FET-Vorstufen mit einem IP von max. 0 dBm (typisch -3 dBm) verschlechtern das Großsignalverhalten eines Empfängers kaum.

Durch den Aufbau in Baugruppen läßt sich der gesamte Eingangsteil mechanisch sehr klein ausführen. Von der Stromaufnahme her gesehen (60 mA) ist diese Baugruppe nicht für Portabelgeräte geeignet.

Verwendung anderer Transistoren

Die in dieser Schaltung eingesetzten Transistoren sollten etwa folgenden Kenndaten entsprechen:

U_{CE}	≥ 10 V,
I_C	> 20 mA,
P_{tot}	100 mW,
f_T	etwa 8 bis 10 x f_{max} .

Die Transistoren sollten ein möglichst geringes Rauschen bei der maximalen Betriebsfrequenz haben. Versuchsweise wurden andere Transistoren in dieser Schaltung getestet. So z. B. für VT1 ein SF 245 mit einem Arbeitspunkt von $I_C = 8$ mA und $U_{CE} = 9,5$ V und für VT2 ein SF 235 mit $I_C = 8$ mA und $U_{CE} = 8,7$ V. Im Bereich von 30 bis 150 MHz betrug die Verstärkung $21 \text{ dB} \pm 0,5 \text{ dB}$. Die -3-dB-Bandbreite lag bei 20 bis 220 MHz. Bei einem Wert für R1 von $2,65 \Omega$ betrug bei 145 MHz das Rauschmaß 4,6 dB und 4,5 dB bei $R1 = 0$. Der IP ist mit -1,7 dBm verhältnismäßig niedrig. Bei einer Erhöhung des Kollektorstroms auf je 9,5 mA (etwa optimale Ausgangsleistung) verbesserte sich der IP auf -0,7 dBm, das Rauschmaß betrug dabei 5 dB.

Literatur

- [1] S. Henschel, Breitbandverstärker mit konstantem Eingangswiderstand. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1988, Seite 196, Berlin 1987.
- [2] F. Gärtner, Großsignalfeste Breitbandverstärker für UKW-Anwendungen. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1985, Seite 135, Berlin 1984.

Hocheffektive VHF-Antennen für das 2-m-Amateurband

Die intensive Erschließung der VHF-Amateurbänder während der letzten Jahrzehnte führte zum Erscheinen einer großen Anzahl unterschiedlich gestalteter Antennenkonstruktionen. Besondere Verbreitung fanden in den letzten Jahren Antennen mit verlängerten Tragrohren (Boomrohren). Die Boomlänge solcher Antennen beträgt mehrere Wellenlängen, die Anzahl darauf montierter passiver Elemente erreicht die Zahl 20 und mehr. Die UKW-Amateure verwenden sie häufig zur Durchführung weiter und überweiter Verbindungen bei Aurora, Meteorscatter, Verbindungen über Amateursatelliten oder Erde-Mond-Erde-QSOs (EME).

Das Interesse an Antennen mit verlängerten Tragrohren kann so erklärt werden, daß der Materialaufwand dem gewöhnlicher Yagi-Antennen in etwa entspricht, ihr Gewinn jedoch bedeutend größer ist. Zweitens ist die Konstruktion solcher Antennen unkompliziert, weil alle Elemente auf einem Tragrohr befestigt sind. Drittens besteht die relativ einfache Anpassung der Antenne an das Speisekabel, denn die HF-Energie wird nur einem aktiven Element zugeführt. Allerdings weisen solche Antennen auch einige Mängel auf: mäßige Unterdrückung der Rückwärtsstrahlung (schlechteres Vor-/Rück-Verhältnis) und eine beträchtliche Verringerung der Arbeitsbandbreite mit wachsender Elementanzahl.

Eine Reihe interessanter Konstruktionen von VHF-Antennen mit verlängerten Tragrohren entwickelte der französische Funkamateur *F. Tonna (F9FT)*. Die Antennen nach *F9FT* haben einen hohen Wirkungsgrad, relativ geringe Abmessungen und Eigenmasse, sie weisen keine abzugleichenden Elemente auf. Möglicherweise ist ihr besonderer Vorzug die leichte Wiederholbarkeit identischer Parameter jeder einzelnen Antenne – selbstverständlich bei strenger Einhaltung aller Elementeabmessungen. Letzteres gestattet durch die Anordnung einiger gleichartiger Antennen, kompliziertere Antennensysteme mit hohem Gewinn zu realisieren. Die Hauptparameter von *F9FT*-Antennen sind der Tabelle zu entnehmen. Die angegebenen Gewinnwerte beziehen sich auf einen Halbwellendipol.

Bild 1 zeigt die Darstellung einer 16-Element-Antenne für das 2-m-Band. Ihr Boomrohr besteht aus gewalztem Aluquadratprofilmaterial mit einer Seitenlänge von 20 mm, einer Wandstärke von 1,5 bis 2 mm oder auch aus Rohr mit 20 mm Durchmesser und ebenfalls 1,5 bis 2 mm Wandstärke. Das Boomrohrteil, an dem die Reflektoren und das Strahlerelement befestigt

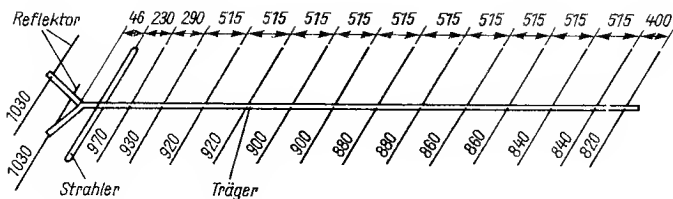


Bild 1 16-Element-Antenne für das 2-m-Amateurband

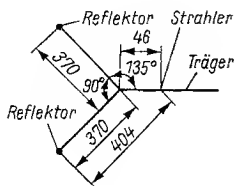


Bild 2
Anordnung der beiden Reflektoren am Trägerrohrende (links)

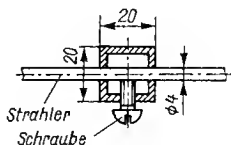


Bild 3
Befestigungsvariante für Reflektoren und Direktoren (rechts)

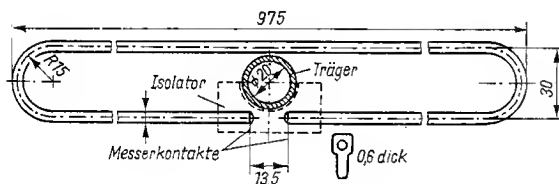


Bild 4 Strahlerelement der 16-Element-Antenne (oben)

sind, hat das Aussehen eines Schwalbenschwanzes (Bild 2). Die passiven Elemente sind aus 4 mm starken Aluminiumdrähten herzustellen. Durch die Verwendung anderer Materialien (Kupfer, Messing, Alulegierungen) ergeben sich keine nennenswerten Verschlechterungen der Antennenparameter, mit Ausnahme ihrer Masse. Bild 3 zeigt eine mögliche Befestigungsvariante für Reflektoren und Direktoren.

Das Strahlerelement mit $Z = 75 \Omega$ (Bild 4) besteht aus Aludraht 5 mm Durchmesser; für $Z = 50 \Omega$ aus Alurohren 12 mm Durchmesser sowie einem Anpassungsbügel aus Aludraht 5 mm Durchmesser (Bild 5). Die Strahlerelemente müssen zuverlässig vom Boomrohr isoliert sein. Als Isoliermaterial eignet sich Glashartgewebe, Teflon oder organisches Glas usw.

Bild 6 und Bild 7 zeigen schematische Darstellungen einer 9- und einer 13-Element-Antenne für das 2-m-Band. Die Konstruktion der Strahlerelemente mit unterschiedlichen Fußpunktwideständen (75 bzw. 50Ω) ist aus

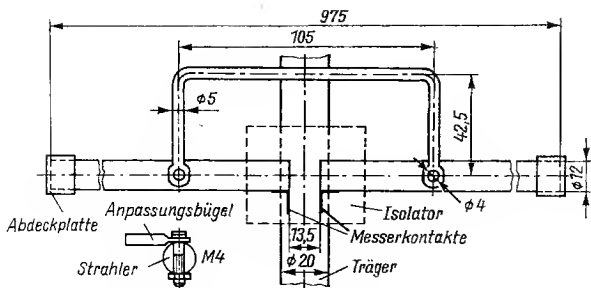


Bild 5 Anpassungsbügel für $Z = 50 \Omega$ am Strahlerelement (unten)

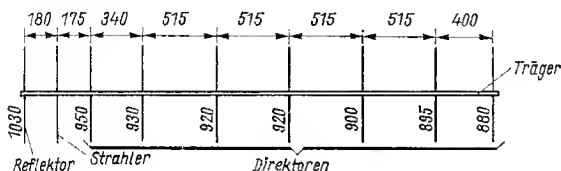


Bild 6 9-Element-Antenne für das 2-m-Amateurband (oben)

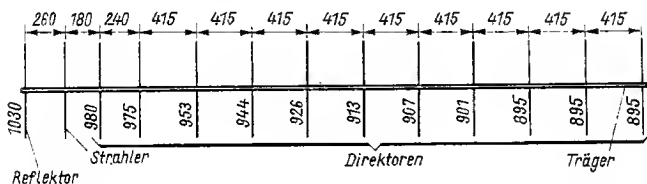


Bild 7 13-Element-Antenne für das 2-m-Amateurband (Mitte)



Bild 8
Strahlerelement mit $Z = 75 \Omega$ (unten links)

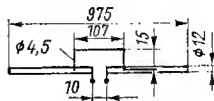


Bild 9
Strahlerelement mit $Z = 50 \Omega$ (unten rechts)

Bild 8 und Bild 9 zu ersehen. Es gibt selbstverständlich gewisse Unterschiede zu den Strahlerelementabmessungen von 16-Element-Antennen, die aus dem Bestreben resultieren, eine bessere Anpassung an die Speiseleitung zu erreichen. Der Boomrohrquerschnitt entspricht dem der 16-Element-Version (20 mm \times 20 mm). Konstruktiv bestehen zwischen allen 3 Varianten keine Unterschiede.

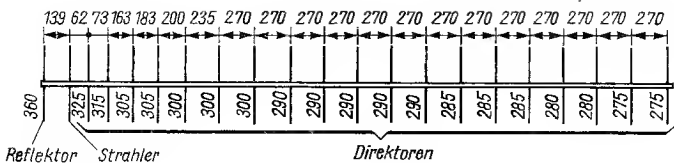


Bild 10 21-Element-Antenne für das 70-cm-Amateurband (oben)

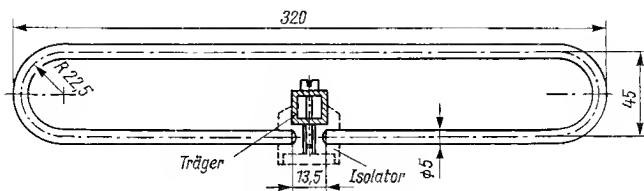


Bild 11 Strahlerelement der 21-Element-Antenne (unten)

Bild 10 zeigt das Schema einer 21-Element-Antenne für das 70-cm-Band. Die Elementeabstände, aus der Skizze zu ersehen, beziehen sich auf eine Speiseleitung mit 75Ω Wellenwiderstand. Für eine Speisung über $50\text{-}\Omega$ -Kabel gelten folgende Abstände: Reflektor – Strahler = 139 mm; Strahler – Direktor 1 = 48 mm; Direktor 1 – Direktor 2 = 68 mm; Direktor 2 – Direktor 3 = 182 mm. Für alle übrigen Direktoren gelten die in Bild 10 angegebenen Abstände. Für das Boomrohr verwendet man gewalztes Aluquadratprofil mit 16,5 mm Seitenlänge oder Alurohr mit 16 bis 17 mm Durchmesser. Alle passiven Elemente werden aus 4 mm starkem Aludraht hergestellt und unmittelbar auf dem Boomrohr befestigt. Das Strahlerelement (Bild 11) besteht aus 5 mm starkem Aludraht, es muß gut vom Boomrohr isoliert sein.

Auf den ersten Blick könnte man meinen, daß die direkte Speisung des symmetrischen Strahlerelements mit unsymmetrischem Koaxkabel keine besonders guten Resultate erwarten läßt, weil in diesem Fall ein Spannungsverhältnis von etwa 2:3 an seinen Enden vorhanden ist. Das führt unvermeidlich zu Strahlungsanteilen mit vertikaler Polarisierung, wodurch der Gewinn und das Strahlungsdiagramm verschlechtert werden. Experimente ergaben jedoch, daß eine Speisung der Antenne auf diese Weise möglich ist, wenn der Antenneneingangswiderstand mit dem des Speisekabels übereinstimmt und das Strahlerelement zuverlässig vom Boomrohr isoliert wurde. Dabei wird nahezu die gesamte zugeführte HF-Energie abgestrahlt und durch die passiven Elemente eine ausreichend gute Hauptkeule des Strahlungsdiagramms entlang der Antennenhauptachse formiert. Bild 12 und Bild 13 zeigen das horizontale und das vertikale Strahlungsdiagramm einer 16-Element-F9FT-Antenne für das 2-m-Band.

Um größere Gewinne zu erhalten, vereint man Antennen vom gleichen

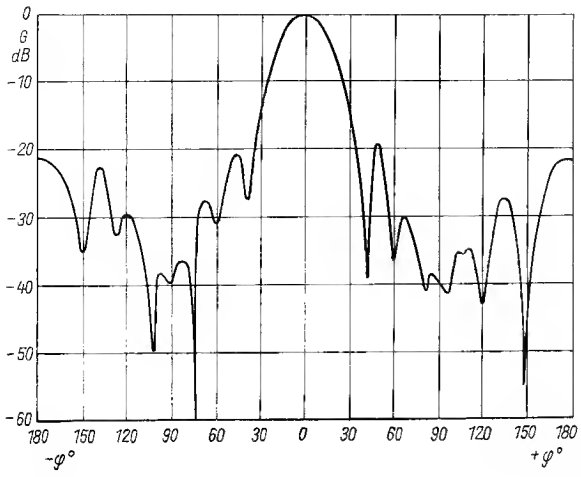


Bild 12 Horizontales Strahlungsdiagramm einer 16-Element-Antenne nach F9FT

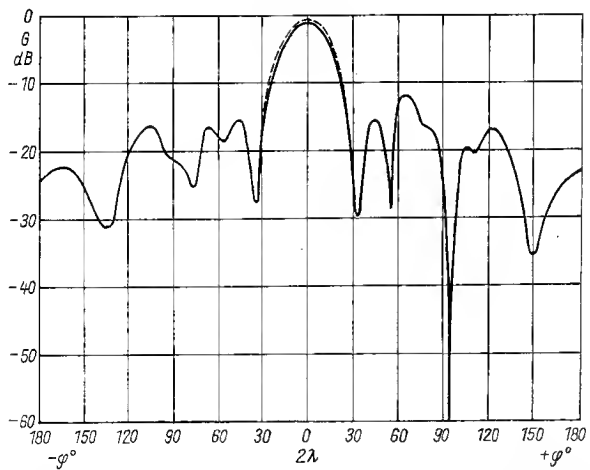


Bild 13 Vertikales Strahlungsdiagramm einer 16-Element-Antenne nach F9FT

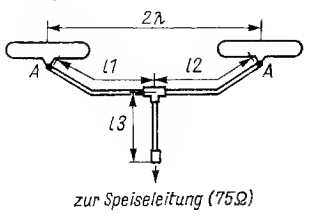


Bild 14 Antennensystem als 2er-Gruppe

Typ zu Systemen. Für 2 (zusammengeschaltete) gleichartige Antennen (Bild 14) erhöht sich der Gewinn um etwa 2,5 dB. Maximale Gewinnwerte sind für optimale Abstände zwischen den Antennen und strenger Phasenfolge zu erreichen. Der optimale Abstand für 16-Element-Antennen im 2-m-Band und 21-Element-Exemplare im 70-cm-Band beträgt 2λ . Bild 15 bis Bild 17 zeigen Varianten von Anordnungen als Antennensysteme.

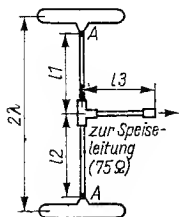


Bild 15
Antennensystem als gestockte 2er-Gruppe (links)

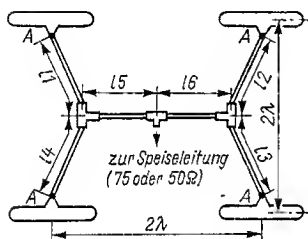


Bild 16
Antennensystem als 4er-Gruppe (Mitte)

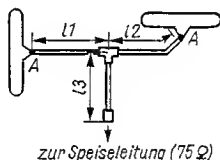


Bild 17
Antennensystem für ein zirkular polarisiertes (rechts) Richtdiagramm

Wenn es beispielsweise erforderlich ist, mit 75-Ω-Kabel ein System aus 2 Antennen mit Fußpunktwiderständen von je 75 Ω anzupassen, ist wie folgt zu verfahren: Die Strahlerelemente beider Antennen verbindet man über ein T-Stück aus Koaxkabelabschnitten ($Z = 75 \Omega$), deren Länge ein Vielfaches von $\lambda/2$ betragen muß ($l1 = l2 = c \cdot p \cdot \lambda/2$, wobei $p = 1, 2, 3 \dots$ und c der Verkürzungsfaktor des Kabels ist), mit einem Viertelwellentransformator. Dieser wird aus Koaxkabel mit $Z = 50 \Omega$ hergestellt, weil

$$R3 = \sqrt{R1 \cdot R2} = \sqrt{37,5 \cdot 75} \approx 51 \Omega$$

ist. Die Länge dieses Stückes beträgt $l3 = c\lambda/4$. Für eine richtige Phasenlage der Speisung solcher Antennensysteme müssen die Innenleiter der Koaxkabelstücke am Punkt A (s. Bild 14) angeschlossen werden.

Sehr einfach ist die Anpassung von 4 gleichen Antennen (Bild 16). In diesem Fall sind Koaxkabelstücke gleichen Wellenwiderstands zu verwenden (50 oder 75 Ω), deren Längen $l1 = l2 = l3 = l4 = c \cdot p \cdot \lambda/2$;

$l_5 = l_6 = c \cdot \lambda/4$ betragen. Bild 17 zeigt eine Zusammenschaltvariante zweier Antennen, mit der ein zirkular polarisiertes Richtdiagramm zu erhalten ist. Solche Systeme sind vorwiegend für die Arbeit über Amateursatelliten und für den Empfang an der Mondoberfläche reflektierter Signale zu verwenden. Beide Antennen montiert man im rechten Winkel zueinander. Für die Anpassung werden Koaxkabelstücke mit $Z = 75 \Omega$ verwendet ($l_1 = c \cdot p_1 \cdot \lambda/4$; $l_2 = c \cdot p_2 \cdot \lambda/2$; wobei $p_1 = 1, 3, 5 \dots$ und $p_2 = 1, 2, 3 \dots$; $l_2 - l_1 = \lambda/4$ ist. Derartige Antennensysteme mit zirkularer Polarisation haben einen Gewinn wie einzelne Antennen.

Abschließend noch einige praktische Ratschläge. Für eine bequeme und schnelle Montage von Systemen aus mehreren Antennen empfiehlt es sich, Kabelstücke zur Anpassung mit HF-Steckverbindern und für ihre Verbindung untereinander HF-T-Stücke zu verwenden. Solche Baugruppen lassen sich leicht vor Witterungseinflüssen schützen. Sollten die genannten Steckverbinder nicht vorhanden sein, können die Kabelstücke akkurat miteinander verlötet und diese Stellen mit *Polystyrol-Epoxidharz* bestrichen werden. Alle Befestigungsschrauben sollten an den Unterseiten der Traversen (Boomrohre) eingesetzt und mit Farbe überstrichen werden. Die Rohrelemente sind an den Enden mit *Kapron- (Dederon-)* Kappen oder Gummipfropfen zu verschließen. Die Speisekabelanschlußstellen am Strahlerelement werden zweckmäßigerweise in *Kapron- (Dederon-)* Bechern untergebracht. Um Durchbiegungen der Boomrohre zu vermeiden, sind Abstützungen mit diagonalen Stangen anzubringen. Diese Stangen müssen für alle Antennen im System gleichlang ausgeführt sein.

Tabelle
Hauptparameter der F9FT-Antennen

	9-Element-Antenne	13-Element-Antenne	16-Element-Antenne	21-Element-Antenne
Frequenzbereich in MHz	144...146	144...146	144...146	432...435
Gewinn in dB	11,8	12,8	15,6	16,8
Vertikaler Öffnungswinkel in Grad	46	38	34	26
Vor-/Rück-Verhältnis in dB	15	20	22	23
Maximale Unterdrückung der Seitenzipfel in dB	50	50	60	40
Fehlanpassung	1,3	1,2	1,2	1,1
Länge der Antenne in m	3,30	4,00	6,40	4,60

Aus *Radio*, Heft 3/1983, Seite 18 bis 20; übersetzt von *Dipl.-Ing. Edgar Rosenkranz - Y21MD*

Jenseits des Dippers – Universelle HF-Meßtechnik

Eine gute Meßtechnik ist oft das A und O für einen experimentell und erfolgreich tätigen Funkamateuer. Für den interessierten Funkamateuer wird in [1] ein batteriebetriebener «Experimental-Skalar-Netzwerkanalysator» beschrieben, der die üblichen Messungen eines Dipmeters und weitaus mehr mit entschieden größerer Empfindlichkeit und Präzision ermöglicht. Im Bereich 2,6 bis 49 MHz können mit der Meßunsicherheit eines Digitalfrequenzmessers z.B. die Resonanzfrequenz eines Schwingkreises, die Verstärkung eines Verstärkers, die Filterkurve, Impedanzanpassungen sowie die Werte unbekannter Induktivitäten, Kondensatoren und Schwingkreisgüten gemessen werden. Im Gegensatz zum Vektor-Netzwerkanalysator werden im beschriebenen Gerät nur Amplituden- und keine Phaseninformationen ausgewertet, daher der Begriff «Skalar» in der Gerätebezeichnung.

Es ist gewiß kein Nachteil für den Meßgerätepark des HF-Amateurs, wenn ständig als Bezugsgröße aller Messungen, als Standard also, die reelle 50- Ω -Impedanz als Ein- und Ausgangswiderstand aller Baugruppen verwendet wird. Das kommt in jeder Hinsicht der Modulbauweise, der Kombinierfähigkeit von Baugruppen, in weiten Bereichen der HF-Technik zugute.

Der unerfahrene Funkamateuer sollte nicht unbedingt weiterlesen. Die gebotenen Informationen bieten nur dem erfahrenen Praktiker eine Realisierungschance, da der Autor von [1] aus patentrechtlichen Gründen Dimensionierungsdaten nicht bis ins Detail veröffentlichen konnte. Aus diesen Gründen vermeidet auch der Bearbeiter jede Abweichung von der Originalschaltung sowie Substitutionsvorschläge bezüglich der eingesetzten aktiven und passiven Bauelemente.

Bild 1 bis Bild 6 bieten Basiselemente der HF-Meßtechnik sowie eine Resonanzsonde, eine Reflexionsverlust-Meßbrücke und weitere Meßköpfe zur Durchführung der wichtigsten Messungen. Ein hochwertiger Signalgenerator mit Frequenzzähler, ein empfindlicher HF-Breitband-Indikator so-

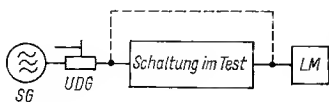


Bild 1

Grundschiung für HF-Messungen, bestehend aus Signalgenerator SG, umschaltbarem Dämpfungsglied UDG, Schaltung im Test und dem Leistungsmesser LM. Die Schaltung im Test ist zur Anfangskalibrierung überbrückbar (gestrichelte Linie)

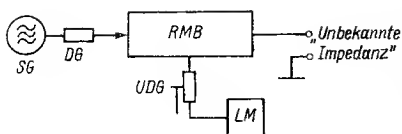


Bild 2

Grundschaltung für HF-Messungen unter Einsatz einer Reflexionsmeßbrücke RMB. Zwischen SG und RMB kann ein festes Dämpfungsglied DG erforderlich sein. Wortabkürzung siehe Bild 1

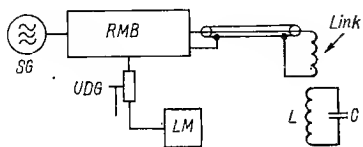


Bild 3

SG, RMB, UDG und LM (Wortabkürzung s. Bild 1 und Bild 2) in der Dipmeter-Anwendung. Am Ausgang «Unbekannte Impedanz» nach Bild 2 wird lediglich eine Link-Leitung angeschlossen

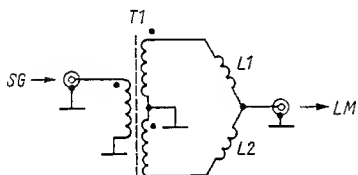


Bild 4

Schema einer Resonanzsonde in Brückenkonfiguration. Gegenüber Schaltung Bild 3 ist bei Schwingkreismessungen die Empfindlichkeit vervielfacht. Der Ferritkern T1 ist sorgfältig trifilar zu wickeln. L1 und L2 müssen identisch sein

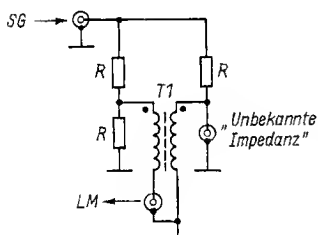


Bild 5

Schaltung der Reflexionsverlust-Meßbrücke RMB. Extrem kurze Leitungsführung erforderlich, Einbau in Abschirmbox! Als Widerstände werden 51- Ω -Schicht- oder 49,9- Ω -Metallfilm-Widerstände der 1-%-Serie eingesetzt. T1 ist ein Amidon FT-37-43-Kern (μ_a etwa 950, 0,01 bis 1 MHz)

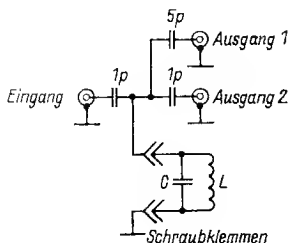


Bild 6

L-, C-, Q-Meßschaltung. Wird als «Schaltung im Test» gemäß Bild 1 eingesetzt

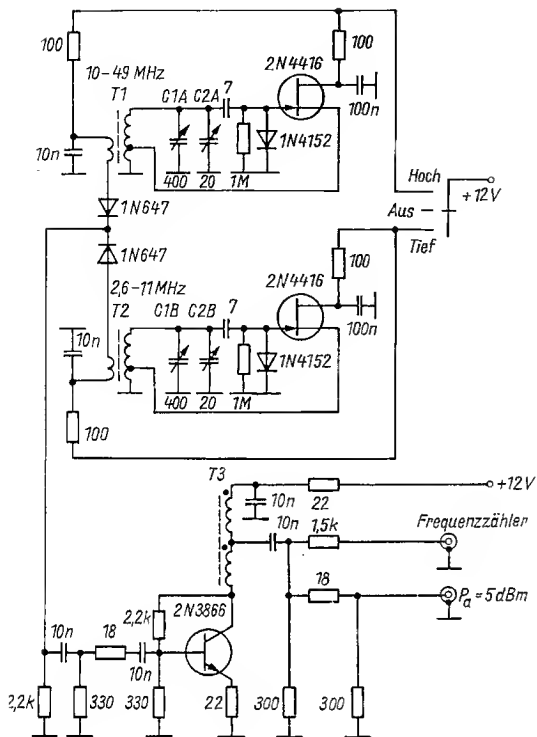


Bild 7 Signalgenerator 2,6 bis 49 MHz des «Skalar-Netzwerkanalysators»

wie ein stufenweise schaltbares Dämpfungsglied sind wichtige Elemente jeder Messung. Diese Geräte werden in Bild 7 bis Bild 9 dargestellt.

Es sei der Hinweis gestattet, daß sich der erfahrene Funkamateurl in diesem durch Selbstbau realisierbaren Gerät eine universell einsetzbare HF-Meßtechnik bereitstellt, die hohen Ansprüchen genügt. Die Industrie hält kein vergleichbares Gerät zu einem für den Funkamateurl erschwinglichen Preis bereit.

Der Signalgenerator nach Bild 7 ist in ausgereifter Schaltungstechnik ausgeführt. 2 Hartley-Oszillatoren überstreichen den gewünschten Frequenzbereich. Mit Vorwahl-C und Bandspreiz-C läßt sich jedes Abstimmproblem lösen. Die Signalfrequenz wird stets genau mit einem Digitalfrequenzmesser ermittelt. Eine breitbandige Pufferstufe mit starker Gegenkopplung sichert zuverlässig eine große Frequenzkonstanz. Das Signal steht an einem 3-dB-50-Ω-Dämpfungsglied mit etwa 3 mW zur Verfügung. Der Zähler wird über einen Hilfsausgang angeschlossen.

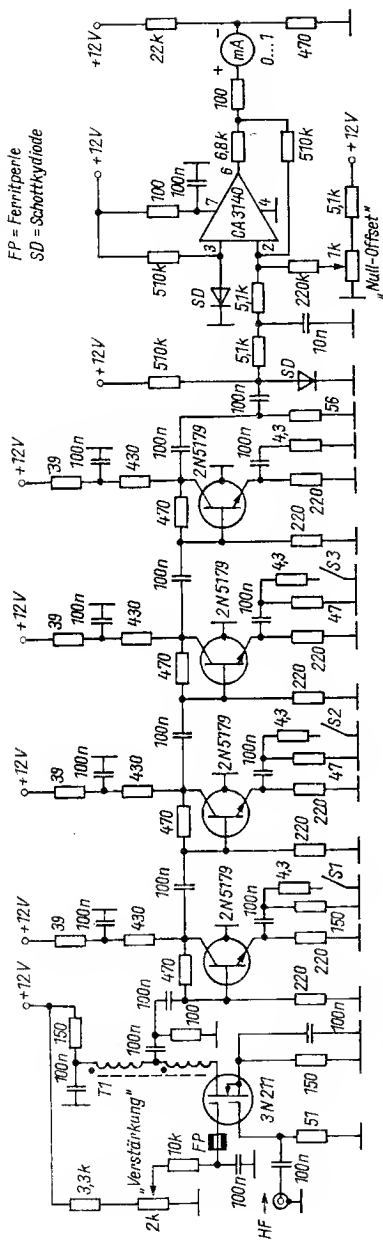


Bild 8 Empfindlicher Leistungsmesser für «Skalar-Netzwerkanalysator»

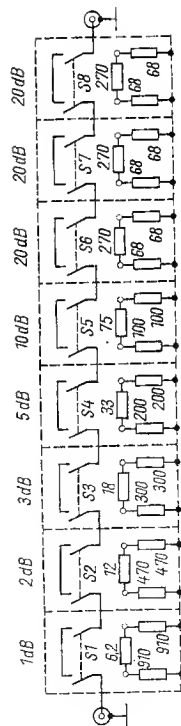


Bild 9 Umschaltbares Dämpfungsglied UDG nach [2], siehe auch Text

Die empfindliche Detektorkette Bild 8 besteht aus 3 Baugruppen. Sie ist nach Art eines Breitband- (etwa 100-MHz-) Leistungsmessers aufgebaut. Bei festem 50- Ω -Eingang wird an einem Meßwerk die Signalamplitude ausgewertet. In der ersten Baugruppe arbeitet ein Doppelgate-MOSFET mit geringer Verstärkung, die über 15 dB regelbar ist. Hier wird der reine 50- Ω -Eingangswiderstand abgesichert, und die weiteren Baugruppen sind gegenüber dem Eingang gepuffert.

Es folgen 4 stark gegengekoppelte Verstärkerstufen. Sie sichern eine hohe Verstärkung, wenn die 3 Schalter S1 bis S3 geschlossen sind. Dadurch wird die Emittergegenkopplung der Einzelstufen aufgehoben. Die Verstärkung wird stufenweise herabgesetzt, indem man nacheinander die Schalter S1, S2 und dann S3 öffnet. Diese Reihenfolge ist unbedingt einzuhalten, sonst können Kompressionserscheinungen auftreten. Kürzeste Leitungsführung ist auf jeden Fall wichtig.

Der eigentliche Detektor ist nachgeschaltet. Es werden 2 Schottky-Dioden eingesetzt und mit 25 μ A vorbelastet (die 2. Diode bewirkt die Temperaturkompensation). Der Operationsverstärker hat einen MOSFET-Eingang. Der Steller «Null-Offset» stellt bei fehlendem HF-Eingangssignal das Meßwerk auf 0. Stehen an der Detektorstufe an einem 56- Ω -Eingangswiderstand 32 μ W (äquiv. $U_{\text{eff}} = 42$ mV) an, so zeigt das Meßwerk Vollausschlag von 1 mA. Der 6,8-k Ω -Widerstand im Ausgang des Operationsverstärkers schützt das Meßwerk, da Signalpeaks von 30 bis 40 dB (z. B. beim Dippen eines Schwingkreises) auftreten können. Der beschriebene Leistungsmesser weist bei Meßwerkvollausschlag eine Maximalempfindlichkeit von etwa 100 pW auf. Das entspricht einer effektiven Eingangsspannung an 50 Ω von 70 μ V.

Wie aus den Einsatzbeispielen Bild 1 bis Bild 3 zu ersehen ist, wird ein kalibriertes, umschaltbares Dämpfungsglied (z. B. in Stufen von 1 dB, insgesamt bis 81 dB nach [2]) unbedingt benötigt, um auch Absolutmessungen ausführen zu können. Der Bearbeiter greift auf die Originalschaltung in Bild 9 zurück. Zum Aufbau werden 1/4-W-Kohleschicht- oder Metallfilmwiderstände der 5%-Standardserie verwendet. Ideal sind jedoch exakt ausgemessene Widerstände. Jedes Dämpfungssegment wird in einer Abschirmkammer aufgebaut. Die Gesamtbox und auch die Trennwände sind aus kupferkaschiertem Material HF-dicht zusammengelötet. Verwendet werden 2polige Umschalter (Schiebeschalter der Netztechnik – s. Bild 10), die die

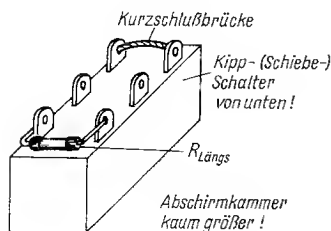


Bild 10
Zeigt Einzelsegment (Kipp- bzw. Schiebeschalter) nach Bild 9 mit Verdrahtungshinweis

Abmessungen der Abschirmkammern bestimmen. Die gemeinsame Masseleitung ist die Kupferschicht des kaschierten Materials.

Der Einsatz des Experimental-Skalar-Netzwerkanalysators sei an Hand einiger Beispiele demonstriert. Bild 1 zeigt eine Anordnung zur Bestimmung der Stufenverstärkung eines Verstärkers mit 50- Ω -Ein- und -Ausgang (Baugruppenprinzip). Bei überbrücktem Verstärker wird am Leistungsmesser ein markierter Ausschlag eingestellt, den man mit umschaltbarem Dämpfungsglied bei zugeschaltetem Verstärker erneut einstellt. Der zugeschaltete Dämpfungswert charakterisiert die Verstärkung bei der am Signalgenerator eingestellten Meßfrequenz.

Bild 2 zeigt die Verwendung einer Reflexionsverlustbrücke nach Bild 5 zur Ermittlung der Impedanzanpassung bei Signalfrequenz, z. B. der Eingangsimpedanzanpassung eines Verstärkers mit 50 Ω . Hier kann gegebenenfalls zwischen Signalgenerator und Brücke ein festes Dämpfungsglied mit 50- Ω -Ein- und -Ausgang erforderlich sein, z. B. ein Einzelsegment gemäß dem umschaltbaren Dämpfungsglied nach Bild 9, um den Verstärker nicht zu übersteuern. Zunächst schalte man eine möglichst große Dämpfung vor den Leistungsmesser und registriere den Meßwerkausgang bei offenen Anschlußklemmen «Unbekannte Impedanz». Jetzt schließe man hier die unbekanntete Impedanz an und verkleinere das umschaltbare Dämpfungsglied so lange, bis erneut der ursprüngliche Meßwerkausgang vorliegt. Der absolute Betrag der dB-Differenz ergibt den gemessenen Reflexionsverlust RV in dB. Aus der Beziehung für den Spannungsreflexionskoeffizienten $SRK = 10^{(hoch - RV/20)}$ und dem Stehwellenverhältnis $SWV = (1 + SRK)/(1 - SRK)$ erhält man mit jedem Taschenrechner als Gütemaß für die Impedanzanpassung das Stehwellenverhältnis.

Schließt man als unbekanntete Impedanz einen induktionsarmen 50- Ω -Widerstand an, so ergeben sich typische Werte für die Reflexionsverluste von 30 bis 40 dB, ein Maß für die Güte der Reflexionsverlustbrücke. Im übrigen kann dieser 50- Ω -Widerstand jederzeit als Abschlußwiderstand der nicht benutzten 2 Anschlüsse des zu messenden «Vierpols», z. B. Verstärkerausgang, Filterausgang, eingesetzt werden. Die «Unbekannte Impedanz» kann nicht nur der Eingangswiderstand eines Verstärkers, sondern auch sein Ausgang oder auch ein «Zweipol», wie z. B. der Koaxialkabeingang einer Antenne, sein.

Eine leichte Modifikation der Anordnung Bild 2, dargestellt in Bild 3, erlaubt das Dippen von Schwingkreisen. Dieser Dip ist jedoch nicht sehr ausgeprägt, wie von üblichen guten Dippern gewohnt, aber sehr genau vermessbar, da sich die Frequenz des Signalgenerators bei dieser zusätzlichen externen Belastung nicht ändert. Eine Einzelwindung als Link durch eine Toroidspule ergibt bei Resonanz einen sehr scharfen Peak (Ausschlag).

Mit der Resonanzsonde nach Bild 4 werden vorstehende Messungen sehr empfindlich gestaltet, nur an Stelle eines Dips wird ein scharfer Resonanzpeak gemessen. Es handelt sich um eine Brückenschaltung. L_1 und L_2 sind gleichartig gewickelt und von gleicher Induktivität, sie werden gegenphasig gespeist. Am Indikatorausgang steht also üblicherweise kein Signal an. Koppelt man L_1 oder L_2 schwach an einen Schwingkreis an, so geht im Re-

sonanzfall die Brückenbalance verloren, es entsteht ein Detektorsignal (Peak).

Die Meßanordnung nach Bild 6 erlaubt die genaue Messung von L , C und der Schwingkreisgüte. Sie wird gemäß Bild 1 zwischen Signalgenerator, umschaltbarem Dämpfungsglied und Leistungsmesser als Testkreis eingeschaltet. Dem erfahrenen Amateur muß das Meßprinzip nicht erläutert werden.

Bei Antennenmessungen ist noch auf einige Besonderheiten hinzuweisen. Die Empfindlichkeit des Leistungsmessers erfordert einen Tiefpaß am Eingang der Detektorkette, da starke AM- und FM-Signale von BC- und TV-Stationen empfindlich die Messungen stören können, auch wenn mit voller Signalgeneratorleistung gearbeitet wird. Für derartige Messungen wird die Reflexionsverlustbrücke eingesetzt.

Im übrigen können Signalgenerator und Leistungsmesser in Verbindung mit und ohne stufenweise umschaltbares Dämpfungsglied noch zahlreiche weitere Meßaufgaben erfüllen.

Der «Skalar-Netzwerkanalysator» wurde in rudimentärer Form vorgestellt. Die Brücken-Resonanzsonde mit ihrer hohen Empfindlichkeit schlägt jeden Dipper. Das Prinzip wurde auch im VHF-Bereich erfolgreich getestet. Der *Schottky*-Detektor für sich arbeitet bis 1 GHz, mit vorgeschaltetem Breitbandverstärker in der gezeigten Technik nur bis etwa 100 MHz.

Bearbeiter: *Dr. Walter Rohländer – Y220H*

Literatur

- [1] W. Hayward – W7ZOI, Beyond the Dipper. QST, 70 (1986) Heft 5, Seite 14 bis 20.
- [2] B. Shriner – WAØUZO/P. K. Kagel – N1FB, A Step Attenuator You Can Build. QST, 66 (1982) Heft 9, Seite 11 bis 13.



Preselektor für KW-Empfänger

Bei einem mittelmäßigen Kurzwellenempfänger bereitet oft die unzureichende Eingangsselektivität und damit die auftretende Intermodulation Probleme bei der Aufnahme schwacher Stationen. Diese Empfangseigenschaften des KW-Empfängers können verbessert werden, wenn man zwischen Langdrahtantenne und Empfängereingang einen abstimmbaren Schwingkreis hoher Güte schaltet. Bild 1 zeigt ein Beispiel für einen solchen Preselektor. In den oberen Frequenzbereichen ist zur Anpassung ein Breitbandübertrager T1 eingeschaltet, der in den unteren 3 Frequenzbereichen nicht erforderlich ist. Der Frequenzbereich 1,5 bis 30 MHz wird in 8 Teilbereiche aufgliedert, um ein günstiges LC-Verhältnis zu erreichen. Als Spulenkörper werden Ferrit-Ringkerne oder Ferrit-Schalenkerne eingesetzt. Tabelle 1 gibt die Werte für Ringkerne aus der Originalveröffentlichung an. Den Drehkondensator C1 kann man durch einen 10stelligen Schalter ersetzen, mit dem die Kapazitäten 4,7 – 6,8 – 10 – 15 – 22 – 33 – 47 – 68 – 100 – 150 pF eingeschaltet werden. Bei Doppeldrehkondensator (2 × 200 bis 300 pF) wird das 2. Statorpaket nur in den 3 unteren Bereichen zugeschaltet.

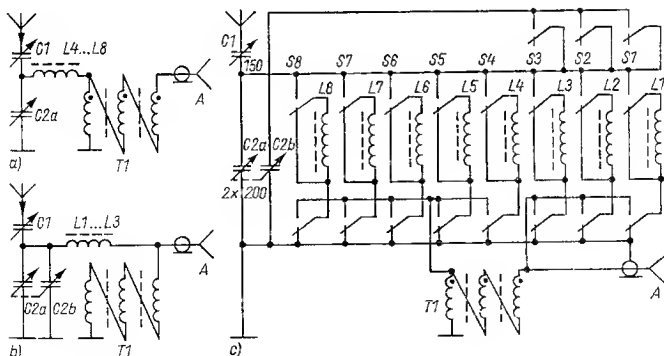


Bild 1 Preselektor für den Bereich 1,5 bis 30 MHz für KW-Empfänger [1]

	Bereich MHz	L μH	Wdg.	Draht- \emptyset mm CuL
1	1,5... 4	20	60	0,3
2	4 ... 7	12	46	0,4
3	6 ... 9	6,8	36	0,5
4	8 ...11	2,7	24	0,6
5	10 ...14	2,2	22	0,8
6	13 ...18	1,8	20	0,8
7	17 ...25	1,0	16	0,8
8	22 ...30	0,7	13	0,8

Tabelle 1
Spulwerte zu Bild 1

HF-Eingangstfilter tur KW-Empfänger

Zur Verbesserung der HF-Eingangsselektivität von Kurzwellenempfängern zeigt Bild 2 mehrkreisige HF-Filter für die einzelnen KW-Amateurbänder. Sie sind meist 3stufig, nur für das 21-MHz-Band wird ein 2kreisiges HF-Filter verwendet. Als Spulenkörper werden Ferrit-Ringkerne oder Ferrit-Schalenkerne eingesetzt. Die Trimmerkondensatoren C3 haben einen Kapazitätsbereich von 3 bis 25 pF. Die Bereiche schaltet man über einen Tasten-

Tabelle 2
Spulwerte zu' Bild 2

Bereich MHz	L1 Wdg.	L2 Wdg.	Draht- \emptyset mm CuL	A_L -Wert nH	C1 pF	C2 pF
3,5	3	28	0,2	31	91	8.2
7	2,25	25	0.2	11,5	56	2,1
14	2,75	23	0.2	3	36	3,1
21	2	19	0.2	3	36	2,1
28	1,75	13	0,4	3	33	3,6

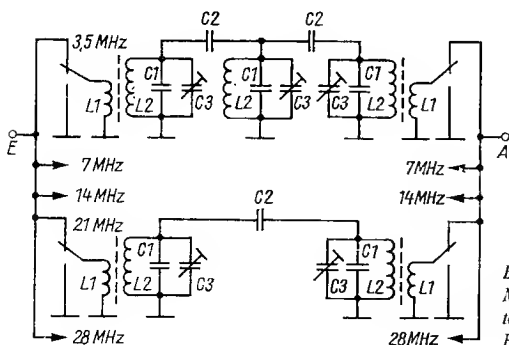


Bild 2
Mehrkreisige HF-Eingangstfilter für einen Amateur-KW-Empfänger [2]

Schaltersatz um. In Tabelle 2 werden die Schwingkreiswerte aus der Originalveröffentlichung angegeben, wobei man als Spulenkörper Ringkerne verwendet.

Einkreisempfänger für den KW-Empfang

Für den experimentierenden Funkamateurliehaber ist die Schaltung in Bild 3, die ein FET-Audion darstellt, gekoppelt mit dem bipolaren Q-Multiplizierer VT1. Die Rückkopplung wird mit R1 eingestellt. Der NF-Verstärker ist unproblematisch, als Ausgangsübertrager T kann der eines Transistor-Taschenradios verwendet werden. Bild 3b und Bild 3c zeigen unterschiedliche HF-Eingangskreise, Bild 3d und Bild 3e bei A – B einfügbare NF-Filter zur Verbesserung des CW-Empfangs. Die in der Originalveröffentlichung ange-

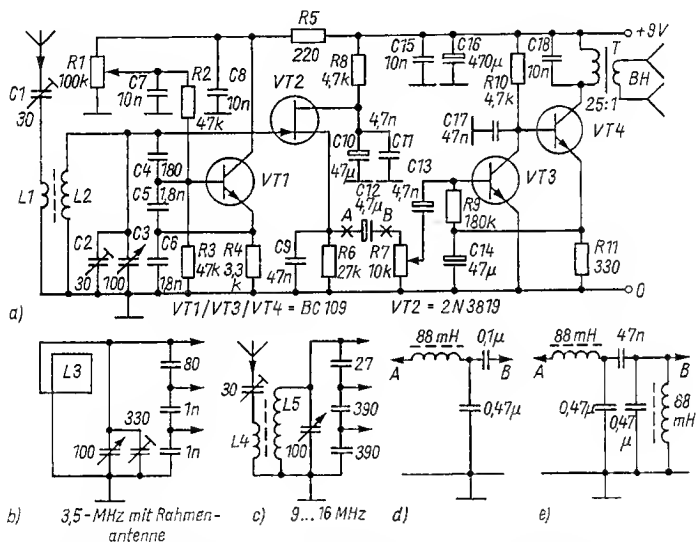


Bild 3 Experimentierschaltung eines Einkreisempfängers für den Kurzwellenempfang, mit L1/L2 für den Empfang des 80-m-Amateurbandes ausgelegt [3]

Tabelle 3
Spulenkörperwerte zu Bild 3

L1	– 24 Wdg., 0,5-mm-CuL, 12-mm-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern
L2	– 3 Wdg., 0,5-mm-CuL, neben L1 gewickelt
L3	– Rahmenspule, 3 Wdg., 1,0-mm-CuL, 300 mm Ø
L4	– 2 Wdg., 0,5-mm-CuL, neben L5 gewickelt
L5	– 16 Wdg., 0,5-mm-CuL, Toroidspule mit Ferrit-Ringkern 12 mm

gebenen Spulenwerte enthält Tabelle 3, für andere Frequenzbereiche muß man diese durch Experiment ermitteln. Als Transistoren eignen sich *SC 236e* (VT1/VT3), *KP 303* (VT2) und *SF 126* (VT4).

3-Kreis-Geradeusempfänger für 20-m-Amateurband

HF-Vorstufe (VT1) und Audionstufe (VT2) des in Bild 4 angegebenen 3-Kreis-Geradeusempfängers sind mit Dualgate-MOSFET (geeignet *SM 200*, *KP 350* o. ä.) bestückt. Den HF-Eingang bildet ein 2-Kreis-Filter, wobei die beiden HF-Kreise kapazitiv über *C4* gekoppelt sind. *C4* besteht aus einem Stück verdrehten, plastisolierten Schaltdraht, das soweit verkürzt wird, bis die erforderliche Bandbreite erreicht ist. Die *Toroid*-Ringkernspulen haben eine Induktivität von etwa $2,1 \mu\text{H}$, *L4* enthält eine Anzapfung bei 0,25 bis 0,5 Wdg. Die Rückkopplung stellt man mit *R6* ein. Der nachfolgende Kopfhörerverstärker VT3/VT4 (*SC 238e*) ist unproblematisch. Die Frequenzabstimmung nimmt man mit einem 3fach-Drehkondensator vor, wie er in UKW-Tunern üblich ist, der Kapazitätsvariationsbereich wird mit den Kondensatoren *C2* verkürzt. Für den Empfang des 20-m-Amateurbandes ist $C2 = 6,8 \text{ pF}$ und $C3 = 56 \text{ pF}$.

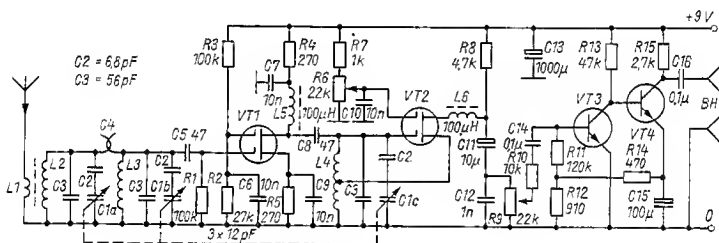


Bild 4 Stromlaufplan für einen 3-Kreis-Geradeusempfänger zum Empfang des 20-m-Amateurbandes [4]

Direktmischempfeänger für 80-m-Funkpeiljagd

In dem in Bild 5 gezeigten Stromlaufplan des Direktmischempfeängers arbeiten VT1/VT2 als Kaskodeverstärker, so daß gute HF-Verstärkungseigenschaften erreicht werden. Mit *S2* kann VT1 als Emitterbasisstufe für maximale Verstärkung geschaltet werden. Die Mischstufe VD1 bis VD4 ist ein Gegentaktmischer nach *Poljakow*, der Vorteil besteht darin, daß die Oszillatorfrequenz nur halb so groß ist wie die HF-Eingangsfrequenz ($f_c = 3,5$ bis $3,8 \text{ MHz}$; $f_o = 1,75$ bis $1,9 \text{ MHz}$). Mit VT3 ist die Oszillatorschaltung bestückt. In den HF-Stufen sind pnp-Transistoren vorgesehen, für die sich der Typ *SC 308e* eignet.

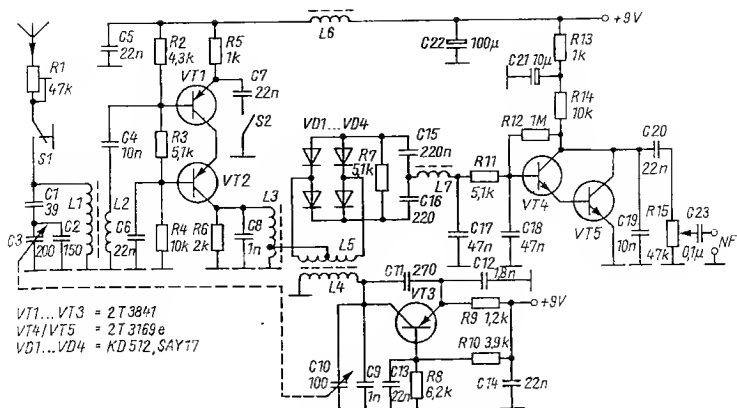


Bild 5 Peilempfänger mit Direktmischprinzip für das 80-m-Amateurband [5]

Dem Mischer folgt ein NF-Filter ($L7/R11/C17/C18$) und eine NF-Darlington-Stufe (SC 238e). Als NF-Verstärker eignet sich ein Operationsverstärker MAA 741 bzw. der NF-Verstärker-Schaltkreis A 211 D. Mit $R1/S1$ wird eine Stabantenne zugeschaltet, wenn man den Direktmischempfänger als 80-m-Peilempfänger einsetzt. $L1/L2$ befinden sich auf einem Ferritstab, $L1 = 12$ Wdg., $L2 = 4$ Wdg., 0,3-mm-CuL. Die Spulen $L3$ und $L4/L5$ haben einen Spulenkörper 5 mm Durchmesser mit HF-Abgleichkern, $L3 = 16$ Wdg., $L4 = 28$ Wdg., $L5 = 2 \times 4$ Wdg., 0,2-mm-CuL. Die Drossel­spulen $L6$ und $L7$ sind Ringkernspulen mit 40 bzw. 200 Wdg., 0,1-mm-CuL. Als Drehkondensator eignet sich ein Typ aus einem AM-Transistorempfänger.

VFO-Schaltung 30 MHz

Der Stromlaufplan in Bild 6 besteht aus der Oszillatorstufe VT1 (Colpits-Oszillator) und dem hochohmig angekoppelten Bufferverstärker VT2/VT3. VT2 und VT3 arbeiten mit niederohmigem Ausgang, so daß die Rückwirkungen auf den Oszillator sehr gering sind. Als Transistoren eignen sich für VT1 und VT3 der SC 307e und für VT2 der KP 303. Als VD1 kann die SAY 30 und für VD2 die SZX 19/9,1 eingesetzt werden. Mit der angegebenen Dimensionierung ($L1 = 0,83 \mu\text{H}$) schwingt die Schaltung mit 30 MHz. Bei $L1 = 52 \mu\text{H}$, $C2 = 560 \text{ pF}$ und $C3 = 4,7 \text{ nF}$ ist die erzeugte Frequenz 1 MHz.

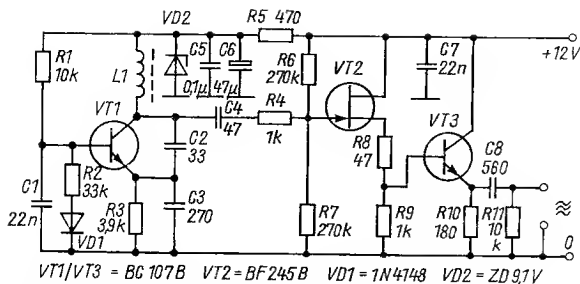


Bild 6 Stabile VFO-Schaltung für eine Frequenz von 30 MHz [6]

VFO für 160-m-QRP-Transceiver

In der Originalveröffentlichung wird ein QRP-Transceiver nach dem Direktmischprinzip für das 160-m-Band beschrieben. Bild 7 zeigt den VFO dieses Transceivers, der sowohl im Empfangs- wie auch im Sendebetrieb verwendet wird. Die Schaltung besteht aus einem FET-Oszillator (Hartley-Schaltung) und einem 2stufigen Bufferverstärker, dem niederohmig das HF-Signal entnommen wird. Die Spule $L1$ ist eine Toroid-Spule auf einem Ringkern mit 57 Wdg., 0,3-mm-CuL, angezapft bei der 14. Wdg. vom masseseitigen Ende. Als Dioden eignen sich für $VD1$ die SAY 30, für $VD2$ die SZX 19/6,2. Für die Transistoren können eingesetzt werden: $VT1 = KP\ 303$, $VT2/VT3 = SC\ 237e$.

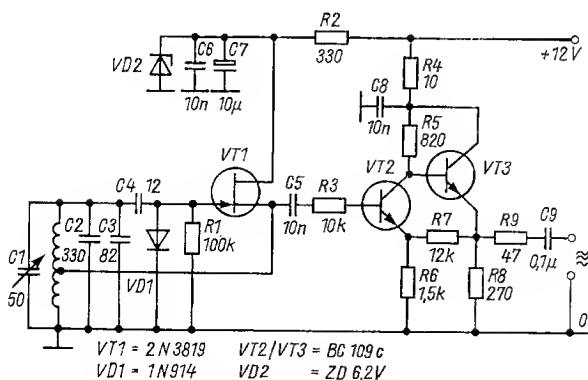


Bild 7 VFO-Schaltung für einen 160-m-QRP-Transceiver [7]

VFO für 40-m-QRP-Transceiver

Auch dieser VFO (Bild 8) arbeitet in *Hartley*-Schaltung und entspricht bis auf die RIT-Schaltung etwa der Schaltung in Bild 7. Die Abstimmung nimmt man mit dem Drehkondensator $C4$ (100 pF) vor. Bei Empfangsbetrieb wird die Oszillatorfrequenz mit der RIT-Schaltung ($VD2/R2/C4$) etwa 1 kHz niedriger in der Frequenz eingestellt. Die Halbleiterbestückung entspricht Bild 7, wobei $VD2$ die *SAY 20/30* ist.

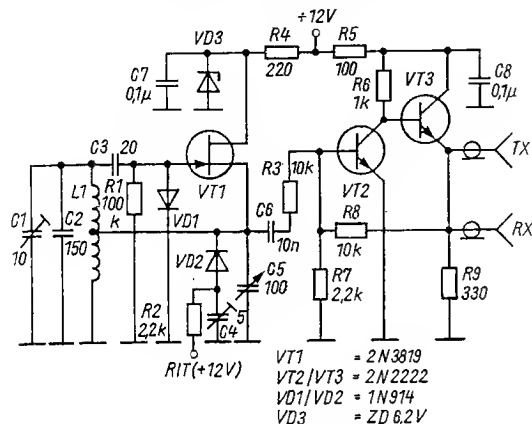


Bild 8 VFO-Schaltung eines 40-m-QRP-Transceivers [8]

Sendeteil für 80-m-CW-Transceiver

Der Stromlaufplan in Bild 9 zeigt den Sendeteil eines CW-Minitransceivers, der aus *Clapp*-Oszillator, 2stufigem Bufferverstärker, Treiberstufe und PA-Stufe besteht. Die Oszillatordrossel $L1$ hat 40 Wdg., 0,4-mm-CuL, Spulenkörper 14 mm Durchmesser mit HF-Abgleichkern. Als Transistoren eignen sich für $VT1$ bis $VT3$ z. B. *SC 236c*. An der HF-Spule $L2$ (40- μ H-Drosselspule bzw. entsprechende HF-Spule) wird kapazitiv die Oszillatorfrequenz für die Mischstufe (Dualgate-MOSFET) des Direktmischempfängers ausgekoppelt. Für die Treiberstufe $VT4$ ist der Transistor *SF 126c* geeignet, die Spule $L2$ hat 30 Wdg., 0,4-mm-CuL, 10-mm-Spulenkörper mit HF-Abgleichkern, Anzapfung an der 6. Wdg. $L4$ ist eine HF-Drosselspule, für $L5$ wird $R14$ vollgewickelt mit 0,3-mm-CuL-Draht. Für eine HF-Ausgangsleistung von etwa 3 W wird als PA-Transistor $VT5$ der *SD 339* eingesetzt. Die PA-Spule $L6$ hat 36 Wdg., 0,4-mm-CuL, 10-mm-Spulenkörper, Anzapfung an der 6. Wdg. Die Antennenanpassung wird mit den Drehkondensatoren $C13/C14$ vorgenommen.

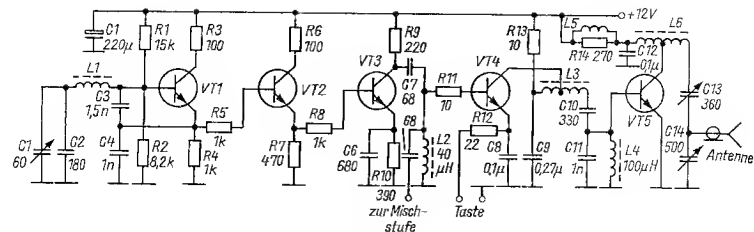


Bild 9 Sendeteil eines CW-Minitransceivers für das 80-m-Amateurband [9]

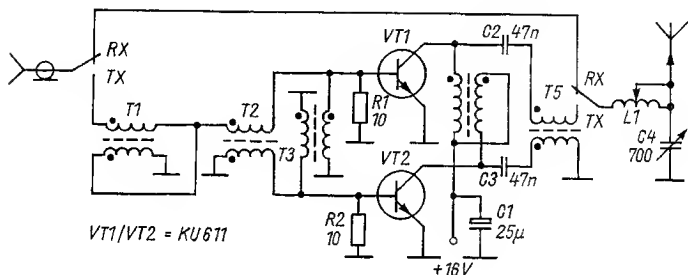


Bild 10 PA-Stufe für das 160-m-Amateurband [10]

PA-Stufe für das 160-m-Band

Die in Bild 10 gezeigte PA-Stufe wirkt als «Booster» («Nachbrenner») für den im SVAZARM verwendeten 160-m-QRP-Transceiver *M160*. Mit den angegebenen Transistoren wird eine HF-Ausgangsleistung von etwa 20 W erreicht, bei 12-V-Autobordnetz etwa 15 W. Die Anpassung an 75 Ω für die niederohmigen Transistorwerte und die Symmetrierung bzw. Desymmetrierung geschieht über die HF-Übertrager T1 bis T5, die jeweils aus 2 × 6 Wdg., 0,4-mm-CuL, bifilar auf Ferrit-Doppellochkern bestehen. L1 ist die PA-Spule, 50 bis 60 μH (60 Wdg., 0,5-mm-CuL, 20 mm Durchmesser, mit mehreren Anzapfungen). Als Abstimm-drehkondensator C4 verwendet man einen 2fach-Drehkondensator 2 × 350 pF. Die Relaisumschaltung RX – TX geschieht über eine VOX-Schaltung (s. Bild 11).

PA-Stufe für das 2-m-Band

Die in Bild 11 angegebene PA-Stufe für das 2-m-Band wirkt als «Booster» für den Transceiver *PS 83* (0,6 bis 1,5 W). Es können für VT1 unterschiedliche Transistoren eingesetzt und unterschiedliche HF-Leistungen erreicht

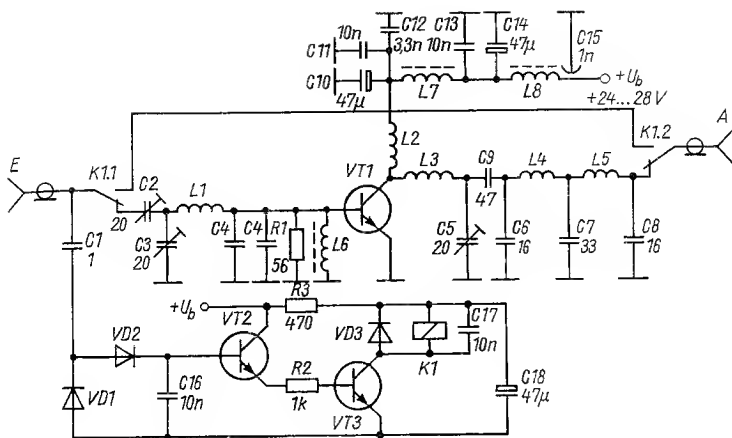


Bild 11 PA-Stufe für das 2-m-Amateurband [11]

werden: *KT 904* – 4 bis 5 W, *KT 907* – 7 bis 8 W, *2N3375* – 7 bis 10 W, *2N3632* – 8 bis 12 W. Die RX/TX-Umschaltung geschieht über eine VOX-Schaltung mit VT2/VT3. C1 muß so gewählt werden (0,5 bis 2,2 pF), daß das Relais K1 sicher anspricht. Die Drosselspulen L6 bis L8 werden mit 0,4-mm-CuL-Draht auf hochpermeable Ringkerne gewickelt, L6/L7 – 6 Wdg., L8 – 100 Wdg. Die HF-Spulen sind Luftspulen aus 0,8-mm-CuAg: L1 – 2 Wdg., 8-mm-Dorn, 11 mm lang; L2/L3 – 4 Wdg., 6,8-mm-Dorn, 10 mm lang; L4/L5 – 5 Wdg., 5,2-mm-Dorn, 12 mm lang. Der HF-Ausgang ist für 75 Ω festgelegt, für den Abgleich ist eine Kunstantenne geeignet, die aus 11 parallelgeschalteten Widerständen 820 Ω/0,25 W besteht, montiert an einen zur HF-Ausgangsbuchse passenden HF-Stecker. Beim Abgleich kann C4 im Bereich von 33 bis 180 pF liegen.

Transistor-Dipmeter

Zur Arbeitsweise, zur Schaltungstechnik und zum vielseitigen Einsatz des Dipmeters erschienen im «Elektronischen Jahrbuch» seit 1965 schon einige Beiträge. Vor allem der beginnende Funkamateur findet im heute meist transistorisierten Dipmeter ein wichtiges Mittel, um sich in die HF-Technik einzuarbeiten. Bild 12 zeigt den Stromlaufplan eines einfachen Dipmeters, das mit bipolaren Transistoren arbeitet. Entwickelt wurde dieses Dipmeter vom Jugendreferat des DARC. Die Oszillatorschaltung (VT1) arbeitet mit der mit Serienkreis abgestimmten *Colpits*-Schaltung, früher *Clapp*-Oszillator genannt. Die erforderliche Rückkopplung über die Emittierelektrode wird durch einen kapazitiven Spannungsteiler C8/C9 erreicht. Der Kapazitätsvariationsbereich des Drehkondensators C7 ist durch den Serienkondensator

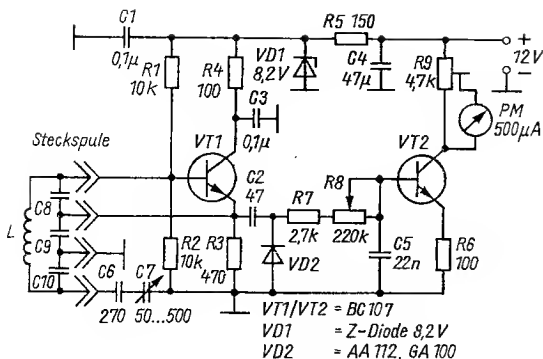


Bild 12 Stromlaufplan eines Dipmeters mit bipolaren Transistoren [12]

C6 verkürzt und wird durch den Parallelkondensator C10 eingeeengt. Die Spulen für die einzelnen Frequenzbereiche werden zusammen mit den Kondensatoren C8 bis C10 als Steckspulen aufgebaut. Dazu wird in der Originalveröffentlichung ein 55 mm langes Stück Plaströhr (Innendurchmesser 13 mm, Außendurchmesser 15 mm) auf den Steckereinsatz eines Spoligen NF-Steckers geklebt. Tabelle 4 enthält die L - und C -Werte aus [12]. Für andere Frequenzbereiche sind die L - und C -Werte experimentell zu ermitteln.

Über C2 wird die Oszillatorspannung mit VD2 demoduliert und über den Transistorverstärker VT2 vom Meßwerk PM angezeigt. Jeder HF-Energieentzug, z. B. durch Ankopplung von L an einen zu messenden, passiven Schwingkreis, wird bei Resonanz durch einen schnellen Rückgang des Zeigerausschlags («Dip») angezeigt. Mit R8 kann die Anzeigeempfindlichkeit des Dipmeters verändert werden. Als Transistoren VT1/VT2 eignet sich der SC 236e, für VD1 die Z-Diode SZX 18/8,2.

Tabelle 4
Schwingkreiswerte für das Dipmeter

Frequenz MHz	Wdg.	CuL-Ø mm	C8 pF	C9 pF	C10 pF
3,15... 4,25	67	0,3	100	800	47
6,10... 7,60	25	0,3	150	680	68
13,80...15,45	16	0,8	39	220	82

Schaltungen für Stehwellen-Meßgeräte

Die auch als *Reflektometer* bekannten Schaltungen verwendet der Sendeamateur zur optimalen Anpassung der Sendeantenne an den Senderausgang. Gemessen werden die Spannungen der vorlaufenden Welle U_V und der reflektierten Welle U_R . Stellt man U_V auf vollen Zeigerausschlag (= 1) ein, so ist das Stehwellenverhältnis (bzw. der Reflektionsfaktor) s :

$$s = \frac{1 + U_R}{1 - U_R}$$

Bei $U_V = 1 \text{ V}$ und $U_R = 0,1 \text{ V}$ ist $s \approx 1,2$. Bild 13 zeigt Reflektometer mit starren Leitern $L1$ bis $L3$; a) mit 2 Meßwerken, b) mit umschaltbarem Meßwerk-

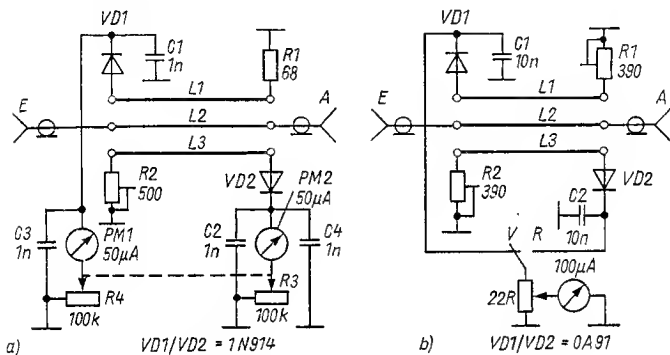


Bild 13 Reflektometer-Schaltungen I; a) – mit 2 Meßwerken [13], b) – mit umschaltbarem Meßwerk [14]

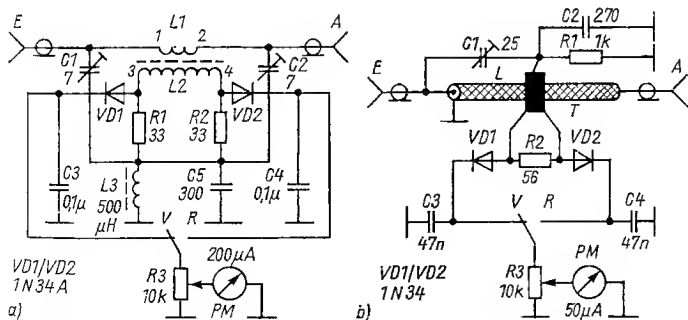


Bild 14 Reflektometer-Schaltungen II; a) – für QRP-Betrieb [15], b) – mit Koax-Innenleiter [16]

werk. Für die Schaltung nach Bild 13a haben L_1 bis L_3 eine Länge von 115 mm und einen gegenseitigen Abstand von 6 mm. In der Originalveröffentlichung zu Bild 13b wird eine Streifenleiterplatte für L_1 bis L_3 verwendet mit 125 mm langen Streifen. Für L_2 werden 5 Streifen parallelgeschaltet, für L_1 und L_3 die beiden daneben liegenden. Bild 14a zeigt ein Reflektometer für QRP-Betrieb, L_1/L_2 ist eine *Toroid*-Spule auf einem Ferrit-Ringkern, $L_1 - 2$ Wdg., 0,8-mm-CuL, $L_2 - 30$ Wdg., 0,4-mm-CuL. Das Reflektometer nach Bild 14b verwendet als Innenleiter L ein 50 mm langes Stück Koaxialkabel, über das eine Ringkernspule T gestülpt ist (2×10 Wdg., 0,4-mm-CuL), die Mittelanzapfung liegt an $C_1 - C_2/R_1$. In der Schaltung nach Bild 13 müssen für R_1/R_2 (a) und R_2 (b) genaue Widerstandswerte verwendet werden, die Trimmerkondensatoren stellt man auf minimale Spannung U_R ein. R_2 in der Schaltung nach Bild 14a/b wird nach Einstellung auf $U_V = 1$ auf minimale Spannung U_R abgeglichen. Für die Einstellung von R_1 entsprechend Bild 14b wiederholt man den Meßvorgang mit umgekehrtem Reflektometer.

Literatur

- [1] Rollema, D. W.: Reflexionen (Zeitschriftenschau), electron, Heft 10/1987, Seite 497/498
- [2] Weglewski, J.: HF-Filter für KW-Bereiche, Radioelektronik, Heft 9/1987, Seite 23/25
- [3] Hawker, P.: Schaltungstips, Radio Communication, Heft 10/1987, Seite 748/749
- [4] Hawker, P.: Schaltungstips, Radio Communication, Heft 5/19/87, Seite 331/333
- [5] Wasilew, W.: Empfänger für Funkpeilung, Radio-Fernsehen-Elektronik (VRB), Heft 12/1986, Seite 30/31
- [6] Jeritslew, K.: Berechne den Oszillator selbst, Zeitschrift «OZ», Heft 4/1987, Seite 185/189
- [7] Hunt, S. E.: Ein QRP-Transceiver für 1,8 MHz, Radio Communication, Heft 9/1987, Seite 654/658
- [8] Nouel, C.: 40-m-Transceiver, Zeitschrift «73», Heft 3/1987, Seite 26/32
- [9] Meilstrup, R.: Schaltungstips, Zeitschrift «OZ», Heft 10/1987, Seite 561
- [10] Kotrba, V.: PA-Stufe für das 160-m-Band, Amaterske Radio - a, Heft 6/1987, Seite 230/232
- [11] Matuska, P.: FM-PA-Stufe für 2 m mit 4 bis 10 W, Amaterske Radio - A, Heft 4/1987, Seite 152/153
- [12] Riedel, B.: Juretransdip - Jugendreferats-Transistordipper, cq-DL, Heft 2/1987, Seite 97/81
- [13] Gray, J. J.: Wie baut man eine einfache SWR-Meßbrücke, Zeitschrift «CQ», Heft 9/1987, Seite 36/37
- [14] Guy, D.: Ein einfaches SWR-Meter für QRP-Betrieb, Radio Communication, Heft 1/1987, Seite 26 + 32
- [15] DeMaw, D.: QRP-Meßbox, Zeitschrift «QST», Heft 11/1987, Seite 18/22
- [16] Bryce, M.: QRP-Berichte, Zeitschrift «73», Heft 1/1987, Seite 76/77

Vielseitig einsetzbarer Melodiegenerator mit U-880-Minimalsystem

Werner Ludwig

Der in [1] vorgestellte Beitrag gab den Anstoß zu der vorliegenden Schaltungskonzeption, da alle bisherigen Objekte in herkömmlicher Technik unbefriedigende Ergebnisse brachten, besonders was den Komfort und die Frequenzstabilität betraf. Die beschriebene Anwendung als «Türmelodie» läßt sich problemlos durch entsprechende Programmänderung z. B. zur «Spieldose» umfunktionieren. Selbstkritisch muß festgestellt werden, daß dieser Aufwand für eine Anwendung als «Türmelodie» eigentlich viel zu hoch ist, ein dafür entwickelter «Spezialschaltkreis» wäre in jeder Beziehung vorteilhafter. Daß aber durch solche «Spielereien» der Einstieg in die Thematik der Mikroprozessortechnik gefördert und erleichtert wird, ist sicherlich nicht zu unterschätzen.

Da zum Erscheinungszeitpunkt von [1] die Beschaffung von ZVE und auch EPROM für 2,5 MHz schwierig war, suchte man nach einem Ausweg, um die erhältlichen «Anfalltypen» für 1 MHz anwenden zu können. Dazu mußte die Schaltung um einen CTC-Schaltkreis erweitert werden. Dieser «Mehraufwand» ist sicherlich gerechtfertigt, zumal die Gesamtkosten aller

Tabelle 1
Programmliste des Melodiegenerators

000	F3 ED 56 06	01 18 0F FB	23 7C B5 20	FB 18 F8 C7
010	DB 23 FE 01	20 FA 3E 33	D3 20 C6 40	D3 21 D3 22
020	D3 23 AF B8	28 1D 3C B8	28 DD 3C B8	28 53 3C B8
030	28 11 3C B8	28 42 18 C8	23 7E 3C FE	F1 20 F9 23
040	4E 18 01 D9	23 7E FE EF	30 5C 08 7E	D9 1E 02 E6
050	07 FE 06 38	03 1C D6 04	21 B5 00 85	6F 4E 08 E6
060	F8 CA AE 00	18 05 21 EB	00 18 D5 2E	B9 0F 0F 85
070	6F 56 23 6E	D9 79 D9 67	06 02 3E 77	D3 23 78 18
080	1B 7B 06 03	B8 20 02 04	1D 3E 77 D3	21 7A D3 21
090	3E 77 D3 22	7D D3 22 3E	77 D3 23 79	D3 23 3E 37
0A0	D3 20 7C D3	20 D7 06 00	60 04 0E FF	18 E9 47 D9
0B0	79 D9 67 18	E2 05 0D 09	11 19 21 4A	0D E3 04 6B
0C0	08 65 08 6D	07 67 07 55	08 6B 06 65	06 8F 04 87
0D0	04 66 05 25	0D E3 02 6B	04 65 04 BF	02 2D 08 55
0E0	04 6B 03 65	03 8F 02 1E	09 33 05	
0F0				

IS unter dem Preis einer 2,5-MHz-ZVE liegen! Nebenbei konnte gegenüber [1] noch folgendes verbessert werden:

- geringere Frequenzabweichung der erzeugbaren Töne;
- Ablaufgeschwindigkeit (Tempo) jeder Melodie ist getrennt festlegbar.

Zusätzlich wurden das vorrangige Abspielen einer «Erkennungsmelodie» und eine einstellbare Verzögerung nach Melodieende von 0,13 bis 33,3 s vorgesehen.

Prinzipiell wurde das Programm von [1] beibehalten, wobei aber jetzt die CTC die eigentliche Tonaufbereitung übernimmt.

Schaltungsbeschreibung

Ein Multivibrator, bestehend aus D1.1, R1, R2, C1 und C2, erzeugt die über D1.2 abgenommene Systemtaktfrequenz von 503,36 kHz, deren Genauigkeit und Konstanz die «Treffsicherheit» der erzeugbaren 24 Halbtöne (von c^1 bis h^2) bestimmt. Tasterbetätigungen von Ta1 oder Ta2 (können auch andere potentialfreie Kontakte sein) lösen über D1.3 oder D1.4 differenzierte Unterbrechungsanforderungen an die ZVE aus. Diese abgewandelte Form aus [2] stellt sicher, daß eine erneute Auslösung erst nach geöffneten Kontakten möglich ist. Das Prinzip soll an Hand einer Auslösung über Ta1 erläutert werden.

Die ZVE verläßt eine Warteschleife (Zufallsprinzip durch ständiges Verändern eines Adreßregisters) und sucht ab dort einen Melodieanfang (Kenn-Byte). Das folgende Byte legt das Tempo fest. Zur Orientierung enthält Tabelle 2 einige Werte. Die nun folgenden Ton-Bytes werden durch die ZVE ausgewertet und nacheinander in Form von Zeitkonstanten an die CTC ausgegeben. Zur besseren Tontrennung ist jeder Ton mit einer kleinen «Pause» versehen, deren Wert einer $\frac{1}{64}$ -Notenlänge entspricht. Nach dem letzten Ton-Byte folgt wiederum ein Kenn-Byte (kann Melodieanfang oder auch freigelassener Speicherbereich sein), worauf die ZVE nach der festgelegten Verzögerungszeit in die Warteschleife zurückkehrt. Die gewünschte Verzögerungszeit – Tabelle 3 enthält wiederum einige Werte – ist in Adresse 0AB (im Beispiel steht «FF») einzutragen.

Bei einer Betätigung von Ta2 (nichtmaskierter Interrupt) ertönt eine Erkennungsmelodie, die auch eine gerade ablaufende Melodie abbricht. Diese

dezimal	hexadezimal	Zeitdauer in ms	Tabelle 2 Tempowerte einer $\frac{1}{16}$ -Note
1	01	2,03	
:	:	:	
30	1E	61,03	
40	28	81,37	
50	32	101,72	
60	3C	122,06	
:	:	:	
256	00	520,79	

dezimal	hexadezimal	Zeitdauer in s
1	Ø1	0,13
⋮	⋮	⋮
39	27	5,08
115	73	14,97
192	CØ	25,00
⋮	⋮	⋮
256	ØØ	33,33

Tabelle 3
Verzögerungswerte nach
Melodieende

Erkennungsmelodie ist ab Adresse ΦEB ohne Kenn-Byte (beginnt also mit dem Tempwert!) einzutragen. Ta2 könnte z. B. ein nur «Eingeweihten» zugänglicher Kontakt sein. Der eigentliche Melodiebereich beginnt also nach dem letzten Ton-Byte der «Erkennungsmelodie» mit dem Kenn-Byte («FØ»).

Die Arbeitsweise der CTC ist folgendermaßen festgelegt: Kanal 1 und 2 (Zähler-Mode) bilden einen programmierbaren Frequenzteiler, der die Eingangsfrequenz (durch D5.1 geteilte Systemtaktfrequenz) in die gewünschte Tonfrequenz umsetzt. Diese kurzen Ausgangsimpulse werden durch den nach [3] als MMV beschalteten D5.2 verlängert und gelangen über VT1 an den Ausgangstransformator (K31 o. ä.). Kanal Ø (Zeitgeber-Mode) und 3 (Zähler-Mode) realisieren den Tonlängenzähler und sind auch für die Verzögerungszeit nach dem Melodieende verantwortlich.

Das in Tabelle 1 aufgeführte Programmlisting enthält nur das Programm und die Zeitkonstantenwerte für Tonhöhe und Tonlänge. Somit ist dem Anwender die Möglichkeit gegeben, seine eigenen Melodien einzutragen. Als unentbehrliches Hilfsmittel benutzt man dazu die angedeutete Tabelle 4, die die Noten-Bytes enthält und problemlos vervollständigt werden kann.

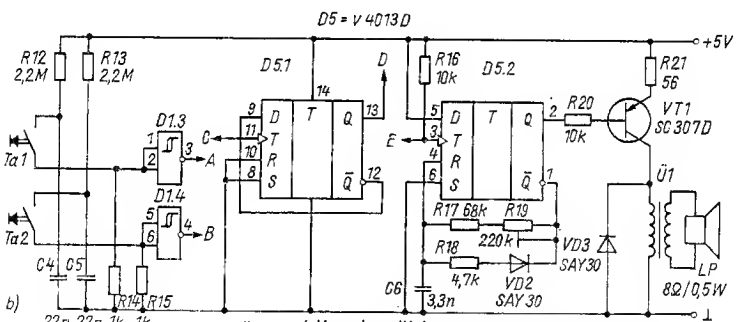
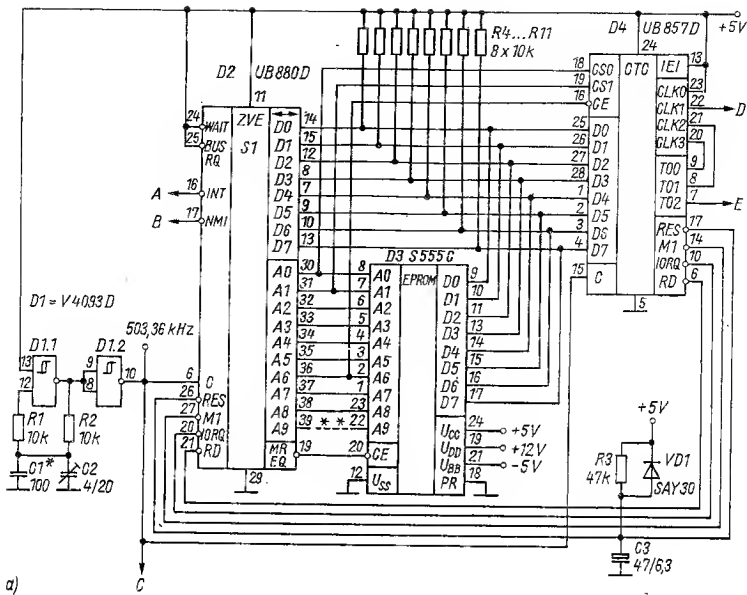
Tabelle 4
Kodetabelle für Noten (hexadezimal)

$\frac{1}{16}$	$\frac{3}{16}$	$\frac{1}{8}$	$\frac{1}{4}$	$\frac{3}{8}$	$\frac{1}{2}$	$2 \times \frac{1}{8}$	$2 \times \frac{1}{4}$	Ton
ØØ	Ø1	Ø2	Ø3	Ø4	Ø5	Ø6	Ø7	Pause
Ø8	Ø9	ØA	ØB	ØC	ØD	ØE	ØF	c ¹
1Ø	11	12	13	14	15	16	17	cis ¹
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
B8	B9	BA	BB	BC	BD	BE	BF	ais ²
CØ	C1	C2	C3	C4	C5	C6	C7	h ²

Melodieanfang: FØ

Aufbau und Abgleich der Schaltung

Die Schaltung analog dem Bild ist auf einer Universalleiterplatte (170 mm × 95 mm) aufgebaut, wobei sämtliche Verbindungen durch



* nach Versuch ermitteln
 ** je nach Typ mit +5V, ⊥ oder A9 der ZVE verbinden

Stromlaufplan des Melodiegenerators; a – Mikrorechnerenteil für den Melodiegenerator, b – Steuerteil für die Tonausgabe; D1 – S 4093 D (U, V 4093 D), D2 – UB 880 D S1 (1-MHz-Typ), D4 – UB 857 D S1 (1-MHz-Typ), D3 – S 555 C1 oder 2 (U 555 C, 2708, o. ä.), D5 – S 4013 D (U, V 4013 D)

Schaltlätze realisiert sind. Das hat den Vorteil, bei Änderungen oder Erweiterungen nicht jedesmal eine neue Leiterplatte herstellen zu müssen. Es sollte aber keine «wüste» Verdrahtung vorgenommen werden. Im Muster sind für alle IS Fassungen vorgesehen, um mehrere Exemplare testen zu können. Das wäre aber nur für den EPROM notwendig. Bei der Inbetriebnahme ist ein Oszillograf empfehlenswert, mit dem sich auch die Taktfrequenz auf etwa 500 kHz mit C1 (C2 in Mittelstellung bringen) einstellen läßt. Steht kein Frequenzzähler zur Verfügung, kann ein Feinabgleich mit C2 wie nachfolgend beschrieben vorgenommen werden.

Der Tempowert der «Erkennungsmelodie» wird noch nicht programmiert (FF), und zwischen Tempowert und 1. Ton-Byte programmiert man «55». Bei Auslösung durch Ta2 (kann beliebig oft wiederholt werden) ertönt dann für etwa 4 s der Ton a¹, den man auf 440 Hz abgleichen kann, wobei alle anderen Töne ebenfalls stimmen.

Anschließend kann der eigentliche Tempowert programmiert werden, und die «55» ist auf «ØØ» zu programmieren. Diese kleine Pause vor Melodiebeginn dürfte kaum stören.

Betriebserfahrung

Die vorgestellte Schaltung arbeitet seit 3 Jahren störungsfrei, wobei mehrere Exemplare aller IS eingesetzt waren. Für D1 und D5 wurden aus folgenden Gründen CMOS-IS verwendet:

- 1) Geringere Stromaufnahme des Taktgenerators durch Wegfall des bei TTL-IS erforderlichen Widerstands von etwa 330 Ω und exaktes Taktverhältnis von 1:1,
- 2) MMV aus D5.2 ist mit TTL-IS nicht zu realisieren.

Die Stromversorgung sollte etwa folgende Werte liefern:

- + 12 V – 100 mA,
- + 5 V – 350 mA,
- 5 V – 70 mA.

Bei Verwendung der neuen Spannungsregler-IS B 3170 und B 3370 wird das Netzteil recht einfach und preiswert. Eventuelle Anfragen sind zu richten an: *Werner Ludwig*, Schmiedeberger Str. 25 b, Bad Dübén 7282.

Literatur

- [1] W. Bobe, Mikrorechner-Minimalsystem generiert Melodien. radio-fernsehen-elektronik 34 (1985), Heft 1, Seite 55.
- [2] W. Müller, Elektronische Hilfsgeräte für das Fotolabor. Reihe «electronica», Band 190, Berlin 1981, Seite 44.
- [3] K. Schlenzig, CMOS-Technik. Mikroelektronik in der Amateurpraxis 2, Berlin 1984, Seite 52.

Bandpaßfilter für das UKW-Rundfunkband

Siegmar Henschel – Y22QN

Auf Grund der großen Stationsdichte im UKW-Rundfunkband ist es teilweise problematisch, Stereosendungen einwandfrei zu empfangen. Durch versetzte Antennen lassen sich jedoch störende Sender ausblenden. Im folgenden soll eine andere Variante vorgestellt werden, bei der zur Vorselektion Wendeltopfkreise mit hoher Güte eingesetzt sind. Die Ausgangspegel lassen sich mit Pegelstellern auf etwa gleichen Wert einstellen. Eine gewerbliche Nutzung dieser Baugruppe bedarf der Zustimmung des Verfassers. Bei einer Installation in Gemeinschaftsanlagen sind die gesetzlichen Bestimmungen zu beachten.

Funktionsprinzip

Bild 1 zeigt den Prinzipstromlaufplan einer für 4 Kanäle vorbereiteten Anlage. Zur Vorselektion – um starke Sender außerhalb des gewünschten Fre-

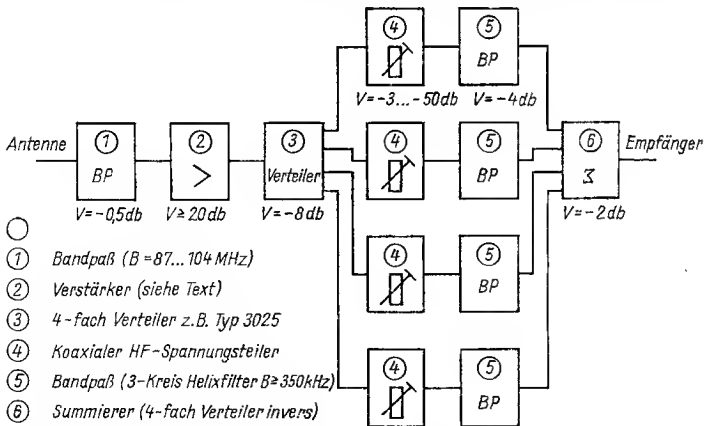


Bild 1 Prinzipstromlaufplan der UKW-Frequenzbearbeitung für einen selektiven UKW-Empfang

quenzbands vom Vorverstärker fernzuhalten – ist ein Bandpaßfilter für den Frequenzbereich 87 bis 104 MHz mit einer Dämpfung von etwa $-0,5$ dB vor dem Breitbandvorverstärker (BVV) geschaltet. Der BVV sollte zum Ausgleich der Dämpfung durch die nachfolgenden passiven Elemente eine Verstärkung von mindestens 20 dB bei einem Rauschmaß kleiner 6 dB aufweisen. Der maximale Ausgangspegel sollte größer 100 dB μ V betragen. Anschließend gelangt das verstärkte Signal zu einem Vierfachverteiler, der es in 4 gleiche Pegel rückwirkungsarm aufteilt.

Ein nachfolgender HF-Pegelsteller gestattet bei einem Regelungsbereich von etwa 50 dB die gleiche Einstellung aller empfangenen Pegel. Es schließt sich das Wendeltopfkreisfilter an. Ausgewählt wurde eine 3-Kreis-Filteranordnung. Sie hat geringe Durchgangsdämpfung und eine gegenüber einem 2-Kreis-Filter verbesserte Selektionskurve. In einem invers betriebenen 4fachverteiler werden die Signale impedanzrichtig zusammengeführt und an den nachfolgenden Rundfunkempfänger ausgekoppelt.

Bandpaß

In Bild 2 ist ein einfacher Bandpaß dargestellt, der Signale außerhalb des Rundfunkbands dämpft. Sind in der Nähe des Empfangsortes sehr starke Sender außerhalb des Rundfunkbandes angeordnet, kann es günstig sein, um einer Übersteuerung des BVV entgegenzuwirken, 2 Filter hintereinander zu schalten bzw. ein versteiltes Filter nach Bild 3 einzusetzen. Bild 4 zeigt die Selektionskurve eines Filters nach Bild 2, und Bild 5 gibt einen Aufbauvorschlag wieder.

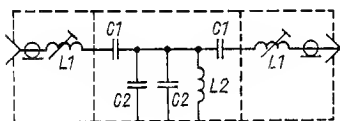
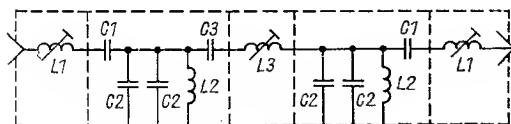


Bild 2

Bandpaß für das UKW-FM-Rundfunkband;
 $C1 = 4,7$ pF, $C2 = 68$ pF, $L1 = 15$ Wdg.,
 0,5-mm-CuL, Körper S1, Kern Mf 320
 ($\sim 0,6$ μ H), $L2 = 4$ Wdg., 0,8-mm-CuAg,
 4-mm-Dorn, Luftspule ($\sim 19,6$ nH)



$C1 = 4,7$ pF $C2 = 68$ pF $C3 = 2,2$ pF
 $L1 = 0,6$ μ H $L2 = 19,6$ nH $L3 = 1,2$ μ H

Bild 3

Bandpaß mit vergrößerter Flankensteilheit zur Unterdrückung von Störungen außerhalb des gewünschten Empfangsbereichs

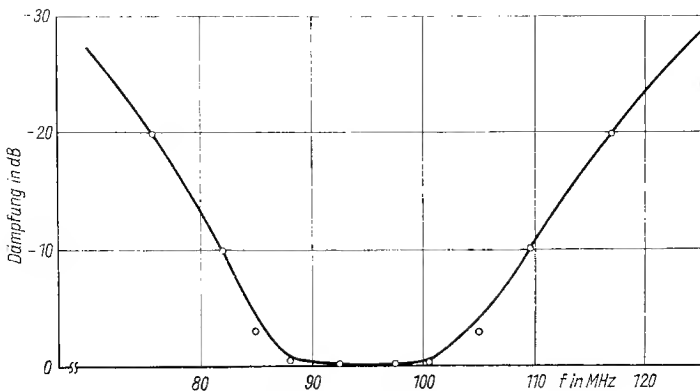


Bild 4 Selektionskurve eines Bandpaßfilters nach Bild 2

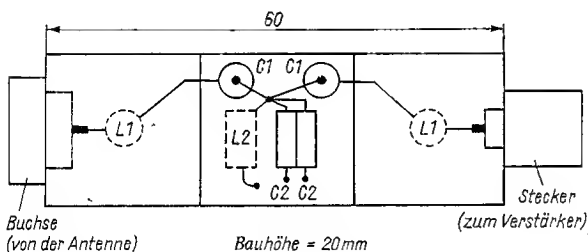


Bild 5 Aufbauvorschlag für Bandpaßfilter nach Bild 2

Vorverstärker

Als Vorverstärker sind alle HF-Verstärker geeignet, die mindestens 20 dB Verstärkung bei einem Rauschmaß kleiner 6 dB aufweisen. Die maximale Ausgangsspannung sollte mindestens 100 dB μ V betragen. Geeignet sind der Antennenbreitbandverstärker Typ 2712 vom Kombinat VEB *Keramische Werke* Hermsdorf sowie Breitbandverstärker nach [1] oder [2]. Der BVV nach [2] hat bei einer Verstärkung von 21 dB und einem Rauschmaß von etwa 1,5 dB eine maximale Ausgangsspannung von 124 dB μ V. Dieser hohe Wert, maximale Eingangsspannung etwa 100 mV, gestattet auch den Betrieb in der Nähe eines UKW-Rundfunksenders, ohne daß Kreuzmodulation befürchtet werden muß. Weitere Einzelheiten zum BVV findet der Leser in der Literatur. Selektive Vorverstärker mit gleichen Eigenschaften sind ebenfalls einsetzbar.

Verteiler

Zum gleichmäßigen Aufteilen der HF-Energie eignet sich ein 4fachverteiler Typ 3 025. Er hat eine Impedanz von 75Ω und eine Rückflußdämpfung von größer 20 dB.

Dämpfungssteller

Um alle Pegel auf ein gleiches Niveau einstellen zu können, ist in jeder Leitung ein koaxialer Hochfrequenzspannungsteiler nach TGL 200-8351 angeordnet. Er weist einen Regelumfang von typisch 60 dB auf.

Wendeltopfkreisfilter

Optimale Verhältnisse bezüglich Durchgangsdämpfung und Selektion für ein Hochfrequenzbandfilter sind mit einer 3-Kreis-Filteranordnung erreichbar. Um die Filterverluste möglichst gering zu halten, müssen Kreise sehr hoher Leerlaufgüte eingesetzt werden. Mit üblichen Luftspulen in Abschirmbechern lassen sich bei 100 MHz Leerlaufgüten zwischen 300 und 400 realisieren. Die für den vorgesehenen Verwendungszweck erforderlichen Güten liegen aber bei 800 bis 1000. Diese hohen Werte sind nur mit Wendeltopfkreisfiltern erreichbar. Wendeltopfkreisfilter sind $\lambda/4$ -Resonatoren, die an Stelle eines geraden einen gewendelten Innenleiter haben. Die Form des Außenleiters kann rund oder eckig sein. Für eine hohe Güte muß der Außenleiter eine hohe elektrische Leitfähigkeit und eine glatte Oberfläche aufweisen. Durch die gewendelte Form lassen sich verhältnismäßig kleine Abmessungen erreichen.

Um diese Filter über einen gewissen Frequenzbereich abstimmen zu können, werden sie am offenen Ende kapazitiv belastet. Der Abstimmtrimmer sollte geringe Verluste (Luftrimmer) und eine geringe Kapazität (kleiner 3 pF) aufweisen. Durch die kapazitive Belastung wird die Wendel mechanisch verkürzt, und es tritt eine Verringerung der Güte ein. Weitere Einzelheiten zu Wendeltopfkreisen findet der Leser in [3], [4] und [5]. Für eine bessere Bearbeitungsmöglichkeit und eine möglichst glatte Oberfläche (dadurch höhere Güte) muß der Außenleiter eines Wendeltopfkreises eine runde Bauform haben. Es sollte möglichst gezogenes Rohr verwendet werden, gebogene oder gerollte Bleche haben an den Stoßstellen hohe Übergangswiderstände. Die Innenwand des Topfes muß eine hohe elektrische Leitfähigkeit aufweisen, wobei eine glatte Kupferoberfläche ausreichend ist.

Bild 6 zeigt den Grundaufbau eines Wendeltopfkreises. Bei einem Innendurchmesser des Außenleiters von 40 mm ist im UKW-Rundfunkband mit Leerlaufgüten um 800 zu rechnen. Alle Abmessungen für den Wendeltopfkreis für das Band II sind aus Bild 6 zu ersehen. Die Spule besteht aus 1,5 mm starkem versilbertem Kupferdraht mit einer möglichst glatten Oberfläche. Beim Anlöten des masseseitigen Anschlusses ist auf geringen Über-

gangswiderstand zu achten, da an dieser Stelle sehr große Ströme fließen. Auch der Einkoppelpunkt am niederohmigen Ende der Spule muß für eine hohe Güte sehr sauber ausgeführt sein. Eine durch Zinnreste vergrößerte Oberfläche der Spule führt zu erhöhten Verlusten. Um eine optimale Kopplung nur über die Koppelkapazitäten zu erreichen, ist das Wendeltopfkreisfilter beidseitig hochfrequenzdicht zu verschließen. Am einfachsten geschieht das durch Einschrauben passender Deckel. Die Länge des Topfes ist dabei um die beidseitige Materialstärke zu vergrößern.

Bild 7 gibt den Stromlaufplan eines 3kreisigen Wendeltopfkreisfilters wieder. Bild 8 zeigt die Draufsicht eines aus 3 Wendeltopfkreisen nach Bild

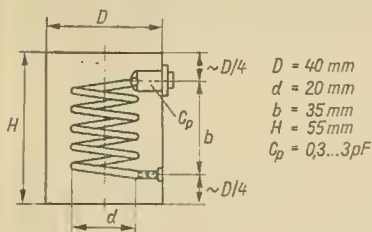


Bild 6
Aufbau eines Wendeltopfkreises

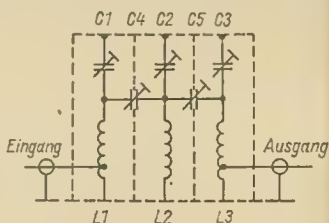
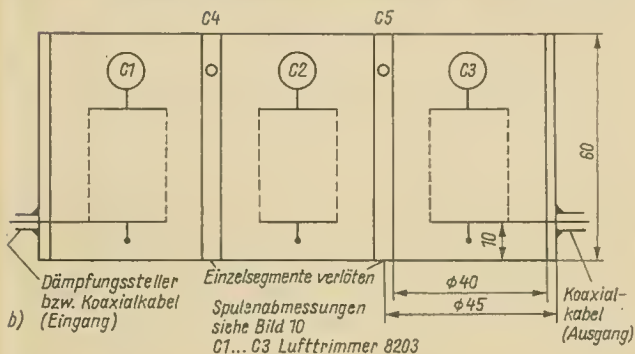


Bild 7
Stromlaufplan eines 3-Kreis-Wendeltopfkreisfilters



Bild 8
Aufbauvorschlag für ein 3-Kreis-Wendeltopfkreisfilter mit rundem Außenleiter (a), Seitenansicht des Filters nach Bild 8 (b)



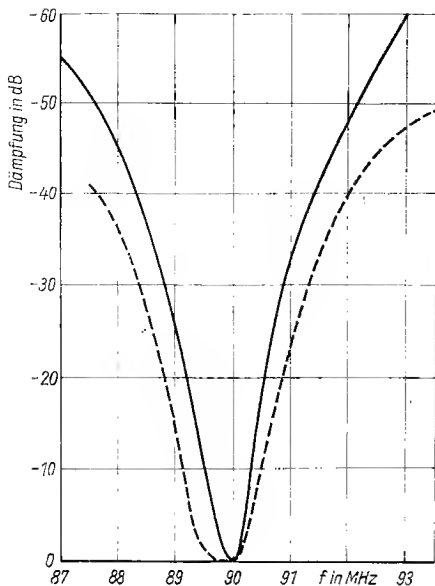


Bild 9
Selektionskurven für unterschiedliche Koeffizienten eines Filters nach Bild 8

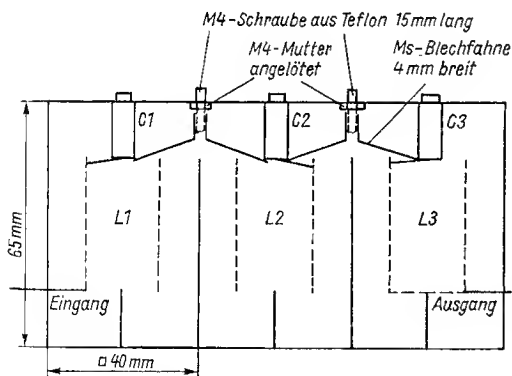


Bild 10
Aufbauversuch für ein 3-Kreis-Wendeltopfkreisfilter mit eckigem Außenleiter; C1 bis C3 = Trimmer 8203 (0,3 bis 3 pF); C4/C5 siehe Text; L1 = L3 = 10,5 Wdg., L2 = 10 Wdg., 1,5-mm-CuAg, Dorn 18 mm, 35 mm lang, Anzapfung 0,3 Wdg. von Masse, L2 gegensinnig zu L1/L3 gewickelt

6 aufgebauten Filters. Die Koppelkapazitäten (C4 und C5) bestehen aus kleinen Blechfahnen von 4 mm Breite, die an die Rohrtrimmer C1/C2/C3 angelötet sind. Um zusätzliche Verluste zu vermeiden, sollten sie keine weiteren Stützpunkte erhalten. Für das Dielektrikum des Trimmers ist ein verlustarmes Material (Teflon o. ä.) auszusuchen. Es ist als M4-Schraube ausgebildet. Die zusammengelöteten Töpfe enthalten an der Stoßstelle ein M4-Gewindeloch (s. auch Bild 8a).

Die HF-Einkopplung in das 3-Kreis-Filter geschieht direkt vom Rotor des HF-Dämpfungsstellers ohne Zwischenschalten eines Kabels. Der Koaxialanschluß ist mit dem Topfaußenleiter verlötet. Das Anschlußkabel vom Wendeltopfkreisfilter zur Summierstufe sollte so kurz als möglich ausgeführt werden und den gleichen Wellenwiderstand wie die Summierstufe (75Ω) haben. Bild 9 zeigt den Dämpfungsverlauf eines auf diese Weise aufgebauten Topfkreisfilters bei unterschiedlichen Koppelfaktoren. Die Grunddämpfung ist von der Leerlaufgüte und der eingestellten Bandbreite abhängig. Zur sauberen Übertragung eines Stereosignals sollten Bandbreiten unter 300 kHz nicht eingestellt werden.

Bild 10 zeigt einen Aufbauvorschlag für ein 3-Kreis-Wendeltopfkreisfilter mit eckigem Außenleiter, hergestellt aus Messingblech, das nach der Bearbeitung verkupfert wurde. Infolge der schlechteren Oberfläche, gelöteter Kanten und nicht polierter Innenflächen des Topfaußenleiters beträgt die Grunddämpfung -8 dB. Für einen hochfrequenzdichten Abschluß wird das Topfkreisfilter mit einer dünnen Kupferfolie abgeschlossen, die unter Zwischenlegen einer dünnen Schaumgummiplatte mit einem Deckel fest ange-drückt wird. Bild 11 zeigt die gemessene Selektionskurve des Filters.

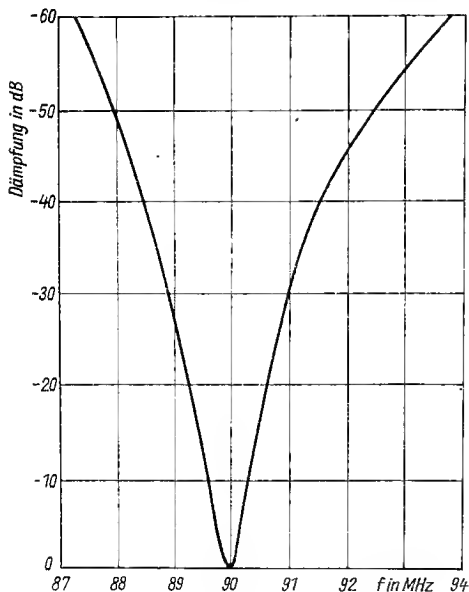


Bild 11 Selektionskurve des Filters nach Bild 10

Summierstufe

Zur Zusammenfassung der gefilterten und im Pegel angeglichenen Signale ist ein invers betriebener Vierfachverteiler Typ 3025 eingesetzt, der alle Signale rückwirkungsarm auf ein Koaxialkabel koppelt. Die Koaxialverbindungsleitungen zwischen Filterbaugruppe und Summierer sollten kleiner $0,2 \lambda$ sein. Der Verkürzungsfaktor des Koaxialkabels ist zu beachten!

Aufbau

Die Wendeltopfkreise werden wie beschrieben aufgebaut. Es ist auf eine glatte innere Oberfläche der Topfkreise sowie eine gute Masseverbindung aller Baugruppen zu achten. Zur Gewährleistung einer guten Leitfähigkeit sind alle Messingteile zu verkupfern und nach der Montage mit einem Schutzlack zu überziehen. In Bild 12 ist ein für 4 UKW-Frequenzen konzipiertes Filter zu sehen. Zu beachten ist, daß alle Abgleichelemente nach der Montage noch zugänglich sind.



Bild 12 Ansicht einer kompletten Baugruppe nach Bild 1

Abgleich

Ein optimaler Abgleich der Wendeltopfkreisfilter und des Eingangsbandpasses ist nur mit einem Wobbelmeßplatz möglich. Zuerst wird jedes Filter einzeln auf der Sollfrequenz auf optimale Durchlaßkurve (geringste Dämpfung und große Flankensteilheit) abgeglichen, wobei an das Filter schon die endgültige Kabellänge zum Summierer angeschlossen ist. Veränderungen der Kabellängen zwischen Filter und Summierstufe können eine Verstimmung des Filters hervorrufen. An Stelle des Summierers wird der mit 75Ω abgeschlossene Detektorkopf des Wobbelmeßplatzes angekoppelt. Eingangsseitig ist es gleichgültig, ob alle 4 Filter angeschlossen sind oder ob jedes einzeln gemessen wird. Durch den 4fachverteiler und die Dämpfungssteller ist eine genügend große Entkopplung gewährleistet.

Nach dem Vorabgleich der einzelnen Filter wird die Baugruppe zusammengeschaltet. Alle Dämpfungssteller sind auf minimale Dämpfung einge-

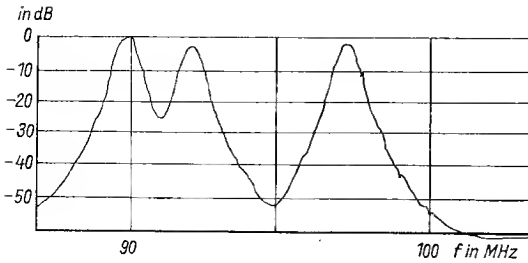


Bild 13 Mit einem Breitbandwobbelmeßplatz aufgenommene Durchlaßkurve der Filterbau-
gruppe nach Bild 12, 2 Filter sind für eine größere Bandbreite um 300 kHz versetzt
abgeglichen (Frequenz 89,7/90 MHz)

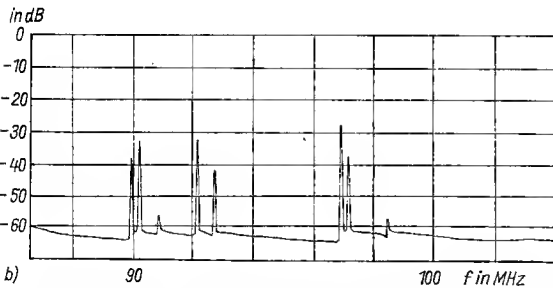
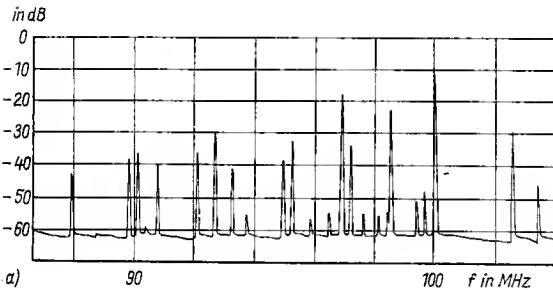


Bild 14 Spektrum des UKW-Rundfunkbands an der Antennenbuchse einer Gemeinschaftsan-
tennenanlage (a), UKW-Senderspektrum nach Passieren des Bandpaßfilters (b)

stellt, und die Gesamtdurchlaßkurve wird nochmals korrigiert. Der Eingangsbandpaß läßt sich ebenfalls am Wobbelmeßplatz optimal abgleichen. Abschließend wird an den Eingang die UKW-Antenne angeschlossen, und bei ausgerichteter Antenne werden mit den Pegelstellern alle empfangenen Sender auf gleichen Pegel eingestellt. Bild 13 zeigt den Dämpfungsverlauf der Baugruppe nach Bild 12.

In Bild 14 a ist das Spektrum des UKW-Rundfunkbands an einer Gemeinschaftsantennenanlage, gemessen mit einem Spektrumanalysator, dargestellt. Bild 14 b zeigt das durch das Bandfilter «bereinigte» UKW-Rundfunkband. Bei den beiden Sendern bei 90 MHz ist mit den Dämpfungsstellern für beide Sender gleicher Pegel eingestellt. Die Sender bei 97 MHz gelangen beide durch ein Filter, wobei der Pegelunterschied von etwa 10 dB erhalten bleibt. Sie sind nur im Pegel abgesenkt, um für alle UKW-Sender etwa gleiche HF-Ausgangspegel zu erreichen.

Literatur

- [1] F. Gärtner, Großsignalfeste Breitbandverstärker für UKW-Anwendungen. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateureur 1985, Seite 135, Berlin 1984.
- [2] S. Henschel, Breitbandverstärker für den VHF-Bereich. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateureur 1989, Berlin 1988.
- [3] H. Stuhec, Ein Koaxialresonator mit gewendelttem Innenleiter hoher Güte für den KW- und UKW-Bereich. radio-femsehen-elektronik 18 (1969) Heft 3, Seite 83.
- [4] R. Dierke, Wendel-Topfkreise für Kreisgüten über 300. Funkschau 1961, Heft 16, Seite 261.
- [5] F. Gärtner, Wendeltopfkreise – Berechnung und Konstruktion. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateureur 1983, Seite 150, Berlin 1982.

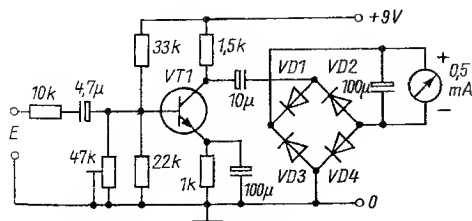
ELEKTRONIK-SPLITTER

Aussteuerungsmesser für NF-Verstärker

Zur Kontrolle der Signalgröße bei der Aussteuerung von NF-Verstärkern verwendet man eine Anzeigeschaltung, die den lautstärkebestimmenden Mittelwert des NF-Signals anzeigt. Solche Anzeigeschaltungen bezeichnet man als VU-Meter (Volume unit; 1 VU = 1 dB). Die untenstehende Schaltung zeigt einen solchen Aussteuerungsmesser, der mit einer NF-Verstärkerstufe VT1 arbeitet. Die Spannungsverstärkung kann mit dem Einstellwiderstand 47 kΩ variiert werden. Das verstärkte NF-Signal wird am Kollektor kapazitiv ausgekoppelt und von VD1 bis VD4 gleichgerichtet. Der entstehende Gleichstrom wird durch das Meßwerk 0,5 mA aufgezeigt. Der parallel angeordnete Elektrolytkondensator dämpft die Anzeige, mit kleinerem C-Wert erhält man eine «schnellere» Anzeige. Die Eichung sollte man vornehmen im Bereich 10 bis 140% der Vollaussteuerung (= 100%), z. B. -20/-10/-6/-3/0/+3 dB.

Literatur

electrotehnicar, Heft 3 bis 4/1979, Seite 37.



VT1 = SC 239 e VD1...VD4 = SAY 30

K. H. S.

Moderner Sound mit aktiven Gitarrensaltungen

Dipl.-Phys. Eberhard Meinel

Obwohl die moderne Unterhaltungsmusik auch gegenwärtig noch von Gitarren mit passiver Elektronik und ihrem typischen Sound geprägt wird, wächst international gesehen besonders in den oberen Preisklassen das Angebot an Modellen mit eingebauten aktiven Schaltungen. Aktive Schaltungen bieten darüber hinaus Möglichkeiten zur Aufwertung von klanglich nicht völlig befriedigenden Instrumenten, was die Nachrüstung besonders für Amateurzwecke interessant macht.

Die gegenwärtig verwendeten aktiven Gitarrensaltungen lassen sich wie folgt einteilen:

- 1) Einbau von Impedanzwandlern und/ oder Vorverstärkern in handelsübliche passive E-Gitarren (z.B. als Nachrüstsatz).
- 2) Aktive Schaltungen unter Verwendung der üblichen hochohmigen magnetischen Tonabnehmer (TA) mit aktiver Klangeinstellung.
- 3) Aktive Schaltungen mit niederohmigen TA.
- 4) Aktive Systeme für akustische Gitarren, meist bestehend aus piezoelektrischen TA, Impedanzwandlern und Vorverstärkern mit aktiver Klangeinstellung.
- 5) Einbau von Klangeffektschaltungen wie Verzerrer, Chorus, Kompressor u. a.

Aktive Systeme spielen ferner bei Gitarrensynthesizern und sogenannten drahtlosen (Funk-)Gitarren eine Rolle. Darüber hinaus gibt es erste Versuche zum Einbau von vorprogrammierbaren Soundspeichern u. ä., was jedoch nicht näher ausgeführt werden soll. Der vorliegende Beitrag zeigt vielmehr an Hand von Schaltbeispielen einige Möglichkeiten auf, die bei geringem Aufwand auch gehobenen Ansprüchen gerecht werden können.

Einige Grundlagen

Zum besseren Verständnis seien zunächst einige wichtige Grundlagen über das Übertragungsverhalten magnetischer TA ausgeführt. Der Ersatzstromlaufplan des elektrischen Teils der Tonübertragungskette von E-Gitarren weist den TA als Tiefpaß 2. Ordnung aus (Bild 1). Die Wicklungskapazität C_w kann dabei nicht vernachlässigt werden. Sie bildet mit der Induktivität L eine charakteristische Resonanz, die im Frequenzgang durch eine mehr

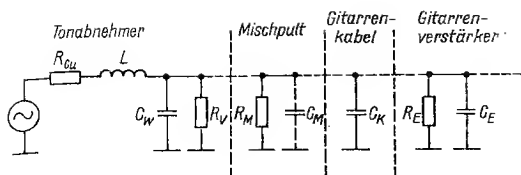


Bild 1 Vereinfachte Ersatzschaltung einer typischen passiven Gitarrenschtaltung

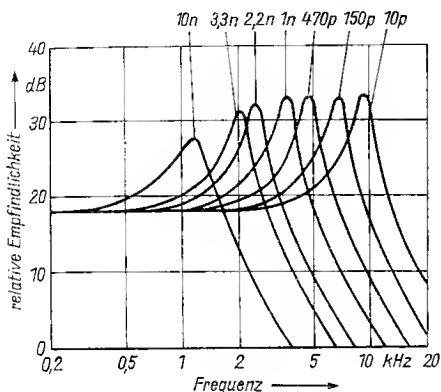


Bild 2
Frequenzgang eines magnetischen Tonabnehmers bei unterschiedlicher kapazitiver Belastung

oder weniger ausgeprägte Anhebung erscheint (Bild 2). Bei handelsüblichen TA liegt die Eigenresonanz im unbelasteten Zustand etwa zwischen 5 und 15 kHz. In einer realen Gitarrenschtaltung findet man die Eigenresonanz jedoch bei deutlich niedrigeren Frequenzen (etwa 1 bis 5 kHz), was überhaupt erst den typischen E-Gitarrenklang ausmacht. Ursache sind vor allem die anliegende Kabelkapazität (bis zu einigen Nanofarad) sowie die Eingangskapazität C_E des Gitarrenverstärkers und gegebenenfalls weitere Kapazitäten C_M im Mischpult. In Bild 2 wurde der Einfluß unterschiedlicher Lastkapazitäten berücksichtigt.

Neben der Frequenzlage spielt die Höhe der Resonanzspitze eine entscheidende Rolle für den Klang. Der TA erfährt durch den Kupferwiderstand R_{Cu} der Wicklung sowie durch diverse weitere Verluste (R_V) eine gewisse Dämpfung. Vor allem besteht jedoch eine meist erhebliche Belastung durch die im Mischpult befindlichen Potentiometer (R_M). Wie aus der als typisch anzusehenden Impedanzkurve (Bild 3) hervorgeht, hat der TA ein ausgeprägtes Impedanzmaximum bei Resonanz, meist in der Größenordnung von etwa 1 M Ω . Parallelgeschaltete Potentiometerwiderstände (typische Werte betragen 250 bis 500 k Ω) führen daher zu deutlich hörbaren Klangänderungen.

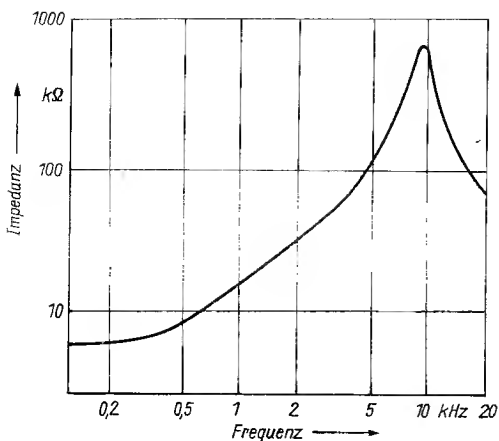


Bild 3
Typische Impedanzkurve eines magnetischen TA

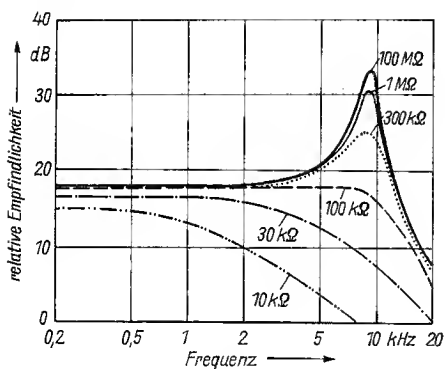


Bild 4
Dämpfung der Resonanzspitze durch äußere Lastwiderstände

In Bild 4 sind die Einflüsse von Lastwiderständen auf die Frequenzkurve wiedergegeben. Hier setzen nun die Vorzüge aktiver Gitarreneinbauschaltungen ein. Bereits ein einfacher Impedanzwandler kann die äußere Belastung wirkungslos machen. Die klangwirksame Resonanzspitze bleibt erhalten, und die Länge des Anschlußkabels spielt nahezu keine Rolle mehr. Da niederohmig übertragen wird, verringert sich auch die Anfälligkeit gegenüber Störspannungen. Außerdem ist der Anschluß an Effektgeräte oder Verstärker mit relativ niedriger Eingangsimpedanz ($< 100\text{ k}\Omega$) nunmehr nicht mit Klangverfälschungen verbunden. Aktive Schaltungen rauschen stärker als passive. Es läßt sich bei Anschluß mehrerer Effektgeräte jedoch insgesamt eine Verbesserung des Rauschabstands erzielen.

Eine zusätzliche Verstärkung ist nur erforderlich, wenn beispielsweise die Empfindlichkeit des angeschlossenen Verstärkers nicht ausreicht, um eine hinreichende Aussteuerung und sogar eine gewisse Übersteuerung zu gewährleisten. Gitarrenverstärker werden vorzugsweise an ihrer Leistungsgrenze betrieben, um den typischen, mehr oder weniger verzerrten Ton zu erhalten. Im allgemeinen genügt daher eine Verstärkung von 3 bis 6 dB völlig. Lediglich niederohmige TA erfordern eine höhere Verstärkung.

Wenn der charakteristische Klang einer (passiven) E-Gitarre durch den Einbau eines Vorverstärkers oder Impedanzwandlers nicht verändert werden soll, muß die ursprüngliche kapazitive und ohmsche Belastung simuliert werden. Vielfach genügt es auch, den Vorverstärker vor den Mischpultausgang zu setzen und nicht unmittelbar hinter die TA. Das Vorschalten von bestimmten Kapazitäten und/oder Widerständen ist aber auch dann sehr geeignet, wenn der Sound eines bestimmten Gitarrentyps angestrebt wird. Beispielsweise liegt die Resonanzfrequenz der wohl bekanntesten E-Gitarre *Stratocaster (Fender)* je nach Anschlußkabel bei etwa 4 kHz. Zwar spielen für den Klang noch eine Anzahl weiterer Faktoren eine Rolle [1], [2], die richtige Lage und Höhe der Resonanzfrequenz sind jedoch von großer Bedeutung. Das gilt ganz besonders für niederohmige TA, deren Resonanzfrequenz sich meist oberhalb des Hörbereichs befindet. Der TA ist dann gewissermaßen klangneutral. Der Klang wirkt dann aber meist steril. HiFi-Kriterien sind in diesem Fall häufig fehl am Platz. Das gilt für alle Schaltungen der Gitarrenelektronik. Nichtlineare Frequenzgänge und oft genug ein bestimmtes Maß an Verzerrungen bringen erst den gewünschten Klang.

Vorverstärker (Booster)

Da keine allzu hohen Verstärkungen benötigt werden, reichen in den meisten Anwendungsfällen 1stufige Vorverstärker völlig aus, so daß der Aufbau mit wenigen Bauelementen möglich ist. Bild 5 zeigt ein Beispiel, das mit einem bipolaren Transistor arbeitet. Der Vorverstärker kann unmittelbar vor dem Ausgang der Gitarre eingeschleift werden, bewirkt in diesem Fall also nur das Anheben des Gitarrenssignals und das Ausschalten der Einflüsse des Gitarrenkabels. Zweckmäßigerweise wird ein 2poliger Umschalter

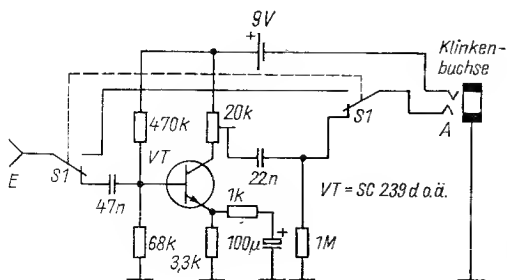


Bild 5
Einfacher Vorverstärker
auf Transistorbasis

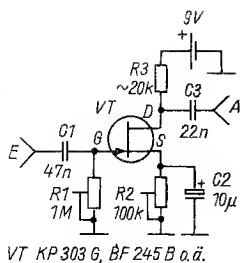


Bild 6
Vorverstärker mit Feldeffekttransistor

S1 als sogenannter Bypass-Schalter zum Abtrennen aus dem Signalweg verwendet. Auf diese Weise ist die normale passive Funktion der Gitarre ebenfalls möglich, und S1 kann als Solo-Rhythmus-Schalter fungieren. Die gewünschte Verstärkung läßt sich mit dem Kollektorwiderstand vorwählen, wobei auf eine genügend große Aussteuerreserve geachtet werden sollte. Auch hohe Signalspitzen müssen verzerrungsfrei verkräftet werden.

Die Batterie wird in diesem Fall mit einer Stereoklinkenbuchse zugeschaltet. Beim Einführen eines normalen Monoklinkensteckers wird der Minuspol der Batterie an Masse gelegt und der Verstärker somit in Betrieb gesetzt. Diese Maßnahme kommt der Lebensdauer der Batterie zugute. Selbstverständlich kann auch ein zusätzlicher Ein-Ausschalter vorgesehen werden.

Wegen ihres hohen Eingangswiderstands bieten sich Feldeffekttransistoren (FET) für Gitarrenanwendung besonders an. Ein Beispiel ist in Bild 6 angegeben. An Stelle des verwendeten KP 303 G lassen sich auch andere n-Kanal-Typen wie BF 245 o. ä. mit Erfolg einsetzen, vorzugsweise rauscharme Exemplare. Der Arbeitspunkt wird wegen der relativ großen Streuung bei FET am besten zunächst mit einem Einstellwiderstand R2 ermittelt und später durch einen raumsparenden Schichtwiderstand ersetzt. Die Aus-

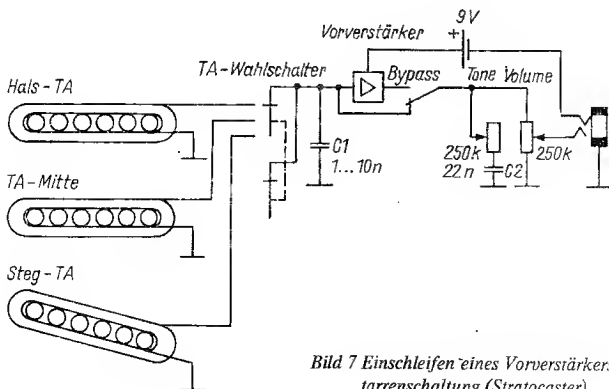


Bild 7 Einschleifen eines Vorverstärkers in eine E-Gitarrenschialtung (Stratocaster)

gangsimpedanz entspricht näherungsweise $R3$, wobei größere Werte gleichzeitig auch eine höhere Verstärkung (bis etwa 20 dB) ermöglichen. $C2$ ist für einen linearen Frequenzgang ausgelegt. Für spezielle Anwendungsfälle kann ein mit der Frequenz ansteigender Frequenzgang vorteilhaft sein. Der optimale Wert sollte durch Probieren (Verkleinern von $C2$) entsprechend dem persönlichen Geschmack ermittelt werden. Auf $C1$ und $R1$ kann man im allgemeinen verzichten, was weiteren Platz sparen hilft. Aussteuerprobleme sind höchstens bei extremem Anschlag und Verwendung sehr leistungsstarker TA zu befürchten. Auch einige piezoelektrische TA-Typen können kurzzeitig relativ große Spannungsspitzen abgeben. Dann empfiehlt sich ein Vorwiderstand, oder aber man sieht $R1$ als Einstellwiderstand oder Potentiometer vor.

Der Vorverstärker kann wie in Bild 5 eingeschleift werden. Günstiger ist es jedoch, ihn hinter den TA-Wahlschalter zu schalten, wie das in Bild 7 dargestellt wurde. $C1$ ist nach klanglichen Gesichtspunkten zu wählen (1 bis 10 nF). Eine noch bessere Lösung bietet der Einbau eines Drehschalters, der unterschiedliche C -Werte zu schalten gestattet.

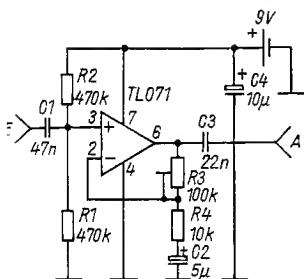


Bild 8
Vorverstärker mit OPV

Selbstverständlich lassen sich auch einfache Vorverstärker mit Operationsverstärkern (OPV) realisieren. Bild 8 zeigt dazu einen Bauvorschlag mit einem TL 071. Mit geringen Abstrichen im Rauschverhalten läßt sich auch ein B 081 D einsetzen. Der Bauelementebedarf ist wiederum gering, und der Booster erweist sich als sehr aussteuerfest, so daß kaum ungewollte Übersteuerungen befürchtet werden müssen. Die Verstärkung ist mit $R3$ in weiten Grenzen (bis 20 dB) den Erfordernissen anzupassen.

Vorverstärker mit aktiver Klangeinstellung

In vielen Fällen erweist es sich als sinnvoll, den Vorverstärker mit einer aktiven Klangeinstellung zu kombinieren. Eine Betriebsspannung steht ohnehin zur Verfügung. Bild 9 zeigt ein wiederum sehr einfach aufgebautes Beispiel, das mit einer veränderlichen Höhenanhebung arbeitet. Man erkennt unschwer den Booster aus Bild 6, dessen Grad der Wechselstromgegenkopplung mit $RP1$ zwischen $C2$ und $C3$ verändert werden kann.

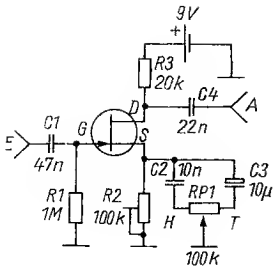


Bild 9
Einfacher Treble-Booster mit einstellbarer Höhenanhebung

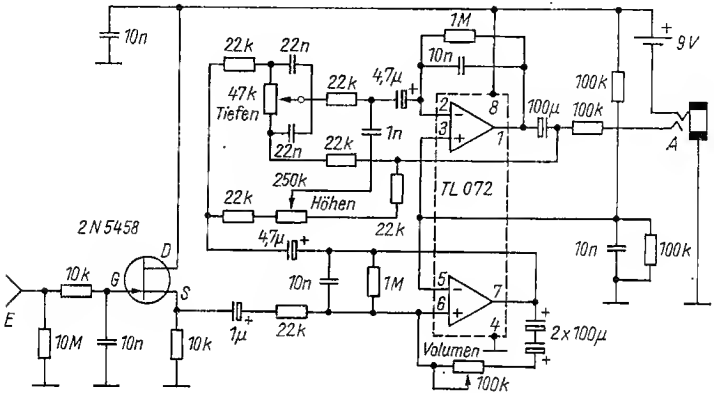


Bild 10 Aktive Gitarrenschaltung mit Höhen- und Tiefeneinstellung

Etwas aufwendiger ist das Schaltbeispiel nach Bild 10 gestaltet. Die Schaltung wurde zwar für Piezo-TA entwickelt, eignet sich aber auch für magnetische TA. Der am Eingang liegende FET ist als Sourcefolger geschaltet und hat lediglich die Impedanzwandlung zur Aufgabe. Zur Verstärkung und Klangregelung wirkt ein Doppel-OPV, wobei die Klangeinstellung die übliche Fächerklangeinstellung ist (Trennfrequenz etwa 800 Hz). Bei einer Verstärkung in Linearstellung von etwa 10 dB beträgt die mögliche Höhen- und Tiefenbeeinflussung bei 10 kHz bzw. 100 Hz ± 10 dB, was auch für gehobene Ansprüche völlig ausreicht und eventuell bestehende Schwächen des Instruments gut auszugleichen vermag.

Das in Bild 11 dargestellte Schaltbeispiel verfügt neben Höhen- und Baßsteller zusätzlich noch über einen Mittensteller. Klangeinstellungen dieser oder ähnlicher Art sind für Gitarrenanwendung an sich typisch, weil damit bereits recht umfangreiche Möglichkeiten bestehen. Man muß ja bedenken, daß der Gitarrenverstärker selbst über umfassende Klangeinstellmöglichkeiten verfügt, z. T. sogar Mehrkanal-Equalizer vorhanden sind oder zumindest eingeschleift werden können. Als weitere klangbeeinflussende Maßnahme

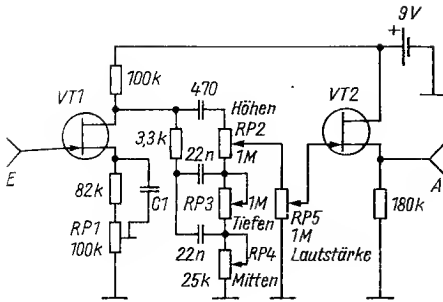


Bild 11
Vorverstärker mit (pseudo-)aktiver 3-Band-Klangeinstellung

wurde beim vorliegenden Beispiel eine zusätzliche Höhenanhebung vorgesehen, womit sich je nach Dimensionierung von C1 ein ansteigender Frequenzgang ähnlich einigen sehr beliebten Gitarrenverstärkermodellen ergibt. Mit RP1 kann der Einsatzpunkt verändert werden, RP5 gestattet die Lautstärkewahl.

Wie bereits oben erwähnt wurde, entspricht das Übertragungsverhalten eines magnetischen TA dem eines Tiefpasses 2. Ordnung. Es liegt daher nahe, die TA-Charakteristik durch ein durchstimmbares aktives Tiefpaßfilter zu ersetzen. Als Lösung bietet sich dafür ein «state-variable Filter» an, das zwar der Analogrechenstechnik entstammt, mittlerweile aber einen fe-

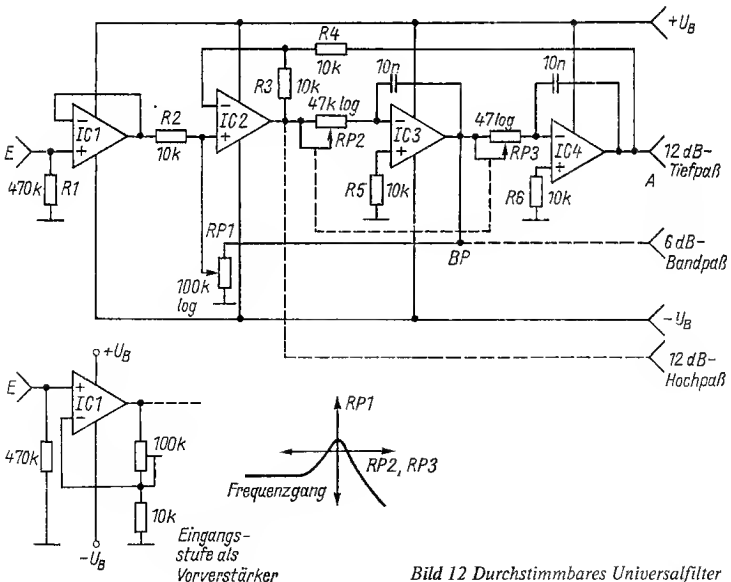


Bild 12 Durchstimmbares Universalfilter

sten Platz in der Filtertechnik eingenommen hat [3]. In der in Bild 12 dargestellten Variante wird ein 4fach-OPV vom Typ *B 084 D* eingesetzt. Im Prinzip sind auch 4 Einzel-OPV denkbar. Da für die Filterschaltung normalerweise nur 3 OPV gebraucht werden, läßt sich der vierte gut als Eingangsimpedanzwandler verwenden. Im Bedarfsfall kann dieser auch als Vorverstärker (s. Bild 8) ausgelegt werden.

Mit RP1 wird die Dämpfung verändert, also die Höhe der Resonanzspitze eingestellt. Die maximale Anhebung beträgt 12 dB. Die Dimensionierung ist nicht kritisch, auf R5 und R6 kann sogar verzichtet werden. C1 und C2 bestimmen die obere Grenzfrequenz des Filters. Verdoppeln des Wertes ergibt die halbe Frequenz und umgekehrt. In diesem Fall lohnt es sich, etwas zu experimentieren oder eine Umschaltung der Kondensatoren vorzusehen. RP2 und RP3 (Tandempotentiometer) sind für das kontinuierliche Durchstimmen der Resonanzfrequenz vorgesehen. Eine Widerstandsänderung von 10:1 bewirkt auch eine entgegengesetzte Frequenzänderung von 10:1. Bei Bedarf läßt sich der Einstellbereich auf den musikalisch wirkungsvollsten Bereich beschränken.

Es sei noch ergänzend erwähnt, daß sich mit der Tiefpafsfunktion die Anwendungsmöglichkeiten eines «state-variable Filter» keineswegs erschöpfen. Gleichzeitig stehen nämlich die Funktionen Hoch- und Bandpaß zur Verfügung, wobei im Bedarfsfall eine entsprechende Umschaltung vorgesehen werden kann.

Etwas nachteilig für den Einbau in eine Gitarre ist die duale Spannungsversorgung, die sich am einfachsten durch 2 9-V-Batterien realisieren läßt. Im Prinzip kann man die Schaltung in bekannter Weise auch für 1 Betriebsspannung (+9 V) auslegen, wobei jedoch die Gefahr von Instabilitäten steigt.

Einbau von Klangeffektschaltungen

Klangeffektschaltungen werden kaum noch direkt in die Gitarre eingebaut. International gesehen geht der Trend mehr in Richtung handlicher Zusatzgeräte, den sogenannten Effektpedalen, oder Multieffektgeräten. Für den Hobbyelektroniker ist die Nachrüstung seines Instruments mit beispielsweise einem Verzerrer jedoch durchaus diskutabel, weshalb ein ebenfalls sehr einfach zu realisierendes Schaltbeispiel angegeben werden soll. Dazu muß man wissen, daß nicht jede Art von Verzerrungen musikalisch brauchbar ist. Die Mehrzahl der in der Literatur häufig anzutreffenden Schaltungen und auch industrielle Verzerrer älterer Bauart beruhen auf der Übersteuerung von Transistoren und erzeugen einen eher unangenehmen Klang. Die meisten Gitarristen finden dagegen «weiche» Verzerrungen besser, ähnlich wie sie von übersteuerten Röhrenverstärkern erzeugt werden. Es dürfen nicht zu viele höherfrequente Verzerrungsprodukte entstehen und möglichst auch nur geradzahlige Harmonische. Es müssen auch nicht unbedingt der Grundton eines Gitarrensymbols bzw. tieffrequente Saitenschwingungen übersteuert werden. Der Erfolg einiger Gitarrenverstärker beruht

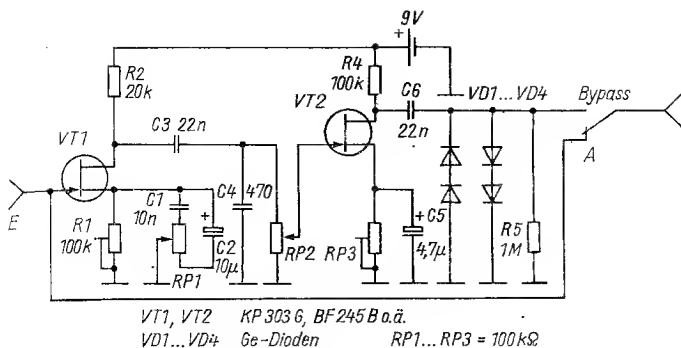


Bild 13 Verzerrer mit Röhrencharakteristik

darauf, daß vorzugsweise nur die Obertöne und die hohen Saiten übersteuern, was allerdings eine bestimmte Höhenanhebung im Frequenzgang voraussetzt.

Schaltungsmäßig realisiert man eine röhrenähnliche Übersteuerungscharakteristik am besten durch FET-Stufen oder antiparallel geschaltete Dioden. Das klangliche Resultat hängt von den Kennlinien der verwendeten Bauelemente ab. Das in Bild 13 vorgestellte Schaltbeispiel weist eine Quasi-Röhrencharakteristik auf. Auf die bereits aus Bild 9 bekannte Eingangsstufe kann bei genügend hoher TA-Spannung notfalls verzichtet werden. Ein Vorteil ist aber unbedingt die einstellbare Höhenanhebung mit RP1. RP2 bewirkt die Pegelanpassung an die Verzerrerstufe, die im wesentlichen aus einem FET und 4 antiparallel geschalteten Dioden (im Prinzip genügen auch 2) besteht. Der FET kann in die Verzerrercharakteristik durch geeignete Wahl des Arbeitspunkts mit einbezogen werden, muß es aber nicht. Das heißt, man kann ihn auch so einstellen, daß er nicht verzerrt. Es sind ausschließlich klangliche Gesichtspunkte maßgebend. Für den Diodenbegrenzer eignen sich im allgemeinen Germaniumdioden besser als Siliziumtypen. Positive Erfahrungen liegen auch bei Kombinationen von Si- und Ge-Dioden vor. Beispielsweise läßt sich durch Parallelschalten von einer Ge-Diode zu 2 antiparallelen Si-Dioden ein guter Klang erzeugen [4]. Die Ge-Diode kappt eine Halbwelle zuerst ab und bewirkt wegen der unsymmetrischen Verformung mehr geradzahlige Verzerrungsprodukte.

Der Verzerrer wird mit dem üblichen Bypass-Schalter in die Gitarrenschialtung eingeschleift. Die Lautstärkeanpassung zwischen verzerrtem und klarem Ton geschieht mit RP2. Eine andere häufige Methode ist, das verzerrte mit dem unverzerrten Gitarrensignal zu mischen, was sich manchmal als sehr vorteilhaft erweist. Klanglich ist es auch gut, wenn dem Verzerrer ein Tiefpaß nachgeschaltet wird. Das in Bild 12 dargestellte Filter wäre geeignet. Es sind nämlich gerade die höherfrequenten Obertöne, die die kratzenden Begleitgeräusche verursachen.

Niederohmige Tonabnehmer

Im Zusammenhang mit aktiven TA-Systemen weisen niederohmige TA eine Reihe von Vorteilen auf. TA bezeichnet man als niederohmig, wenn ihr Gleichstromwiderstand weniger als $1\text{ k}\Omega$ beträgt. Äußerlich unterscheiden sich niederohmige TA nicht von hochohmigen Typen. Man kann relativ starken Draht (0,10- bis 0,20-mm-CuL) verwenden, so daß sich derartige TA auch mit amateurmäßigen Mitteln wickeln lassen. An die Qualität der Magnete werden keine besonderen Anforderungen gestellt. Dem Eigenbau steht daher nichts im Weg. Bild 14 zeigt einen Bauvorschlag, der mit Zylindermagneten älterer *Musima*-TA zu verwirklichen ist. Die Abmessungen entsprechen dem *Stratocaster*-TA, der am weitesten verbreiteten Bauform. Die Wicklung ist direkt auf die Magnete gelegt. Es werden jedoch 2 Spulen übereinander angeordnet und gegensinnig in Reihe geschaltet. Genaugenommen handelt es sich also um einen *Humbucker* [1], [5].

Neben der ohnehin schon geringen Störanfälligkeit niederohmiger TA besteht demzufolge eine Brummkompensation, so daß dieser TA extrem ne-

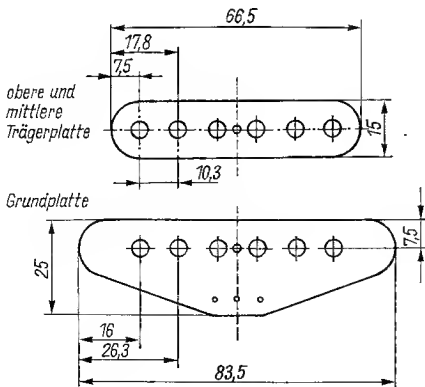
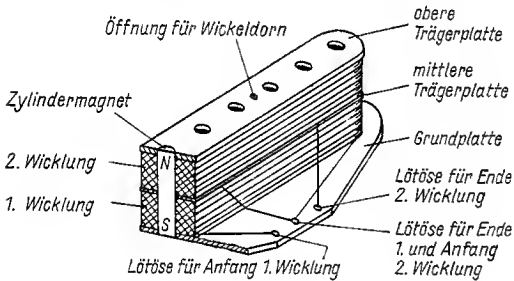


Bild 14
Aufbau eines niederohmigen TA

bengeräuscharm ist. Als Material für die Platten eignen sich Vulkanfaser, Hartpappe, Plaststreifen o. ä. Die Windungszahl ist durch die Drahtstärke und den vorhandenen Wickelraum vorgegeben. Eine Abdeckkappe ist nicht unbedingt erforderlich. Es genügt, die Wicklung mit Isolierband zu schützen. Allerdings sollte der TA gegen Mikrofonie behandelt werden. Das gelegentlich empfohlene Tauchen in heißes Wachs oder Eingießen in Kunstharz birgt einige Risiken, die zur Unbrauchbarkeit des TA führen können. Einer «Kaltbehandlung» ist deshalb unbedingt der Vorzug zu geben. Es eignen sich Elektroisolerlack, in Spiritus gelöstes Kolophonium o. ä. Lösungen, die weder die Lackisolierung des Drahtes noch die Platten angreifen dürfen. Die Lösung wird bis zur vollständigen Sättigung auf die Wicklung getropft, die sich infolge der Kapillarwirkung von selbst vollsaugt. Vor allem die inneren Windungen müssen festgelegt werden. Das Austrocknen kann dann bei Zimmertemperatur vorgenommen werden.

Auch bei niederohmigen TA reichen 1stufige Vorverstärker in vielen Fällen aus, ohne daß allerdings besondere Anforderungen an die Eingangsimpedanz zu stellen sind. Dagegen wird es aus klanglichen Gründen normalerweise erforderlich sein, die sehr hoch liegende Eigenresonanz durch Parallelschalten von C entsprechend zu erniedrigen.

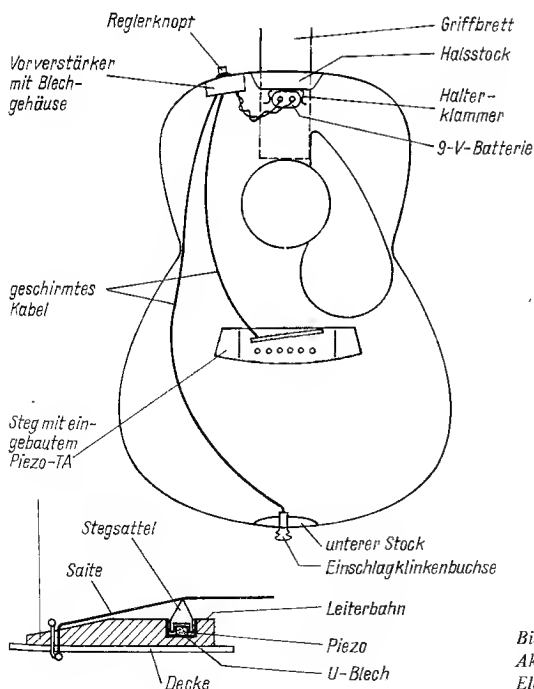


Bild 15
Akustikgitarre mit aktiver
Elektronik

Spannungsversorgung

Als günstigste Lösung hat sich der Einbau einer 9-V-Batterie erwiesen, nicht zuletzt wegen der Druckknopfkontakte, die den Batteriewechsel vereinfachen. Die Befestigung dürfte kaum Probleme bereiten, schon eher ein geeigneter Ort. Obwohl der Strombedarf der vorliegenden Schaltbeispiele äußerst gering ist und man die Batterie höchstens 1- bis 2mal im Jahr auszuwechseln braucht, muß die Batterie leicht zugänglich bleiben. Für die Schaltung findet sich bei Gitarren mit Massivkorpus meist unschwer eine Lücke, dagegen kommt man für das Batteriefach um Ausarbeitungen nicht herum. Etwas weniger Probleme bereitet der Einbau der Elektronik bei Akustikgitarren. Die zweckmäßigste Anordnung ist aus Bild 15 ersichtlich.

Es überrascht etwas, daß eine externe Spannungsversorgung kaum benutzt wird, obwohl dem eigentlich nichts im Wege steht. Im einfachsten Fall kann die Betriebsspannung über ein zusätzliches Kabel zugeführt werden, was aber nicht sehr praktisch ist. Schon besser ist die Lösung, die Spannungsversorgung mit einem Stereogitarrenkabel zu realisieren, dessen 2. Innenleiter die Gleichspannung führt. Als Klinkenbuche ist dann natürlich ebenfalls eine Stereoausführung erforderlich. Oder man wählt gleich die Speisung über ein gewöhnliches (Mono-)Anschlußkabel. Das Prinzip geht aus Bild 16 hervor. Die in Bild 6 verwendete Drainbeschaltung (R_3 , C_3) wird in diesem Fall extern angebracht und zum Einkoppeln der Speisenspannung U_B bzw. Auskoppeln des NF-Signals verwendet. Die Beschaltung der FET bleibt somit auf ein Minimum beschränkt, so daß der Vorverstärker notfalls sogar direkt im TA integriert werden kann.

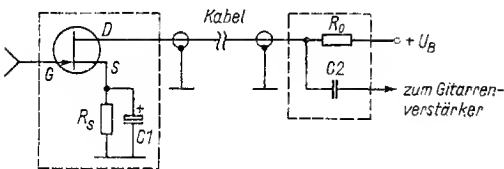


Bild 16
Spannungsversorgung
über ein Monokabel

Literatur

- [1] E. Meinel, Elektrogitarren. Berlin 1987.
- [2] K. Schlenzig/W. Stämmler, Schaltungssammlung für den Amateur. 4. Lieferung, Berlin 1987.
- [3] D. Lancaster, Das Aktiv-Filter-Kochbuch. Vaterstetten 1982.
- [4] H. Lemme, Gitarren-Verzerrer mit allen Feinessen. Funkschau 8/1985, Seite 114 bis 117.
- [5] E. Meinel, Brummkompensation bei Elektrogitarren. FUNKAMATEUR 36 (1987) Heft 5, Seite 241/242.

A 1524 D – elektronische Einstellkombination für NF-Verstärker

Ing. Frank Sichla – Y51UO

Funktionell die Schaltkreise *A 273 D* und *A 274 D* in einem – das ist der neue elektronische NF-Stellerschaltkreis aus dem VEB *Halbleiterwerk Frankfurt/Oder* mit den Stellfunktionen: (einfache oder gehörrichtige) Lautstärke, Balance, Höhen und Tiefen. Die Steuerung geschieht mit Gleichspannung. Die Schaltung ist in einem 18poligen DIL-Plastgehäuse untergebracht und benötigt ein Minimum an äußeren Bauelementen. Der Speisespannungsbereich reicht von 7,5 bis 16,5 V. Diese Eigenschaften ermöglichen wirtschaftliche und zeitgemäße Gerätelösungen.

Elektronisch stellen – warum und wie?

Bei allen Geräten der Heimelektronik ist der Trend nach kompakter Bauweise, problemloser Bedienbarkeit, hoher Funktionsanzahl und ökonomischer Lösung zu beobachten. Auch in der Selbstbaupraxis wird versucht, dieser Tendenz zu folgen. Wesentlich begünstigt wird diese Entwicklung durch den Einsatz elektronischer Steller. Sie bringen folgende Vorteile:

- Wegfall abgeschirmter Leitungen,
- mehr Freiheit bei der Gerätekonstruktion,
- Verringerung der Zahl der mechanischen Verschleißteile,
- Fernbedienung (über Kabel oder Funk) leicht möglich.

Für die im NF-Bereich angewendeten Steller ergeben sich folgende Anforderungen:

- Einstellbereich für Lautstärke ≥ 90 dB,
- Einstellbereich für Höhen und Tiefen ≥ 15 dB,
- hohes Signal-/Rausch-Verhältnis,
- geringer Klirrgrad,
- präziser Gleichlauf.

Die Stellerfunktionen Lautstärke (einschließlich der gehörrichtigen Frequenzgangkorrektur), Balance, Höhen und Tiefen lassen sich auf der Grundlage elektronischer Potentiometer realisieren. Ein solches elektronisches Potentiometer besteht für integrierte Analogsteller vorteilhaft aus 2 kreuzgekoppelten Differenzverstärkern mit Stromverteilungssteuerung und entsprechender Zusatzbeschaltung. Die gewünschte Übertragungseigenschaft in Abhängigkeit von der steuernden Gleichgröße wird ähnlich wie

beim Operationsverstärker durch Gegenkopplungsimpedanzen bestimmt. Jedoch bewirkt in diesem Fall die Steuergröße eine bestimmte Aufteilung des Signals auf 2 Zweige, deren Übertragungsverhalten getrennt festgelegt werden kann.

Bei einfacher Lautstärkestellung wählt man in einem Zweig frequenzunabhängige Verstärkung, im anderen maximale Dämpfung. Die Frequenzabhängigkeit der Lautstärkeempfindung unseres Gehörs wird bekanntlich vom Schalldruck beeinflusst. Stimmt die Wiedergabelautstärke mit der Aufnahmelautstärke nicht überein, kommt es bei einfacher Lautstärkestellung zu einer Abweichung vom Originalklang. Eine gehörrichtige Lautstärkestellung erzielt man, indem man einen Zweig frequenzunabhängig beschaltet, den anderen aber mit der gewünschten Frequenzgangkorrektur versieht (Physiologisteller).

Die Höhen bzw. Tiefen lassen sich durch eine Beschaltung beeinflussen, die in einem Zweig eine Anhebung, im anderen eine Absenkung der hohen bzw. tiefen Frequenzen ermöglicht. Bei Gleichverteilung des Signals ist der Frequenzgang dann linear. Eine nähere Erläuterung des Aufbaus elektronischer Potentiometer und ihrer zweckentsprechenden Beschaltung bringt [1].

Innenaufbau und Außenbeschaltung des *A 1524 D*

Bild 1 gestattet einen Blick in das «Innenleben» des *A 1524 D*. Dabei wurde nur der rechte Kanal in seinem prinzipiellen Aufbau herausgestellt. Die Kenntnis dieses Grundaufbaus genügt für den Anwender vollauf. Am Signaleingang (pin 4) befindet sich ein Spannungsfolger, der einen hochohmigen Eingangswiderstand und somit Unabhängigkeit vom Quellwiderstand sicherstellt. Der nachfolgende Lautstärkesteller besteht aus einem Verstärker mit Stromausgang und einem elektronischen Potentiometer, dessen 1. Ausgang auf den Eingang dieser Kombination gegengekoppelt wird. Eine zusätzliche Gegenkopplung geschieht durch steuerbare Stromquellen vom Stromausgang des Lautstärkeverstärkers auf seinen eigenen Eingang und auf den Signaleingang. In dieser Stufe wird außerdem die Balance durch Verschiebung der Arbeitspunkte auf der Steuerkennlinie der Lautstärkesteller gesteuert.

Der 2. Ausgang des Lautstärkestellers führt an den Tiefensteller. Dieser ist ähnlich aufgebaut wie der Lautstärkesteller. Der aus pin 5 herausfließende frequenzabhängige Signalstrom wird in das elektronische Potentiometer eingespeist und führt abhängig von der Steuerspannung des Potentiometers durch Veränderung der Verstärkung und Gegenkopplung zu einer Tiefenanhebung bzw. -absenkung. Danach wird das Signal in den Höhensteller eingespeist. Prinzipiell liegt in diesem Fall die gleiche Funktion wie beim Tiefensteller vor. Für beide Steller benötigt man extern nur je 1 Kondensator. Das Signal wird über einen intern gegengekoppelten Operationsverstärker ausgekoppelt.

Neben den beiden Signaltrakten enthält der Schaltkreis 2 Baugruppen zur problemlosen Bereitstellung der unmittelbar wirkenden Steuergleich-

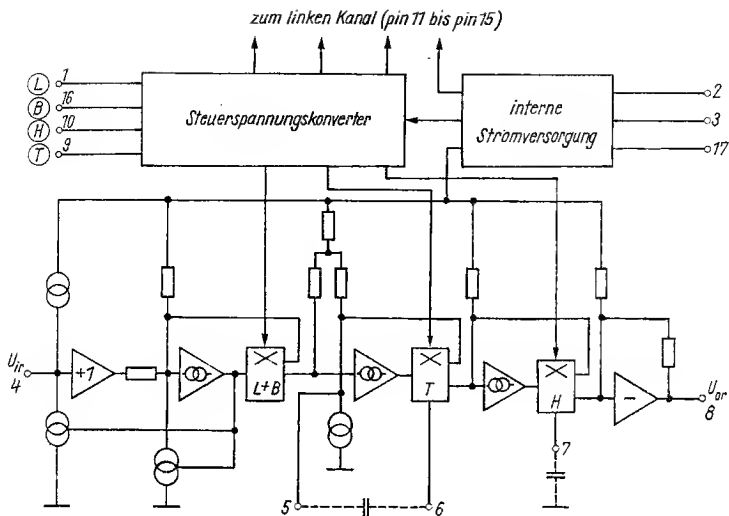


Bild 1 Übersichtsschaltplan des NF-Stellerschaltkreises A 1524 D

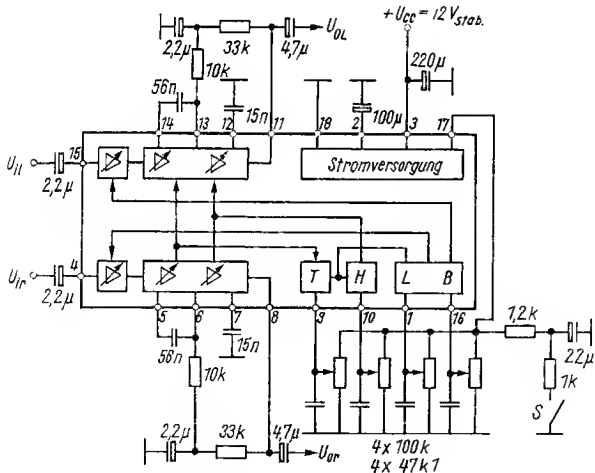


Bild 2 Meß- und Anwenderschaltung des A 1524 D

größen. Die interne Stromversorgung bewirkt die Brummunterdrückung und die Erzeugung der Referenzspannungen intern sowie der Referenzspannung an pin 17. Diese Referenzspannung von 3,8V wirkt als Oberspannung für die Stellpotentiometer. Über den Steuerspannungskonverter werden die jeweils an pin 1, pin 9, pin 10 und pin 16 eingestellten Steuerspannungen den internen Stellgliedern beider Kanäle zugeführt.

Bild 2 zeigt den Schaltkreis im Blockaufbau mit Außenbeschaltung. Die Betriebsspannung wird an pin 3 angelegt; an pin 2 befindet sich ein Abblockkondensator. Zwischen den Ausgängen und pin 6 bzw. pin 13 liegen Gleichspannungsgegenkopplungen; sie reduzieren den bei analogen Stellvorgängen unvermeidlichen Offset und ermöglichen höhere Aussteuerbarkeit und damit besseres Signal-/Rausch-Verhältnis. Die Steuerspannungen werden über lineare Potentiometer abgenommen, wobei man gegen das Eindringen von Störspannungen einen Siebkondensator vorsehen kann. Die Eckfrequenz des Tiefenstellers liegt mit dem 56-nF-Kondensator bei 430 Hz, die des Höhenstellers mit dem 15-nF-Kondensator bei 2,8 kHz. Für die gehörrichtige Lautstärkestellung ist keine besondere Beschaltung erforderlich, da ein Teil des Einstellbereiches des Tiefenstellers mitbenutzt wird. Diese sehr ökonomische Lösung wird mit einer tolerierbaren Einschränkung des Einstellbereichs für die Tiefen erkauft. Mit S wählt man zwischen normaler und gehörrichtiger Lautstärkestellung. Wird er geöffnet, liegt der Strom aus pin 17 unter 500 μ A, wodurch die Physiologiewirkung eingeschaltet ist.

Kennwerte und Kennlinien

Auf Grundlage der in Bild 2 angegebenen Beschaltung wurden die in Tabelle 1 dargestellten Kenndaten ermittelt. Beziehen sich einzelne Kenndaten auf von 12 V abweichende Betriebsspannung, so ist das angegeben. Bild 3 zeigt eine Beschaltungsmöglichkeit für erweiterten Tiefeneinstellbereich. In Bild 4 bis Bild 10 sind die vom Hersteller angegebenen Abhängigkeiten dargestellt.

Tabelle 1
Kenndaten des A 1524D ($U_{cc} = 12$ V, $f = 1$ kHz)

Parameter	Einheit	typ. Wert
Stromaufnahme	mA	40
maximale Abregelung ($U_i = 1$ V)	dB	80
maximale Verstärkung ($U_i = 0,1$ V)	dB	21
Tiefenstellumfang ($U_i = 0,1$ V, $f = 40$ Hz)	dB	+17,8 -21,3
Höhenstellumfang ($U_i = 0,1$ V, $f = 16$ kHz)	dB	+14,6 -14,8
Balancestellumfang ($U_i = 0,1$ V)	dB	+0,32/-43,7 -41,5/+0,14

Parameter	Einheit	typ. Wert
Rauschspannung abgeregelt	μV	52
Rauschspannung aufgeregelt ($R_G = 600 \Omega$)	μV	225
Übersprechdämpfung		
($f = 10 \text{ kHz}$, Eingang offen, $U_i = U_o = 1 \text{ V}$)		
$R - L$	dB	68,2
$L - R$	dB	71,2
Brummunterdrückung		
($R_G = 600 \Omega$, $V_u = 0 \text{ dB}$, $f = 100 \text{ Hz}$, $U_{\text{Brumm}} = 0,2 \text{ V}$)	dB	47
Aussteuerfähigkeit der Ausgänge		
$U_i = 0,3 \text{ V}$, $k = 0,5\%$, $f = 1 \text{ kHz}$	V	3,2
$U_i = 0,3 \text{ V}$, $k = 1\%$, $f = 40 \text{ Hz}$	V	2,4
$U_i = 0,3 \text{ V}$, $k = 1\%$, $f = 16 \text{ kHz}$	V	2,5
$U_{CC} = 15 \text{ V}$, $U_i = 0,5 \text{ V}$, $k = 0,5\%$, $f = 1 \text{ kHz}$	V	4,0
Aussteuerfähigkeit der Eingänge		
$U_o = 1 \text{ V}$, $k = 0,5\%$, $f = 1 \text{ kHz}$	V	2,5
$U_{CC} = 15 \text{ V}$, $U_o = 1 \text{ V}$, $k = 0,5\%$, $f = 1 \text{ kHz}$	V	2,5
Klirrfaktor ($U_i = 0,3 \text{ V}$, $U_o = 1 \text{ V}$, $f = 1 \text{ kHz}$)	%	0,13
Eingangsimpedanz		
$V_u = 20 \text{ dB}$	k Ω	11,3
$V_u = -40 \text{ dB}$	k Ω	115
Ausgangsimpedanz	Ω	23

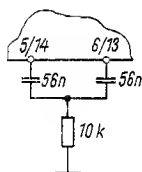


Bild 3
Besetzung für erweiterten Tiefenstellbereich beim A 1524 D

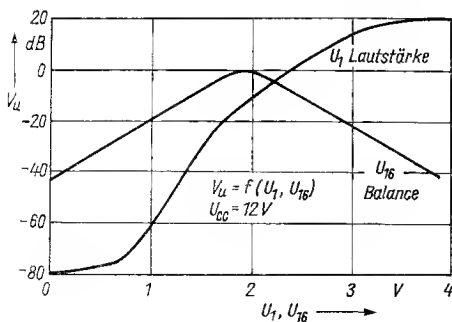


Bild 4
Stellumfang für Lautstärke und Balance beim A 1524 D

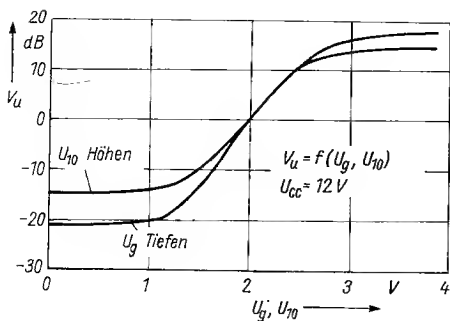


Bild 5
Stellumfang für Höhen und Tiefen beim A 1524 D

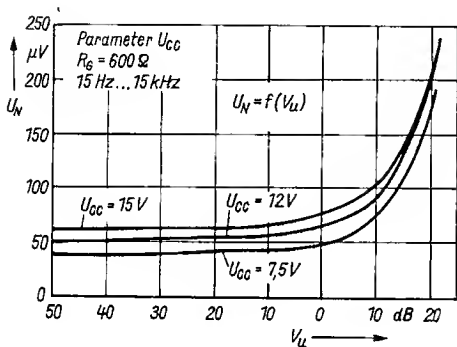


Bild 6
Rauschspannung in Abhängigkeit von der Verstärkung (A 1524 D)

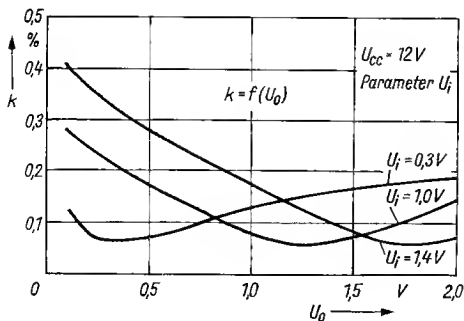


Bild 7
Klirrfaktor in Abhängigkeit von der Ausgangsspannung (A 1524 D)

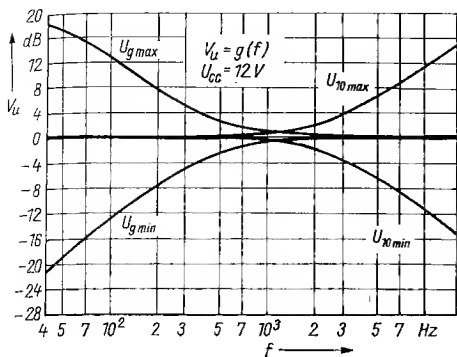


Bild 8
Erreichbarer Bereich für den Frequenzgang des A 1524 D (Physiologiewirkung aus)

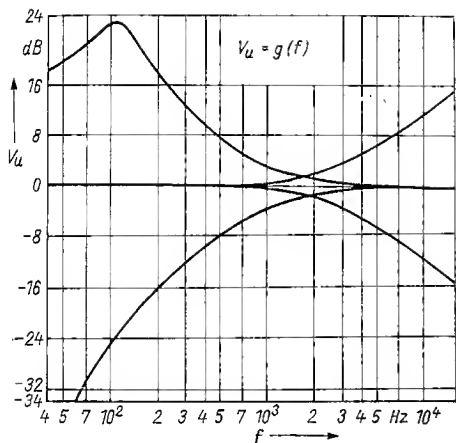


Bild 9
Erreichbarer Bereich für den Frequenzgang des A 1524 D mit erweitertem Tiefenstellbereich (Physiologiewirkung aus)

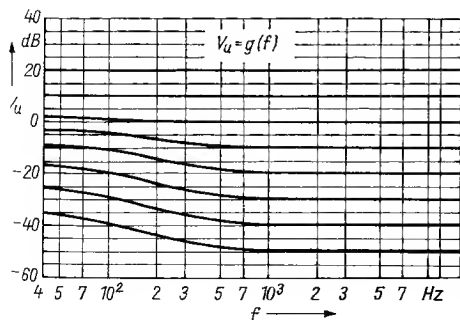


Bild 10
Frequenzgänge bei Physiologiewirkung ein und ohne Höhen- bzw. Tiefenbeeinflussung (A 1524 D)

Einsatz des *A 1524 D* in NF-Konzepten

Beim Einsatz integrierter elektronischer NF-Steller in Verstärkeranordnungen sind prinzipiell andere Kriterien zu berücksichtigen als bei passiven Stellern. Bei den integrierten Stellern befindet sich das elektronische Potentiometer für die Lautstärke am Eingang. Nur so läßt sich die erforderliche hohe Eingangssignalverträglichkeit realisieren und bei hohen Eingangsspannungen bei gleichzeitiger Anhebung im Tonsteller interne Übersteuerung vermeiden. Damit wird aber das Ausgangsgrundrauschen des Systems durch die nachgeschalteten Tonsteller bestimmt. Diesen Nachteil kompensiert man, indem eine definierte Verstärkung im Lautstärkesteller vorgenommen wird und sich auf diese Weise der Signal-/Rausch-Abstand im wirksamsten Teil des Lautstärkestellbereichs verbessert. Der Steller muß grundsätzlich so in das Konzept eingefügt werden, daß er in einem Pegelbereich arbeitet, der optimales Signal-/Rausch-Verhältnis gewährleistet. Daraus folgt, daß die Endstufenempfindlichkeit an die Stellerausgangsspannung angepaßt werden muß.

Die in der TGL für NF-Verstärker festgelegten minimalen und maximalen Eingangspegel von $U_{\text{imin}} = 0,2 \text{ V}$ und $U_{\text{imax}} = 2 \text{ V}$ legen das erste Kriterium fest. Um maximales Signal-/Rausch-Verhältnis zu erzielen, muß man daher den Pegel der Eingangsspannung so festlegen, daß ihr Maximalwert mit dem des Stellereingangspegels zusammenfällt. Bei dem minimalen Signalpegel von $0,2 \text{ V}$ muß bei voller Aufregelung und linearer Klangstellung bei 1 kHz die Nennausgangsleistung erreicht werden. Aus Gründen eines guten Signal-/Rausch-Verhältnisses bei Nenneingangsspannung $U_{\text{inenn}} = 0,5 \text{ V}$ dürfen bei U_{imin} keine Verstärkungsreserven zugelassen werden.

Als zweites Kriterium ergibt sich die entsprechende Ausgestaltung der Endstufe. Die sich bei U_{imin} und maximal eingestellter Verstärkung von typisch 21 dB ergebende Ausgangsspannung von $2,25 \text{ V}$ ist über einen Spannungsteiler gemäß der Endstufenempfindlichkeit zu reduzieren. Die Endstufenempfindlichkeit liegt bei Verwendung integrierter Schaltkreise nahezu fest. Besteht jedoch die Möglichkeit, die Verstärkung der Endstufe ohne nennenswerte Parameterverschlechterung den Anforderungen anzupassen, ist das zu bevorzugen (weitere Verbesserung des Signal-/Rausch-Abstands).

2 interessante Applikationsschaltungen

An Hand der folgenden, vom Hersteller in [2] angegebenen Applikationsschaltungen soll die Dimensionierung beim Ansteuern von NF-Leistungsverstärkerschaltkreisen praktisch dargestellt werden.

Bild 11 zeigt den *A 1524 D* im Zusammenwirken mit 2 Leistungsverstärkern *A 2030 D*. Die Ausgangsleistungen sind je 15 W an 4Ω . Die Ausgangsspannung beträgt dann $7,75 \text{ V}$. Die Betriebsspannung für den *A 1524 D* wurde mit 12 V , die für die Endverstärker mit 30 V festgelegt. Die Endstufenverstärkung beträgt 30 dB . Bei dieser Verstärkung arbeitet der *A 2030 D*

Tabelle 2
Meßwerte an der Schaltung nach Bild 11

U_i in V	U_o in V	P_o in W (mW)	k in %	SRV in dB
2	7,75	15	0,11	89,5
0,5	7,75	15	0,22	85,6
0,2	7,75	15	0,1	79,8
2	0,447	(50)	0,47	67
0,5	0,447	(50)	0,12	66,7
0,2	0,447	(50)	0,1	66
0,5	abgeregelt 200 μ V	10 nW	—	—

sehr stabil und benötigt keine zusätzliche Frequenzkompensation. Zum Erreichen der Ausgangsleistung ist eine Eingangsspannung von 245 mV erforderlich. Die Ausgangsspannung des *A 1524 D* ist daher entsprechend zu reduzieren. Gewählt wurde ein Widerstandsteiler von 75/10 k Ω . Die Physiologiewirkung wird über ein RC-Glied abgeschaltet, um Knackgeräusche beim Schalten zu vermeiden.

Bild 12 zeigt einen NF-Verstärker mit einer Ausgangsleistung von 2×8 W an 4 Ω (Ausgangsspannung dann 5,65 V). In diesem Fall werden der *A 1524 D* und der *A 2005 D* eingesetzt. Die stabilisierten Betriebsspannungen betragen 12 und 18 V. Beim *A 2005 D* wird die Endstufenverstärkung für 29 dB dimensioniert – zum einen aus Stabilitätsgründen, zum anderen wegen der maximal zulässigen Eingangsspannung des *A 2005 D* von 250 mV. Zum Erreichen der Ausgangsleistung sind etwa 200 mV erforderlich. Auch in diesem Fall ist die schon erwähnte Ausgangsspannung des *A 1524 D* von 2,25 V über einen Widerstandsteiler an die Eingangsempfindlichkeit anzupassen. Es wurde ein Spannungsteiler 82/8,2 k Ω eingesetzt.

In Tabelle 2 und Tabelle 3 sind die erreichbaren Signal-/Rausch-Abstände beider Schaltungen bei $U_{i\min}$, $U_{i\text{enn}}$ und $U_{i\max}$ sowohl bei Nennausgangsleistung als auch bei 50 mW angegeben. Die 50 mW entsprechen Zimmerlautstärke; der Wert des Signal-/Rausch-Verhältnisses ist dabei am aussagefähigsten. Die Signal-/Rausch-Abstände wurden unbewertet mit einer

Tabelle 3
Meßwerte an der Schaltung nach Bild 12

U_i in V	U_o in V	P_o in W (mW)	k in %	SRV in dB
2	5,65	8	0,21	88
0,5	5,65	8	0,39	85
0,2	5,65	8	0,28	79,5
2	0,447	(50)	0,45	69
0,5	0,447	(50)	0,12	68,5
0,2	0,447	(50)	0,09	67,8
0,5	abgeregelt 160 μ V	6,5 nW	—	—

Bandbreite von 15 Hz bis 15 kHz bei ausgeschalteter Physiologiewirkung ermittelt.

Die gemessenen Parameter und ermittelten Abhängigkeiten dokumentieren, daß mit dem integrierten NF-Steller *A 1524 D* und der angegebenen Dimensionierung sehr gute NF-Konzepte bis zu mittleren Ausgangsleistungen realisiert werden können.

Literatur

- [1] W. Eckert/E.-A. Kilian, Wirkungsweise und Anwendung elektronischer Steller und Schalter. Beitragserie in «Funktechnik» 9/1983 bis 2/1984.
- [2] P. Edelmann, A 1524 D – kostengünstige, hochintegrierte NF-Stereo-Einstellkombination. Tagungsmaterial des 12. Mikroelektronik-Bauelemente-Symposiums 1987, Frankfurt/Oder.

ELEKTRONIK-SPLITTER

Entzerrerschaltung mit Operationsverstärker

In zunehmendem Maß werden auch in der NF-Verstärker-Schaltungspraxis Operationsverstärker als aktive Bauelemente eingesetzt. Ein Beispiel dafür zeigt die untenstehende Schaltung, die einen Entzerrerverstärker für hochwertige magnetische Schallplatten-Tonabnehmer darstellt. Das für die Entzerrung erforderliche, frequenzabhängige Gegenkopplungs-RC-Netzwerk liegt zwischen Ausgang und invertierendem Eingang. Dimensioniert ist es für die geltende RIAA-Schneidkennlinie.

$$50 \text{ Hz} = R_3 \cdot C_2 = 3180 \text{ } \mu\text{s},$$

$$500 \text{ Hz} = R_2 \cdot C_2 = 318 \text{ } \mu\text{s},$$

$$2120 \text{ Hz} = R_2 \cdot C_1 = 75 \text{ } \mu\text{s},$$

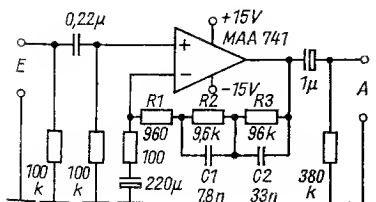
$$21200 \text{ Hz} = R_1 \cdot C_1 = 7,5 \text{ } \mu\text{s}.$$

Der Eingangswiderstand ist etwa 47 k Ω , die Stromversorgung erfolgt mit ± 10 bis ± 15 V.

Literatur

electrotechnicar, Heft 1/1984, Seite 20.

K. H. S.



Spielspaß – eine Anfängerschaltung für Ausbildung und Spiel

Ing. Egon Klaffke – Y22FA

Frage-und-Antwort-Spiele sowie Reaktionstests gehören mit zu den beliebtesten Betätigungen der Pioniere und Schüler. Soweit sie bereits in den Ausbildungsgruppen des Radiosportverbands der DDR oder in Arbeitsgemeinschaften organisiert sind, trägt dieser Beitrag von der bautechnischen Seite der Elektrotechnik/Elektronik zur Bereicherung der Ausbildung bei. Die Schaltung ist aber auch einsetzbar für didaktische Spiele im außerunterrichtlichen Bereich.

Grundidee

Mit der vorgestellten Schaltung soll gesichert werden, daß sich ein Schüler, der zuerst eine Lösung gefunden hat, als erster melden kann und auch als erster Beteiligter erkannt wird. Technisch läßt sich diese Aufgabenstellung als Verriegelungsschaltung lösen, indem Spieler A durch Tastendruck die Zuleitung des Spielers B unterbricht, also den Signalfluß stoppt (Bild 1). Gleichzeitig wird verhindert, daß bei Tastendruck des Spielers B doch noch seine Signallampe leuchtet.

Durch den Tastendruck des Spielers A zieht das Relais A an. Ein Kontakt des Relais A öffnet den Spulenstromkreis des Relais B. Damit hat der Spieler B keine Möglichkeit mehr, sich zu melden (Bild 1 und Bild 2).

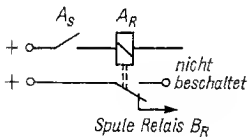


Bild 1
Schalten des Spulenstromkreises von B durch A

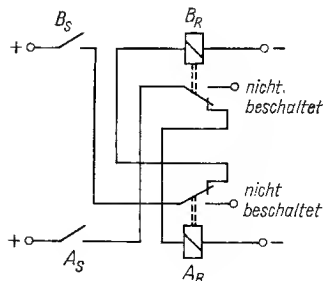


Bild 2
Verriegelungsschaltung mit Relais

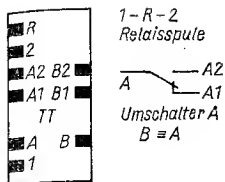
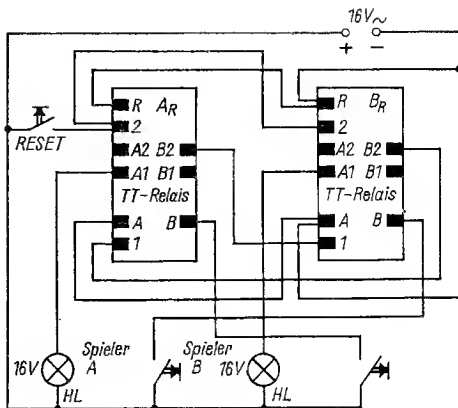


Bild 3
Kontaktbelegung der TT-Relais (Modelleisenbahn)

Bild 4
Bauschaltplan der Spielspaß-Schaltung



Relaisschaltung

Eine für den Anfänger überschaubare Schaltung kann mit 2 TT-Relais (Modelleisenbahn) als Brettschaltung aufgebaut werden. Bild 3 zeigt die Kontaktbelegung eines TT-Relais und Bild 4 den Bauschaltplan.

Ein weiterer Vorteil besteht darin, daß aus dem Zubehörtransformator einer Modelleisenbahn die Versorgungsspannung 16 V für die Relaispulen und die Glühlampen HL zur Verfügung steht. Alle weiteren Einzelheiten sind aus Bild 4 ersichtlich.

Ein Umschalter wird für die Verriegelung, der andere für die Glühlampen benutzt. Sicher gibt es andere Möglichkeiten, aber dadurch ist ein einfacher stufenweiser Aufbau möglich. Als Taster können übliche Klingelknöpfe oder andere eigene Konstruktionen verwendet werden.

NAND-Schaltung

Die Verwendung von NAND-Gattern hat sich bei der Einführung in die Schaltungstechnik immer wieder bewährt. Der anfängliche Nachteil besteht im Einlöten der Schaltkreise. Die geringen pin-Abstände wirken erschwerend. Ältere Kameraden werden ihre Hilfe hier nicht versagen. Bild 5 zeigt

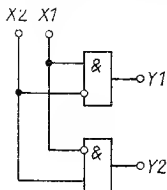


Bild 5
Prinzipielle Schaltung mit NAND-Gattern

X1	X2	Y	
		Y1	Y2
L	L	L	L
H	L	H	L
L	H	L	H
H	H	L	L

Bild 6

Zustandstabelle der Prinzipschaltung nach Bild 5 und Funktion:

$$Y = X1\bar{X2} \vee \bar{X1}X2$$

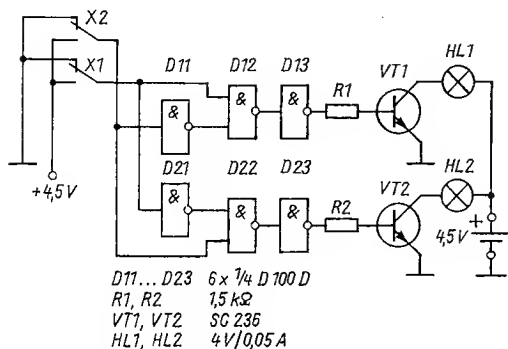


Bild 7 Stromlaufplan der Spiel Spaß-Schaltung mit NAND-Gattern

das Prinzip, Bild 6 die Zustandstabelle und Schaltfunktion. In Bild 7 ist die vollständige Schaltung aus *D 100*-Gattern dargestellt. Für die negierten Eingänge wird je ein *D 100*-Gatter eingesetzt. Die AND-Funktion läßt sich mit einem NAND und einer nachgeschalteten Negation erreichen.

RESET

RESET kann eingefügt werden, wenn man eine weitere Signalleitung und zur Verknüpfung einen 3fach-NAND (*D 110 D*) verwendet (Bild 8 und Bild 9). Nachzuschalten ist der Lampenverstärker nach Bild 7.

X1	X2	X3	Y	
			Y1	Y2
L	L	L	L	L
H	L	L	H	L
L	H	L	L	H
H	L	H	L	L
L	H	H	L	L
H	H	H	L	L

Bild 8

Zustandstabelle für RESET und Funktion: $Y = X1\bar{X2}\bar{X3}$

$$Y = \bar{X1}X2\bar{X3}$$

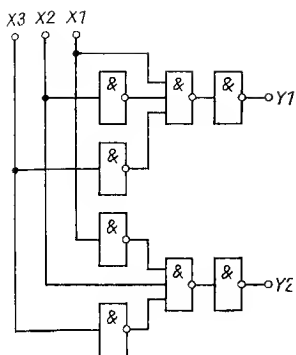
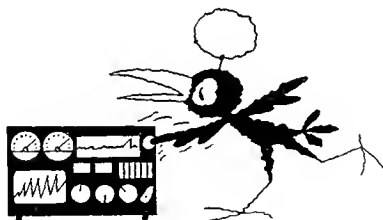


Bild 9
Teilstromlaufplan für RESET

Anwendungen

- Frage-Antwort-Spiel,
- Reaktionsspiel,
- Reaktionstest,
- Lern- und Ausbildungsgerät.

Dabei ist die Ausarbeitung von Fragen und Antworten zu bestimmten Themen erforderlich. Diese Grundschaltungen können für 3 und mehr Mitspieler weiterentwickelt werden. Außerdem ist es ratsam, Schaltkreise anderer Baureihen einzusetzen und damit die Teilnehmer «spielend und lernend» tiefer in diese Technik eindringen zu lassen.



Digitale Frequenzanzeige für FM-Rundfunkgeräte

Dipl.-Jur. Knut Theurich

Mit dem nachfolgend beschriebenen Baustein haben Elektronikamateure die Möglichkeit, ihre Eigenbau-FM-Rundfunkempfangsgeräte mit einer digitalen Frequenzanzeige auszurüsten. Das Spektrum der bisher in der DDR-Literatur veröffentlichten Schaltungen reicht vom mikroprozessorgesteuerten Synthesizertuner mit alphanumerischer Anzeige [1] bis zur einfachen Schaltung mit dem *B 555 D* als Steuerelement, die auch ohne Quarz brauchbare Eigenschaften aufweist [2]. Außer der Veröffentlichung in [2] ist jedoch allen ein Mangel eigen: Fehlende Leiterplattenentwürfe erschweren vor allem Anfängern den Nachbau [3], [4], [5]. Dazu kommen bei [4] und [5] Probleme bei der Beschaffung der darin verwendeten Importbauelemente.

Die Frage, ob eine digitale Frequenzanzeige an einem Rundfunkgerät sinnvoll ist, dürfte die Entwicklung der Heimelektronik inzwischen eindeutig mit ja beantwortet haben. Die zum Zeitpunkt der Manuskripterarbeitung angekündigten Typen von Schaltkreisen aus der DDR-Produktion lassen vermuten, daß unsere Industrie in Kürze ebenfalls Rundfunkempfangstechnik herstellen wird, die über derartigen Komfort verfügt. Die Vorteile liegen jedenfalls auf der Hand: Zum einen erhöhen sich Bedienkomfort und Abstimmtreffsicherheit, zum anderen erübrigen sich Konstruktion und Realisierung einer Skalenmechanik. Dieser Aspekt dürfte auch für Amateure von Bedeutung sein. Daß eine rot- oder grünleuchtende Frequenzanzeige auch den optischen Eindruck eines Eigenbaugeräts verbessert, dürfte ebenfalls als erwiesen gelten.

Von Versuchen, industriell gefertigte Rundfunkempfänger nachträglich damit auszustatten, muß abgeraten werden, da die Anzeige nicht für die AM-Bereiche vorgesehen ist. Meist ist es auch schwierig, für die Leiterplatte und die Anzeige im Gerät einen geeigneten Platz zu finden. Dazu kommen gestalterische Aspekte bei der Anordnung der Anzeige an der Frontplatte. Nicht zuletzt ergeben sich auch Probleme im Hinblick auf die Garantie und den Service!

Bei der Schaltungsentwicklung galten folgende Prämissen:

- Bis auf den Schaltkreis *MH 74 S 112* von TESLA ausschließlicher Einsatz von DDR-Bauelementen;
- Verwendung von Low-Power-Schottky-Schaltkreisen zur Senkung der Stromaufnahme;
- Anzeige nach dem in der DDR üblichen 100-kHz-Senderraster [6];

- Zeitbasis mit einer weitverbreiteten Quarzfrequenz;
- Angabe eines Leiterplattenentwurfs zur Erleichterung des Nachbaus;
- Berücksichtigung einiger Ausweidlösungen bei der Bauelementebestückung;
- Verzicht auf die Angabe einer Leiterplatte für die Anzeige, da diese zu meist entsprechend den jeweiligen Gegebenheiten angefertigt werden muß. Eventuell kann man auf den Entwurf in [2] zurückgreifen.

Stromlaufplan (Bild 1)

Ein linearisiertes CMOS-NAND-Gatter D1.1 erregt in Standardschaltung einen 200-kHz-Quarz. Quarze dieser Frequenz sind weit verbreitet, da sie als Trägerfrequenzquarz für magnetomechanische Filter in recht großen Stückzahlen eingesetzt werden. Über das als Tor arbeitende Gatter D1.2 gelangen die 200-kHz-Impulse auf einen aus 2 *DL 093 D* bestehenden Teiler mit einem Teilerverhältnis von 256:1. Am Ausgang Q_D werden H-Impulse mit einer Länge von 640 μ s abgegriffen, mit denen jeweils das Flip-Flop D2.1 freigegeben wird. Bei dieser Schaltung erübrigt sich ein gesondertes Torgatter.

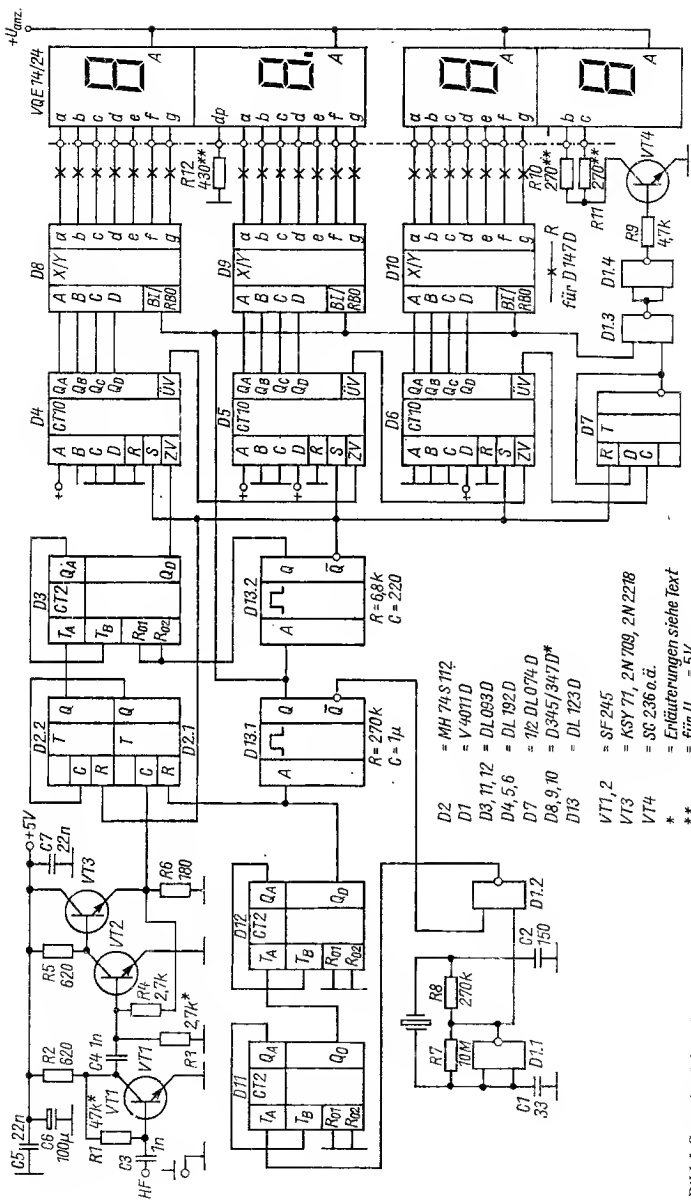
Die Ablaufsteuerung der Zählerlogik wird von 2 monostabilen Multivibratoren bewirkt. In Bild 2 ist das Impulsdiagramm dargestellt. Die abfallende Flanke des 640- μ s-Torimpulses triggert D13.1, dessen Haltezeit etwa 100 ms beträgt. Für diese Zeit werden die Ausgänge der Dekoder freigegeben. D1.2 sperrt für diese Zeit und verhindert auf diese Weise, daß 200-kHz-Impulse zum T_A -Eingang von D11 gelangen können.

Die abfallende Flanke am Q-Ausgang von D13.1 triggert D13.2, an dessen Ausgängen komplementäre Impulse von etwa 1 μ s Dauer entstehen. Diese bewirken die Rückstellung von D2.2, D3 und D7 sowie die Voreinstellung der Zählerschaltkreise D4, D5, D6. Die Haltezeiten der Monoflops sind unkritisch.

Der HF-TTL-Impulsformer stammt aus [7]. Ergänzt mit einer *SF 245*-Vorstufe, genügen bei 115 MHz Eingangsfrequenz 25 mV zur sicheren Triggerung des *MH 74 S 112*. Bei der niedrigsten Frequenz des Tuneroszillators reichten bereits 10 mV aus. Da die meisten Hersteller für diesen Schaltkreis nur 80 MHz als maximale Taktfrequenz garantieren und 125 MHz als typischen Wert angeben, wurde das im Muster eingesetzte Exemplar auf seine Grenzfrequenz getestet. Bei geringfügig erhöhter Betriebsspannung funktionierte es bis 138 MHz. Das bestätigt die Meßergebnisse in [7].

Dem 1. Flip-Flop folgt D2.2 und ein 16:1-Teiler mit einem *DL 093 D*. Letzterer kann einerseits die an seinem Eingang maximal auftretende Frequenz von 29 MHz mit Sicherheit verarbeiten, andererseits gibt er nach jedem 8. Zählerzustand eine LH-Flanke an D4 ab, was diesen weiterschaltet. Dadurch arbeitet die Anzeige exakt im 100-kHz-Raster. Auf diese Weise werden z. B. 102,3 MHz zwischen 102,25 MHz und 102,35 MHz angezeigt!

Die übrige Zähl- und Anzeigeschaltung weist keine Besonderheiten auf.



- D2 = MH 74S 112
- D1 = V 4011 D
- D3, 11, 12 = DL 093 D
- D4, 5, 6 = DL 192 D
- D7 = 1k2 DL 074 D
- D8, 9, 10 = D 345/347 D*
- D13 = DL 123 D
- VT1, 2 = SF 245
- VT3 = KSY 71, 2N 709, 2N 2218
- VT4 = SC 236 o.ä.
- * = Erläuterungen siehe Text
- ** = für U_{anz} = 5V

Bild 1 Stromlaufplan der digitalen Frequenzanzeige

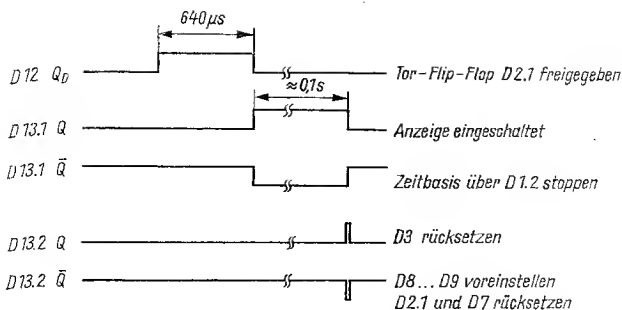


Bild 2 Impulsiagramm zur Veranschaulichung der Abläufe der Zählersteuerung

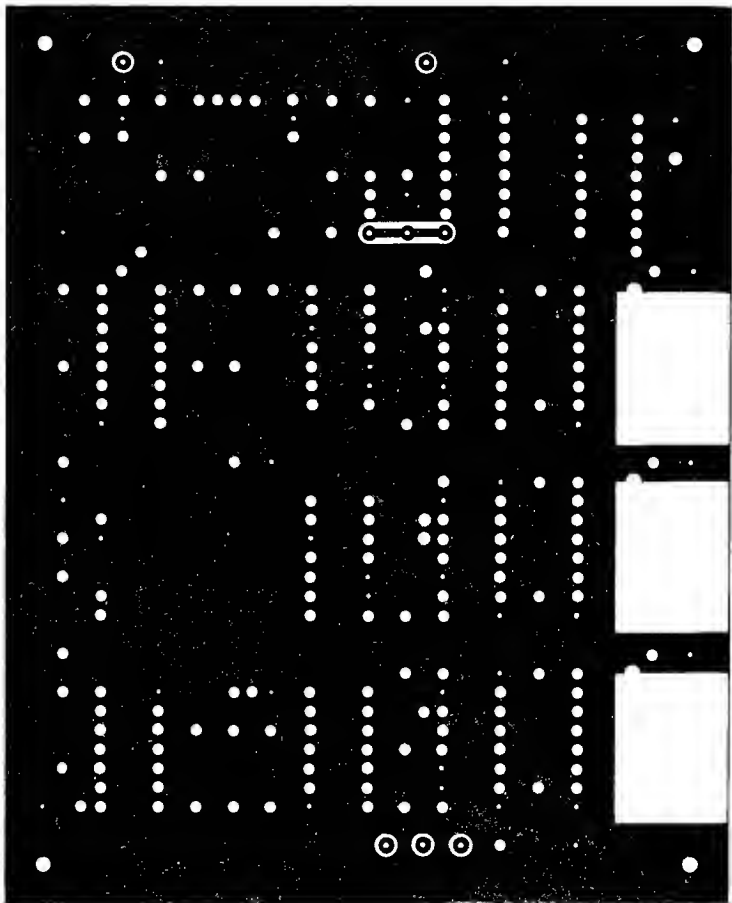
Die Dateneingänge von D4, D5 und D6 sind so beschaltet, daß die Zählerstellen der Zwischenfrequenz entsprechend auf «3», «9» und «8» voreingestellt werden. D7 steuert die 100-MHz-Stelle an.

Stromversorgung

Die TTL-Schaltkreise erfordern eine Betriebsspannung von 5 V. Vor allem im Interesse einer möglichst hohen Grenzfrequenz des 1. Schottky-Flip-Flop sollte diese Spannung möglichst genau eingehalten werden. Zur Erzeugung der Betriebsspannung bieten sich mehrere Möglichkeiten an, auf die man je nach den Gegebenheiten des Rundfunkgeräts bzw. seines Netzteils und je nach vorhandenen Bauelementen zurückgreifen kann. Ohne Anzeige betrug die Stromaufnahme beim Muster 145 mA, mit Anzeige 340 mA.

Baut man eine Stabilisierungsschaltung mit modernen Spannungsreglerschaltkreisen wie *B 3170 V* oder *MA 7805* auf, so sind diese Bauelemente auf entsprechend dimensionierte Kühlflächen zu montieren. Dabei ist zu beachten, daß beim *B 3170 V* die Kühlfahne mit dem Ausgang der Stabilisierungsschaltung verbunden ist, wogegen sich der *MA 7805* direkt auf die Massefläche schrauben läßt.

Läßt es sich aus konstruktiven Gründen nicht ermöglichen, eine Kühlfläche zu realisieren, die bei der gegebenen Betriebsspannung die Verlustleistung umsetzen kann, die bei der Versorgungsspannungserzeugung für die Gesamtschaltung entsteht, so kann die Anodenspannung auch getrennt erzeugt werden. Man beachte, daß diese Spannung 6,5 V nicht übersteigen sollte, um die Ausgänge der Dekoder keinesfalls zu gefährden. Schleift man entsprechend berechnete Widerstände in die Katodenleitungen der Anzeigebauelemente ein, so darf die Anodenspannung auch im Bereich zwischen 6,5 und 15 V liegen. Noch höhere Spannungen sind unzulässig und können zur Zerstörung der I²L-Dekoder führen.



Abweichungen von der Originalbestückung

Prinzipiell können an Stelle der Low-Power-Schottky-Schaltkreise auch Typen der Standardreihe eingesetzt werden. Das fand beim Entwurf der Leiterplatte Berücksichtigung, indem an den Ausgängen von D8, D9 und D10 Lötäugen für Vorwiderstände vorgesehen wurden. Somit besteht die Möglichkeit, an Stelle der P²L-Dekoder auch Dekoder *D 146 D/D 147 D* einzusetzen. Eine Einschränkung bezüglich der Einsetzbarkeit von Standard-TTL-Typen ist bei D11 zu machen, da D1.2 den T_A-Eingang eines *MH 7493* nicht mit Sicherheit treiben kann.

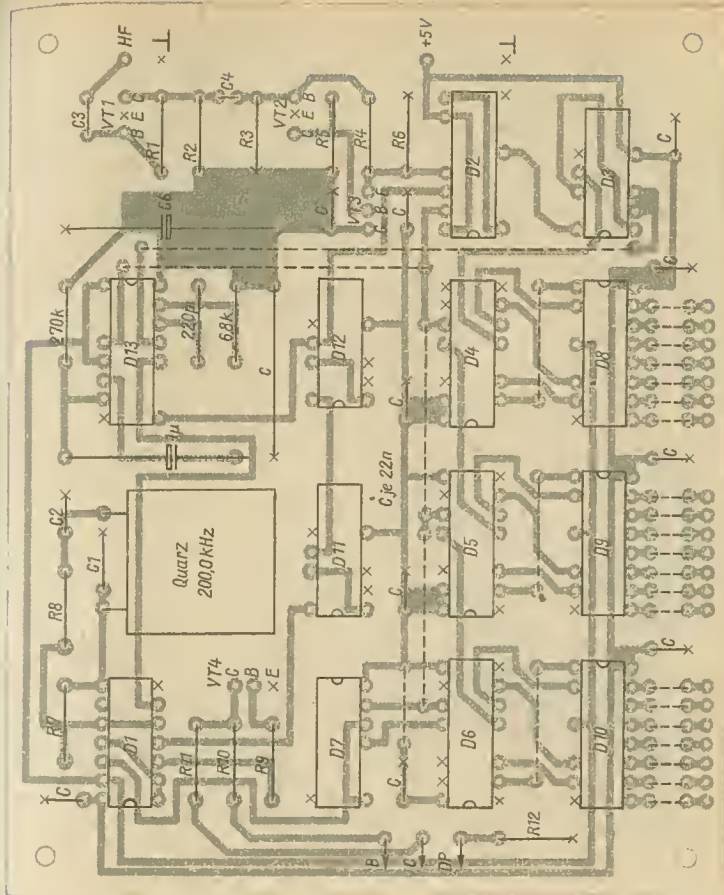


Bild 4 Entwurf der Leitungsführung der Bestückungsseite

Wer «nur» einen 100-kHz-Quarz besitzt, kann diesen auch einsetzen. Dazu ist es erforderlich, einen 2:1-Teiler (entweder von D11 oder D12) zu umgehen oder an Stelle von Q_D an Q_C die Ausgangsimpulse abzugreifen.

Aufbau

Vor der Bestückung der zweiseitigen Leiterplatte sind auf der Bestückungsseite nach Bild 4 alle Bohrungen freizusenken, durch die Bauelementanschlüsse führen, die nicht an Masse gelegt werden müssen. Besondere Sorgfalt erfordern die 3 «Durchkontaktierungen» am bestückungsseitigen Lei-

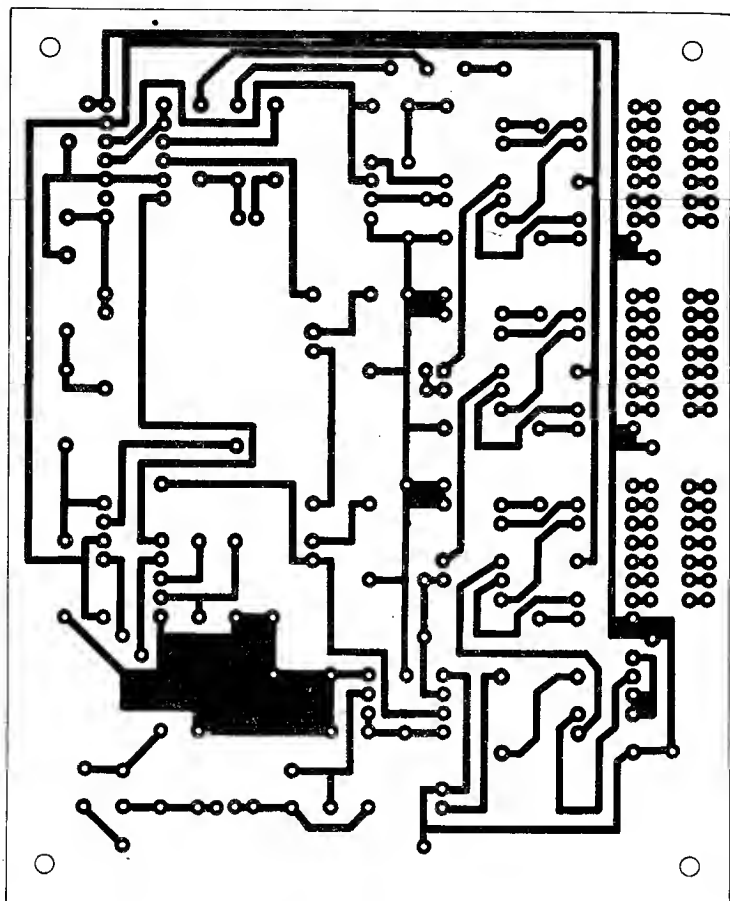


Bild 5 Bestückungsplan der Leiterplatte

terzug an 12 in 16 von D2. Bei der Bestückung des Quarzoszillators lötet man den V 4011 D als letztes Bauelement ein.

Da TTL-Schaltkreise im Impulsbetrieb ein sehr breites Spektrum von Störungen bis in den interessierenden Frequenzbereich und darüber hinaus verursachen, sollte die Leiterplatte HF-dicht in ein Gehäuse aus Leiterplattenmaterial oder Weißblech eingebaut werden. Bei liegend angeordnetem Quarz und ohne Anzeigen-Vorwiderstände ist ein 25 mm hoher Rahmen ausreichend, den man um die Leiterplatte «herum» anlötet. Müssen Vorwiderstände (stehend) eingebaut werden, so ist die Höhe des Rahmens entsprechend zu vergrößern. Danach schneidet man 2 Deckel zurecht, die sich mit in den Ecken eingelöteten M3-Muttern gut befestigen lassen.

Inbetriebnahme

Vor dem Anlegen der Betriebsspannung überzeuge man sich, ob fehlerfrei bestückt wurde.

Nach dem Anlegen der Spannung ist die Kollektorspannung von VT1 zu kontrollieren, die etwa 3 V betragen sollte. Weicht die gemessene Spannung davon erheblich ab, muß der Widerstand R1 verändert werden. Die Spannung am Emitter von VT3 kann im Bereich zwischen 1,5 und 2,0 V liegen, Korrekturen sind mit R3 möglich.

Jetzt kann die Anzeige angeschlossen werden, wozu man am besten dünne Litze verwendet. Nachdem die Betriebsspannungen an Leiterplatte und Anzeigenanoden angeschlossen sind, muß auf der Anzeige «189,3» zu lesen sein. Bei unruhiger Anzeige schließe man den HF-Eingang kurz. Ein Abgleich des Quarzoszillators erübrigt sich, da die zu erwartende Frequenzabweichung etwa eine Zehnerdimension kleiner ist, als für diese Anwendung erforderlich.

Zusammenschaltung mit dem Tuner

Damit die Schaltung zuverlässig arbeitet, sind an der Basis von VT1 etwa 30 mV Tuneroszillatorspannung erforderlich. Aus dem Schwingkreis des Oszillators wird mit einer Koppelspule ausgekoppelt. Dazu werden 1,5 Wdg. isolierten Drahtes zwischen die Windungen der Oszillatorspule gewickelt. Hinweise dazu sind auch in [5] enthalten. Die Verbindung zwischen Tuner und HF-Eingang der Leiterplatte realisiert man mit abgeschirmtem Kabel. Dieses kann Diodenkabel sein, allerdings so kurz wie möglich.

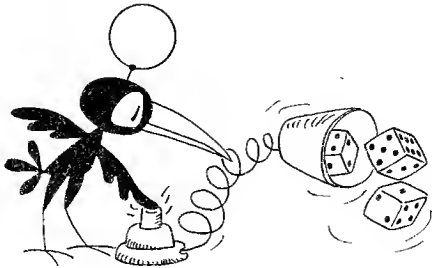
Es sei nicht verschwiegen, daß die Zusammenschaltung etwas kritisch ist, so daß eventuell experimentiert werden muß. Das betrifft sowohl die Windungsanzahl als auch die Lage der Koppelspule und kann eventuell auch Korrekturen der Arbeitspunkte von VT1 bis VT3 erfordern. Es kann sich auch herausstellen, daß das eingesetzte Exemplar für D2 die 115 MHz nicht verkraftet, was jedoch die absolute Ausnahme sein dürfte [7].

Literatur

- [1] H. Müller, Mikroprozessorgesteuerter Synthesizertuner mit alphanumerischer Anzeige. FUNKAMATEUR 36 (1987), Heft 7, Seite 343.
- [2] K. Theurich, FM-Rundfunksenderanzeige mit B555D-Zeitbasis. FUNKAMATEUR 37 (1988), Heft 12, Seite 591.
- [3] M. Richter, Digitale Frequenzanzeige für UKW-Heimempfänger. FUNKAMATEUR 31 (1982), Heft 2, Seite 68.
- [4] H. Radoschewski, Digitale Empfangsfrequenzanzeige für UKW-Tuner. radio-fernsehen-elektronik 34 (1985), Heft 5, Seite 323.
- [5] H. Radoschewski, UKW-Tuner. Amateurreihe electronica, Band 237, Berlin 1987.
- [6] N. N., DDR-FM-Rundfunkfrequenzen. FUNKAMATEUR 36 (1987), Heft 9, Seite 449.
- [7] T. Hamburger, HF-Eingangsverstärker. FUNKAMATEUR 36 (1987), Heft 9, Seite 446.

Elektronischer Würfel mit automatischer Abschaltung

Dipl.-Ing. Gert Skribanowitz



Zum Kennenlernen der Funktionsweise eines elektronischen Digitalzählers ist die Schaltung eines «Würfels» gut geeignet. Die vorgestellte Schaltung ist in CMOS-Technik aufgebaut und benötigt keinen Batterieschalter.

Prinzipschaltung (Bild 1)

Bei gedrückter Taste ST liefert der Generator G Rechteckimpulse an den Zähler CT6. Dieser gibt den jeweiligen Zählerstand im BCD-Kode an den Dekoder DC, der einen Zwischenspeicher enthält und die Siebensegmentanzeige steuert.

Beim Lösen der Taste ST wird der aktuelle Zählerstand im Dekoder gespeichert und kann an der Anzeige abgelesen werden. Der Kondensator C2 ist auf die Batteriespannung aufgeladen und speist den Hellsteueranschluß BI des Dekoders – die Anzeige leuchtet. C2 wird langsam entladen. Bei Erreichen der halben Batteriespannung wird die Hellsteuerung ausgeschaltet und damit die Anzeige dunkel. Da der Übergang langsam geschieht, tritt dabei ein Schwingen auf, das der Schaltkreis aber bei der niedrigen Betriebsspannung von 4 bis 5 V ohne Schaden verträgt.

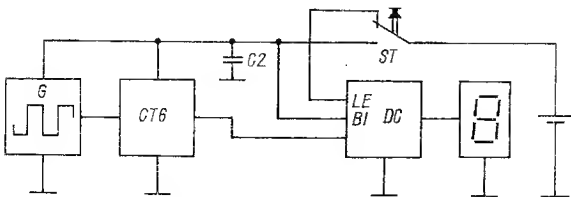


Bild 1 Prinzipschaltung des elektronischen Würfels

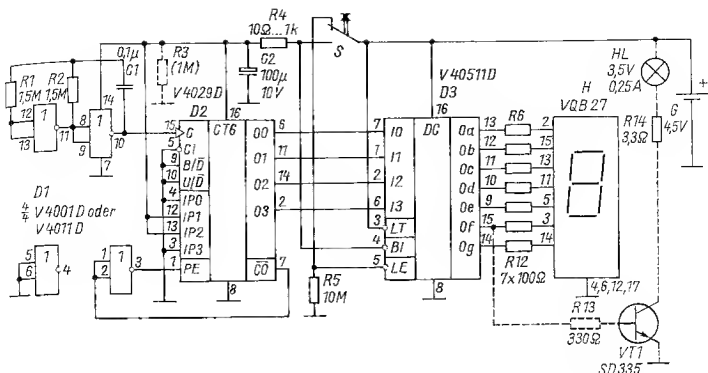


Bild 2 Stromlaufplan des elektronischen Würfels mit automatischer Abschaltung

Stromlaufplan (Bild 2)

Der Generator *G* besteht aus CMOS-Gattern (*D1* – *V 4001 D*), die als astabiler Multivibrator geschaltet sind. Er schwingt auf der Frequenz

$$f = \frac{0,46}{R_2 \cdot C_1} \approx 3 \text{ Hz} .$$

Den Zähler *CT6* (*D2*) realisiert man mit dem Schaltkreis *V 4029 D*. Mit pin 10 an L-Potential wird er als Rückwärtszähler geschaltet. An die Eingänge *IP0* bis *IP3* wird eine binäre 6 = LHHL gelegt. Das bewirkt ein Voreinstellen des Zählers. Beim Anlegen von Impulsen an den Takteingang *C* zählt er rückwärts bis 1. Beim folgenden Übergang auf 0 springt der Übertragsausgang */CO* von H- auf L-Potential. Dieser Potentialwechsel wird invertiert und setzt den Zähler über den Ladeeingang *PE* auf den voreingestellten Wert. Daher erscheint statt der 0 eine 6, der Rückwärtszählvorgang läuft erneut ab.

Solange man den Schalter *ST* drückt, arbeiten Generator und Zähler wie oben beschrieben. Der Dekoderanschluß *LE* (*D3* – *V 40511 D*) hat über *R5* L-Potential, und in der Anzeige laufen die Zahlen 6 bis 1 so schnell durch, daß man die einzelnen Werte nicht erkennen kann. Beim Lösen der Taste *ST* wird *LE* auf H-Potential geschaltet, der interne Speicher des Dekoders hält den letzten Wert – das Würfelergbnis. Nach einigen Sekunden ist *C2* so weit entladen, daß die Anzeige dunkel wird. Mit *R3* kann diese Zeit verkürzt werden.

Mit nur wenig Zusatzaufwand ist eine Effektbeleuchtung möglich (*R13*, *VT1*, *R14*, *HL*). Während des «Würfeln» blinkt sie, bei 6, 5, 4 leuchtet sie, bei 3, 2, 1 bleibt sie dunkel.

Zur Stromversorgung kann man 4,5-V-Batterien oder 3 Gnomzellen *R6* verwenden. Beim Einsatz von Kleinakkumulatoren ist darauf zu achten, daß sie nicht unter $2 \times 1,8 \text{ V}$ entladen werden. Eine einfache Kontrolle ist

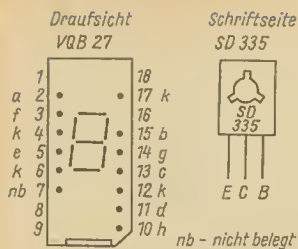


Bild 3
Anschlußbelegung für Lichtemitteranzeige VQB 27 und für VTI (SD 335)



Bild 4
Einbau der Leiterplatte und der Stromversorgung in einem würfelförmigen Sperrholzgehäuse

durch folgende Ergänzung möglich: In Reihe zur Batterie wird ein Si-Gleichrichter SY 360/05 geschaltet, und R6 bis R12 werden auf 68Ω verringert. Bei Erreichen der Akkumulator-Entladeschlußspannung von 3,6 V ist die Anzeige bereits so dunkel, daß man sie kaum noch erkennen kann.

Der Ruhestrom der Schaltung wird durch R5 und D3 bestimmt und beträgt etwa $1 \mu\text{A}$ (maximal $5,5 \mu\text{A}$). Falls für D3 die «Amateurvariante» S 40511 D verwendet wird, kann der Ruhestrom bis zu $150 \mu\text{A}$ betragen und sollte nachgemessen werden. Liegt der Wert über $50 \mu\text{A}$, ist es günstig, bei längeren Betriebspausen die Batterie zu entfernen.

Temperaturmeßgerät mit LED-Anzeige

Dipl.-Ing. Klaus Deistung

Das beschriebene «elektronische Thermometer» arbeitet zuverlässig, ist leicht handhabbar und transportabel. Der Meßbereich geht bis 200 °C. Auf eine digitale Anzeige und den linearen Widerstandsfühler Pt 100 wurde aus Kostengründen verzichtet. Damit bleibt der Materialaufwand für den Elektronikamateur in Grenzen.

Als Temperaturfühler wird der Thermistor *TNF-M 1 kΩ/20–20* verwendet [1]. Um die nichtlineare Kennlinie dieses Bauelements zu linearisieren, d. h. eine linearisierte Skale zu erhalten, gibt es mehrere Möglichkeiten [2], [3] u. a. Bild 1 zeigt 3 Möglichkeiten der Linearisierungsschaltungen, und Bild 2 gibt die entsprechenden Meßergebnisse an.

Bild 3 zeigt den Stromlaufplan des Temperaturmeßgerätes. Der Thermistor R5 ändert seinen Wert temperaturabhängig und bringt die Brückenschaltung, in der er liegt, aus dem Gleichgewicht. Ein Operationsverstärker A1 (*B 621 D*) [4] vergrößert die Empfindlichkeit der Brücken-Nullanzeige. Mit dem «Kompensations»-Potentiometer PR1 wird die Brücke wieder abgeglichen. Auf der Potentiometerachse befindet sich die geeichte Skale (s. Bild 6) oder ein großer Pfeilknopf. Bei angenähertem Brückengleichgewicht schaltet die LED VD1 um. Der Temperaturwert wird dann auf der Skale abgelesen.

Für PR1 lassen sich ein Potentiometer mit linearer oder auch logarithmischer Kennlinie (*R6* und *R7* vergrößern) verwenden. Mit den Widerständen *R2* und *R3* werden der Anfangs- und der Endpunkt der Skale festgelegt

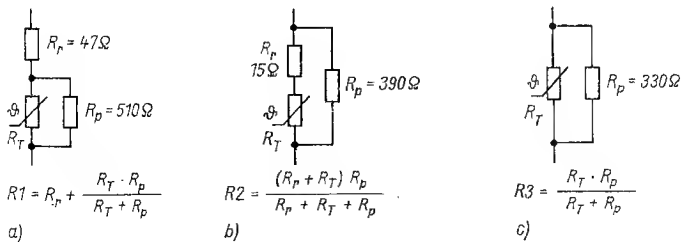


Bild 1 Linearisierungsschaltungen für den Thermistor

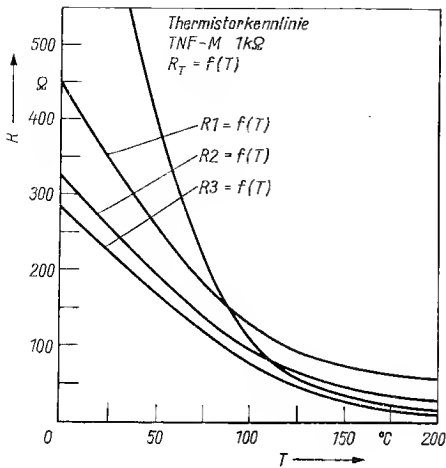


Bild 2
Grafische Darstellung der Werte nach Bild 1

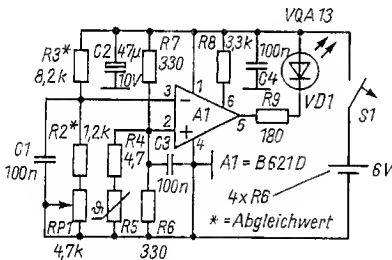


Bild 3
Stromlaufplan des Kompensations-thermometers

bzw. den Erfordernissen angepaßt. Bei drehbarer Skale kann die LED (eventuell 3eckiger Typ) den Ablesepunkt markieren und beleuchten.

Die Stromversorgung wurde auf Kurzzeitbetrieb ausgelegt und mit 4 Elementen R_6 bestückt, was sich in die Gesamtkonzeption gut einfügt. Eingeschaltet wird die Stromversorgung mit dem Mikrotaster S1. Die Stromaufnahme der Schaltung ist gering: 17 mA/35 mA ohne/mit LED; sie kann durch Vergrößern von R_9 noch etwas verringert werden. Blinkt die LED am Umschaltpunkt ohne Veränderung der Skaleneinstellung, so sind die Batterien verbraucht. Für den Aufbau der Schaltung wird eine 2seitig kaschierte Leiterplatte verwendet, die herkömmlichen Bauelemente werden alle aufgelötet (s. auch [5]). Dieses Verfahren gestattet eine effektive Platzausnutzung und liefert eine kompakte Baugruppe, die dann in ein passendes Gehäuse gesetzt werden kann. Bild 4 und Bild 5 zeigen relativ große Lötflächen, die sich nicht so schnell beim Löten lösen lassen.

Die Bauelementeanschlüsse werden je nach Bedarf nach innen oder außen abgewinkelt, so daß sie mit etwa 2 mm langen Enden aufgelötet werden und die Bauelemente 1 bis 2 mm über der Leiterplatte liegen. Bohrun-

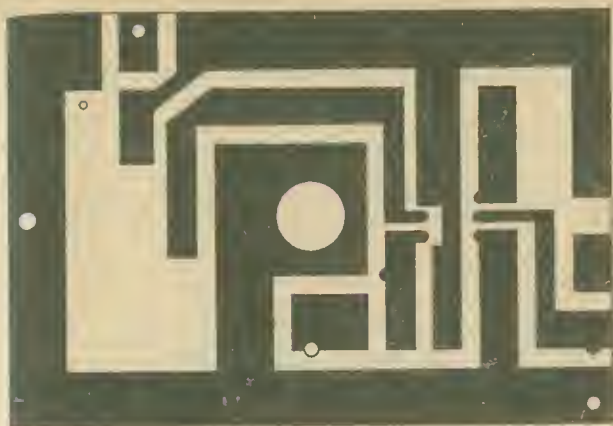


Bild 4 Leiterseite (a) mit Bestückung



gen sind zur Befestigung von PR1, S1, für 2 Durchkontaktierungen (DK) und 2 Drahtdurchführungen (D) für den Schleifer von PR1 und S1 notwendig. Die Batteriehalterung kann aus Messingstreifen aufgelötet werden. An den Seiten wird zusätzlich z. B. eine Lötöse befestigt, um mit einem gespannten Gummi ein Herausfallen der Batterien zu verhindern.

Das Kastengehäuse hat etwa die Innenabmessungen 60 mm × 55 mm × 33 mm und sollte erst nach Fertigstellung der Kompaktleiterplatte (Bauelementeauswahl) aufgebaut werden. Es sind Löcher für die Potentiometerachse PR1, die Anzeige-LED, den Thermistorfühler und den Stößel (eventuell verlängern oder in einer Vertiefung unterbringen) des Mikrotasters erforderlich. Die Leiterplatte braucht bei guter Gesamtmontage nicht extra

verschraubt zu werden. Bild 6 zeigt einen Aufbauvorschlag. Beim Zusammenbau werden die Batterien und die Leiterplatte zweckmäßig mit einer Schaumgummilage beim Anschrauben des Rückdeckels angepreßt.

Das Eichen der Skale ist in jedem Fall notwendig. Dazu verwendet man am besten ein etwa 0,5 l großes Gefäß mit Öl (bis 100 °C auch Wasser) und eine Wärmequelle (Gas oder 300-W-Tauchsieder) sowie ein Thermometer bis 200 °C. Die Temperatur wird jeweils um z. B. 5 K oder 10 K erhöht und für 1 bis 3 min konstant gehalten (leicht rühren, eventuell mit kühlem Metall die Temperatur bei Notwendigkeit etwas senken). Jetzt wird der Skalenswert markiert. Mit dieser Methode kann man gleichzeitig auch mehrere Skalen eichen/ herstellen.

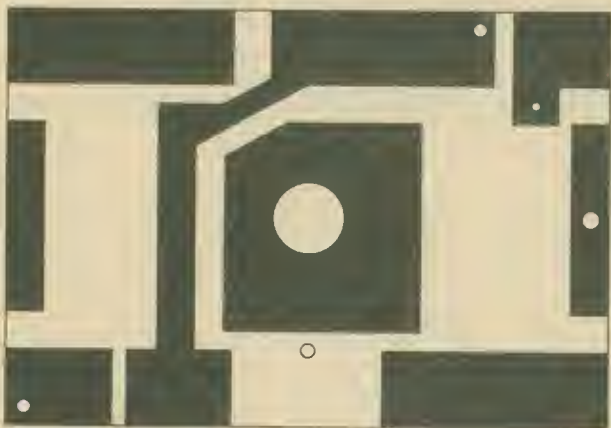
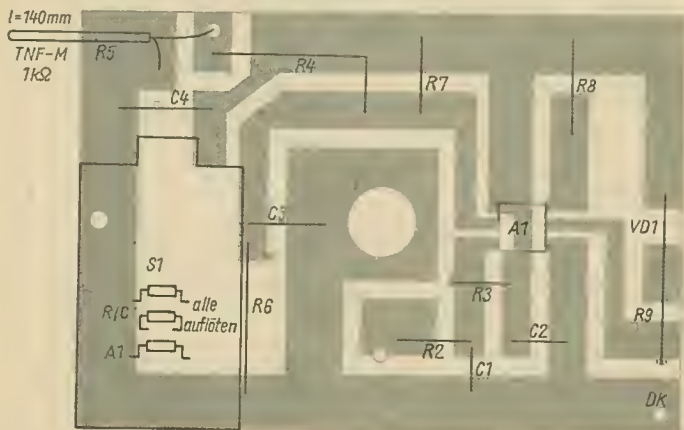


Bild 5 Leiterseite (b) mit Stromversorgung



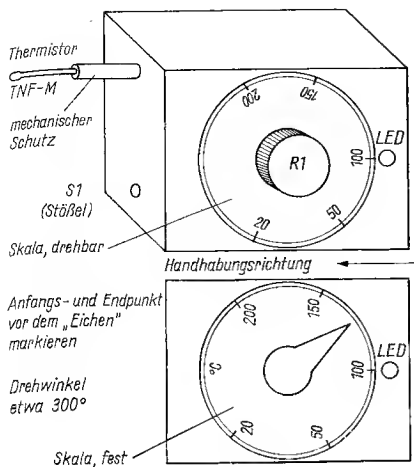


Bild 6
 Aufbauvorschlag für das beschriebene Thermometer

Zum Messen wird der Fühler 10 bis 15 s am Meßobjekt erwärmt. Erst jetzt wird die Stromversorgung eingeschaltet und der Skalenkopf bei linearem PR1 von links beginnend – LED leuchtet – nach rechts gedreht, bis die LED erlischt, das ist der Meßwert. Ein Wiederaufleuchten der LED zeigt eine weitere Erwärmung des Fühlers an und erfordert ein Nachstellen, um den wahren Temperaturwert zu ermitteln.

Bei einer Industrieprobung erwies sich der beschriebene Weg des Aufbaus als Betriebsmeßgerät insofern als richtig, weil auf diese Weise ein transportables Temperaturmeßgerät mit einem großen Meßbereich vorliegt, das eine punktförmige Temperaturbestimmung gewährleistet. Der Meßbereich kann bei Notwendigkeit eingengt werden, was die Ablesegenauigkeit erhöht. Durch Verwendung anderer Thermistoren (0,47 bis 4,7 k Ω) kann das Meßgerät unterschiedlichen Bedürfnissen angepaßt und der Thermistor auch über mehrere Meter Leitung angeschlossen werden, R4 entfällt dann. Die Erarbeitung einer Skala ist in jedem Fall notwendig.

Die Kosten für eine digitalanzeigende Thermometervariante liegen um den Faktor 8 bis 10 höher und steigen mit zunehmender Genauigkeit.

Literatur

- [1] Katalog VEB Kombinat Keramische Werke Hermsdorf, Thermistoren.
- [2] S. Banda, Dimensionierung von Heißleiterschaltungen zu einer linearen Temperaturkompensation. *radio-fernsehen-elektronik* 30 (1981), Heft 11, Seite 726 bis 728.
- [3] D. Müller, Thermistoren und ihre Anwendung. *Elektronisches Jahrbuch* 1983, Berlin 1982.
- [4] E. Kulla, Operationsverstärker-IS. Reihe Mikroelektronik, VEB Halbleiterwerke Frankfurt/Oder und Bezirksvorstand Kammer der Technik Frankfurt/Oder 1984.
- [5] L. Auer, Oberflächenmontage – eine kurze Übersicht. *Nachrichtentechnik-Elektronik* 36 (1986), Heft 7, Seite 244 bis 248.

Genauer Temperaturregler für das Heimlabor

Andreas Kosch – Y63St

Im Gegensatz zur S/W-Technik erfordert der Farbpositivprozeß im Heimlabor eine sehr exakte Materialverarbeitung. Durch die Vielzahl der möglichen Fehlerquellen entstehen bei der unsachgemäßen Verarbeitung unbefriedigende Ergebnisse. Eine Fehlerquelle kann z. B. eine von den Toleranzen der Verarbeitungsvorschrift abweichende Temperatur des Farbwärmeentwicklers sein.

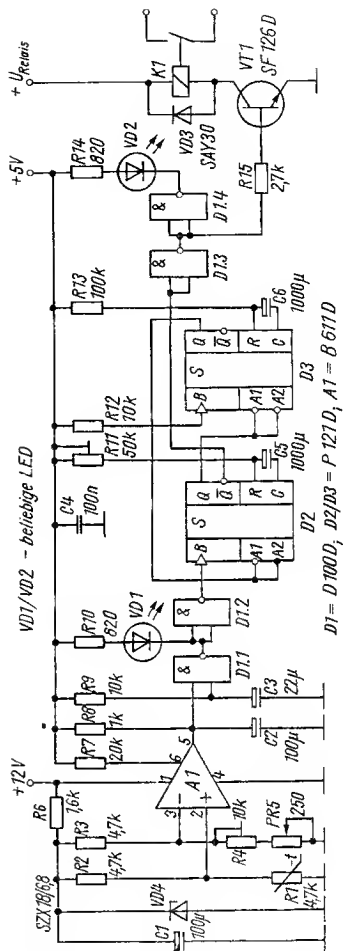
Die vorgestellte Schaltung wurde entwickelt, um ohne mechanischen Mehraufwand bzw. zeitraubende Vorarbeiten mit den handelsüblichen *STUWA*-Wärmeplatten die Temperatur des Farbwärmeentwicklers auf $20\text{ °C} \pm 0,25\text{ K}$ konstant zu halten. Um die Toleranzgrenzen einzuhalten, ist es notwendig, das Verhalten der Regelstrecke (Wärmeplatte mit daraufstehender Fotoschale) zu berücksichtigen. Die aus Hartpapier gefertigte Wärmeplatte hat eine hohe Wärmeträgheit, dadurch wurde im Gegensatz zu herkömmlichen Temperaturregelschaltungen das in [1] vorgestellte Prinzip verwendet. Die im Bild dargestellte Schaltung arbeitet in 3 Phasen:

- Abtastphase (Feststellung von Temperaturabweichungen),
- Heizphase (Heizdauer zeitlich einstellbar),
- Wartephase (Kompensation der Wärmeträgheit).

Bei einer Unterschreitung der Solltemperatur wird durch A1 der die Heizzeit bestimmende Monoflopschaltkreis D2 aktiviert und über D1.3 und VT1 die Heizung der Wärmeplatte eingeschaltet. Nach Ablauf der mit R11 von 1 bis 30 s einstellbaren Heizzeit wird die Heizung ausgeschaltet und gleichzeitig D3 gestartet.

Während der Wartezeit wird D2 und damit auch die Heizung gesperrt. R13 legt die Wartezeit auf ungefähr 90 s fest (laut Datenblatt des *D 121 D* sind für R13 nur maximal 40 k Ω zulässig, gegebenenfalls ist deshalb R13 zu variieren!). Solange sich die Badtemperatur unter dem Soll-Wert befindet, wechseln sich Heiz- und Wartephase ab, bis die Soll-Temperatur erreicht ist. R5 ermöglicht die Feineinstellung des Soll-Werts. VD1 zeigt den Schaltzustand von A1 und damit eine Temperaturunterschreitung an. VD2 signalisiert die eingeschaltete Heizung. C2 verhindert das Starten von D2 bei kurzzeitigen Spannungsspitzen. Sonst enthält die Schaltung keine Besonderheiten.

Die Betriebsspannungen von +5 und +12 V sollten stabilisiert sein, auf die Darstellung eines Netzteils wurde verzichtet. Zur Realisierung des Tem-



Stromlaufplan des beschriebenen Temperaturreglers

peraturfühlers $R1$ wurden 3 Thermistoren (TNM-Typ) in Reihe geschaltet und in ein dünnwandiges Glasröhrchen von 7 mm Durchmesser und 35 mm Länge eingebaut. Um die Wärmeträgheit weiter herabzusetzen, wurde der Zwischenraum mit *Cenupaste* ausgefüllt. Das Glasröhrchen wird in die Fotoschale eingehängt, die Zuführung zum Gerät geschieht mit abgeschirmtem Kabel.

Der Temperaturregler ist seit September 1986 im Heimlabor des Autors im Einsatz. Unter den dort vorhandenen Bedingungen (Raumtemperatur 18 bis 20 °C, Verwendung der *STUWA*-Wärmeplatte *EB 330*, Fotoschale mit

I 1 Entwicklerlösung, regelmäßige Bewegung des Entwicklerbads, 20 s Heizzeit) konnte während der jeweils 4 bis 6 h dauernden Colorarbeiten nur eine maximale Abweichung von $\pm 0,2$ K festgestellt werden. Meist wurden Abweichungen von nur 0,1 K erreicht. Da für die anderen Bäder der Farbpositivherstellung größere Temperaturtoleranzen zulässig sind, bietet es sich an, mehrere Wärmeplatten an einem Temperaturregler zu betreiben, wobei sich aber der Temperaturfühler in jedem Fall in der Entwicklerlösung befinden sollte.

Literatur

- [1] F. Haubold, Genauer Temperaturregler für wärmeträge Geräte. FUNKAMATEUR 34 (1985) Heft 7, Seite 348.
- [2] W. Müller, Elektronische Hilfsgeräte für das Fotolabor. Amateurreihe electronica, Band 190, Seite 78 ff., Berlin 1981.
- [3] H. Jakubaschk, Elektronikbastelbuch für Foto- und Filmamateure. 2. Auflage, Seite 95 ff., Leipzig 1985.
- [4] Autorenkollektiv, Mikroelektronik in der Amateurpraxis. Seite 140 ff., Berlin 1980.
- [5] K. Schienzig, /D. Jung, Neue Halbleiterbauelemente OPV. Berlin 1986.

ELEKTRONIK-SPLITTER

NF-Vorverstärker mit Operationsverstärker

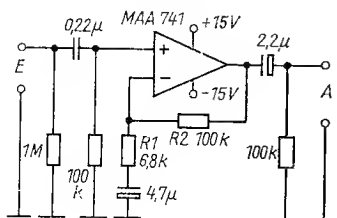
In der NF-Verstärkerpraxis vielseitig eingesetzt werden kann die untenstehende Schaltung eines NF-Vorverstärkers, die als aktives Bauelement einen Operationsverstärker enthält. Die Spannungsverstärkung ist etwa $V_u = 15,7$, so daß mit einer NF-Eingangsspannung von 100 mV etwa 1,55 V NF-Ausgangsspannung zur Verfügung stehen. Der Eingangswiderstand beträgt etwa 85 k Ω , der Übertragungsbereich ist für ± 1 dB 10 Hz bis 35 kHz bei einem Klirrfaktor von kleiner 0,01%. Zur Stromversorgung wird eine Betriebsspannung von ± 15 V benutzt. Die Spannungsverstärkung V_u ist durch Änderung des Wertes von R1 möglich. Dafür gilt folgender Zusammenhang:

$$V_u = \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Mit den angegebenen Werten ist $V_u = (6,8 \text{ k}\Omega + 100 \text{ k}\Omega)/6,8 \text{ k}\Omega \approx 15,7$.

Literatur

electrotechnicar, Heft 1/1984, Seite 21.



K. H. S

Einkreis-Geradeempfänger

Anfänger scheuen es meist, Rundfunkempfangsschaltungen nach Superhet-empfangsprinzip aufzubauen. Solche Schaltungen erfordern den Abgleich von Eingangskreis und Oszillatorkreis, wobei ein bestimmter Gleichlauf zwischen beiden Frequenzen erforderlich ist, sowie den Abgleich des Zwischenfrequenzverstärkers. Dafür stehen meist der Prüfgenerator für den Abgleich und die notwendigen Erfahrungen nicht zur Verfügung. In solchen Fällen hat der Geradeempfänger durchaus noch seine Berechtigung, wengleich auch HF-Eingangsempfindlichkeit und Trennschärfe zu wünschen übriglassen. Die HF-Eingangsempfindlichkeit kann durch einen verlustarmen HF-Schwingkreis und die Antennenanlage verbessert werden. Die Trennschärfe wird bestimmt vom verlustlosen Schwingkreis (hohe Güte) und von der Ankoppelspule $L2$, deren Windungszahl man so gering auslegt, wie es die HF-Eingangsempfindlichkeit gestattet.

Nachfolgend werden moderne Einkreis-HF-Schaltungen vorgestellt, die im wesentlichen aus HF-Schwingkreis, HF-Verstärkerstufen und HF-De-modulator bestehen, so daß am Ausgang das demodulierte NF-Signal zur Verfügung steht. Nachzuschalten wäre ein NF-Verstärker. Das kann ein transistorisierter Kopfhörerverstärker sein, ein Transistor-NF-Verstärker für Lautsprecherbetrieb oder ein NF-Verstärker mit dem NF-Verstärker-Schaltkreis *A 211 D*, so daß eine NF-Ausgangsleistung von etwa 1 W zur Ver-

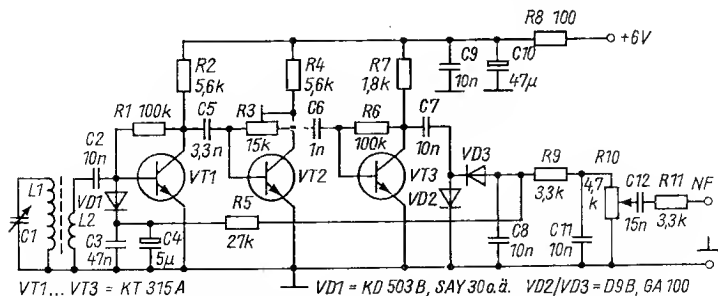


Bild 1 Eingangsteil eines Geradeempfängers mit 3stufigem HF-Verstärker (VT1 bis VT3 – SC 236c) [1]

fügung steht, was für solche Einsatzfälle ausreicht. Zur Transistorbestückung der HF-Schaltung (VT1 bis VT3) sollte man keine Silizium-HF-Transistoren (SF-Typen) verwenden. Durch die hohe Transistorfrequenz und die hohe Verstärkung kommt es zu Schwingneigungen, die sich kaum beherrschen lassen. Günstiger sind Silizium-NF-Transistoren der SC-Reihe (SC 236c o. ä.), deren Transitfrequenz für diesen Einsatzfall völlig ausreichend ist.

Im Stromlaufplan Bild 1 wird ein 3stufiger HF-Verstärker verwendet, wobei die Verstärkung der 1. Stufe durch die Rückführung einer Gleichspannung aus dem Demodulator geregelt wird. Die Gesamtverstärkung kann durch geeignete Wahl der Basis-Vorwiderstände $R1/R3/R6$ eingestellt werden. Als Drehkondensator $C1$ eignen sich alle Typen mit Kapazitäten von 140 bis maximal 500 pF (aus alten Rundfunkempfängern). Von der Kapazität abhängig ist die Windungszahl der Schwingkreisspule $L1$ auf einem Ferritstab (8 bis 10 mm Durchmesser, 60 bis 120 mm lang). Für den Mittelwellenbereich (MW) sind das etwa 75 Wdg., HF-Litze; für den Langwellenbereich (LW) etwa 220 Wdg., 0,15-mm-CuL. Die Koppelspule hat bei MW etwa 2 bis 6 Wdg., bei LW etwa 4 bis 12 Wdg., 0,2-mm-CuL.

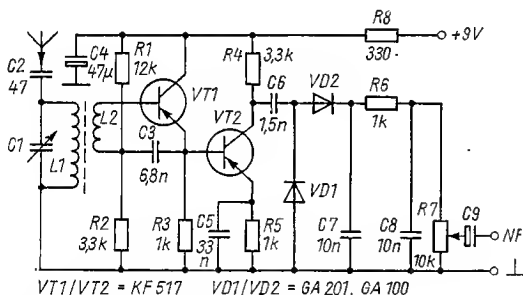


Bild 2 Eingangsteil eines Geradeempfängers mit Kollektorbasis-Eingangsstufe (VT1/VT2 - SC 307c) [2]

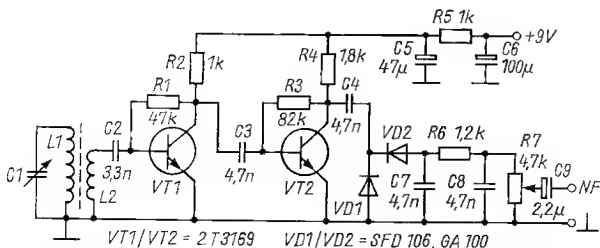


Bild 3 Eingangsteil eines Geradeempfängers mit 2stufigem HF-Verstärker (VT1/VT2 - SC 306c) [3]

Die Schaltung in Bild 2 ist 2stufig, wobei die 1. Stufe in Kollektorbasis-schaltung arbeitet. Da pnp-Transistoren verwendet werden, sind als Transistoren z.B. der Typ *SC 307c* einsetzbar. Bild 3 zeigt eine Geradeausempfängers- schaltung mit 2stufigem HF-Verstärker. Eine Außenantenne ist bei allen 3 Schaltungen möglich, die Ankopplung geschieht über eine kleine Kapazität (10 bis 100 pF) an den Schwingkreis.

Durchgangsprüfer mit Tonausgabe

In der Bastelpraxis ist es oft erforderlich, an Bauelementen, Bauteilen und Schaltungen Prüfungen auf Durchgang vorzunehmen. Handelsübliche Durchgangsprüfer (Kfz-Handel) arbeiten mit einer kleinen Glühlampe, so daß nur sehr niederohmige Messungen möglich sind. Ein Durchgangsprüfer kann aber auch wie ein Ohmmeter aufgebaut werden, allerdings ist dann auch ein Meßwerk erforderlich, das man beim Prüfvorgang beobachten muß. Günstig ist ein Durchgangsprüfer mit akustischer Anzeige, weil man sich dann voll auf den Prüfvorgang konzentrieren kann. Bild 4 zeigt dafür einen Stromlaufplan, der mit dem TTL-Schaltkreis *D 100 D* arbeitet. Der logische Ausgangspegel von D1.1 steuert den Tongenerator D1.2 bis D1.4, das NF-Signal wird durch VT1 verstärkt und über BL abgestrahlt. Zur Tonabgabe eignet sich ein Kleinlautsprecher 8 Ω oder eine Kopfhörerkapsel bzw. Fernsprechkörnerkapsel. Die Tonhöhe wird von C1 und R4 bestimmt. An den Eingangsbuchsen werden 2 Prüfschnüre zur Durchgangsprüfung angeschlossen. Als Bauelemente eignet sich für VT1 der Typ *SF 126*, VD1 ist eine Z-Diode 3 V, die in der DDR nicht hergestellt wird. Dafür setzt man 3 bis 4 in Flußrichtung geschaltete Siliziumdioden, z. B. *SZX 18/1*, *SY 345/05* o. ä. ein.

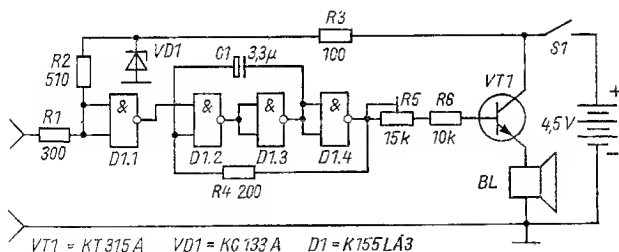


Bild 4 Durchgangsprüfer mit akustischem Signal [4]

Einfacher Transistorprüfer

Bei der Prüfung des Stromverstärkungsfaktors von Siliziumtransistoren kann man den Reststrom des Transistors vernachlässigen. Im Stromlaufplan Bild 5 werden mit den Einstellwiderständen R2 und R3 (umschaltbar

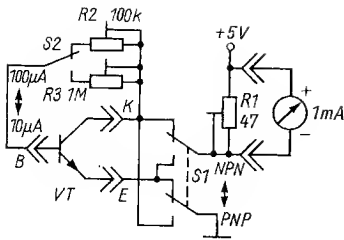


Bild 5
Stromlaufplan zur Stromverstärkungsmes-
sung bei Siliziumtransistoren [5]

mit S2) die Basisströme 100 und 10 μA eingestellt. Das 1-mA-Meßwerk wird mit dem als Shunt wirksamen Einstellwiderstand R1 auf einen Endausschlag von 10 mA eingestellt. Damit sind die Gleichstrom-Stromverstärkungsfaktoren bis 100 bzw. 1000 direkt ablesbar. Mit dem Umschalter S1 wird die Zonenfolge des zu prüfenden Transistors bestimmt. Der verstärkte Strom wird einmal im Kollektorkreis (npn) oder im Emittterkreis (pnp) gemessen. Zum Anschluß des zu prüfenden Transistors sind 3 Buchsen vorgesehen. Die Einstellwiderstände R1 und R3 können nach Abgleich der Schaltung auch ausgemessen und durch Festwiderstände ersetzt werden.

Einfaches FET-Voltmeter

Mit dem Einsatz des Feldeffekttransistors lassen sich relativ hochohmige Schaltungen realisieren. Bild 6 zeigt ein Beispiel für ein einfaches Voltmeter für Gleichspannungsmessungen. Der Eingangswiderstand ist etwa $1\text{ M}\Omega/\text{V}$, so daß Meßobjekte kaum belastet werden. Durch die Ergänzung mit einem Tastkopf sind auch HF-Spannungsmessungen möglich. Die Meßbereiche sind 2 und 20 V. Um genaue Messungen zu erhalten, sind die Widerstände R1 bis R4 auf 1 bis 2% Genauigkeit auszusuchen bzw. abzugleichen.

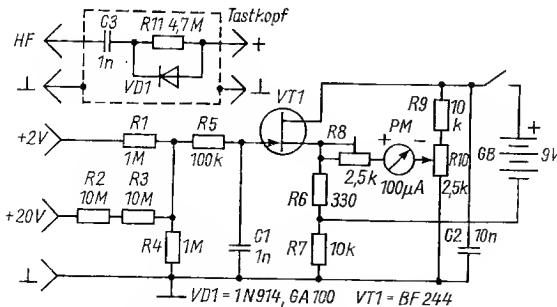


Bild 6 Stromlaufplan für ein einfaches Gleich- und HF-Spannungsmessgerät [6]

Die Nullpunkteinstellung bewirkt R_{10} , wofür ein Potentiometer vorgesehen wird. Mit dem Einstellwiderstand R_8 wird der Skalenausschlag festgelegt. Als FET eignet sich der sowjetische Typ $KP\ 303$, als Demodulator-diode der Typ $GA\ 100$ o. ä. Das Meßwerk PM hat eine Stromempfindlichkeit im Bereich von 50 bis $100\ \mu A$. Oft sind $10\text{-}M\Omega$ -Widerstände schwer beschaffbar, so daß man in der Schaltung auch kleinere Werte in Reihenschaltung einsetzen kann. Die Bauelemente für den Tastkopf werden zur Abschirmung in ein kleines Metallgehäuse (z. B. ein Stück Rohr) eingebaut mit isolierter Tastspitze. Die Verbindung zum FET-Gleichspannungsmesser geschieht mit abgeschirmter Leitung.

Sonden zur HF-Spannungsanzeige

Beim Experimentieren mit Oszillatorschaltungen und in der Amateurfunkpraxis ist ein schneller Nachweis von HF-Energie bzw. HF-Spannungen erforderlich. Meist verwendet man dafür bei geringen HF-Energien bzw. HF-Spannungen hochohmige Voltmeter mit einem HF-Tastkopf. Für überschlägige Prüfungen eignet sich nach Bild 7 auch eine Leuchtdiode, der man eine HF-Demodulatorschaltung vorsetzt. Mit der einfachsten Schaltung nach Bild 7a können HF-Spannungen ab etwa 1 V nachgewiesen werden. Als Dioden eignen sich $GA\ 100$ o. ä., für die LED kann ein beliebiger Typ verwendet werden. Verstärkt man den aus der Demodulation gewonnenen Strom (Bild 7b), so kann man schon ab etwa 0,2 V HF-Spannungen anzeigen. Bis zu einer HF-Empfindlichkeit von 80 bis 100 mV gelangt man, wenn wie in Bild 7c die Darlington-Schaltung VT_1/VT_2 vorgesehen wird. Dabei sind die Dioden VD_1/VD_2 über einen Spannungsteiler R_2/R_3 vorgespannt. Als Transistoren eignet sich der Typ $SC\ 236e$. Die HF-Sonden lassen sich bequem in Prüfstiften einbauen.

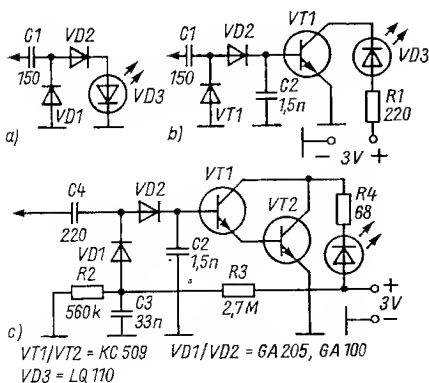


Bild 7
 HF-Spannungsanzeigen unterschiedlicher HF-Empfindlichkeit (a - 1 V HF, b - 0,2 V HF, c - 80 bis 100 mV HF) [7]

Metallsuchgerät

Für das Aufspüren von vergrabenen Metallgegenständen, von metallenen Leitungen oder Rohren setzt man ein Metallsuchgerät ein. Das Prinzip besteht meist aus 2 Oszillatorschaltungen, wovon eine mit der Suchspule $L1$ bestückt ist. Beide Oszillatorschwingungen werden gemischt, die entstehende Schwebungsfrequenz wird verstärkt und abgehört. Beim Suchvorgang stimmt man vorher beide Oszillatoren auf Schwebungsnull ab. Kommt die Suchspule in die Nähe von Metall, so verstimmt sich diese Frequenz, so daß ein niederfrequenter Schwebungston zu hören ist.

Bild 8 zeigt eine moderne Schaltung für ein Metallsuchgerät unter Anwendung von CMOS-Schaltkreisen. Mit der Suchspule $L1$ ist der Suchoszillator (oben) aufgebaut, der etwa im Frequenzbereich 80 bis 120 kHz schwingt. Die Suchspule $L1$ in Ringform hat einen Holzring als Spulenkörper, Durchmesser 180 mm, 50 Wdg., 0,5-mm-CuL. Die Suchoszillatorschaltung wird über den Stiel mit einem abgeschirmten HF-Kabel angeschlossen. Der 2. Oszillator ist fest im Gerät installiert und arbeitet mit einer ZF-Spule im Frequenzbereich 320 bis 480 kHz. Beide Oszillatorfrequenzen werden an den D-Flip-Flop $V4013D$ zusammengeführt, die Suchfrequenz liegt am Takteingang, während sich die höhere Festfrequenz am Informationseingang befindet. Nach einem Grobgleich auf Schwebungsnull mit $C1$ folgt der Feinabgleich mit dem Potentiometer $R7$, das die Betriebsspannung für den Festoszillator einstellt. Die entstehende Schwebungsfrequenz wird über Kopfhörer abgehört.

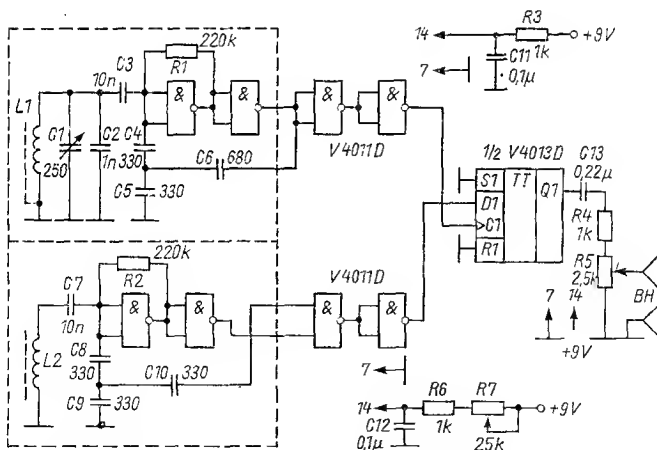


Bild 8 Stromlaufplan eines Metallsuchgeräts mit CMOS-Schaltkreisen [8]

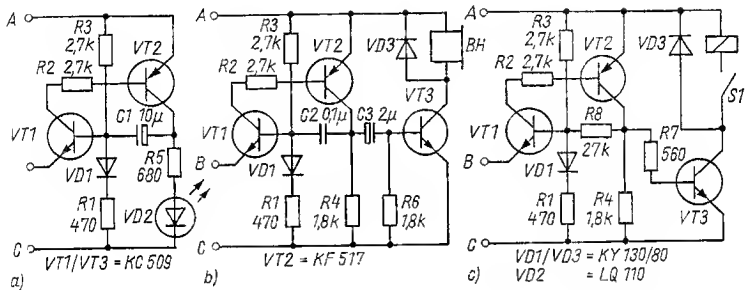


Bild 9 Anzeigeschaltungen zur Temperaturüberwachung; a – mit LED-Anzeige, b – mit Tonausgabe, c – mit Relaissteuerung [9]

Prüfschaltungen für Erwärmung

Die Reihenschaltung eines Festwiderstands und eines Thermistors (Heißleiter) wirkt wie ein temperaturabhängiger Spannungsteiler. Legt man den Festwiderstand verstellbar aus, kann man für eine bestimmte Temperatur eine Steuergleichspannung einstellen, bei der ein Schaltvorgang durch Ansprechen der Schaltung ausgelöst werden soll. In Bild 9 werden solche Steuerschaltungen gezeigt, dabei a mit Signalisierung durch eine Leuchtdiode, b mit Tonausgabe und c mit Relais-Auslösung. Die Ansprechempfindlichkeit der Schaltung kann man variieren, wenn für R1 ein Einstellwiderstand 1,5 k Ω vorgesehen wird, den man nach Ausmessen durch einen Festwiderstand ersetzt. Als Transistoren eignen sich für VT1 und VT3 der Typ SC 236e, für VT2 der Typ SC 307e. Als Dioden VD1/VD3 verwendet man Silizium-Gleichrichterdioden wie SY 345/05 o. ä., für VD2 eine beliebige Leuchtdiode. Zur Tonausgabe ist eine Fernsprech-Hörer kapsel oder ein Summer einsetzbar, das Relais ist für 6- oder 12-V-Betrieb ausgelegt. Die Schaltungen eignen sich zur Temperaturüberwachung beim Motorblock des Kfz, beim Aquarium usw.

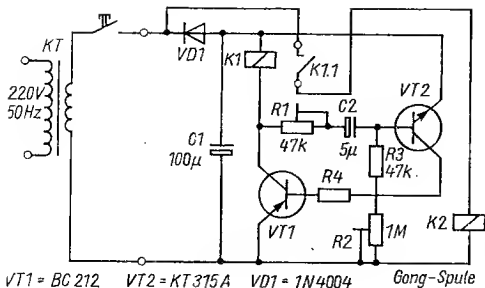


Bild 10
 Stromlaufplan einer Relaischaltung mit Komplementär-Multivibrator zur mehrfachen Gongauslösung beim Betätigen des Klingelknopfes [10]

Automatische Gongschaltung

Der in vielen Wohnungen angebrachte Türgong anstelle einer Klingel hat den Nachteil, daß er bei Betätigung des Klingelknopfes nur einmal ertönt, unabhängig davon, wie lange der Druck auf den Klingelknopf ausgeübt wird. Mit einer komplementären Multivibratorschaltung, entsprechend Bild 10, kann man den Gong bei Betätigen des Klingelknopfes mehrmals ertönen lassen. Die Folgefrequenz läßt sich mit den Einstellwiderständen $R1/R2$ festlegen. Die Anschaltung des Gongs an den Klingeltransformator KT wird über einen Relaiskontakt vorgenommen, das Relais liegt dazu im Kollektorkreis von $VT1$. Geeignete Transistoren für diese Schaltung sind $VT1 = KF 517, SF 116, SD 336$ o. ä. und $VT2 = SC 236, SF 126$ o. ä., als Diode $VD1$ ist der Typ $SY 345/05$ o. ä. möglich. Zum Schutz gegen induktive Spannungsspitzen sollte man parallel zum Relais und zum Gong jeweils eine Diode $SY 345/05$ in Sperrichtung schalten. KT ist der in der Wohnung installierte Klingeltransformator. Das Relais ist ein 6-V-Typ.

Fahrrad-Rücklichtumschaltung

Wenn man im Dunkeln mit dem Fahrrad unterwegs ist, bedeutet vor allem das Rücklicht Sicherheit. Steigt man aber an einer Kreuzung vom Fahrrad, setzt die Beleuchtung aus, weil der Fahrraddynamo nicht mehr angetrieben wird. Nun könnte man zwar mit einem Schalter auf Batteriebetrieb um-

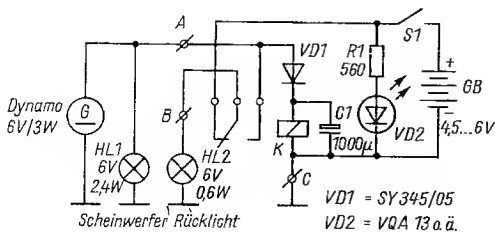


Bild 11
 Automatische Relaischaltung zur Umschaltung des Fahrrad-Rücklichtes von Batterie- auf Dynamobetrieb [11]

schalten, aber leicht vergißt man das, eine automatische Umschaltung ist daher wesentlich sicherer.

Bild 11 zeigt eine dafür geeignete Relaisschaltung. Im Ruhezustand des Relais liegt die Rücklichtlampe HL2 über den Schalter S1 an der Batterie, mit der Leuchtdiode VD2 wird die eingeschaltete Batterie signalisiert. Arbeitet während der Fahrt der Fahrraddynamo, so zieht das Relais k an und schaltet das Rücklicht an den Dynamo. Um das Relais betreiben zu können, ist die Dynamospannung mit VD1 gleichzurichten und mit dem Elektrolytkondensator C1 die entstandene Gleichspannung zu glätten. Als Relais eignet sich ein 6-V-Typ, VD1 ist eine Silizium-Gleichrichterdiode SY 345/05, VD2 eine beliebige Leuchtdiode, die mit dem Vorwiderstand R1 betrieben wird. Die erforderliche Batterie (3 bis 4 Zellen R20) bringt man in einem Plastrohr unter (ebenso die kleine Schaltung), das man am Fahrradrahmen befestigt.

Literatur

- [1] B. Sergejew, 200 Empfänger «Junost-105». RADIO, Heft 8/1987, Seite 49/51.
- [2] I. Cencinger, Empfänger für Kinder. Amaterske Radio – A, Heft 4/1987, Seite 126/127.
- [3] X. Bilkop, Miniatur-Rundfunkempfänger. Radio-Fernsehen-Elektronik (VRB), Heft 5/1987, Seite 33/35.
- [4] I. Kononow, Durchgangsprüfer mit Tonanzeige. RADIO, Heft 9/1987, Seite 55.
- [5] J. Winters, Universal-Prüfgerät. electron, Heft 6/1987, Seite 295/296.
- [6] K. L., Einfache Meßschaltung. Radiotechnika, Heft 8/1987, Seite 409/411.
- [7] P. Matuska, Sonden zur Anzeige von HF-Spannungen. Amaterske Radio – A, Heft 5/1987, Seite 191/192.
- [8] A. Bojukliski/P. Dragonow, Metallsuchgerät. Radio-Fernsehen-Elektronik (VRB), Heft 11/1986, Seite 27/29.
- [9] J. Kavalir, Messung der Motorerwärmung. Amaterske Radio – A, Heft 7/1987, Seite 246/247.
- [10] o. V., Automatischer Bim-Bam-Gong. Radiotechnika, Heft 4/1987, Seite 200/201.
- [11] K. L., Fahrrad-Rücklichtumschaltung. Radiotechnika, Heft 9/1987, Seite 472/474.

Nach einem Jahr schon 2500 Mitglieder Computersport – jüngste Wehrsportdisziplin der GST

Dipl.-Journ. Harry Radke

Gespräch mit *Dieter Sommer, Y22AO*, Präsident des *Radiosportverbandes der DDR* und Leiter der *Abteilung Nachrichtenausbildung* im Zentralvorstand der GST, sowie mit *Herbert Hahn, Y57HD*, Leiter des *Referats Wettkämpfe* der *Kommission Computersport* im *Radiosportverband der DDR* und Leiter der *Sektion Computersport* am *Bezirksausbildungszentrum «Ernst Schneller»* der GST in Potsdam.



Bild 1 Herbert Hahn, Y57HD, mit Computersportneulingen im GST-Computerkabinett im Bezirksausbildungszentrum «Ernst Schneller» in Potsdam

Genosse Sommer, der Radiosport hat in der DDR eine lange Tradition; der Amateurfunksport ist gar eine der ältesten Wehrsportdisziplinen, die in der GST betrieben werden. Doch wie es das Beispiel Computersport als jüngstes beweist, hat sich der Radiosport der GST immer den Aufgaben der Zeit angepaßt, hat sich neuen Anforderungen gestellt. Was ist mit dem Computersport beabsichtigt?

Dieter Sommer: Sie haben völlig recht – der *Amateurfunksport* war in den Anfangsjahren der GST die einzige radiosportliche Disziplin. Sie wissen sicher, daß im Juli 1953 die ersten 16 Funkamateure der GST ihre Genehmigung erhielten. Und wie es die gesellschaftlichen Entwicklungsbedingungen verlangten, hat sich der Radiosport etappenweise erweitert, sind der Funkpeilsport, der Funksport und der Fernschreibsport hinzugekommen. Die technische Entwicklung, besonders auf dem Gebiet der Nachrichtentechnik und der Elektronik, sowie die bedeutenden gesellschaftlichen Veränderungen in unserem Land haben der Entwicklung des Radiosports immer wieder starke Anreize gegeben, der so auch einen großen Zuspruch von technisch und sportlich Interessierten fand.

Und mit dem Computersport ist es genauso. Eingebunden in das gesamtgesellschaftliche Anliegen der Informatikausbildung und des Einsatzes von Computern in der DDR wurde der GST durch die Partei der Arbeiterklasse Mitte 1986 die Aufgabe gestellt, auf dem Gebiet der Informatik und der Beschäftigung mit Kleincomputern einen eigenständigen Beitrag zu leisten. So kam es Ende 1986 zur Bildung der ersten *Sektionen Computersport*, und, lassen Sie mich das gleich sagen, nach rund einem Jahr hatten die unterdessen 110 *Sektionen Computersport* schon mehr als 2500 Mitglieder. Das ist eine beeindruckende und sehr rasche Entwicklung, die belegt, daß die GST mit dem Computersport sowohl auf individuelle als auch auf gesellschaftliche Interessen rechtzeitig reagiert hat. Die GST verfügt dazu über eigene Computerkabinette, die mit jeweils 10 Kleincomputern *KC 85/3* ausgerüstet sind. Diese Technik ist für die Ausbildung ideal. Auf der Grundlage örtlicher Vereinbarungen nutzen unsere Sektionen aber auch Computerkabinette der Berufsbildung.

Die GST beschreitet im Computersport also keine schmalen Pfade ...

Dieter Sommer: ... sondern verbündet sich mit vielen Partnern und wendet sich an alle, die an einer Ausbildung an und der Nutzung von Kleincomputern interessiert sind. Wie breit wir unsere Straßen angelegt haben, um in Ihrem Bild zu bleiben, bewies auch der Computersportfernwettkampf, der von März bis September 1988 ausgetragen wurde. An dem konnten sich nicht etwa nur GST-Mitglieder beteiligen.

Herbert Hahn: Der GST-Bezirksorganisation Potsdam ist die Aufgabe übertragen, ein Führungsbeispiel für die Entwicklung des Computersports der GST zu schaffen, und dabei spielt die Breite auch eine große Rolle. So gibt es schon enge Verbindungen zur Berufsausbildung und zur *Kammer der*

Technik, die 1988 übrigens einen Computersommer hier in unserer Bezirksstadt ausrichtete, an dem sich unsere GST-Sektionen nicht nur beteiligten, sondern dort auch viele nützliche Erfahrungen aufnahmen.

Was ist der *Computersport* der GST?

Dieter Sommer: Zunächst einmal ist der *Computersport* der GST als technische Wehrsportdisziplin darauf gerichtet, Kenntnisse, Fähigkeiten und Fertigkeiten auf dem Gebiet der Bedienung und Programmierung von Kleincomputern zu erwerben. Auf ansprechende Weise werden vielfältige Interessen auf wissenschaftlich-technischem Gebiet erfüllt. Dabei geht von Wettkämpfen und Leistungsvergleichen auch ein sportlicher Reiz aus. Zielgerichtet wird im *Computersport* Wissen und Können vermittelt, das letzten Endes auch für die Meisterung der hohen Anforderungen auf dem Gebiet der Informatik und des Computereinsatzes im Militärwesen nützlich ist.

Der *Computersport* der GST hilft, daß sich die Kameraden mit der Bedeutung der Computertechnik bei der Realisierung der Beschlüsse des XI. Parteitages der SED vertraut machen. Ihnen wird ein Überblickswissen über die Bestandteile und die Arbeitsweise von Kleincomputern vermittelt. In der Einstiegsphase werden mit vorhandener Software Spiele und Übungen absolviert. Wichtigster Bestandteil der Ausbildung ist es, die Programmiersprache BASIC sowie die Technologie der Softwareerarbeitung zu vermitteln. Dann schließt sich dieser Ausbildungsphase eine – nennen wir das mal so – Weiterbildungsphase an, in der jeder *Computersportler* nach seinen Neigungen und Interessen tätig werden kann. Es sind also beispielsweise Computergrafik, Computersimulation, Computersound, Computerspiele, Softwareentwicklung u. a. mögliche Spezialisierungsrichtungen.



Bild 2 Abgucken erwünscht!

In dieser sogenannten Weiterbildungsphase lernt jeder Kamerad, Programme zu erarbeiten, weil dieses eine Voraussetzung ist, um an Leistungsvergleichen und Wettkämpfen teilzunehmen.

Wir berücksichtigen bei der inhaltlichen Profilierung des *Computersports* natürlich die aktuelle Situation, d. h. etwa solche Tatsachen, daß die Informatikausbildung in der Berufsbildung und im Hoch- und Fachschulbereich geschieht oder daß künftig auch in der Volksbildung der Informatikausbildung steigende Aufmerksamkeit gewidmet wird.

Zur Zeit aber konzentrieren wir uns darauf, den Kameraden ohne Vorkenntnisse das Grundlagenwissen zu vermitteln – dafür sind 60 Ausbildungsstunden vorgesehen –, damit sie mit der Programmiersprache BASIC am Computer arbeiten und kleinere oder zergliederte Programmieraufgaben lösen können. Auch Computerspiele sind zur Herausbildung von Interessen nützlich. Für fortgeschrittene Computersportler steht im Vordergrund, Programme zu erarbeiten und sich an Wettkämpfen zu beteiligen.

Diese Aufgaben stehen aber etwas im Gegensatz zu der angestrebten Breite. Was ist denn mit den Interessenten, die über andere Geräte als den KC 85/3 verfügen können oder die eine andere Programmiersprache als BASIC brauchen oder schon beherrschen?

Herbert Hahn: Das ist keinesfalls ein Widerspruch. Unser Schwerpunkt liegt auf BASIC und dem KC 85/3, und das ist gut so, weil wir damit durchaus auf Breite zielen. Zugleich aber werden beispielsweise bei uns hier in Potsdam von unserer Fortgeschrittenengruppe Programme, die für die KC 85/3 erarbeitet wurden, kompatibel gemacht für die Geräte, zu denen die Kameraden auch Zugriff haben. Dieser Service gehört doch zum *Computersport* dazu! Und außerdem wendet sich unsere Fortgeschrittenengruppe – vor nunmehr fast 2 Jahren hatten die ersten Kameraden mit der Ausbildung begonnen – schon spezielleren Aufgaben zu, die über BASIC hinausgehen.

Dieter Sommer: Ich will es noch einmal deutlich sagen. Das Computern ist uns nicht Selbstzweck, sondern ein GST-Computersportler soll in der Lage sein, mit der Computertechnik Probleme aller Art rationell und effektiv zu lösen – für sich, für die GST, für andere Anwender.

Dabei dürften natürlich jetzt erst einmal Programmieraufgaben im Mittelpunkt stehen, die aus den vielfältigen Bereichen der GST-Arbeit selbst erwachsen. Liegen da schon Ergebnisse vor?

Dieter Sommer: Ja. Aber noch ein Wort zuvor zur Programmierausbildung. Wir legen Wert darauf, daß die Kameraden die Technologie der Softwareentwicklung beherrschen. Sie sollen also nicht etwa nur ein Programm in der Computersprache kodieren können, sondern befähigt werden, das Pro-

blem zu analysieren, den Algorithmus zu finden, eine computergerechte Lösung anzubieten.

Herbert Hahn: Das möchte ich aus der Praxis unterstreichen. Ende 1987 veranstalteten wir einen Testwettkampf im *Computersport*, als Direktvergleich angelegt, an dem Kameraden mit unterschiedlichem Kenntnisstand teilnahmen. Dennoch war zu verzeichnen, daß nach dem Startkommando erst einmal alle Teilnehmer auf die Tastatur hämmerten und das Nachdenken erst begann, als das Menü stand. Für das Programmieren aber reicht es nicht, die Befehle und Anweisungen in BASIC zu kennen, sondern die Problemanalyse muß in einen gedanklichen Grob Ablaufplan münden, der dann zu einer computergerechten Lösung führt.

Dieter Sommer: Ich schulde noch die Antwort, welche Programme bereits zum GST-Computersportfundus gehören. Eine Zahl kann ich da aber nicht nennen, weil sie sich ständig erhöht. Aber einige Beispiele kann ich anführen, die auch den Schwerpunkt der gegenwärtigen Programmentwicklung deutlich machen.

Uns liegt ein Programm vor zum Erlernen des Hörens von Morsezeichen in der Telegrafieausbildung, das 1988 in allen GST-Bezirksorganisationen verbindlich wurde. Sein entscheidender Vorzug ist, daß es jedem Teilnehmer an der Ausbildung das individuelle Training je nach Können erlaubt. Es läßt den Betreffenden auch jene Zeichen häufiger üben, die ihm am schwersten fallen. Die Geschwindigkeit und die Tonhöhen können variiert

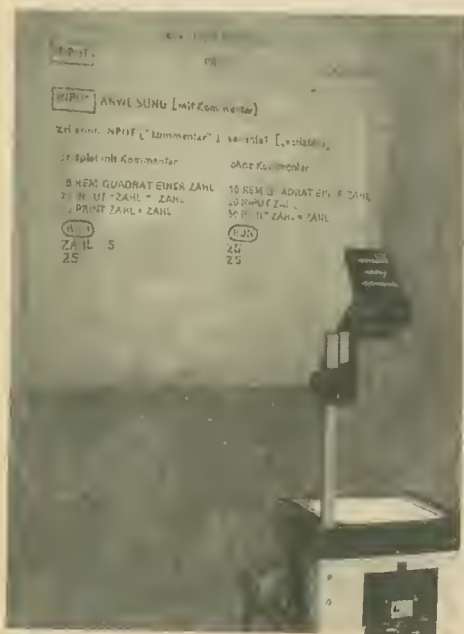


Bild 3
Ausbildungshilfen für den
GST-Computersport



*Bild 4
 Einer der ehrenamtlichen
 Übungsleiter der Potsdamer
 Computersportsektion ist
 Helga Voigt, Berufsschullehrerin für Grundlagen der Auto-
 matisierung*

werden. Schon bei der Erprobung des Programms konnten spürbare Effektivitätsgewinne und eine deutlich höhere Ausbildungsqualität verzeichnet werden.

Auch für die Auswertung von Wettkämpfen haben wir schon eine Reihe von Programmen, die die Kampfrichter entlasten, das Ergebnis objektivieren und die Zeit der Auswertung bedeutend verkürzen.

Und schließlich sind bereits Programme in der Anwendung, die die Routine-Verwaltungsarbeit innerhalb unserer Organisation rationalisieren helfen.

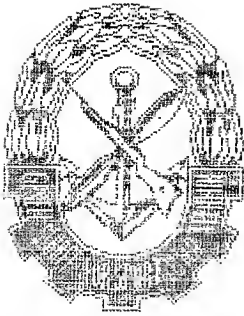
Aus diesen 3 Bereichen vergeben wir auch weitere Aufträge zur Softwareentwicklung an unsere Computersportler.

Wie wird bei den so entwickelten Programmen gewährleistet, daß die Rechte des oder der Urheber gewahrt bleiben?

Herbert Hahn: Dafür gibt es Festlegungen entsprechend den aktuellen staatlichen Verordnungen. So gehört zu einem Programm ein Kommentar, der Daten des Urhebers nennt, und eine Programmdokumentation, die weitere Auskünfte gibt.

Vorhin wurde ein Testwettkampf erwähnt. Wie sehen die Vorstellungen über Inhalte und Bewertungskriterien von Computersportwettkämpfen gegenwärtig aus?

Dieter Sommer: Das ist bekanntlich Neuland, und wir haben auch international kaum Vorbilder. Bei unserer tchechoslowakischen Bruderorganisation



*** COMPUTERSPORT ***

COMPUTERTECHNIK IN
FERNWETTKÄMPFEN

- LEISTUNGSVERGLEICH
- WETTBEWERB
- WETTBEWERB
- WETTBEWERB
- WETTBEWERB

Bild 5 Ausdruck eines Programms

SVAZARM hatte ich Gelegenheit, das 1987 zum fünften Mal veranstaltete Finale der gesamtstaatlichen Meisterschaft im Programmieren zu verfolgen und dabei viele Erfahrungen aufzunehmen. Es gibt übrigens Vorstellungen, daß in den 90er Jahren die sozialistischen Wehrorganisationen auch internationale Wettkämpfe im Programmieren austragen könnten.

Bislang haben wir Fernwettkämpfe aus Anlaß des VIII. Kongresses der GST und des 70. Jahrestages der Großen Sozialistischen Oktoberrevolution durchgeführt. Die Aufgaben – auch bei dem 1988 ausgetragenen Fernwettkampf – waren an ein Thema gebunden und in der Anfangsphase auf Computergrafik gerichtet. Diese auf Kassetten gespeicherten Programme wurden von einer Fachjury bewertet.

Hierbei sowie bei dem erwähnten Test-Direktwettkampf, bei dem die Teilnehmer innerhalb von 5 Stunden eine vorgegebene Programmieraufgabe zu bewältigen hatten, handelt es sich natürlich um erste Versuche – daraus leiten wir jetzt Erfahrungen für die weitere Profilierung eines Wettkampfsystems ab.

Herbert Hahn: Während bei Fernwettkämpfen jeder mit seiner Technik teilnehmen kann, wenn er die Bedingungen der Ausschreibung zu erfüllen in der Lage ist, sind Direktwettkämpfe – das sind erste Erkenntnisse – nur mit einheitlicher Technik möglich. Und nach unserem gegenwärtigen Erkenntnisstand können bei einem Direktwettkampf wohl nur Probleme aus den exakten Naturwissenschaften gestellt werden, um sowohl gleiche Bedingungen als auch eine gerechte Auswertung zu ermöglichen. Und noch eines ist sicher: Der Wettkampfreiz bei Programmieraufgaben stellt sich erst ein, wenn ein hoher Schwierigkeitsgrad der Problemstellung gegeben ist. Deshalb ist wohl eine Klasseneinteilung nach dem Kenntnisstand der Teilnehmer bei Direktwettkämpfen unerlässlich – wie das aussehen kann, müssen wir noch überlegen.

Als Bewertungskriterien wollen wir solche heranziehen wie die benötigte Zeit (mit Zeitgutschriften bei vorzeitiger Beendigung), die Programmeffektivität (Quotient aus Datenblöcken und Programmzeilen), Laufzeit des Pro-

gramms, Speicherplatzbedarf, Exaktheit der verwendeten Formeln und Lösungswege, Exaktheit der Tabellen, Listen, grafischen Darstellungen, die allgemeine visuelle Bilddarstellung (Flächenausnutzung und Anordnung, Textanordnung, Farbeinsatz), die Bediensicherheit gegenüber Fehlbedienungen und Eingabe unrealer Werte, Eingabe- und Bedienoperationen nach einheitlichen Regeln, Übersichtlichkeit und Struktur des Programms und der verwendeten Algorithmen, Arbeit mit Unterprogrammen.

Zum Schluß: In der jüngsten Wehrsportdisziplin der GST werden ja mit sprunghaft steigendem Bedarf Übungsleiter und Kampfrichter allerorts benötigt. Woher kommen die, wie werden sie qualifiziert?

Dieter Sommer: Da gibt es – wie immer schon im *Radiosport* der GST – zwei Möglichkeiten. Zum einen ist in unserer Organisation, speziell im *Radio-sport*, eine große Zahl von Kameraden aktiv, die durch ihre berufliche Tätigkeit bereits viele Voraussetzungen für solche ehrenamtlichen Funktionen mitbringen – *Herbert Hahn* ist das beste Beispiel. Er hat viele Jahre die *Sektion Radiosport* hier am Potsdamer Bezirksausbildungszentrum geleitet, und weil er über hervorragende berufliche Kenntnisse als Programmierer und ehemaliger Leiter eines Datenverarbeitungszentrums verfügt, stieg er bereitwillig von Beginn an in den *Computersport* ein, konnte Verantwortung übernehmen für die Entwicklung des *Computersports* insgesamt. Dieser Weg schließt natürlich zugleich ein, daß solche Kameraden gleichermaßen GST-Weiterbildungslehrgänge besuchen.

Zum anderen bilden wir auch aus den Reihen der jungen aktiven *Computersportler* «eigenen» Nachwuchs an Übungsleitern und Kampfrichtern aus. Der Ausbildungsbereich Nachrichtenausbildung an der Funktionärschule *Heinz Hoffmann* der GST in Blankenburg im Harz bot beispielsweise im Jahre 1988 allein 3 Lehrgänge für Übungsleiter *Computersport* an. Aber dennoch legt Ihre Frage den Finger auf die Wunde: Der Bedarf ist groß, und wir bieten jedem die Perspektive, als Übungsleiter oder Kampfrichter wesentlich zur weiteren Entwicklung des *Computersports*, der jüngsten Wehrsportdisziplin der GST, beizutragen.

**Stabsoberfähnrich
Günther Büch:
Heißt Techniker
und ist doch keiner**

Oberstleutnant Dipl.-Journ. Klaus König

Einer, der schon über 30 Jahre seinen Dienst im Artillerieregiment *Rudolf Gypfner* versieht

Einer, der vom Pflug, über das Geschütz an leistungsstarke Nachrichtenmittel wechselte

Einer, der im Computereinsatz Möglichkeiten für intensivere Arbeit sieht

Vielversprechend klingt die Bezeichnung seiner Dienststellung: Techniker für Nachrichtenausrüstung. Wer sie jedoch allzu wörtlich nimmt, geht leicht in die Irre. Sein Platz ist an keiner Funkstation, in keiner Werkstatt, in keinem Materiallager. Wer zu *Stabsoberfähnrich Günther Büch* will, muß schon einige Treppen steigen. Ins Stabsgebäude des Artillerieregiments *Ru-*



*Bild 1 Zur Kontrolle der Nachrichtentechnik gehört auch das Prüfen der Sicherheitsgurte
(Foto: König)*

dolf Gyptner. Am Ende eines langen Ganges liegt sein Dienstzimmer. Ein Raum wie jeder andere. Nüchtern, sachlich, zweckmäßig eingerichtet. Nichts von wegen Meßgeräte, Oszillograph, Abgleichbesteck oder gar Spezialwerkzeug. Statt dessen lange Reihen von Ordnern, stapelweise Karteikarten, Kataloge sowie Handbücher. Und Kugelschreiber und Taschenrechner sind seine unverzichtbaren Arbeitsmittel.

Ökonom eines kleineren Betriebs, so ließe sich seine Dienststellung umschreiben. Was das mit Nachrichtenausrüstung zu tun hat? Viel, sehr viel, weil ohne sein Zutun auf der Nachrichtenstrecke nichts laufen würde. Warum? Weil bei ihm die sprichwörtlichen Fäden zusammenlaufen. Als Techniker Nachrichtenausrüstung weist er nach, plant und beschafft Ersatzteile. Mehr noch. Er zeichnet verantwortlich für die Lagerhaltung, für die Instandsetzung. Und er verwaltet die Finanzen. Eine breite Palette von Aufgaben. Und eine jede von ihnen muß vorausschauend, verantwortungsbewußt, mit Sachkenntnis wahrgenommen werden. Wie das einer schafft, der Techniker heißt und doch keiner ist? *Stabsoberfähnrich Günther Büch*, in über 30 Jahren mit dem *Rudolf-Gyptner*-Regiment eng verwachsen, gab Auskunft auf diese Frage und Einblick in sein Leben.

Stationen im Telegrammstil

Geboren 1939 im Kreis Gnesen, Besuch der allgemeinbildenden Oberschule. Beruf: Genossenschaftsbauer. NVA seit 1957. Heranbildung zum Geschützführer 1958 auf der Kommandoschule der Division. Vorzeitig zum Feldwebel befördert, wegen herausragender Leistungen im Jahr 1959. Im Jahr 1960 einen Hauptfeldwebellehrgang besucht und Oberfeldwebel geworden. Ab 1961 Feuerzugführer in einer Artilleriebatterie. Nach einiger Zeit erneutes Lernen als Nachrichtenzugführer. Neun Jahre insgesamt. Danach Lagerverwalter Nachrichten bis 1972. Seit 1973 Techniker für Nachrichtenausrüstung.

So in etwa würde sich die Kurzform seiner Entwicklung lesen. Doch halt, der Reihe nach. Jede einzelne Station stellte an *Günther Büch* ihre eigenen Anforderungen, hielt Bewährungssituationen bereit. Keine leichten. Von einigen berichtete er ausführlicher. Da wäre als erstes die Sache mit den rückwärtigen Diensten, so macht er verschmitzt lächelnd neugierig. Daß er 1957 dem FDJ-Aufgebot Folge leistete, das stand für ihn fest. Als FDJ-Sekretär im Kreis Malchin konnte er schlecht andere überzeugen und selbst abseits stehen. Da mußte er schon mit gutem Beispiel vorangehen. Doch hatte er so seine eigenen Vorstellungen vom Wehrdienst. Aufmerksam hatte er den Erlebnissen Gedienter gelauscht, ihr Urteil eingeholt, ihren Rat gehört. Noch heute halten das die jungen Wehrpflichtigen nicht anders. Nach diesem Exkurs in Sachen Armee stand für ihn fest: Dienst bei den Rückwärtigen. Und: 4 Jahre und nicht länger. «Alles klar!» dachte *Günther Büch*. Wie widersprüchlich das Leben allerdings sein kann, erfuhr er bereits während seiner ersten Tage im *Rudolf-Gyptner*-Regiment. «Rückwärtige Dienste?» fragten die verantwortlichen Genossen den jungen Genossen-

schaftsbauern, blättern in den Unterlagen, tauschen vielsagende Blicke. Sie offenbarten ihm dann: «Dein Platz ist am Geschütz!» Sie brauchten den jungen *Günther Büch* nicht lange zu agitieren. Was sie ihm zu sagen hatten, betreffs ihrer Entscheidung, war einleuchtend genug. Also hieß es für ihn fortan: Holme spreizen, Teilring, Aufsatz ...

Handfeste militärische Tätigkeiten, die mathematische Kenntnisse verlangten und auch kräftige Hände. Durchaus auch nach dem Geschmack von *Günther Büch*. So sehr, daß er von seinem anfänglichen Standpunkt «4 Jahre und keinen Tag länger» mehr und mehr abrückte. Wie er diese Zeit heute sieht? Er erinnert sich gern, es wäre seine schönste Zeit gewesen. Und wenn er einmal ins Erzählen kommt, mit jungen Genossen zum Beispiel, dann hat er dieses oder jenes Erlebnis parat. Er muß dann aufpassen, daß er die Zeit nicht verplaudert. Wenn er von Manövern berichtet, von Militärparaden oder ganz einfach aus dem Alltag. Ein Erlebnis ist ihm bis heute tief im Gedächtnis geblieben. Seine Geschützbedienung war mit anderen auserwählt worden, anlässlich der Trauerfeierlichkeiten für den ersten Arbeiterpräsidenten der DDR, *Wilhelm Pieck*, Salut zu schießen.

In seinen Gesprächsrunden schwelgt er jedoch nicht nur in Erinnerungen an die schöne alte Zeit. Manche noch heute nützliche Erfahrung aus seinem Leben wechselt da auch den Besitzer. Zum Beispiel die.

Individuell fordern und detailliert kontrollieren

Es war 1967, als der *Oberfeldwebel Günther Büch* die Artillerie auf Anraten der Ärzte indirekt verlassen mußte. Er übernahm den Nachrichtenzug. Eine Aufgabe, für die er keine Vorkenntnisse besaß, die ihn aber reizte. Hatte er bisher in der Batterie die Fäden für das Feuer in der Hand gehalten, so zeichnete er jetzt verantwortlich für die Nachrichtenverbindung einer ganzen Abteilung. Und ohne die war kein wirksames Feuer möglich, das wußte *Günther Büch* nur allzugenut. Wollte er bestehen, gab es nur eins: Lernen, lernen und ... Also erarbeitete er als erstes mit seinem Vorgesetzten einen Plan zur Qualifizierung in der Dienststellung. Dann schleppte er Fachliteratur heran. Er kniete sich in die Grundlagen der Elektrotechnik. Er lernte in Stromlaufplänen lesen wie andere in Zeitungen. Und er beschäftigte sich mit der Funktionsweise seiner Technik: der Station *105 D*, der *108 M* und der *R 125*. Dienstscluß war zu dieser Zeit für *Günther Büch* des öfteren 2 oder 3 Stunden später. Denn, und diesen Standpunkt hat er noch heute, zwei Stunden intensives Lernen in der Dienststelle bringen mehr als ein halber Tag zu Hause. Und noch etwas offenbarte er, augenzwinkernd allerdings: Die Vorgesetzten damals hätten viel Verständnis und Fingerspitzengefühl gehabt. Er will das auf seinen Offizier Nachrichten bezogen wissen. Der hatte ihn alle 14 Tage hart geprüft, in Seminaren auf der Grundlage des gemeinsam erarbeiteten Studienplans. Der wäre auch plötzlich ins Zimmer gekommen, hätte einen Stuhl verkehrt herum auf den Tisch geschoben und gefordert: «So, *Genosse Büch!* Zeigen Sie mir einen Abbund!» Nicht außer-



Bild 2 Kontrollierender und Truppführer testen die Einsatzbereitschaft der FF mit der Klingelprobe (Foto: König)



Bild 3 Stabsoberfähnrich Bück prüft mit kritischem Auge und Ohr, von Sprechgarnitur bis zu den Akkumulatoren, alles, was die Einsatzbereitschaft der Funkstation gewährleistet (Foto: König)

gewöhnlich wäre auch gewesen, daß er des öfteren hinzubefohlen war, wenn sein Vorgesetzter in anderen Nachrichteneinheiten Lehraufgaben überprüfte. Aus gutem Grund, wie sich meistens zwei oder drei Tage später herausstellte. Denn dann wäre für seinen Zug plötzlich Alarm ausgelöst worden. Und unter gefechtsmäßigen Bedingungen hätten er und sein Kollektiv die gleichen Aufgaben lösen müssen. Und an noch eine «Förderungsmaßnahme» erinnert sich *Günther Büch* heute gern. An solche Einlagen während der Ausbildung oder im dicksten Übungstrubel wie «Zug- oder Truppführer ausgefallen!». Ob er wollte oder nicht, er hatte immer einspringen müssen, unter den kritischen Augen seines Vorgesetzten oder denen der Kontrolloffiziere. Mancher Fluch war ihm damals über die Lippen gekommen. Machte Luft, bevor er sich in das Unvermeidliche schickte. «Eine lehrreiche Schule», sagt *Stabsoberfähnrich Günther Büch* heute über jene Praktiken seines Fachvorgesetzten. Schon nach einem halben Jahr war er so schließlich als Nachrichtenzugführer sattelfest geworden. Etwas Unzufriedenheit schwingt in seinen Worten mit, als er nachsinnend, mehr zu sich selbst gewandt, sagt: «Manch junger Ausbilder heute sollte sich solch alter Erfahrungen bedienen.»

Hürde auf Bestenkurs: Eskaladierwand

Nach diesen Worten verstummt er, blickt überlegend aus dem Fenster in Richtung Exerzierplatz. Dort ist Nachrichtentechnik zur Kontrolle aufgeföhren. Minuten verstreichen, bis er den Gesprächsfaden wieder aufnimmt und zum sozialistischen Wettbewerb kommt. «Dreimal ausgezeichnet mit dem Leistungsabzeichen», gibt der Stabsoberfähnrich einsilbig Auskunft und weist zurückhaltend auf seine Uniformjacke. Die *Medaille für ausgezeichnete Leistungen*, die *Verdienstmedaille der NVA* in Bronze, Silber und Gold registriere ich. Und Bestentitel? An die genaue Zahl erinnert er sich nicht mehr. Einige! Auf jeden Fall. Und sein Kollektiv? Ausgezeichnet vom Chef des Militärbezirks. Der Titel aus der Hand des Ministers scheiterte, sprichwörtlich in letzter Minute, an der unerlaubten Entfernung eines seiner Soldaten. Darüber kann er sich noch heute ärgern. Auch über ein persönliches Mißgeschick. Das war am Ende des Ausbildungsjahres 1968/69, als der Regimentskommandeur die Anwärter auf den Bestentitel persönlich überprüfte. An diesen Tag erinnert er sich noch wie heute. Ein Montag. Und dichtes Schneetreiben. Normabnahme Sturmbahn. Die Eskaladierwand wurde da für ihn sozusagen zur Scheidewand. Zwei Anläufe brauchte er bis zum Überwinden. Wertvolle Zeit verging so, die ihm am Ende fehlte. Er ahnte in diesen Sekunden, was das bedeutete. Dennoch holte er alles aus sich heraus. Lief und lief. Wollte die verschenkte Zeit wieder einholen. Es reichte nicht. Der Bestentitel war knapp verfehlt. Da half auch nicht, daß er diese Hürde sonst im ersten Anlauf nahm. Um so schmerzlicher traf es ihn schließlich, als sein Zug zur Auszeichnung beim Divisionskommandeur angetreten war und sein Vorgesetzter das Kollektiv mit den Worten vorstellte «Ein Bester Zug mit Zugführer ohne Bestentitel.» Als der ihn durchdrin-



Bild 4 Ein Blick in die nahe Zukunft: Dieser Computer A 5130 soll dem Techniker für Nachrichtenausrüstung künftig helfen, die Arbeit effektiver und intensiver zu gestalten. Die dafür notwendige Software ist bereits in Arbeit (Foto: König)

gend ansah und nachdenklich den Kopf schüttelte, wäre er am liebsten tief im Boden versunken. Und er schwor sich, daß sich so etwas nicht wiederholen dürfe. Hat sich auch nicht, soviel kann der heutige Stabsoberfährrich mit ruhigem Gewissen von sich behaupten. In den weiteren acht Jahren als Zugführer holte er Bestentitel für Bestentitel. Und sammelte Erfahrungen. Positive als auch negative. Positive machte er zum Beispiel mit seinem Gruppentagebuch. Den Anfängen des heutigen sozialistischen Wettbewerbs, wie er es selbst zeitlich einordnet. Er führte es über das gesamte Ausbildungsjahr. Vermerkte darin, was er von seinen Unterstellten wissen mußte. Angaben zur Person, die Persönlichkeitsentwicklung, Wettbewerbsvorhaben, wöchentliche Auswertungen und Einschätzungen. Auch Aufgabenstellungen, versteht sich, zugeschnitten auf den einzelnen Mann. Und, und, und. Positiv, weil er so jeden in seinem Kollektiv zielstrebig und ganz individuell zum Bestentitel führen konnte. Eine einfache, doch wirksame Methode. Sicher, auch für die Ausbilder von heute läßt sich aus dieser Erfahrung von *Günther Büch* lernen.

Bewegung ist alles

Erneut dazulernen mußte *Günther Büch* 1971. Da sollte er vom Nachrichtenzug ins Nachrichtenlager wechseln. Hätte er die Wahl zwischen beidem gehabt, er wäre lieber Zugführer geblieben. Aber so ist es nun einmal im Leben. Die Dinge entwickeln sich weiter, schnell mitunter. Schließlich ist Bewegung alles, Stillstand nichts. Also zog *Günther Büch* insgeheim Bilanz. Wie das Nachrichtenwesen im Truppenteil funktioniert, das hast du von Anfang an selbst erlebt, rechnete er sich vor. Du kennst die Technik und die Ausrüstung. Und mit Problemen der Nachweisführung hast du dich schon als Hauptfeldwebel herumschlagen müssen. In all den Jahren der Verantwortung für hohe materielle Werte hast du nur einmal 30,-M Regreß zahlen müssen. 30,-M für 2 Kompass und ein Quentchen Gutmütigkeit, die andere ausnutzten. All das zählt, so sagte er sich, und übernahm das Nachrichtenlager. Mit der ihm eigenen Akribie.

Die erste Amtshandlung war der Einbau neuer Türschlösser. Die zweite das Einrichten der Räume nach seinen Vorstellungen – sortimentsgerecht. Nach Funkausrüstung, Fernsprechtechnik, Aggregaten. Ein numerischer Katalog Nachrichtenausrüstung folgte. Die Fächer wurden nach und nach beschriftet. Karteikarten angelegt. All die Arbeiten gingen ihm relativ glatt von der Hand. Was nicht ohne Schwierigkeiten lief, war folgendes. Kamen die Instandsetzer und verlangten spezielle Teile, brauchte es mitunter lange Erklärungen und mehrere Wege, bis er die richtigen gefunden hatte. Denn jedes einzelne Teil aus dem Inneren der Nachrichtentechnik, das hatte er bis dahin nicht kennen müssen. Schon gar nicht die Spezialnamen, mit denen die Instandsetzer um sich schmissen.

Günther Büch wußte aber auch da Abhilfe. Fortan hatten die Instandsetzer ein altes Teil abzugeben, bevor er ihnen ein neues aushändigte. Mancher murrte damals anfänglich, aber es half nichts. *Günther Büch* hielt hartnäckig an dieser Forderung fest. Nur für alt gab es bei ihm neu. So bürgerte sich diese Verfahrensweise ein, und *Günther Büch* lernte schnell alle Teile exakt zu bezeichnen. Übrigens, was damals noch mit einem gelegentlichen Murren kommentiert wurde, ist heute längst gang und gäbe. Inzwischen sind es Tausende von Teilen, die ein Lagerverwalter kennen müßte. Und natürlich dient auch diese Verfahrensweise dazu, die Forderung der Partei, daß jeder Militär auch ein guter Ökonom ist, zu verwirklichen.

Schwierig und anspruchsvoll zugleich

Als Militär – sprich Techniker Nachrichtenausrüstung – ein guter Ökonom zu sein, darum bemüht sich *Stabsoberfähnrich Günther Büch* auch in seiner heutigen Dienststellung. Oder besser: erst recht. Etwa 75% seiner Dienstzeit bringt er am Schreibtisch zu. Vor den langen Reihen mit Ordnern, den Stapeln Karteikarten, den Katalogen, den Handbüchern. Über ellenlange Listen und über den Taschenrechner gebeugt. Gut vorstellbar ist, daß in naher Zukunft an seinem Arbeitsplatz auch ein Computerbildschirm flimmert.



Bild 5 Stabsoberfähnrich Günther Büch kann sich auf umfangreiche Erfahrungen als Hauptfeldwebel, Zugführer sowie Lagerverwalter stützen. Ebenfalls zählen seine Mitarbeit in Parteileitungen seit 1959 sowie die 14jährige Tätigkeit als Militärschöffe (Fata: König)

Der dazugehörige Drucker wird dann all die Listen und Schriftstücke ausdrucken. *Günther Büch* weiß um diese Zukunftspläne und erklärt, ein Computer sei auch für seine Tätigkeit anwendbar. Noch fehle aber das richtige Programm – die Software. «Noch», sagt er. Und darin klingt Zuversicht, als ob er schon morgen meint oder übermorgen ...

«Ach so», sagt er dann entschuldigend, «damit kein falscher Eindruck entsteht. Der Schreibtisch hier ist nur das eine.» Und: Er habe es sich noch nie nehmen lassen, an die Basis zu gehen. Basis klingt gewaltig. Er meint damit die 25% seiner Dienstzeit und mitunter noch einige Zeit mehr, die er im Lager, in der Werkstatt und in den Batterien zubringt. Mit Kontrollen, Fachdisputen, persönlichen Gesprächen oder ganz praktischer Hilfe an der Technik. Wofür er schließlich auch verantwortlich zeichnet, sind die Vollständigkeit, die Sauberkeit und Einsatzbereitschaft der Nachrichtenausrüstung des Regiments. Seine Verpflichtung und seinen Ehrgeiz sieht er darin, keine Durchsicht der Nachrichtengeräte unter der Note 2 zu bestehen. Die, die sich im Artillerieregiment *Rudolf Gypner* im Metier auskennen, behaupten anerkennend: Das ist der erste Grundstein für den Titel *Beste Truppenteil*. Und das ist schwierig und anspruchsvoll genug!

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

Weit über 200000 Besucher hatte diese Jubiläums-MMM, nämlich die 30. in Folge seit dem Jahr 1958, zu verzeichnen. Und auch Huggy ließ es sich nicht nehmen, diese Leistungsschau der jungen Generation zu besuchen; denn was hier geboten wurde, zeigte, welche rasante Entwicklung die MMM-Bewegung während dieser 30 Jahre genommen hat. 1958 beteiligten sich etwa 800 Aussteller, die 5000 Mitglieder aus 312 *Klubs junger Techniker* vertraten, heute dagegen sind es 2545 Klubs. An der MMM-Bewegung des Jahrgangs 1986/87 nahmen mehr als 1242000 Jugendliche – somit Dreiviertel aller jungen Werktätigen, Lehrlinge und Studenten der DDR – teil. Die Jugendforscherkollektive erreichten eine Anzahl von 5400, wobei nahezu jede Jugendbrigade eine MMM-Aufgabe bearbeitete. 2545 junge Neuerer stellten mehr als 4600 Exponate vor, bei denen Leistungen zur Entwicklung sowie zur ökonomischen effektiven Anwendung von Schlüsseltechnologien wie der Mikroelektronik, der Rechentechnik, der flexiblen automatischen Fertigung, der Biotechnologie, der Lasertechnik und neuer Bearbeitungsverfahren und Werkstoffe im Mittelpunkt standen. Weiterhin waren auf der MMM 656 Jugendbrigaden und 604 Jugendforscherkollektive der FDJ vertreten, 256 Studenten und junge Wissenschaftler stellten 2100 Exponate vor. Insgesamt wurden für 720 Exponate Patente angemeldet. Dreiviertel aller Exponate der Hoch- und Fachschulen entstanden in Gemeinschaftsarbeit mit Partnern aus der Volkswirtschaft, was die enge Verbindung von Wissenschaft und Produktion dokumentiert.

Von den Exponaten waren 2125 Bestandteil der Pläne Wissenschaft und Technik und davon wiederum 329 erfüllte Staatsaufträge.

1,92 Milliarden Mark beträgt der Gesamtnutzen der 30. *Zentralen Messe der Meister von morgen*.

Auf der Auszeichnungsveranstaltung anlässlich der 30. *Zentralen Messe der Meister von morgen* und der 10. *Zentralen Leistungsschau der Studenten und jungen Wissenschaftler* sagte Egon Krenz, Sekretär des ZK der SED und Stellvertreter des Vorsitzenden des Staatsrates der DDR: «Die ausgestellten Exponate und die sehr aufgeschlossenen Gespräche in den Messehallen bezeugen, mit wieviel Sachkenntnis, mit welcher schöpferischen Unrast, mit welcher beeindruckender staatsbürgerlicher Verantwortung ihr euch den Herausforderungen stellt, die vor uns bei der Verwirklichung der Beschlüsse des XI. Parteitag der SED stehen.»

Auch die jungen Neuerer, Rationalisatoren und Erfinder in Uniform dokumentierten auf dieser Jubiläumsmesse ihre hervorragenden Leistungen mit zahlreichen Exponaten.

In einem Interview der Zeitschrift *militärtechnik* mit dem *Genossen Oberst Dipl.-Ing.-Päd. H.-W. Weber* sagte dieser: «Entsprechend unserer militärspezifischen Aufgabenstellung sind die gezeigten Leistungen vorrangig auf die weitere Intensivierung der Führungs-, Ausbildungs- und Sicherstellungsprozesse gerichtet. Hier ist es gelungen, die Vorzüge der Mikroelektronik, insbesondere der modernen Rechentechnik, verstärkt und mit hoher Effektivität zu nutzen» ... «Insgesamt kann man sagen, daß die jungen Neuerer, Rationalisatoren und Erfinder in Uniform mit Spitzenleistungen in Wissenschaft und Technik wirksam zur Erhöhung von Kampfkraft und Gefechtsausbildung beitragen und dabei hohes persönliches Engagement entwickeln. Dafür sprechen die Leistungen der 6 Jugendforscherkollektive der FDJ, der 73 Jugendneuererkollektive, der 16 Kollektive mit MMM-Auftrag und der 5 Einzelneuerer, die mit ihren Leistungen auf der 30. Zentralen MMM einer breiten Öffentlichkeit Einblick in Inhalt und Breite der Bewegung MMM in der Nationalen Volksarmee und in den Grenztruppen der DDR gewährt haben.»

Für einen weiteren Leistungsanstieg gilt es künftig das Niveau der Aufgabenstellung an die Neuerer, Rationalisatoren und Erfinder zu erhöhen.

Darüber hinaus sollten durch noch konkretere Verpflichtungen im sozialistischen Wettbewerb die schöpferischen Aktivitäten der Neuerer, Rationalisatoren und Erfinder in Ziel und Richtung beeinflußt werden.

Und «... nicht zuletzt geht es uns aber auch darum, die erbrachten Leistungen sehr schnell praxiswirksam zu machen. Das gelingt nur, wenn administrative Hemmnisse bereits im Vorfeld ausgeschaltet, Überleitung und Benutzung schnell und zielstrebig geführt werden. Das erfordert eine verantwortungsbewußte und unbürokratische Arbeitsweise der Neuereraktivs in den Truppenteilen, aber auch in den Führungsorganen«, sagte *Oberst Weber*.

Nachstehend nun wieder eine kleine Auswahl von Exponaten sowie die Anschriften der Dienststellen, die Nachnutzern von Neuerervorschlägen weitere Auskünfte erteilen. Dabei ist unbedingt zu beachten, daß Dienststelle und Registriernummer des Neuerervorschlags übereinstimmen.

Nationale Volksarmee

Postfach 13 313/H

Leipzig

7022

Registriernummern 10000 bis 19999 und 73 900 bis 74899

Nationale Volksarmee

Postfach 15 513/V

Neubrandenburg

2040

Registriernummern 20000 bis 29999

Nationale Volksarmee
Postfach 14 413/6
Strausberg
1260
Registriernummern 30000 bis 39999

Nationale Volksarmee
Postfach 18 815/B
Rostock
2500
Registriernummern 40000 bis 49999

Grenztruppen der DDR
Postfach 16 613 N
Königs Wusterhausen
1600
Registriernummern 50000 bis 69999

Nationale Volksarmee
Postfach 11 113 A
Wildpark-West/Potsdam
1501
Registriernummern 70000 bis 70999 und 75000 bis 76999

Nationale Volksarmee
Postfach 98 421
Strausberg
1260
Alle übrigen Registriernummern

Ausgewählte Exponate

1. Grafikfähige Bildschirmanzeige (Bild 1, Reg.-Nr.: 70 525/85)
Jugendneuererkollektiv: *Leutnant Walter, Lutz*
Trainer für die Ausbildung zur Erlangung von Fertigkeiten in der Gerätebedienung. Bei Frontplattendarstellung auf dem Bildschirm und ihrer Manipulierbarkeit mit Lichtgriffel wird ein Gerätemodell eingespart, und der Trainer ist durch Änderung der Software auf andere Geräte übertragbar. Erhöhung der Effektivität der Ausbildung.
2. Funkcomputer *FC 86* (Bild 2, Reg.-Nr.: 33 961/85)
Jugendneuererkollektiv: *Major Ringeltaube, Detlef*
Mikrorechnergestütztes Ausbildungsmittel für Tastfunker, kombinierbar mit Funkpult. Variierbare Hörtempi und Elementelängen innerhalb der Zeichen, Vergleich von Gebetexten. Auswertung und Ausdruck von Gebebesonderheiten. Intensivierung der Ausbildung.

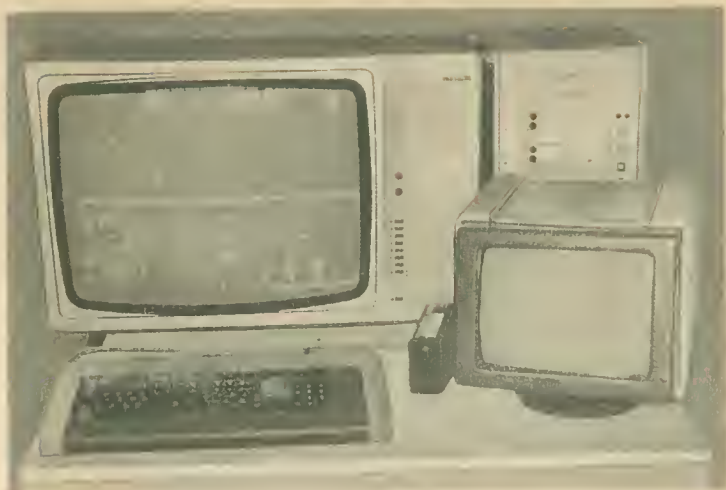


Bild 1 Grafikfähige Bildschirmanzeige mit Lichtgriffel

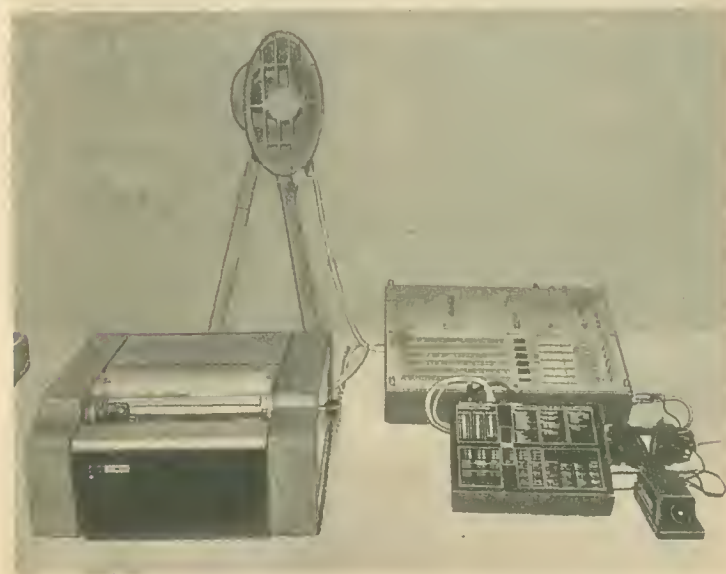


Bild 2 Funkcomputer FC 86



Bild 3 Rechnergestütztes Diagnosegerät für Funkempfänger

3. Rechnergestütztes Diagnosegerät für Funkempfänger (Bild 3, Reg.-Nr.: 10 401/87)
 Jugendneuererkollektiv: *Hauptmann Schauhlf, Dietmar*
 Mikrorechnergestützter Meßplatz zur Normwarterfassung von Funkempfängern R-155 P/U. 16 Meßstellen werden erfaßt und 3stellig auf einem Bildschirm ausgewiesen.
4. Transportables SV- und Prüfgerät für Einschübe der Richtfunk-Gestelle R-401, R-403 und R-405 (Bild 4, Reg.-Nr.: 29 158/86)
 Jugendneuererkollektiv: *Stabsführer Leunig, Heinz-Gerd*
 Instandsetzungen und Überprüfungen auf mobilen Nachrichtenwerkstätten in hoher Qualität an Einschüben der Richtfunkstellen aller Spezifikationen. Unterschiedliche Prüfvarianten, die eine schnelle Information über Funktionen ermöglichen, die im Zusammenhang mit anderen Einschüben ausgelöst werden. Erhöhung der Effektivität der Instandsetzung der Nachrichtentechnik.
5. Prüfgerät für Fernsprechengeräte (Bild 5, Reg.-Nr.: 02/87)
 Jugendneuererkollektiv: *Oberführer Baumann, Jürgen*
 Diagnosegerät für die Feststellung des technischen Zustands von Fernsprechapparaten mit Nummernschaltern und Tastwahlblöcken am Ort ihrer Aufstellung. Das Gerät ist für die Fehlersuche bei defekten Fernsprechengeräten im mobilen Einsatz geeignet. Erhöhung der Qualität der Instandsetzung und Wartung von Fernsprechengeräten.

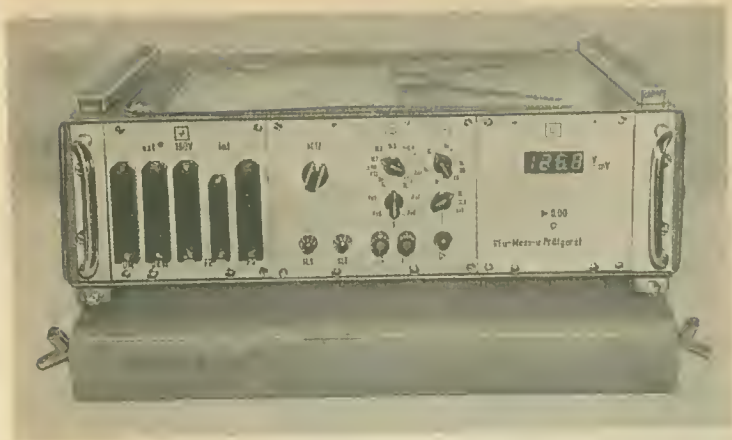


Bild 4 Transportables SV- und Prüfgerät für Einschübe der Richtfunk-Gestelle R-401, R-403 und R-405



Bild 5 Prüfgerät für Fernsprechengeräte

6. Simultananlage (Bild 6, Reg.-Nr.: 29 116/86)

Neuerer: *Stabsfeldwebel Ising, Heinz*

Die Simultananlage ist für 2 Fremdsprachen und 40 Teilnehmer ausgelegt. Auf Grund der geringen Gehäuseabmessungen kann diese einschließlich des Zubehörs in 2 Transportkoffern befördert werden. Verbesserung der Führungstätigkeit und Rationalisierung der Stabsarbeit.

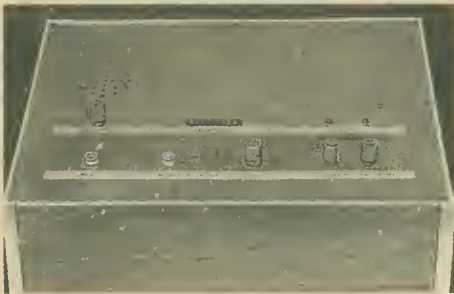
7. Sicherungseinrichtung für Nachrichtenstellen (Bild 7, Reg.-Nr. 06/85)

Jugendneuererkollektiv: *Oberfeldwebel Mann, Lutz*

Einsatz als operatives Gerät mit Wachposten zur Sicherung der Aufbauplätze von Nachrichtenstellen bzw. von Abschnitten bei Nebel, Dunkelheit und unübersichtlichem Gelände. Erhöhung der Einsatz- und Gefechtsbereitschaft.

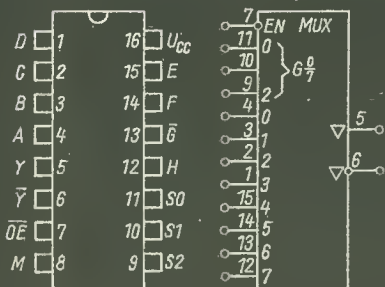


*Bild 6
Simultananlage*

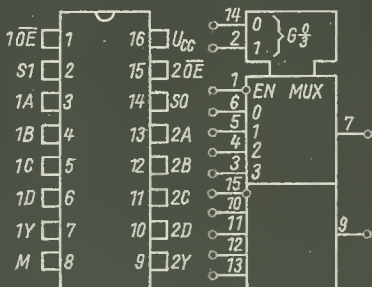


*Bild 7
Sicherungseinrichtung für
Nachrichtenstellen*

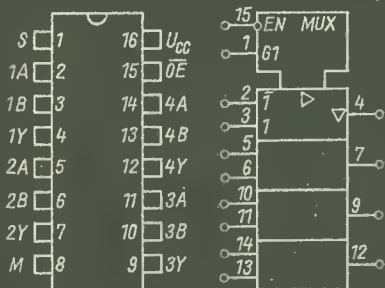
TTL - Low - Power - Schottky - IS



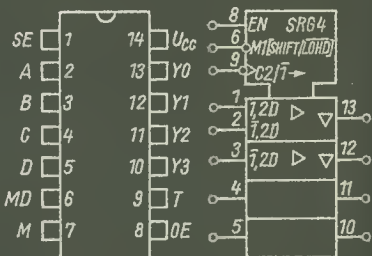
DL 251 D



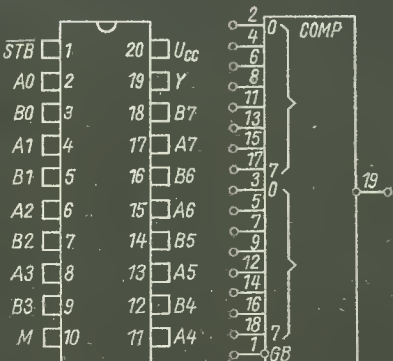
DL 253 D



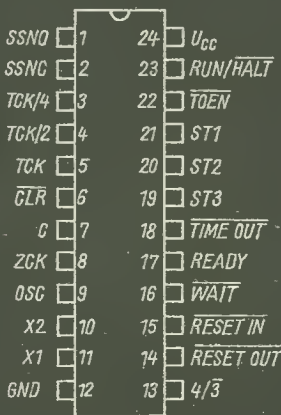
DL 275 D



DL 295 D



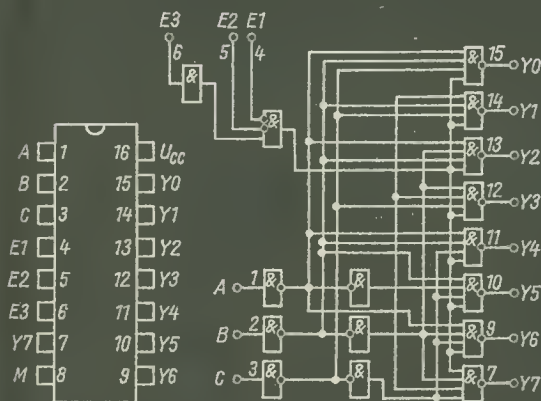
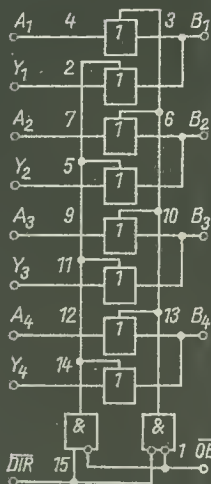
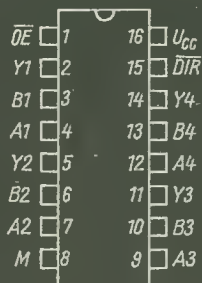
DL 8121 D



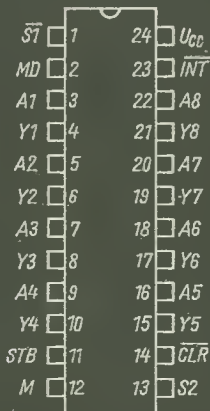
DL 8127 D

Interface - Schottky - TTL - IS

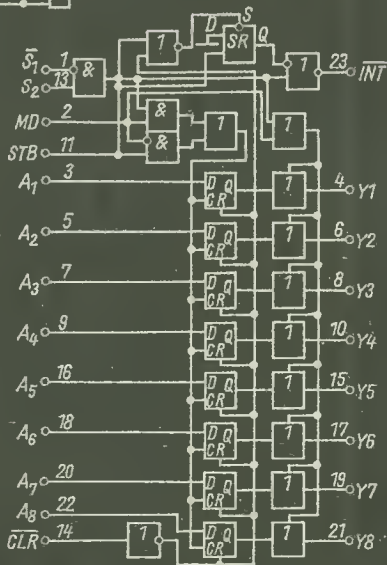
DS 8216 D



DS 8205 D



DS 8212 D



ISBN 3-327-00561-6
ISSN 0424-8678