



**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1990**



Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1990

Herausgeber: Obering. Karl-Heinz Schubert
Y21XE

**Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1990**



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

Schubert, Karl-Heinz:
Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1990. –
Berlin: Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik, 1989. –
288 S.: 204 Bilder – (Jahrbücher)

ISSN 0424-8678
ISBN 3-327-00770-5

1. Auflage, 1989
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1989
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Karl-Marx-Werk PöBneck V15/30
Lektor: Wolfgang Stammier
Zeichnungen: Heinz Grothmann
Illustrationen: Harri Förster
Typografie: Ingeburg Zoschke
Redaktionsschluß: 15. Februar 1989
LSV 3535
Bestellnummer: 747 200 5
00780

<i>Anita Mehnert</i>	
No Software – no Sales	9
Leipziger Frühjahrsmesse 1989 – Weitere Erhöhung der Produktivität, der Erzeugnisqualität und der Wettbewerbsfähigkeit durch flexible Automatisierung	17

Wissenswertes über moderne Technik

<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i>	
Bildaufnahme, Bildsignalübertragung und Bildwiedergabe für eine hö- here Bildauflösung	30
<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i>	
Die Dynamik in der elektroakustischen Übertragung	44
<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i>	
Die Schwestern der Compact Disk – Übersicht über neue Optoplaten .	51
<i>Gerhard Wilhelm – Y22VK/Lothar Dießner – Y44YK</i>	
Elektronik in der Meteorologie	56
<i>Dipl.-Ing. Gustav Westphal</i>	
Elektronik-Fortschritte im Flugzeug	65

Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Dipl.-Ing. Jiří Tomkovic</i>	
Neue elektronische Bauelemente von TESLA/ČSSR	80
<i>Dipl.-Ing. Frank Roscher</i>	
Spulenmagnetbänder und Zubehör von ORWO	90
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i>	
NF-Verstärkerschaltkreise und Beschaltung (II)	97

Praxis der Mikrorechentchnik

<i>Dr.-Ing. Werner Domschke</i> Kleincomputersystem KC 85	103
<i>Dr.-Ing. Werner Domschke</i> FORTH auf Kleincomputern	112

Moderne Technik für den Funkamateur

<i>Siegmar Henschel – Y22QN</i> Dual-Gate-Feldeffekttransistoren in HF-Schaltungen	117
<i>Dr. Walter Rohländer</i> Blick in den Antennenwald	126
<i>Dipl.-Ing. Eike Barthels – Y22UL</i> Packet-Radio – Theorie und Praxis in einer Übersicht	140
<i>Dr.-Ing. Albrecht Mugler – Y27NN</i> Rauschen und Empfindlichkeit	154
<i>Dr. Walter Rohländer – Y220H</i> Der Ideenspeicher im Amateurfunk – Hilfsmittel für die Amateurfunkpraxis	157
<i>Ing. Frank Sichla – Y51UO</i> Einsatzmöglichkeiten für CMOS-Schaltkreise im Amateurfunkbereich	168
<i>Dipl.-Ing. Edgar Rosenkranz – Y21MD</i> Mehrbandantennen für die Kurzwellenbereiche	179
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> Schaltungsrevue «Amateurfunk»	183

Bauanleitungen für Elektroniker

<i>Roland und Karsten-Jörg Sickert</i> 2-Zug-Betrieb auf der Modelleisenbahn	190
<i>Ing. Frank Sichla – Y51UO</i> Schaltungsvarianten für einen CMOS-Logikprüfstift	195
<i>Matthias Scharnbeck</i> Quasidigitale Frequenzanzeige für UKW-Tuner mit C-Diodenabstimmung	203
<i>Volker Schober</i> Temperaturregler für 2 einstellbare Werte	209
<i>Olaf Skerl</i> Einfache Spannungsregler mit R 210	212

<i>Ing. Dietrich Müller</i> Ungewöhnliche Anwendungen des Schaltnetzteil-Ansteuerschaltkreises <i>B 260 D</i>	217
<i>Ing. Dietrich Müller</i> Zu einigen Problemen beim Einsatz elektronischer Kontrollschaltungen in Kraftfahrzeugen	230
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> Schaltungsrevue für Anfänger	242

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

<i>Dipl.-Journ. Harry Radke</i> Engagiert und eigenverantwortlich Potenzen erschließen	250
<i>Oberstleutnant Dipl.-Journ. Klaus König</i> An der Militärtechnischen Schule der Nachrichtentruppen <i>Herbert Jensch</i>	257
MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR	271
Huggy an seine Leser	278
Schlagwortverzeichnis für die Jahrbücher 1987, 1988, 1989 und 1990	279

Hinweis

Manuskriptangebote für das Elektronische Jahrbuch richten Sie bitte direkt an den Herausgeber:

Obering. Karl-Heinz Schubert, Grünstraße 12, Neuenhagen, 1272.

1990

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

«Keine Software, kein Verkauf», so könnte verkürzt eine wichtige Formel für die führenden Computerhersteller in der kapitalistischen Welt lauten. Das Angebot an Software, die man lange Zeit als «Anhängsel» der Hardware betrachtet hat, wurde zu einem der wichtigsten Verkaufsargumente für Computer. Software ist die Gesamtheit aller Programme, die den Arbeitsablauf innerhalb der Hardware organisieren, die Bedienung unterstützen, Anwenderlösungen realisieren und eine Datenübertragung zwischen den Geräten ermöglichen. Mit dem Voranschreiten der Mikroelektronik wird die Bedeutung der Software weiter wachsen.

Die heute produzierte Hardware – die der 4. Generation, also nicht nur der daten-, sondern der informationsverarbeitenden Technik zuzuordnen ist – verlangt bei der Bearbeitung von Texten, Grafiken, Bildern und Sprache eine leistungsfähigere, systemorientierte Software. Ebenso gewinnt die Software bei der gegenwärtig im Vordergrund stehenden Industrieautomation sowie der wachsenden Kommunikation zwischen den Computersystemen und damit der Vernetzung weiter an Bedeutung. Es ist berechtigt, heute schon von einem selbständigen *Software-Industriezweig* zu sprechen, der mit Wachstumsraten von über 20% jährlich einen der wachstumsintensivsten Zweige zur Zeit überhaupt darstellt und eine Schlüsselrolle für viele Hochtechnologiebereiche spielt.

Das *Produkt* Software ist das Ergebnis qualifizierter, langwieriger geistiger Arbeit. Es kann nach Fertigstellung beliebig oft reproduziert und verkauft werden, ist aktualisierungsfähig und korrigierbar. Allgemein werden die Arten von Software durch folgende Begriffspaare charakterisiert:

- 1) Standard- und Individualsoftware,
- 2) System- und Anwendersoftware.

Ein Blick auf die Leistungsanteile bei der Softwareherstellung verdeutlicht, daß trotz der unterschiedlichsten Anforderungen der Anwender die individuelle Erarbeitung von Software unrentabel ist. Der Trend geht also immer mehr zu Standardlösungen, die für unterschiedliche Anwender akzeptabel sind. Der Herstellungsprozeß von Software setzt sich aus folgenden Leistungsanteilen zusammen:

- 10% Problemanalyse,
- 10% Zieldefinition,
- 20% Projektplan,

- 25% Programmierung,
 - 25% Testreihen,
 - 10% Dokumentation (Handbuch).
- (Quelle: Handelsblatt, Düsseldorf, vom 30. 12. 1986)

Wer produziert und vertreibt Software?

Auf die Produktion von Software spezialisierten sich Softwarehäuser, kleine und mittlere Unternehmen, die in den meisten Fällen mit Hardwareproduzenten kooperieren. Ein großer Teil der Software wird auch von den Anwendern erarbeitet. Daneben existiert eine Vielzahl von Programmierbüros, in denen sich einzelne Spezialisten zur Erarbeitung von Anwenderlösungen zusammenfinden. Sie bilden den größten Teil der selbständigen Softwareunternehmen. Es gibt weiterhin Systemhäuser, die den Vertrieb von Hard- und Software übernehmen.

Die bedeutendsten Anbieter von Software sind jedoch die Computerhersteller selbst. Während sie früher vornehmlich Betriebssysteme anboten, heißt das neue strategische Ziel auf diesem Gebiet *System Integration*, d. h., Hardware und Software aus einer Hand zur Lösung eines komplexen Problems anzubieten. Somit werden die Hardwareproduzenten immer mehr zu Lösungsanbietern. Dieser Trend hin zur Software läßt sich deutlich am Beispiel des größten Hardwareherstellers *IBM* verfolgen, der gleichzeitig auch größter Softwareproduzent ist. Der Konzern erzielte 1987 einen Umsatz von über 54 Mia \$, wovon 5,5 Mia \$ (12%) auf Software entfielen, 1982 waren es nur 5%. Die umfassende Herstellung von Software wurde zu einem strategischen Unternehmensziel. Bereits 1990 sollen 30% des Umsatzes über Software realisiert werden. Zu diesem Zweck gliederte der Konzern seine Softwareaktivitäten in eine Tochtergesellschaft aus. Etwa 26000 Beschäftigte sind an der Softwareentwicklung bei *IBM* beteiligt.

Hardwarehersteller versuchen z. B. auch, selbständige Softwareunternehmen an sich zu binden. So versuchte *IBM* 1987 über Kooperation mit der Hilfe von *Lotus Development* und *Microsoft*, sein neues System *PS/2* als Standard für PC durchzusetzen. Andere Hardwarehersteller wie *DEC* oder *Honeywell* gründeten Gemeinschaftsunternehmen mit Softwarefirmen.

Die Spezifika der Ware Software sowie ihrer Herstellung – geringes Kapitalminimum, Projektcharakter der Arbeit, individuelle Vielfalt – bedingen

Unternehmen	1982	1987	1992
IBM	21	27	46
Digital Equipment (DEC)	28	35	50
Hewlett-Packard (HP)	20	28	50
NCR	31	35	52
Unisys	25	32	50

Tabelle 1
Umsatz von Software
und Service der größten
Hardwarehersteller
(in %)

(Quelle: business week, 1987, vom 27. Juli, Seite 39)

Tabelle 2
Die zehn größten selbständigen Softwareanbieter

Unternehmen	Land	Umsatz 1986 (Mio \$)
Computer Associates	USA	451
Microsoft	USA	346
Lotus Development	USA	283
Ashton-Tate	USA	211
Management Science America	USA	193
Software AG	BRD	190
Cullinet	USA	163
Policy Management Systems	USA	150
Applied Data Research	USA	132
ASCII	Japan	113

(Quelle: Manager Magazin, Hamburg, 1987 Nr. 10, Seite 242)

die Entstehung einer Vielzahl kleiner und mittlerer Unternehmen. Trotz wachsender Schwierigkeiten, steigender Entwicklungs-, Marketing- und Absatzkosten sowie verschärfter Konkurrenz werden die selbständigen Softwareunternehmen eine relativ eigenständige Bedeutung im Zweig beibehalten, besonders in Marktnischen. Einige der bekanntesten selbständigen Softwareunternehmen sollen kurz vorgestellt werden.

Das 1982 gegründete Unternehmen *Lotus Development* gilt als der weltgrößte Hersteller von Software für Personalcomputer. 1986 betrug der Umsatz 283 Mio \$, eine Steigerung gegenüber dem Vorjahr um 25,5%. Die Firma arbeitet z. Z. an einer Mainframe-Version ihres Erfolgsprogramms 1-2-3. Das Unternehmen *Microsoft* wurde besonders durch das Betriebssystem *MS-DOS* für Personalcomputer bekannt, das mit etwa 9 Mio Installationen auf einen Marktanteil von über 90% verweisen kann. Zu den am schnellsten wachsenden Unternehmen in der PC-Softwareindustrie gehört *Ashton-Tate*. 1980 gegründet, erzielte das Unternehmen einen Umsatz von 3,65 Mio \$; 1986 waren es 211 Mio \$ – eine Steigerung von 78% gegenüber dem Vorjahr. *Ashton-Tate* gilt als der bedeutendste Hersteller von Datenbank-Managementsystemen. Weltweit Anwendung findet z. B. das Datenbanksystem *dbase II* auf 8-bit- und *dbase III* auf 16-bit-Geräten. Diese Programme machen 60% des Absatzes von *Ashton-Tate* aus. Zum größten selbständigen Softwareunternehmen der USA avancierten *Computer Associates* durch eine Reihe gezielter Firmenaufkäufe. Die größte Aktion dieser Art in der Softwarebranche überhaupt wurde 1987 durch den Kauf der *Uccel Corp.* (Umsatz 1986: 142 Mio \$) durch *Computer Associates* vollzogen.

In der letzten Zeit verstärkte sich die Tendenz, daß die bedeutendsten Hardwareanwender Einfluß auf den Softwarebereich nehmen. Das ist u. a. ebenfalls durch Kauf möglich. Ein markantes Beispiel dafür: 1984 kaufte *General Motors* für 2,5 Mia \$ das leistungsstarke EDV- und Software-

unternehmen *Electronic-Data-System* mit dem Ziel auf, ein integriertes Netz mit 230000 Computerterminals zu schaffen und eine Spitzenstellung in der Automatisierung zu erlangen. Weitere Möglichkeiten in dieser Richtung eröffnen sich durch Beteiligungen an Softwarefirmen. *Thyssen Industrie* ist seit 1988 mit 33,3% an der *IKO Software Service GmbH* beteiligt und wird mit ihrer Hilfe Lösungen für die Industrieautomation entwickeln. Die *BMW* erhöhten ihre Beteiligung am BRD-Softwarehaus *Sofitab* von 10 auf 28% und gründeten ein gemeinsames Software-Kompetenzzentrum. Der größte europäische Medienkonzern *Bertelsmann* kooperiert mit *IBM Deutschland* auf dem Gebiet der optischen Datenspeicherung und der Softwareentwicklung.

Softwareindustrie in den kapitalistischen Hauptländern

Die Positionen der 3 imperialistischen Zentren soll Tabelle 3 verdeutlichen.

Mit einem Anteil von 60% nehmen die USA unbestritten den 1. Platz in der Entwicklung und Vermarktung von Software in der Welt ein. Der Anteil des Softwaremarktes am GNP beträgt mit 130 Mia \$ 1986 3%, bis 1990 soll diese Größe auf etwa 13% ansteigen. Es werden von den USA große Anstrengungen unternommen, die führende Position auf dem Weltmarkt auszubauen. Die Zuwachsraten der staatlichen Forschungs- und Entwicklungsaufwendungen für Software sind mit 17% überdurchschnittlich hoch. Insgesamt entfallen 7,7% aller Aufwendungen auf Software, im Vergleich dazu verzeichnen die Bereiche Halbleitertechnik Anteile von 12,2% und Computerbau von 8,3%. Nicht ohne Bedeutung ist dabei das umfangreiche Auftragsvolumen von Software für militärische Zwecke, wobei häufig eine Vorfinanzierung durch das Verteidigungsministerium vorgenommen wird. Zusammenfassend läßt sich einschätzen, daß die führende Rolle der USA im Softwarebereich auch in den nächsten Jahren unangetastet bleibt bzw. ein Ausbau zu erwarten ist.

Mit einem Anteil Japans von nur 11% am kapitalistischen Softwaremarkt (im Gegensatz zu 19% am Weltelektronikmarkt) zeigt sich ein Ungleichgewicht zwischen dem Stand der japanischen Computertechnik und Softwareproduktion. Für die großen Computerhersteller Japans stellt sich diese Tatsache u. a. in Absatzschwierigkeiten, besonders bei Büro- und Personalcom-

Zentrum	Anteil am Weltelektronikmarkt	Anteil am Softwaremarkt
USA	36%	60%
Japan	19%	11%
Westeuropa	19%	23%
übrige Welt	26%	6%

Tabelle 3
Anteile der 3 Zentren der kapitalistischen Welt an der Weltelektronik- und Softwareindustrie 1985

(Quelle: Handelsblatt, Düsseldorf, vom 6./7. 3. 1987)

putern nicht nur im Ausland dar. Auch die in Japan angewendete Software wurde zu über 90% im Ausland erarbeitet. Die Ursachen für das Zurückbleiben Japans im Softwarebereich sind u. a. sowohl darin zu suchen, daß die Anwender lange Zeit selbst Software entwickelten, als auch in der noch ungenügenden Anpassung des Systems des Programmierens an japanische Denkstrukturen. Das größte Problem wird im Fehlen qualifizierter Arbeitskräfte gesehen. Einer Analyse des Tokioter *Ministeriums für Internationalen Handel und Industrie* (MITI) zufolge fehlen der japanischen Softwareindustrie 1990 rund 600 000 Programmierer. Um die Softwareerarbeitung entscheidend zu beschleunigen und zu effektivieren, wurde im Oktober 1985 vom MITI das erste Förderungsprogramm für Software, *Sigma (Software Industrialised Generation & Maintenance Aids)*, angeregt.

Mit einem Anteil von 23% am kapitalistischen Weltsoftwaremarkt nimmt Westeuropa, in erheblichem Abstand zu den USA, den 2. Platz ein. Führend auf dem westeuropäischen Softwaremarkt ist Frankreich mit einem Marktanteil von 25%, gefolgt von der BRD mit 18%, Großbritannien und Italien. Diese 4 Länder stellen 70% des betrachteten Marktvolumens. Charakteristisch für die Länder Westeuropas ist, daß der Software- und Dienstleistungsmarkt zu einem großen Teil den nationalen Markt betrifft.

Mit einem Marktvolumen von 15,8 Mia DM 1986 verzeichnet die BRD einen Anteil von 18% am westeuropäischen Softwaremarkt. Damit entfallen 0,8% des Bruttosozialprodukts auf den Softwareumsatz, der sich wie folgt zusammensetzt: 40% Erarbeitung kundenspezifischer Softwaresysteme, 25% Vertrieb von Standardprogrammen, 20% Beratung und 15% Dienstleistungen. Der Softwaremarkt der BRD wuchs, der allgemeinen Tendenz folgend, überdurchschnittlich schnell. Für 1988 wird damit gerechnet, daß der Softwareumsatz den Wert des Hardwareumsatzes übertrifft. In der gesamten Datenverarbeitungsindustrie dieses Landes sind etwa 300 000 Menschen beschäftigt, 210 000 davon im Hardwarebereich. Die etwa 300 Hardwarehersteller in der BRD verzeichneten mit über 4 Mia DM Softwareumsatz 1986 einen Marktanteil von 29,5%, Software für etwa 3 Mia DM wurde von den Anwendern selbst erarbeitet, und die über 3700 selbständigen Programm- und Systementwickler erzielten mit 7 Mia DM Umsatz 47% des Marktvolumens. Insgesamt waren 1985 etwa 37 000 Personen (ohne Anwender) mit dem Erarbeiten von Software beschäftigt.

Wie auch in anderen Ländern, unternehmen die großen Computerhersteller der BRD verstärkte Anstrengungen, ihre Konkurrenzfähigkeit durch die Bereitstellung von Software zu stärken. Führend dabei ist der *Siemens-Konzern*, der sich selbst als größtes Softwarehaus Europas versteht. *Siemens* ist hierbei in einer Doppelrolle, sowohl als Entwickler von Computern und Software wie auch als bedeutender Anwender. Somit entsteht die Software nicht isoliert, sondern stets im Zusammenhang mit der Systemtechnik und ihren konkreten Anwendungen. Insgesamt beschäftigen sich bei *Siemens* mehr als 12 000 Mitarbeiter hauptamtlich mit Softwareaufgaben. Von den 6 Mia DM Forschungs- und Entwicklungsaufwendungen im Geschäftsjahr 1986/87 benutzte der Konzern über 40% (2,5 Mia DM) für die Entwicklung von Software. Bereits 1983 erklärte *Siemens-Vorstandsmitglied K. H. Bek-*

kurts: «In der Software liegt ein starker Hebel für eine Verbesserung der Wettbewerbsfähigkeit im Hochtechnologiebereich.»

Für den zweitgrößten Computerhersteller der BRD, den *Nixdorf-Konzern*, mit einem Jahresumsatz 1986 von 4,5 Mia DM, bildet die Software in besonderem Maße einen strategischen Schwerpunkt im Produktangebot. 1986 wurden 33% des Umsatzes durch den Verkauf von Software erzielt, 58% durch Hardware, und 8% entfielen auf Dienstleistungen. Weltweit beschäftigt *Nixdorf* etwa 3000 Mitarbeiter für die Pflege und Entwicklung von Softwareprogrammen. *IBM-Deutschland*, nicht nur größte ausländische Tochtergesellschaft von *IBM*, sondern mit 12 Mia DM Jahresumsatz auch größter Hardwarehersteller in der BRD, beschäftigt 6000 von 28000 Mitarbeitern mit Programmieraufgaben.

Größtes unabhängiges Softwareunternehmen der BRD ist die *Software-AG*, vorwiegend mit der Erarbeitung von Großrechnerprogrammen beschäftigt. Weltweit konnte das Unternehmen mit etwa 1700 Mitarbeitern Software und Dienstleistungen im Werte von 400 Mio DM verkaufen. Damit unterscheidet sich die *Software-AG* gegenüber anderen BRD-Softwareunternehmen durch eine ausgeprägte Auslandstätigkeit. Das von dieser Firma entwickelte Datenbankprogramm *Adabas* sowie die Benutzersprache *Natural* fanden international Anerkennung. Welche Rolle die BRD-Softwareindustrie künftig spielen wird, hängt u. a. von der Umorientierung von individuellen zu Standardlösungen, der weltweiten Ausdehnung des Tätigkeitsfelds und weiteren Faktoren ab. Rasch wachsende Absatzzahlen von Software weisen auf eine immer breitere Durchdringung der Wirtschaft, Forschung, Verwaltung und anderer Bereiche mit neuer Technik hin.

Über die künftigen Anwendungsbereiche können z. B. folgende Angaben Aufschlüsse geben. Für kleine und mittlere Systeme (Personal- und Bürocomputer) ist in der BRD z. Z. folgende Absatzstruktur charakteristisch:

- Textverarbeitung 25%,
- Verwaltung 21%,
- Datenbankenpakete 18%,
- integrierte pakete 16%,
- Tabellenkalkulation 10%,
- Grafik 4%,
- sonstige pakete 6%.

(Quelle: INFOWELT vom 28. 7. 1986)

Besonders verstärkte sich die Nachfrage nach vertikaler, d. h. Branchensoftware vorwiegend aus dem Bereich der Banken und Versicherungen. Für mittlere und große Anwender in der Industrie zeichnen sich künftig folgende Einsatzschwerpunkte ab:

- Produktionsplanung und -steuerung 36%,
- Rechnungswesen, Materialwirtschaft 27%,
- CAD/CAM 15%,
- Betriebsdatenerfassung 8%,
- Textverarbeitung 6%,
- Sonstiges 8%.

(Quelle: Software-Markt Deutschland, Dortmund 1985, Seite 8)

Rasch steigende Absatzzahlen verzeichnen Bürokommunikationssysteme. Nach Schätzungen werden 1991 in der BRD etwa 90% aller Großunternehmen mit über 500 Mitarbeitern und 20% mittlere und kleine Unternehmen solche Systeme einsetzen. 1987 waren 4000 solcher Systeme installiert, 1990 wird mit mehr als 25000 gerechnet. Da das Vorhandensein von Software über die effektive Auslastung des Hardwarepotentials und damit über das Niveau von Wirtschaft, Wissenschaft, der Rüstungsindustrie usw. bestimmt, ist der Bereich der Softwareindustrie ein Feld wachsender Konkurrenz zwischen den imperialistischen Hauptländern geworden. Das Volumen des Weltsoftwaremarktes wird mit 23,5 Mia \$ angegeben, 1995 werden es bei den anhaltend hohen Wachstumsraten von über 20% jährlich etwa 190 Mia \$ sein.

Wachsende Standardisierung auch im Softwarebereich

Eine große Vielfalt von Hard- und Software sowie fehlende Zusammenarbeit untereinander wirken sich hemmend auf die Entwicklung des gesamten Bereichs der 4. Computergeneration aus, so daß ein objektiver Zwang zur Standardisierung sowohl der Hard- als auch der Software (hier besonders der Betriebssysteme) besteht, woran Produzenten und Anwender gleichermaßen interessiert sind. Den Hardwarestandard bestimmte *IBM* lange Zeit uneingeschränkt. 1985 verkaufte *IBM* noch 52% aller Geräte mit eigenem Standard, 1987 jedoch nur noch 38%. Zum Marktführer auf dem Sektor der Minicomputer, der früher fest in der Hand von *IBM* lag, wurde *DEC* mit der *VAX*-Computerserie. Bei den PC eroberten sich *Apple*, *Compaq* sowie eine Vielzahl Clones (billige Nachbauten, die mit dem *IBM*-Standard arbeiten), bedeutende Marktanteile. Weltweit sind etwa 200 unterschiedliche *IBM*-kompatible PC-Geräte (Clones) im Angebot.

Die beiden größten Konkurrenten von *IBM*, *Apple* und *DEC*, vereinbarten ein Kooperationsabkommen zur Entwicklung von Geräten und Software, mit denen sich die Computer beider Firmen vernetzen lassen. Die Ausrichtung auf Vernetzung unterschiedlicher Computersysteme ist eine bestimmende Strategie der Konkurrenten von *IBM*.

Teilmärkte	Anteil <i>IBM</i> -kompatibler Geräte
Heimcomputer	2%
Semi-Professional	25%
Schulen/Universitäten	50%
Technik/Wissenschaft	58%
Kommerzieller Markt	82%
Insgesamt PC-Markt	27%

Tabelle 4
IBM-Kompatibilität am Mikro-
Markt 1986

(Quelle: Handelsblatt, Düsseldorf, vom 1.9.1987)

Auf dem Gebiet der Betriebssysteme – weltweit sind etwa 150 solcher Systeme im Einsatz – bildet vor allem *UNIX*, von *AT & T* entwickelt, für *IBM* ernstzunehmende Konkurrenz. Die größten europäischen Computerhersteller, *Bull*, *ICL*, *Siemens*, *Olivetti*, *Nixdorf* und *Philips*, sowie *Unisys* und *Cray Research* aus den USA einigten sich auf dieses System, das in Westeuropa einen Marktanteil von 16% und in der BRD von 40% hat, und mit dem sich auch die Japaner vom *IBM*-Standard lösen wollen. Ende 1987 gaben der bedeutendste Konzern für Kommunikationstechnik *AT & T* sowie *Sun Microsystems*, ein schnellwachsendes Computerunternehmen, ihre Zusammenarbeit bei der Weiterentwicklung des Betriebssystems *UNIX* bekannt, wobei *AT & T* bis zu 20% der Aktien dieses Unternehmens erwerben will. Das brächte besonders auf dem Gebiet der Kommunikationstechnik und des sich dabei durchsetzenden Standards bedeutende Konkurrenz Nachteile für die anderen Computerhersteller mit sich. In ungewohnter Weise vereint, reagierten deshalb die wichtigsten Computerhersteller, neben *IBM* auch *DEC*, *HP*, *Apollo Computer*, *Bull*, *Siemens* und *Nixdorf*, und erklärten die Gründung einer *Open Software Foundation* sowie die Entwicklung eines neuen, offenen und erweiterten Betriebssystems auf der Basis einer *UNIX*-Version.

Die insgesamt bewegte Situation auf dem Hard- und Softwaremarkt verdeutlicht, daß heute nicht mehr ein Unternehmen im Alleingang Standards und Normen setzen kann. Selbst die auf vielen Gebieten scheinbar unantastbaren Positionen des Branchenriesen *IBM* wurden durch dynamischere mittlere Unternehmen in Frage gestellt. Neben der Standardisierung spielt auch die Frage der Rationalisierung der Softwareproduktion eine wichtige Rolle, um die wachsende Nachfrage zu befriedigen. Auch in diesem Fall zeigen sich unterschiedliche Lösungsansätze. Besondere Beachtung fand dabei in der letzten Zeit *CASE*, ein Verfahren computergestützter Programmentwicklung, bei dem *CAD*-Systeme integriert werden.

Mit dem Übergang zur Vernetzung und der Datenkommunikation wird die Bedeutung der Software weiter wachsen und zu einem Schlüsselfeld bei der Bewältigung einer neuen Stufe der wissenschaftlich-technischen Revolution werden.

Leipziger Frühjahrsmesse 1989 Weitere Erhöhung der Produktivität, der Erzeugnisqualität und der Wettbewerbsfähigkeit durch flexible Automatisierung

«In Vorbereitung des 40. Jahrestags der DDR und des XII. Parteitags der SED haben die Werktätigen besondere Anstrengungen unternommen, um die Messe zu einem Spiegelbild der historischen Leistungen des Sozialismus auf deutschem Boden zu gestalten», erklärte DDR-Außenhandelsminister *Dr. Gerhard Beil* zu Beginn des traditionellen Messerundgangs der Partei- und Staatsführung auf der *Leipziger Frühjahrsmesse 1989*. Das zukunftsorientierte Angebot der 4200 Kombinate, Export- und Außenhandelsbetriebe der DDR dokumentierte mit 35000 Erzeugnissen die gewachsene Leistungs- und Exportkraft der Republik und widerspiegelte die konsequente Verwirklichung der ökonomischen Strategie der SED. Neuheiten



Bild 1 Die digitale Nebenstellenzentrale NZ 400 D/384 ist datenfähig. Sie ermöglicht einen Anschluß an ein Datennetz über die X25-Schnittstelle (Foto: RFT-Pressedienst)

und Weiterentwicklungen von wissenschaftlich-technischem Höchstniveau belegten, daß die stabile und dynamische, auf die umfassende Intensivierung gerichtete Entwicklung der Volkswirtschaft durch den verstärkten Einsatz von Schlüsseltechnologien gekennzeichnet ist. Das wurde besonders deutlich in Halle 20, in der der traditionelle Rundgang *Erich Honeckers* und der Partei- und Staatsführung begann. Dort zeigte der DDR-Werkzeugmaschinenbau in enger Verbindung mit Partnern der Mikroelektronik und aus Wissenschaftsbereichen, wie mit der Erfüllung der Beschlüsse des XI. Parteitag der SED der international wachsenden Dynamik der Produktivkräfte entsprochen und in den Kombinat das Schrittmaß beschleunigt wird. Unter dem Leitthema der *Leipziger Messe 1989* demonstrierte der Werkzeugmaschinenbau vor der Handelswelt mit wissenschaftlich-technischen Spitzenleistungen seine international führende Position.

Schlüsseltechnologien breit angewendet

Entsprechend der ökonomischen Strategie der SED boten die Kombinate nicht nur ein breites Sortiment an maschinenbautechnischen Automatisierungslösungen an, sondern auch CAD/CAM-Technologien einschließlich Software, die in Verbindung mit 16- und 32-bit-Rechentechnik aus DDR-Produktion den Anwendern eigenständige Schritte auf dem Weg zum computerintegrierten Betrieb ermöglichen. Schon heute sind 70% der Werk-



Bild 2 Der elektronische Fernschreiber F2000, mit der Textverarbeitungsinheit TE 2000 zu einem Bürokommunikationszentrum erweitert (Foto: RFT-Pressedienst)

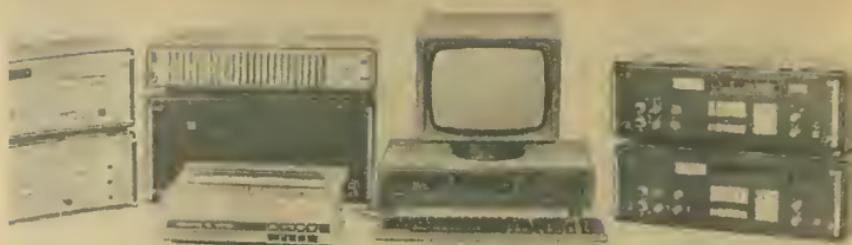


Bild 3 CINRAS heißt die Anwenderlösung für den Aufbau eines automatisierten Kurzwellenfunksystems. Herzstück des Systems ist die Steuereinheit KCP 1710 (Foto: RFT-Pressedienst)

zeugmaschinenproduktion durch die Mikroelektronik bestimmt. Im nächsten Jahr sollen es fast 90% sein. Der Einsatz von derzeit 70000 CAD/CAM-Arbeitsstationen und über 90000 Industrierobotern belegt, daß die Schlüsseltechnologien im breiten Umfang in der DDR Fuß gefaßt haben. Die DDR gehört heute zu den wenigen entwickelten Industrieländern der Erde, die im Komplex die Entwicklung, Produktion und Anwendung der Mikroelektronik beherrschen. Von welcher weitreichender Bedeutung das für Effektivität und Dynamik volkswirtschaftlicher Entwicklung ist, zeigt auf dem Gebiet der Rechentechnik der Superminicomputer *K 1840* von VEB Kombinat *Robotron*. Im Ausstellungszentrum bewies er im Dialog mit zehn 16-bit-Rechnern *EC 1834* und einem Industriecomputer seine Leistungsfähigkeit bei der Prozeßlenkung. Die Geräte waren über ein lokales Netz verbunden und konnten fünf Fertigungssysteme bzw. CNC-Bearbeitungszentren steuern. Ein weiteres Rechnersystem *K 1840* bezog seine Daten aus Halle 15, dem Messe-Domizil der elektronischen Industrie. Auf Bildschirmen war zu verfolgen, wie Werkstücke konstruiert, die technologischen Unterlagen zusammengestellt und die automatische Komplettbearbeitung der Teile gesteuert wurden.

Softwarelösungen als unverzichtbarer Teil dieser auf Mikroelektronik beruhenden Technologien gewinnen international zunehmend an Bedeutung. Die Werkzeugmaschinenbauer haben sich mit ihren Partnern in dem VEB Kombinat *Robotron*, VEB Kombinat *Automatisierungsanlagenbau*, VEB Kombinat *Carl Zeiss Jena* wie auch in der *Akademie der Wissenschaften*, der *Technischen Universität Dresden* und der *Technischen Universität Karl Marx-Stadt* und weiteren Wissenschaftseinrichtungen auf diese steigenden Anforderungen eingestellt. So entstand Software zum Entwurf und zur Berechnung von Getriebebaugruppen und Maschinengestellen, zur Werkstückprogrammierung und für die Arbeitsplanung.

Bauelemente der Mikroelektronik

4-Megabit-Hybrid-Speicher

Der Hybridschaltkreis *16 M 61256* aus dem VEB Kombinat *Keramische Werke Hermsdorf* ist ein dynamischer Schreib-Lesespeicher mit wahlfreiem Zugriff. Er ist in Speicherblöcken von 512×8 bit organisiert. Als Bauelemente kommen dRAMs des Typs *U 61256 DC* des VEB Kombinat *Carl Zeiss Jena* auf einem *A 1203*-Verdrahtungsträger in DIL-Bauform zum Einsatz. Auf dem Hybridspeicher sind weiterhin die Keramik-Abblockkondensatoren integriert. Dieses Speichermodul entspricht in seiner Speicherkapazität dem internationalen Höchststand.

1-Megabit-Speicherschaltkreis *U 61000*

Das VEB Kombinat *Carl Zeiss Jena* stellte den 1-Megabit-Speicher *U 61000* vor. Die Speicherorganisation ist 1048576×1 bit. Die Zugriffszeit beträgt je nach Selektionstyp 120 bzw. 100 ns. Der Schaltkreis ist in einem 18poligen DIP-Gehäuse untergebracht.

Teilerschaltkreis *U 1159 DC*

Der *U 1159 DC* ist ein HF-Teilerschaltkreis mit Vorverstärker und programmierbarer Teilerlogik. Als Eingangsfrequenz ist der Bereich von 500 kHz bis 125 MHz genannt.

CMOS-Mikroprozessorsystem *U 84 C 00*

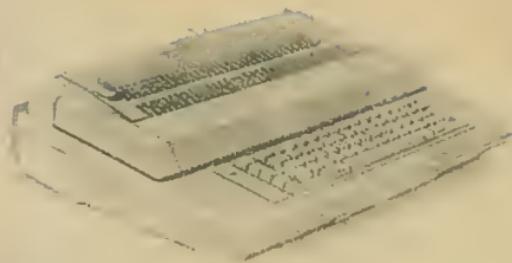
Dieses Mikroprozessorsystem, das pin- und funktionskompatibel zum System *U 880* ist, wird in CMOS-Silizium-Gate-Technologie gefertigt und hat somit eine wesentlich geringere Stromaufnahme. Derzeit besteht es aus folgenden Schaltkreisen:

- CPU *U 84 C 00 DC*
- PIO *U 84 C 20 DC*
- CTC *U 84 C 30 DC*
- SIO *U 84 C 40 DC*

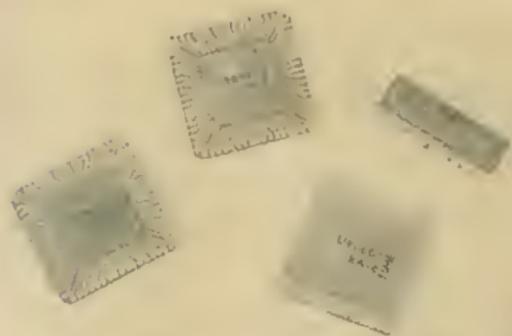


Bild 4

Das selektive Mikrovoltmeter und Funkstörmeßgerät *SMV 21* stellt eine neue Generation von Meßtechnik dar. Hier ist das die Auswertung und den Meßablauf steuernde Rechnersystem bereits integriert (Foto: RFT-Pressedienst)



*Bild 5
Die Kompaktschreibmaschine Eriko 6007 ist modular erweiterbar, so kann sie bis zu 4400 Zeichen zwischenspeichern (Standardtexte) und mit Interfocemodulen (Centronics oder Commodore bzw. V.24) zum Computerdrucker erweitert werden (Foto: RFT-Pressedienst)*



*Bild 6
Das neue 16-bit-Prozessor-system U 80600. Einsatzgebiete werden die Computertechnik für Echtzeitanwendungsfälle und für Multitasking sein (Foto: RFT-Pressedienst)*

U 80600 – ein schnelles 16-bit-Mikroprozessorsystem

In Zusammenarbeit mit Entwurfszentren der Anwenderbetriebe wurde mit dem U 80600 ein neues leistungsstarkes 16-bit-Mikroprozessorsystem entwickelt. Dieses System stellt in der Leistungsfähigkeit seines Prozessors eine neue Generation der im Erfurter Mikroelektronik-Kombinat gefertigten Mikroprozessoren dar.

Das U 80600-System verfügt über eine wesentlich erhöhte Leistungsfähigkeit der Peripheriekomponenten u. a. durch Vereinigung von mehreren bisherigen Schaltkreisfunktionen in hochintegrierten Peripherieschaltkreisen. Eine Vergrößerung des komplexen Funktionsumfanges des Speichersystems sowie eine Erhöhung von Zuverlässigkeit und Nutzerkomfort werden durch ihm zugeordnete hochintegrierte Systemkomponenten erreicht.

Diese Leistungsmerkmale kennzeichnen die Hauptanwendungsfälle des U 80600-Systems in Personal- und Industriecomputern der Prozeßautomatisierung, in Arbeitsplatzsystemen und Kommunikationssystemen, also Einsatzbedingungen, bei denen eine hohe Verarbeitungsgeschwindigkeit und die Bearbeitung mehrerer Aufgabenstellungen gleichzeitig gefordert werden.

Präzisions-Bifet-OV B 411 DD

Der B 411 DD ist ein Operationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand, geringer Eingangskapazität, geringer Offsetdrift, weitgehend temperaturun-

abhängigen Bias- und Offsetströmen sowie einem großen Differenzeingangsspannungsbereich und einer hohen Gleichtaktunterdrückung.

Er ist pinkompatibel zum *B 081 D* und besonders für den Einsatz bei höheren Anforderungen geeignet.

12-bit-CMOS-A/D-Wandler *U 739 DC*

Der *U 739 DC* ist ein datenbuskompatibler 12-bit-CMOS-Analog-Digital-Wandler mit byteweiser Datenausgabe im gepackten BCD-Format. Die Datenübertragung wird vom Mikrorechner aus gesteuert (passives Verhalten des Wandlers).

Er arbeitet nach dem Zweiflankenintegrationsverfahren mit zyklischem Offsetableich (Auto/Zero) und Nullintegration (Zero/Integrate).

Programmierbarer CMOS-Timer *U 4541 DG*

Der *U 4541 DG* ist in der Lage, mit einer externen Beschaltung von 2 Widerständen und einem Kondensator eine Taktfrequenz im Bereich von 1 Hz bis 100 kHz zu erzeugen. Damit können Verzögerungszeiten von 2,5 ms bis 9 h erreicht werden (Kaskadierung möglich).

Der *U 4541 DG* ist verlustleistungsarm, hat einen großen Versorgungsspannungsbereich und eine weitestgehende Unabhängigkeit der Oszillatorfrequenz gegenüber Temperatur- und Spannungsschwankungen. Besondere Einsatzfälle sind elektronische Zeitrelais und Zeitbausteine der Steuertechnik.

Optoelektronische Koppler *MB 130...135*

Die Einführung von 2 Halbträgerstreifen bei der Montage und eine neue Umhüllungstechnologie führten zu erhöhter Zuverlässigkeit und zur Erweiterung der Bereiche der Isolationsspannung (2,8 bis 5,3 kV) und der Kollektor-Emitter-Spannung (35 bis 90 V) dieser technologisch weiterentwickelten Optokopplerreihe.

Anzeigebausteine *MQE 10*

Der Typ *MQE 10* ist eine 3stellige Lichtschachtanzeige mit hybridintegriertem Analog-Digital-Wandler und Dekoder für meßwertanzeigende Systeme. Die rotstrahlenden Ziffern sind 12,7 mm hoch. Eingangsspannungen von -99 bis +999 mV werden mit einer Auflösung von 1 mV dargestellt und stehen als BCD-Kode zur Weiterverarbeitung an 4 Ausgängen zur Verfügung. Die Anzeige hat einen Steuereingang zur Helligkeitsregelung bei wechselnder Umgebungshelligkeit.

Gegenüber dem diskreten Aufbau der Zusatzschaltung wird eine höhere Zuverlässigkeit und eine Reduzierung des Schaltungsaufwandes beim Anwender erreicht.

LED-Zeilen in Flachbandbauform

Mit den Typen *MQH 201*, *MQH 202*, *MQH 601* und *MQH 602* werden die ersten Vertreter einer neuen Bauelemente-Gruppe in Flachbandbauform vorgestellt.

Sie weisen folgende Merkmale auf:

- Zeilenanordnung von 12 LED-Funktionen mit hybridintegriertem Ansteuerschaltkreis,
- lückenlos reihbar,
- LED mit rechteckiger Lichtaustrittsfläche $1,35 \times 4 \text{ mm}^2$,
- MQH . . 1 - Bandbetrieb
- MQH . . 2 - Punktbetrieb
- MQH 2 . . - 12 grüne LED
- MQH 6 . . - 8 grüne und 4 rote LED.

Die Bauelemente sind zur digitalen und analogen Anzeige von Meßwerten in Konsumgütern und in der Meßtechnik vorgesehen.

Der Vorteil gegenüber dem Zeilenaufbau aus diskreten LED besteht in der bereits integrierten Ansteuerung, in der hohen Zuverlässigkeit und in der geringen Einbautiefe.

Aktive SMD-Bauelemente

Reihe V 4000 und Speicherschaltkreise

V 4035 S	4-bit-Schieberegister mit synchroner Paralleleingabe
V 4042 S	4-bit-Auffangregister
V 4044 S	4 RS-NAND-Flip-Flop mit tristate-Ausgängen
V 4050 S	6 nichtinvertierende Treiberstufen
V 4051 S	8-Kanal-Analog-Multiplexer/Demultiplexer
V 4066 S	4 bilaterale Analogschalter
V 4093 S	4 Schmitt-Trigger mit je 2 Eingängen
V 40098 S	6 invertierende Treiberstufen
U 2164 P	(64k × 1) bit dynamischer Schreib-Lese-Speicher (dDRAM)
U 2616 P	(2k × 1) bit herstellerprogrammierter PROM
U 2632 P	(4k × 8) bit herstellerprogrammierter PROM

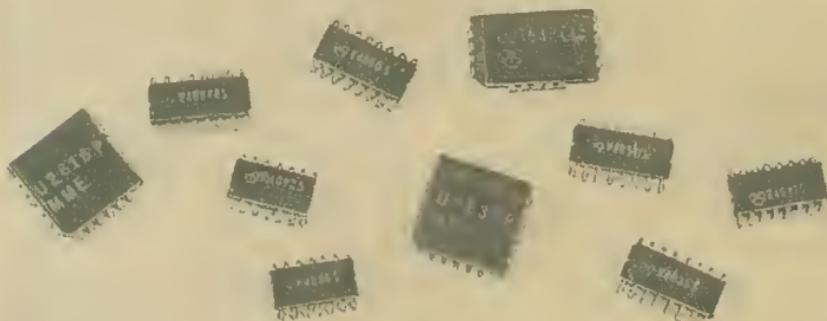
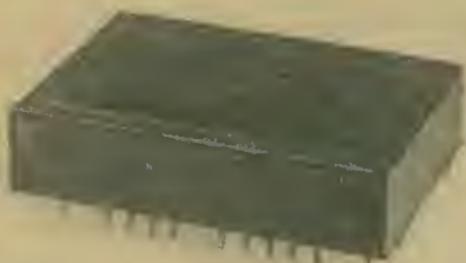


Bild 7 Eine Auswahl aus dem erweiterten Programm von SMD-Schaltkreisen, zunehmend für die kompakte und zuverlässige Geräteproduktion notwendig (Foto: RFT-Pressedienst)



*Bild 8
Die 3stellige Lichtschachttanzeige MQE 10 enthält bereits den A/D-Wandler und die Dekoder für meßwertanzeigende Systeme (Foto: RFT-Pesse-dienst)*

Neue Transistoren

Silizium-Epitaxial-Planar-NF-Transistoren

SCE 535, SCE 537, SCE 539 (NPN)

SCE 536, SCE 538, SCE 540 (PNP)

für allgemeine Anwendungen in der Hybrid- und Aufsetztechnik im Gehäuse *SOT 89*.

N-Kanal-Dual-Gate-MOS-Feldeffekttransistoren

SME 992

SME 994

SME 996

sind für den platzsparenden Einsatz in Vor- und Mischstufen von Rundfunk-/Fernsehtunern, Antennenverstärkern und Lichtleiterkabelempfängermodulen vorgesehen.

Darlington-Leistungsschalttransistoren *SU 310, SU 311* und *SU 312*

Die *Darlington*-Leistungsschalttransistoren *SU 310, SU 311* und *SU 312* eignen sich vorzugsweise für elektronische Batteriezündanlagen von Benzinmotoren beispielsweise Motorrädern, Bootsmotoren oder Motorschiffen.

Dank einem modernen Passivierungsverfahren haben die Bauelemente eine sehr gute Sperrstromstabilität. Diese Eigenschaften und die integrierte Freilaufdiode lassen die Anwendung des *Darlington*-Transistors u. a. auch zum Schalten von Magnetventilen in hydraulischen Anlagen oder in Chopfern aussichtsreich erscheinen.

Leistungsschalttransistoren *SU 391, SU 392* und *SU 393*

Die Leistungsschalttransistoren *SU 391, SU 392* und *SU 393* im Plastikgehäuse *TO-218* erlauben eine sehr einfache Montage und ergänzen die Typenreihe *SU 386* bis *SU 390* wirkungsvoll zu größeren Strömen hin. So betragen die Kollektorströme für den Nennbetrieb 20 A (*SU 391*), 15 A (*SU 392*) und 10 A (*SU 393*). Die Vertikalgeometrie sichert eine Spannungsfestigkeit bei offener Basis von 90, 125 bzw. 250 V und bei gesperrter von 120, 160 bzw. 300 V.

Die durch Mehrfach-Epitaxial-Technik erreichten niedrigen Sättigungs-

spannungen und die kurzen Schaltzeiten gestatten moderne Konzepte in der Stromversorgungstechnik wie z. B. DC-Wandler für niedrige Ein- und Ausgangsspannungen bei hohen Betriebsfrequenzen.

Oberflächenfilter für die Fernsehtechnik

Der VEB *Elektronische Bauelemente Teltow* stellte ein Sortiment Oberflächenfilter für den Einsatz in der Fernsehtechnik als Bild-ZF-Filter, Mehrnormenfilter und Restseitenbandfilter aus, deren Parameter den europäischen Fernsehnormen entsprechen.

Tippstastenschalter für die Rechentechnik

Die Tippstastenschalter *TTS 12,5* zeichnen sich durch eine extrem flache Bauweise (4,5 mm Höhe), gut fühlbaren Schaltpunkt und eine hohe Zuverlässigkeit aus.

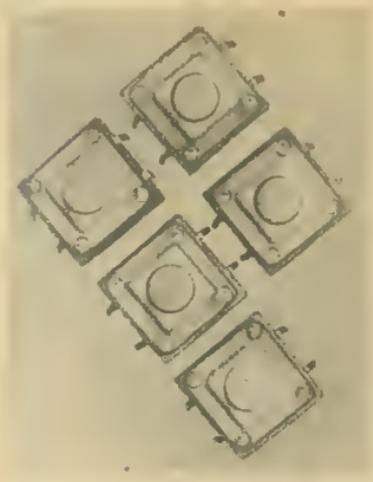


Bild 9

Die extrem flachen Tippstastenschalter TTS 12,5 sind vor allem für Computertastaturen vorgesehen (Foto: RFT-Pressdienst)



Bild 10

Eine Auswahl der Baureihe D-Subminiatursteckverbinder, die der internationalen IEC-Norm entsprechen (Foto: RFT-Pressdienst)

International kompatible Subminiatursteckverbinder

Die D-Subminiatursteckverbinder entsprechen der internationalen *IEC-Norm 807-2*. Sie sind vor allem für den Einsatz in der Rechentechnik, der Medizin- und Nachrichtentechnik und der Unterhaltungselektronik vorgesehen.

VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* – Integrierte Rechentechnik im Kommen

Kennzeichnend bei allen Exponaten des Kombinats war die zunehmende Digitalisierung und die komplexe Nutzung integrierter Rechentechnik zur Nachrichtenübertragung und -vermittlung sowie in der Meßtechnik. Kernstück des RFT-Kommunikationssystems für die Büro- und Industrieautomation, das im Rahmen des *automatisierten Betriebes* in Verbindung mit Datenanschlußgeräten und Modems den Zugang zum Telex- und Datennetz die Sprach-, Daten-, Text- und Festbildkommunikation gewährleistet, ist die datenfähige digitale Nebenstellenzentrale *NZ 400 D/384*. Mit ihren Betriebsmöglichkeiten ist sie nicht nur ein Kommunikationssystem, das mit neuen Fernmeldediensten den Anforderungen betrieblicher Kommunikation in hohem Maß entspricht, sondern das auch durch Anschaltung an das öffentliche Datennetz über die Schnittstelle *X 25* die Funktion einer Daten-

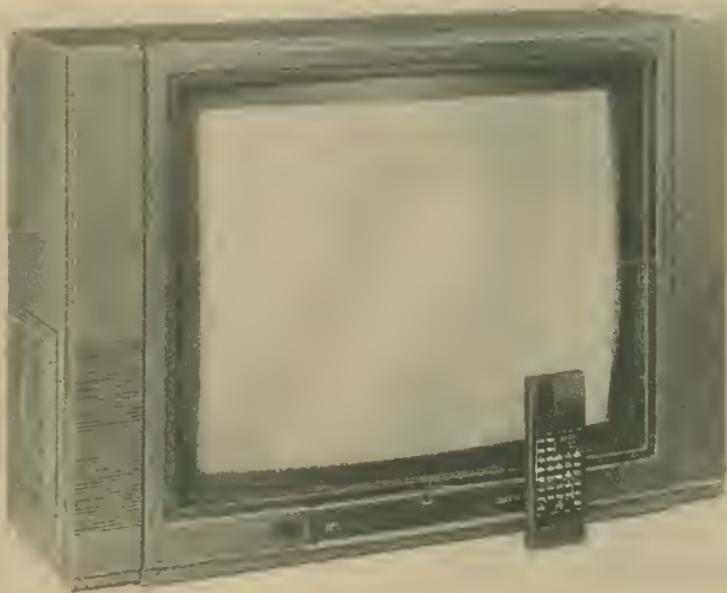


Bild 11 Color 40 – das Grundgerät einer neuen Farbfernsehgerätereihe im Monitor-Look mit 67 cm In-Line-Bildröhre, 4 Lautsprechern, digitalem Abstim- und Anzeigesystem und zahlreichen Erweiterungsmöglichkeiten (Foto: RFT-Pressedienst)

nebenstellenanlage übernimmt. Außerdem wurde über den Digitalanschluß der Nebenstellenzentrale *NZ 400 D/384* die Kopplung mit dem Lokalen Datennetz ROLANET des VEB Kombinat *Robotron* demonstriert.

Im Rahmen des RFT-Kommunikationssystems für die Büro- und Industrieautomation kommt neben Kleinvermittlungsanlagen des Systems *UVA* und Komfort-Fernsprechengeräten erstmals der mikroprozessorgesteuerte Fernschreiber *F 2000* mit den Zusatzeinrichtungen Textbearbeitungseinheit *TE 2000* und Bildschirmereinheit *K 7222* zum Einsatz.

Der RFT-Sende- und Empfangsfernschreiber wird dadurch zu einer modernen Einrichtung der Bürokommunikation mit Einsatzmöglichkeit als Büroarbeitsplatz für die Textbearbeitung. In dieser Konfiguration bietet er Groß- und Kleinschreibung mit einem qualitativ hochwertigen Schriftbild, automatisch zeitprogrammierbarer Sendung, Anrufbeantwortung zur Übermittlung einer Information bei unbesetztem Fernschreiber, Textabspeicherung im elektronischen Speicher (32 KByte) oder auf Diskette (640 KByte) sowie moderne Textbearbeitung am Bildschirm. Die Textbearbeitungseinheit *TE 2000* ist mit dem Fernschreiber *F 2000* durch den Systembus verbunden.

Das Angebot an RFT-Funktechnik steht ganz im Zeichen der neuen Anwenderlösung Computer Integrated Radio System für den Aufbau eines Funksystems zur Automatisierung des Kurzwellenfunkbetriebs. «Gehirn» des Systems ist die neuentwickelte Steuereinheit *KCP 1710*. Die sendeempfangstechnische Hardware bilden das 1-kW-Kurzwellen-Sendesystem *KSS 1300* sowie Empfänger der Typenreihe *EKD 500*. Mit diesem Gerätekomplex lassen sich die automatische Verbindungsaufnahme, die Qualität der Kurzwellen-Funkverbindung und die gesamte Abwicklung bis zum Schluß der Informationsübertragung sichern. Das Computer Integrated Radio System CINRAS ermöglicht, automatisch frequenzadaptive Funkverbindungen herzustellen und zu halten sowie selbsttätig Informationen zu speichern, zu verwalten, zu senden und zu empfangen.

Die Messe-Exposition des VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* enthielt auch ein interessantes Meßtechnik-Programm, in dessen Mittelpunkt die neuen Meßplätze *FSM 21/SMV 21* für Funkstörmessungen sowie für selektive Messungen von Pegeln, Dämpfungen und Feldstärken im Bereich 25 bis 1000 MHz stehen. Die Meßplätze bestehen aus dem Meßempfänger *Selektives Mikrovoltmeter und Funkstörmeßgerät SMV 21* und entsprechend dem vorgesehenen Anwendungsgebiet vorzuschaltenden Meßwandlern. Mit dem *SMV 21* lassen sich bisher manuelle Arbeiten voll automatisieren und Arbeitskräfte, Arbeitszeit und Energie einsparen.

Heimelektronik-Offerte mit neuen Gerätegenerationen Color 40 – Flaggschiff einer neuen Fernsehgerätegeneration

Das VEB Kombinat *Rundfunk und Fernsehen* präsentierte allem voran den ersten Typ einer neuen Farbfernsehgerätegeneration, den *Color 40*. Äußer-



Bild 12

Die Sterea-2fach-Kompaktanlage SC 2000 ist ein hochwertiger Cnseiver, der in den Bereichen UKW und MW empfängt, einen 7-Sender-Speicher, MPX- und Ultraschallfilter aufweist. Unterschiedliche Bandsorten sind manuell einstellbar (Foto: RFT-Pressedienst)

lich fällt zuerst das neue Design im Monitor-Look mit Stereo-Lautsprechersystem und der Bedieneinheit unter der Bildröhre auf. Die Schaltungstechnik ist durch ein mikrorechnergesteuertes Abstimm- und Anzeigesystem und den Einsatz einer neuen Schaltkreisgeneration zur verbesserten Farbwiedergabe, die sich vor allem in verbesserten Farbübergängen und einem ständigen, den Alterungsprozeß der Bildröhre ausgleichenden Farbnachgleichvorgang äußert, mitbestimmt. Das Gerät hat Anschlüsse für Kopfhörer und Magnetbandgerät. Anschlußmöglichkeiten für 2 weitere Lautsprecher, für den sogenannten Euroconnector (Computer- und Videorecorderanschluß), für Videotext und Satellitenempfang sind nachrüstbar. Der Tuner ist kabelkanalfähig, die Nachrüstung für Stereoempfang vorbereitet. Die Fernbedienung geschieht über die ebenfalls neu entwickelte Infrarotfernbedienung RCS 6285.



Bild 13 Eine Variante des neuen Stereo-Rndiorecordersystems SKR 1000. Die Lautsprecherboxen sind abnehmbar, das Gerät hat einen Equalizer, ein Saft-Touch-Laufwerk und ist durch den Einsatz von SMD-Bauelementen sehr kompakt gehalten (Foto: RFT-Pressedienst)



Bild 14

Ein ergonomisch gut durchdachtes Design zeichnet den neuen Taschenrechner MR 6090 aus. Geneigte Anzeige, großflächige Tasten und eine rutschsichere Standfläche sprechen dafür (Foto: RFT-Pressedienst)

Als Portable ist der neue Farbfernsehempfänger *RC 9140* mit 42-cm-In-line-Bildröhre ausgeführt. Seine Leistungsdaten und Anschlußmöglichkeiten wie auch die Fernbedienung entsprechen im wesentlichen denen des *Color 40*.

Neue Hörrundfunkempfänger und Komponentenanlagen

Im Hörrundfunksektor setzen sich ebenfalls zunehmend digitale Abstimm- und Anzeigesysteme durch, wie mit den Tunern *HMK 200* und *S 3936* demonstriert. Mit dem Stereocasseiver *SC 2000* erweitert der VEB *Stern-Radio* Sonneberg sein Kompaktanlagensortiment. Er hat einen UKW-Programmspeicher für 7 Sender, umfangreiche Automatikschaltungen für einen problemlosen UKW-Empfang, eine Musikausgangsleistung von 2×18 VA und einen in seinen Parametern verbesserten Kassettenteil.

Stereo-Radiokassettenrecorder im Aufwind

Eine neue Radiokassettenrecorderfamilie *SKR 1000* ergänzt das bisherige Angebot ebenso wie eine Erweiterung der Variante der *SKR-700*-Reihe.

Die *SKR-1000*-Reihe zeichnet sich durch ein verbessertes, vor allem jugendgemäßes Design aus. Die Kompaktgeräte sind mit abnehmbaren Boxen ausgestattet und weisen (variantenabhängig) einen 5-Kanal-Grafik-Equalizer, ein Soft-Touch-Laufwerk, Bandlängenzählwerk und automatische Bandendabschaltung auf.

Zusammengestellt von
M. Schulz

Bildaufnahme, Bildsignalübertragung und Bildwiedergabe für eine höhere Bildauflösung

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die Entwicklung der Bildaufnahme-, Bildsignalübertragungs- und Bildwiedergabetechnik verläuft in Richtung einer höheren Auflösung und eines verbesserten Bildeindrucks. Damit soll, ähnlich wie bei digitalen Speichermedien (Compact Disk – CD; Digital Audio Tape – DAT), die das Hörvermögen des Menschen besser ausschöpfen, die Bildwiedergabe besser an das menschliche Sehvermögen angepaßt werden. Tabelle 1 zeigt dazu einen Vergleich, mit welchen Eigenschaften heute beim Fernsehen ein Bild bereitgestellt wird, das nur einen Ausschnitt aus dem menschlichen Gesichtsfeld darstellt, während ein künftiges Hochzeilenfernsehen (High-Definition Television – HDTV) ein gesichtsfeldfüllenderes Bild liefert.

Modulationsübertragung und neue Anforderungen an die Bildqualität

Wesentlichen Einfluß auf die bessere Auflösung und damit auf die Detailerkennbarkeit hat die Modulationsübertragung der gesamten Bildübertragung. Die Modulationsübertragung ist definiert durch den Modulationsübertragungsfaktor (MÜF), der sich aus der Multiplikation der Modula-

	Heutiges Fernsehen	Hochzeilen- Fernsehen	Tabelle 1 Bildbereitstellung des heutigen Fernsehens im Vergleich zum Hochzeilen- Fernsehen
Bild	Ausschnitt aus dem Gesichtsfeld	gesichtsfeld- füllend	
Bildseiten- verhältnis	4:3	5,3:3	
Zeilenzahl	625	1 125; 1 249	
Zeilensprung	2:1	eventuell ohne	
Bildpunkte	200 000	1,6 Mio.	
Bildhöhe	$= \frac{1}{5}$ Betrachtungs- abstand	$= \frac{1}{2}$ Betrachtungs- abstand	
Gesichtswinkel			
vertikal	10°	28°	
horizontal	14°	45°	

tionsübertragungsfaktoren aller Übertragungsglieder ergibt. Das beginnt bei der Umwandlung des Lichtes des aufzunehmenden Objekts in ein elektronisches Bildsignal bei der Bildaufnahme und endet nach der Verarbeitung und Übertragung bei der Wiedergabe durch ein Display (Bildröhre). Eine Verbesserung der Modulationsübertragung setzt deshalb eine Erhöhung der Qualitätsmerkmale der Einzelkomponenten voraus, zu denen Objektiv, Bildaufnahme- röhre mit Fokussierung und Ablenkung, Bildwiedergaberöhre mit Ablenkeinheit sowie die elektrischen Systemparameter gehören.

Stimuliert wird diese Entwicklung von Wissenschaft und Technik, Industrie und Medizin sowie von der Displaytechnik der Informationsverarbeitung, die alle neue und höhere Anforderungen an die Bildaufnahme- und -wiedergabetechnik stellen, die mit derzeitigen Möglichkeiten nicht in jedem Fall zu erfüllen sind. Eine weitere Einflußgröße bilden die CAD/CAM-Technik und die Computergrafik.

Weiteren Einfluß auf diese Entwicklung nehmen neue und veränderte Kommunikationsdienste, bei denen die visuelle Komponente der Kommunikation in den Vordergrund tritt. Damit verbunden ist eine starke Betonung des Bildschirmterminals (Monitors) als Endgerät bei den Teilnehmern der Dienste.

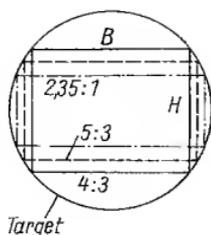
Ausgangspunkt für die Notwendigkeit einer besseren Bildwiedergabe bilden Mängel der gegenwärtig verwendeten Übertragungsverfahren. Auf Grund der benutzten Fernsehnorm mit 625 Zeilen, mit einer Bildwechsel- frequenz von 25 Hz, einem Bildseitenverhältnis von 4:3, dem Zeilen- sprungverfahren und einer Bandbreite von etwa 5 MHz weist das wiederge- gebene Bild folgende hauptsächlich Mängel auf:

- Sichtbarkeit der Zeilenstruktur bei bestimmtem Betrachtungsabstand oder im Falle bewegter horizontaler Kanten;
- mäßige Detailauflösung, d. h., im Vergleich zum Film oder Foto wesent- lich geringere Schärfe;
- Flimmern (50 Hz) des Bildes besonders bei großen hellen Bildflächen und horizontalen Kanten;
- Zwischenzeilenflimmern (25 Hz) bei vertikalen Kanten;
- störende Farbeffekte in feinen Bilddetails (Cross Color);
- Bildseitenverhältnis von 4:3.

Bildaufnahme- röhre für eine höhere Auflösung

Von einer Bildaufnahme- röhre für höhere Bildauflösung verlangt man eine fehlerfreie Bildab- tastung, ein hohes Auflösungsvermögen, einen guten Signal/Rausch- Abstand und eine hohe Empfindlichkeit. Das aufzunehmende Objekt wird in seiner orts- und zeitabhängigen Leuchtdichte- verteilung über ein optisches System auf der lichtempfindlichen Schicht (Target) der Bild- aufnahme- röhre abgebildet.

Beim *Vidicon* besteht die Targetschicht aus Antimontrisulfid (Sb_2S_3). Durch die hohe Speicherkapazität der Schicht weist das Vidicon eine Träg- heit auf, die zu Nachziehscheinungen führt. Weiterhin besteht eine Ein-



Bildseiten- verhältnis	benutzte Targetfläche in %
4:3	67
5:3	56
1,85:1	53
2,35:1	46

$$B = \frac{D}{\sqrt{1 + \left(\frac{H}{B}\right)^2}}$$

D = Targetdurchmesser

B = Bildbreite

H = Bildhöhe

Bild 1

Ausnutzung der Targetfläche bei unterschiedlichen Bildseitenverhältnissen (1-Zoll-Röhre)

brenngefahr bei hohen Beleuchtungsstärken. Das *Plumbicon* hat ein PbO -Target, eine hohe Empfindlichkeit und eine geringe Trägheit. Eine Optimierung der Qualitätsparameter des *Plumbicons* läßt sich mit einem Übergang vom Trioden- zum Diodenelektronenstrahlssystem erzielen, das ohne Knoten im Elektronenstrahlverlauf und mit annähernd laminarer Strömung betrieben werden kann.

Beim *Saticon* verwendet man eine amorphe Selen-Arsen-Tellur-Schichtstruktur, die auf der dem Elektronenstrahl zugewandten Seite eine Sb_2S_3 -Schicht trägt. Es hat einen geringen Dunkelstrom, eine geringe Trägheit und eine hohe Auflösung.

Das *Newvicon* hat ein Target aus $ZnSe$ und $Zn_xCd_{1-x}Te$. Weitere Bildaufnahmeröhren mit Halbleitertarget sind das *Newcosvicon*, das *Chalnicon* und das *Super-Chalnicon*.

Je nach dem Bildseitenverhältnis des Übertragungsverfahrens wird die Targetfläche der Bildaufnahmeröhre unterschiedlich (Bild 1) ausgenutzt. Die mit wachsendem Bildseitenverhältnis sich vergrößernde Bildbreite hat eine erhöhte Ortsfrequenz (Linienpaare/mm) zur Folge. Das vom Objektiv gelieferte Bild weist einen kreisförmigen Querschnitt, ebenso wie das Target der Bildaufnahmeröhre, auf. Mit steigendem Bildseitenverhältnis wird das vom Objektiv gelieferte Licht jedoch weniger genutzt. Dabei ist eine Vergrößerung bis zu einem Bildseitenverhältnis von 5:3 günstig, wobei die Targetfläche noch zu 56% ausgenutzt wird.

Der Modulationsübertragungsfaktor einer Bildaufnahmeröhre ist das Produkt aus MÜF des Targets und MÜF des Elektronenstrahls. Das Auflösungsvermögen einer Bildaufnahmeröhre wird dabei in zeitlicher Richtung durch den MÜF des Targets bestimmt, während der MÜF des Elektronenstrahls im wesentlichen die Ortsauflösung beeinflusst. Die Bildpunktgröße auf dem Target der Bildaufnahmeröhre liegt in der Größenordnung von $13 \mu m$ (horizontal) $\times 7 \mu m$ (vertikal).

Der Signalstrom einer Bildaufnahmeröhre hängt ab von der auf dem Target herrschenden Beleuchtungsstärke, von der abgetasteten Fläche auf dem Target und von der Empfindlichkeit des Targetmaterials. Von diesen Einflußfaktoren wird die nutzbare Targetfläche vom verwendeten Bildseitenver-

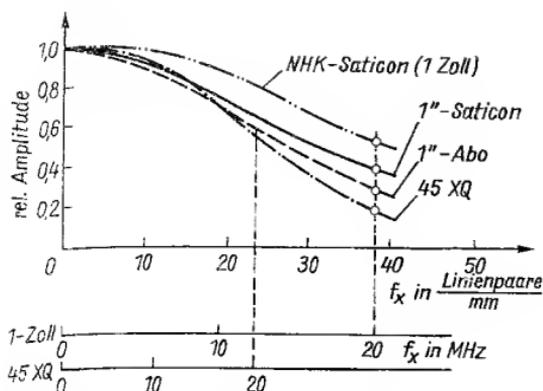


Bild 2
Relative Amplitude unterschiedlicher Bildröhren

hältnis bestimmt. Beim Übergang auf ein größeres Bildseitenverhältnis ist für den gleichen Signalstrom (Rauschabstand) eine größere Beleuchtungsstärke erforderlich. Aus der Reihe der möglichen Bildaufnahmeröhren läßt sich mit dem Saticon die höchste Auflösung erzielen, da es verglichen mit dem Plumbicon bei der Bandbreite von 20 MHz doppelt so viele Linien auflöst (Bild 2)

Günstige Ausführungen sind das 1-Zoll-MM-Saticon (magnetische Fokussierung, magnetische Ablenkung) und das 1-Zoll-DIS-Saticon mit Diodenelektronenstrahlssystem und spezieller Katode.

Das MS-Konzept (magnetische Fokussierung, elektrostatische Ablenkung) weist eine geringe Ablenkaberration auf und liefert in Verbindung mit einem Diodenelektronenstrahlssystem eine hohe Auflösung. In Tabelle 2 sind die Parameter einer nach diesem Konzept realisierten Bildaufnahmeröhre zusammengefaßt.

Parameter	Wert
Röhrenabmessungen	
Gesamtlänge	105 mm
Durchmesser	25 mm (1 Zoll)
Ablenkensystem	
Gesamtlänge	92,3 mm
Durchmesser	42 mm
Masse	238 g
Frontglas	LOC
Target	Saticontyp 4 µm dick
Elektronenkanone	
	DIS (Diodenkanone, imprägnierte Katode)
Spannung an der Signalelektrode	50 V
Strahlstrom (äquivalent Signalstrom)	max. 1,5 µA

Tabelle 2
Parameter eines 1-Zoll-Saticons (MS, DIS)

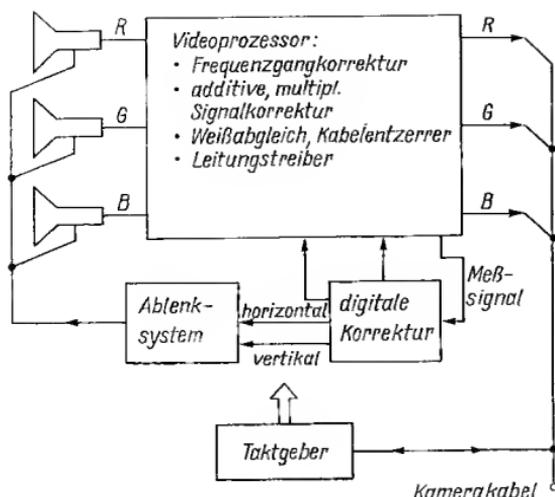


Bild 3
 Kamera für höhere Auflösung

Um die Größe des optischen Systems und das Gewicht der gesamten Kamera nicht zu stark wachsen zu lassen, werden zur Bildaufnahme mit einer höheren Auflösung vorzugsweise 1-Zoll-Saticons verwendet, von denen zur Farbbildaufnahme jeweils 3 je Kamera (Bild 3) notwendig sind. Die mit der höheren Zeilenzahl verbundene größere Bandbreite (z. B. 30 MHz) vergrößert im Kameraverstärker die Rauschleistung. Zur Kompensation kann jedoch die Signalleistung nicht erhöht werden, da die Szenenbeleuchtung gegenüber der derzeitigen Aufnahmepraxis nicht erhöht werden soll. Es sind rauscharme Vorverstärker notwendig, da die erste Verstärkerstufe als vorherrschende Rauschquelle zu betrachten ist. Ein automatisches digitales Korrektursystem bewirkt eine präzise Deckung der Abtastraster in den 3 Farbkanälen.

Übertragungsverfahren für ein Fernsehsignal mit höherer Auflösung

Die Entwicklungsarbeiten am Hochzeilen-Fernsehen haben in Japan einen hohen Stand erreicht, wo man bereits HDTV-Programme produziert, d. h. über die notwendige Studioausrüstung verfügt. Dabei benutzt man folgende HDTV-Parameter:

Zeilenzahl	1 125
Zeilensprung	2:1
Halbbildfrequenz	60 Hz
Bildseitenverhältnis	5,33:3
Bandbreite	
Leuchtdichtesignal	20 MHz
Farbsignal breitband	7 MHz
schmalband	5,5 MHz.

Dieses HDTV-System ist durch die Halbbildfrequenz von 60 Hz mit europäischen Fernsehsystemen unverträglich, bei denen man mit einer auch im HDTV verwendeten Halbbildfrequenz von 50 Hz eine evolutionäre Entwicklung anstrebt, die eine mit heutigen Fernsehempfängern kompatible HDTV-Einführung ermöglichen soll. Hier wird auch an eine Zeilenzahl von 1249 Zeilen gedacht.

Das HDTV-Signal (1125 oder 1249 Zeilen) ist ein breitbandiges Signal, dessen Verteilung durch die große Bandbreite Schwierigkeiten bereitet. Bestehende Verteilungssysteme über Kabel und Satellit haben dafür eine zu geringe Kanalbandbreite; eine terrestrische Verteilung über Fernsehsender ist mit der derzeitigen Frequenzverteilung nicht möglich. Erst ein optisches Lichtleiternetz bietet bessere Voraussetzungen.

Aus diesem Grund wurden unterschiedliche Verfahren vorgeschlagen, um ein HDTV-Signal so aufzubereiten, daß es in einen Kabel- oder Satellitenkanal hineinpaßt. Ein 27 MHz breiter Satellitenkanal ist in der Lage, Videosignale mit einer Bandbreite bis zu etwa 12 MHz zu übertragen, während ein HDTV-Signal eine Bandbreite von 50 MHz einnimmt. Deshalb sind Bandbreitenkompressionen von etwa 4:1 erforderlich.

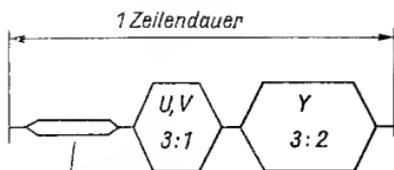
MUSE-Verfahren

Die Verteilung eines HDTV-Signals über einen Satellitenkanal ist mit dem Bandbreiten-Kompressionsverfahren MUSE (Multiple Sub-Nyquist Sampling Encoding) möglich, das die Bandbreite des HDTV-Signals von 20 MHz auf 8,1 MHz komprimiert. Bei MUSE werden nicht alle Bildpunkte des HDTV-Signals in 2 Halbbildern übertragen, sondern ein Abtasten des Bildes so vorgenommen, daß man nach einer Vorschrift die Bildpunkte auf 4 Halbbilder verteilt.

Das spatiale Subsampling (Unterabtastung) wird so durchgeführt, daß erst über 4 Halbbilder alle für die volle statische Auflösung notwendigen Abtastwerte übertragen sind. Für unbewegte Bilddetails läßt sich im Empfänger aus 4 Halbbildspeichern das ursprüngliche Bild mit voller Auflösung wieder zusammensetzen. Die Bildwiedergabe bewegter Details wäre damit allerdings stark eingeschränkt. Deswegen werden für bewegte Bildpartien die fehlenden Abtastwerte aus den übertragenen des gleichen Halbbilds mit natürlich geringerer räumlicher Auflösung interpoliert. Man glaubt, das vertreten zu können, da auch der menschliche Gesichtssinn in bewegten Gegenständen weniger Details wahrnimmt. Einschließlich zusätzlicher Vorfilterungen bringt das MUSE-Verfahren eine Bandbreitenreduktion von 8:1 und gestattet die Übertragung eines HDTV-Signals über einen Satellitenkanal. Bei bewegten feinen Details werden allerdings Störungen beobachtet, die die Gesamtqualität doch merklich beeinträchtigen.

HD-MAC-Verfahren

Ein anderer Vorschlag, der mit HD-MAC (High-Definition Multiplexed Analog Component) bezeichnet wird, geht in seinem Grundprinzip auf die



Synchronisation
Ton- und Datensignale

Bild 4
MAC-Verfahren (Prinzip)

MAC-Verfahren zurück. MAC arbeitet in seiner Grundkonzeption, die für eine Satellitenübertragung gedacht ist, mit 625 Zeilen, 25 Bildern/s und mit Zeilensprung. Charakteristisch ist die Zeitmultiplexübertragung von Leuchtdichte- und Farbsignal, d. h. die zeitlich hintereinander in einer Zeilenperiode gestaffelte Übertragung von Leuchtdichte- (Y), Farb- (U, V) und Tonsignal, so daß gegenseitige Störungen (Übersprechen des Leuchtdichte- in den Farbkanal und umgekehrt) wie beim Frequenzmultiplexverfahren entfallen. Um alle 3 Signalarten in einer Zeilenperiode unterzubringen, müssen das Leuchtdichtesignal zeitlich um 1:1,5 und das Farbsignal um 1:3 komprimiert werden, was mit einer Erhöhung der Bandbreite verbunden ist. Es wird abwechselnd nur jeweils ein Farbdifferenzsignal übertragen (Bild 4).

MAC ist in der Variante HD-MAC geeignet, auch ein HDTV-Signal zu übertragen, so daß es die Möglichkeit einer evolutionären Erweiterung für ein Fernsehen mit höherer Auflösung bietet. Bild 5 zeigt dazu das Grundprinzip.

Einmal verläuft die Fernsehbildbereitstellung herkömmlich (625 Zeilen, Zeilensprung, 50-HZ-Bildfrequenz, 5-MHz-Bandbreite und Bildseitenverhältnis von 4:3), zur Übertragung wird das MAC-Verfahren benutzt.

Im zweiten Fall stellt die Fernsehkamera ein Hochzeilen-Signal mit 1250 Zeilen und einem Bildseitenverhältnis von 16:9 bereit, das nach Aufbereitung durch den HD-MAC-Koder übertragen wird. Es kann einerseits mit einem einfachen MAC-Dekoder zur Weiterleitung an einen üblichen Fernsehempfänger empfangen werden, zum anderen aber auch von einem HD-MAC-Dekoder, wobei dann die volle Bildqualität bereitgestellt wird.

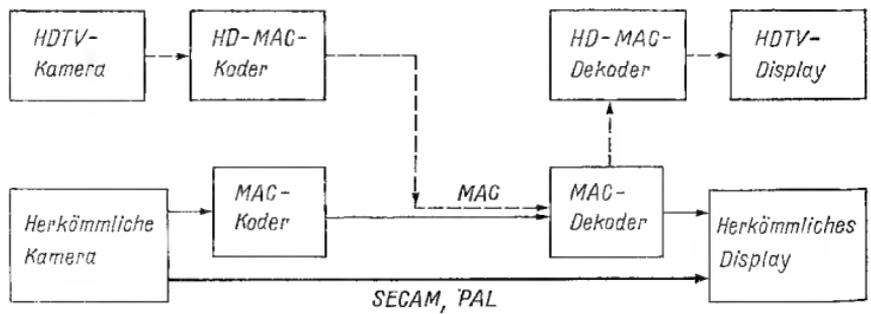


Bild 5 Kompatible HD-MAC-Übertragung

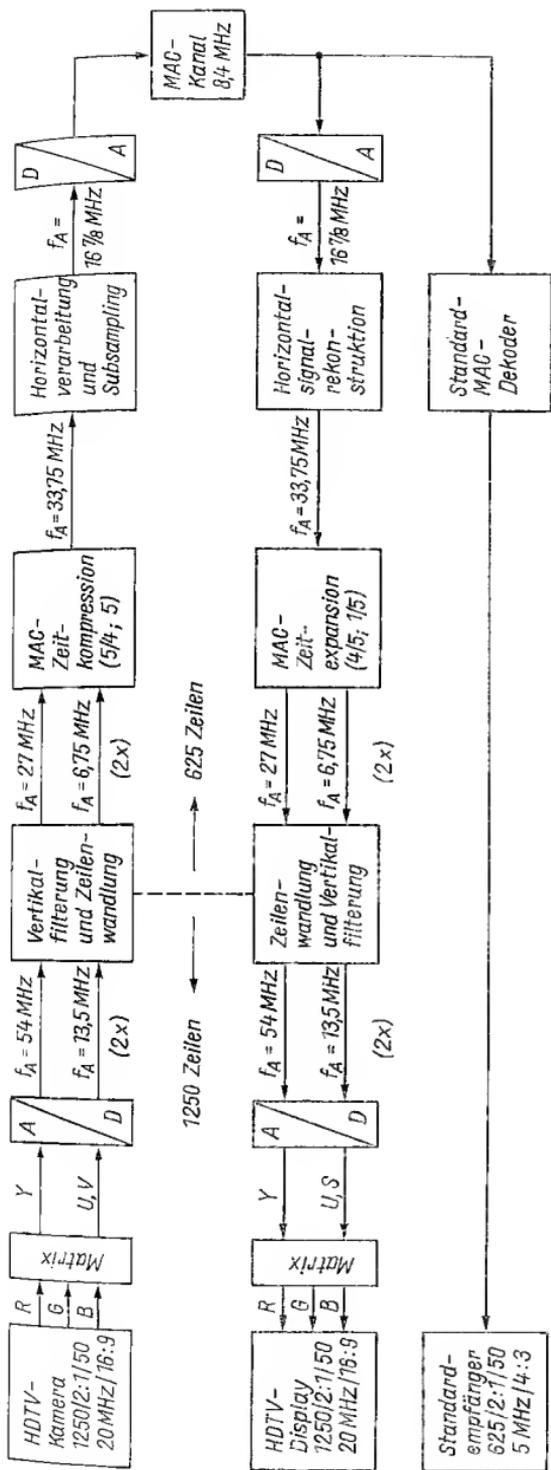


Bild 6 HD-MAC-Fernsehübertragung

Damit ist das HD-MAC-Verfahren abwärtskompatibel. Da der MAC-Kanal mit Rücksicht auf die Frequenzverteilung im Satelliten- oder Kabelfernsehen nur eine Bandbreite von 8,4 MHz haben darf, muß das HDTV-Signal bei der MAC-Kodierung auf eine solche Bandbreite gebracht werden. Das bewirken eine spezielle vertikale Filterung, eine Zeilenkonvertierung von 1250 auf 625 Zeilen, eine horizontale Verarbeitung sowie ein Sub-Nyquist-Sampling. Auf der Empfängerseite werden die einschränkenden Maßnahmen wieder aufgehoben, so daß ein nur gering beeinträchtigtes HDTV-Signal wiederhergestellt wird.

In Bild 6 ist eine vollständige HD-MAC-Fernsehübertragung dargestellt. Die Bildquelle stellt eine HDTV-Kamera dar, die ein 1250/2:1/50 Hz/20 MHz/16:9-Signal liefert. Das RGB-Signal wird in entsprechende Y- und U-/V-Signale umgewandelt, die zur weiteren Verarbeitung digitalisiert werden. Es schließen sich eine vertikale Filterung (Verbesserung der Vertikalauflösung durch Unterdrückung spektraler Wiederholungen und vertikaler Alias-Störungen), eine Zeilenkonvertierung auf 625 Zeilen und die übliche MAC-Zeitkompression an. Danach werden die horizontale Filterung und ein Subsampling vorgenommen, wodurch die entsprechende Übertragung eines Signals mit höherer Bandbreite trotz niedriger Samplingfrequenz möglich wird.

Nach einer D/A-Wandlung erhält man ein analoges 8,4-MHz-MAC-Signal, das nach der Übertragung von einem Standard-MAC-Dekoder an einen üblichen 625-Zeilenfernsehempfänger bereitgestellt wird. Im HD-MAC-Dekoder dagegen laufen die der senderseitigen Signalaufbereitung reziproken Signalverarbeitungen ab, wozu wieder eine A/D-Wandlung, die Signalverarbeitung und schließlich die D/A-Wandlung notwendig sind. Das Ergebnis ist ein HDTV-Signal für einen HDTV-Fernsehempfänger. Damit steht mit HD-MAC ein mit MAC weitgehend kompatibles Fernsehübertragungsverfahren für Fernsehsignale mit verbesserter Bildqualität zur Verfügung.

ACTV-Verfahren

Ein weiteres Übertragungsverfahren für HDTV-Signale wird mit ACTV (Advanced Compatible Television System) bezeichnet (Bild 7). ACTV arbeitet mit 1050 Zeilen (2×525) und gestattet es, das ACTV-Signal in einen Kanal von 6 MHz Bandbreite zu übertragen. Dazu wird das Signal (Bildseitenverhältnis von 5:3) in 4 Komponenten aufgespaltet. Die 1. Komponente (1) enthält das übliche Fernsehsignal (Hauptsignal) mit dem Inhalt der Bildmitte. Weiterhin sind in dieser Komponente die niederfrequenten komprimierten Signale der linken und rechten Bildseiten des Breitwandbilds enthalten. Sie sind links und rechts des Bildes eingefügt und nicht sichtbar. Die 2. Komponente (2) stellt das zeitlich expandierte hochfrequente Signal der Bildseiten dar. In der 3. Komponente wird ein besonderes horizontales Detailsignal übertragen. Die Komponenten 1 bis 3 werden digital aufbereitet und dann im Basisband eingefügt. Die 4. Komponente enthält vertikale Detailsignale und wird mit den Basisbandkomponenten auf den HF-Träger

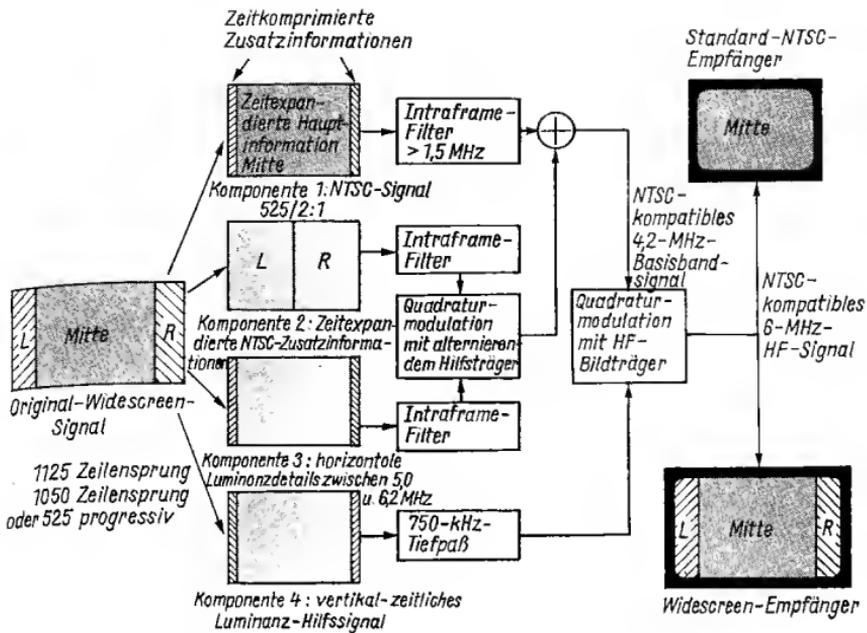


Bild 7 ACTV-Verfahren

moduliert. Ein ACTV-Empfänger dekodiert alle Komponenten und stellt ein 5:3-Bild bereit, während ein herkömmlicher Empfänger nur das 4:3-Bild darstellt.

Displays für eine höhere Auflösung

Die Auflösung auf der Wiedergabeseite, die durch das Bildschirmgerät bereitgestellt wird, hängt im wesentlichen von der verwendeten Displayröhre und vom Videoverstärker ab und kann durch die Anzahl der nutzbaren Bildpunkte auf dem Bildschirm angegeben werden. Die nutzbare Bildpunktanzahl liegt z. B. bei einer 51-cm-Displayröhre für eine übliche Auflösung bei 145 200 Bildpunkten, für eine mittlere Auflösung bei 376 300 Bildpunkten und für eine hohe Auflösung bei 880 000 Bildpunkten.

Als Displayröhren für höhere Auflösung werden vorzugsweise Farb-Katodenstrahlröhren benutzt, die als Delta- und In-Line-Röhren aufgebaut sind. Die die Auflösung bestimmende Anzahl von Bildpunkten bildet bei Farb-Displayröhren die Anzahl der Farbtripel bzw. die dazugehörige Lochanzahl in der Schattenmaske (Tabelle 3). Zur Erhöhung der Auflösung werden die Farbtripel kleiner und der Lochabstand auf der Schattenmaske enger ausgeführt (Bild 8). Der Loch- bzw. Schlitzabstand einer üblichen Farbfernsehbildröhre beträgt 0,6 bis 0,9 mm. Das entspricht z. B. bei einer 55-cm-Farb- bildröhre einer Lochanzahl von 410 000 in der Schattenmaske. Für Bild-

	Loch- bzw. Schlitzabstand	Anwendung
Sehr hohe Auflösung	0,21...0,26 mm	CAD/CAM, EDV-Anzeigen
Hohe Auflösung	0,31 mm	Anzeigen, Meßgeräte, CAD/CAM, Personalcomputer, Hochzeilenfernsehen, Video-Monitor
Mittlere Auflösung	0,4...0,5 mm	Heimcomputer, Hochzeilenfernsehen, Video-Monitor, Videotext, Btx
Normale	0,6...0,9 mm	Heimcomputer, Fernsehen, Videospiele, Btx, Videotext

Tabelle 3
Loch- bzw. Schlitzabstand von Displayröhren für verschiedene Anwendungen

schirmgeräte, die mit Bildschirmtext arbeiten sollen, konzipiert man mit einem Loch- bzw. Schlitzabstand von 0,4 bis 0,5 mm bereits eine erhöhte Auflösung. Displayröhren für CAD/CAM-Arbeitsplätze und hochauflösende (Flugzeug-Cockpit-) Anzeigegeräte sollen einen Lochabstand von 0,21 bis 0,31 mm aufweisen. Eine 14-Zoll-Farbbildröhre für diese Zwecke enthält mit einem Abstand von 0,21 mm rund 920 000 Bildpunkte.

Neben der Verringerung der Lochabstände und damit der Erhöhung der Bildpunktezahle auf dem Bildschirm muß eine Optimierung der Elektronenstrahlfleckgröße vorgenommen werden, die einmal mit einem mehrstufigen konvergierenden Elektronenlinsensystem und zum anderen mit einer Verkleinerung der Linsenapertur erzielt werden kann. Die Ablenkeinheit muß eine exakte Ablenkung und Konvergenz über den gesamten Bildschirm ermöglichen. Bei einem digitalen Konvergenzkorrektursystem sind die notwendigen Kompensationswerte für die einzelnen Bildpunkte in einen Speicher eingeschrieben, aus dem sie bei jeder Elektronenstrahlabtastung zur Konvergenz wieder ausgelesen werden.

Bei der Bereitstellung einer hohen Auflösung müssen die Parameter der verwendeten Displayröhren und die der zugehörigen Schaltungen im Bildschirmgerät aufeinander abgestimmt werden. Die wichtigsten Baugruppen dabei sind Videoverstärker mit Endstufen, Ablenkschaltungen für die horizontale und vertikale Ablenkung sowie das Netzteil. Eine Zeilenfrequenz von z. B. 32 kHz erfordert im Videoverstärker eine Bandbreite von 40 MHz. Als Eingänge kommen FBAS-Signale, Signale aus audiovisuellen Geräten und RGB-Signale in Betracht. Sollen Signale unterschiedlicher Bildquellen (Bildschirmtext, Heimcomputer u. a.) dargestellt werden, so ist eine Umschaltung von Horizontal- und Vertikalfrequenz zweckmäßig (50 Hz und 100 Hz). Als Horizontalfrequenzen treten neben üblichen Fernsehzeilenfrequenzen und einer Frequenz von 32 kHz auch 18,720 kHz für flimmerfreien Bildschirmtext (60 Hz) und 25 kHz bei Personalcomputern auf.

Die mit einem Zeilensprungverfahren verbundenen Nachteile bei der Bildwiedergabe lassen sich unterdrücken, wenn das ankommende Zeilen-

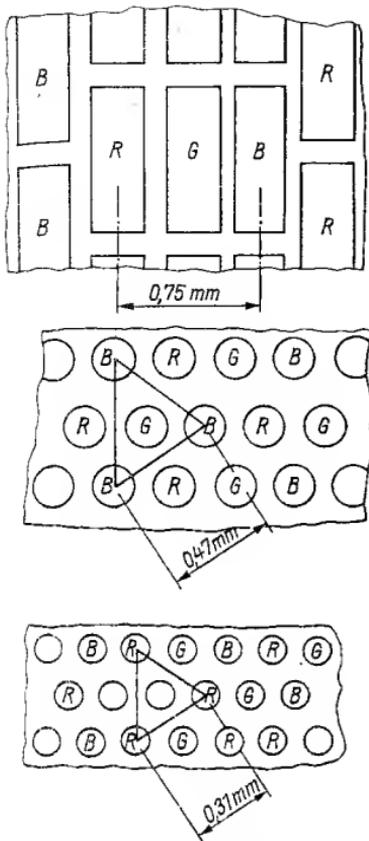


Bild 8
Loch- bzw. Schlitzabstände unterschiedlicher
Displayröhren

sprungbildsignal in ein zeilensprungfreies, progressives Bildsignal umgewandelt wird. Mit dieser Vollbildwiedergabe, die sich mit Halbbild- bzw. Einzelbildspeichern realisieren läßt, kann die Vertikalauflösung um 50% verbessert werden. In diesem Fall tritt allerdings das Großflächenflimmern (50 Hz) stärker in Erscheinung, das sich mit einer Bildfrequenz von 60 Hz (japanisches HDTV) oder einer im Fernsehempfänger intern vorgenommenen Verdoppelung der Bildfrequenz auf 100 Hz vermeiden läßt.

Die Wiedergabe von HDTV-Bildern scheint mit Projektionsgeräten besonders günstig realisierbar zu sein, weil sich in diesem Fall relativ große Bilder mit höherer Auflösung ergeben. Die Rückprojektion führt dabei zu kleineren Geräteaufbauten und geringer Beeinträchtigung durch Umgebungslicht. Es ließen sich bereits Projektionsröhren mit einer Auflösung von 1000 Zeilen aufbauen. Bild 9 zeigt den Prinzipaufbau eines Rückprojektionsgeräts mit 3 Bildröhren. Der Videoeingang ist für ein Fernsehsignal mit 1125 Zeilen/60 Hz vorgesehen. Das Bildseitenverhältnis ist 5:3. Der 1200 mm mal 710 mm große Bildschirm bietet eine Auflösung von größer als 1000 Zeilen und einen Betrachtungswinkel von größer als 30° . Der Videoverstärker umfaßt eine Bandbreite von 30 MHz. Die Konvergenzschaltungen arbeiten digital.

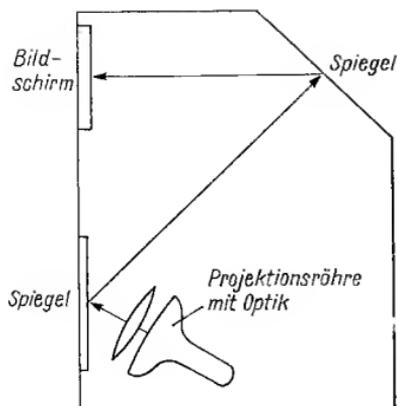


Bild 9
Projektions-Wiedergabegerät

Bei Projektionsröhren strebt man neben einer hohen Auflösung auch einen kompakten kleinen Aufbau an, um die Gesamtabmessungen des Geräts gering zu halten. Diese genannten Forderungen werden von der Hybrid-IMF-Röhre (Internal Magnetic Focus) erfüllt, in der ein in der Röhre eingebauter Zylindermagnet die kombinierte Bildung der Hauptlinse und die entsprechende elektrostatische Vorfocusslinse im Elektronenstrahlssystem bewirkt.

Film und HDTV

Das Hochzeilen-Fernsehen bietet durch die elektronische Bildaufnahme auch neue Möglichkeiten für die Filmproduktion. Als besondere Vorteile der elektronischen Bildaufnahme gelten die unmittelbare Kontrollmöglichkeit und die durch die «Chroma Key»-Technik gegebene Gestaltungsvielfalt. Schwachstellen sind die große Trägheit und die geringe Empfindlichkeit der Aufnahmekameras sowie die unzureichenden Reserven der Aufzeichnung, besonders hinsichtlich des Störabstands.

Die elektronische Bildaufnahme gestattet weiterhin eine erleichterte und effektivere Produktionsweise. Anschließend wird das HDTV-Signal in geeigneter Weise auf den Film übertragen. Dazu wird zum einen die Laserstrahlauzeichnung mit 3 Laserstrahlen benutzt, die in ihrer Intensität durch optische Modulation gesteuert werden und über eine ebenfalls optische Ablenkung (Polygonspiegel) direkt die kontinuierlich bewegte Filmschicht belichten. Gammakorrektur, Aperturkorrektur, Signalumkehr, einschließlich der Kompensation des Laserrauschens und der Schwankungen des Reflexionsgrads der Ablenkspiegelschichten, werden in einer analog wirkenden Signalverarbeitung durchgeführt. Der digitale Signalweg schließt einen bewegungsadaptiven Standardkonverter für die Interpolation von 2 Filmbildern aus je 5 Fernsehhalbbildern ein sowie die Kompensation der chromatischen Aberration der Abbildungsoptik und der Winkelfehler des Polygonspiegels.

Ein anderes Verfahren ist die Aufzeichnung auf Film durch eine «Belichtung» der lichtempfindlichen Schicht mit einem Elektronenstrahl im Vakuum. Die leichte Ablenkbarkeit des Strahles und die Lichthoffreiheit werden als besondere Vorteile dieses Verfahrens genannt. Nachteilig ist, daß 3 Farbauszüge sequentiell auf Schwarzweißfilm belichtet werden müssen, die sich erst in einem weiteren Prozeß über Filter auf einen Farbfilm kopieren lassen.

Literatur

- [1] W. Klemmer, Kameratechnik für hochauflösende Fernsehsysteme. Fernseh- und Kinotechnik, Heidelberg 39 (1985) 5, Seite 224 bis 228.
- [2] H. Bergmann, Bildaufnahmeröhren: Aufbau und Anwendungen. Bild und Ton, Leipzig 39 (1986) 5, Seite 145 bis 149.
- [3] J. Deutrich, Schaltungstechnik und Bauelemente für hochauflösende Bildschirm-sichtgeräte. Fernseh- und Kinotechnik, Heidelberg 39 (1985) 5, Seite 235 bis 244.
- [4] M. J. J. C. Annegarn, HD-MAC: a step forward in the evolution of television technology. Philips Techn. Rev., Eindhoven 43 (1987) 8, Seite 197 bis 212.
- [5] R. Bücken, 3. HDTV-Colloquium Ottawa – Expertenstreit über Revolution und Evolution. Fernseh- und Kinotechnik, Heidelberg 42 (1988) 1, Seite 29 bis 34.

Die Dynamik in der elektroakustischen Übertragung

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die neuen Speichermedien Compact Disk (Digitalschallplatte) und DAT (Digital Audio Tape – Digitalmagnetband) haben Anlaß gegeben, über den Begriff der Dynamik in der elektroakustischen Übertragungskette und in der Speicherung differenziert nachzudenken und die Dynamik an den unterschiedlichen Stellen in dieser Kette entsprechend zu bewerten.

Was ist Dynamik?

In der Musik versteht man unter Dynamik die Abstufung der (musikalischen) Tonstufen, z. B. unterschiedliche Instrumente, und unter Dynamikbereich die Abstufungen zwischen 2 Eckpunkten (lauteste und leiseste Stellen). In der Elektroakustik wird als Dynamik das Verhältnis zwischen maximalen und minimalen Schalldruckpegeln, Signalpegeln oder Lautstärken aufgefaßt, je nachdem, wo man die Dynamik einer Wertung unterzieht. Innerhalb der elektroakustischen Übertragungskette (Bild 1) treten unterschiedliche Verhältnisse auf, die einen Einfluß auf die an den einzelnen Stellen herrschende Dynamik ausüben.

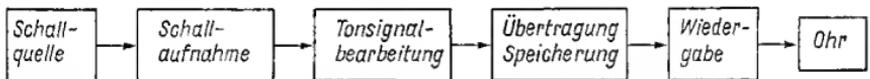


Bild 1 Elektroakustische Übertragungskette (Prinzip)

Prinzip der elektroakustischen Übertragung

Die elektroakustische Übertragung enthält die Komponenten Schallaufnahme, Tonsignaltbearbeitung und -übertragung, Tonsignalspeicherung sowie Schallwiedergabe. Die *Schallaufnahme* arbeitet mit einer Wandlung akustischer Signale in elektrische Tonsignale mit akustoelektronischen Wandlern (Mikrofone). Die *Tonsignaltbearbeitung* beschäftigt sich im wesentlichen mit der Verstärkung und Mischung von Tonsignalen, ihrer Filterung und mit der ästhetischen Gestaltung von Tonsignalparametern. Tonsignale können zur *Speicherung* auf Magnetband, Schallplatte oder Film (Lichtton) auf-

gezeichnet werden. Bei der *Schallwiedergabe* wird eine Rückwandlung der elektrischen Tonsignale in akustische Signale mit elektroakustischen Wandlern (Lautsprecher, Kopfhörer) vorgenommen.

Die elektroakustische Übertragung verfolgt die Zielstellung, dem Hörer im Wiedergaberaum ein bestmögliches Hörerlebnis über das originale Schallereignis zu vermitteln. Bei der Schallaufnahme und Tonsignalbearbeitung werden wesentliche Komponenten und Parameter des originalen Schallereignisses verändert, um auf der Wiedergabeseite ein den dort herrschenden Bedingungen angepaßtes befriedigendes Hörerlebnis zu erzeugen. Zu diesen Parametern zählt auch die Dynamik.

Als Quelle von Schallereignissen treten die menschliche Stimme, Musikinstrumente und andere Schallquellen auf. Die Senke (Ziel der Übertragung) ist das menschliche Gehör. Zwischen Quelle und Senke befindet sich die elektroakustische Übertragungskette die vielfältige Formen annehmen kann. Sender und Empfänger enthalten Wandler, Verstärker und Signalverarbeitungseinrichtungen.

Als Kanal kommen verschiedene Übertragungswege in Betracht. Dazu zählen die Tonleitung zwischen Schallquelle und Lautsprecher in Raumbeschallungsanlagen, die Hörrundfunkabstrahlung oder unterschiedliche Speichermedien (Magnetband, Schallplatte Lichttonspur). Engpaß der gesamten Übertragung ist vornehmlich der Kanal, an dessen Eigenschaften eine Anpassung der Übertragungsparameter vorgenommen werden muß. Weiterhin sind die Möglichkeiten der Wiedergabeseite (Wiedergaberaum) zu beachten, die letzten Endes das Ziel der Übertragung darstellt.

Wichtige Eigenschaften des Kanals sind Bandbreite (untere und obere Frequenzgrenze) sowie Aussteuerbarkeit mit Grenzen nach unten (Rauschen) und nach oben (Übersteuerung, Sättigung). Kanalspezifische Störungen sind Brummen, Verzerrungen, Dropouts, Knacken, Kratzer u. a. Am Ende der Übertragungskette steht die Wiedergabeanlage im Heim (NF-Verstärker, Klangbeeinflussung, Lautsprecher).

Dynamik – differenziert betrachtet

In Anlehnung an die wichtigsten Stationen in der elektroakustischen Übertragung kann man den Begriff der Dynamik in 4 Unterbegriffe einteilen, die die an diesen Stationen herrschenden Verhältnisse widerspiegeln.

Bei der Tonaufnahme (Quelle) findet man die *Originaldynamik* (Bild 2) als das Verhältnis zu maximaler zu minimaler Schallintensität der natürlich vorhandenen Schallquellen (Instrumente, Orchester). Die Schallintensität wird dabei als bewerteter Schalldruckpegel in einem definierten Abstand von der Schallquelle ermittelt. Man erhält je nach Schallquelle unterschiedliche Werte für die Originaldynamik. Diese nimmt bei der menschlichen Sprache Werte bis zu 45 dB und bei einem Orchester bis zu 70 dB an (s. Tabelle). Die menschliche Wahrnehmungsgrenze für den Dynamikumfang beträgt 120 dB (Abstand zwischen Ohrempfindlichkeitsgrenze und Schmerzgrenze).

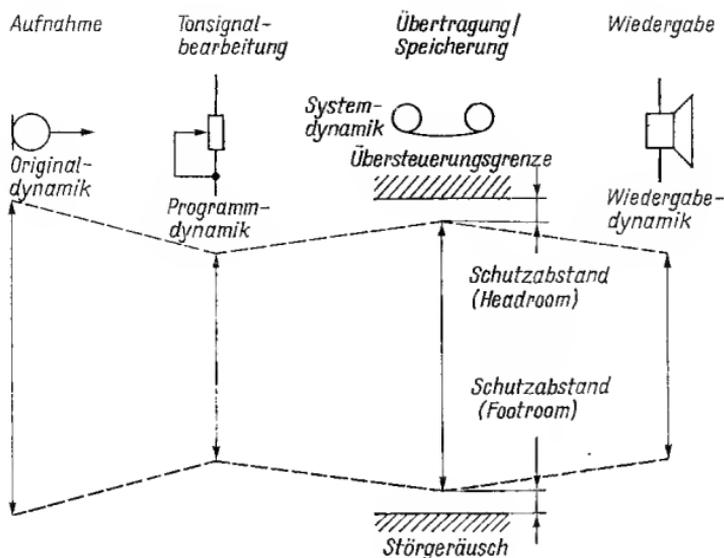


Bild 2 Dynamikarten in der elektroakustischen Übertragungskette

Nach der Tonaufnahme stehen elektrische Tonsignale zur Verfügung, die bereits hier an die Eigenschaften des nachfolgenden Übertragungskanal angepasst werden müssen. Die Originaldynamik wird vom Toningenieur oder Tonmeister in die *Programmdynamik* umgesetzt, die den Bereich zwischen den maximal und minimal zulässigen Pegeln des Tonsignals bildet. Ziel dabei ist es, dem Hörer eine optimale Vorstellung vom originalen Schallereignis zu vermitteln.

Die Programmdynamik ist kleiner als die Originaldynamik. Sie wird nach künstlerisch-ästhetischen und technischen Grundsätzen umgeformt. Zu den technischen Grundsätzen zählt die Einhaltung eines Maximalpegels, um den nachfolgenden Kanal nicht zu übersteuern. Der Hörrundfunk ar-

Instrument	Dynamik (dB)
Tuba	20
Pikkoloflöte	15
Flöte (hohe Lagen)	10
Trompete (hohe Lagen)	13
Klavier	45
andere Orchesterinstrumente	25 bis 40
Orchester	40 bis 70
großes Sinfonieorchester	60
Opernchor	64
Sprache (Rezitation)	45

Tabelle
Dynamik von Orchestern und Instrumenten (Originaldynamik)

beitet unter Beachtung eines internationalen Programmaustausches mit einer Programmdynamik von 40 dB, die auch bei der Schallplattenaufzeichnung angestrebt wird.

Mit *Systemdynamik* wird die ausnutzbare Dynamik des Übertragungs- oder des Speichersystems bezeichnet. Die Systemdynamik muß größer als die Programmdynamik (Bild 2) oder ihr mindestens gleich sein, damit letztere möglichst unbeeinträchtigt durch die Kanaleigenschaften erhalten bleibt. Die Systemdynamik wird nach oben begrenzt von einem Schutzabstand (headroom), der ihre obere Grenze von der Übersteuerungsgrenze des Kanals trennt. Die untere Grenze bildet ein unterer Schutzabstand (footroom), der sie von dem Rauschen oder Störgeräusch trennen soll. Damit ist die Systemdynamik kleiner als der Geräuschspannungsabstand, der sich von der Übersteuerungsgrenze bis nach unten zum Störgeräusch erstreckt.

Die Systemdynamik wird durch folgende Eigenschaften des Übertragungs- oder Speichersystems begrenzt:

- Übertragungssystem: Aussteuerbarkeit des Übertragungskanals (Übersteuerung und Rauschen unter Beachtung von Schutzabständen);
- Magnetbandspeicherung: Aussteuerbarkeit des Magnetbands nach oben (Sättigung) und durch das Rauschen nach unten (Rauschbeitrag durch das Magnetband infolge von ungleichmäßiger Verteilung der Elementarmagnete und Schwankung der HF-Löschung);
- Schallplattenspeicherung: Aussteuerbarkeit nach oben (Rillenauslenkung) und Rauschbeitrag (Unebenheiten in Rille und Rillenföhrung) durch das Speichermedium;
- Lichtton: Aussteuerbarkeit nach oben und durch die Körnung des Filmmaterials, durch Staub und Kratzer (Störungen) nach unten.

Eine Anpassung der Original- bzw. Programmdynamik an die Systemdynamik wird auch mit Kompandern vorgenommen. Kompander sind komplementär, d. h. ein- und ausgangsseitig aufeinander abgestimmte Rauschminderungssysteme mit Dynamikbeeinflussung, die eingangsseitig eine Kompression der Dynamik und bei der Wiedergabe eine gleichwertige Expansion der Dynamik vornehmen. Ein Signal, das Kompander und Expander durchläuft, bleibt insgesamt unverändert. Signale, die nur eine Komponente durchlaufen, erfahren eine Veränderung. Das betrifft die Rauschstörung, die sich im Speichermedium oder Übertragungskanal dem Nutzsignal überlagert und nur den Expander durchläuft und bei der Expansion abgesenkt wird.

Bei der Tonwiedergabe läßt sich eine *Wiedergabedynamik* definieren. Sie bildet das im Wiedergaberaum (Wohnzimmer) vorliegende Verhältnis des maximalen zum minimalen (bewerteten) Schalldruckpegel. Auf die realisierbare und akzeptierbare Wiedergabedynamik wirken Einflüsse, die bei der Tonaufnahme der originalen Schallereignisse nicht vorlagen. Dazu zählen die raumakustischen Eigenschaften des Wiedergaberaums und seine Größe sowie Abhörgeohnheiten. Nicht zu vernachlässigen dabei sind Umweltbedingungen, zu denen Störgeräusche im Wiedergaberaum oder von außen (Straßenlärm), Störungen durch den Nachbarn und akustische Belästigungen für den Nachbarn zählen.

Geht man von einem Störschalldruckpegel von 30 dB (Bewertungskurve A) und einem Schutzabstand von 10 dB (Abstand des minimalen Schalldruckpegels vom Störschalldruckpegel) aus, so ergibt sich im Wiedergaberaum ein minimaler Schalldruckpegel von 40 dB. Mit einer Programmdynamik von 40 dB stellt sich dann ein Wert von 80 dB als maximaler Schalldruckpegel ein, der für eine den allgemeinen Wohnverhältnissen genügende Wiedergabequalität ausreicht. Dabei ist zu berücksichtigen, daß bei einer Schalldämmung von 50 dB durch Decken und Wände beim Nachbarn wieder ein Störschallpegel von 30 dB entsteht.

Diese Verhältnisse verdeutlichen, daß unter normalen Bedingungen der maximale Schalldruckpegel im Wohnraum geringer sein muß als der am originalen Aufnahmeort vorhandene, so daß die Programmdynamik von 40 dB einen akzeptablen Kompromiß darstellt. Bei größeren Umweltstörungen, wie z. B. im Kraftfahrzeug, kann die Wiedergabedynamik auf Werte von 15 bis 25 dB eingeschränkt werden, da in diesem Fall die Störgeräusche höher liegen. Bei einer Kopfhörerwiedergabe oder beim Abhören in sehr ruhiger Umgebung, die sich weitab vom Verkehrslärm oder in störschallgeschützten Räumen befindet, kann eine Wiedergabedynamik von z. B. 50 dB genutzt werden.

Die Dynamik bei CD und DAT

Die digitale Tonspeicherung und -übertragung ist mit einer großen Systemdynamik verbunden, wie sie bisher mit analogen Systemen nicht zu realisieren war. Bei der Compact Disk und bei DAT beträgt der mit der Quantisierung von 16 bit verbundene Störabstand unter Einbeziehung der Wandlerverluste 96 dB, der ohne Berücksichtigung von Schutzabständen auch der Systemdynamik entspricht. Ein derart großer Wert für die Systemdynamik hat zu übertriebenen Erwartungen geführt, die jedoch nicht erfüllbar sind.

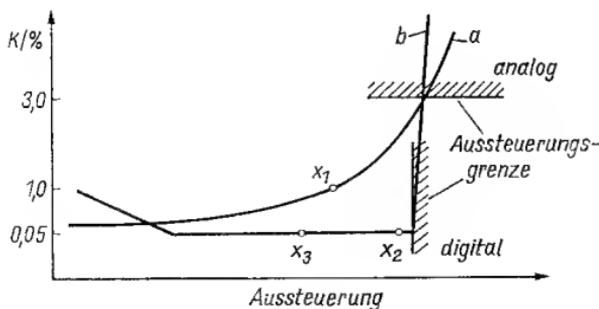


Bild 3 Übersteuerungsverhalten: (a) bei einem analogen Magnetbandgerät und (b) bei einem digitalen Magnetbandgerät

x_1 – Bezugspunkt für Geräusch- bzw. Fremdspannungsangaben bei analogen Systemen (Vollaussteuerung), x_2 – Bezugspunkt für Geräusch- bzw. Fremdspannungsangaben bei digitalen Systemen, x_3 – korrektere Lage des Bezugspunkts für x_2

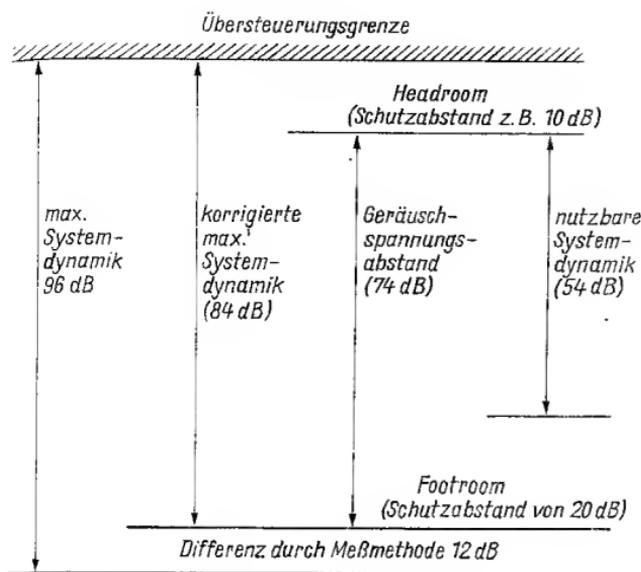


Bild 4 Dynamikverhältnisse in einem 16-bit-System

Bewertet man das Grundgeräusch eines Digitalsystems nach CCIR-Empfehlung 468-3 (Filter und Quasi-Spitzenwertanzeige), die auch für Analogsysteme verwendet wird, so sind vom oben genannten Wert 12 dB abzuziehen, da das Grundgeräusch weißem Rauschen entspricht.

Für die Aussteuerung ist noch ein weiterer Gesichtspunkt zu beachten: Ein Digitalsystem kann keine Übersteuerungen verarbeiten, der Klirrfaktor würde sofort sehr stark ansteigen (Bild 3). Deshalb ist im Headroom ein Schutzabstand von 10 dB vorzusehen. Auch für den Footroom muß im Digitalsystem eine Reserve vorhanden sein (nichtlineare Verzerrungen nehmen bei niedrigen Pegeln stark zu), die mit einem Wert bis zu 20 dB festgelegt wird. Damit verbleibt für das Digitalsystem eine Systemdynamik von 54 dB (Bild 4), die nicht wesentlich über der analoger Systeme liegt.

Man kann also davon ausgehen, daß die Aussteuerung eines Digitalsystems mit einer Programmdynamik von 80 dB zu starkem Rauschen bei leisen Stellen und zu Knackgeräuschen (Übersteuerungen) bei lauten Passagen führt. Damit sollen Digitalsysteme nicht abgewertet, sondern nur ihre systembedingten Grenzen aufgezeigt werden. Ihre Vorteile – wie z.B. Überspiel- bzw. Kopierbarkeit ohne Qualitätsverluste – bleiben davon unberührt.

Literatur

[1] E. Steinke/K.-P. Scholz, Rundfunk- und Fernsehempfangstechnik – 1000 Begriffe für den Praktiker. Berlin, 1985.

- [2] H. Bergmann, Verfahren zur Rauschminderung bei der Tonsignalverarbeitung. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) 11, Seite 731 bis 735.
- [3] G. Steinke, Probleme der Aussteuerung des Tonprogrammsignals bei Rundfunk und Fernsehen. radio fernsehen elektronik, Berlin 31 (1982) 10, Seite 668 bis 670, 11, Seite 726 bis 729.
- [4] G. Hohmuth, Dynamik in elektroakustischen Übertragungssystemen. radio fernsehen elektronik, Berlin 33 (1984) 8, Seite 515/516, 538.
- [5] H. Jakubowski, Dynamik auf Reisen. Funkschau, München 57 (1985) 7, Seite 43/44.
- [6] R. Fougé, Zwischen Hörschwelle und Schmerzgrenze – die Dynamik. Funkschau, München 51 (1979) 14, Seite 823 bis 826.
- [7] M. Krause, Grenzen der Aussteuerung. Funkschau, München 60 (1988) 4, Seite 52 bis 56.
- [8] G. Hohmuth, Analoge und digitale Tonspeicherung. radio fernsehen elektronik, Berlin 36 (1987) 7, Seite 453 bis 458.

Die Schwestern der Compact Disk – Übersicht über neue Optoplatten –

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Die Digitalschallplatte nach dem System CD (Compact Disk) ist der erste plattenförmige Digitalspeicher für Tonsignale, der mit optoelektronischen Prinzipien, d. h. mit Laserstrahlauzeichnung und mit Laserstrahlabtastung, arbeitet. Die CD hat in ihrer Grundversion einen Durchmesser von 12 cm und enthält ein Stereotonprogramm von 72 min Zeitdauer.

Die Digitalisierung bei der Aufzeichnung der Tonsignale arbeitet mit einer Abtastfrequenz von 44,1 kHz und mit einer Kodierung von 16 bit je Abtastwert, so daß sich auf einer Platte rein rechnerisch $44,1 \text{ kHz} \times 16 \text{ bit} \times 2 \text{ Kanäle} \times 72 \text{ min} \times 60 \text{ s} = 6096 \text{ 384 000 bit}$ (762 MBytes) befinden. Diese hohe Speicherkapazität auch für andere Zwecke zu nutzen, hat zu unterschiedlichen Varianten der CD geführt, über die ein Überblick gegeben werden soll (Tabelle 1).

Die erste von der CD abgeleitete Variante ist die CD-ROM (CD Read Only Memory), die einen optischen Plattenfestwertspeicher für unterschiedlichste Aufgaben darstellt. Die CD-ROM gestattet es, auf der ebenfalls 12 cm großen Platte 560 MBytes an Nutzerdaten unterzubringen, wobei der Speicherrest zur CD für die Datenverwaltung und die Fehlerkorrektur verwendet wird. Die CD-ROM bildet damit einen geeigneten Zusatzspeicher großer Speicherkapazität für Kleinrechner und Personalcomputer. Die CD-

Tabelle 1 Übersicht über Optoplatten

Optoplatte Parameter	CD	CD-ROM	CD-I	CD-V	DV-I
Durchmesser (cm)	12	12	12	12	12
Spielzeit (min)	72	72	bis 16 h	5...8	60
Anzahl der Kanäle	Stereo	Daten	8	Analog-Bild Digital-Ton	Digital-Bild/ Ton
Tonkodierung (bit)	16	16	16	16	8 nicht linear
Haupteinsatz	Musik- pro- gramm	Daten	8 (ADM) interaktive Bild-, Ton- signale, Daten	Videosingles	interaktives Video, Filme

CD-ROM, Mode 1

Synchron- wort	Header (4)				Anwenderdaten (2048)	Hilfsdaten (288)		
	Blockadressen (3)			Mode (1)		EDC	Space	ECC
	Minuten (1)	Sekunden (1)	Block- nummer (1)			(4)	(8)	(276)

EDC: Fehlererkennung
ECC: Fehlerkorrektur

CD-ROM, Mode 2

Synchron- wort	Header (4)				Anwenderdaten (2336)
	Blockadressen (3)			Mode (1)	
	Minuten (1)	Sekunden (1)	Block- nummer (1)		

CD-I, Form 2

Synchron- wort	Header (4)				Sub- header (8)	Anwenderdaten (2328)
	Blockadressen (3)			Mode (1)		
	Minuten (1)	Sekunden (1)	Block- nummer (1)			

Bild 1 Datenorganisation auf der CD-ROM und CD-I

ROM wird auch zur Aufnahme von Nachschlagwerken, Lexika, Bestell- und Ersatzverzeichnissen, Programmbibliotheken u. a. benutzt.

Die Datenorganisation auf der CD-ROM unterscheidet sich von der auf der CD-Platte zur reinen Tonsignalspeicherung. Auf der CD-ROM sind die Daten in Blöcken organisiert, wobei ein Block 98 Rahmen auf der CD-Platte entspricht (1/75 s). Die Daten sind in insgesamt 330000 Blöcken organisiert. Jeder Block enthält 4 (bzw. 3) Felder. Ein Block weist insgesamt 2352 Bytes auf. Die ersten 12 Bytes jedes Blocks (Bild 1) werden als Synchronwort benutzt und bilden ein Feld. Das 2. Feld ist der Header mit insgesamt 4 Bytes (3 Adressenbytes und 1 Modebyte). Das 1. Adressenbyte kennzeichnet die Minuten der Spielzeit (0 bis 74), das 2. die Sekunden (0 bis 59) und das 3. die Blocknummer (0 bis 75).

Das Modebyte kennzeichnet 2 unterschiedliche Datenformate für die CD-ROM (Mode 1 und Mode 2, s. Bild 1). Das Format nach Mode 1 stellt im Feld 3 eine Datenmenge von 2048 Bytes bereit, während Mode 2 in diesem Fall eine größere Kapazität, nämlich 2336 Bytes, aufweist. Mode 1 enthält dafür 288 Bytes als weitere Hilfsdaten, die für eine zusätzliche Fehlererkennung und -korrektur benutzt werden. Fehlererkennung und -korrektur wirken zusätzlich zum benutzten Cross-Interleaved Reed Solomon Code, so daß die Fehlerrate mit 10^{-16} bis 10^{-17} über der der CD-Platte liegt.

Eine 2. Variante der CD ist die CD-I (CD Interactive). Die Zielstellung der CD-I besteht darin, neben Daten auch Ton- und Bildsignale mit abzuspeichern, um dem Nutzer ein interaktives Informations- und Kommunika-

tionsmittel bereitzustellen. Damit wird es möglich, für die CD-I einen großen Nutzerkreis zu finden. Gedacht ist hier an Lern- und Unterrichtsmittel, Spiele, Reiseangebote, Informationsangebote u. a., bei denen zwischen Nutzer und CD-I eine interaktive Wechselwirkung stattfindet. Neben Einzelbildern sind dabei auch grafische Darstellungen mit begleitendem Tonsignal enthalten.

Das Datenformat der CD-I-Platte ist von dem der CD-ROM abgeleitet und umfaßt die Formate Form 1 und Form 2. Das Format Form 1 wird für Textdaten, Rechnerdaten und komprimierte Videodaten genutzt und verwendet die Fehlererkennung und -korrektur der CD-ROM Mode 1. Neu ist das Einfügen eines Sub-Headers (8 Bytes) nach dem Header, so daß die Hilfsdaten von 288 Bytes auf 280 (CD-I Form 1) bzw. die Anwenderdaten von 2336 Bytes auf 2328 Bytes (DC-I Form 2) verringert werden. Das Format CD-I Form 2 ist einer Kombination aus Ton- und visuellen Daten vorbehalten. Das Unterscheiden der beiden Formate und Anwendungen der CD-I-Platte übernimmt der Sub-Header, dessen Auswertung die entsprechenden Schaltungen im Abspielgerät betätigt.

Zwischen CD-ROM und CD-I besteht über das Format Mode 1 eine Verbindung, die den Aufbau eines gemeinsam zu benutzenden Abspielgerätes gestattet. Die CD-I-Platte läuft mit konstanter Lineargeschwindigkeit und hat eine Datenübertragungsrate von 153,5 kBytes/s (Form 1) bzw. 176,4 kBytes/s (Form 2). Um einen größeren Speicherplatz für visuelle Daten zu erhalten, werden die Tondaten komprimiert, so daß man unterschiedliche Audio-Qualitätsstufen erhält. Einmal kann man mit einer linearen Quantisierung und einer Kodierung mit 16 bit arbeiten und erhält auf diese Weise die gleiche Qualitätsstufe wie bei der CD-Platte. Für geringere Ansprüche wählt man eine adaptive Delta-PCM (ADPCM) mit 8- oder 4-bit-Kodierung, deren Qualitätsstufe der HiFi-Norm oder der FM-Hörfunkübertragung entspricht.

Die Speicherung visueller Daten auf der CD-I-Platte geschieht mit 2 unterschiedlichen Auflösungen: Normalauflösung von 384×280 Bildelementen und hohe Auflösung mit 768×560 Bildelementen. Die visuellen Daten sind allgemein ohne Zeilensprung gespeichert. Bei der Bildelementekodierung werden 3 Qualitätsabstufungen vorgenommen: Studioqualität und 2 Grafikmoden. Die 1. Grafikmode gestattet eine Bildmanipulation durch den Anwender und beruht auf einer RGB-Kodierung mit 8- oder 15-bit-Farbkodierung. Die 2. Grafikmode ist für Bildtrickgestaltungen vorgesehen und erlaubt einen Vollbildtrick (4-, 7- oder 8-bit-Kodierung) mit einer Farbtabelle (CLUT – color look-up table). Textdaten werden mit 40 Zeichen auf 20 Zeilen oder 80 Zeichen auf 40 Zeilen (Computer-Monitor) verarbeitet. Auch in diesem Fall sind mehrere visuelle Effekte möglich.

Das CD-I-Platten-Abspielgerät ist in der Lage, auch CD-Platten und CD-ROM-Platten nach Mode 1 wiederzugeben. Eine CD-I-Platte weist noch eine Reihe anderer Besonderheiten auf. So enthält die erste Spur eine spezielle CD-I-Information. Eine CD-I-Platte kann bis zu 19 h Tonprogramm, 41000 Farbbilder, 300000 Textseiten oder eine entsprechende Kombination dieser 3 Datenarten enthalten.

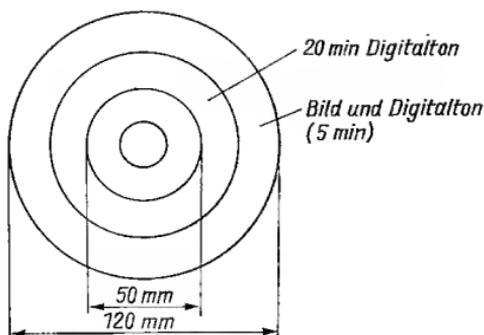


Bild 2
CD-V mit Bild/Ton- und Digitaltonfeld

Eine weitere Variante ist die CD-V (CD Video), die ebenfalls einen Durchmesser von 12 cm aufweist. Die CD-V (Bild 2) ist ein Bewegtbildspeicher, der mit ähnlicher Aufzeichnungs- und Wiedergabetechnik wie die Bildplatte Laservision arbeitet. Im Gegensatz zur Laservision ist aber in diesem Fall der Begleitton digital gespeichert. Die Spielzeit beträgt bei der CD-V (Tabelle 2) nur 5 min. Damit ist die Speicherung auf einzelne Videobeiträge beschränkt, die ausschließlich für den Unterhaltungssektor gedacht sind. Das Videosignal wird auf der Platte analog gespeichert.

Auf Grund der geringen Spielzeit der CD-V von 5 min hat man für die CD-V weitere Varianten mit Durchmessern von 20 cm (CD-VEP – CD Video Extended Play) und 2 × 20 min Spielzeit und von 30 cm (CD-VLP – CD Video Long Play) und 2 × 60 min Spielzeit herausgebracht.

Eine weitere Variante bildet die DVI (Digital Video Interactive), die ebenfalls einen Durchmesser von 12 cm aufweist. Durch entsprechende Änderungen der Speichertechnologie wird erreicht, daß sich die Spielzeit bis zu 72 min erhöht. Die DVI eignet sich neben Videoprogrammen für Unterhaltung und Ausbildung auch für Einzelbilder mit höherer Auflösung oder

Parameter	CD	CD-V
Plattendurchmesser (cm)	12	12
Plattenmaterial	Polykarbonat	
Spieldauer (min)		
– Nur Ton	72 (digital)	20 (digital)
– Bild/Ton	–	5
Drehzahl (U/min)	500 bis 200	Tonteil: 500 bis 300 Bild/Ton: 2 700 bis 1 800
Lineargeschwindigkeit (m/s)	1,25	Tonteil: 1,2 bis 1,4 Bild/Ton: 11 bis 12

Tabelle 2
Vergleich von CD und CD-V

für dreidimensionale Bewegungsgrafiken. Dazu wird eine digitale Datenkompression angewendet.

Aber auch die ursprüngliche CD hat eine Ableitung erfahren: die Mini CD oder CD Single. Das ist eine Digitalschallplatte mit einem Durchmesser von 8 cm, die ein digitales Tonprogramm von 20 min Umfang enthält.

Bei der Anwendung der unterschiedlichen Optoplaten wird das Ziel verfolgt, mit möglichst nur einem Abspielgerät eine einfache Handhabung zu erreichen, so daß der Universalspieler zusammen mit dem Bildschirm die Hauptkomponente eines Gesamtsystems bildet.

Literatur

- [1] What hath CD wrought? J. of the Electronics Industry, Tokyo 34 (1987) 6, Seite 69 bis 71.
- [2] K. Pohlmann, ROM –ancing the clone. Audio, New York 70 (1986) 12, Seite 29, 30, 31.
- [3] K. Pohlmann, Compact toy box. Audio, New York 71 (1987) 1, Seite 44, 46, 48.
- [4] K. Pohlmann. Dice of many (inter) faces. Audio, New York 71 (1987) 2, Seite 26, 28, 45.

Die volkswirtschaftliche Bedeutung der Wetterberichte des *Meteorologischen Dienstes der DDR* für Industrie, Landwirtschaft und Verkehrswesen ist unbestritten. Zu den Hilfsmitteln, denen sich der Meteorologe bedient, gehören auch Wetter-Radar und Radiosondenaufstieg. Mit dem Wetter-Radar werden Niederschläge und gefahrdrohende Wettererscheinungen zur kurzfristigen Wetterprognose erfaßt. Die vom Radarbeobachter gezeichneten Wetterkarten sind aktueller Bestandteil der Flugwetterberatung. Beim Radiosondenaufstieg werden mit einem Kleinstsender meteorologische Angaben aus der freien Atmosphäre gewonnen, die besonders für die Wettervorhersage von Bedeutung sind. Der «Wetterballon» trägt die Radiosonde bis in Höhen von 30 km und liefert damit ein vertikales Meßprofil von Temperatur-, Feuchtigkeits- und Windverhältnissen.

Rund um die Uhr qrv: Wetter-Radar

Grundprinzip des Radars (der Begriff steht für *radio detection and ranging*) ist die Reflexion elektromagnetischer Wellen an Körpern. Diese Eigenschaft wurde von Ingenieuren des *British Post Office* an einem in der Luft befindlichen Flugzeug 1932 beobachtet. Bereits 1904 wurde dem Deutschen *Chr. Hülsmeier* ein Patent für das Erkennen metallischer Gegenstände mit elektromagnetischen Wellen erteilt. Die erste Anwendung von Hochfrequenzimpulsen geht auf das Jahr 1925 zurück, als *Breit* und *Tuве* eine direkte Messung der Höhe der Ionosphäre vornahmen. Während und im Ergebnis des zweiten Weltkrieges erfuhr diese Technik eine enorme Entwicklung, vor allem nachdem es möglich war, mit Laufzeitelektronenröhren Schwingungen sehr hoher Frequenz zu erzeugen.

Bald schon standen entsprechende Geräte zur Verfügung, die bis in das Dezimeterwellengebiet die erforderliche Sendeleistung und den Empfang der ungleich schwächeren reflektierten Signale ermöglichten. Die Anwendung noch kürzerer Wellenlängen wurde durch die Entwicklung des Magnetrons und der Wanderfeldröhre eingeleitet. Die damit ausgerüsteten Radargeräte brachten ausgezeichnete Ergebnisse, und auf den Bildschirmen zeigten sich auch meteorologische Erscheinungen. So war man durchaus in der Lage, starke Gewitter zu orten. Das führte zum Bau entsprechender spe-

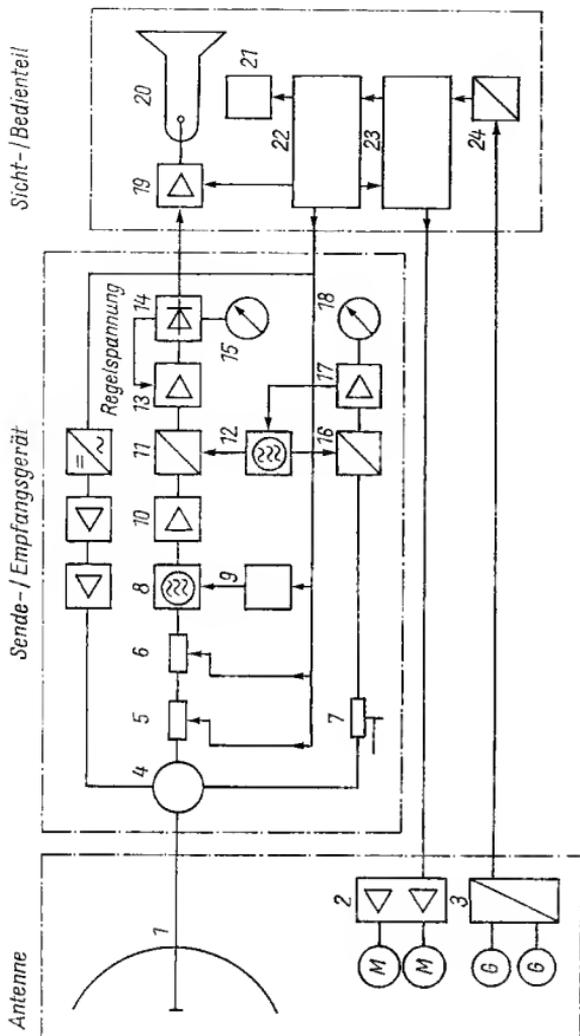


Bild 1 Prinzipieller Aufbau des Wetter-Radar-Gerätes;

- 1 - Antenne, 2 - oszillator und vertikaler Antennenantrieb mit elektromotorischem Verstärker, 3 - Steilungsgeber azimuthal und vertikal mit Wandler, 4 - Zirkulator, 5/6 - gesteuerte Dämpfungssteller, 7 - Dämpfungsssteller, 8 - Rauschgenerator, 9 - Modulator des Rauschgenerators, 10 - Vorstufe (Wondefeldröhre), 11 - Empfangsmischer, 12 - Empfängsoszillator, 13 - ZF-Verstärker 30 MHz, 14 - Demodulator, 15 - Verstärkungskontrolle, 16 - Mischer AFC, 17 - AFC, 18 - AFC-Kontrolle, 19 - Videoverstärker, 20 - Bildröhre, 21 - Ablenkung, 22 - TokU/Steuersignale/Entfernungsmarken, 23 - Bedienenkontrolle/Moßstäbe, 24 - Antennenstellungsdekkoder

zieller Radargeräte, die die regelmäßige Wetterbeobachtung noch besser ermöglichen.

Bild 1 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines Wetter-Radar-Gerätes. Der aus einem Magnetron bestehende Sender erzeugt einen 1 oder 2 μ s dauernden Hochfrequenzimpuls mit einer Leistung bis 1000 kW bei der Wellenlänge von 3 bzw. 10 cm. Während dieser Zeit ist der Empfänger gesperrt. Daran schließt sich die Empfangszeit an, in der die eintreffenden Echos verstärkt, auf eine ZF von 30 MHz umgesetzt und demoduliert als Videosignal dem Sichtteil zugeleitet werden. Der Oszillator des Empfängers wird der Sendefrequenz automatisch nachgeführt, die infolge thermischer Effekte des Magnetrons in einem Bereich ± 25 MHz schwankt. Aus dem Zeitregime (Bild 2) erkennt man, daß entsprechend der Laufzeit der elektroma-

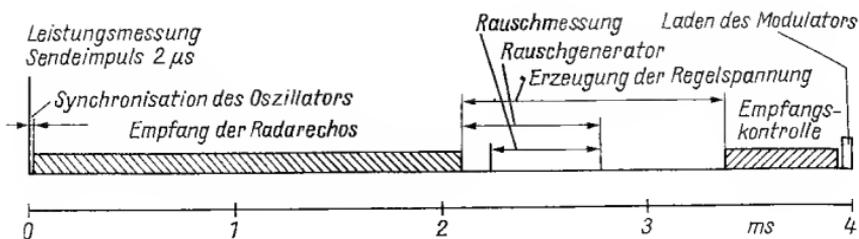


Bild 2 Zeitliche Impulsfolge eines Radargerätes ($f_{\text{Takt}} = 250 \text{ Hz}$)

netischen Welle der Entfernungsbereich 300 km beträgt. Ein Teil der Taktzeit wird benötigt, um unter Einschaltung eines definierten Rauschsignals die Regelspannung zu erzeugen. Das «Gleichgewicht» zwischen Sendeleistung und Empfängerempfindlichkeit wird zur ständigen Kontrolle dem Beobachter angezeigt.

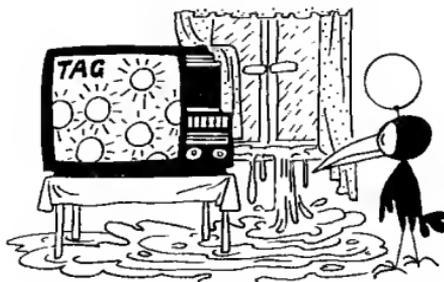
Die Ablenkung der zur Bildwiedergabe verwendeten Polarkoordinatenröhre ist mit dem Antennenumlauf synchronisiert, die Antenne läßt sich auf $0,5^\circ$ genau einstellen. So zeichnet sich bei azimuthalem Umlauf (ppi-Betrieb, für *plan position indicator*) entsprechend den eintreffenden Echos aus dem Niederschlagsgebiet dieses landkartenartig ab. Wird die Antenne vertikal geschwenkt (rhi-Betrieb, für *range height indicator*), so zeichnet sich das Wolkenprofil wie in einem vertikalen Schnitt ab.

Die Intensität der empfangenen Echos ist nach der Radargleichung

$$P_e = \frac{P_a \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3 \cdot E^4}$$

(P_e – mittlere Leistung des Radarechos in W)

mit den Größen P_a (Impulsleistung des Radarsenders), G (Antennengewinn), λ (Betriebswellenlänge) als Geräteparameter von der Entfernung E des Niederschlagsgebiets und seinem Rückstreuolumen abhängig. Letzteres wiederum errechnet sich nach einer Gleichung, in die unter Berücksichtigung einer Materialkonstanten (Wasser/Eis), der Tropfendurchmesser direkt proportional mit der 6. Potenz und die Betriebswellenlänge umgekehrt proportional mit der 4. Potenz eingeht. Der Tropfendurchmesser schwankt



von wenigen Mikrometern bis in den Millimeterbereich; bei Hagelkörnern wurden schon 42 mm gemessen. Das erfordert für den Empfänger einen großen Dynamikbereich, der mit gesteuerten pin-Dioden realisiert ist und auf diese Weise eine radarmeteorologische Wertung erlaubt. Dazu kommen die synoptischen Werte der Bodenstation und des Radiosondenaufstiegs. Entsprechend dem Charakter der Aufgabe erzeugt der Parabolspiegel, auf den der Hornstrahler gerichtet ist, genau eine räumliche Keule. Den mathematischen Zusammenhängen wird das in der Radarmeteorologie zugrunde gelegt. Für die Bewertung eines Niederschlagsgebiets wird auch die normale Streckendämpfung nach

$$d_E = -20 \lg E$$

(d_E in dB)

für Sendeimpuls und Echo berücksichtigt (ebenfalls mit gesteuerten pin-Dioden realisiert). Auf dem Bildschirm erscheint also die tatsächliche Intensität und nahezu genaue Kontur. Ungenauigkeiten der Wiedergabe der Kontur sind vor allem Folge größerer Dämpfung im Niederschlagsgebiet, die in Abhängigkeit der Regenintensität und Wellenlänge bis 60 dB betragen kann. Sie werden vom Radarbeobachter korrigiert. Wichtig ist zu erken-



*Bild 3
Die Wetter-Radar-Station auf
dem Bornhügel bei Neuhaus/
Rennweg*



Bild 4
Bildschirm-Fota der Wetter-
Radar-Anlage

nen, ob hinter einem solchen stark dämpfenden Niederschlagsgebiet weitere liegen, die dann schwächer erscheinen.

Aus den bisherigen Darlegungen ist für den Funkamateurl u. a. interessant, daß die Dämpfung durch Niederschläge erst ab einer Wellenlänge unter 10 cm deutlich wird; andererseits erkennt man aus der Radargleichung, daß einer Erhöhung des Antennengewinns gegenüber der der Sendeleistung der Vorzug zu geben ist.

Die Meteorologische Station Neuhaus/Rennweg (Bild 3) erreicht infolge der geodätischen Höhe der Antenne von 872 m nach

$$E_R = 4,122 V \sqrt{H_R}$$

(E_R in km, H_R in m)

einen Radarhorizont von etwa 122 km. Das unterstreicht unbedingt den Vorteil einer in großer Höhe befindlichen Antenne. Die Radarbeobachtungen sind inzwischen zu einem festen Bestandteil der Wetterprognosen geworden. Man nutzt sie in der Kombination mit den Satelliteninformationen und den Daten der Bodenstationen. Bild 4 zeigt ein Wetter-Radar-Bild.

Täglich mehrmals im Einsatz: Wetterballons

Durch Radiosonden, die zu international einheitlichen Startzeiten mit wasserstoffgefüllten Ballons bis in Höhen von 30 km getragen werden, lassen sich vielfältige Informationen ermitteln. Während des Fluges werden kontinuierlich Temperatur und Luftfeuchtigkeit gemessen. Diese Größen werden durch einen Kleinstsender in kodierter Form zur Bodenstation übertragen. Angaben über die Richtung und Geschwindigkeit des Windes erhält man

durch die Anwendung des Funkmeßverfahrens. Dabei werden der Höhen- und Seitenwinkel sowie die Schrägentfernung zwischen Bodenstation und Radiosonde bestimmt. Bei einer Steiggeschwindigkeit von etwa 360 m/min erreicht eine Radiosonde nach etwa 80 min ihren Gipfelpunkt und fällt nach Platzen des Ballons an einem Fallschirm zur Erde zurück. Bereits während des Fluges werden durch ein vom *Aerologischen Observatorium* Lindenberg entwickeltes automatisches Datenerfassungs- und Verarbeitungssystem die Meßergebnisse elektronisch ausgewertet. Diese werden der *Zentralen Wetterdienststelle* Potsdam zur nationalen und internationalen Verbreitung zugeleitet.

Bei der Konstruktion von Radiosonden spielen Preis und Gewicht eine wichtige Rolle, denn nur 25% der gestarteten Geräte wird der Aufstiegsstelle von Findern zurückgeschickt. Trotz geringstem Aufwand müssen jedoch bestimmte Betriebswerte gewährleistet sein:

- sichere Funktion während des gesamten Aufstiegs unter extremen Druck- und Temperaturbedingungen;
- Reichweite des HF-Senders bis 200 km;
- Temperaturmeßfehler $< 0,5$ K im Bereich von 40 bis -80 °C;
- gleichbleibend geringes Trägheitsverhalten der Meßfühler.

An den 4 Radiosonden-Aufstiegsstellen der DDR wird seit wenigen Jahren die sowjetische Sonde MARZ (Bild 5) eingesetzt. Sie ist mit 17 Transistoren und 3 Schaltkreisen bestückt und sendet auf einer Frequenz von 1782 MHz. Der Umschaltgenerator besteht aus 2 IC, ein *K 176 I E5* arbeitet als Generator mit anschließendem Teiler. Die Generatorfrequenz beträgt 327 Hz und wird durch den internen Teiler auf 0,01 und 0,02 Hz heruntergeteilt. Durch logische Verknüpfung im *K 176 LA7* entstehen daraus Impulsfolgen, mit denen die Schaltstufen direkt angesteuert werden. Diese schalten über einen *KT 118* in einer systematischen Folge die Meßfühler bzw. den Referenzwiderstand für 25 s an den Meßwertwandler. Er erzeugt in Abhängigkeit vom Widerstandswert des eingeschalteten Thermistors oder Feuchtesensors eine niederfrequente Impulsfolgefrequenz im Bereich von 50 bis 2160 Hz. Der Feuchtesensor ist eine Membran aus präpariertem

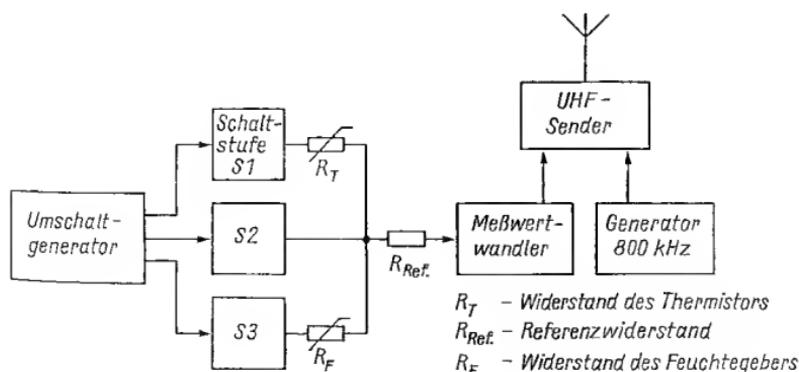


Bild 5 Prinzipstromlaufplan der sowjetischen Radiosonde MARZ



Bild 6
Ansicht der startfähigen sowjetischen Radiosonde MARZ

organischem Stoff («Goldschlägerhaut»). Bei Zunahme der relativen Feuchte vergrößert sich die Ausdehnung der Membran. Dieser Vorgang wird mechanisch auf einen regelbaren Drahtwiderstand übertragen. Zur Kompensation der temperaturabhängigen Drift der Radiosonde wird als Maß für die jeweilige Temperatur bzw. Feuchte der Quotient aus Meß- und Referenzfrequenz gebildet.

Die Übertragung der NF-Impulse zur Bodenstation geschieht mit einem 1stufigen UHF-Sender. In einem Leistungstransistorgehäuse T03 befindet sich ein Hybridschaltkreis M 45-302 mit 3 abgestimmten $\lambda/4$ -Mikrostreifenleitern. Bei einer Frequenz von 1782 MHz beträgt die HF-Leistung etwa 250 mW. Sie wird über eine kleine Scheibenantenne mit $\lambda/4$ -Stab abgestrahlt. Neben der NF-Impulsfolge gelangt zur Basis des UHF-Senders eine 800-kHz-Schwingung, die ein LC-Generator erzeugt. Dadurch wird die kontinuierliche Ausstrahlung des Senders in eine intermittierende umgewandelt. Ein von der Bodenstation ausgesandter 1782-MHz-Radarimpuls bewirkt durch diese Arbeitsweise eine Unterbrechung der UHF-Ausstrahlung für die Dauer einer halben 800-kHz-Periode. Aus der Zeit zwischen ausgesandtem Radarimpuls und empfangener Antwortpause der Radiosonde wird die Schrägentfernung mit einer Genauigkeit von ± 30 m bestimmt. Die benötigten Spannungen von 9 und 27 V stellt ein spezieller Stromversorgungssatz bereit. Er besteht aus Primärelementen, die durch Magnesium und Kupfer-(I)-Chlorid gebildet werden. Der Elektrolyt ist Wasser. Die bei der



*Bild 7
Start einer Radiosonde in
Dreißigacker bei Meiningen*



Bild 8 Blick auf den Arbeitsplatz des sowjetischen Wetter-Radars in Neuhaus/Rennweg

Entladung entstehende Eigenerwärmung ermöglicht eine Anwendung bei tiefen Temperaturen.

Die Masse der startfertigen Radiosonde (Bild 6) beträgt 400 g: An der Oberseite ist der Feuchtesensor und rechts der Temperaturfühler erkennbar. Die UHF-Antenne befindet sich im konischen Teil des Schaumpolystyrolgehäuses. Der Finder einer Radiosonde darf diese nach den gesetzlichen Bestimmungen nicht wieder in Betrieb setzen! Er sollte sie gegen einen Finderlohn in Höhe von 15,- Mark an eine Aufstiegsstelle zurückschicken. Bild 7 zeigt den Start einer Radiosonde in Dreißigacker, Bild 8 den Arbeitsplatz am leistungsfähigen sowjetischen Radarsystem, das auf dem Bornhügel bei Neuhaus installiert ist. Mit dem Wetter-Radar in Neuhaus konnte der Aufbau des aus 4 Stationen bestehenden Radarnetzes des *Meteorologischen Dienstes der DDR* abgeschlossen werden. Weitere Stationen stehen in Rostock, Leipzig und Berlin-Schönefeld. Insgesamt verfügt der *Meteorologische Dienst der DDR* über 60 Stationen unterschiedlichster Art auf dem Gebiet der DDR.

Elektronik-Fortschritte im Flugzeug

Dipl.-Ing. Gustav Westphal



Das Flugzeug kann von den unterschiedlichsten Gesichtspunkten aus betrachtet werden. Aus der Sicht des Piloten im Gesamtkomplex, aus der Sicht des Elektrikers als Kraftwerk (die in einem Großflugzeug umgesetzte elektrische Leistung liegt immerhin bei 100 kW!), aber auch aus der Sicht des Elektroniklers. Allein das ist ein weites Feld, dessen einzelne «Parzellen» eine Reihe von Büchern füllen können. Ein interessanter und wenig bekannter Sektor daraus sind die elektronischen Mittel zur Erhaltung der Flugsicherheit. Es wäre aber vermessen, diese Mittel nur an Bord der Flugzeuge anzusiedeln, denn Flugsicherheit ist (auch unter technischer Sicht und unter Ausschluß aller anderen Sicherheitsprobleme) nicht nur an die Bordseite gebunden. Die Bodenseite ist dabei Partner und bei vielen Systemen kooperativ.

Die Basis der Flugsicherheit wird mit einem konfliktfreien Flugplan geschaffen. Damit ist aber nicht der dem Passagier zugängliche Plan gemeint. Seinen Interessen entsprechend sind ja darin nur die Abflug- und Ankunftszeiten von Passagierflugzeugen im Linienverkehr enthalten. In der Luft bewegen sich aber viele Objekte: Passagierflugzeuge im Charterverkehr, Frachtflugzeuge, Flugzeuge auf technischen Flügen, Hilfsflugzeuge und viele andere mehr. Eine besondere Komponente bildet der militärische Flugbetrieb, der mit dem zivilen selbstverständlich zu koordinieren ist. Dafür werden aber zivil gesperrte Gebiete bereitgestellt. Das alles ist im vorgegebenen und begrenzten Luftraum unter Einhaltung der Sicherheit unterzubringen! Dafür ist eine ungeheure Menge von Daten zu verarbeiten.

Diese Daten entstehen bei der Anmeldung der Flüge durch die Fluggesellschaften beim staatlichen Flugsicherungsdienst. Damit liegen dann auch Start- und Zielort, Startzeit, Flugzeugtyp (folglich auch Reisegeschwindigkeit, Steiggeschwindigkeit usw.), Flugstrecke und andere Wünsche und Besonderheiten vor. Diese alle «unter einen Hut» zu bringen ist nicht einfach. Das kann nur ein Großrechner mit zusätzlichem Speicher. Besonders klar wird das, wenn man die Bedingungen betrachtet: Die Flugzeuge haben unterschiedliche Reisegeschwindigkeiten, sie sinken und steigen zu den ihnen zugewiesenen Höhen, Luftstraßen kreuzen sich oder münden in Kontrollzonen von Flughäfen, einige Flüge erhalten Vorrang vor anderen usw. Die dabei für die Sicherheit unbedingt erforderlichen Staffelungsabstände (Bild 1) vertikal und horizontal jederzeit richtig vorzu-

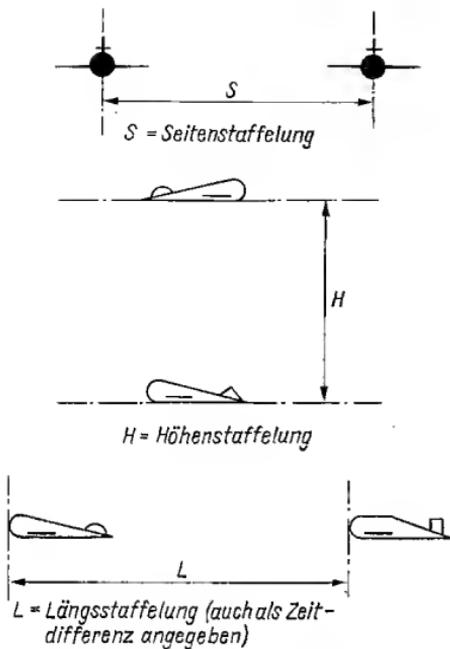


Bild 1
Staffelungsabstände

geben, das kann nur die Elektronik. Es können in den Spitzenzeiten nicht alle Anmeldungen erfüllt werden, denn die Kapazität des Luftraums ist begrenzt. Der Rechner gibt aber für die nicht einzuordnenden Flüge optimierte Vorschläge aus, die den Wünschen der Anmelder nahekommen. Ist der Flugplan fertig (ständige Änderungen sollen unberücksichtigt bleiben), so wird er ausgedruckt, und es kann an die Realisierung gehen: Nun wird danach geflogen.

In der jetzt folgenden Phase wird ein erheblicher elektronischer Aufwand an Bord und am Boden für die Flugsicherheit notwendig, der dargestellt werden soll. Navigations- und Kommunikationseinrichtungen, die ja auch zu den elektronischen Einrichtungen gehören, waren bereits Thema vorangegangener Beiträge und sind hier ausgeschlossen.

Die mit dem Flugplan vorbereitete Sicherheit läßt sich nur dann erreichen, wenn dieser Plan auch eingehalten wird, wenn sich zu jeder Zeit jedes Flugzeug mit der festgelegten Flugrichtung und -geschwindigkeit am geplanten Ort (geografische Länge, geografische Breite, barometrische Höhe) befindet. Um die Einhaltung des Planes zu sichern, müssen die Flugbewegungen also überwacht werden. Die Besatzungen geben zwar an festgelegten geografischen Orten (Meldepunkte genannt und meist mit den Standorten von Funkfeuern übereinstimmend) über Funkverbindung Überflugmeldungen an die Flugsicherung, doch sind diese nicht objektiv und auch meist mit einer Zeitdifferenz behaftet. Für die objektive Kontrolle der Flugbewegungen werden also technische Mittel, Radaranlagen, eingesetzt. Radarsysteme geben mit hoher Genauigkeit den Standort des Luftfahrzeugs an, sind aber mit einem systemspezifischen Nachteil behaftet: Die Bewegung

der Luftfahrzeuge wird im Raum (also 3dimensional) überwacht, das Ergebnis aber auf einer Fläche (dem 2dimensionalen Bildschirm) abgebildet.

Für das Rollfeld-Überwachungsradar, mit dem die Bewegungen der Flugzeuge und Fahrzeuge auf den Flugbetriebsflächen des Flughafens kontrolliert werden, reicht das aus – nicht aber für die Kontrolle des Luftraums. Dort erscheinen mehrere der Radarziele über demselben Standort, auch wenn sie unterschiedliche Höhe haben, auf dem Bildschirm an gleicher Stelle. Konflikte sind auf diese Weise also nicht zu erkennen. Die Abfrage der Höhe über Funk bietet auch keine Lösung, da diese Höhe ja auch dem Radarziel (also dem Leuchtfleck) zuzuordnen ist. In Zweifelsfällen wurden den Luftfahrzeugen Kursänderungen angewiesen, die auf dem Bildschirm erkennbar waren. Im modernen Luftverkehr mit hohen Flugdichten und -geschwindigkeiten sind das nur noch Notverfahren. Es sind technische Mittel einzusetzen, die höhere Forderungen erfüllen. Das *Primärradar*, wie das bisherige Verfahren genannt wird, ist dieser Aufgabe nicht gewachsen.

Das *Sekundärradar*, wie man diese andere Technik bezeichnet, hat seinen Namen nicht daher, daß es als zweites (lat. secundus = der Zweite) eingesetzt wurde. Beim Primärradar wird die vom Radargerät abgestrahlte (primäre) und vom Radarziel reflektierte Energie zur Ortung genutzt; das Sekundärradar nutzt die 2., die vom Flugzeug abgestrahlte Energie aus. Diese Strahlung enthält wie jede Strahlung Energie, die zum Transport von Informationen benutzt wird. Das Sekundärradarsystem (in der Fachsprache SSR = *Secondary Surveillance Radar* = *Sekundär-Überwachungs-Radar*) besteht aus 2 Komponenten und ist ein kooperatives System. Am Boden befindet sich der Interrogator (= Abfrager; mit Auswerter) und an Bord der Transponder (= Antwort; mit Kodierer); Bild 2.

Die Wirkungsweise des SSR läßt sich einfach erklären. Die Bodenanlage strahlt über eine starr mit der umlaufenden Primärradarantenne verbundene Richtantenne einen Abfragekode auf der Frequenz 1030 MHz ab. Durch die Abfrageimpulse werden die Transponder in den Luftfahrzeugen abgefragt, wobei es durch die relativ einfache Kodierung möglich ist (Ver-

Radarbänder	Wellenlängen	
Rollfeldüberwachungsradar	3 cm (X-Band)	0,8 cm (K _a -Band)
Nahverkehrsbereichsradar	10 cm (S-Band)	23 cm (L-Band)
Präzisionsanflugradar	3 cm (X-Band)	
Streckenrundsichtradar	23 cm (L-Band)	10 cm (S-Band)
Bordradar	5 cm (C-Band)	3 cm (X-Band)
	2 cm (K _a -Band)	

Tabelle 1
Radarbänder

Bei Entwicklungen von Anlagen mit Sonderfunktionen sind auch andere Frequenzen oder Frequenzpaarungen möglich.

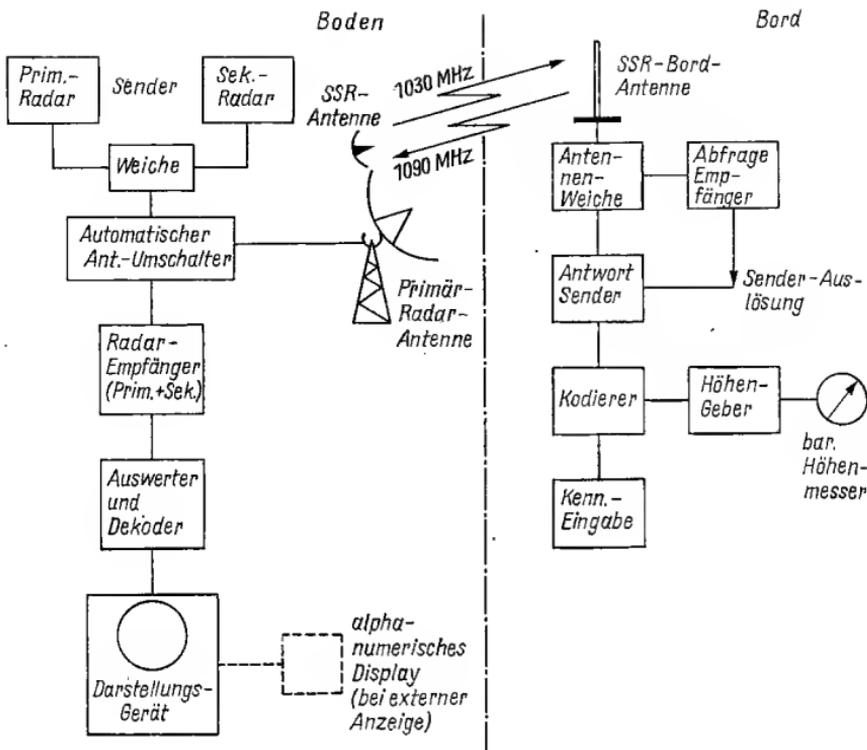


Bild 2 Übersichtsschaltplan Sekundärradar (SSR), vereinfacht

änderung der Impulsabstände), den Transpondern unterschiedliche «Frage» zu stellen. Es können die Kennung des Luftfahrzeugs zur Identifizierung oder die Flughöhe erfragt werden. Die Kennung ist dem Transponder durch die Einstellung am Bedienteil fest vorgegeben und läßt sich auf Weisung der Flugsicherung verändern. Für die Übertragung der Flughöhe stehen dem Transponder Digitalsignale von einem speziell dafür eingerichteten barometrischen Höhenmesser zur Verfügung. Nach entsprechender Kodierung wird die Information über eine rundstrahlende Antenne auf der Frequenz 1090 MHz ausgesendet.

Das «Antwort-Impuls-Telegramm» trifft unmittelbar nach der Abfrage an der Antenne der Bodenstation ein. Die Bodenanlage dekodiert dieses «Antwort-Impuls-Telegramm» und stellt die Information auf einem Tableau alphanumerisch dar. Die Information wird dem Ziel zugeordnet. Es ist auch möglich, die Information dem Ziel so zuzuordnen, daß auf dem Bildschirm ein kleines Zeichenfeld (Label genannt) dem Ziel benachbart eingeblendet wird. Für die mit Primärradar erfaßten Ziele stehen nun die Identität und die Flughöhe zur Verfügung. Das SSR bildet also die 3. Dimension nach und schafft eine eindeutige Lagedarstellung im überwachten Luftraum. Aus der beschriebenen Systemgestaltung ergibt sich auch die Pflicht für die

Luftfahrzeughalter zur Mitführung eines Transponders. Flugzeuge ohne Transponder gefährden die Flugsicherheit und erhalten keine Einfluggenehmigung.

Einige technische Daten sind für den Elektroniker interessant: Die Halbwertsbreite der SSR-Antenne beträgt, je nach Forderung, 2 bis 6° . In der Elevation wird mindestens der Winkel überdeckt, den die Primärradarantenne erreicht (im Weitbereich etwa 35 bis 45°). Die Impulssendeleistung am Boden liegt mit 1,5 bis 2 kW relativ niedrig, erreicht aber eine Entfernung bis zu 200 nm = 370 km. Der Abfragekode sieht 6 unterschiedliche Abfragemodi vor (Bild 3). Mit dem Antwortkode können mit 12 Impulsen im festgelegten Impulsrahmen $2^{12} = 4096$ Antwortkodeworte gebildet werden. Die Tabelle 2 zeigt einen Auszug aus der international vereinbarten Höhenkodierung, die nur 11 Impulsstellen verwendet und entsprechend dem in der internationalen Luftfahrt üblichen Maßsystem in Fuß geteilt wird (1 Fuß = 1 ft = 0,3048 m). Der Kode besteht aus 2 Teilen, von denen der 1. Teil 8 bit enthält und die 500-ft-(= 150-m-)Schritte kodiert und der 2. Teil mit 3 bit die Unterteilung in 100-ft-(= 30-m-)Schritte erbringt. Dieser Kode (*MOA-Gilham-Code*) sichert, daß bei unvollkommener oder gestörter Höhenabtastung des Analogwerts an der Kodierscheibe des Höhenmessers von einem zum anderen Schritt kein großer Fehler des Übertragungskodes eintritt. Der Antwortkode wird nach Abfrage automatisch, ohne Zutun der Besatzung ausgestrahlt. Die Impulssendeleistung des Transponders beträgt etwa 500 W.

Für die «Kode-Spezialisten» soll die interessante Methode des Zahlenkodes mitgeteilt werden.

Kodeworte werden durch 4stellige Zahlengruppen dargestellt und mit dem folgenden Schlüssel übertragen:

A_1 = 1. Stelle der Zahlengruppe mit dem Wert $2^0 = 1$

A_2 = 1. Stelle der Zahlengruppe mit dem Wert $2^1 = 2$

A_4 = 1. Stelle der Zahlengruppe mit dem Wert $2^2 = 4$

Wert der 1. Stelle = Summe der Anteile;

B_1 = 2. Stelle der Zahlengruppe mit dem Wert $2^0 = 1$

B_2 = 2. Stelle der Zahlengruppe mit dem Wert $2^1 = 2$

B_4 = 2. Stelle der Zahlengruppe mit dem Wert $2^2 = 4$

Wert der 2. Stelle = Summe der Anteile.

Mit C und D werden in gleicher Art die 3. und 4. Stelle gebildet. Der Kode besteht aus 4 Ziffern ohne 8 und 9, deren Gruppen der Kennung oder bestimmten Ereignissen zugeordnet sind. Für die Übertragung des Kodes bedarf es keiner Fehlersicherung, denn die Impulswiederholungsfrequenz kann bis zu 400 Hz betragen. Es ist üblich, abwechselnd die Kennung und die Höhe abzufragen und zu übertragen.

Mit der Verwendung von Mode-S-Abfragen, die international vorbereitet wird und die dann Informationen in beide Richtungen (Boden – Bord und Bord – Boden) übertragen soll, läßt sich die Sprechverbindung weitgehend entlasten. Untersuchungen haben ergeben, daß 90% der im Sprechverkehr übermittelten Informationen ohnehin Datencharakter haben (Startzeit, Standort, Ankunftszeit, Wetter, Zustand des Zielflughafens usw.) und da-

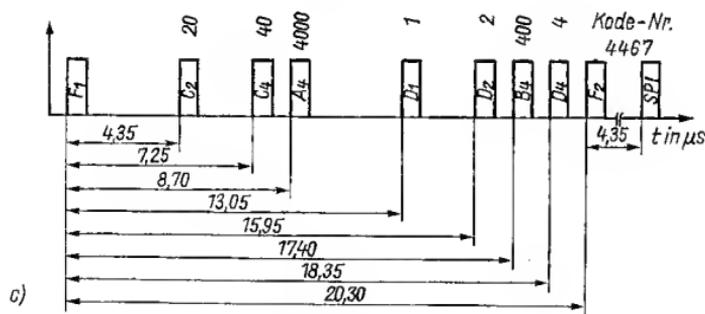
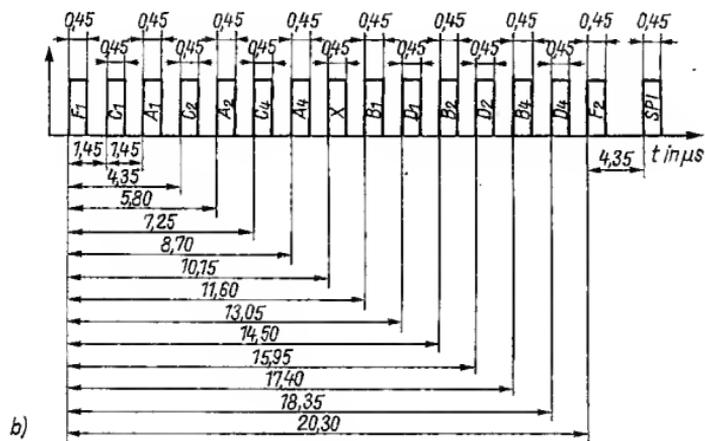
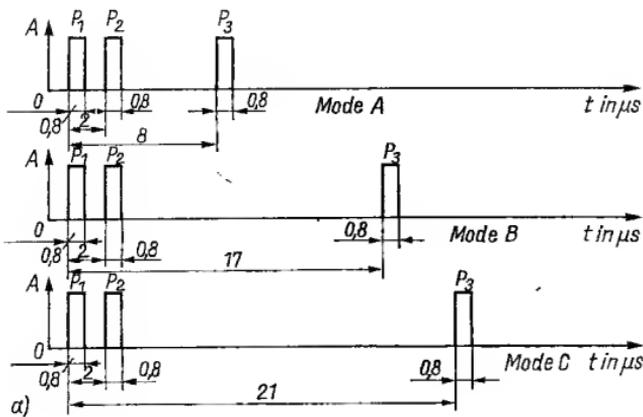


Bild 3 Kodierung im SSR-Verfahren;

1 – Abfragekode, Modus A: militärische und zivile Identifikation; Modus B: zivile Abfrage; Modus C: Höhenabfrage; 2 – Antwortkode, X-Impuls: Spezial-Impuls; SPI-Impuls: Special Identifikation; 3 – Beispiel für die Kodierung der Kennung «4467»

Tabelle 2 Auszug aus der ICAO-Tabelle zur Höhenkodierung

Höhe	Impulsplätze											
	Bereich (Fuß)	D ₂	D ₄	A ₁	A ₂	A ₄	B ₁	B ₂	B ₄	C ₁	C ₂	C ₄
12250 to 12350	0	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	
12350 to 12450	0	0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	
12450 to 12550	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	
12550 to 12650	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	
12650 to 12750	0	0	0	1	0	1	1	0	0	0	1	
12750 to 12850	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1	
12850 to 12950	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	1	
12950 to 13050	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0	
13050 to 13150	0	0	0	1	0	0	1	0	1	1	0	
13150 to 13250	0	0	0	1	0	0	1	0	1	0	0	

Bemerkung: 0 = kein Impuls an dieser Stelle

1 = Impuls an dieser Stelle

mit kein eigentlicher Gedankenaustausch sind. Das neue Verfahren wird auch die Besetzung entlasten und somit ebenfalls mehr Sicherheit gewährleisten.

Primär- und Sekundärradar haben sich seit einigen Jahren bewährt, aber dennoch einige Wünsche offengelassen. Auch bestimmte meteorologische Bedingungen, die Gefahren für die Luftfahrt darstellen (starke Niederschläge, Gewitter), sollen geortet werden. Das Verfahren dafür basiert darauf, daß diese Erscheinungen mit starken Turbulenzen (Luftverwirbelungen) verbunden sind und große Massen von Staub und Wasser, wenn auch in kleinen Partikeln, mit großen Geschwindigkeiten transportiert werden. Die damit angefüllten Lufträume werfen Radarechos zurück, die sich von den Radarechos fester Ziele unterscheiden. Sie haben eine andere Intensität, bedecken eine größere Fläche und weisen eine andere Frequenz des Echos auf. Intensität und Fläche sind mit der Dichte und der Ausdehnung erklärt.

Die andere Frequenz ergibt sich aus dem Dopplereffekt, der durch die hohe Geschwindigkeit der Teilchen im Turbulenzgebiet entsteht. Bei den in Turbulenzgebieten auftretenden Strömungsgeschwindigkeiten liegt die Frequenz des Radarechos deutlich neben der ausgesendeten Frequenz und kann mit geeigneten Mitteln ausgewertet werden. Für die Darstellung ergeben sich mit der Anwendung farbiger Bildröhren hervorragende Möglichkeiten. Den Unterschieden in der Reflektionsfrequenz werden unterschiedliche Farben zugeordnet, so daß man Gefahrenggebiete erkennen und meiden kann.

Für die Wetterbeobachtung mit Bordradar haben sich Wellenlängen von 3,3 cm ($f \approx 9$ GHz) und 5,5 cm ($f \approx 5,4$ GHz) bewährt. Die Impulssendeleistung liegt zwischen 10 und 20 kW, die Impulsdauer beträgt etwa 2 μ s. Mit Bordradaranlagen werden Reichweiten von etwa 350 km erreicht. Die Anlagen sind für unterschiedliche Bereiche umschaltbar. Die Auflösung beträgt

horizontal etwa $2,5^\circ$. Das Radarbild wird bei modernen Flugzeugausrüstungen in die Navigationsdarstellung auf dem Bildschirm eingeblendet (Bild 4).

In diesem Zusammenhang soll auf eine Erscheinung verwiesen werden, die einen ähnlichen Charakter hat und eine große Gefahr für die Luftfahrt in den Start- und Landephase darstellt. Es sind die Windscherungen, die in größeren Höhen das Flugzeug kräftig durchschütteln, sich aber beherrschen lassen, in Bodennähe jedoch katastrophal wirken können. *Windscherungen* werden die Grenzschichten zwischen Luftströmungen genannt, die in Stärke und Richtung unterschiedlich sind. Sie waren in der Vergangenheit eine Ursache schwerer Unfälle bei Starts und Landungen. Es ist auch für den fliegerischen Laien verständlich, daß eine plötzliche starke Änderung von Richtung und Stärke des Windes unmittelbar vor dem Aufsetzen kritische Flugzustände zur Folge haben kann. Noch gefährlicher, aber glücklicherweise auch wesentlich seltener sind vertikale Windscherungen, die in wärmeren Gebieten Vertikalgeschwindigkeiten von über 100 km/h erreichen können.

Die Messung von horizontalen Windscherungen löst man mit 2 unterschiedlichen Mitteln. Das eine ist recht konventionell: In der Nähe der Start- und Landebahn errichtet man Maste, an denen man in mehreren Höhen Windstärken- und -richtungsmesser angebracht hat (Bild 5). Die

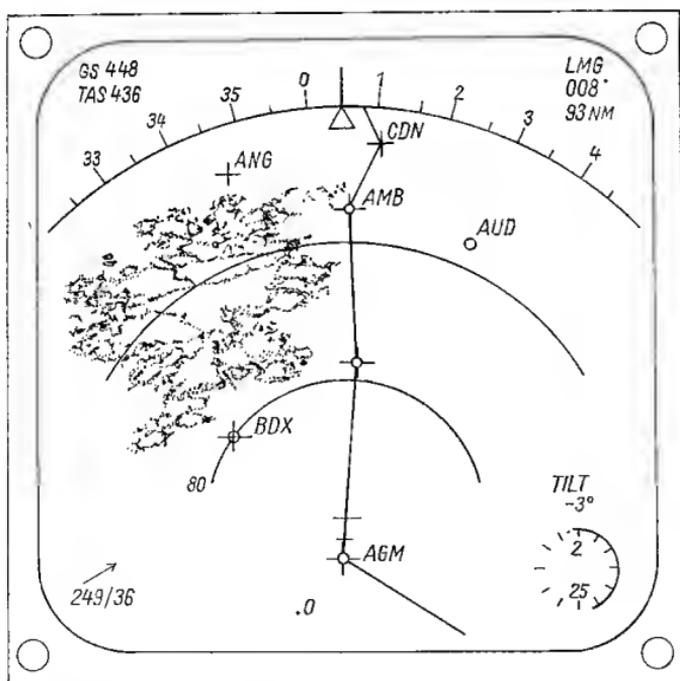


Bild 4 Bildschirm im Cockpit mit Navigationsdarstellung und Einblendung des Wetterradars (Schlechtwettergebiet)

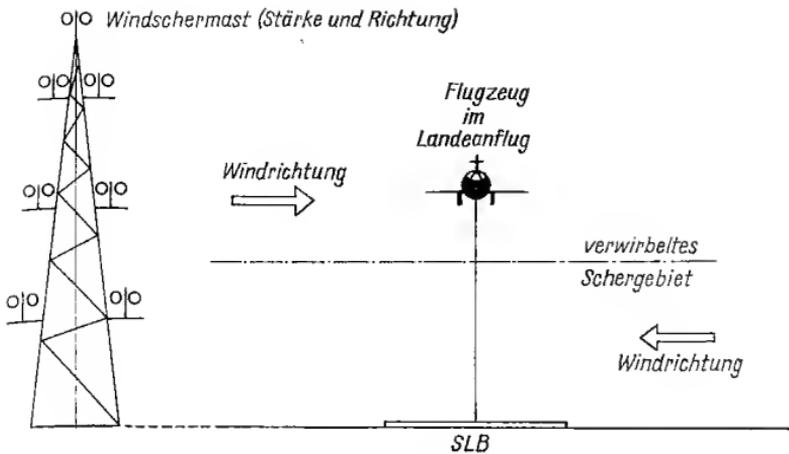


Bild 5 Landeanflug mit Windscherung (Beispiel)

Meßwerte werden zunehmend elektronisch ausgewertet und Gefährdungen über Funk den anfliegenden Piloten mitgeteilt. Eine umfassende Ermittlung setzt viele Maste voraus, was aber die Hindernisfreiheit einschränken kann. Der Übergang zu besseren, zu elektronischen Verfahren ist also abzusehen. Diese wenden das *Doppler*-Verfahren an, dessen Ergebnis elektronisch ausgewertet, zum Flugzeug übertragen und dort angezeigt wird. Das erfordert jedoch einen großen technischen Aufwand; denn die *Doppler*-Verschiebung ist bei den zu erwartenden Relativgeschwindigkeiten gering, die Echostärke ist klein, und es soll ja nicht nur bei Niederschlägen, sondern ebenso bei klarem Wetter gemessen werden. Die Aufgabe ist auch international noch nicht gelöst. Elektroniker bedeutender Entwicklungsinstitute haben sich dieser Aufgabe gewidmet. Sie ist wichtig, wenn man bedenkt, was die Auswertung von Flugunfällen eines Staates der subtropischen Zone ergibt: von 56 Flugunfällen sind allein 8 = 14,3% auf vertikale Windscherungen zurückzuführen.

Im dichter werdenden Luftverkehr, besonders in der unmittelbaren Nähe von Großflughäfen, spielt die Warnung vor Kollisionen mit anderen Luftfahrzeugen eine große Rolle. Im modernen Luftverkehr wird nach Instrumentenflugregeln geflogen und der umgebende Luftraum nur bei Besonderheiten beobachtet. Die Flugzeuge sind größer und auch träger geworden. Die Größe der Flugzeuge führt zu katastrophalen Unfallfolgen. In diesem Fall muß wieder die Elektronik helfen.

Welches Problem bei der Kollisionswarnung zu lösen ist, zeigt allein schon die Frage, ob eine Kollisionsgefahr besteht. Noch schwerer ist die Bestimmung des Ausweichmanövers, durch das ja keine neuen Konflikte entstehen sollen. In Bild 6 sind die sich kreuzenden Wege zweier Luftfahrzeuge mit gleichen Geschwindigkeiten dargestellt. Die Absolutdarstellung zeigt die Ansicht, die sich dem Beobachter auf der Erde bietet. In der Relativedarstellung erscheint das Kurvenbild, wie es auf dem Radarschirm von

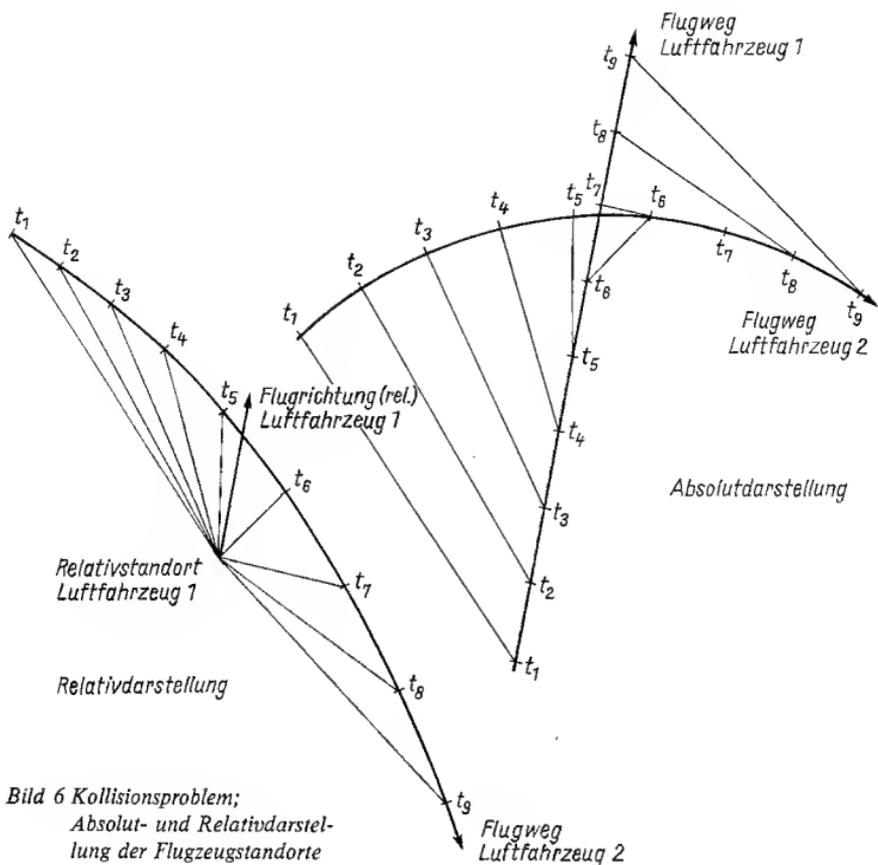


Bild 6 Kollisionsproblem;
 Absolut- und Relativdarstellung
 der Flugzeugstandorte

Luftfahrzeug 1 entsteht. Diese Verhältnisse sind bedeutend schwerer zu beurteilen; die statische Darstellung zeigt aber, daß zur Zeit t_6 der geringste Abstand besteht. So sieht es bei 2 Flugzeugen aus, die mit gleicher Geschwindigkeit gerade Kurse fliegen. Nun stelle man sich die Beurteilung der Luftlage bei mehreren Flugzeugen mit unterschiedlichen, horizontal und vertikal gekrümmten Kursen vor. Der Pilot bedarf der elektronischen Unterstützung.

Es liegt auf der Hand, daß nach Möglichkeit keine neue Technik zu erfinden und zusätzliche Last in den Flugzeugen mitzuführen ist. Durch das Primär- und Sekundärradar liegen ja alle Informationen über die im Bedeckungsbereich befindlichen Flugzeuge, wie Standort, Höhe, Kurs und Geschwindigkeit, vor. Bei geringer Flugdichte können Konfliktsituationen durch einen Beobachter erkannt und durch Kommandos über Funk entschärft werden. Bei einigen Radaranlagen lassen sich die Ziele einer ausgewählten Höhe (also «Höhenscheiben») darstellen, was diese Aufgabe erleichtert. Große Verkehrsdichten fordern aber technische Lösungen.

Die brauchbare elektronische Lösung, die bereits erprobt, aber noch nicht eingeführt ist, arbeitet wie folgt: Die mit Radar erfaßten Daten jedes einzelnen Zieles werden kurzzeitig gespeichert und mathematisch als 3dimensionale Kurve dargestellt. Durch Extrapolation aller Kurven (unter der Voraussetzung, daß jedes Luftfahrzeug seine Kurve weiter beibehält) ermittelt man, zwischen welchen Luftfahrzeugen wann und wo der festgelegte Sicherheitsabstand unterschritten wird. Dazu ist großer Speicher- und Rechneraufwand erforderlich, die beide großen Zeitforderungen entsprechen müssen. Dafür werden schnelle Rechner gebraucht. In der nächsten Phase ermittelt der Rechner die notwendigen Manöver für die Lösung der Konfliktsituationen, ohne neue Gefährdungen zu erzeugen. Alle Änderungen der Kurse dürfen das betroffene Luftfahrzeug aber nicht daran hindern, sein Ziel zu erreichen (Luftstraße erreichen, Landung fortsetzen u. a.). Die ermittelten Korrekturen werden nun auf der bereits vom SSR bekannten Abfragefrequenz von 1090 MHz ungerichtet ausgestrahlt.

Die Informationen für die betroffenen Luftfahrzeuge sind mit der kodierten Adresse versehen und dadurch zu unterscheiden und zuzuordnen. Der Adresse entsprechend wird die zugehörige Information an Bord aufbereitet und dargestellt. Die Informationsdarstellung für den Piloten unterscheidet zwischen den Signalen *Warnung* und *Kommando*. Als Sichtgerät wird dazu das System nach Bild 7a eingesetzt. Bild 7b und Bild 7c zeigen 2 mögliche Fälle.

Obwohl der Aufwand an Elektronik besonders am Boden erheblich ist und durch die unbedingt notwendigen «heißen» Reserven noch gesteigert wird, dürfte künftig diese Technik zumindest bei Großflughäfen die Regel sein. Die Einführung setzt aber wie bei allen diesen Systemen eine internationale Normung von Technik und Verfahren voraus.

Der vorangegangene Abschnitt ließ u. a. erkennen, daß neben dem Zustand des Luftfahrzeugs die Führung durch den Piloten die entscheidende Gewähr für den sicheren Flug bietet. Beide müssen gesichert werden. Wäh-

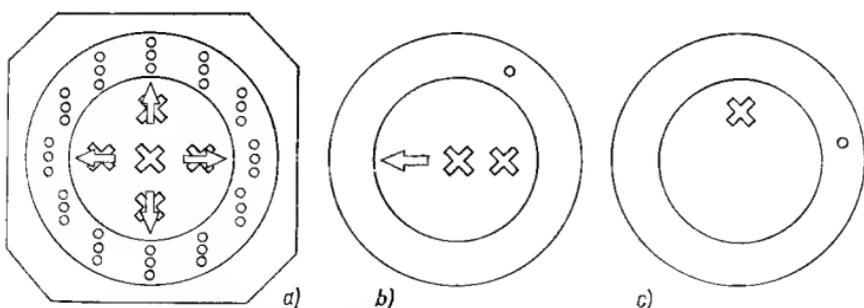
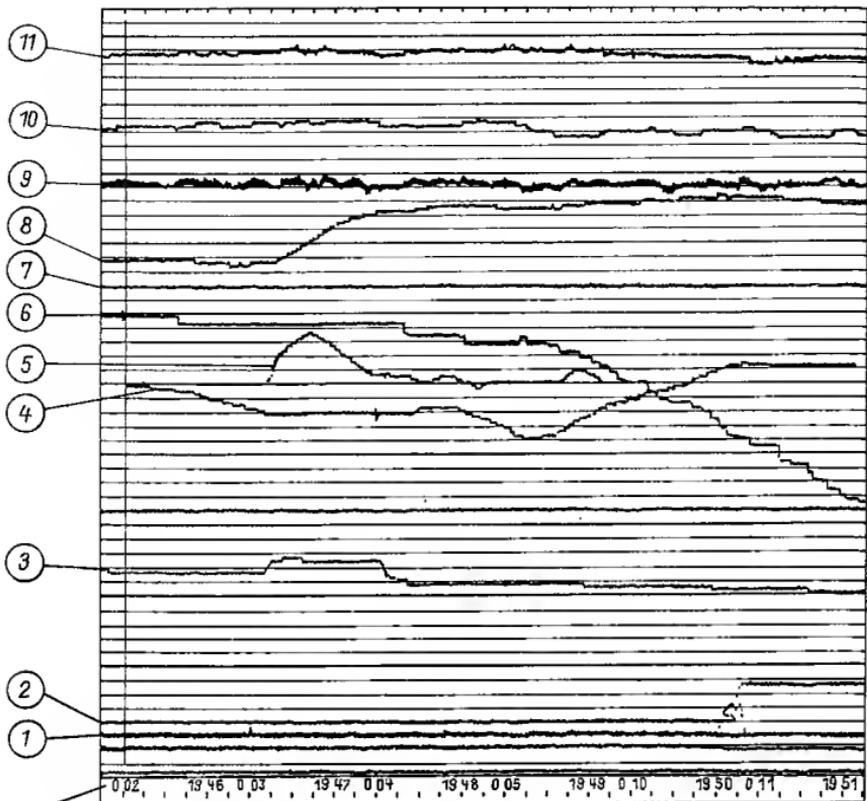


Bild 7 Anzeigegeräte zur Kollisionswarnung;

a – Geräteansicht, b – Anzeige «Gefährdendes Flugzeug rechts auf gleicher Höhe, in 30°-Position (rechts voraus). Kommando: Kurve nach links!», c – Anzeige «Flugzeug oberhalb in etwa 150 m Höhendifferenz und 90°-Position (rechts). Warnung: Nicht steigen!»



Zeitkanal und Kode-Nr.

a)

Bild 8 a - Schribs vom Magnetband eines Flugdatenschreibers; 1 - Leistungshebel
 1. Triebwerk, 2 - Spoiler, 3 - Drehzahl 1. Triebwerk, 4 - Geschwindigkeit,
 5 - Querneigung, 6 - barometrische Höhe, 7 - Stabilisatorstellung, 8 - Magnetkurs, 9 - Lastvielfaches, 10 - Längsneigung, 11 - Höhenruder

rend jedoch der technische Zustand aller Systeme des Flugzeugs vor und nach dem Flug, zum Teil auch während des Fluges festgestellt werden kann, ist die Tätigkeit der Besatzung während des Fluges nicht nachvollziehbar. Hilfsmittel für die Speicherung der Tätigkeit der Besatzungen und die Funktion der technischen Systeme während des Fluges an Bord unterzubringen ist eine objektive Notwendigkeit. Auch diese Hilfsmittel sind elektronische Geräte.

Es sind 2 wichtige Anlagen, die helfen, alle Phasen eines Fluges und die Tätigkeit der Besatzung nachzuvollziehen: der Flugdatenschreiber und der Cockpit-Recorder. Dabei registrieren der Flugdatenschreiber den Flugzustand, die Handlungen der Besatzung bei der Flugzeugführung sowie die Funktion der Systeme und der Cockpit-Recorder jedes von den Besatzungsmitgliedern gesprochene Wort. Je vollständiger, je genauer die gespeichert

FLUG NR 1
 0001 0130 1000-0002 0249 0001 0700
 0111 0765
 FLZ. 40000 LIN. 0671 30. 06. 1987

KDT 111
 TOW 130

AP	QFE	FW	LK	K
2		AUS	15	30

V 339 420 339
 HB 1500

ANFLUG MIT LANDUNG
 FR EIN AUTOMAT

ANFLUG MIT LANDUNG
 FR EIN AUTOMAT

AP	OM	MM	FR	AUS	LDG	UKS
			HK	QK		EIN AUS
3						

V	317	303			314	272	196
HG	356	69	22	22			
NY					1.1		
MK					247		
S							

b) ABW UND BEA BEI DER FLUGDURCHFUEHRUNG

b - Computerausdruck vom Magnetband eines Flugdatenschreibers (mit dem Vorgang des Schriebs nicht identisch) mit auszugsweiser Auswertung,

KDT: Kommandanten-Nr.

V: Geschwindigkeit

FW: Fahrwerk; aus bei 339 km h^{-1}

LK: Landeklappen; auf 15° bei 420 km h^{-1}

OM: Out Marker (äußeres Funkfeuer des ILS)

MM: Middle Marker (mittleres Funkfeuer des ILS)

HG: Höhe über Grund, beim OM: 365 m, beim MM: 69 m

NY: Lastvielfaches vertikal

MK: Magnetkurs

LDG: Landung

UKS: Umkehrschub; ein bei $V = 272 \text{ km h}^{-1}$

ABW: Abweichungen vom Normalen, keine

BEA: Beanstandungen, keine

FR: Flugregler

FLZ: Flugzeug-Nr.

LIN: Linien-Nr.

13.34: Zeit 13 h 34 min (UTC)

ten Informationen sind, um so besser läßt sich nach der Landung der Flug rekonstruieren. Dazu ist allerdings eine Vielzahl von Angaben erforderlich. Um jedoch den Speicher nicht unnötig groß und schwer zu machen, werden die zu speichernden Daten streng ausgewählt. Trotzdem zeichnet beispielsweise der Flugdatenschreiber einer *Boeing 747* immerhin 65 Parameter entweder kontinuierlich oder in Intervallen weniger Sekunden auf und der im *Airbus 310* rund 180. Modernste Geräte registrieren sogar über 250 Parameter! Zumindest aber sind, als geringste Forderungen, die Normabweichungen und die Bedienungshandlungen zu speichern.

Das Aufzeichnen beginnt mit dem Abrollen vom Standplatz; es endet mit dem Erreichen des Standplatzes auf dem Zielflughafen und dem Abstellen der Triebwerke. Die Daten werden digital auf einem breiten Magnetband ähnlich einer Magnetbandaufzeichnung gespeichert (Bild 8). Die Speicherkapazität gestattet die Aufzeichnung von etwa 25 h, dann ist der Datenträger zu wechseln. Die vielen Speicherdaten erlauben bei der Auswertung eine Zustandsbeurteilung der technischen Systeme und unterstützen die Entscheidung über Auswechsel- oder Reparaturarbeiten. Sie tragen damit unmittelbar zur Erhaltung der technischen Flugsicherheit bei und haben Einfluß auf die Reparaturökonomie.

Der Cockpit-Recorder als logische Ergänzung des Flugdatenschreibers zeichnet die Gespräche über die KW- und UKW-Funksprechanlagen, die Kennungen der Funknavigationsanlagen und die Gespräche im Cockpit auf. Vergleichbar ist dieser Recorder mit einem Mehrkanal-Magnetbandgerät. Er verfügt meist über 4 Kanäle, von denen einer dem Sprechgeschirr des Kommandanten, der 2. dem 2. Piloten und der 3. dem Navigator zugeordnet ist. Auf dem verbleibenden 4. Kanal wird das mit dem Flugdatenschreiber gemeinsame Zeitsignal aufgezeichnet. Häufig wird einer der Sprachkanäle einem freien Mikrofon im Cockpit zugeordnet, um die Gespräche der Besatzungsmitglieder ohne Sprechgeschirre zu erfassen.

Der Cockpit-Recorder muß bereits vor dem Verlesen der Checkliste (Liste der Prüfhandlungen der Besatzungsmitglieder vor dem Start) in Betrieb gesetzt werden, und er bleibt es bis nach dem Verlesen der Checkliste «Flugabschluß». Da Flüge meist mehrere Stunden dauern und eine so lange Aufzeichnung nur mit sehr großem Aufwand möglich ist, hat man sich aus der Erfahrung entschlossen, nur die letzten 2 h zu speichern. Der Speicher besteht deshalb aus einem endlosen Band, auf dem mit der Neuaufzeichnung die «alte» Aufzeichnung gelöscht wird. Die Zuordnung der in beiden Systemen gespeicherten Informationen ist durch die Zeitsignale gesichert, die in beiden Speichern enthalten sind.

Die Speichermedien sind besonders zu schützen, damit sie bei Katastrophen nicht zerstört werden und für die Aufklärung der Ursachen zur Verfügung stehen. Die Bänder laufen in einer speziell isolierten, doppelwandigen Metallbox. Dieser Behälter schützt die Speicher vor Beschleunigung bis zum 100fachen der Erdbeschleunigung (100 g) und für die Zeit von mindestens 10 min vor Temperaturen bis 1000°C. Zum Auffinden werden diese Speichereinrichtungen mit auffälligen Farben (orange) gekennzeichnet. Um das Auffinden unter Wasser zu erleichtern, sind sie mit einer Ortungs-

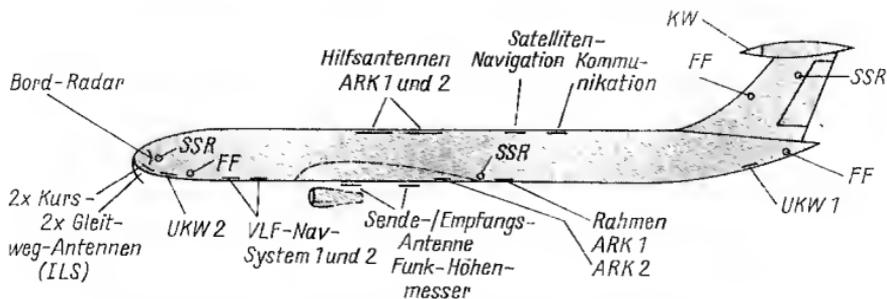


Bild 9 Antennenorte an einem voll ausgerüsteten fiktiven Verkehrsflugzeug

einrichtung versehen. Ein Ultraschallsender mit autonomer Stromversorgung sendet bis zu einer Zeit von 30 Tagen Signale aus. Dieser Sender bleibt bis zu einer Wassertiefe von 6000 m funktionsfähig.

Die Auswertung eines Fluges wurde ursprünglich nur durch Verfolgung der Kurven des Flugdatenschreibers und Abhören der Informationen des Cockpit-Recorders vorgenommen. In modernen Systemen wird die Informationsauswertung des Flugdatenschreibers durch Computer gestützt. Der Computer bietet mit seinem Textausdruck genauere Möglichkeiten, Unregelmäßigkeiten zweifelsfrei festzustellen oder auszuschließen. Der Zweck dieser doch recht aufwendigen elektronischen Mittel, noch besser, wirtschaftlicher und vor allem noch sicherer fliegen zu können, wird durch ihre ständige Anwendung und durch kontinuierliche Auswertung und Beseitigung der erkannten Fehler erreicht.

Der vorliegende Beitrag gab einen weiteren Einblick in das elektronische «Innenleben» von Luftfahrtssystemen, an denen ja ein Flugzeug so reich ist. Zum Abschluß sollen noch die äußeren, sichtbaren Zeichen der elektronischen Ausrüstung gezeigt werden: Die Antennen. Zur Darstellung wurde ein nicht existierender Flugzeugtyp mit den Antennenorten versehen (Bild 9), wie sie der Realität entsprechen. Die elektronische Ausrüstung eines Flugzeugs erweist sich als sehr vielfältig und nutzt Frequenzen von NF über HF und VHF/UHF bis in die GHz-Bereiche. Sie erleichtert an allen Stellen die Arbeit der Besatzung und erhöht die Flugsicherheit.

Neue elektronische Bauelemente von TESLA/ČSSR

Dipl.-Ing. Jiří Tomkovic

Von den neuen diskreten Bauelementen wären vor allem die Leistungs-FET zu nennen. Die n-Kanal-MOSFET *KUN 05*, *KUN 10*, *KUN 20* und *KUN 40* ermöglichen es, die Vorteile der Feldeffekttransistoren, wie z. B. den hohen Eingangswiderstand, den äußerst niedrigen Ausgangswiderstand im durchgesteuerten Zustand usw., auch bei hohen Strömen zu nutzen. Im Vergleich zu bipolaren Transistoren weisen die MOSFET im durchgesteuerten Zustand einen positiven Temperaturkoeffizienten und damit gewissermaßen einen Selbstschutz bei Überlastung auf, der aus der Bipolartechnik bekannte 2. Durchbruch existiert nicht. Nachfolgend die Zusammenstellung einiger Daten:

	<i>KUN 05</i>	<i>KUN 10</i>	<i>KUN 20</i>	<i>KUN 40</i>
$U_{DS\ max}$	50 V	100 V	200 V	400 V
$R_{DS(on)/max}$ ($U_{GS} = 12V$, $I_{DS} = 6\ A$, $4,5\ A$)	0,1 Ω	0,2 Ω	*0,75 Ω	1,4 Ω
$ Y_{21} _{min}$	3,0 S	2,7 S	2,2 S	1,7 S
t_{on}/t_{off}	80 ns/180 ns		10/160 ns	
I_{Dmax}	12 A	12 A	7 A	4,5 A
I_{DMmax}	36 A	36 A	21 A	13 A

Der Drainreststrom bei $U_{GS} = 0$ und $U_{DS} = U_{DSmax}$ ist $I_{DSS} = 1\ mA$, der max. Gatereststrom bei $U_{DS} = 0$ und $U_{GS} = 20\ V$ ist $I_{GSS} = 100\ nA$, die Abschlußspannung bei $U_{DS} = U_{GS}$ und $I_{DS} = 10\ mA$ liegt im Bereich von $U_P = 2$ bis $5\ V$. Die Transistoren haben ein *TO-220*-Plastgehäuse mit $R_{thjc} = 1,86\ K/W$ und $T_{amax} = 150^\circ C$, die max. Verlustleistung beträgt $70\ W$.

Der Anwendungsbereich der Leistungs-MOSFET ist sehr groß. Sie finden ihren Einsatz überall dort, wo mit einer geringen Steuerleistung eine relativ große Schaltleistung realisiert werden muß, z. B. bei Schaltnetzteilen, Mikrorechnerinterfaces, aber auch Breitband- und NF-Verstärkerschaltungen. Bild 1 gibt die Anschlußbelegung wieder. Der Transistor muß auf den Kühlkörper gegebenenfalls isoliert montiert werden, denn das Gehäuse führt das Drainpotential.

Ein weiterer FET für Schalt- und NF-Anwendungen bis $300\ mA$ ist der n-Kanal-DMOS-Anreicherungstyp *KSN 20*. Der Transistor hat folgende Grenzwerte:

$U_{DSmax} = 200 \text{ V}$ $I_{DMmax} = 800 \text{ mA}$
 $U_{GS0max} = 20 \text{ V}$ $P_{DSmax} = 630 \text{ mW}$
 $I_{Dmax} = 300 \text{ mA}$ $T_a = -55 \text{ bis } +150^\circ\text{C}$

Der Drainreststrom bei $U_{DS} = 160 \text{ V}$ und $U_{GS} = 0$ ist $I_{DSS} \leq 10 \mu\text{A}$, der Gatestrom beträgt bei $U_{GS} = 20 \text{ V}$ und $U_{DS} = 0 \text{ V}$ $I_{GSS} \leq 100 \text{ nA}$. Die Abschlußspannung liegt bei $U_{GS} = U_{DS}$ und $I_D = 1 \text{ mA}$ im Bereich von $U_p = 1,5$ bis $3,5 \text{ V}$. Der größte Widerstand im durchgesteuerten Zustand, d. h. bei $U_{GS} = 10 \text{ V}$, $I_D = 300 \text{ mA}$, wird mit 12Ω angegeben, die Steilheit bei $U_{DS} = 15 \text{ V}$ und $I_D = 300 \text{ mA}$ mit $\geq 150 \text{ mS}$. Interessant ist auch die Ein- und Ausschaltzeit. Sie wird mit typ. 20 bzw. 30 ns bei $U_{DD} = 30 \text{ V}$, $I_D = 280 \text{ mA}$ und $U_{GS} = 10 \text{ V}$ angegeben. Der Transistor befindet sich in einem *T0-92*-Plastgehäuse mit $R_{thja} = 200 \text{ k/W}$. In Bild 1 findet der Leser die Anschlußbelegung.

Neu im Herstellungsprogramm von TESLA sind auch die Dual-Gate-FET *KF 964*, *KF 966* und *KF 982*. Es sind n-Kanal-Verarmungs-FET, die den bekannten Typen *BF 964*, *BF 966* und *BF 982* entsprechen. Der *KF 964* ist besonders für die Eingangsstufen der VHF-Kanalwähler oder Antennenverstärker im III. Fernsehband geeignet, der *KF 966* für die Eingangsstufen der UHF-Kanalwähler und Antennenverstärker und schließlich der *KF 982* für die Eingangs- und Mischstufen im UKW-Tuner. Die Transistoren haben ein *T0-50*-Plastgehäuse und werden durch Farbkode (einen Farbstreifen schräg am Gehäuse) gekennzeichnet.

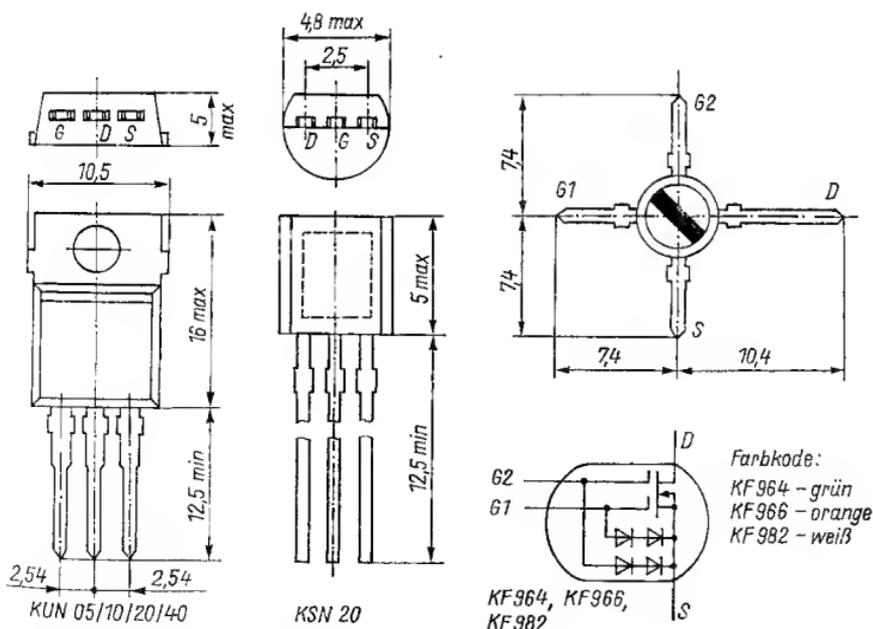


Bild 1 Anschlußbelegung und Bauform der Transistoren KUN ..., KSN 20 und KF 9 ...

Der Grenzwert der Drain-Source-Spannung wird mit 20 V angegeben, der des Stromes der beiden Gateanschlüsse mit ± 10 mA, des Drainstromes mit 30 mA bzw. 40 mA bei *KF 982*. Die max. Verlustleistung ist 300 mW. Die Abschürspannung kann max. $-2,5$ V für *G1* und -2 V ($-2,1$ V bei *KF 982*) für *G2* bei $I_{DS} = 10 \mu\text{A}$ und $U_{G1S} = 0$ V bzw. $U_{G2S} = 4$ V betragen. Die dynamischen Eigenschaften der Transistoren werden in den y -Parametern zusammengefaßt, um einen möglichst exakten Entwurf der Verstärkerstufen zu erreichen:

– <i>KF 964</i>				Arbeitspunkt: $U_{DS} = 15$ V
y_{11}	y_{12}	2,87	0,02	$U_{G2S} = 4$ V
y_{21}	y_{22}	17,18	1,41	$U_{DS} = 10$ mA
				$f = 200$ MHz
– <i>KF 966</i>				Arbeitspunkt: $U_{DS} = 15$ V
y_{11}	y_{12}	2,78	0,02	$U_{G2S} = 4$ V
y_{21}	y_{22}	17,18	1,41	$U_{DS} = 10$ mA
				$f = 200$ MHz
y_{11}	y_{12}	11,45	0,03	
y_{21}	y_{22}	17,03	5,23	$f = 800$ MHz
– <i>KF 982</i>				Arbeitspunkt: $U_{DS} = 10$ V
y_{11}	y_{12}	5,09	0,03	$U_{G2S} = 4$ V
y_{21}	y_{22}	17,47	1,55	$I_{DS} = 10$ mA
				$f = 200$ MHz
y_{11}	y_{12}	9,19	0,02	
y_{21}	y_{22}	25,58	4,88	$f = 400$ MHz

Die Rauschzahl liegt für den *KF 964* bei typ. 1,5 dB (max. 2,8 dB), für den *KF 966* bei typ. 1,5 dB (max. 3,9 dB) und für den *KF 982* bei typ. 1,2 dB (bei dem oben angegebenen Arbeitspunkt und einer Frequenz von 200 MHz). Bei 800 MHz hat der *KF 966* eine Rauschzahl von typ. 2,8 dB.

Für Mischstufen im Frequenzbereich bis 12,4 GHz mit einer Zwischenfrequenz von 30 MHz sind die *Schottky*-Dioden *CS 13* und *CS 14* entwickelt worden. Die max. Sperrspannung beträgt 3 V, der max. Durchlaßstrom 50 mA und die max. Verlustleistung 100 mW. Der pn-Übergang hat eine Kapazität von höchstens 0,3 pF bei *CS 13* bzw. 0,2 pF bei *CS 14*. Der ZF-Widerstand bleibt bei 9,35 GHz unter 500 Ω . Die Überlastbarkeit ist für $t = 1 \mu\text{s}$ und $P_m = 0,5$ W mindestens 0,5 μJ . Bei den *RCS 130*, *RCS 131* und *RCS 132* handelt es sich ebenfalls um *Schottky*-Dioden, die für die Balance-mischer im Frequenzbereich von 0,85 bis 18 GHz bestimmt sind.

Für die HF-Sender im Frequenzbereich von 8,2 bis 12,4 GHz entwickelte man bei TESLA die *Gunn*-Diode *VCG 200*. Diese Diode kann mit einer Betriebsspannung von $9 \pm 0,2$ V und einem max. Arbeitsstrom von 150 mA betrieben werden. Die Ausgangsleistung beträgt dann im Frequenzbereich von 9,2 bis 9,5 MHz mindestens 10 mW.

Das Angebot leistungselektronischer Bauelemente wurde um 2 neue Reihen erweitert. Die Typenreihe *KT 130* umfaßt schnelle Thyristoren mit einer Blockierspannung von 600 bis 800 V und einem mittleren Durchlaßstrom von 6 A. Die Ausschaltzeit wird bei $T_c = 70^\circ\text{C}$, $U_{DM} = 600$ V, der max. Strom- und Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von -40 A/ μs bzw. 300 V/

1-BP	18-E4	32-G4	46-G1
2...5-NC	19-D4	33-DT	47
6-E1	20-C4	34-B3	48 NC
7-D1	21-T4	35-A3	49
8-C1	22-E5	36-F3	50-BP
9-T1	23-D5	37-G3	
10-E2	24-C5	38-B2	
11-D2	25-B5	39-A2	
12-C2	26-A5	40-F2	
13-T2	27-F5	41-G2	
14-E3	28-G5	42-NC	
15-D3	29-B4	43-B1	
16-C3	30-A4	44-A1	
17-T3	31-F4	45-F1	

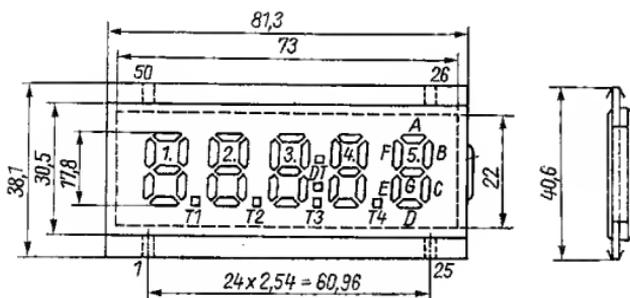


Bild 2 Anschlußbelegung und Bauform der LCD-Anzeige 5 DT 801 B

μs mit $t_q \leq 6 \mu\text{s}$ angegeben. Der Blockierstrom ist $I_D \leq 1,5 \text{ mA}$, der Haltestrom $I_H \leq 100 \text{ mA}$, der Arbeitstemperaturbereich -55 bis $+125^\circ\text{C}$.

In den Typenreihen *KT 739* und *KT 739A* wurden Triacs mit einer max. Blockierspannung von 400 bis 900 V und einem effektiven Durchlaßstrom von 10 A (periodischen Spitzenstrom von 30 A) vorgestellt. Die Steuerelektrode wird charakterisiert durch eine mittlere Verlustleistung von max. 0,5 W und einen Zündstrom von $\leq 80 \text{ mA}$. Die kritische Spannungsanstiegsgeschwindigkeit der Kommutierungsspannung ist $\leq 6 \text{ V}/\mu\text{s}$, der Haltestrom und Blockierstrom $\leq 50 \text{ mA}$ bzw. $\leq 1 \text{ mA}$, der Arbeitstemperaturbereich -40 bis $+100^\circ\text{C}$. Diese Triactypen werden in den Kühlkörper eingepreßt. Beide Typenreihen, d. h. *KT 739* und *KT 739A*, unterscheiden sich nur geringfügig in der Gehäuseausführung.

Die Auswahl der diskreten Bauelemente wird nun mit der sicherlich für viele Elektronikamateure interessanten 5stelligen LCD-Anzeige mit einer Zeichengröße von 17,8 mm, der *5 DT 801 B*, abgeschlossen. Ebenso wie die in der Produktion befindliche $3\frac{1}{2}$ stellige Anzeige *4 DT 822 B* ist die *5 DT 801 B* mit Drahtanschlüssen versehen, so daß sie direkt in die Leiterplatte eingelötet werden kann. Die Belichtung kann von hinten vorgenommen werden (Durchlicht-Ausführung). Der Effektivwert der Betriebsspan-

nung muß im Bereich von 3,5 bis 8 V liegen, die Frequenz im Bereich von 20 bis 150 Hz. In Bild 2 sind die entsprechende Bauform und die Anschlußbelegung ersichtlich.

Für anspruchsvolle Meßaufgaben wurden die Operationsverstärker *MAC 524 C*, *MAE 524 C* und *MAB 524 C* entwickelt. Auf dem Chip sind Rückführwiderstände, die eine stufenweise Verstärkungseinstellung von 1, 10, 100 und 1000 ermöglichen sowie Schutzschaltungen für beide Eingänge integriert. Die integrierte Schaltung verfügt weiterhin über einen offenen Ausgang, über Anschlüsse zur Kompensation der Eingangs- und Ausgangsoffsetspannung. Die Betriebsspannung beträgt $\leq \pm 18$ V, die Differenzeingangsspannung ≤ 36 V, die Spannung am Referenzeingang $\leq U_{CC}$ und die Verlustleistung ≤ 180 mW. Der Arbeitstemperaturbereich wird für den *MAC 524 C* mit -55 bis $+125^\circ\text{C}$ angegeben, für den *MAE 524 C* mit -25 bis $+85^\circ\text{C}$ und für den *MAB 524 C* mit 0 bis $+70^\circ\text{C}$. Im Übersichtsschaltplan (Bild 3) sieht man, daß es sich in diesem Fall um einen Instrumentationsverstärker mit einer hohen Genauigkeit handelt. Das soll an Hand einiger ausgewählter Daten verdeutlicht werden:

	G = 1	G = 10	G = 100	G = 1000
max. Verstärkungsfehler in % ($U_0 = \pm 10$ V)				
<i>MAE 524 C</i>	0,02	0,10	0,25	0,50
<i>MAC 524 C, MAB 524 C</i>	0,05	0,25	0,50	2,00
max. Nichtlinearität in % ($U_0 = -10$ bis $+10$ V)				
<i>MAE 524 C</i>	0,003	0,003	0,003	0,01
<i>MAC 524 C, MAB 524 C</i>	0,01	0,01	0,01	0,01
min. Gleichaktunterdrückung in dB				
<i>MAE 524 C</i>	80	100	110	120
<i>MAC 524 C, MAB 524 C</i>	70	90	100	110
max. Temperaturkoeff. in ppm/K				
<i>MAE 524 C, MAC 524 C</i>	5	10	25	50
<i>MAB 524 C</i>	5	15	35	100
Grenzfrequenz ($U_0 = 100$ mV, $U_{CC} = \pm 15$ V) typ.				
	1 MHz	400 kHz	150 kHz	25 kHz

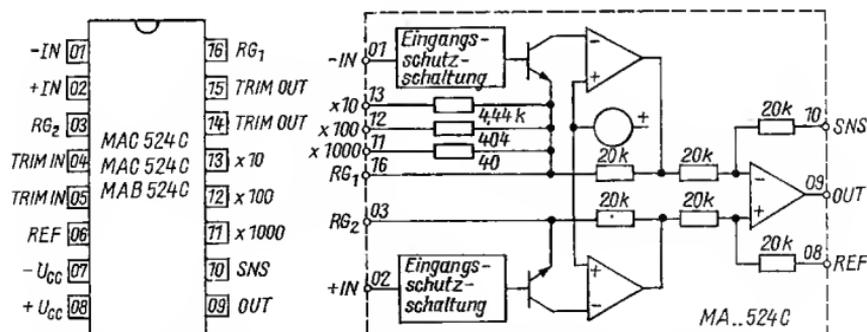


Bild 3 Anschlußbelegung und Übersichtsschaltplan des *MAC 524 C/MAE 524 C/MAB 524 C*

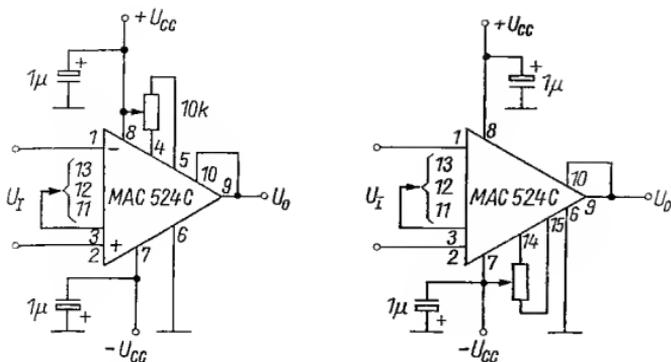


Bild 4 Nullpunkt Korrektur der Eingangs- und Ausgangsoffsetspannung des MAC 524 C

Die Eingangsoffsetspannung ist je nach Typ ≤ 50 bis $250\mu\text{V}$, der Eingangsruhestrom ≤ 15 bis 50 nA , die Ausgangsoffsetspannung ≤ 2 bis 5 mV und der Ausgangsoffsetstrom ≤ 10 bis 35 nA . Der Eingangswiderstand liegt typ. bei $10^9\ \Omega$, die Eingangskapazität bei 10 pF , die Slew Rate bei $5\text{ V}/\mu\text{s}$ und der Betriebsstrom bei typ. $3,5\text{ mA}$ (max. 5 mA). Die Verstärkung wird durch die Verbindung von pin 11, pin 12 bzw. pin 13 mit pin 3 eingestellt. Es besteht aber auch die Möglichkeit, über einen äußeren Widerstand eine andere Verstärkung einzustellen. In Bild 4 ist die Beschaltung zur Ein- und Ausgangsoffsetkompensation zu sehen. Der Schaltkreis befindet sich in einem 16poligen DIL-Keramikgehäuse, die Anschlußbelegung ist ebenfalls aus Bild 3 ersichtlich.

Der MHB 576 ist zur Regelung der Intensität ohmscher Lichtquellen auf dem Prinzip der Phasenanschnittsteuerung bestimmt. Er besteht aus einem 7-bit-Ringzähler, der die halbe Periode der gesteuerten Spannung in 128 Zeitabschnitte aufteilt, und einem weiteren 7-bit-Vor-/Rückwärtszähler (Intensität-Speicher), der direkt durch die Eingänge SENS und EXT vom Nutzer gesteuert wird. Ein Komparator generiert dann durch den Vergleich der beiden Zählerstände einen Ausgangsimpuls. Über die Eingänge SENS und EXT kann dadurch einerseits die Leistung an einem Leistungssteller (z. B. Triac) verändert werden – das Steuersignal liegt länger als 20 Perioden der gesteuerten Spannung an. Andererseits bewirkt ein Steuersignal in einer Länge von 2 bis 20 Perioden der gesteuerten Spannung das Blockieren des Vor-/Rückwärtszählers bzw. das Aktivieren des Komparators und somit das Aus- bzw. Einschalten des Leistungsstellers. Bei jeder Aktivierung der Steuereingänge (länger als 20 Perioden) oder beim Erreichen der Endlagen des Vor-/Rückwärtszählers (sprich des minimalen bzw. maximalen Zündwinkels) wird die Intensitätsänderung ihre Richtung wechseln. Der Eingang SENS wurde als Berührungssensor ausgeführt, der Eingang EXT gestattet den Anschluß langer Leitungen (höhere Störsicherheit). Die IS weist einen Oszillator auf, der auf der 2048fachen Frequenz der gesteuerten Wechselspannung schwingt und mit einer PLL-Schleife synchronisiert wird. Die Netzüberwachung bewirkt einen Sparbetrieb und damit In-

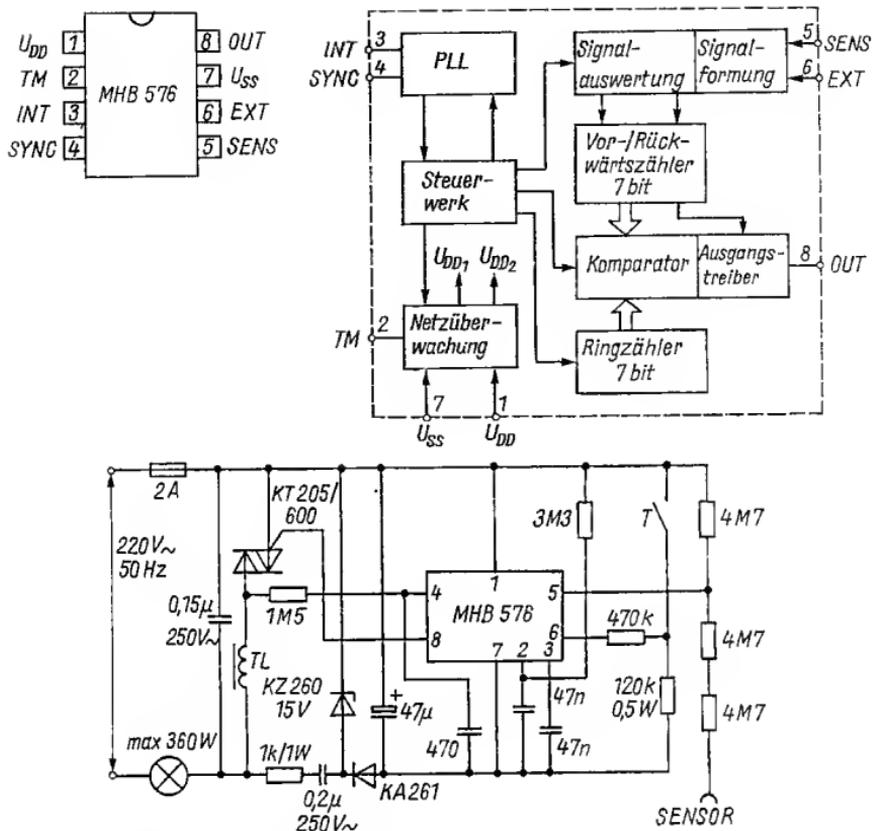


Bild 5 Anschlußbelegung, Übersichtsschalplan und Schaltungsbeispiel für den Ansteuerschaltkreis MHB 576

formationserhalt bei kurzen Netzausfällen. Die max. Betriebsspannung ist 20 V, ebenso die max. Spannung an allen Eingängen. Die Arbeitsfrequenz muß > 45 Hz sein, die Verlustleistung ist ≤ 250 mW, der Betriebsstrom $\leq 1,4$ mA, der Betriebsruhestrom $\leq 0,85$ mA ($U_{DD} = 1,5$ V). Der Schaltkreis stellt einen Zündstrom von ≥ 40 mA bereit. Der IS wird in einem 8poligen DIL-Plastgehäuse in NMOS-Technologie hergestellt. In Bild 5 sind der Übersichtsschalplan und ein Anwendungsbeispiel dargestellt.

Der MHB 7106 ist ein $3\frac{1}{2}$ stelliger A/D-Wandler mit Ausgängen zur Ansteuerung von LCD. Der IS entspricht dem ICL 7106 und ist pin- und funktionskompatibel zum ICL 7136, der unter der Bezeichnung C 7136 D vom VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) hergestellt wird und in [3] ausführlich beschrieben wurde. Der Typ 7106 unterscheidet sich vom 7136 lediglich durch eine höhere Leistungsaufnahme (höheren Ruhestrom der Treiberstufen und des Integrators). Daraus resultieren einige Abweichungen in der Dimensionierung (Bild 6). Der Schaltkreis wird in einem 40poligen DIL-

Plastgehäuse in CMOS-Technologie hergestellt. Folgende Grenzwerte wurden angegeben:

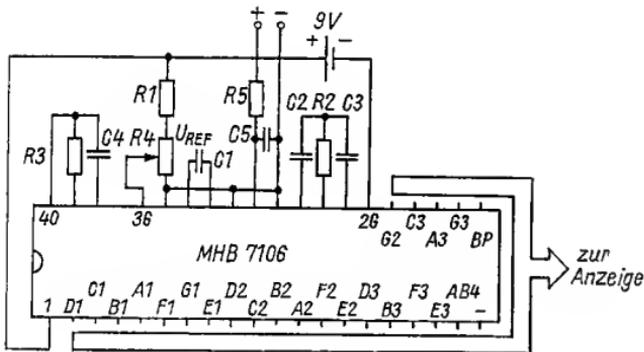
$$U_{1/26} = -0,3 \dots 15 \text{ V}$$

$$U_1 = U_{DD} \dots U_{SS} \quad P_{\text{tot}} = 80 \text{ mW}$$

$$U_{40} = U_{\text{test}} \dots U_{DD} \quad T_a = 0 \text{ bis } 70^\circ\text{C}$$

Unter der Bezeichnung *MHB 7524 ...*, *MHB 7533 ...* und *MHF 7533 ...* sind weitere D/A-Wandler in CMOS-Technologie vorgestellt worden. Der *MHB 7524 ...* ist ein 8-bit-D/A-Wandler, der ein R-2R-Widerstandsnetzwerk, einen Rückführwiderstand, Stromschalter und ein /WR- und /CS-gesteuertes Eingangsregister enthält. Bei L-Pegel am /CS- und /WR-Eingang folgt der Ausgang den Änderungen an den logischen Eingängen (direkte Umwandlung). Bei H-Pegel an /CS oder /WR wird die letzte anliegende Binärinformation vor der L/H-Flanke gespeichert, und damit bleibt der analoge Wert am Ausgang erhalten. Der D/A-Wandler benötigt eine hochstabile Referenzspannung- bzw. Stromquelle und, wenn notwendig, einen OPV am Ausgang als Stromspannungswandler, denn der Schaltkreis verfügt über 2 Stromausgänge.

Die max. Betriebsspannung beträgt $U_{DD} = 17 \text{ V}$, die max. Referenzspannung $U_{\text{Ref}} = \pm 25 \text{ V}$, ebenfalls die Spannung an den Rückführwiderständen; die Spannung an den logischen Eingängen sowie an den Stromausgängen



Bauelement	Meßbereich	
	200 mV ($U_{\text{REF}} = 100 \text{ mV}$)	2V ($U_{\text{REF}} = 1 \text{ V}$)
R1	24 k Ω	24 k Ω
R2	47 k Ω	470 k Ω
R3	100 k Ω	100 k Ω
R4	1 k Ω	25 k Ω
R5	1 M Ω	1 M Ω
C1	0,1 μF	0,1 μF
C2	0,47 μF	0,047 μF
C3	0,22 μF	0,22 μF
C4	100 pF	100 pF
C5	0,01 μF	0,01 μF

Bild 6 Typische Beschriftung für den A/D-Wandler-Schaltkreis MHB 7106

ist $-0,3 \dots U_{DD}$. Die max. Verlustleistung ist 500 mW und der Betriebstemperaturbereich 0 bis 70°C. Der Arbeitsstrom liegt, je nach Typ und Betriebsspannung, für $U_{IN} = 2,4$ V bei $I_{DDO} \leq 100$ bis 500 μ A bzw. für $U_{IN} = 0,8$ V bei $I_{DDO} \leq 2$ bis 5 mA. Die integrale Nichtlinearität übersteigt im gesamten Temperaturbereich bei $U_{DD} = 5$ V nicht $\pm 1/2$ LSB bzw. bei $U_{DD} = 15$ V $\pm 1/4$ LSB, der Eingangswiderstand am pin 15 liegt bei 5 bis 20 k Ω , der Ausgangsoffsetstrom $I_{OUT1/2} \leq 50$ nA bei $T_a = 25^\circ\text{C}$. Weiterhin wird die Verzögerung des Analogausgangs gegenüber den Digitaleingängen bei einem Sprung von 0 V auf U_{DD} mit 60 ns ($U_{DD} = 5$ V) bzw. 20 ns bei ($U_{DD} = 15$ V), bei einem Sprung von U_{DD} auf 0 V mit 150 ns ($U_{DD} = 5$ V) bzw. 120 ns ($U_{DD} = 15$ V) angegeben (90% des Analogwerts am Ausgang, $R_{COUT} = 100 \Omega/13$ pF).

Der IS wird in 3 Modifikationen angeboten als *MHB 7524*, *MHB 7524 J* und *MHB 7524 K*. Die angegebenen Werte beziehen sich auf den *MHB 7524 K*; die Typen *MHB 7524* und *MHB 7524 J* weisen zum Teil etwas schlechtere Parameter auf. Der Schaltkreis wird in einem 16poligen DIL-Plastgehäuse hergestellt, Bild 7 gibt die pin-Belegung wieder.

Der *MHB 7533 ...* bis *MHF 7533 ...* ist ein direkter 10-bit-A/D-Wandler, der im Unterschied zu *MHB 7524* kein Eingangsregister enthält, der Aufbau und die Grenzwerte sind aber gleich. Die max. integrale Nichtlinearität wird im gesamten Temperaturbereich mit $\pm 1/2$ LSB angegeben, der Eingangswiderstand am pin 15 ebenfalls mit 5 bis 20 k Ω , der Ausgangsoffsetstrom mit $I_{OUT} \leq +50$ bis $+200$ nA bei $T_a = 25^\circ\text{C}$, der Strombedarf bei $U_{IN} = 2,4$ V mit $I_{DDO} \leq 100$ bis 700 μ A bzw. bei $U_{IN} = 0,8$ V mit $I_{DDO} \leq 4$ bis 7 mA je nach Typ und Betriebsspannung. Die bereits erläuterte Verzögerungszeit beträgt für beide Fälle, d. h. von 0 V auf U_{DD} und umgekehrt, 150 ns bei $U_{DD} = 5$ V und 50 ns bei $U_{DD} = 15$ V ($T_a = 25^\circ\text{C}$). Der *MHB 7533:..* ist für einen Betriebstemperaturbereich von 0 bis 70°C bestimmt, der *MHF 7533 ...* ermöglicht einen Einsatz im erweiterten Temperaturbereich von -40 bis $+85^\circ\text{C}$. Auch in diesem Fall gibt es mehrere Modifikationen: den *MHB 7533, ... J, ... K, ... L* und *MHF 7533J, ... K, ... L*;

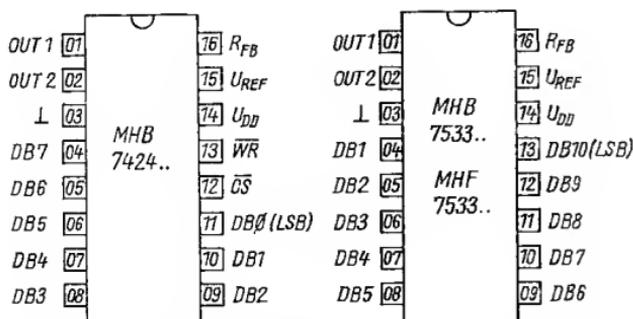


Bild 7 Anschlußbelegung der 8-bit- bzw. 10-bit-A/D-Wandler-Schaltkreiserien *MHB 7524 ...* und *MHB 7533 .../MHF 7533 ...*

wobei der *L*-Typ die besseren Parameter aufweist. Der IS wird ebenfalls in einem 16poligen DIL-Plastgehäuse hergestellt, die pin-Belegung gibt das Bild 7 wieder. Alle Typen, d. h. *MHB 7524 ...*, *MHB 7533 ...* und *MHF 7533 ...* sind im gesamten Betriebs- und Temperaturbereich voll TTL-kompatibel.

Ein weiterer Schaltkreis in CMOS-Technologie ist der statische RAM *MHB 4514* mit einer Speicherkapazität von 4096 bit in einer Organisation von 1 Kbit \times 4. Sowohl in der pin-Belegung als auch in den Grenzwerten gleicht er dem *U 224 D*. Lediglich in der Funktion und den statischen und dynamischen Kennwerten gibt es einige Abweichungen. Im Gegensatz zum *U 224 D* hat der *MHB 4514* kein Adreßlatch. Der statische Betriebsspannungsbereich wird mit $U_{CC} = 4,5$ bis $5,5$ V bei $T_a = 0$ bis 70°C angegeben. Der max. Ruhestrom bei $U_{CC} = 5,5$ V liegt unter $100 \mu\text{A}$, der Eingangsleckstrom im Bereich $-1,0$ bis $+1,0 \mu\text{A}$, $U_{OH} \geq 2,4$ V und $U_{OL} \leq 0,4$ V, die Schlafspannung $U_{CCS} \geq 2,0$ V. Von den dynamischen Kennwerten seien nur die Adreß- bzw. /CS-Zugriffszeit genannt, die ≤ 650 ns ist, und die negative /WE-Impulsdauer mit ≥ 350 ns. Der *MHB 4514/4* weist mit einer Adreß- bzw. /CS-Zugriffszeit von ≤ 450 ns etwas bessere dynamische Eigenschaften auf. Der IS befindet sich ebenso wie der *U 224 D* in einem 18poligen DIL-Plastgehäuse, die pin-Belegung ist z. B. in [4] unter *U 214 D* bzw. *U 224 D* ersichtlich.

Literatur

- [1] Technické zprávy – Novinky 1988 (předbežné technické údaje): Diskrétní polovodičové součástky. Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1987.
- [2] Technické zprávy – Novinky 1988 (předbežné technické údaje): Integrované obvody. Tesla Rožnov, Rožnov pod Radhoštěm 1987.
- [3] Gittner/Kahl, Analog-Digital-Wandler C7136D. radio fernsehen elektronik 36 (1987) Heft 12, Seite 762 bis 767.
- [4] Kieser/Bankel, Einchipmikrorechner. Berlin 1986.

Spulenmagnetbänder und Zubehör von ORWO

Dipl.-Ing. Frank Roscher

Beim VEB *Fotochemisches Kombinat* wird das Audiobandangebot für den Amateurbedarf fortlaufend verbessert. So entfielen erneut Magnetbandtypen, die durch bessere ersetzt wurden. Ebenso hat sich das Angebot an Zubehör vergrößert. Entsprechend dem Produktionsstand werden die aktuellen Bandtypen sowie das Zubehör vorgestellt und einige allgemeine Hinweise gegeben. Es sei darauf verwiesen, daß mit dem vorgestellten Sortiment kein Einzelhandelsnachweis gegeben ist.

Band-Klassifizierung

Bezüglich der Gesamtdicke wird allgemein die nachstehende Klassifizierung von Audiobändern vorgenommen

Standardband (SP= Standard Play)

Dieses Normalband hat eine mittlere Gesamtdicke von 50 μm . Standardbänder werden bevorzugt im Studiobetrieb bei hohen Bandgeschwindigkeiten (38,1 cm/s) verwendet.

Langspielband (LP= Long Play)

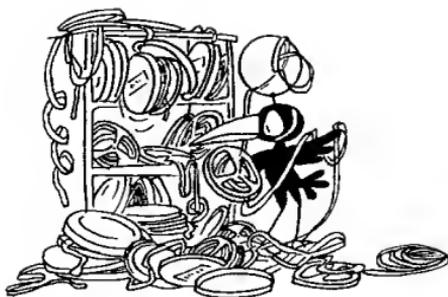
Es handelt sich um ein Magnetband mittlerer Dicke von 35 μm . Dieses Band hat bei gleichem Wickeldurchmesser gegenüber dem Standardband etwa die eineinhalbfache Bandlänge.

Doppelspielband (DP= Double Play)

Dieser Bandtyp, auch als Duoband bezeichnet, hat gegenüber dem Standardband bei gleichem Wickeldurchmesser die doppelte Bandlänge. Die Gesamtdicke liegt im Mittel bei 25 μm . Doppelspielbänder werden auf modernen Geräten mit niedrigen Bandzügen eingesetzt.

Dreifachspielband (TP= Triple Play)

Dieses Band weist gegenüber dem Standardband eine 3fache Laufzeit auf. Die Gesamtdicke beträgt 18 μm . Als gewisser Nachteil der Triplebänder sei genannt, daß sie sich nicht bis zu einem beliebigen Durchmesser glatt wickeln lassen.



Typbezeichnung für ORWO-Bänder

Die Spulenmagnetbänder werden EDV-gerecht mit 3ziffrigen Zahlen gekennzeichnet. Für Audiobänder gilt folgender Typenschlüssel:

1. *Ziffer* = Anwendungsbereich
- 1 – Audioband (für Schallaufzeichnung)
2. *Ziffer* = Bandklassifizierung
- 0 – Standardband
- 1 – Langspielband
- 2 – Doppelspielband
- 3 – Dreifachspielband
3. *Ziffer* = Weiterentwicklungen

Sie kennzeichnet Typverbesserungen bzw. Weiterentwicklungen.

Nachsätze = besondere Eigenschaften.

LN = Low Noise. Wörtlich übersetzt heißt das *niedriges Geräusch* und bedeutet, daß solche Bänder ein sehr niedriges Grundrauschen aufweisen.

LH = Low Noise/High Output. Eigenschaften: extrem rauscharm, hoch aussteuerbar.

Bandspulen

Spulenmagnetbänder für Heimmagnetbandgeräte werden ausschließlich auf Doppelflanschspulen konfektioniert. Diese sind im Außen- und Kerndurchmesser genormt. Gebräuchlich sind folgende Spulengrößen mit (Außen-)Nenndurchmesser in cm: 8, 10, 13, 15, 18, 22.

ORWO bietet seit 1983 Vollflanschspulen an, die formstabiler sind und das Band besser schützen. Sie erlauben zudem wegen ihrer guten Formgenauigkeit bessere Wickeleigenschaften.

ORWO-Produktionssortiment

Im Verlauf der vergangenen Jahre entfielen einige langjährig produzierte Bandtypen, die durch verbesserte ersetzt wurden. Im folgenden nun das Sortiment, das im VEB *Fotochemisches Kombinat* Wolfen produziert wird.

Typ 103

Dieses Standardband ist vorwiegend für Studiobetrieb vorgesehen, im Heimbereich eignet es sich lediglich für ältere Geräte mit hohen Bandzügen. Wegen der hohen Gesamtdicke schmiegt sich das Band schlecht an die Tonköpfe an, was zu gewissen Einbußen führt (Band-Kopf-Kontakt). Typ 103 ist daher nicht für die 4-Spur-Technik geeignet.

Typ 114 LH

Dieses Langspielband weist HiFi-Eigenschaften auf. Es kann auf allen Heimmagnetbandgeräten eingesetzt werden, auch auf älteren Bandmaschinen mit höherem Bandzug. Eine Qualitätssteigerung ist auf Geräten der Mittelklasse zu erzielen, wenn diese auf den Bandtyp eingemessen wurden. Der Nachsatz LH deutet auf geringes Grundrauschen und hohe Aussteuerbarkeit hin. Typ 114 LH ist anwendbar auf Halb- und 4-Spur-Geräten.

Typ 116 LN

Dieser neue Bandtyp löst das Langspielband Typ 113 ab. Typ 116 LN liegt in seiner Qualität zwischen den bisherigen Typen 113 und 120. Es können solche wichtigen Parameter wie Grundrauschen und Wiedergabe der hohen Frequenzen verbessert werden. Es hat aber nur LN-Eigenschaften. Typ 116 LN ist einsetzbar auf allen Geräten der mittleren Qualitätsstufe, wie z. B. B 100/101 von TESLA.

Typ 122 LN

Dieser Typ löst die Doppelspielbänder 120 und 121 LN ab. Typ 122 entspricht in seinen Eigenschaften weitgehend dem Typ 121 LN. Es ist rauscharm und in seiner optimalen Vormagnetisierung dem internationalen Stand angeglichen. Sehr homogene und glatte Bandoberflächen gewährleisten einen optimalen Band-Kopf-Kontakt. Typ 122 ist besonders für moderne Bandgeräte der Mittelklasse geeignet. Durch die geringe Gesamtdicke ist dieser Bandtyp mechanisch empfindlicher, somit nicht auf alten Geräten wie BG 23, BG 26 u. ä. einsetzbar.

Typ 123 LH

Bei diesem Bandtyp handelt es sich um ein Magnetband höchster Qualität, das speziell für Heimgeräte der HiFi-Klasse entwickelt wurde. Durch den Einsatz eines neuen LH-Magnetits wurden solche wesentlichen Parameter wie Grundrauschen, maximale Wiedergabespannung, Höhenwiedergabe und Aussteuerbarkeit über den gesamten Frequenzbereich gegenüber den Typen 121 und 122 erheblich verbessert.

Vom Einsatz auf alten Bandgeräten muß abgeraten werden, weil durch ihre hohen Bandzüge die Gefahr der Banddehnung groß ist.

Typ 131 LH

Dieses Dreifachspielband schmiegt sich auf Grund der geringen Gesamtdicke besonders gut an die Tonköpfe an. Es ist nur für hochwertige Bandmaschinen mit sehr geringem Bandzug zu empfehlen. Typ 131 ist mechanisch sehr empfindlich, d. h., die Mechanik der Bandmaschine muß exakt justiert sein (Wickelzug, Bremsen). Auch der Umgang mit diesem Bandtyp

erfordert etwas Feingefühl, denn er bekommt leicht Knicke oder Falten, was zu Wiedergabestörungen führt.

In Tabelle 1 sind wichtige technische Kennwerte der neuen Bänder angeführt. Tabelle 2 enthält die Konfektionierung für den Amateursektor. Schließlich ist in Tabelle 3 nochmals der Zusammenhang von Bandlänge und Spieldauer für die 2 üblichen Bandgeschwindigkeiten dargestellt.

Tabelle 1 Technische Kennwerte der ORWO-Spulenbänder

	Bandtyp					
	103	114 LH	116 LN	122 LN	123 LH	131 LH
relative Vormagnetisierung V	1,08	1,38	1,2	1,2	1,38	1,2
Nennflußabstand D_0 in dB	+6	+8	+6	+6	+8	+3,5
relative Empfindlichkeit D_e in dB	-1	-0,5	-1	-0,5	0	-1,5
relative Höhenempfindlichkeit D_h in dB	-6,5	-2,5	-2,5	-0,5	-1,5	+0,5
Klirrdämpfungsmaß D_{k3} in dB	37	44	34	39	45	31
Kopierdämpfungsmaß D_k in dB	58	56	56	58	56	52
Aussteuerbarkeit $D_{10 \max}$ in 10 kHz in dB	-6	-1	-3	0	+1	-1
Betriebsgeräuschspannungsabstand D_{BR} bezogen auf Nennfluß in dB	60	66	56	61	68	63
maximale Zugkraft in N	45	30	30	20	20	15
Gesamtdehnung in % plastische Dehnung in %		für alle 1				
	0,1	0,1	0,1	0,06	0,06	0,06

Spulendurchmesser in cm	Bandlängen in m			
	Standard	Lang	Doppel	3fach
	103	114 LH 116 LN	122 LN 123 LH	131 LH
8	—	65 ¹⁾	90	135
10	—	135	180	270
13	180	270	360	540
15	270	360	540	730
18	360	540	730	—

Tabelle 2 Konfektionierte Spulengrößen und Bandlängen

¹⁾ entfällt bei Typ 114 LH

Bandlänge in m	Spieldauer in min	
	9,5 cm/s	19 cm/s
65	2 × 11	2 × 5
90	2 × 15	2 × 7
135	2 × 22	2 × 11
180	2 × 30	2 × 15
270	2 × 45	2 × 22
360	2 × 60	2 × 30
540	2 × 90	2 × 45
730	2 × 120	2 × 60

Tabelle 3
Spieldauer für 2 Bandgeschwindigkeiten in Abhängigkeit von den Bandlängen

Nützliches Zubehör

Der VEB *Filmfabrik* Wolfen bietet selbstverständlich wie jeder Magnetbandhersteller entsprechendes Zubehör an. Auch dazu ein kurzer Überblick.

Kennbänder

Zur Kennzeichnung von Bandanfang und -ende werden wie international üblich 2 Farben verwendet: Grün für Bandanfang, Rot für Bandende. Kennbänder erfüllen aber auch noch einen anderen wichtigen Zweck. Beim Einfädeln in die Bandspule würde das Magnetband sicher oft beschädigt werden (Knicke z. B.). Daher sind Kennbänder als Vorspannband angeklebt.

ORWO bietet Kennbänder in 10 Farbvarianten an, davon 5 Farben mit 1farbiger Deckschicht für Mono-, 5 weitere mit 2farbiger Deckschicht für Stereoaufzeichnungen. Damit kann an Hand der Kennbänder für das eigene Archiv eine gute Unterscheidung getroffen werden. Kennband ist beschriftbar.

Diese PETP-Kennbänder haben eine Gesamtdicke von 35 µm und werden in 10-m-Länge in Plasteschachteln angeboten. In Tabelle 4 ist das Sortiment zusammengestellt.

Typ	Farbe	Bemerkungen
721	grün	
722	rot	zur Kennzeichnung
723	weiß	von Monoaufzeichnungen
724	gelb	
725	blau	
761	grün/weiß	
762	rot/weiß	
764	gelb/weiß	zur Kennzeichnung
765	blau/weiß	von Stereoaufzeichnungen
766	schwarz/ weiß	

Tabelle 4
Übersicht zu den ORWO-Kennbändern

Hinterklebeband Typ 741

Flüssigkleber, wie er vor Jahren noch üblich war, läßt sich für Polyesterbänder nicht anwenden. Es können dadurch Bandbeschädigungen eintreten. Das einzige Klebemedium ist das Hinterklebeband Typ 741, das den Typ 740 ablöst. Es kann sowohl zum Kleben von Magnetband-Magnetband als auch Magnetband-Kennband bzw. Kennband-Schaltband benutzt werden. Das Klebeband ist mit einer Breite von 6 mm etwas schmaler als das eigentliche Magnetband. Im Handel wird es in 10-m-Rollen in Plastedosen angeboten.

Schaltband Typ 732

Moderne Magnetbandgeräte haben Endausschalter, die mit einem Stückchen Schaltband den Antriebsmechanismus stoppen. Das metallkaschierte Schaltband wird zweckmäßigerweise in der Mitte des Kennbands vorgesehen. Die Konfektionierung ist identisch mit der von Kenn- und Klebebändern.

ORWO-Klebe-Set

Zur Erleichterung von Bandmontagen aller Art ist das Klebe-Set im Angebot, das international als *Cutterbox* bezeichnet wird. Der Inhalt ist folgender:

10 m Hinterklebeband 741, 20 m Kennband 721 (grün), 20 m Kennband 722 (rot), 20 m Kennband 723 (weiß), 10 m Schaltband 732 und 8 Bandklammern.

Die beiliegende Gebrauchsanweisung gibt die nötigen Hinweise, so daß hier darauf verzichtet werden kann.

Stereo-Testband

Sehr nützlich dürfte für den Magnethandamateur dieses Stereo-Testband sein. Mit ihm ist es möglich, z. B. die richtige Lautsprecherpolung, die Seitenzugehörigkeit oder das Lautstärkegleichgewicht zu überprüfen. Aufgezeichnet sind entsprechende Erklärungen und Musikbeispiele.

Es wird als Doppelspielband geliefert für die beiden Bandgeschwindigkeiten 9,53 und 19,05 cm/s. Konfektioniert wird das Testband auf Plastespulen mit 10 cm Durchmesser und den Bandlängen 70 m (9,53 cm/s) bzw. 140 m (19,05 cm/s). Damit steht dem Amateur für Stereomagnetbandanlagen ein gutes Hilfs- und Servicemittel zur Verfügung.

Pflege beugt vor

Abschließend noch einige Hinweise zur Bandpflege. Obwohl die Bänder nicht bis in alle Ewigkeit halten, kann für ein verlängertes Leben doch einiges getan werden.

Ein ständiges Problem ist die Bandverschmutzung. Wo immer etwas reibt, entsteht elektrostatische Aufladung. So auch beim Magnethand, ganz besonders in zentralbeheizten Räumen. Aufgeladene Bänder aber ziehen Staub an. Die mikrofeinen Abmessungen des Kopfspalts machen Fehler

durch Bandverschmutzung leicht hörbar (drop-out's). Dagegen hilft gelegentliches Reinigen des Bandes. Ein kleiner zusammengelegter Filzstreifen, den das Band im Schnelllauf durchläuft, nimmt allen Schmutz ab. Sehr praktisch dafür sind die Bandreinigungsgabeln, wie sie zu den Bandgeräten von UNITRA mitgeliefert werden. Extrem verschmutzte Bänder gehören in die Mülltonne. Die Erfahrung zeigt, daß Staubteilchen in Verbindung mit feuchter Luft eine dünne verhärtete Schmutzschicht an Tonköpfen und Bandführungselementen bilden.

Es steht auch die Frage, wie sich Banddehnungen vermeiden lassen. In den meisten Fällen ist das auf übermäßigen Wickelzug zurückzuführen. Der Zug scheint beim Wickeln des Bandes verhältnismäßig klein zu sein, doch übt jede Bandwindung auf die vorhergehende einen gewissen Druck aus, der für die Windungen in Kernnähe bedeutend wächst. Wer also Bänder häufig umwickelt, muß auf übermäßige Spannungen achten. Wird ein Band äußerst selten benutzt, so sollte es vor Gebrauch umgewickelt werden, um es von Spannungen und Adhäsionen zu befreien und geschmeidig zu machen.

Es ist auch durchaus nicht gleichgültig, welche Temperatur und Luftfeuchtigkeit der Raum hat, in dem Magnetbänder aufbewahrt werden. Geeignet sind Räume mit normaler Luftfeuchtigkeit (40 bis 65% relative Feuchte). In fernbeheizten Räumen aufbewahrte Bänder werden häufig spröde. Lagert man solche Bänder nachträglich bei normaler Luftfeuchtigkeit, so läßt sich ihr ursprünglicher Zustand meist wiederherstellen.

Sehr alte Bänder werden an den Rändern zu Krepp. Sie liegen dann nicht mehr bis zum äußeren Rand an den Köpfen an. Bei 4-Spur-Technik liefern nur Bänder mit absolut sauberen Kanten gute Ergebnisse. Bei welligen Bändern gibt es nur einen guten Rat – Abschied nehmen vom Band.

Grundsätzlich sollten Spulenbänder niemals ohne Schutzhülle gelagert werden. Auch bei nur kurzfristiger Lagerung ist es zweckmäßig, sie in den Originalkartons oder Kunststoffbehältern aufzubewahren. Damit schützt man Spulenbänder vor Staub und Beschädigungen unterschiedlicher Art.

Der Beitrag wird fortgesetzt mit Hinweisen zu NF-Schaltkreisen aus der Produktion der ČSSR, der VR Polen und der SR Rumänien. Zum NF-Verstärkerschaltkreis *MDA 2010/2020* (18/25 W NF) aus der Produktion von TESLA/ČSSR werden keine Hinweise gegeben, da dazu im Elektronischen Jahrbuch 1983 ein ausführlicher Beitrag enthalten ist.

NF-Verstärkerschaltkreise aus der ČSSR-Produktion

Für NF-Leistungen von etwa 5 W liefert die Firma TESLA den Schaltkreis *MBA 810* in unterschiedlichen Ausführungen, der internationalen Vergleichstypen entspricht. Der Typ *MBA 810/S/AS* enthält eine thermische Schutzschaltung, während beim *MBA 810 DS/DAS* zusätzlich ein Überspannungsschutz integriert ist. Die Gehäuseform entspricht der des DDR-Typs *A 210 E*. Bild 1 zeigt die Schaltung, bei der der Lautsprecher gegen Masse geschaltet ist. Um bei niedrigeren Betriebsspannungen die NF-Ausgangsleistung zu erreichen, kann man den Lautsprecher entsprechend Bild 2 gegen die Betriebsspannung schalten (der Auskoppelkondensator zwischen pin 12 und L_s ist besser auf 1000 μF zu erhöhen). Die Betriebsspannung liegt im

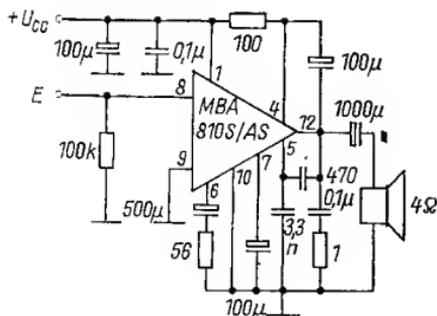


Bild 1
Standardbeschaltung für den MBA 810
S/AS/DAS, Lautsprecher gegen Masse

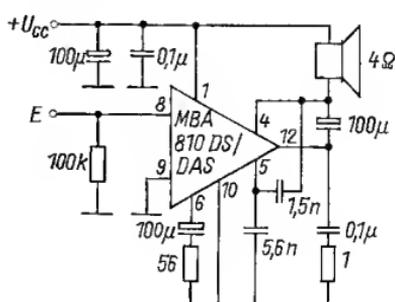


Bild 2
Standardbeschaltung für den MBA 810 S/
AS/DS/DAS für niedrige Betriebsspannung

Bereich von 5 bis 12 V, für den *DS/DAA*-Typ reicht sie bis 28 V. Die NF-Eingangsspannung liegt bei 40 bis 100 mV, die Gesamtstromaufnahme bei 500 mA. Für den Eingangswiderstand werden etwa 80 k Ω angegeben. Mit $R_L=4 \Omega$, $f=1$ kHz und $k=10\%$ ergeben sich etwa folgende NF-Ausgangsleistungen:

$U_{cc}=6,0$ V, $P_o=1,0$ VA, $U_{cc}=14,4$ V, $P_o=6$ VA

$U_{cc}=9,0$ V, $P_o=2,5$ VA, $U_{cc}=16,0$ V, $P_o=7$ VA.

Äquivalente Typen sind aus der VR Polen (CEMI) die Typen *UL 1481 P/T*, aus der Ungarischen Volksrepublik (*Tungsram*) die Typen *TBA 810 S/AS* und *TBA 810 DS/DAS*.

NF-Verstärkerschaltkreise aus der VR Polen

Durch das Halbleiterkombinat CEMI der polnischen Industrie werden eine große Anzahl NF-Verstärkerschaltkreise unterschiedlicher NF-Ausgangsleistung produziert.

Die NF-Verstärkerschaltkreise *UL 1401* *UL 1405* haben unterschiedliche Betriebsspannungs- und NF-Leistungsbereiche. Das Gehäuse entspricht für die Typen *UL 1401* *UL 1403 P* dem *A 210 E*. Während die Typen *UL 1401...UF 1405 L* ein Leistungstransistorgehäuse (T0-3) mit 9 Anschlußstiften haben. Bild 3 zeigt die Standardbeschriftung für diesen NF-Verstärkerschaltkreis. Folgende Werte werden angegeben:

UL 1401 L/P: $U_{cc}=8$ bis 16 V, $U_{cc}=11$ V, $R_L=8 \Omega$, $P_o=1$ VA.

UL 1402 L/P: $U_{cc}=8$ bis 18 V, $U_{cc}=13,2$ V, $R_L=4 \Omega$, $P_o=2$ VA.

UL 1403 L/P: $U_{cc}=8$ bis 25 V, $U_{cc}=18$ V, $R_L=8 \Omega$, $P_o=3$ VA.

UL 1405 L: $U_{cc}=8$ bis 27 V, $U_{cc}=22$ V, $R_L=8 \Omega$, $P_o=5$ VA.

Der NF-Verstärkerschaltkreis *UL 1413 G* für eine NF-Ausgangsleistung von 10 VA entspricht dem DDR-Typ *A 2030 H/V* bzw. dem internationalen Typ *TDA 2003*. Bild 4 zeigt die Standardbeschriftung. Die Betriebsspannung liegt im Bereich von ± 8 bis 18 V. Mit $U_{cc}=14,4$ V wird bei $R_L=2 \Omega$, $f=1$ kHz und $k=10\%$ eine NF-Ausgangsleistung von $P_o=10$ VA ($R_L=4 \Omega$, $P_o=6$ VA) erreicht. Höhere Verstärkerleistungen sind mit der Brückenschaltung möglich, Bild 5 gibt dafür ein Beispiel an. Bei $U_{cc}=14,4$ V, $R_L=4 \Omega$, $f=1$ kHz und $k=10\%$ ist die NF-Ausgangsleistung P_o etwa 18 bis

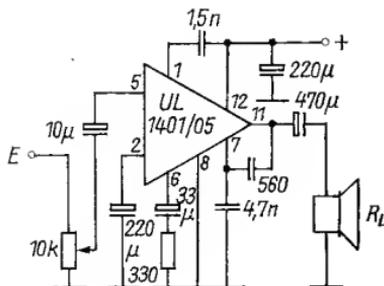


Bild 3
Standardbeschriftung für den *UL 1401 ...*
UL 1405 L/P

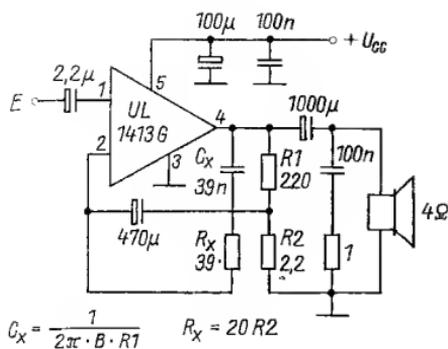


Bild 4
Standardbeschaltung für den
UL 1413 G

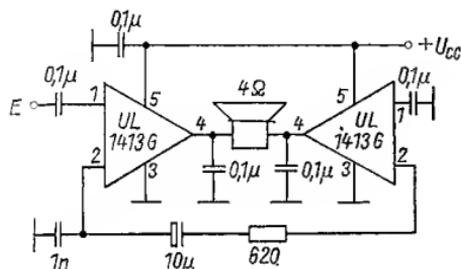


Bild 5
Stromlaufplan eines Brückenverstärkers
mit dem NF-Verstärkerschaltkreis
UL 1413 G

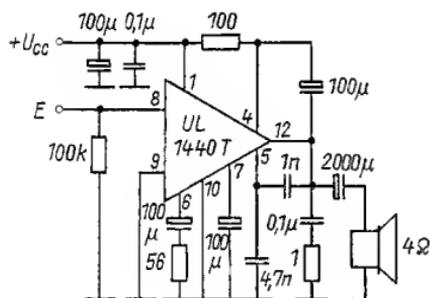


Bild 6
Standardbeschaltung für den UL 1440 T

21 VA und bei $U_{cc} = 18 \text{ V}$ beträgt sie 32 bis 36 VA. Die Stromaufnahme liegt dann um $I_{cc} = 3 \text{ A}$.

Der NF-Leistungsverstärkerschaltkreis *UL 1440 T* entspricht etwa dem *A 210 E*, allerdings werden bis zu 10 VA Ausgangsleistung erreicht. Die Betriebsspannung liegt im Bereich 6 bis 24 V bei $I_{OM} = 3 \text{ A}$ maximal. Bild 6 zeigt die Standardbeschaltung. Es werden etwa folgende Werte erreicht mit $f = 1 \text{ kHz}$ und $k = 10\%$:

$$U_{cc} = 20 \text{ V}, R_L = 4 \Omega, P_o = 10 \text{ VA},$$

$$U_{cc} = 18 \text{ V}, R_L = 4 \Omega, P_o = 9 \text{ VA},$$

$$U_{cc} = 20 \text{ V}, R_L = 8 \Omega, P_o = 6,5 \text{ VA}.$$

Die NF-Eingangsempfindlichkeit beträgt etwa 250 mV und der Eingangswiderstand ist hochohmig (5 MΩ).

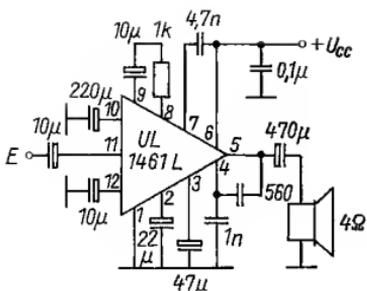


Bild 7
Standardbeschriftung für den UL 1461 L

In einem Leistungstransistorgehäuse (T0-3) mit 12 Anschlüssen befindet sich der NF-Verstärkerschaltkreis *UL 1461 L*. Der Betriebsspannungsbereich ist 8 bis 17 V bei $I_{OM} = 1,5$ A. Mit $R_L = 4 \Omega$, $f = 1$ kHz, $k = 10\%$ und $U_{cc} = 13,2$ V beträgt die NF-Ausgangsleistung $P_o = 3$ VA. Die Innenschaltung besteht aus einem Vorverstärker und einem Leistungsverstärker, die beide eine Spannungsverstärkung von je etwa 35 dB haben. Bild 7 zeigt die Standardbeschriftung für diesen Schaltkreis.

Auch der NF-Verstärkerschaltkreis *UL 1480 P* entspricht einem internationalen Typ (*TBA 800*) und hat die Bauform des *A 210 E*. Der Betriebsspannungsbereich reicht von 5 bis 30 V bei $I_{OM} = 1,5$ A. Mit $U_{cc} = 24$ V, $R_L = 16 \Omega$, $f = 1$ kHz und $k = 10\%$ beträgt die NF-Ausgangsleistung 5 VA. Zur Aussteuerung genügen 80 mV, der L-Eingangswiderstand ist etwa 5 M Ω . Bild 8 zeigt die Standardbeschriftung für den *UL 1480 P*. Bei $R_L = 8 \Omega$ und $U_{cc} = 18$ V ist $P_o = 3,5$ VA.

Für kleinere NF-Ausgangsleistungen gedacht ist der NF-Verstärkerschaltkreis *UL 1482 K/M*, dem die internationalen Typen *TBY 820* (*UL 1482 K*) bzw. *TAA 611* (*UL 1482 M*) entsprechen. Der Betriebsspannungsbereich geht von 3 bis 16 V bei $I_{OM} = 1,5$ A. Mit $U_{cc} = 12$ V, $R_L = 8 \Omega$, $f = 1$ kHz und $k = 10\%$ wird eine NF-Ausgangsleistung von $P_o = 2$ VA erreicht. Verwendet man die niedrige Betriebsspannung von $U_{cc} = 3,5$ V, so wird eine NF-Ausgangsleistung von 0,15 VA erzielt, die z. B. für Taschenempfänger ausreichend ist. Bild 9 zeigt die Standardbeschriftung für den *UL 1482 K/M*.

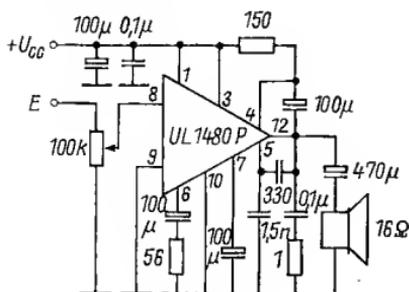


Bild 8
Standardbeschriftung für den UL 1480 P

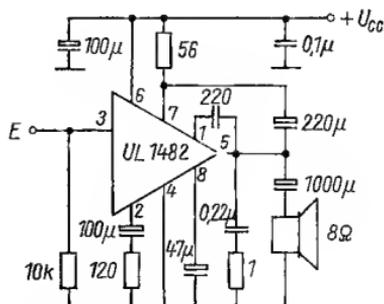


Bild 9
Standardbeschriftung für den UL 1482 K/M

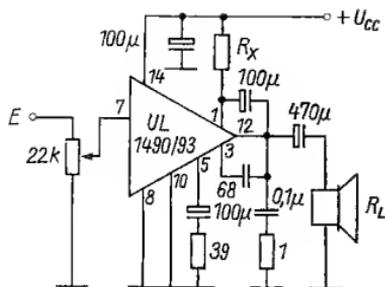


Bild 10
Standardbeschaltung für den
UL 1490 N... UL 1493 R

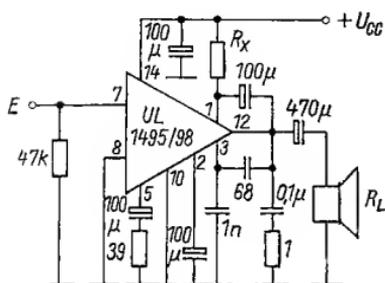


Bild 11
Standardbeschaltung für den UL 1495 N...
UL 1498 K/R

Für kleinere NF-Leistungen einsetzbar sind die NF-Verstärkerschaltkreise *UL 1490 N* und *UL 1491 R...UL 1493 R* bzw. ihre moderneren Ausführungen *UL 1495 N* und *UL 1496 K/R...UL 1498 K/R*. Die Gehäuseausführung für den *N*-Typ ist das 14polige DIL-Gehäuse, während der *K/R*-Typ 2 Kühlfahnen hat. Bild 10 zeigt die Standardbeschaltung für die Schaltkreise *UL 1490...UL 1493* ($R_x = 100 \Omega$ für *UL 1490 N...UL 1492 R*, $R_x = 60 \Omega$ für *UL 1493 R*). Die wichtigsten Kennwerte sind:

UL 1490 N - $U_{cc} = 6$ bis 12 V, $I_{OM} = 0,5$ A, $P_o = 0,65$ VA bei $U_{cc} = 9$ V und $R_L = 15 \Omega$.

UL 1491 R - $U_{cc} = 6$ bis 12 V, $I_{OM} = 1,0$ A, $P_o = 1,2$ VA bei $U_{cc} = 9$ V und $R_L = 8 \Omega$.

UL 1492 R - $U_{cc} = 6$ bis 15 V, $I_{OM} = 1,0$ A, $P_o = 2,1$ VA bei $U_{cc} = 12$ V und $R_L = 8 \Omega$.

UL 1493 R - $U_{cc} = 6$ bis 12 V, $I_{OM} = 1,5$ A, $P_o = 2,1$ VA bei $U_{cc} = 9$ V und $R_L = 4 \Omega$.

In Bild 11 ist die Standardbeschaltung für die Schaltkreise *UL 1495 N* und *UL 1496...UL 1498 K/R* dargestellt. Für R_x gilt 100Ω bei $R_L = 8 \Omega$ und 68Ω bei $R_L = 4 \Omega$. Die Kennwerte entsprechen den obigen Angaben, wobei folgender Zusammenhang gilt:

UL 1490 N = *UL 1495 N* *UL 1491 R* = *UL 1496 K/R*

UL 1492 R = *UL 1497 K/R* *UL 1493 R* = *UL 1498 K/R*

Diese NF-Verstärkerschaltkreise sind identisch mit den unterschiedlichen Ausführungen des internationalen Typs *TBA 790*.

Der umfangreiche Einsatz von elektronischen Rechenanlagen in der Volkswirtschaft der DDR stellt hohe Anforderungen an die Hersteller von elektronischen Bauelementen. Im VEB Kombinat *Mikroelektronik* werden leistungsfähige Mikroprozessorsysteme produziert, die die Entwicklung von komfortablem Mikrorechnern und -rechnersystemen erlauben. Das im VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck* Mühlhausen hergestellte Kleincomputersystem *KC 85* soll mit seinen Komponenten im folgenden Beitrag vorgestellt werden.

Einordnung der Kleincomputer in die Gruppe der Mikrorechner

Mikrorechner werden in der Volkswirtschaft in sehr breitem Maß eingesetzt. Neben den Rechnern, die Geräte oder Anlagen steuern und regeln, nehmen die Arbeitsplatzcomputer immer mehr an Bedeutung zu. Der Begriff *Arbeitsplatzcomputer* soll so verstanden werden, daß sich der Computer am Arbeitsplatz des Nutzers befindet und als Arbeitsmittel für die zu erledigenden Aufgaben zur Verfügung steht. Der Computer wird zum unmittelbaren «geistigen Werkzeug». Arbeitsplatzcomputer in diesem Sinn können z. B. Bürocomputer, Personalcomputer, Kleincomputer und z. T. CAD-Stationen sein.

Die einzelnen Arbeitsplatzcomputer unterscheiden sich in ihrer Leistungsfähigkeit, im Ausrüstungsgrad (z. B. mit unterschiedlicher Peripherie), im Bedienungskomfort, in der Ausbaufähigkeit, in der Verfügbarkeit und im Preis. Die Leistungsparameter insbesondere von Büro- oder Personalcomputern (z. B. Speicherkapazität, Bedienungskomfort, Ausrüstungsgrad der Anzeigeeinheiten, Peripheriegeräte u. a.) sind optimal an den speziellen Anwendungsfall angepaßt. Diese Computer werden im allgemeinen mit der erforderlichen Peripherie sowie Basis- und Anwendersoftware geliefert. Der Anwender hat damit die Möglichkeit, die Geräte nach der Einarbeitungszeit sofort zu nutzen.

Bei der Entwicklung der Kleincomputer wurde von einer anderen Aufgabenstellung ausgegangen. Das Grundgerät wurde so konzipiert, daß bei minimalem Materialeinsatz eine hohe Leistungsfähigkeit und eine umfangrei-

che Erweiterbarkeit gegeben ist. Damit hat der Anwender viele Möglichkeiten, die Geräteeinheit an unterschiedlichste Einsatzfälle anzupassen. Neben einem relativ geringen Preis der Hardware besteht der Vorteil in einer größeren Verfügbarkeit im Handel als im Fall anderer Arbeitsplatz-computer. Die Kleincomputer sind in unterschiedlichsten Ausbaustufen geeignet

- zum Erlernen des Umgangs mit Computern,
- zum Erlernen der Grundlagen des Programmierens,
- als Arbeitshilfsmittel in Konstruktions- oder Entwicklungsabteilungen,
- zur Bürorationalisierung,
- als Labor-, Steuer- oder Auswerterechner,
- als intelligentes Terminal für größere Rechner

und anderes mehr. Bei einigen speziellen Anwendungen kann der Fall auftreten, daß ein Kleincomputersystem eine größere Leistungsfähigkeit hat als z. B. ein umgerüsteter Personalcomputer.

Bestandteile und Leistungsmerkmale des Kleincomputersystems KC 85

Das System *KC 85* des VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck* Mühlhausen besteht aus dem Grundgerät (*KC 85/2* oder *KC 85/3*), Erweiterungsbaugruppen und Software. Als Standardperipherie werden handelsübliche Geräte eingesetzt. Dafür lassen sich Farb- oder Schwarz-Weiß-Fernsehgeräte bzw. -Monitore für die Datendarstellung und Kassettenmagnetbandgeräte für die dauerhafte Datenspeicherung einsetzen. Über Zusatzbaugruppen (Module) können Drucker und weitere andere entsprechende Peripheriegeräte angeschlossen werden.

Grundgeräte des Systems

Das Kleincomputersystem *KC 85* des VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck* Mühlhausen basiert auf dem Grundgerät (DOO1 basis device) *KC 85/2*, das seit Juli 1986 durch die Weiterentwicklung *KC 85/3* abgelöst wurde. Zum Lieferumfang gehört neben dem Grundgerät die Tastatur und entsprechende Systemdokumentationen (Systemhandbuch, BASIC-Handbuch und Übersichten). Die wesentlichsten technischen Daten sind in Tabelle 1 und Tabelle 2 zusammengefaßt.

Erweiterungsbaugruppen des KC 85

Um das System *KC 85* an unterschiedlichste Anwendungsfälle optimal anpassen zu können, wurden bzw. werden Ergänzungsbaugruppen, sogenannte Module, entwickelt. Das Modulkonzept sieht vor, daß sich einem Modultyp mehrere gleichzeitig in einem *KC 85*-System ohne Hardwareänderung betreiben lassen. Deswegen enthält jeder Modul eine sogenannte Modulsteuerung, mit der die unterschiedlichsten Betriebsbedingungen pro-

Tabelle 1 Wichtige technische Daten der KC 85/2 und KC 85/3

	Grundgerät	
	KC 85/2	KC 85/3
Abmessungen	385 mm × 250 mm × 77 mm	
Masse	etwa 4 100 g	
Betriebsspannung	220 V	
Leistungsaufnahme ohne Module	etwa 25 W	
Prozessor	UB 880 D	
Schreib-Lesespeicher	16 × KR 565 RU 3 G	
Festwertspeicher	2 × U 2716 C	2 × U 2364 D
Bildaufbau	vollgrafisch, farbig	
Bildgröße	256 × 320 Bildpunkte	
Einzel programmierbare Bildpunkte	81 920	
Zeichendarstellung	je 8 × 8 Bildpunkte	
Anzahl Zeichen/Zeile	40	
Anzahl Zeilen/Bild	32	
Gesamtzahl der Zeichen je Bild	1 280	
Vordergrundfarben (Zeichenfarben)	16 (einschließlich schwarz und weiß)	
Hintergrundfarben	8 (einschließlich schwarz und weiß)	
Speicherumfang RAM	32 KByte	
Speicherumfang ROM	4 KByte	16 KByte
für Anwender freier RAM	etwa 17 KByte	
Bildwiederholungspeicher	13,5 KByte	
Betriebssystem	HC-CAOS V2.2	HC-CAOS V3.1
	3,5 KByte	4,5 KByte
Zeichenbildtabellen	1	2
	Großbuchstaben	Groß- und Kleinbuchstaben
im ROM enthaltene darstellbare Zeichen vom Anwender definierbare Zeichen	64	128
Zeichengenerator	beliebig viele durch Software	
Bildschirmeinteilung	durch Fenster (windows)	
gleichzeitig definierbare Fenster	1	10
Programmiersprache im ROM	keine	BASIC (10,5 KByte)
verfügbare Programmiersprachen	BASIC, FORTH, Assembler	
Anzahl der BASIC-Schlüsselworte	94	107
davon mathematische Funktionen	10	10
davon Stringfunktionen	10	10
mathematische Operatoren	14	14
vom Anwender verfügbare CAOS-Unterprogramme	54	70
Tonausgabekanäle	2	
Tonumfang	5 Oktaven	
Tonausgang	Diodenbuchse 2kanalig, konstanter Pegel	
	RGB-Ausgang 1kanalig Lautstärkeregelung	
Tonerzeugung im Gerät	– durch Piezosummer	
Anzeigeeinheit	Farb- oder Schwarz-Weiß-Fernsehgerät, Farb- oder Schwarz-Weiß-Monitor	
Anschlußmöglichkeit Anzeigeeinheit	Antenne (VHF Kanal 8), FBAS, RGB	

	Grundgerät	
	KC 85/2	KC 85/3
Farbfernsehnorm		PAL
Tastenclick	–	einstellbar
Anzeige 2. Tastaturebene	–	durch Cursor
Anzahl der Modulsteckplätze		2
externe Anschlüsse		Expansion-Interface (Computerbus), Diodenbuchse für Recorder, TV-RGB/ FBAS Tastaturbuchse
Datenaufzeichnung auf Recorder		Diphase-Verfahren, kompatibel zum Ro- botron KC 85/1 und KC 87
Aufzeichnungsgeschwindigkeit		brutto etwa 1600 Baud, netto etwa 1100 Baud
Blocklänge		128 Byte Daten, 1 Byte Blocknummer,
Datensicherung		Prüfsumme 1 Byte je Block
Datensynchronisation		durch Trennzeichen
Übertragungsfrequenzen		log. 0: 2400 Hz log. 1: 1200 Hz
		Trennzeichen: 600 Hz

Größe	296 mm × 152 mm × 18/29 mm
Masse	etwa 600 g
Tastaturprozessor	U 807 D
Verbindungsleitung	1adrig abgeschirmt
Stromversorgung	12 V über Verbindungsleitung
Anzahl der Tasten	64
davon	
– Cursorsteuertasten	4
– Editiertasten	4
– Programm- steuertasten	3
– alphanumerische Tasten	45
– Umschalttasten	2
– Funktionstasten	6, 2fach frei programmierbar
Tastenanordnung	wie Schreibmaschine (außer Sonderzeichen)

Tabelle 2
Wichtige technische
Daten der Tastatur

grammiert werden. So kann ein RAM-Modul aktiv oder inaktiv (on line oder off line vom Prozessorbus) geschaltet und schreibgeschützt werden. Weiterhin läßt sich dessen Anfangsadresse während des Betriebes verändern. Dieser Komfort gestattet auch die weitere beliebige Erweiterung des entsprechenden physischen Adreßraumes von 64 KByte des Prozessors *UB 880 D*.

Die Module werden in die dafür vorgesehenen Modulschächte im Grundgerät gesteckt. Sie haben eine einheitliche Größe von 127 mm × 120 mm × 20 mm und eine Masse von etwa 175 g. Da die Ausbaufähigkeit des Systems mit 2 Modulsteckplätzen im Grundgerät begrenzt

ist, wird ein Aufsatz mit weiteren 4 Modulsteckplätzen angeboten (DDR). Im folgenden sollen die in Produktion befindlichen Module kurz vorgestellt werden.

M001 DIGITAL IN/OUT

Charakteristik:

Schnittstellenmodul mit 16 bit parallelen digitalen Ein- Ausgabekanälen und zwei Zähl- und Impulskanälen.

Einsatzmöglichkeiten:

Kopplung von Prozeßsignalen mit dem *KC 85* (z. B. Laborautomatisierung, Versuchsaufbauten, Demonstrationsobjekte usw.), Anschluß peripherer Geräte (z. B. Drucker mit Centronics-Schnittstelle).

Funktionsbestimmende Bauelemente:

UB 855 D (PIO),

UB 857 D (CTC).

Spezielle technische Daten:

16 digitale Ein-/Ausgabekanäle,

4 Handshakeleitungen

2 Zählerkanäle von außen zugänglich,

2 CTC-Kanäle kaskadiert,

TTL-Pegel.

M003 V24

Charakteristik:

Schnittstellenmodul mit zwei Vollduplexkanälen zur seriellen Datenübertragung nach Standard *V.24 (TGL 29 077)*.

Einsatzmöglichkeiten:

Zum Anschluß von Geräten, die ebenfalls über eine *V.24*-Schnittstelle verfügen, wie z. B. Drucker, Plotter, Digitalisiergeräte, andere Computer usw.

Funktionsbestimmende Bauelemente:

UB 856 D (UART),

UB 857 D (CTC).

Spezielle technische Daten:

2 Vollduplexkanäle mit Übertragungsraten von 150 bis 9600 Baud asynchron.

M005 USER

Charakteristik:

Leermodul mit Lochraster-Leiterplatte und Steckverbindern.

Einsatzmöglichkeiten:

Aufbau eigener Schaltungen zur Ergänzung des *KC 85*-Systems.

M006 BASIC

Charakteristik:

Festwertspeicher mit BASIC-Interpreter und Betriebssystem *HC-CAOS V3.0*.

Einsatzmöglichkeiten:

Erweiterung des *KC 85/2* auf die Leistungsfähigkeit des *KC 85/3*.

Funktionsbestimmende Bauelemente:

U 2364 D.

Spezielle technische Daten:

16 KByte ROM.

M007 ADAPTER

Charakteristik:

Verlängerung des Modulbusses des *KC 85* so, daß er an der Frontplatte des *KC* zugänglich wird.

Einsatzmöglichkeiten:

Bequeme Inbetriebnahme von eigenen Schaltungen, die mit dem Modul *M005* realisiert wurden.

M011 64 KByte RAM

Charakteristik:

Speicher-Erweiterungsmodul um 64-KByte-Schreib-Lesespeicher.

Einsatzmöglichkeiten:

Verarbeitung größerer Programme und Datenmengen.

Funktionsbestimmende Bauelemente:

U 2164 C.

Spezielle technische Daten:

64 KByte in 4 Blöcken zu 16 KByte im Adreßbereich verschiebbar.

M012 TEXOR

Charakteristik:

Festwertspeicher mit Software (Textverarbeitung, Sortierprogramm).

Einsatzmöglichkeiten:

Rationalisierung der Büroarbeit, wie z. B. Schreiben von Briefen, Terminkontrolle, Verwaltung einfacher Daten.

Funktionsbestimmende Bauelemente:

U 2716 C,

U 2616 D.

Spezielle technische Daten:

8 KByte ROM.

M022 EXPANDER RAM

Charakteristik:

Speicher-Erweiterungsmodul um 16-KByte-Schreib-Lesespeicher.

Einsatzmöglichkeiten:

Verarbeitung größerer Programme oder Datenmengen.

Funktionsbestimmende Bauelemente:

KR 565 RU 3G.

Spezielle technische Daten:

16 KByte in einem Block, in 16 KByte Schritten im Adreßbereich verschiebbar.

M025 USER PROM 8K

Charakteristik:

Festwertspeicher mit vier EPROM-Schaltkreisen, die vom Anwender selbst programmiert werden können.

Einsatzmöglichkeiten:

Rationalisierung der eigenen Arbeit, da Programme sofort nach dem Einschalten verfügbar sind und nicht eingelesen werden müssen.

Funktionsbestimmende Bauelemente:

U 2716 C.

Spezielle technische Daten:

8 KByte ROM

M026 FORTH

Charakteristik:

Festwertspeicher mit Software (FORTH-Interpreter).

Einsatzmöglichkeiten:

Programmierarbeit in der Programmiersprache FORTH.

Funktionsbestimmende Bauelemente:

U 2716 C,

U 2616 D.

Spezielle technische Daten:

8 KByte ROM.

M027 DEVELOPMENT

Charakteristik:

Festwertspeicher mit Software (Editor, Assembler, Reassembler, Testmonitor).

Einsatzmöglichkeiten:

Programmerstellung für Maschinenprogramme mit Assemblermnemonik.

Funktionsbestimmende Bauelemente:

U 2716 C,

U 2616 D.

Spezielle technische Daten: 8 KByte Rom.

Einsatzgebiete des KC 85-Systems

Aus dem großen Einsatzspektrum des *KC 85-Systems* aus dem VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck* Mühlhausen sollen im folgenden einige ausgewählte Beispiele genannt werden.

Lernen

Das *KC 85-System* ist hervorragend zum Lernen geeignet. Mit der Grundausstattung kann der Umgang mit dem Computer geübt, können Grundbegriffe der Programmierung erlernt und erste Anwendungsfälle des Computers als intelligenter Partner am Arbeitsplatz aufgezeigt werden.

Unterricht

Durch seine farbigen vollgrafischen Fähigkeiten kann der *KC 85* für die Unterstützung des Unterrichts eingesetzt werden. Damit lassen sich höhere Anschauungswerte mit weniger Aufwand als z. B. bei Polyluxfolien erzielen. Mit dem *KC 85* können teilweise bewegte Bilder und Entwicklungsabläufe dargestellt werden. Das System *KC 85* wird in breitem Maß in der Berufsausbildung sowie in Hoch- und Fachschulen verwendet.

Arbeitsplatzcomputer

Mit seinen einfachen Programmiermöglichkeiten und den komfortablen arithmetischen Funktionen ist das System *KC 85* hervorragend als Arbeitsplatzcomputer im technischen und ökonomischen Bereich geeignet. Dafür ist ein Druckeranschluß (Modul M003) erforderlich. Im technischen Bereich sind Trägerberechnungen, Schraubverbindungs-Berechnungen, Statikaufgaben, Transformatorberechnungen, Lösung stöchiometrischer Aufgaben, Mischungsgleichungen, Schaltungsparameter-Berechnungen, Variantenvergleiche u. a. m. möglich.

Rationalisierung im Büro

Zur Rationalisierung im Büro ist das System mit den Modulen M003 V.24 und M012 *TEXOR* geeignet. Damit können Schriftstücke mehrfach im Original fehlerfrei geschrieben, auf Magnetband archiviert und bei Bedarf leicht modifiziert, Karteien elektronisch geführt und nach vorgegebenen Begriffen durchsucht werden usw. Auf diese Weise ist es möglich, Telefonverzeichnisse, Literaturverzeichnisse, Personen- und Sachverzeichnisse u. a. m. mit dem *KC 85* zu führen.

Rechnungsführung und Statistik

Wenn das System *KC 85* mit einem Speicher-Erweiterungsmodul M011 oder M022 und einem Modul M003 V.24 ausgerüstet wird, kann es zur Arbeitserleichterung in Klein- und Handwerksbetrieben sowie in LPG eingesetzt werden. Arbeitszeitabrechnungen der Beschäftigten, Rechnungslegung für eigene Leistungen, Lagerhaltung, Materialberechnungen, statistische Auswertungen u. a. werden dadurch rationalisiert.

Laborautomatisierung

Ausgerüstet mit den Modulen M001 *DIGITAL IN/OUT* und M003 V.24 ist das System *KC 85* in der Lage, in der Laborautomatisierung Meßgeräte zu steuern, Meßwerte abzufragen und direkte Prozeßgrößen abzurufen. Die Werte können nach festzulegenden Kriterien ausgewertet und verdichtet sowie auf Magnetband gespeichert, Trends berechnet, grafisch dargestellt und ausgedruckt werden.

Entwicklungssystem

Der Einsatz der Module M003 *V.24* und M027 DEVELOPMENT im System *KC 85* ergibt ein Entwicklungssystem für Maschinenprogramme für Kleincomputer des Systems *KC 85* und andere Mikrorechner mit Mikroprozessoren des Systems *U 880* (z. B. *K 1520*). Damit lassen sich Maschinenprogramme für spezielle Anwendungen erarbeiten.

Intelligentes Terminal

In Verbindung mit größeren Rechnern, wie ESER- oder SKR-Rechnern, Büro- oder Personalcomputern u. a., lassen sich Kleincomputer des Systems *KC 85* mit dem Modul M003 *V.24* als intelligentes Terminal verwenden. Dabei werden solche Einsatzfälle bevorzugt, bei denen der Kleincomputer die nicht grafikfähigen Büro- oder Personalcomputer zu Grafikarbeitsstationen oder die ESER- oder SKR-Rechner mit Datensichtgeräten erweitert. Die Einsatzmöglichkeiten dabei sind sehr vielseitig, beispielsweise Technologenarbeitsplätze, Auskunftssysteme, Konstruktionshilfsmittel, Arbeitsplätze in der Produktionsvorbereitung.

Software

Die für den speziellen Einsatzfall erforderliche Anwendersoftware wird der Nutzer meist selbst erarbeiten. Allgemein nutzbare Software für Kleincomputer wird den Computerverkaufsstellen angeboten.

Zusammenfassung

Für das Kleincomputersystem *KC 85* des VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck Mühlhausen* gibt es vielfältige Anwendungsmöglichkeiten. Durch den modularen Aufbau und das breite Sortiment von Erweiterungsbaugruppen ist das System an viele Einsatzgebiete anpaßbar, für die es bei anderen Computern Probleme hinsichtlich Erweiterungsmöglichkeiten, Ergänzungsbaugruppen-Angebot, Preis, Verfügbarkeit und technischer Parameter (Farbe, Grafik usw.) gibt.

FORTH auf dem KC 85

Die moderne Volkswirtschaft kommt nicht mehr ohne Computer aus. In den vergangenen Jahren ist die Zahl der Klein- und Mikrocomputer-, Personal-, Büro- und der Arbeitsplatzcomputer enorm gestiegen, mit ihnen auch das Bedürfnis nach allgemein nutzbarer Software. Hier ist ein Trend nach Standardisierung insbesondere bei Betriebssystemen zu beachten. Bei 8-bit-Computern hat sich das Betriebssystem CP/M und bei 16-bit-Computern das Betriebssystem MS-DOS durchgesetzt.

Als Programmiersprachen sind solche wie BASIC, PASCAL, FORTRAN usw. sehr weit verbreitet. Aber trotz der «Fast-Standards» gibt es vor allem auf dem Gebiet der Programmiersprachen immer wieder neue Kreationen. So ist z. B. die Sprache C für Computer mit 16-bit-Prozessoren und z. T. auch schon für 8-bit-Computer verfügbar. Bei der Verwendung der einzelnen Sprachen kann der Programmierer an die Grenzen der Ausdrucksmöglichkeiten der Sprache stoßen. Er versucht dann sein spezielles Problem meist über den Umweg der Maschinenprogrammierung zu lösen. In Abhängigkeit der «Offenheit» der Sprache bereitet das mehr oder weniger Probleme. Deshalb wurde ständig nach Möglichkeiten gesucht, Sprachen zu definieren, die nicht nur in der Anwendung universell sind, sondern auch die zur Verfügung stehende Hardware optimal ausnutzen. Eine solche Sprache ist z. B. FORTH.

FORTH ist eine Sprache, die 1969 für die 4. Rechnergeneration entworfen wurde. Sie weist eine Reihe von Eigenschaften auf, die sie von anderen Programmiersprachen z. T. wesentlich unterscheidet. Die Mehrzahl der Umsteiger von BASIC auf FORTH möchten für «ernsthafte» Programme keine andere Sprache mehr verwenden: Da FORTH ein sehr breites Anwendungsgebiet hat, wurde die Sprache auch auf dem Kleincomputer KC 85 des VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck* Mühlhausen implementiert. Der FORTH-Interpreter für den KC 85 hat einen Umfang von 8 KByte. Er ist als ROM-Modul mit der Bezeichnung *M026 FORTH* erhältlich.

Der Vorzug des Kleincomputersystems KC 85 des VEB *Mikroelektronik Wilhelm Pieck* Mühlhausen besteht u. a. in seiner Modularität, d. h., das System läßt sich vom Anwender entsprechend seinen Anforderungen und Wünschen aufrüsten. Das geschieht durch Module, die den Speicher des KC 85 erweitern können (RAM oder ROM) bzw. die Schnittstellen zur Umgebung schaffen. Neben dem bereits vorhandenen Modulsortiment stellt

der Modul M026 FORTH einen weiteren Beitrag zum Systemausbau dar. Der Modul basiert auf der Hardware des Moduls M025 USER PROM 8 K und ist neben den Modulen M012 TEXOR und M027 DEVELOPMENT eine Modifikation desselben. Mit dem Modul M026 wird der Speicher des KC 85 um 8 KByte ROM erweitert. Dem Anwender steht damit neben BASIC die höhere Programmiersprache FORTH zur Verfügung [1].

Nachfolgend soll eine Einführung in die Programmiersprache FORTH gegeben werden. Da für diese Sprache in der DDR kaum Literatur verfügbar ist, wird im wesentlichen an Hand einfacher Beispiele die Programmier-technik mit FORTH demonstriert. Der Leser soll damit angeregt werden, sich näher mit dieser äußerst interessanten Sprache zu beschäftigen und eventuell auch, ohne über einen Computer zu verfügen, Anregungen für die eigene Arbeit oder für eine sinnvolle Freizeitbeschäftigung zu erhalten.

Beschreibung von FORTH

Wesentliche Eigenschaften von FORTH

FORTH gehört zu den verknüpften interpretativen Sprachen (TIL – threaded interpretive language). Dadurch hat FORTH eine Reihe von nützlichen Eigenschaften, die sie fast zur idealen Mikrorechnersprache macht [2]. Im folgenden sollen die wesentlichsten Eigenschaften von FORTH aufgezählt werden.

– FORTH hat die Möglichkeit, die Elemente von FORTH interpretativ ab-zuarbeiten, wie das im allgemeinen mit BASIC-Programmen geschieht. In FORTH existieren mehr sofort ausführbare Befehle als z. B in BASIC. Diese interpretative Abarbeitung eingegebener Befehle ist ein wichtiger Vorteil bei der Programmerarbeitung. Fehler können sofort gefunden und beseitigt werden.

– FORTH hat die Möglichkeit, getestete Programme oder Programmteile in die interne Darstellung zu übersetzen, also zu compilieren. Es werden damit neue, direkt ausführbare Befehle erzeugt, die den vorhandenen Interpreter erweitern. Elemente der neuen Befehle sind die schon vorhandenen Befehle des Interpreters. Die neu erzeugten Befehle, die in FORTH als Worte bezeichnet werden, können selbst wieder Bausteine neuer Worte sein. Damit erreicht man modular aufgebaute Programme.

– FORTH hat die direkte Testmöglichkeit einzelner Befehle oder Befehls-gruppen. Man muß nicht wie beispielsweise in PASCAL zum Testen einzelner Unterprogramme (Subroutinen) extra ein Hauptprogramm schreiben. Da die verwendeten FORTH-Worte vorher bereits auf Fehlerfreiheit gete-stet wurden, ergeben sich in FORTH relativ zuverlässige Programme.

– In FORTH müssen bereits compilierte Worte bei Einbindung in neue Programme (neue FORTH-Worte) nicht als Quellcode vorliegen oder nicht mit einem Linker eingebunden werden. Damit wird Speicherplatz für die Quelltextdatei und Übersetzungszeit gespart.

– Der FORTH-Interpreter benötigt relativ wenig Speicherplatz. Das KC-

FORTH hat eine Länge von 8 KByte bei einem relativ hohen Programmierkomfort.

– FORTH erzeugt einen sehr effizienten Programmcode. Gegenüber BASIC sind die Programme 2- bis 5mal kürzer, je nach Anwendungsbe- reich. Selbst gegenüber Assemblerprogrammen kann FORTH gleichlange oder u. U. kürzere Programme liefern.

– FORTH ist wegen seiner Struktur relativ schnell in der Abarbeitung. Je nach Problemstellung sind FORTH-Programme 1,5- bis 15mal so schnell als BASIC-Programme und nur 2- bis 5mal langsamer als Maschinenpro- gramme. Zeitkritische Probleme lassen sich in Maschinencode formulieren.

– FORTH ist maschinennah. Der Anwender kann die Ressourcen des Com- puters voll nutzen, da elementare und komfortable Speicher- und Ein-/Aus- gabeoperationen als FORTH-Worte direkt vorhanden sind. Zeitkritische Aktionen lassen sich im Maschinencode programmieren, ohne daß später erkennbar ist, welches FORTH-Wort selbst in FORTH oder in Maschinens- prache erarbeitet wurde. Da FORTH eindeutig definierte Schnittstellen zur Parameterübergabe zwischen den FORTH-Worten aufweist, ist eine Einpassung von Maschinenprogrammen in das FORTH-Konzept relativ einfach.

– FORTH fordert die strukturierte Programmierung. FORTH-Worte haben nur einen «Eingang» und nur einen «Ausgang». Für unbedingte oder be- dingte Sprünge («GOTO») existieren in FORTH keine vom Anwender nutzbaren Konstruktionen, die auch nicht benötigt werden. Das erzwingt bei der Programmerstellung eine hohe Disziplin. Damit steigt die Über- sichtigkeit und die Zuverlässigkeit von Programmen.

– FORTH ist ein komplettes Programmentwicklungssystem. Dem Anwen- der stehen alle Hilfsmittel zur Verfügung, die für eine Programmentwick- lung erforderlich sind (z. B. Editor, Interpreter, Compiler).

– Mit FORTH können alle Ressourcen der Hardware vollständig genutzt werden. Die Schnittstellen zur Peripherie sind sehr einfach gehalten. Da FORTH durch seine Erweiterbarkeit sehr flexibel ist, läßt es sich auch an veränderte Hardwarebedingungen oder Peripherie problemlos anpassen.

– FORTH ist im hohen Maße portabel. Da der FORTH-Interpreter eine na- hezu hardwareunabhängige Programmieroberfläche schafft, sind Pro- gramme des KC-FORTH auch ohne wesentliche Änderungen auf 16-bit- Computern lauffähig. Voraussetzung dabei ist aber die Verwendung des FORTH-Standard-Wortschatzes, also dürfen z. B. die Farb- und Grafikbe- fehle nicht in dem umzusetzenden Programm enthalten sein.

Die genannten Vorteile bringen aber auch einige Ungewöhnlichkeiten mit sich. Der Programmierer muß sich an den anderen Programmierstil ge- wöhnen. Die größten Probleme für «Umsteiger» z. B. von BASIC auf FORTH bereitet die Umgekehrte Polnische Notation (UPN) beim Aufruf der einzelnen FORTH-Worte. Aber gerade die UPN macht die Parameter- übergabe von einem FORTH-Wort zu dem nächsten so einfach und über- schaubar. Als Wertespeicher gibt es in FORTH den Stack («Zahlenstapel»), über den die Parameterübergabe geschieht. Jedes FORTH-Wort entnimmt vom Stack die Anzahl der erforderlichen Argumente und hinterläßt auf

dem Stack das Ergebnis. Der Stack ist ein LIFO-Speicher (last in, first out), d. h., jede neue Zahl wird auf den Stapel «obenauf» gelegt und von oben wieder entfernt.

Aufbau und Arbeitsweise von FORTH

FORTH weist einen Satz von direkt ausführbaren Worten auf, die in Maschinensprache geschrieben sind. Sie werden als *Primitiv-Worte* oder *Primär-Worte* bezeichnet. Diese Worte bilden den Kern des FORTH-Interpreters. Aus diesen Worten können andere FORTH-Worte gebildet werden. Die Worte, die selbst aus FORTH-Worten bestehen, werden *Sekundär-Worte* genannt. Die einzelnen FORTH-Worte sind im Speicher in einer Kette angeordnet. Diese Kette wird *Wörterbuch (dictionary)* genannt. Jedes FORTH-Wort hat einen Zeiger auf das nächste FORTH-Wort. Die Wörter sind damit verkettet. Somit läßt sich dieses Wörterbuch einfach nach einem bestimmten Wort durchmustern. Jedes FORTH-Wort besteht aus dem Kopf, in dem der Name des Wortes als ASCII-Zeichen, die Länge des Namens sowie die Adresse des nächsten Wortes steht, und dem Körper, in dem der Typ des Wortes (Primär-, Sekundärwort, Variable, Konstante usw.) und der funktionsausführende Code steht. Bei Primärworten stellt der Körper den direkt ausführbaren Maschinenkode dar. Bei Sekundärworten besteht der funktionsausführende Teil des Körpers aus der Liste der Adressen der auszuführenden FORTH-Worte.

Der Programmteil, der die Ausführung der in der Adreßliste stehenden FORTH-Worte organisiert, heißt *innerer Interpreter*. Im Gegensatz dazu organisiert der äußere Interpreter die Suche des gerade eingegebenen Wortes im Wörterbuch und veranlaßt die Ausführung. Einige FORTH-Worte schalten vom interpretativen auf den compilierenden Betrieb um (z. B. der Doppelpunkt :) bzw. zurück (z. B. das Semikolon ;). Neue FORTH-Worte werden so gebildet, daß die Kette der FORTH-Worte verlängert, das Wörterbuch also erweitert wird. Am Ende des Wörterbuches wird ein Kopf mit dem neuen Namen des zu compilierenden FORTH-Worts angelegt und der Körper entsprechend eingerichtet. Programme in FORTH bestehen prinzipiell aus einem speziell erweiterten und angepaßten FORTH-Interpreter. An folgendem Beispiel sei das dargestellt.

Eine Haushaltswaschmaschine wird durch einen Computer gesteuert, der in FORTH programmiert ist. Folgende FORTH-Worte sind vom Hersteller vorgegeben:

- FUELLEN – die Maschine wird mit Wasser gefüllt;
- LEEREN – die Maschine wird leergepumpt;
- xx Grad – einstellen des Temperaturschalters auf xx Grad;
- HEIZEN – die Heizung wird bis zum Erreichen des am Temperaturschalter mit xx GRAD entsprechend eingestellten Wertes eingeschaltet;
- WASCHEN – die Trommel wird eingeschaltet;
- yy MINUTEN – einstellen des Zeitschalters auf yy Minuten. Dieser schaltet nach Ablauf der Zeit die Trommel aus.

Mit diesem «Grundwortschatz» kann die Hausfrau ihre speziellen Waschprogramme selbst zusammenstellen, ohne die Sprache FORTH zu kennen. Im einfachsten Fall geschieht das durch Aufruf der einzelnen Worte in der entsprechenden Reihenfolge. Man kann den Interpreter aber auch nach den Bedürfnissen der Hausfrau erweitern, indem neue Worte kompiliert werden.

Das Spülprogramm könnte so definiert werden:

: SPUELEN FUELLEN 5 MINUTEN WASCHEN LEEREN ;

Mit dem Doppelpunkt wird auf kompilierenden Betrieb umgeschaltet und das FORTH-Wörterbuch um das FORTH-Wort SPUELEN erweitert. Das Semikolon beendet das Wort und schaltet auf interpretativen Betrieb um. Dieses Wort kann jetzt direkt aufgerufen werden, dann spült die Maschine 5 min lang die Wäsche, oder es kann in ein anderes noch komplexeres FORTH-Wort eingebaut werden.

Beispiel

: HAUPTWAESCHE FUELLEN HEIZEN 10 MINUTEN WASCHEN
LEEREN SPUELEN SPUELEN SPUELEN ;

Die Temperatureinstellung GRAD geschieht nicht im Wort HAUPTWAESCHE. Die Temperatur muß deshalb vor dem Aufruf von HAUPTWAESCHE eingestellt werden.

: WOLLE 30 GRAD HAUPTWAESCHE ;

: SYNTHETIC 40 GRAD HAUPTWAESCHE ;

: WEISS 60 GRAD HAUPTWAESCHE ;

Das sind einige Definitionen, die zum «normalen Programm» einer Waschmaschine gehören. Sie lassen sich aber von der Hausfrau beliebig variieren.

: VORWAESCHE FUELLEN 40 GRAD HEIZEN 15 MINUTEN
WASCHEN LEEREN ;

: KOCHEN VORWAESCHE 95 GRAD HAUPTWAESCHE ;

Dieses Waschmaschinenbeispiel spiegelt ein wesentliches Anwendungsgebiet für FORTH wider: Die Regelungs- und Steuerungstechnik. Aber auch in anderen Anwendungsbereichen können die Vorzüge von FORTH andere Programmiersprachen ersetzen, so z. B. Computergrafik, intelligente Spiele und «konventionelle» EDV-Aufgaben.

Da FORTH allerdings schwerer zu erlernen ist als z. B. BASIC oder PASCAL, wird FORTH nicht die Verbreitung finden wie diese Sprachen. FORTH ist eine günstige Alternative zur Assemblerprogrammierung. Und weil FORTH sich nicht nur als Programmiersprache eignet, sind international bereits mehrere Computer bekannt, die FORTH als Betriebssystem besitzen. Ja selbst Mikroprozessorschaltkreise, die nicht in Maschinensprache, sondern in FORTH programmiert werden, sind entwickelt worden. Die technischen Daten dieser Schaltkreise, insbesondere die Verarbeitungsgeschwindigkeiten, verdeutlichen die Vorteile von FORTH.

Dual-Gate- Feldeffekttransistoren in HF-Schaltungen

Siegmar Henschel – Y22QN

Dual-Gate-FET bringen beim Einsatz in HF-Verstärkerschaltungen gegenüber Bipolar-Transistoren einige Vorteile (geringes Rauschen, hohe Verstärkung). Bei der Dimensionierung der Schaltung sind jedoch einige Besonderheiten zu beachten. Bild 1 zeigt den Prinzipstromlaufplan eines HF-Verstärkers.

Arbeitspunkteinstellung für HF-Vorstufen

Source-Gate-1-Spannung

Die maximale Verstärkung wird bei einer leicht positiven Gate-1-Source-Spannung erreicht; der Gewinn beträgt etwa +1 dB bei etwa $U_{GS} = +0,5$ V. Der oft eingesetzte Source-Widerstand (R_S) begrenzt den Drainstrom bei großer Ansteuerung durch Impulse, vermindert jedoch durch eine negative Gate-1-Spannung die Verstärkung. Eventuell ist U_{G1} durch R_{G1} , etwas anzuheben.

Source-Gate-2-Spannung

Bei modernen Dual-Gate-FET liegt die U_{G2S} -Spannung bei +4 bis 5 V für maximale Verstärkung. Den größten Regelhub (etwa 45 bis 50 dB) erreicht man, wenn die Gate-2-Spannung gegenüber der Source-Spannung leicht

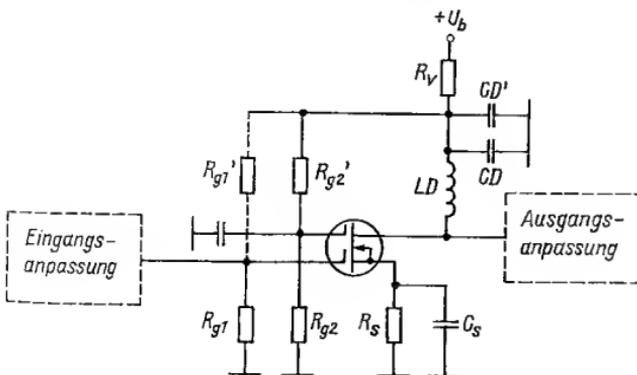


Bild 1 Standardbeschaltung für einen Dual-Gate-FET-Vorverstärker

negativ wird (etwa $-1,5$ V). Die Regelspannungsquelle ist so zu dimensionieren, daß der maximale Gate-Strom für die Schutzdioden nicht überschritten werden kann.

Drain-Source-Spannung

Die im Datenblatt angegebene Drain-Source-Spannung darf unter keinen Umständen (Regelung, Spannungsspitzen durch Schalteffekte usw.) überschritten werden. Die Drain-Spannung ist zum Schutz gegen Spannungsspitzen zusätzlich mit einem größeren Kondensator ($C_D = 4,7$ bis 100 nF) abzublocken. Das ist besonders bei GaAs-FET ($CF\ 300$ o.ä.) mit $U_{DS} < 10$ V zu beachten. Eventuell sind geeignete Spannungsbegrenzerschaltungen einzusetzen (Vorsicht! Z-Dioden erzeugen zusätzliches Rauschen).

Verlustleistung

Die maximale Verlustleistung darf auch bei Regelung nicht überschritten werden. Bei Verstärkern, die in Antennennähe montiert sind, ist die erhöhte Umgebungstemperatur durch Sonneneinstrahlung zu beachten.

Maximaler Aussteuerbereich

Infolge der relativ hohen Schwellenspannung ($U_p \sim 6$ V) ist der Aussteuerbereich relativ gering. Beim Unterschreiten von U_p treten Nichtlinearitäten auf, die im Drain-Kreis Kreuzmodulation hervorrufen. Infolge von U_{DSmax} ist für den Aussteuerbereich bald eine Grenze gesetzt. Der Punkt für minimale Kreuzmodulation läßt sich mit der Gate-2-Spannung etwas optimieren. Die Gate-1-Spannung sollte für optimale Aussteuerung gegenüber Source leicht positiv sein. Es sind IP-Werte von -5 bis 0 dBm erreichbar. Der Arbeitspunkt für optimale Empfindlichkeit liegt jedoch nicht mit dem für optimale Aussteuerbarkeit und Verstärkung zusammen, so daß man je nach Anwendungsfall mit der Gate-1- und der Gate-2-Spannung den optimalen Arbeitspunkt einstellt.

Arbeitspunktstabilisierung

Bei Dual-Gate-FET sind keine besonderen Maßnahmen zur Arbeitspunktstabilisierung erforderlich. Bei Temperaturerhöhung fällt der Drain-Strom leicht, so daß keine Überlastungsgefahr besteht. Gegebenenfalls kann auf den oft eingesetzten Source-Widerstand verzichtet werden.

Aufbau

Infolge der geringen Drain-Gate-1-Kapazität lassen sich stabile Verstärkerschaltungen aufbauen, wenn Source und Gate 2 hochfrequenzmäßig niederohmig und induktionsarm geerdet sowie der Eingangs- und Ausgangskreis voneinander gut entkoppelt sind. Beim Aufbau von HF-Verstärkerschaltungen ist zu beachten, daß möglichst keine Zuleitungsinduktivitäten zu den Bauelementen entstehen (s. Bild 2). Zum Abblocken sind Scheibenkondensatoren oder Chip-Kondensatoren geeignet. Mehrlagige Folienkondensatoren aus *Epsilon* eignen sich nicht für VHF-Anwendungen, sie haben bei etwa 150 MHz eine Eigenresonanzstelle. Alle verwendeten Bauelemente sollten neu oder neuwertig sein. Zur Erreichung einer hohen Eingangsempfindlichkeit sollten alle am Eingang angeschalteten Bauelemente so verlust-

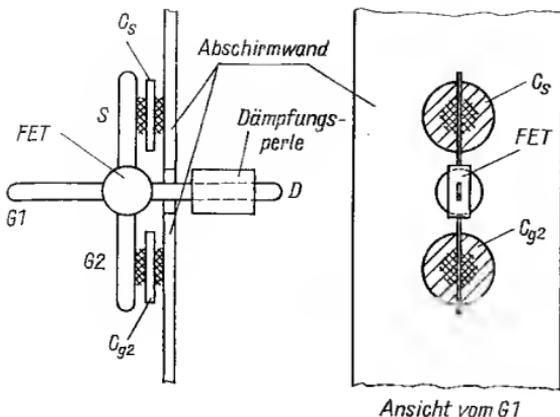


Bild 2
 Aufbauvorschlag für eine gute Abblockung von Source und Gate 2 für einen rückwirkungsarmen Betrieb

arm wie möglich ausgeführt sein (Luftspulen mit hoher Güte, Lufttrimmer sowie möglichst keine zusätzlichen mechanischen Stützpunkte). Ein Aufbau des Eingangskreises in gedruckter Schaltungstechnik ist nicht empfehlenswert. Gegen eine Schwingneigung im oberen UHF-Bereich sollte über den Drain-Anschluß eine Ferrit-Dämpfungspferle geschoben werden. Der gesamte Vorverstärker ist in ein HF-dichtes Gehäuse einzusetzen. Eingangs- und Ausgangsanschluß sind möglichst weit voneinander anzuordnen, die Schwingkreise gut zu entkoppeln und alle Spannungszuführungen über Durchführungskondensatoren vorzunehmen.

Selektivverstärker

Eingangskreis

Die im Datenblatt angegebenen Kennwerte des Transistors (Verstärkung, Rauschmaß) beziehen sich auf diesen ohne äußere Beschaltung. Durch die Verluste in den externen Bauelementen werden diese Kennwerte verschlechtert. Ein guter HF-Verstärker sollte ein möglichst geringes Rauschmaß aufweisen. Durch die erforderliche Vorselektion wird dieses jedoch, abhängig von der Güte des Schwingkreises, schlechter. Der Eingangsschwingkreis muß eine hohe Leerlaufgüte und eine niedrige Betriebsgüte haben, um möglichst viel Energie von der Antennenklemme impedanzrichtig an den Transistoreingang gelangen zu lassen. Das Rauschmaß wird um die Dämpfung

$$D = 10 \log \left(\frac{1}{1 - Q_L/Q_0} \right)^2$$

(Q_L - Betriebsgüte, Q_0 - Leerlaufgüte)

der Eingangsanpassung verschlechtert. Mit Luftspulen in Abschirmbechern erreicht man bei 145 MHz bei optimalem Aufbau ein $Q_0 \sim 300$. Bei norma-

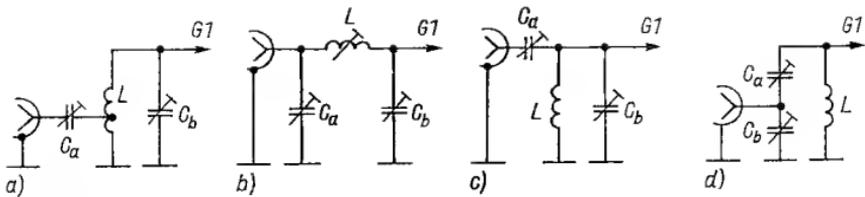


Bild 3 Variationen für die Gestaltung des Eingangskreises (Erläuterungen siehe Text)

lem Aufbau und keramischen Trimmern liegen die Leerlaufgütwerte nur bei etwa 100. Setzt man die Betriebsgüte $Q_L = 10$, so erreicht man minimale Dämpfungswerte von etwa 0,9 dB bei $Q_0 = 100$ und etwa 0,3 dB bei $Q_0 = 300$. Für hohe Anforderungen sind Wendeltopfkreise mit Kreisgüten bis zu 1000 vorzusehen. Die Durchgangsdämpfung ist dann kleiner 0,1 dB und verschlechtert das Rauschmaß des Transistors wenig.

Wendeltopfkreise mit rundem Außenleiter haben gegenüber solchen mit eckigem, verlötetem Außenleiter eine höhere Güte. Für runde Außenleiter aus Rohr sollte nahtlos gezogenes Rohr verwendet werden. Auf eine glatte, möglichst polierte Oberfläche des Innenleiters und des Innenrohrs ist zu achten. Bild 3 gibt einige Anpaßschaltungen für FET-Eingänge wieder. Bild 3a zeigt eine konventionelle Eingangsbeschaltung. Der Anzapfpunkt für die Antennenanpassung wird auf minimales Rauschen festgelegt. C_a kompensiert die induktive Komponente der Zuleitungen. C_b sollte einen möglichst kleinen Wert und hohe Güte haben. Mit der π -Schaltung nach Bild 3b läßt sich ein relativ großer Impedanzbereich anpassen. Es sind jedoch Maßnahmen zur Ableitung von statischen Aufladungen, die den FET zerstören könnten, vorzusehen. Bild 3c zeigt eine kapazitive Antennenanpassung an den Hochpunkt des Eingangskreises, das Gate 1 ist über L gleichstrommäßig geerdet. Bild 3d gibt eine kapazitive Transformation des Antennenwiderstands an den FET-Eingang wieder.

Ausgangskreis

Die Verluste im Ausgangskreis treten nicht so stark in Erscheinung, da sie die Empfindlichkeit nicht verschlechtern. Der Ausgang kann selektiv oder breitbandig abgeschlossen werden; er muß jedoch zur Erzielung einer großen Aussteuerbarkeit niederohmig sein. Im anschließenden Anwendungsbeispiel ist das deutlich erkennbar am veränderten IP von -8 dBm bei ungedämpftem Abschluß des Wendeltopfkreisfilters und bei optimalem Abschluß mit R_5 . Der IP verbessert sich auf 0 dBm. Infolge des geringeren Ausgangswiderstands verringert sich jedoch die Verstärkung. Bild 4a zeigt eine breitbandige Auskopplung, wie sie bei an der Antenne montierten Verstärkerstufen angewendet werden sollte. Auf einen Doppellochkern vom Typ 4171.3-1112.65 wird eine Windung eines 3fach verdrehten 0,14-mm-CuL-Drahts aufgewickelt und nach Bild 4a verschaltet. Mit der Schaltung nach Bild 4b läßt sich eine gute selektive Anpassung an ein beliebig langes

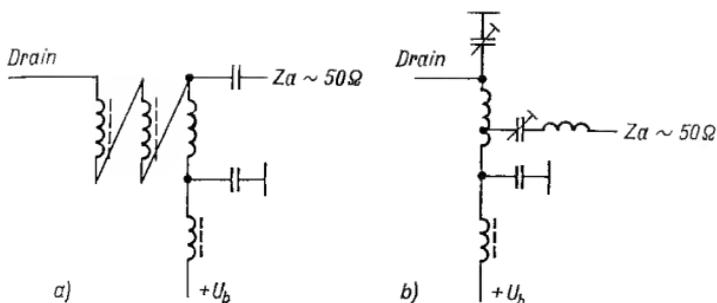


Bild 4 Auskoppelvarianten für einen FET-Vorverstärker

Kabel einstellen. Beim Einsatz vor einer Mischstufe ist es günstig, eine hohe Selektivität zu erreichen, um außerhalb des gewünschten Frequenzbereiches liegende Signale möglichst stark zu bedämpfen. Die erforderlichen Selektionsmittel sind frei wählbar.

Verstärkerschaltung für das 145-MHz-Band

Bild 5 zeigt einen nach diesen Gesichtspunkten konzipierten Vorverstärker für das 2-m-Amateurband. Die Selektion geschieht mit Wendeltopfkreisen. Um diesen Verstärker im Baukastensystem mit 100 mm Länge einsetzen zu können, wurde ein Resonatordurchmesser von 30 mm gewählt. Andere Abmessungen unter Beachtung der Dimensionierungsregeln für Wendeltopfkreise sind ebenfalls verwendbar. Die mit dem 30-mm-Resonator erzielbare Leerlaufgüte liegt bei 650. Nach den vorhergehenden Ausführungen er-

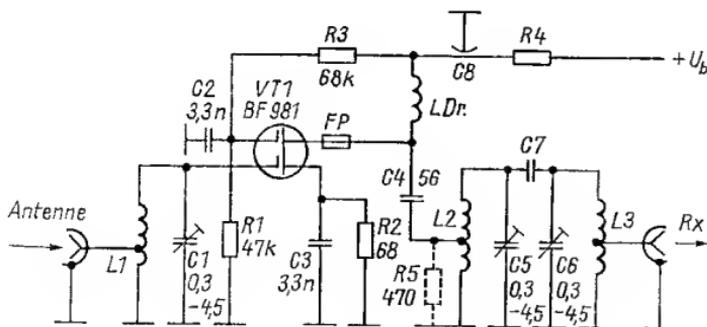


Bild 5 Rauscharmer FET-Vorverstärker für das 145-MHz-Amateurband;

LDr. = 12 Wdg. 0,3-mm-CuL 3 mm Dorn Wdg. an Wdg., L1 = 5 Wdg. 1,5-mm-CuAg 15 mm Dorn 15 mm lang Anzapfung etwa 1 Wdg. von Masse, L2 = 7 Wdg. 1,5-mm-CuAg 15 mm Dorn 19 mm lang Anzapfung 1,25 Wdg. von Masse, L3 = 7 Wdg. 1,5-mm-CuAg 15 mm Dorn 19 mm lang Anzapfung 0,25 Wdg. von Masse

übrigt sich eine Schaltungsbeschreibung. Zum Aufbau und Abgleich jedoch einige Hinweise: Die Wendeltopfkreise bestehen aus Kupferrohr 30×1 mm und 40 mm Länge. Sie sollten eine glatte, möglichst polierte Oberfläche des Innenrohres aufweisen, vor allem der Eingangskreis. Verkupfertes Messingrohr von gleichen Abmessungen ist ebenfalls verwendbar. Ein Versilbern der Oberfläche bringt keine wesentlichen Vorteile. Die Kreisspule besteht aus versilbertem Kupferdraht mit 1,5 mm Durchmesser. Beim Mustergerät werden keramische Spindeltrimmer mit 0,3 bis 4,5 pF eingesetzt. Lufttrimmer vom Typ 8203 (0,3 bis 3 pF) sind wegen der besseren Einstellbarkeit geeigneter. Der Abstand der Spulen vom Topfboden sollte 10 mm betragen, um eine zusätzliche Bedämpfung zu vermeiden. Die Wendeltopfkreise sind beidseitig hochfrequenzdicht zu verschließen, entweder durch Einschrauben entsprechender Deckel, wobei die Rohrlänge um die doppelte Deckelstärke zu vergrößern ist, oder durch Abschließen mit einem entsprechenden Kupferblechstreifen.

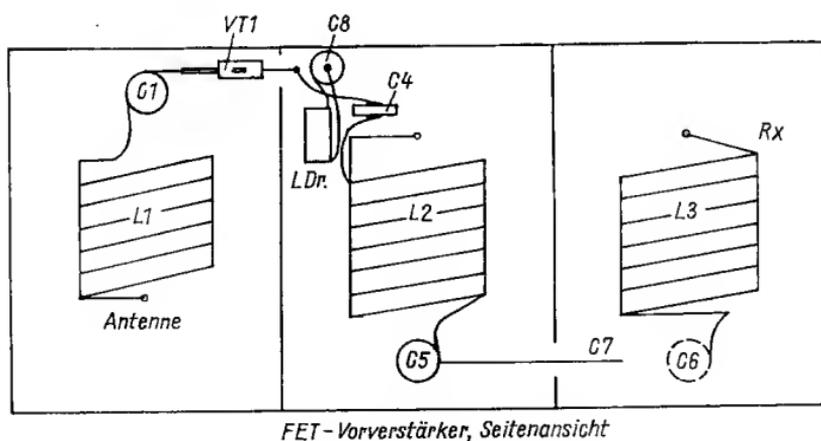
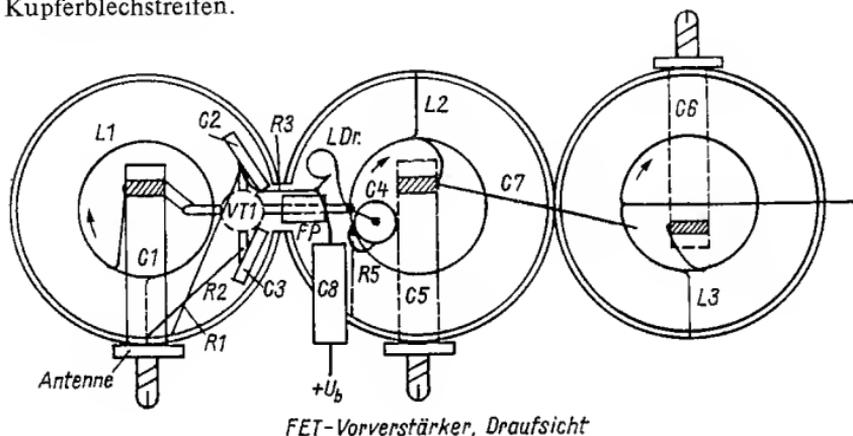


Bild 6 Aufbauvorschlag für einen rauscharmen FET-Vorverstärker

Aus Bild 6 kann man weitere Aufbaueinheiten ersehen. Die Koppelkapazität ($C7$) für das Bandfilter besteht aus einem Stück an $C5$ angelötetem 1,0-mm-CuAg-Draht, der etwa 10 mm in den Resonatorraum von $L3$ ragt. Mit einer Koppelkapazität nach [1] läßt sich leicht eine optimale Kopplung einstellen. Der Abgleich des Bandfilters $L2/L3$ läßt sich mit einem Wobbelgenerator problemlos durchführen, mit $C7$ ist die Bandbreite einstellbar. Die Durchgangsdämpfung liegt bei 2 MHz Bandbreite bei -3 dB. Nach erfolgtem Bandfilterabgleich wird an dem Eingang ein Rauschgenerator angeschaltet und $C1$ auf Rauschminimum abgeglichen. Der Eingangskreis ist dabei nach tieferen Frequenzen zu verstimmen, gegenüber dem Abgleich auf maximale Verstärkung. Mit einem für $R1$ eingesetzten 100-k Ω -Einstellregler prüft man, ob sich durch Ändern der Gate-2-Spannung das Rauschmaß weiter verringern läßt. Abschließend wird der Anzapfpunkt für die Antenneneinkopplung an $L1$ variiert und auf Rauschminimum abgeglichen. Sollte bei diesen Arbeiten die Oberfläche von $L1$ stark mit Zinn vergrößert sein, ist eine neue Spule anzufertigen, die die gleichen mechanischen Abmessungen aufweist.

Mit der Schaltung nach Bild 5 wurde mit $VT1 = BF 981$ eine Verstärkung von 24 dB bei einem Rauschmaß von 0,5 dB erreicht. Infolge der Arbeitspunkteinstellung auf minimales Rauschen und des hochohmigen Abschlusses mit etwa 2 k Ω beträgt der IP nur -8 dBm. Wird der Ausgangskreis durch Bedämpfen mit $R5$ niederohmiger gestaltet, sinkt die Verstärkung auf etwa 18 dB, und der IP verbessert sich auf 0 dBm. Das Rauschmaß beträgt etwa 0,6 dB. Der Abschluß des Transistors ließe sich durch Verändern der Anzapfung an $L2$ niederohmiger gestalten; es wird jedoch kritischer, eine optimale Durchlaßkurve für das gesamte 2-m-Band zu erreichen. Bild 7

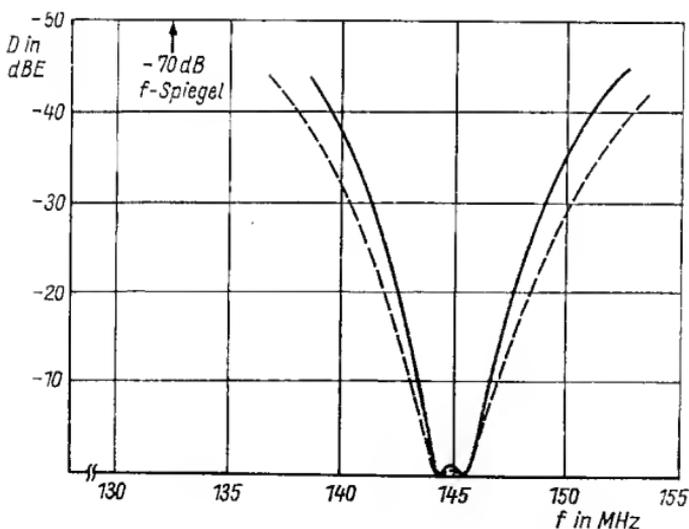


Bild 7 Selektionskurve des Vorverstärkers nach Bild 5 bzw. Bild 6

zeigt die Selektionskurve des Vorverstärkers. Für eine übliche Zwischenfrequenz von 10,7 MHz ergibt sich eine Spiegelfrequenzdämpfung von -70 dB. Wird dieser Vorverstärker vor einen Diodenringmischer mit einem IP von $+14$ dBm und einem Rauschmaß von 10 dB geschaltet, so erhöht sich das Rauschmaß um weniger als 0,1 dB (0,15 dB), und es ergibt sich ein Gesamt-IP von -10 dBm (-4 dBm), Klammerwerte bei Abschluß mit R5. Trotz der nicht großsignalfesten Vorstufe wird IP-Gesamt vom Mischer bestimmt. Die Großsignalfestigkeit läßt sich auf Kosten der Eingangsempfindlichkeit verbessern.

Mischstufen mit Dual-Gate-FET

Mischstufen mit Dual-Gate-FET sollten nur als multiplikativer Mischer ausgeführt werden. Sie weisen eine höhere Mischverstärkung auf als additive Mischstufen, und durch die getrennten Elektroden ist eine bessere Entkopplung von Oszillator und Eingangsfrequenz möglich. Es tritt nur eine Verkopplung über die relativ kleine Gate-2-Gate-1-Kapazität auf.

Arbeitspunkteinstellung für Mischstufen (Bild 8)

Für eine gute Mischverstärkung und eine gute Linearität der Mischkennlinie ist U_{G2} auf etwa $+0,8$ V einzustellen. Die niederohmig zugeführte Oszillatorspannung muß so groß sein, daß deren positive Halbwelle den Transistor völlig öffnet und die negative Halbwelle ihn sperrt. Dadurch wird eine lineare Modulation der Steilheit erreicht. Mit der Gate-2-Spannung läßt sich der Transistor auf optimale Mischverstärkung oder auf optimales Großsignalverhalten einstellen. Ein U_{G2} von etwa $+0,8$ V ergibt optimales Großsignalverhalten, wobei die Mischverstärkung um etwa 2 dB abnimmt. Mit einem höheren Oszillatorpegel läßt sich dieser Verlust teilweise kompensieren. Für maximale Mischverstärkung muß das Gate 2 für die ZF kurzge-

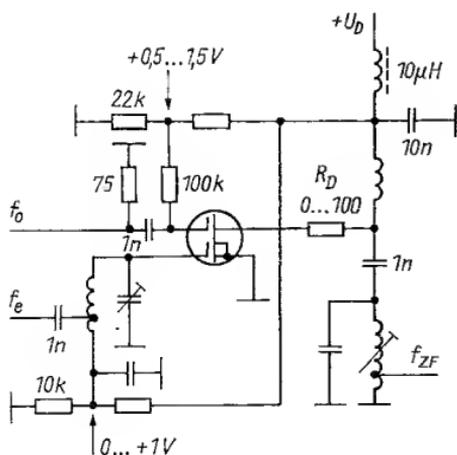


Bild 8
Standardbesetzung für eine multiplikative Mischstufe mit einem Dual-Gate-FET

geschlossen sein, und die Oszillatorfrequenz ist niederohmig einzukoppeln, wobei der Pegel 0,6 bis 2,5 V beträgt. Source liegt an Masse, die Gate-1-Spannung kann 0 bis +1 V betragen.

Für die Auslegung des Drain-Kreises gilt das gleiche wie bei der Vorstufenschaltung. Bei Transistoren mit hoher Grenzfrequenz kann es zur Schwingneigung im oberen UHF-Bereich kommen, ein sehr kurz am Drainanschluß angelöteter Widerstand ($R_D = 47$ bis 150Ω) bedämpft den Ausgang für diese hohen Frequenzen. FET-Mischstufen sollten nur in selektiven Konzepten verwendet werden. Breitbandschaltungen lassen sich mit Diodenringmischern und rauscharmen ZF-Verstärkerstufen großsignalfester aufbauen. Bild 9 zeigt eine erprobte Mischschaltung, die mit einem Quarzfilter für die 1. ZF abgeschlossen ist. Der Aufbau sollte analog zur Vorstufe vorgenommen werden, wobei auch in diesem Fall Eingang und Ausgang gut voneinander zu entkoppeln sind. Eine Kammerbauweise hat sich bewährt.

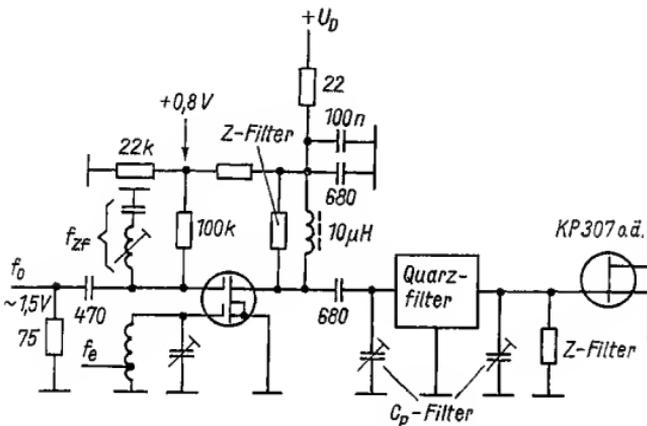


Bild 9 Dual-Gate-FET-Mischstufe für einen 2-m-(70-cm)-Empfänger

Literatur

[1] S. Henschel, Bandpaßfilter für das UKW-Rundfunkband. Elektronisches Jahrbuch 1989, Berlin 1988.

Weiterführende Literatur

Das FET-Kochbuch. TEXAS-Instruments Deutschland, (Freising 1977).

M. Schmidt, Hochfrequenz-Vorverstärker für das 2-m-Amateurfunkband. Funkschau 1972, Heft 5, Seite 149.

G. Schwarzenbeck, Rauscharme UKW-Vorverstärker. cq-DL 1984, Heft 4, Seite 160.

D. Dobričić, Rauscharmer 144-MHz-Vorverstärker mit Helix-Kreisen. UKW-Berichte 1987, Heft 3, Seite 154.

F. Gärtner, Wendeltopfkreise – Berechnung und Konstruktion. Elektronisches Jahrbuch 1983, Berlin 1982.

H. Stuhec, Ein Koaxialresonator mit gewandeltem Innenleiter hoher Güte für den KW- und UKW-Bereich. radio fernsehen elektronik 18 (1969) Heft 3, Seite 83.

Die Beiträge «Blick in den Antennenwald» in einigen zurückliegenden Elektronischen Jahrbüchern haben vielen Funkamateuren Anregungen gegeben. Die Resonanz ermutigt den Autor weiterzumachen. Material, das nicht mehr im Rothammel [1] verarbeitet werden konnte, steht ausreichend zur Verfügung. Der nachfolgend vermittelte Stoff bietet eine kurze Information über ausführliche Arbeiten einer Amateurfunk-Fachzeitschrift über einen Zeitraum von 2 Jahren. Der Referent hofft, daß der gebotene Informationsgehalt ausreichend ist, um erfolgreich diese Antennen nachzubauen. Ernsthafte Anfragen mit SASE werden von Y220H gern beantwortet.

Auf der Erde liegende Empfangsantenne mit geringem Rauschen

Sucht man extrem rauscharme Empfangsantennen besonders für die Topbänder 160 und 80 m, so ist eigentlich jeder auf das Experiment angewiesen. Auf keinen Fall tut es eine Groundplane, auch nicht die verkürzte Form. Aber man hört viel von den sogenannten Snake-Antennen (engl. snake = Schlange). Ihre Formen sind von der klassischen Beverage-Antenne (s. auch [1]) abgeleitet. Es ist eine auf dem Boden ausgelegte 2adrige Leitung, koaxial oder flach, mindestens 1λ lang und mit ihrem Wellenwiderstand (induktionsfreier Schichtwiderstand) abgeschlossen. Sie muß nicht gerade, sie kann auch schlangenförmig verlegt werden. Daher der Name Snake-Antenne.

Bild 1 aus [2] zeigt mögliche Varianten. Hauptempfangsrichtung ist die Auslegerichtung vom RX weg. Bei Angabe der Antennenlänge muß ihre elektrische Länge (mechanische Länge mal Verkürzungsfaktor) verwendet werden. Bei der Beverage-Antenne ist die Erdrückleitung der 2. Leiter. Diese Antennen sind sogenannte Wellenleiterantennen. Mit der Auflage dieser Antennen auf die Erde sinkt das Nutzsignal sehr stark ab, aber das Signal/(Signal + Rauschen)-Verhältnis ist extrem hoch, da das Rauschen, meist vertikal polarisiert, mit abnehmender Höhe über der Erde wesentlich schneller absinkt als die Nutzfeldstärke.

Diese Antennen sind mit einem Vorverstärker von mindestens 40 bis 50 dB Verstärkung und extrem rauscharmer Vorstufe zu betreiben. Denn es

kann sein, daß man mit einem üblichen KW-Empfänger an einer derartigen Antenne nichts hört. Im übrigen soll man diese Antennen nicht über Erdnetze oder Radials verlegen, die dort angeschlossenen Sendeantennen könnten im ungünstigsten Fall ihr Rauschen einkoppeln! Also gilt es zu experimentieren.

Als Material für die beschriebenen Snake-Antennen eignet sich Koaxialkabel, Antennenflachkabel, ja sogar 2adriges Lautsprecherkabel. Man muß nur diese Wellenleiter so lang wie möglich ($\geq 1 \lambda$) auslegen und mit ihrem Wellenwiderstand abschließen. Im übrigen spricht Bild 1 für sich. Es bleibt also nur zu wünschen: Mni DX wid snake + RX on 160 or 80 mtrs if u hrd nil wid ur sending ant!

Verkürzte 160-m-Vertikalantenne

Die ideale Groundplane für das 160-m-Band wäre etwa vertikal 40 m hoch. Groundplane sind ideale Flachstrahler auch für 160-m-DX, wenn noch zusätzlich eine rauscharme Empfangsantenne, z. B. eine Snake oder Beverage, verwendet wird. Es hat daher nicht an Versuchen gefehlt, verkürzte Vertikalstrahler für das Topband zu entwickeln, wobei man allerdings oftmals sehr geringe Bandbreiten von 10 bis 15 kHz für ein Stehwellenverhältnis SWV 2:1 in Kauf nehmen muß.

Eine Breitbandvariante nach dem Mehrleiterprinzip mit kapazitiver Kopflast wird in [3] beschrieben. Sie ist alles über alles 18,3 m lang bzw. hoch und kann unter Umständen mit geringen Leistungsabstrichen auch geneigt abgespannt werden. Es handelt sich um eine Drahtkonstruktion.

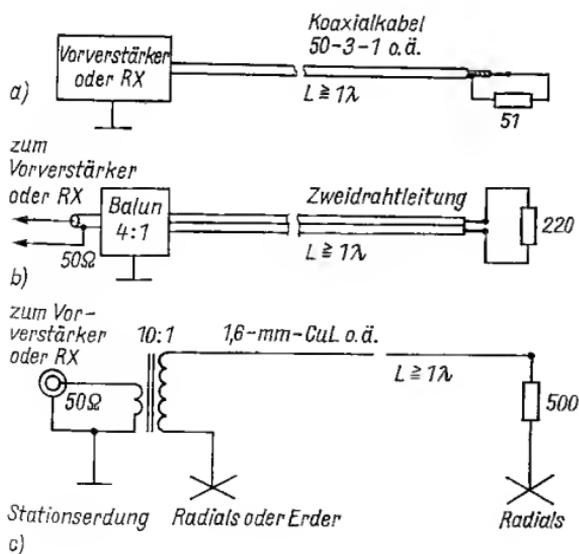


Bild 1
Auf dem Boden liegende rauscharme Empfangsantennen (Wellenleiterantennen); a - Koaxialkabelauführung mit 51-Ω-Abschluss, b - Draht-Snake-Antenne mit 220-Ω-Abschluss, c - klassische Beverage-Antenne mit 500-Ω-Abschluss und Erdrückleitung

Bild 2 zeigt die Dimensionierung der Antenne und das elektrische Ersatzschaltbild. Bild 3 und Bild 4 liefern Konstruktionsdetails für die Kopf- und Bodenteile der Antenne.

Die Antenne ist physikalisch etwa $\lambda/8$ lang. Das 3-Leiter-Kopfsystem zusammen mit der Lastinduktivität $L1$ liefert eine Systemresonanz bei

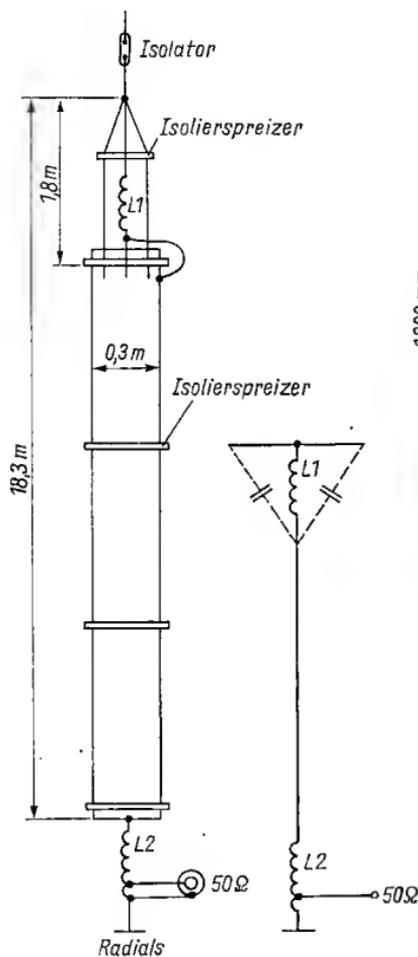


Bild 2
160-m-«Shortie» und Ersatzschaltung

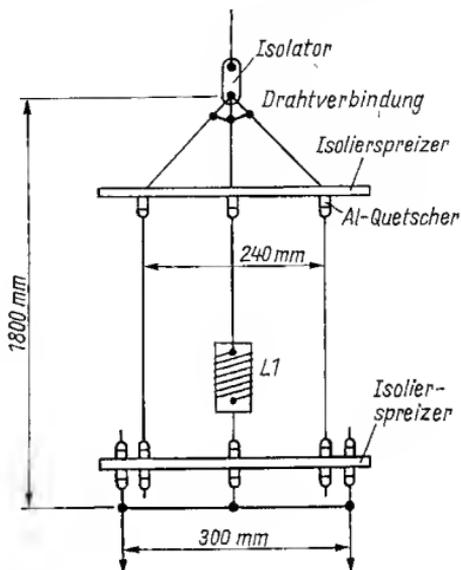


Bild 3
Kopfteil der «Shortie»

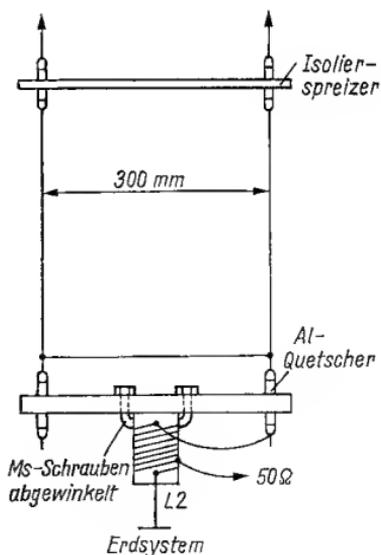


Bild 4
Bodenteil der «Shortie»

2,5 MHz. Die Bodeninduktivität (Verlängerungs- L) L_2 bringt die Vertikalantenne auf 160 m in Resonanz und paßt über eine Anzapfung 50- Ω -Koaxialkabelspeisung an.

Neben den Bildern seien noch einige Konstruktionshinweise gegeben. Als Antennenleiter verwendet man 2 mm starken, thermoplastisch isolierten Kupferdraht. Für die Spreizer wurde 1/2-Zoll-PVC-Rohr benutzt. Sie werden auf dem Leiter mit Al-Quetschhülsen (Elektrikermaterial) festgelegt. Beide Induktivitäten sind auf 2-Zoll-Polystyrolrohr gewickelt, und zwar mit 1,6-mm-CuL 1lagig ohne Windungsabstand. L_1 hat eine Windungslänge von etwa 11 cm (etwa 68 Wdg. = 80 μ H), und L_2 hat 42 Wdg. (etwa 30 μ H). Die Anzapfung liegt bei 5 Wdg. L_2 wird zunächst mit mehr Windungen gewickelt. Die Antenne wird dann durch Abwickeln auf der Vorzugsfrequenz im 160-m-Band in Resonanz gebracht. Die fertigen Spulen L_1 und L_2 werden abschließend mit PUR-Lack 2mal überzogen, um Schmutzabweisung und Korrosionsschutz für lange Zeit zu garantieren.

Naturgemäß arbeiten Groundplane gegen eine gute Erde. Deshalb wurden 20 Radials je $\lambda/4$ lang verlegt und noch 2 Staberder (2 m lang) am Speisepunkt in die Erde getrieben. Auf jeden Fall sollte man soviel Radials wie möglich eingraben und gegebenenfalls auch vorhandene metallische Wasserleitungen in das Erdsystem einbeziehen. Es erscheint möglich, daß einige Staberder und ein einzelner Gegengewichtsleiter bereits ausreichen. Aber, wie schon angedeutet, Erdsysteme sind eine experimentelle Sache für sich. Sie hängen von den örtlichen Verhältnissen ab. Übrigens dürfte für viele OMs auch eine 80-m-Shortie von Interesse sein.

Einfache Multiband-Groundplane

Kompromiß-Allbandantennen gibt es sehr viele auch unter den Vertikalstrahlern. Fügen wir diesen eine nach [4] hinzu. Vier, besser mehr Radials von 6 m Länge, auf dem Boden liegend, und senkrecht dazu ein gleich langer Teleskopmast, isoliert gegenüber den Radials, sowie eine luftisolierte 2-Draht-Speiseleitung, «Hühnerleiter», sind der Aufwand (siehe auch Bild 5). Diese Antenne arbeitet auf allen 8 Amateurbändern von 80 bis

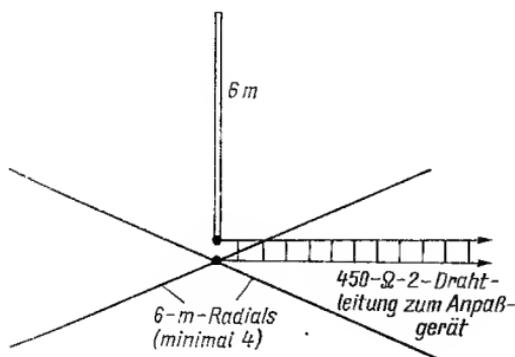


Bild 5
Einfacher Multiband-Vertikalmonopol für 80 m bis 10 m

10 m. Allerdings ist erst oberhalb 20 m ein Gewinn gegenüber dem $\lambda/4$ -Vertikalstrahler für die zugehörige Grundwelle zu erwarten. Besitzt man einen längeren Teleskopmast, so fahre man ihn besser höher aus. Die Länge der Radials sollte jedoch immer der Mastlänge entsprechen.

Wegen der Möglichkeit einer Abstrahlung und eines sehr hohen Stehwellenverhältnisses der verlustarmen, luftisolierten 2-Draht-Speiseleitung ist diese isoliert (und nicht auf dem Boden liegend) bis zu einem symmetrischen Antennenanpaßgerät zu führen. Ein solches ist immer erforderlich. Niemals z.B. mit dem *Teltow* diese Antenne direkt abstimmen wollen! Auch ein unsymmetrisches Abstimmgerät kann eingesetzt werden, wenn seine Schirmung über die 2-Draht-Leitung elektrisch direkt mit den Radials verbunden ist. Vielleicht sollte man sich einmal diese Antenne für den Portablebetrieb mitnehmen und mit ihr experimentieren.

Kompromiß-Delta-Quad-Antenne für 80/40/20 m

Die Quad auf den höheren Bändern 20, 15 und 10 m ist eine für den DXer realisierbare und gebräuchliche Antenne. Die Quad für 80, 40 und 20 m scheitert im allgemeinen an ihren mechanischen Dimensionen. Das muß nicht sein, wie in [5] gezeigt wird. Bild 6 zeigt mögliche Quadkonfigurationen mit den bezeichneten Spannungs- und Strombüschen (U bzw. I) in Grundwellenanregung bei der Auslegungsfrequenz. Dabei stellt die mittlere Form mit einem $\lambda/4$ -Stub ein verlängertes Delta-Quad-Glied dar. Im Grundwellenbetrieb schließt dieser einseitig offene Phantomstub das Dreieck elektrisch (hochfrequenzmäßig) kurz. Bei Speisung dieser Antenne mit einer Hühnerleiter (offene 2-Draht-Leitung) geeigneter Länge kann diese Quadform ausgezeichnet auf der halben Auslegungsfrequenz betrieben werden. Das zeigt Bild 7 in einer praktischen Ausführung. Auch in diesem Fall sind für die halbe Auslegungsfrequenz die Spannungs- und Strombüsche eingetragen. Die strahlenden Strombüsche liegen in den Deltaschenkeln. Im allgemeinen kann diese Antenne bis zur 4. Harmonischen der halben Auslegungsfrequenz betrieben werden, z. B. auf 80, 40 und 20 m bzw. 40, 20, 15 und 10 m bei den Auslegungsfrequenzen 7,1 bzw. 14,2 MHz. Der Umfang des Deltas berechnet sich zu $U_D = 306,3/f_A$ in m, wenn f_A in MHz eingesetzt wird. Für den Phantomstub, einer luftisolierten 450- Ω -2-Draht-Leitung ergibt sich die Länge ebenfalls in m mit $L_{st} = 73,48/f_A$. Ein Verkür-

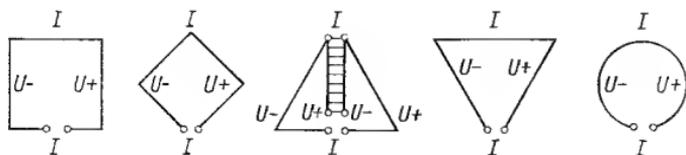


Bild 6 Quadkonfigurationen, in der Mitte eine Deltaloop mit Phantomstub, eine sogenannte verlängerte Quad

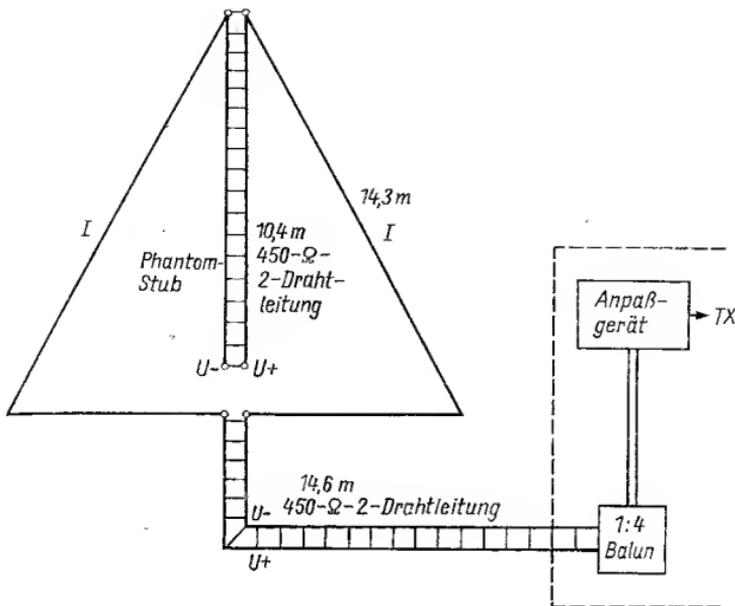


Bild 7 Realisierte Delta-Quad-Antenne für 80/40/20 m, Auslegungsfrequenz 7,1 MHz. Für den Phantomstub und die Speiseleitung wurde eine 450- Ω -2-Draht-Leitung verwendet (bei 2 mm Cu mit thermoplastischer Hülle betrage der Spreizerbohrungsabstand 42 mm)

zungsfaktor von 0,98 ist in diesem Fall bereits berücksichtigt. Die Abmessungen sind nicht kritisch. Man kann ruhig auf $\pm 0,1$ m runden.

Eine realisierte Variante wurde in 15 m Höhe an einem starken *Dederon*-Seil zwischen 2 Bäumen aufgehängt. Ein Holzausleger von $2 \times 7,15$ m am Drehpunkt in 2,4 m Höhe spannt das Dreieck auf. Der Phantomstub ist in der Ebene des Deltas verspannt. Die Antenne wurde erfolgreich mit einem symmetrischen Antennenanpaßgerät betrieben. Eine 2-Elemente-Variante ist gleichfalls realisierbar. Das 2. Element, identisch dem 1. (Phasenstübchen bei beiden Elementen 10,1 m lang), wird in 4 m Entfernung aufgespannt. Im äquivalenten Speisepunkt des parasitären Elements ist ein Abstimmstübchen angebracht (2 Teleskopstäbe in 2,5 cm Abstand; Länge nicht angegeben!). Bleibt dieser am Ende offen, so wirkt das parasitäre Element auf 20 m als Reflektor. Auf 40 m bleibt der Abstimmstübchen offen, und der parasitäre Strahler wirkt als Direktor. Das gilt auch für 80 m. In diesem Fall wirkt der Teleskopstübchen mehr als Kapazität, deshalb auch 2,5 cm Abstand.

Verlängerte Doppel-Zepp für 12 m

Die verlängerte Doppel-Zepp VDZ ist schon bei *Rothammel* [1] beschrieben, allerdings nicht für das neue 12-m-Band. Deshalb erscheint es sinnvoll,

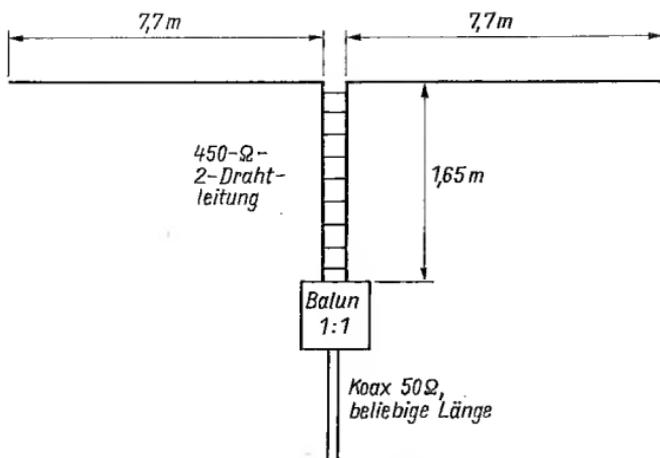


Bild 8 Verlängerte Doppel-Zepp für 12 m, Auslegungsfrequenz 24,95 MHz. Der 450-Ω-Anpaßstab transformiert (142 – j555) Ω auf real 55 Ω

eine erprobte Variante vorzustellen (siehe Bild 8 nach [6]). Die VDZ-Antenne besteht aus 2 kolinearen $0,64\lambda$ -Elementen, die in Phase gespeist werden. Die Abmessungen betragen je Schenkel 7,7 m. Das Anpaßglied ist eine offene 450-Ω-2-Drahtleitung von 1,65 m Länge, Leiterabstand 42 mm. Als Material für Strahler und 2-Draht-Leitung wird ein thermoplastisolierter 2-mm-Cu-Draht verwendet. 1:1-Balunausführungen findet man in der Literatur. Führt man die 450-Ω-2-Draht-Leitung bis zu einem symmetrischen Antennenanpaßgerät, so kann man auf den Balun und das Koaxialkabel verzichten. Die VDZ-Antenne hat gegenüber dem Halbwelldipol einen Gewinn von 3 dB. Beim Abgleich macht man das Anpaßglied 1,75 m lang und schneidet 2 cm schrittweise bis zur optimalen Anpassung ab. Die beschriebene Antenne wurde für 24,95 MHz ausgelegt. Man verwendet stets die höchste Bandauslegungsfrequenz (s. [1] Seite 191).

Verwendet man 2 VDZ in $\lambda/8$ -Abstand und speist sie 180° außer Phase, so verbessert man Richtwirkung und Verstärkung in der beidseitigen Strahlrichtung um etwa 5 dB. Bild 9 zeigt dimensionierte Doppel-VDZ. Auch in diesem Fall wird das gleiche Material wie für die einfache VDZ eingesetzt. Wetterfeste Hartholz- oder PVC-Spreizer an den Strahlerenden und in der Antennenmitte sichern mechanische Stabilität. Die Antenne kann an den Endspreizern abgespannt werden. Balun und Koaxialkabel kann man wie oben gezeigt einsparen (Anpaßglied bis zu symmetrischem Antennenanpaßgerät fortführen). Die Antennenhöhe sollte 6 m und höher betragen. Übrigens hat diese Antenne neben den 2 Hauptstrahlungskeulen noch 4 kleinere Strahlungskeulen mit einem Neigungswinkel von etwa 50° gegen die Hauptkeulen. Erfolgreichem 12-m-Betrieb mit dieser Antenne steht nun nichts mehr im Wege. Diese Drahtantenne ist effektiv und relativ preiswert im Aufbau.

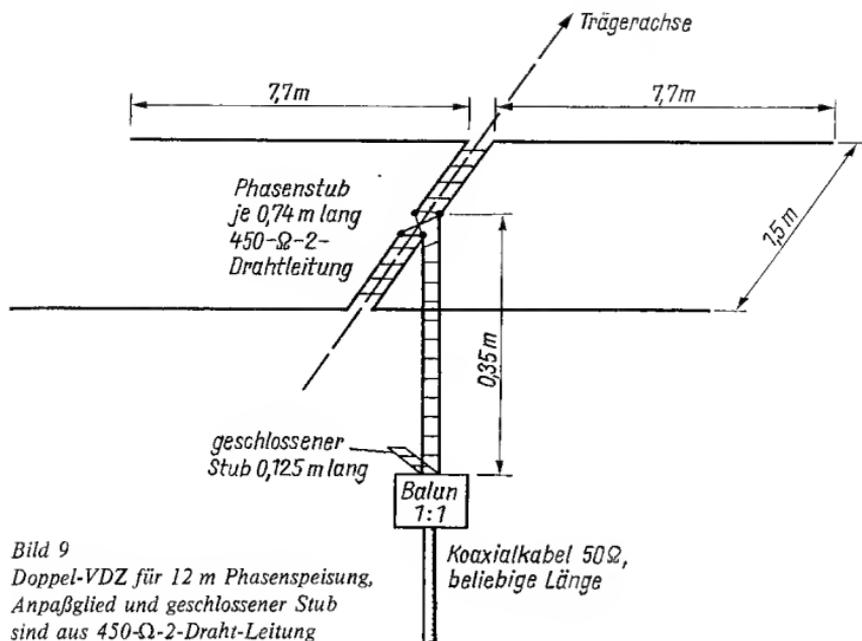


Bild 9
Doppel-VDZ für 12 m Phasenspeisung,
Anpaßglied und geschlossener Stub
sind aus 450-Ω-2-Draht-Leitung

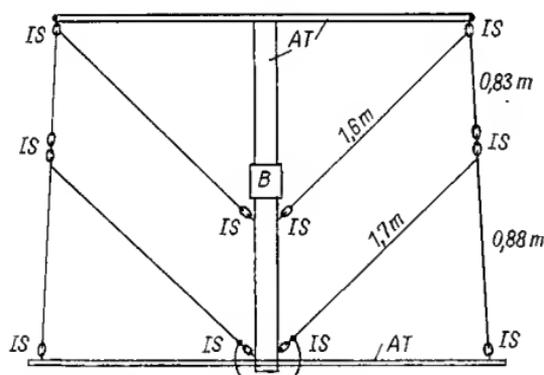


Bild 10
Konstruktionsdetails eines
Sigma-Beams für 10 m. Träger
und Querträger sind aus
Hartplasterohren gefertigt.
Eine wetterfeste Holzkonstruk-
tion ist gleichfalls geeignet

AT = Antennenträger B = Balun 1:1 für 50-Ω-Koaxial-
IS = Isoliereier kablespeisung

Sigma-Beam nach JG1UNE

In [7] wird dieser raumsparende 10-m-V-Dipol mit Reflektor beschrieben. Er benötigt nur eine Fläche von etwa 2 mal 2,4 m. Bild 10 zeigt den konstruktiven Aufbau. Die Strahlerhälfte besteht aus der Länge ab Boom 1,6 + 0,83 m, der Reflektor 1,7 m + 0,88 m. Die Form entspricht dem griechischen Buchstaben Sigma. Im Reflektor sind die Leitermitten elektrisch miteinander verbunden. Sie wird über einen 1:1-Balun direkt am Strahler

und weiter mit Koaxialkabel gespeist. Der Öffnungswinkel beider Elemente beträgt 90° . Sie liegen parallel in 1-m-Abstand, gemessen in Boomrichtung. Das erfordert zwischen Strahler- und Reflektorträger eine sich leicht öffnende Abspannung. Zwischen 28 und 29 MHz soll das Stehwellenverhältnis 1,7:1 nicht übersteigen. Die abgewinkelten V-Dipolenden haben wenig Einfluß auf den Wellenwiderstand des Speisepunkts von etwa 50Ω . Das 10-m-Band ist derzeit fast gantztägig geöffnet. Der leistungsfähige Sigma-Beam wird dafür viele Freunde gewinnen.

Eine 2-m-Groundplane für Portablebetrieb

Ein 2-m-Handportable mit Steckantenne ist schon eine feine Sache. Schließt man jedoch an das Handgerät eine gut dimensionierte Groundplane, einen $\lambda/4$ -Vertikalstrahler mit 4 Radials an, so wird die abgestrahlte Leistung in vorteilhafte Bahnen gelenkt, d. h., die Reichweite läßt sich auch bei kleiner Leistung beträchtlich vergrößern. Ist die Groundplane dann noch zerlegbar, leicht und gut im Handgepäck zu verstauen, so kann man

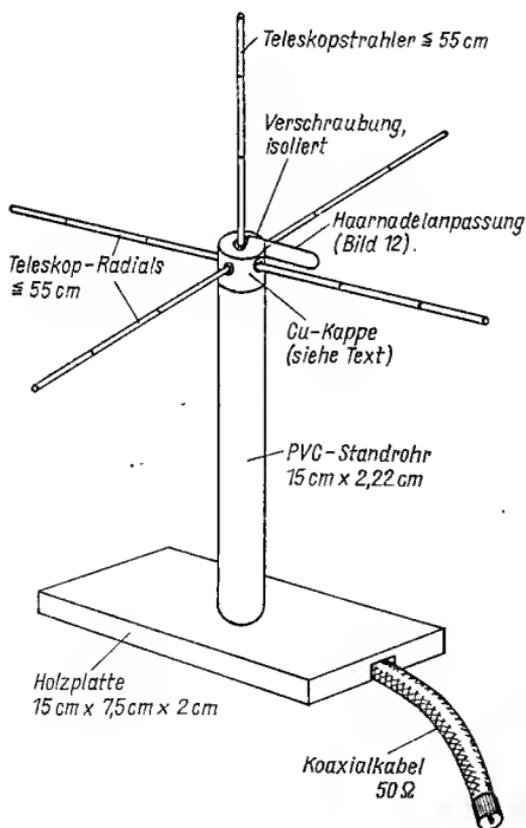


Bild 11
Darstellung der zusammengebauten 2-m-Portable-GP (Tischvariante)

sich mit dem Handportable auf Reisen begeben und vergnügliche QSOs auch über entferntere Relaisfunkstellen durchführen.

Eine Tischvariante dieser Antenne wird in [8] beschrieben. Bild 11 spricht im Aufbau für sich. Zerlegt besitzt man 8 Teile, 5 Teleskopantennen als Strahler und Radials, mindestens 55 cm ausziehbar, eine Standplatte aus Hartholz 15 cm × 2 cm mit Zentralbohrung und 1 cm × 1 cm Nut, einen 15-cm-Antennenträger mit Metallkappe und Kabellänge und einen Impedanztransformator in Haarnadelform.

Die 5 Teleskopantennen haben Schraubbuchsen M4. Als Trägerrohr verwendet man ein 15 cm langes 7/8-Zoll-PVC-Rohr. Eine Kupferkappe schließt gut sitzend und geklebt das Trägerrohr ab. Sie ist 2 cm hoch und hat einen Außendurchmesser von 3 cm. In Höhenmitte sind auf dem Umfang in 90°-Teilung 4 4-mm-Bohrungen angebracht. Sie nehmen, von außen verschraubt, 4 Messingschrauben M4 × 16 auf, Träger der 4 Radials. In einer Zentralbohrung der Kupferkappe sitzt teflonisoliert zwischen 2 Fiberscheiben, gleichfalls verschraubt, eine Messingzylinderkopfschraube M4 × 20. Diese trägt den Strahler. Die Kabelseele wird mit der Strahlerschraube verlötet und die Abschirmung mit 2 gegenüberliegenden Schrauben der Radials. Jetzt wird die Kappe auf das Trägerrohr geschoben. Dieses weist am Umfang 4 Schlitzte auf, um die 4 Schraubenköpfe aufzunehmen.

Sicheren Halt findet das Kabel in einer Holzbuchse, die in der halben Höhe des Trägerrohrs mit Kabel und Innenwand verklebt wird. Im unteren Ende des Trägerrohrs befindet sich ein weiterer Schlitz, um die Kabelführung in die Nut der Bodenplatte zu erleichtern. Wichtig ist noch eine kleine Verlängerungsspule zwischen Strahler und Radials, Haarnadelausführung nach Bild 12. Die Groundplane, die allgemein einen Fußpunktwiderstand von 30 Ω aufweist, hat dann an den Punkten der Kabeleinspeisung 50 Ω. Die Radials sind auf 50 cm auszufahren. Der Feinabgleich geschieht mit der Strahlerlänge, gleichfalls etwa 50 cm. Der Teleskopauszug ist zu markieren.

Die Standfestigkeit der beschriebenen Portable-Groundplane ist nicht sonderlich gut. Man kann jedoch die Bodenplatte mit einer Leichtmetallzwinde an einem Tisch befestigen. Viele weitere Veränderungen sind möglich. So kann man z. B. mit einer BNC-Buchse am Trägerrohr das Kabel fixieren und zum Handportabel hin ein Zwischenkabel verwenden.

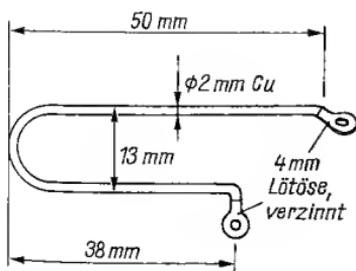


Bild 12
Haarnadelausführung, vergrößert Fußpunktwiderstand auf 50 Ω. Schleife liegt zwischen Radials und Fußpunkt des Vertikalstrahlers

Kleine, hocheffektive Loop-Antenne für Kurzwelle

Die kleine 1-Leiter-Loop-Antenne war bisher für den Amateurfunksendebetrieb eine ungeknackte Nuß. Hat diese Ringschleife einen Umfang unter $\lambda/3$ und sitzt unmittelbar (!) über Grund, so ergibt sich in der Schleifen-ebene ein horizontales Richtdiagramm entsprechend einer Acht. Der Knoten in der Acht öffnet sich zu einer Ellipse, wenn die Höhe der senkrecht über Grund stehenden Schleife $0,2 \lambda$ erreicht. Direkt über Grund ist die lineare Polarisation vertikal, in $\lambda/4$ -Höhe horizontal. In Zwischenhöhen weist das Strahlungsdiagramm vertikal- und horizontal-polarisierte Komponenten auf. Die senkrechte, kleine Loop ist stets ein Flachstrahler. Sie ist über einen Frequenzbereich 2:1 durchstimmbar.

Die kleine 1-Leiter-Loop-Antenne wurde bereits 1967 patentiert, fand aber vorerst nur in kommerziellen Diensten Verwendung. Unter gewissen Voraussetzungen kann diese Antenne sehr effektiv sein. Sie ist kein Kompromiß! Erst ein Mehrelementbeam (jedoch 1λ über Grund) erreicht die gleiche Leistungsfähigkeit. Der Autor in [9] hat neben anderen diese Loop zur Amateurfunkreihe entwickelt. Die 14- bis 29-MHz-Variante erhielt 1985 bei einem Antennenwettbewerb einen guten 2. Platz. Dazu muß gesagt werden, daß alle eingereichten Antennen in einem kommerziellen Antennenmeßfeld bewertet wurden.

Bild 13 zeigt die Konstruktionsdetails für die 10- bis 29-MHz-Variante für die 6 Kurzwellenbänder 10, 14, 18, 21, 24 und 28 MHz. Man sieht einen Gammamatch im unteren Speisepunkt der dort geschlossenen sowie geerdeten Schleife und gegenüber ein Abstimm-C. Es ist ein in L-Mitte geerdeter Parallelresonanzkreis. Der Strahlungswiderstand dieser Loop liegt bei $0,05 \Omega$ (!). Bei einer Güte von etwa 1500, Bandbreite 12 kHz bei 14 MHz, beträgt die HF-Spannung am Abstimm-C gute 5 kV, und der fließende Strom erreicht 30 A. Das gilt für 14 MHz, einen Loop-Umfang von 2,6 m, die Verwendung von 3/4-Zoll-Kupferrohr sowie eine Sendeleistung von 100 W HF. Der Wirkungsgrad erreicht 0,75.

Was bedeuten diese Daten?

- Die 1-Leiter-Loop muß aus Kupferrohr hergestellt werden. Für eine Länge über $\lambda/8$ ist 3/4-Zoll-Cu-Rohr ein guter Kompromiß.
- Der Abstimmkondensator muß große Plattenabstände haben, bei 100 W etwa 2 mm (10 mm/30 kV) bei trockener Luft.
- Der Abstimmkondensator muß 30 A transportieren, darf also keinen Schleifer aufweisen. Ein Splitstator typ ist günstig. Die Platten sind mit Flachband bei Rotor und Stator miteinander zu verschweißen. Der Drehkondensatorbaukasten, in Y2 in den 60er Jahren noch produziert und noch häufig vorhanden, hat aufgefädelt Abstandsringe zwischen den Platten und ist nur mechanisch zusammengedrückt. Diese Bauform ist verlustreich und wie angegeben zu modifizieren. Der dortige Plattenabstand würde reichen.

Die Loop ist gegenüber dem Speisepunkt am Abstimm-C mit 15-mm-Teflonisolator geschlitzt, beide Seiten durch Flachleiter mit dem C verbun-

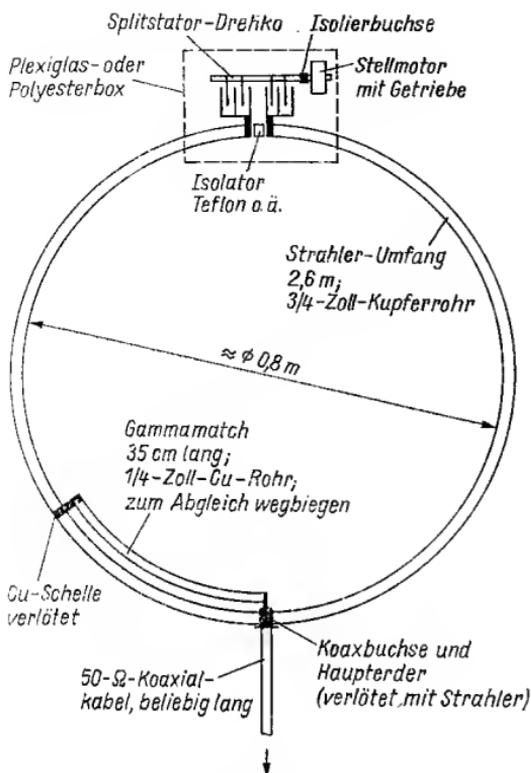


Bild 13
Kleine 1-Leiter-Loop-Antenne,
Konstruktionsdetails siehe auch
Text

den. Für 10 bis 29 MHz reicht eine C-Variation $9/125$ pF für 14 bis 29 MHz $9/60$ pF. Das Abstimm-C wird spielfrei mit stark untergesetztem Stellmotor betätigt. Eine Plexiglas-Box hält die Abstimmeinheit trocken. Die Stromversorgung für den Stellmotor kann im Rohr über Isolierbuchse und dann mit dem 50- Ω -Speisekabel in das Shack geführt werden. Am Speisepunkt ist das 3/4-Zoll-Cu-Rohr flachgedrückt und mit ihm eine Koaxialkabelbuchse verlötet, die die Schirmung des 50- Ω -Koaxialkabels aufnimmt.

Das 1/4-Zoll-Cu-Gammamatch-Rohr ist 35 cm lang und entlang der Schleife geführt, am Ende durch geformtes Metallband mit der Loop verlötet und am Eingang mit der stabilen Buchsensseele. Wie wird abgestimmt? Den Sender stimmt man mit der 50- Ω -Kunstantenne ab (Stehwelle 1:1), schließt das Antennenkabel senderseitig an (großer Rückwärtsauschlag), stellt mit dem Abstimm-C ein Rückwärtsminimum ein und verändert den Gammamatch-Rohrabstand zur Schleife so lange (verbiegen), bis bei 14 MHz ein Stehwellenminimum von unter 2:1 erreicht ist.

Diese kleine 1-Leiter-Loop wird senkrecht direkt auf dem Boden, eventuell auf einem Holzrost und drehbar aufgestellt. An der Tiefe des Null erkennt man sofort die wahre Höhe über Erdnull. Das kann man mit Radials verbessern (4×5 m und $4 \times 2,5$ m). Metall in Antennennähe ist zu vermeiden; es verbreitert sichtbar die Bandbreite von 12 kHz bei 14 MHz bzw. 100 kHz bei 29 MHz. Diese Bandbreiten werden nur bei Erfüllung aller

Hinweise bezüglich Materialeinsatz und Abstimm-C erreicht. Erhält man diese Werte nicht, so muß u. U. die Länge des Gammamatch-Rohrs über 35 cm hinaus verlängert werden, um sicherer ein Stehwellenverhältnis unter 2:1 zu erreichen. Der Verlustwiderstand der beschriebenen Antenne beträgt 0,01 Ω . Wird die 1-Leiter-Loop hoch und parallel gegen Grund betrieben, so ist sie ein sehr guter Rundstrahler mit entsprechender horizontaler Polarisation.

Bemerkungen von Y220H: Kupferrohr der gewünschten Abmessungen ist kaum noch handelsüblich. Ein Paralleldrahtbündel, bestehend aus 10 bis 12 Einzelleitern, 2-mm-Cu, thermoplastisch isoliert, an Trennstellen in einer Cu-Siebplatte tauchgelötet, ist analog HF-Litze ein guter Ersatz für 3/4-Zoll-Kupferrohr. 4 gleiche Parallelleiter entsprechen dem 1/4-Zoll-Gammamatch-Rohr. Korrosionsempfindliche Stellen sollten mindestens 2mal mit PUR-Lack gestrichen werden.

Künstliche HF-Erdung

Die HF-Erdung einer Station in größerer Entfernung vom Erder ist oft mit großen Problemen verbunden. Das heißt, auf höheren Bändern kann der Sender oder Transceiver «heiß» sein und damit auch das Mike und die Taste. Ist es erst so weit, daß man beim Berühren des Senders eine «gefeuert» bekommt, so muß ernsthaft etwas unternommen werden.

Alles ist soweit in Ordnung, der Netzspannungsberührungsschutz ist TGL-gerecht ausgeführt und dennoch ... Man muß den TX hochfrequenzmäßig erden! Die Erdleitung zum Erder ist nicht gerade $\lambda/2$ oder das Vielfache, man hat vielleicht sogar das Stahlskelett des Hochhauses oder die Warmwasserheizung als Erder benutzt, und immer noch bleibt die Station heiß. Was tun? Die Antennenanlage kann nicht geändert werden, das wäre zwar ein gangbarer Weg für den erfahrenen Funkamateurl, doch man will sich anderweitig helfen. Bei Stationen großer Leistung, 50 und mehr Watt HF, sind es zumeist Gleichtaktwellen am Antenneneingang, die wegen unerwünschter Reaktanzen nicht über den HF-Erder abfließen können und damit zur geisternden HF im Shack führen.

Einfach geht das nun so: Man stimme die unerwünschten Reaktanzen des Erders weg, und schon ist der «heiße» Sender «kalt». Das erreicht man durch einen einfachen Serienresonanzkreis, auch ein Transmatch, ein Abstimmgerät zwischen dem TX-Chassis, TX-HF-Erder und dem verlegten HF-Erder. Ein einfaches HF-Erder-Abstimmgerät ist in [10] besprochen und die dortige Prinzipschaltung in Bild 14 im Original wiedergegeben. Es handelt sich um die Eingeweide des kommerziell angebotenen Geräts MFJ-931. Dem geübten Funkamateurl fällt der Nachbau nicht schwer, auch wenn einige Daten fehlen. C1 ist ein einfacher Rundfunkdrehkondensator mit geringem Plattenabstand. L1 kann eine einfache, einlagige Zylinderspule, mit 0,6-mm-CuL gewickelt, sein. TV1 ist ein HF-Übertrager mit Ferritring- oder Pulvereisen-Ringkern. Der Erdleiter ist einfach hindurchgesteckt (1 Wdg. primär). 10 Wdg. HF-Litze reichen meist für die Sekundärwicklung. Der Er-

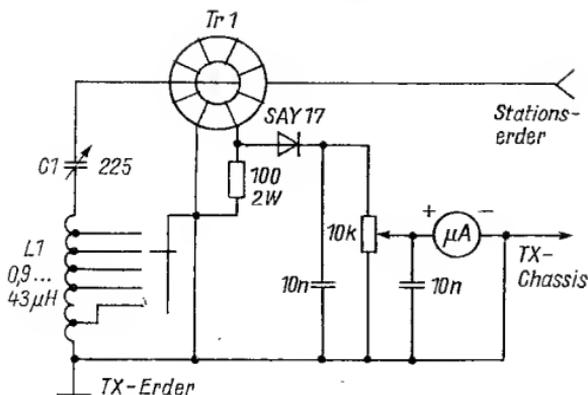


Bild 14
Stromlaufplan einer
künstlichen HF-Erde
(MFJ-931)

der wird auf Instrumentenmaximum abgestimmt. Dann und nur dann wird der Sender kalt!

Achtung! Der abgestimmte Erder darf auf keinen Fall einen Antennenerder, Radials von der Groundplane oder die Erdung von Langdrähten ersetzen. Der abgestimmte Erder ist wie ein Antennenschenkel zu behandeln. Er kann bei QRO gefährliche Spannungsbüchse aufweisen, die nicht berührt werden dürfen. Das gilt besonders für dicke Eindrahterdr. Also installiere man Schutzrohre aus Polyäthylene (nicht PVC) an Stellen der Berührungsmöglichkeiten auch im Shack, denn nur das Senderchassis mit Mike, Taste usw. sind nach diesem Abstimmprozeß kalt (1 Zoll = 25,4 mm).

Literatur

- [1] K. Rothammel, Antennenbuch, 10. Auflage. Berlin 1984.
- [2] D. DeMaw, On-Ground Low-Noise Receiving Antennas. QST 72 (1988) Heft 4, Seite 30 bis 32.
- [3] D. DeMaw, How to Build a 160-Meter «Shortie». QST 70 (1986) Heft 11, Seite 26 bis 29.
- [4] J. G. Coote, A Simple Multiband Vertical Antenna. QST 71 (1987) Heft 3, Seite 46.
- [5] H. E. Gullstad, The Phantom Stub. QST 63 (1979) Heft 12, Seite 37 bis 39.
- [6] J. J. Reh, An Extended Double Zepp Antenna for 12 Meters. QST 71 (1987) Heft 12, Seite 25 bis 27.
- [7] A. Kogure, Try a Sigma Beam on Your Small Lot. QST 71 (1987) Heft 3, Seite 45 bis 46.
- [8] D. DeMaw, A Traveler's 2-Meter GP Antenna. QST 71 (1987) Heft 5, Seite 26 bis 29.
- [9] T. Hart, Small, High Efficiency Loop Antennas. QST 70 (1986) Heft 6, Seite 33 bis 36.
- [10] D. DeMaw, MFJ-931 Artificial RF Ground, Product Review. QST 72 (1988) Heft 4, Seite 40 bis 41.

Packet-Radio – Theorie und Praxis in einer Übersicht

Dipl.-Ing. Eike Barthels – Y22UL

Packet-Radio (Datenpaket-Funk) ist eine Funkfern-schreib-Sendart. Die Informationen werden nach einem international genormten und von der IARU zur Anwendung empfohlenen Protokoll AX.25 (abgeleitet aus dem X.25-Protokoll der CCITT) zu «Paketen verschnürt», mit Adressen, Steuerinformationen und einer Fehlerprüfsumme versehen, als kurze, tonfrequente Bursts übertragen. Packet-Radio ist die Sendart, die zur Zeit die größte Zuwachsrate zeigt.

Eine Packet-Radio-Station besteht aus einem Transceiver, einem Modem, einem Packet-Radio-Rechner und einem Kleincomputer. Die Pakete werden entweder direkt zwischen den Stationen ausgetauscht bzw. über zwischengeschaltete Wiederholer («Digipeater»), Packet-Radio-Netze oder sogar Satelliten übertragen. Das Protokoll AX.25 bewirkt, daß die Übertragung dem Nutzer als fehlerfrei erscheint. Störungen auf dem Übertragungsweg erhöhen nicht die Fehlerrate, sondern verlängern die Übertragungszeit. Mehrere Stationen können auf einem Nachrichtenkanal durch Zeitteilung gleichzeitig Packet-Radio-Verbindungen betreiben. Mit Packet-Radio können nicht nur QSOs gefahren, sondern wegen der Fehlerfreiheit auch größere Datenmengen, wie Rundsprüche und Computerprogramme, übertragen werden.

Durch Funkamateure ist für Funkamateure eine immense Arbeit geleistet worden und wird noch geleistet, um sowohl Hardware als auch Software zu schaffen, die einen weltweiten Packet-Radio-Betrieb so effektiv wie nur möglich gestalten. Die Entwicklung begann in Kanada und den USA, als sich Expertengruppen bemühten, für den Amateurfunkdienst Technologien zu übernehmen, die für die Kopplung von Rechnern untereinander entwickelt worden waren. Etwa ab Mitte der 80er Jahre breitete sich der Packet-Virus über Nordamerika und Westeuropa aus. Was zuerst nur für Experten interessant war, wurde bald zu einer fast unüberschaubaren Spielwiese für Computerfans. Durch die zielgerichtete und engagierte Arbeit von Amateurfunkgruppen lichtete sich das Chaos langsam. Es entstanden Packet-Radio-Netze, die, ohne daß es für den Nutzer merkbar wird, Mitteilungen von Funkamateuren für Funkamateure aufnehmen und an den Adressaten weiterleiten. Eine durchaus reale Vision ist, daß weltweit jede Amateurfunkstelle jede andere über Packet-Radio erreichen kann.

Inzwischen besteht auch in unserem Land ein reges Interesse an Packet-

Radio, wovon die Beteiligung an den Treffen in Dresden (Oktober 1987) und Karl-Marx-Stadt (Mai 1988) zeugt. Die großzügigen Regelungen in Abstimmung mit dem Ministerium für Post- und Fernmeldewesen der DDR [1] eröffnen den Y2-Amateuren den Einstieg in diese interessante Betriebsart. Die technischen Probleme sind so weit gelöst, daß eine Packet-Radio-Station auch mit DDR-Bauelementen aufgebaut werden kann. Sicher ist auf diesem Gebiet eine enge Zusammenarbeit zwischen den Radiosportdisziplinen Amateurfunksport und Computersport möglich. Die Arbeitsgruppe *Digitale Kommunikation im Amateurfunk* wird in diesem Fall koordinierend wirken.

Gerätetechnik

Die Packet-Radio-Station

Bild 1 zeigt eine typische Packet-Radio-Station. Sie besteht aus den Baugruppen Transceiver, Modem, Packet-Radio-Rechner und Terminal. Die Signalkopplung am Transceiver geschieht auf der NF-Seite. Das Modem wandelt die empfangene Tonfolge in eine digitale L-H-Folge um bzw. erzeugt aus dem digitalen Datenstrom vom Rechner die zugehörigen NF-Töne. Der Packet-Radio-Rechner wird meist durch einen Einplatinenrechner realisiert, er übernimmt die Verarbeitung des einlaufenden Datenstroms und gibt für die eigene Station bestimmte gültige sowie fehlerfreie Daten an das Terminal weiter. In der anderen Richtung wird er vom Terminal in seiner Betriebsart gesteuert und sendet nach dem Aufbau einer Verbindung die über das Terminal eingegebene Information zum Modem. Eine PTT-Steuereinrichtung steuert das S/E-Relais des Transceivers, so daß das Modem-Signal vom Sender abgestrahlt werden kann.

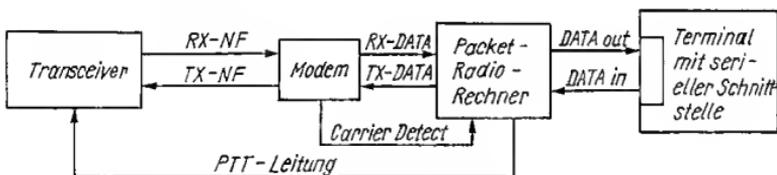


Bild 1 Übersichtsschaltplan einer Packet-Radio-Station

Als Terminal wird meist ein Kleincomputer verwendet, der über eine Duplex-Serien-Schnittstelle zum Anschluß an den Packet-Radio-Rechner verfügen muß, u. U. kann sogar eine (schnelle) Fernschreibmaschine verwendet werden. Mit einem einfachen Ein-Ausgabe-Programm, oder besser einem komfortableren Terminalprogramm, übernimmt der Kleincomputer die Steuerung und die Darstellung der Daten und Meldungen des Packet-Radio-Rechners. Meist wird das Modem im Packet-Radio-Rechner untergebracht. Die auf diese Weise entstandene Einheit wird dann als TNC (Termi-

nal Node Controller = Abschlußknoten-Steuerung) bezeichnet. Es müssen nur die Verbindungen zum Transceiver und zum Terminal hergestellt werden. Eine andere Variante besteht darin, einen Kleincomputer gleich als Packet-Radio-Rechner zu programmieren. Eine sehr gute Lösung ist das Programm DIGICOM-64 für den C64, das als «Amateur-Software» weitergegeben wird [2]. Dann muß nur das Modem aufgebaut und zwischen Transceiver und Computer geschaltet werden.

Transceiver

Auf UKW wird Packet-Radio in F2B gesendet. Es werden übliche Sendempfhänger (Funksprechgeräte) verwendet. Die Kenntöne betragen 1200 und 2200 Hz. Die erforderliche Bandbreite beträgt überschlägig $B = \text{Shift} + \text{Baud-Rate}$.

Bei einer Baud-Rate von 1200 Baud ergibt sich eine Bandbreite von 2200 Hz symmetrisch zur Mittenfrequenz von 1700 Hz, also von 600 bis 2800 Hz. Es muß darauf geachtet werden, daß dieser Bereich frei von groben Amplitudenfehlern ist. Meist werden zum Empfang das Signal am Demodulator abgenommen und zum Senden TNC und Mikrofon parallelgeschaltet. Die klassische Packet-Radio-Frequenz ist 144.675 MHz, weitere Kanäle entsprechend dem IARU-Bandplan sind 144.625 und 144.650 MHz. Wegen der geringen Kanalanzahl und ihrer Überbelegung in Ballungsgebieten ist ein genereller Übergang in das 70-m-Band vorgesehen.

Auf Kurzwelle liegen die Kenntöne bei 1070 und 1270 Hz, die Baud-Rate beträgt 300 Baud. Es wird durch Modulation eines SSB-Senders in F1B gesendet. Die Bandbreite beträgt 500 Hz. Der Packet-Radio-Betrieb konzentriert sich auf das Segment des 20-m-Bands zwischen 14.097 und 14.105 kHz in 2-kHz-Schritten. Die Abweichung vom IARU-Bandplan ist noch zu klären, denn generell gilt für Packet-Radio die IARU-Frequenzzuweisung für die Sendart «Funkfern schreiben».

Modem

Modem bedeutet MODulator-DEMulator. Die Packet-Radio-Kenntöne und Baud-Raten sind durch die Übernahme von ausrangierten Modems durch Funkamateure entstanden. Für Kurzwelle wurde der Standard *Bell 103* (1070/1270 Hz, 300 Baud) und für UKW der Standard *Bell-202* (1200/2200 Hz, 1200 Baud) mehr oder weniger zur Norm. Die Begriffe Mark (Zeichen-Strom) und Space (kein Strom) haben bei Packet-Radio ihre Bedeutung verloren, da die Information im NRZI-Kode (Bild 2) übertragen wird. Eine logische 0 wird durch eine Flanke von H nach L oder von L nach H markiert. Bei einer logischen 1 ändert sich der Pegel nicht. Bei Modems werden auf der Sendeseite wie bisher AFSK-Generatoren nach [3] oder [4] eingesetzt. Die Umtastung muß ohne Phasensprung vorgenommen werden.

Problematischer ist die Empfängerseite. Bei einer Baud-Rate von 1200 Baud und einem Kennton von 1200 Hz muß der Demodulator inner-

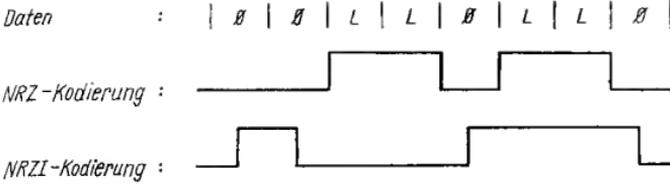


Bild 2 NRZ- und NRZI-Kodierung

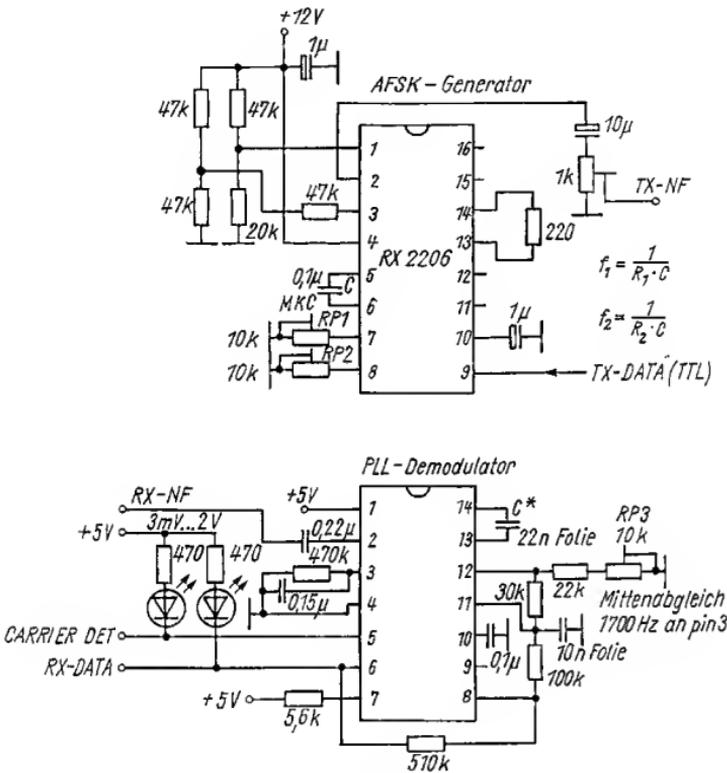


Bild 3 Packet-Radio-Modem mit XR2206/XR2211

halb einer Zeit von weniger als einer Periode den Frequenzwechsel erkennen und in einen logischen Pegel umwandeln. Es kommen in diesem Fall nur PLL-Demodulatoren in Betracht. International werden für diese Aufgabe spezielle Schaltkreise angeboten.

– EXAR XR 2206 (AFSK-Generator) und XR 2211 (PLL-Demodulator): Bild 3 zeigt die Schaltung eines Modems mit diesen Schaltkreisen [5]. Die beiden Tonfrequenzen werden am XR 2206 mit den Einstellreglern RP1 und RP2 eingestellt. Am Demodulator sind die Mittenfrequenz mit RP3 auf 1700 Hz (UKW) bzw. 1170 Hz (KW) einzustellen und das Loop-Filter

entsprechend der Baud-Rate zu dimensionieren. Die Formeln für die Berechnung sind angegeben.

– Modemschaltkreise *TCM 3015* und *Am 7910/7911*:

Beides sind Spezialschaltkreise, die sich für unterschiedliche Aufgaben programmieren lassen. Sie haben ihre eigene Quarzzeitbasis, einen Teiler für die Sendefrequenz und auf der Empfängerseite digitale Filter (sogenannte SCF-Filter, switched capacity filter).

Ein Modem mit DDR-Schaltkreisen hat *Y25TN* entwickelt. Herz des Demodulators ist der Schaltkreis U 4046 D. Die Schaltung wurde im FUNK-AMATEUR veröffentlicht [12].

Packet-Radio-Rechner

Packet-Radio-Rechner sind Einplatinenrechner mit einem relativ geringen Schaltungsaufwand. Der *TNC2* [6] der Tucson-Amateur-Packet-Radio-Group (TAPR) ist mit einer *Z 80 A*-CPU, 16-k-EPROM (2×2764), 8-k-RAM (6264) und einem *Z 80*-SIO bestückt. Standardgatter übernehmen die Umwandlung von NRZI in NRZ-Kode (für den SIO), die Anpassung der Serienschnittstelle vom SIO auf *RS-232* sowie Anzeige- und Steuerfunktionen. Eine Weiterentwicklung des *TNC2*, der *TNC2C* [7], ist eine CMOS-Version mit erweitertem Programm. In diesem Fall werden bei logisch gleicher Bestückung 32-k-EPROM (*27 C 256*) und 32-k-RAM (62256) verwendet.

Eine mit DDR-Bauelementen aufgebaute Leiterplatte hat *Y21ZK* entwickelt. Die Bezeichnung ist *PRC(1Y2)*. Sie enthält eine *UA-880-CPU*, 8-k-EPROM ($4 \times U 2716$) und 64-k-RAM ($8 \times U 2164$). In diesem Fall übernimmt die CPU die NRZI-NRZ-Wandlung, so daß eine sehr einfache Lösung entsteht. Die Schaltung und ihre Funktion wurde im Mai 1988 in Karl-Marx-Stadt vorgestellt. Eine Veröffentlichung im FUNKAMATEUR ist vorgesehen.

Terminal

Die beim Packet-Radio-Rechner beschriebenen Rechner bzw. TNC werden meist über eine asynchrone Serienschnittstelle mit dem Terminal oder Host (Wirtsrechner) verbunden. Die Schnittstelle ist meist auf ASCII-Kode (7-bit plus Prüf-bit mit Dauer-0, Start-bit-8 Daten-bits-2 Stopp-bits) und 9600 Baud programmiert. Kommerzielle oder universell verwendbare TNC verfügen über eine *V.24* oder *RS-232*-Schnittstelle. Bei Eigenbaugeräten kann der TNC dem Eigenbaucomputer zugeordnet und direkt über TTL-Pegel angeschlossen werden. Ein SIO-Ein/Ausgang im Terminal vereinfacht den Datenaustausch, es ist aber auch der Betrieb an Nutzer-PIOs (*AC 1* oder *Z 1013*) möglich, wenn man diese entsprechend programmiert.

Der Datenaustausch zwischen Terminal und TNC kann zeilenweise vorgenommen werden. Ein Terminalprogramm, das die Information zeilenweise austauscht und mit dem man ganze Steuerfolgen programmiert abrufen kann, erhöht den Komfort jedoch erheblich. Ein Beispiel ist das Programm von *Y27NN* [8] zur Kopplung des *PRC(1Y2)* mit dem Computer [9].

Bedienung eines Packet-Radio-Rechners

Betriebsarten (Modi)

Zu jedem Packet-Radio-Rechner bzw. TNC oder einem Packet-Radio-Programm für einen Computer gehört eine Beschreibung, die für das konkrete Gerät gilt. Die Verfahrensweise ist aber bei bekannten Geräten und Programmen ähnlich, so daß ein Überblick gegeben werden kann. Wird der TNC eingeschaltet (oder rückgesetzt), befindet er sich im Kommando-(Befehls)-Modus. Wichtige Parameter sind initialisiert und auf Standardwerte eingestellt. Diese Parameter werden auch als Default-Werte bezeichnet. Weitere Parameter müssen eingegeben werden bzw. lassen sich ändern (s. Abschnitt Kommandomodus). Den TNC kann man als Monitor aller oder ausgewählter Pakete auf der eingestellten PR-Frequenz aktivieren.

Mit dem Connect-Kommando zum Verbindungsaufbau (s. Abschnitt Arbeitsmodus) gelangt der TNC in den Arbeitsmodus, auch als Conversations- oder Chat-Modus (to chat = plaudern) bezeichnet. In diesem Modus laufen normale QSOs ab. Die Übertragung von Steuerzeichen (ASCII-Kodes unter 20H) ist bis auf CR (ODH) und LF (OAH) gesperrt, um auf dem Terminal der Gegenstation keinen Schaden anzurichten. Die Eingabe von Steuerkommandos zum TNC ist durch Voranstellen eines Sonderzeichens (meist ESCAPE 1BH) oder nur durch ein CTRL-Zeichen auch im Arbeitsmodus möglich.

Sollen Daten- oder Programm-Files übertragen werden, wird der TNC in den Transparentmodus versetzt. Er sendet dann alle Zeichen so aus, wie sie ihm angeboten werden, also auch Steuerzeichen. Sinnvoll ist diese Betriebsart nur in Zusammenhang mit einem Terminalprogramm, das die Daten aus einer Datei bereitstellt, dann den Transparentmodus einschaltet, die Daten überträgt und dann wieder in den Arbeitsmodus zurückschaltet. Durch ein Disconnect-Kommando wird eine Verbindung beendet und in den Kommandomodus zurückgekehrt.

Kommandomodus

Im Kommandomodus können die Parameter des TNC oder PR-Rechners dem Betriebsfall (UKW, KW, QRM) angepaßt werden. Die Monitorfunktionen werden gewählt und ein eventueller Bakenbetrieb eingestellt. Durch das Aussenden von sogenannten UNPROTO-Texten über einen Digipeater ist ein Test der Station auch im nicht verbundenen Zustand (unconnected) möglich, indem man das Wiederaussenden des Pakets durch den Digipeater im Monitormodus verfolgt. Ein solcher UNPROTO-Text kann z. B. so aussehen:

u(nproto) test von Y22UL-Ø via Y88XX-Ø Y22UL-Ø.

Die meisten Kommandos können abgekürzt werden, es gilt dann der erste oder die ersten Buchstaben. Wichtige Parameter sind:

– Eigenes Rufzeichen

Das eigene Rufzeichen wird jedem ausgesendeten Paket zugefügt. Es wird

entweder im EPROM des TNC gespeichert oder muß als erstes eingegeben werden. Im AX.25-Protokoll sind 7 Zeichen zugelassen (Großbuchstaben und Ziffern). 6 Zeichen gehören zum eigentlichen Rufzeichen, das 7. Zeichen erlaubt eine weitere Spezifikation der Station. Mit diesem SSID (Secondary Station Identifier), der von 0 bis 15 (0..F Hexa) läuft, kann man mehrere Kanäle einer Station bezeichnen. Standard ist ein SSID von 0, Zugänge über 2 m werden mit -2, über 70 m mit -7 und unbekannte Zugänge mit -15 bezeichnet. Die Rufzeicheneingabe lautet z. B. *Y22UL-0*.

- Paketlänge (PACLEN)

Die maximale Länge des Informationsfelds im Paket (s. Abschnitt Protokoll AX.25) ist 256 Bytes. Bei QRM, z. B. auf Kurzwelle, sollte sie auf 64 oder sogar 40 verkürzt werden, um die Wahrscheinlichkeit, daß ein Paket «heil» durchkommt, zu vergrößern.

- Anzahl der Pakete (MAXFRAME)

Die maximale Zahl der Pakete, die gesendet werden kann, ohne daß auf Bestätigung gewartet wird, ist nach dem Protokoll AX.25 gleich 7. Da sie u. U. alle wiederholt werden müssen, falls ein Fehler im 1. Paket aufgetreten ist, sollte ihre Zahl bei schlechten Bedingungen auf 1 eingestellt werden. Ein Standardwert ist 4.

- Baud-Rate

Die Baud-Rate beträgt auf UKW 1200 Baud (Standardwert) und muß auf Kurzwelle auf 300 Baud eingestellt werden. Gleichzeitig ist das Modem auf Kurzwelle (Kenntöne und Baud-Rate) umzuschalten.

- PTT-Verzögerung

Die Zeit zwischen Aktivierung der PTT-Leitung und dem Start des Pakets ist einstellbar. Sie hängt von der Umschaltzeit des eigenen Transceivers und von der Reaktionszeit des Squelchs der Gegenstation ab. Sie ist bzw. wird auf einige hundert Millisekunden eingestellt.

- Monitorbetrieb

Im uneingeschränkten Monitorbetrieb werden alle auf der Frequenz gesendeten fehlerfreien Pakete und im sogenannten Müll-Modus auch die fehlerhaften Pakete ausgeschrieben, so daß schnell ein Chaos auf dem Bildschirm entstehen kann. Mit Monitorkommandos läßt sich der mitzuschreibende Paket-Typ (s. Abschnitt Protokoll AX.25) vorgeben. Es kann eine Liste der Stationen angelegt werden, von denen keine oder von denen ausschließlich Pakete empfangen werden sollen. Monitor-Betrieb ist mitunter auch im Hintergrund bei anderweitig eingesetztem Terminal oder während eines QSOs möglich. Hat der TNC eine Uhr, werden die Pakete noch mit einem «Stamp» (Stempel) für Datum und Uhrzeit versehen. Es läßt sich dann eine entsprechende Liste der aktiven Stationen und/oder der empfangenen Pakete ausgeben.

- Bakenbetrieb

Den TNC kann man bei schwach belegtem Kanal veranlassen, in längeren Zeitintervallen einen Bakentext zu senden oder einen Text dann zu senden, wenn die Station angerufen wird, der TNC vom Terminal aber im Moment nicht bedient werden kann. Mitunter kann die Gegenstation auch eine Nachricht hinterlegen.

– Digipeaterbetrieb

Das AX.25-Protokoll gestattet es, daß sich eine Station als Wiederholer eines empfangenen Pakets (Digipeater) verwenden läßt. Die Kennzeichnung steht im Adreßfeld eines Pakets. Der Operateur kann seine Station für Digipeater-Betrieb sperren bzw. eine Positiv- oder Negativliste der Nutzer anlegen.

Arbeitsmodus

Ein Packet-Radio-QSO beginnt mit einem «Connect». Will man z. B. mit Y99ZZ über den Digipeater Y88XX Verbindung aufnehmen, gibt man das Kommando

c(onnect) Y99ZZ-0 v(ia) Y88XX-0.

Es wird ein SABM-Steuer-Paket an Y99ZZ gesendet, der, wenn er frei ist und man nicht auf seiner Sperrliste steht, mit einem UA-Steuer-Paket antwortet. Der TNC kann an das Terminal melden:

connected to Y99ZZ.

Der Digipeater Y88XX wirkt in beiden Richtungen als «elektronischer Papagei», und der Rechner von Y99ZZ erkennt aus dem Adreßfeld, daß Y88XX als Digipeater zu nehmen ist. Im QSO-Modus werden jetzt Pakete hin- und hergeschickt, in der Regel immer dann, wenn eine Zeile nach der Eingabe mit CR abgeschlossen wurde. Wird eine Weile kein Paket gesendet, wird in Abständen von mehreren Minuten automatisch abgefragt, ob die Gegenstation noch da ist. Die Verbindung kann also beliebig lang stehenbleiben und wird erst durch ein «Disconnect»-Kommando einer der beiden Seiten getrennt.

Die Software neuerer TNCs bzw. Computerprogramme erlauben es, über einen TNC gleichzeitig mehrere «Connects» abzuwickeln. Die Stationen werden Kanälen (maximal 4) zugeordnet, die man sich umschichtig auf den Bildschirm holen kann. Jedes eingetroffene Paket wird durch ein Bell-Signal gemeldet.

Praktische Probleme einer Funkverbindung

– Fehlerwahrscheinlichkeit und Übertragungsgeschwindigkeit

Packet-Radio ist eine Übertragungsart, die als fehlerfrei erscheint. Durch die Art der Fehlersicherung (Prüfsummenbildung) reicht aber ein fehlerhaftes Bit innerhalb des Pakets aus, um das gesamte Paket als fehlerhaft zu kennzeichnen. Es wird verworfen und als nicht empfangen betrachtet, der Absender wiederholt es innerhalb einer vom Programm vorgegebenen Zeit. Erst nach dem richtigen Empfang wird es quittiert. Es müssen also gute, stör- und fehlerfreie Empfangsbedingungen vorliegen, wenn man sinnvoll Packet-Radio-Connects herstellen will. Hat man schon Schwierigkeiten beim Connect, bei dem nur 2 kurze Steuerpakete ausgetauscht werden, ist die Wahrscheinlichkeit groß, daß ein Informationsaustausch kaum klappt. Bei einer langen Digipeater-Kette multiplizieren sich die Wahrscheinlichkeiten für die richtige Übertragung eines Pakets (p), so daß zu der Zeit für

die Paket-Wiederholung durch die Kette noch die Wiederholzeit wegen fehlerhafter Pakete dazukommt. Sehr schnell sinkt dann, wie Y24KK in seinem Vortrag im Mai 1988 in Karl-Marx-Stadt zeigte, die Übertragungsgeschwindigkeit von maximal 542 Baud bei einer absolut fehlerfreien Direktverbindung mit $p = 1$ auf 50 Baud bei einer Verbindung über 2 Digipeater bei $p = 0,8$ und auf nur noch 3 Baud, wenn man über 4 Digipeater mit $p = 0,7$ arbeitet.

– Zugriffstechnik

Der Packet-Radio-Nutzer merkt von der Zugriffstechnik seines TNCs nichts. Dieser wertet das Carrier-Detect-Signal (Träger vorhanden) seines Modems aus und sendet erst, wenn keine andere Station den Kanal mehr benutzt und eine Zufallszeit vergangen ist. Mit dieser als «CSMA non persistent» bezeichneten Methode (CSMA = Carrier Sense Multiple Access, Vielfachzugriff mit Trägerüberwachung) [10] wird eine Erfolgsrate von etwa 90% erreicht. Würde jede Station senden, ohne zu warten (Verfahren ALOHA), wie es beim Satellitenfunk üblich ist, bricht der Verkehr bei einer Kanalauslastung von über 18% zusammen. Wird zwar CSMA benutzt, aber gleich gesendet, wenn der Kanal frei ist (persistent), kommt bei einer Kanalauslastung von 55% kein Paket mehr ohne Kollision, d. h. ohne Fehler an.

– Netze

Die Zeit der Digipeater, in der jede Station von jeder Station als Digipeater benutzt werden konnte und sich der Packet-Verkehr fast ausschließlich auf 144,675 MHz abspielte, geht dem Ende entgegen. Von Amateurfunkgruppen wurde und wird eine große Arbeit beim Aufbau und bei der Programmierung von Packet-Radio-Netzen geleistet. Als Zugang zum Netz werden Netzknoten mit Duplex-Relais (um die Trägerüberwachung zu ermöglichen) vorzugsweise auf 70 cm aufgebaut. Die Netzknoten sind über störungsfreie INTERLINKS auf 23 cm und höher verbunden. Die Interlinks sammeln den Datenverkehr und werden u. U. mit 9600 Baud und höher betrieben. Der Nutzer gibt neben dem Adressaten nur den Netzknoten als Digipeater an und u. U. den Knoten, in dessen Bereich der Adressat wohnt. Er bekommt bereits vom 1. Netzknoten eine Quittung und muß nicht warten, bis das Paket vom Empfänger quittiert wurde, so daß der Verkehr deutlich schneller geht. Der Transport innerhalb des Netzes geschieht nach dem sogenannten Store-and-Forward-Prinzip (Speichern und Transportieren). Große Datenmengen werden in verkehrsschwachen Zeiten (nachts) im Netz vermittelt. Über Satellit und Kurzwellenkanäle ist eine Verknüpfung von Netzen möglich, so daß die eingangs erwähnte Vision realisiert werden kann. Hier ist die Entwicklung stark im Fluß.

Protokoll AX.25

Die zur Zeit gültige Version des AX.25-Level-2-Protokolls trägt die Nummer 2.0. Sie wurde von der ARRL 1984 ausgearbeitet und von der IARU weltweit zur Anwendung empfohlen. Bei der Installation einer Packet-Ra-

dio-Station ist darauf zu achten, daß dieses Protokoll verwendet wird. Der Funkverkehr mit der älteren Version 1.0. ist zwar möglich, bereitet aber Schwierigkeiten (Abweisung von Paketen). Das Protokoll beschreibt die Schicht 2 (Level 2), die sogenannte Link-Layer (Verbindungsebene) des genormten ISO-7-Schichten-Modells. Schicht 1 bildet die Transportebene (Verbindungsweg, Transceiver – Modem), Schicht 3 die Netzebene, die noch nicht genormt ist, und Schicht 7 die Präsentation (Bildschirm des Terminals). Die anderen Schichten werden im Amateurfunkbetrieb z. Zt. noch nicht genutzt.

Aufbau eines Pakets

Bild 4 zeigt den Aufbau eines Pakets. Das Paket beginnt und endet mit Flags (Kodierung 7EH). Um das Auftreten der Flag-Kodierung innerhalb eines Pakets zu verhindern, wird beim Senden automatisch nach 4 Einsen eine 0 eingefügt und diese 0 beim Empfang wieder eliminiert (bit-Stuffing).

Flag	Adresse	Steuerf.	PID	Info	FCS	Flag
Ø111111Ø	112...560 bits	8 bits	8 bits	Nx8 bits	16 bits	Ø111111Ø

Bild 4 Aufbau eines Pakets

Byte	ASCII	7	6	5	4	3	2	1	Ø	Hexa
1	Y	1	Ø	1	1	Ø	Ø	1	Ø	B2
2	2	Ø	1	1	Ø	Ø	1	Ø	Ø	64
3	2	Ø	1	1	Ø	Ø	1	Ø	Ø	64
4	U	1	Ø	1	Ø	1	Ø	1	Ø	AA
5	L	1	Ø	Ø	1	1	Ø	Ø	Ø	98
6	Space	Ø	1	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	Ø	40
7	SSID	C	R	R	S	S	I	D	E	

Bild 5 Aufbau eines Rufzeichens im Adreßfeld

C – Kommando/Antwort-Kennung im Sender- und Empfängerrufzeichen bzw. Wiederholungs-Kennung im Digipeater-Rufzeichen

R – reserviert für Netz-Protokoll

SSID – Stations-Identifikator

E – Extender-bit [= 0 weiteres Rufzeichen folgt, = 1 Ende (A-Feld)]

Adreßfeld

Das Adreßfeld (Bild 5) enthält das Absender-, das Empfänger- und bis zu 8 Digipeater-Rufzeichen. Je Adresse sind 7 Bytes vorgesehen, je 6 für das Rufzeichen (nicht belegte Stellen werden mit Space belegt) und eine Stelle für den SSID. Das Adreßfeld ist beendet, wenn das bit 0 des letzten

SSID eine 1 enthält. Um diese Bedingung eindeutig zu erfüllen, werden alle ASCII-Zeichen des Rufzeichens um 1 bit nach links geschoben und das bit 0 auf 0 gesetzt.

Im SSID ist kodiert:

- bit 0: = 0 – weitere Adresse folgt; = 1 – Ende des Adreßfelds;
- bit 1 ... 4: Stations-Identifikator 0 ... 15 (SSID);
- bit 5/6: reserviert für Netzkennung, Standard = 11;
- bit 7: Kommando oder Antwort auf Kommando in den Absender- und Empfänger-Rufzeichen (01 oder 10), Paket vor der Wiederholung (= 0) oder nach der Wiederholung (= 1) im Digipeater-Rufzeichen.

Steuerfeld

Mit dem Steuerfeld werden die Art des Pakets und seine Aufgabe gekennzeichnet. Ein I-Feld enthält Information, ein S-(Supervisory-)Paket bewirkt die Steuerung und Überwachung des Datenflusses und die Quittierung von empfangenen Paketen, U-(unnummerierte)Pakete haben die Funktionen Verbindungsauf- und -abbau sowie Aussendung von unnumerierter Information außerhalb einer bestehenden Verbindung. Die Tabelle faßt die Kodierung der Steuerfelder zusammen. Sie erscheint u. U. auch in Monitorausdrucken. Die einzelnen Pakete haben folgende Aufgaben [1]:

– I-Paket

Enthält die Information mit der von 0 bis 7 laufenden Sendefolge-Nummer N(S) und quittiert Pakete bis zur Empfangsfolge-Nummer N(R)-1.

– RR (Receiver Ready, Empfänger bereit)

Quittiert den Empfang bis N(R)-1 und/oder hebt den Zustand «nicht bereit» (RNR) auf. Fragt – als Kommando gesendet – den Status der Gegenstation ab. Bestätigt als Antwort die Empfangsbereitschaft.

– RNR (Receiver not ready, Empfänger nicht bereit)

Bestätigt den Empfang bis Paket N(R)-1 und zeigt an, daß im Moment keine weiteren Pakete angenommen werden können.

– REJ (Reject, Zurückweisung)

Fordert die Wiederholung ab Paket N(R) an, wenn zwischen dem empfangenen N(S) und dem eigenen Zähler keine Übereinstimmung besteht, also Pakete verworfen werden mußten.

– SABM (Connect Request, Verbindungsanforderung)

Wird bei einem Connect-Kommando gesendet.

– DISC (Disconnect, Trennung der Verbindung)

Wird bei einem Disconnect-Kommando gesendet.

– UA (Unnumbered Acknowledge, unnummerierte Quittung)

Positive Antwort auf den SABM oder DISC. Bestätigung, daß Verbindung hergestellt oder getrennt wurde.

– DM (Disconnect Mode)

Negative Antwort auf ein SABM. Die Station ist nicht willens oder nicht in der Lage, eine Verbindung aufzunehmen, oder sie erhielt an sie adressierte Pakete ohne eine vorherige Verbindungsanforderung (SABM).

Tabelle Kodierung der Steuerfelder

Kommando oder Antwort	Kurzzeichen	bits im Steuerfeld								Kode hexa	
		7	6	5	4	3	2	1	0		
Informationsübertragung	I		N(R)		P	N(S)				0	gerade
Empfangsbereit	RR		N(R)		P/F	0	0	0	1		x1
Nicht empfangsbereit	RNR		N(R)		P/F	0	1	0	1		x5
Wiederholungsanforderung	REJ		N(R)		P/F	1	0	0	1		x9
Verbindungsanforderung	SABM	0	0	1	P	1	1	1	1		2F/3F
Verbindungsabbruch	DISC	0	1	0	P	0	0	1	1		43/53
Verbindungs-rückweisung	DM	0	0	0	F	1	1	1	1		0F/1F
Unnummerierte Bestätigung	UA	0	1	1	F	0	0	1	1		63/73
Rückweisung eines Rahmens	FRMR	1	0	0	F	0	1	1	1		87/97
Unnummerierte Information	UI	0	0	0	P/F	0	0	1	1		03/13

x = 0...F

N(S) = Sendefolge-Nummer N(R) = Empfangsfolge-Nummer

P/F = Polling/Final-Bit für Kommando/Antwort-Kennung

– FRMR (Frame Reject, Rahmen-Rückweisung)

Es wurde ein unverständliches Paket empfangen. Das FRMR-Paket enthält eine Information über den Fehler (falscher Steuerfeld-Kode, I-Feld zu lang usw.).

– UI (Unnumbered Information)

Mit einem UI-Paket kann Information entlang des im Adreßfeld angegebenen Weges gesendet werden, ohne daß eine Flußkontrolle geschieht. Der Adressat kann den Empfang bestätigen, muß das aber nicht. Geeignet für Testzwecke, Bakentexte und Rundsprüche.

PID (Protokoll Identifier)

Das PID-Feld ist das erste Byte eines Informationsfeldes und ist für die Spezifizierung des Netz-Protokolls (Schicht 3) reserviert.

I-Feld (Informationsfeld)

Nur I-, UI- und FRMR-Pakete enthalten ein I-Feld. Die maximale Länge eines I-Feldes beträgt 256 Bytes.

FCS (Frame Check Sequence, Prüfsumme)

Die Prüfsumme wird nach einem genormten Polynom berechnet. Dieses Polynom ist im HDLC-Protokoll des SIO *U 856 D* enthalten und wird über das gesamte Paket berechnet. Ein Fehler wird mit einer Wahrscheinlichkeit von $1 \cdot 10^{-13}$ nicht erkannt. Die Übertragung ist also bei richtiger Prüfsumme nahezu fehlerfrei. Bei einem Prüfsummenfehler wird das Paket als nicht empfangen gewertet.

Zähler und Zeitgeber

Im Protokoll AX.25 sind Zähler und Zeitgeber definiert, deren Wert in der Regel vom TNC-Programm vorgegeben wird, die sich aber auch über Kommandos abfragen und u. U. ändern lassen.

– Primär-Zeitüberwachung T1 (Acknowledge Timer):

Gibt die Zeit vor, in der auf die Quittung für ein oder mehrere Pakete von der Gegenstation gewartet wird, ehe ein Paket wiederholt wird. Bei Betrieb über Digipeater erhöht sich die Zeit entsprechend der Kettenlänge.

– Antwort-Zeitgeber T2 (Response Delay Timer):

Gibt die Zeit vor, in der nach Empfang eines I-Pakets gewartet wird, ob nicht noch ein weiteres Paket eintrifft.

– Inaktivitäts-Zeitgeber T3 (Inactive Link Timer):

Nach Ablauf des Timers soll der Status der Gegenstation mit einem RR- oder RNR-Kommando abgefragt werden, falls in der Zwischenzeit keine Pakete empfangen wurden.

– Maximale Anzahl der Wiederholungen (N2):

Nach einer Anzahl erfolgloser Wiederholungen (gesteuert durch T1) sollte die Verbindung wegen zu schlechter Übertragungsqualität abgebrochen werden. N2 liegt bei 16.

– Maximale Zahl der Bytes in einem I-Feld (N1):

N1 ist typisch gleich 256, kann aber bei Notwendigkeit verkleinert werden (s. Abschnitt Kommando-Modus).

– Maximale Zahl der unbestätigten Pakete (k):

Das Protokoll läßt 7 Pakete zu, die hintereinander gesendet werden können, ehe auf eine Quittung gewartet wird. Im Betrieb bei QRM sollte diese Zahl (MAXFRAME) auf 1 gesetzt werden. Bei der beabsichtigten Übertragung von äußerst großen Datenmengen sollte dagegen entsprechend $k=7$ gewählt werden.

Packet-Radio in der DDR

Zum Zeitpunkt der Manuskripterarbeitung waren dem Verfasser folgende Stationen als QRV bekannt: *Y24KK*, *Y21ZK*, *Y27NN*, *Y25TN*, *Y28SL*. Weitere Stationen befassen sich mit Packet-Radio und hoffen bald betriebsbereit zu werden. Koordiniert von der Arbeitsgruppe *Digitale Kommunikation im Amateurfunk* laufen Arbeiten zur Entwicklung von Leiterplatten, Schal-

tungen, Digi-Relais und Programmen, so daß sich der Kreis der Interessenten und Nutzer von Packet-Radio sicher vergrößern wird. Die Publikation weiterer Beiträge im FUNKAMATEUR besonders zu praktischen Fragen ist vorgesehen.

Literatur

- [1] Festlegungen zur Anwendung moderner Funkfern-schreib-Verfahren im Amateurfunk der DDR. FUNKAMATEUR 37 (1988) Heft 4, Seite 198.
- [2] DL3RDB/DF3HH/DL2DL/DL8MBT: Bedienungsanleitung DIGICOM-64, Version 1.51 – 11/86 (inzwischen auf Version 2.0 erweitert).
- [3] M. Gronak – Y21RO, AFSK-Generator in CMOS-Technik. FUNKAMATEUR 36 (1987) Heft 5, Seite 234.
- [4] E. Barthels – Y22UL, RTTY-Modem für 300 Baud und 850 Hz Shift. FUNKAMATEUR 36 (1987) Heft 5, Seite 237.
- [5] W. de Winkel – PE1FIB, Packet Radio Modem. Electron, Heft 2/1987, Seite 69.
- [6] Tucson Amateur Packet Radio – TAPR – Stromlaufplan TNC-2. Rev. 1 – 8/85.
- [7] Frankfurter PR-Gruppe, TNC2C – Aufbau- und Bedienungsanleitung, Landolt Computer 1987.
- [8] A. Mugler – Y27NN, Terminal-Programm für PRC(1Y2) TERMINAL.PAS. Tagung Karl-Marx-Stadt 1987.
- [9] A. Mugler – Y27NN/M. Matthes Komfortabler Personalcomputer für den erfahrenen Amateur. FUNKAMATEUR 37 (1988) Heft 1 ff. (Beginn der Bauanleitungsserie).
- [10] A. Maass – DL1HK, Methoden zur Durchsatzsteigerung beim Digipeaterbetrieb, Mitteilungsblatt der DAFG-RTTY A/87, Seite 15 bis 17.
- [11] K. H. Pape – DK8HI, AX.25-Protokollbeschreibung. Mitteilungsblatt der DAFG-RTTY A/87, Seite 6 bis 13.

Rauschen und Empfindlichkeit

Dr.-Ing. Albrecht Mugler – Y27NN

Eine wesentliche Eigenschaft eines Empfängers ist seine Empfindlichkeit. Sie wird durch zahlreiche Einflußgrößen bestimmt. Die untere physikalische Grenze ist jedoch durch das thermische Rauschen festgelegt. Dieses Rauschen wird durch die thermische Eigenbewegung der Moleküle und die freien Ladungsträger erzeugt. Daraus folgt auch die Temperaturabhängigkeit der Rauschleistung eines Widerstands. Die mittlere thermische Rauschleistung eines elektrischen Widerstandes beträgt [1]:

$$P_r = 4 \cdot k \cdot T \cdot b, \quad (1)$$

k – Boltzmannkonstante $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ V} \cdot \text{As} \cdot \text{K}^{-1}$, T – Temperatur in K (Kelvin), b – Bandbreite in Hz.

Für einen Empfänger muß aber noch eine weitere Betrachtung herangezogen werden. Nur im Fall der Anpassung wird die maximale Leistung an den Verbraucher abgegeben. Dieser Wert ist aber gerade $1/4$ der Leistung der Quelle. Daraus ergibt sich die verfügbare Rauschleistung zu

$$P_{rv} = k \cdot T \cdot b. \quad (2)$$

In einigen Quellen (z. B. [2]) gibt man eine Rauschleistung je Hz Rauschbandbreite bei Zimmertemperatur (293 K) an:

$$k \cdot T_0 \cdot 4,04 \cdot 10^{-21} \text{ Ws.}$$

Rechnet man diesen Wert in dB, bezogen auf 1 mW an 50 Ω (0 dBm = 223,6 mV an 50 Ω) um, erhält man

$$kT_0 = -173,9 \text{ dBm/Hz.}$$

Damit läßt sich relativ schnell die Grenzempefindlichkeit eines Empfängers bestimmen. Hat der RX die folgenden Daten [3], Bandbreite 17000 Hz, Eingangswiderstand 50 Ω , Temperatur 293 K = 20°C, Eigenrauschen 0,7 dB, dann beträgt die Bandbreite (bezogen auf 1 Hz) 42,3 dB. Das errechnet man mit

$$B = 10 \cdot \lg \cdot b; \quad (3)$$

B – Bandbreite in Hz, B – Bandbreite in dB, bezogen auf 1 Hz.

Die thermisch rauschbegrenzte Empfindlichkeit ermittelt man durch Addition der logarithmierten Werte

$$P_{th} = -173,9 \text{ dB} + 42,3 \text{ dB},$$

$$P_{th} = -131,6 \text{ dB}.$$

Durch Entlogarithmierung erhält man die äquivalente Rauschspannung

$$U_{th} = \sqrt{10 \left(\frac{P_{th}}{10} + 3 \right) \cdot R};$$

P_{th} in dB, R – Eingangswiderstand in Ω .

Im obengenannten Beispiel ergibt sich U_{th} zu 58,9 nV. Addiert man noch 0,7 dB für Eigenrauschen für den gesamten Empfänger und 10 dB Signal/Rausch-Abstand, ergibt sich eine erforderliche Eingangsspannung von 201,6 nV. Die Angabe in [3] mit 65 nV bei 10 dB Signal/Rausch-Abstand ist also physikalisch nicht möglich, es sei denn, man setzt gekühlte parametrische Verstärker ein. Das gilt gleichermaßen für [4].

Schlußfolgerungen

Hat man einen 2-m-FM-Empfänger mit 18 kHz Bandbreite (*MQF 10.7-1800*), 50 Ω Eingangswiderstand und etwa 3 dB Eigenrauschen (sehr gute UFT o. ä.), so ergibt sich für ein auswertbares Signal (10 dB Signal/Rausch-Abstand) eine erforderliche Eingangsspannung am RX von 270,4 nV.

Bei $S_9 = 5 \mu\text{V}$ und S-Stufen zu 5 dB muß also ein FM-Signal mindestens S4 betragen, um demodulierbar zu sein. Ein sehr guter RX mit optimalem Demodulator erreicht S3. Niedrigere S-Stufenangaben bei 18-kHz-FM sind wiederum physikalisch nicht möglich.

Nachfolgend einige charakteristische Werte für übliche Empfängerbandbreiten (bei 293 K)

R_{cin} in Ω	Bandbreite in Hz	U_{th}	$U_{th} + 3 \text{ dB}$	$U_{th} + 10 \text{ dB}$
50	500	10,0 nV	14,2 nV	31,7 nV
50	2350	21,7 nV	30,7 nV	68,9 nV
50	2500	22,4 nV	31,7 nV	71,0 nV
50	3100	25,0 nV	35,3 nV	79,1 nV
50	15000	55,0 nV	77,7 nV	174,1 nV
50	18000	60,3 nV	85,2 nV	190,7 nV
50	25000	71,0 nV	100,4 nV	225,8 nV
75	500	12,3 nV	17,3 nV	38,9 nV
75	2500	27,5 nV	38,8 nV	87,0 nV
75	25000	87,0 nV	122,9 nV	275,5 nV

Die Angaben in den beiden rechten Spalten beziehen sich auf U_{th} und können als Eigenrauschen des Empfängers sowie als Signal/Rausch-Abstand oder als Summe beider aufgefaßt werden.

Literatur

- [1] Philippow, Taschenbuch Elektrotechnik, Band 3 – Bauelemente und Bausteine der Informationstechnik, 2. Auflage, Berlin 1984, Seite 242.
- [2] D. Lechner, Kurzwellenempfänger, 2. Auflage, Berlin 1985, Seite 148.
- [3] –: Verbesserungen an der Amateurfunkstelle Y21C. FUNKAMATEUR 37 (1987) Heft 2, Seite 74.
- [4] –: Amateurfunkrelaisstelle Y21F auf dem Königsberg bei Gehren. FUNKAMATEUR 35 (1985) Heft 5.

Der Ideenspeicher im Amateurfunk – Hilfsmittel für die Amateurfunkpraxis

Dr. Walter Rohländer – Y220H

Als im *Elektronischen Jahrbuch 1987* ein Beitrag unter gleicher Überschrift erschien, war bereits zu diesem Zeitpunkt klar, daß im Bereich der technischen Amateurfunkpraxis die Gefahr besteht, in diesem Teilgebiet des Amateurfunks die Breitenbasis zu verlieren. International hat es die Industrie übernommen, die im Besitz des Know-how und der Schlüsseltechnologien ist, dem gesellschaftlichen und privaten Nutzer ausgereifte Spitzengeräte der Empfangs-, Sende- und Transceivertechnik aller Amateurfunkbänder bereitzustellen, die kaum noch Wünsche offenlassen. Dadurch wird jedoch der Trend zum sogenannten «Steckdosenamateur» gefördert. Es ist eine Tatsache, daß bei dieser Tendenz nur noch gesellschaftliche Labors der Amateurfunkorganisationen und einige wenige, technisch hochversierte Funkamateure mit entsprechender materieller und meßgerätetechnischer Basis Schritt halten können. Allein und überwiegend dieser Kreis bestimmt den Inhalt fast aller Amateurfunk-Fachzeitschriften, greifen wir nur die beiden großen heraus, RADIO (UdSSR) und QST (USA). In diesem Sinne ist also auf keinem Fall mehr von einer Breitenbasis in der technischen Amateurfunkpraxis zu sprechen.

Die Redaktionen fast aller Amateurfunk-Fachzeitschriften versuchen, mehr oder weniger erfolgreich, die Breitenbasis wieder zu entwickeln. Mit diesen Fragen sollte sich nicht nur die Redaktion des FUNKAMATEURS beschäftigen; sie schafft es allein nicht, obwohl der einmalige Konstruktionswettbewerb ein guter Anfang war. Hier sind gleichermaßen der Redaktionsbeirat und der Radiosportverband der DDR gefordert. Nicht nur der Computersport, sondern auch der Wehrsport Amateurfunk, eine Säule des



Radiosports im Bereich der vormilitärischen Kaderentwicklung der NVA und der Wehrkraftherhaltung der gedienten und ungedienten Reservisten, sind gleichmäßig zu fördern. Angeregt aus dieser Perspektive sei wieder im Ideenspeicher des Verfassers geblättert, d. h. vollinhaltlich die Absicht nach [1] fortgesetzt, ohne mit der *Internationalen Schaltungsrevue Amateurfunk* des Herausgebers des Elektronischen Jahrbuches konkurrieren zu wollen.

Verbesserungen am Direktmischempfänger (Empfangstechnik KW)

Jeder, der sich als CW-Fan schon einmal einen Direktmischempfänger als Zweitgerät gebaut hat, wird die Erfahrung gemacht haben, daß unabhängig von der Abstimmung des Empfängers starke AM-Signale im Untergrund der NF auftreten können. Diese Signale können empfindlich stören und dazu verleiten, diesen einfachen, jedoch guten RX in die Ecke zu stellen – trotz guter HF-Selektion im Eingang, Verwendung eines Doppelbalancemischers sowie guter Gleichtaktwellenunterdrückung und -verdrosselung in der Netzversorgung. Ursache dafür ist zumeist der Einsatz von passiven oder aktiven RC-Filtern vor dem hochverstärkenden (> 90 dB) NF-Verstärker. Und das ist der springende Punkt. AM-Signale starker Rundfunkstationen gelangen auf irgendwelchen Wegen auf den Eingang des NF-Verstärkers und werden dort an Nichtlinearitäten demoduliert.

Als gute Problemlösung ergab sich die Zwischenschaltung eines LC-Bandfilters von wenigen hundert Hertz Bandbreite zwischen Demodulator und NF-Verstärker nach Bild 1. Die Spulen werden in Schalenkernen untergebracht. Das Filter ist in eine Stahlblechbox mit 3 Kammern eingebaut. Der NF-Verstärker ist so kurz wie möglich am Ausgang des Filters anzuschließen.

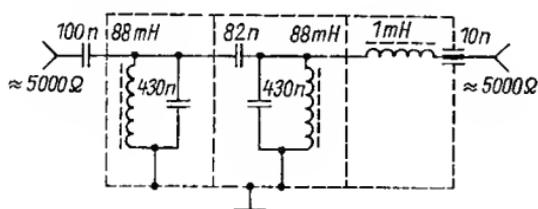


Bild 1
800-Hz-Bandpaßfilter für Direktmischempfänger. Das Filter ist an den Doppelbalancemischer über eine rauscharme Emitterfolgerstufe anzupassen (etwa 50Ω an 5000Ω)

VFO-Stabilität durch Reaktanzkompensation (Sendetechnik KW)

Der Bau eines transistorisierten VFO ist mit vielfältigen Problemen belastet, auf die nicht im einzelnen eingegangen werden kann. Ernst zu nehmen ist jedoch der Einfluß von Schwankungen der Versorgungsspannung auf die Frequenz- und Phasenstabilität. Hierunter leiden netzbetriebene Geräte bei

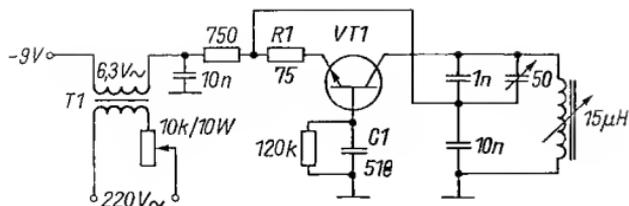


Bild 2 Experimentieroszillator 1,3 MHz zur Durchführung einer Reaktanzkompensation; C1, R1 siehe Text, T1 – kleiner Heiztransformator 220 V/6,3 V, VT1 – 2 N 930, SF 126 o. ä.

starken Netzlastschwankungen und der Verwendung sogenannter «weicher» Netzteile auch trotz einer sehr hohen Stabilisierung der VFO-Versorgung. Es treten unvermeidliche Reaktanzschwankungen im VFO-Transistor auch bei nur geringen Strom- und Spannungsschwankungen auf. Warum nicht einen VFO mit Reaktanzkompensation weitgehend unempfindlich dagegen machen?

Bild 2 zeigt eine dafür geeignete Experimentierschaltung für etwa 1,3 MHz. VT1 überlagert der Stromversorgung ein 50-Hz-Signal. C1 und R1 sind zunächst variabel zu gestalten. Das Oszillatorsignal wird mit einem Empfänger als Ton abgehört und weist ohne 50-Hz-Überlagerung den Ton T9 auf. Dreht man langsam das 50-Hz-Signal auf, so verläuft der Ton T9, und es tritt eine mit 50 Hz modulierte FM auf. Durch Justage von R1 und C1 kann die FM beträchtlich verringert werden. Damit ist die Reaktanzkompensation bereits optimal. R1 und C1 werden jetzt durch Festwerte ersetzt. Der VFO ist gegen Veränderungen der Versorgungsspannung weitgehend unempfindlich geworden. In der Experimentierschaltung ist bei 1,3 MHz C1 eine relativ hohe Reaktanz von 240 Ω . R1 bewirkt eine geringe Gegenkopplung, ein guter Stabilitätsbeitrag.

Preiswerte QRP-Leistung (Sendetechnik KW)

Die Leistungssteigerung einer QRP-Station kann unter Umständen ein finanzielles Problem sein, muß es aber nicht. Ist man z. B. mit einer S-Stufe zufrieden und besitzt eine große Anzahl von Kleinsignal-Transistoren vom gleichen Typ, so kann man unter gewissen Voraussetzungen 4 Transistoren parallelschalten, um den 4fachen Output zu erhalten. Im übrigen verfährt die Industrie bei bestimmten Leistungstransistoren ebenso, indem auf einem Chip mehrere Transistoren mit einem integrierten Emitter-Ballastwiderstand hergestellt und parallelgeschaltet werden. Solche Transistoren werden als BET (balanced emitter transistor) bezeichnet. Wie geht man vor?

Bild 3 zeigt einen Hilfsoszillator zur Auswahl gleicher Transistoren. Es werden nur solche Transistoren in der Konfiguration nach Bild 4 geschaltet, die im Leistungoszillatorbetrieb den gleichen Instrumentenausschlag ergeben. Der bei Zusammenschaltung integrierte kleine Emitterwiderstand, 1 Ω

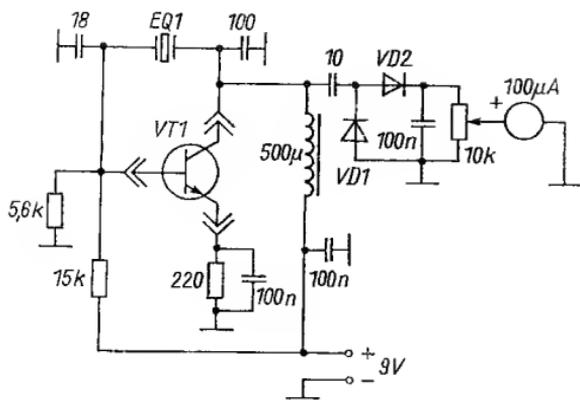


Bild 3
Hilfsgenerator für Transistorauswahl;
VD1, VD2 - 1 N 914,
SAY 12 o.ä., VT1 - z.B.
2 N 2222, SF 127 o.ä.,
EA1 - 10 bis 18 MHz
(Grundwellenquarz)

Bild 4
Transistorbooster für QRP-Sender,
Parallelschaltung von 4 Transistoren;
VT1..VT4 - z.B. 2 N 2222, SF 127
o.ä. Die 1-Ω-Widerstände sind Kohle-
schichttypen 0,25 W, auf 5 % sortiert

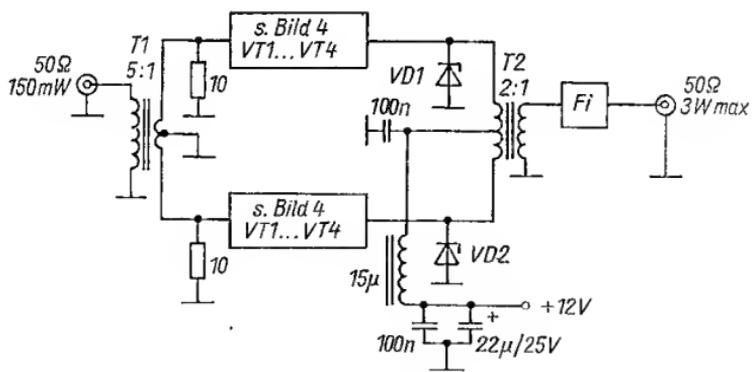
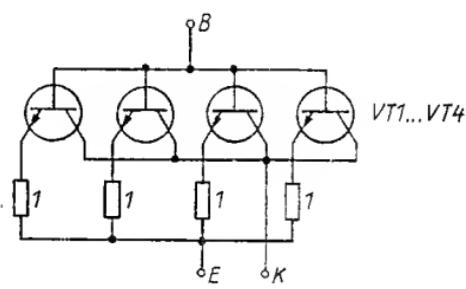


Bild 5 Einsatz von 2 Transistorbooster gemäß Bild 4 in einem Breitband-Gegentaktverstärker;
T1 - primär 12 Wdg. (65 μ H), sekundär 7 Wdg. mit Mittelanzapfung, 0,4-mm-CuL, auf Ferritringkern FT-37-43 (850 μ), mit Doppellochkern aus Mf 240 oder Mf 340 realisierbar; T2 - primär 16 Wdg. mit Mittelanzapfung (135 μ H), sekundär 11 Wdg., 0,4-mm-CuL, auf Ferritringkern FT-50-43 (850 μ), mit Doppellochkern aus Mf 240 oder Mf 340 realisierbar

ist ausreichend, egalisiert weiter die Emitterströme und verhindert das thermische Weglaufen. Er egalisiert damit das thermische Verhalten des «Transistorblocks». Die 4 Transistoren werden auf einer Minileiterplatte mit 3 Kupferstreifen durch Zusammenschalten der Basis-, Kollektor- und (Emitter + R-)Anschlüsse integriert. Mit 4 *SF 127* kann man auf diese Weise in Eintakt-C-Betrieb für 160 bis 20 m einen Output von maximal 1,5 W fahren, mit einer Gegentaktstufe nach Bild 5 in Breitbandtechnik bis zu 3 W.

Erdung mit kleiner Impedanz (Sendetechnik KW)

Arbeitet man mit einfacher Drahtantenne «einbeinig» gegen Erde, so ist eine effektive HF-Erdung an der Erdklemme des Antennenanpaßgeräts erforderlich. Befindet sich jedoch die Ableitung zum Erder aus irgendeinem Grund auf $\lambda/4$ oder ungeraden Vielfachen in Resonanz, so wirkt die Ableitung als Isolator, die Erdung hat eine hohe Impedanz, ist hochfrequenzmäßig als solche nicht wirksam. In diesem Sinne erscheint es zweckmäßig, 2 in der Länge unterschiedliche Ableitungen zu verlegen, in einfacher und doppelter Länge. Ist die einfache Länge in $\lambda/4$ -Resonanz, so stellt die doppelte Länge eine niederohmige Ableitung dar.

Diesen Tip sollte man sich merken, besonders im Portablebetrieb, bei dem häufig solche «Langdrähte» gegen HF-Erde eingesetzt werden. Ein Erder mit besagten 2 Ableitungen ergibt dann immer eine niederohmige Impedanz als Bezug für die Sendantenne. Man beachte: Auf 80 m stellt ein 20-m-Draht und auf 10 m ein bereits 2,5-m-Draht in erster Näherung einen $\lambda/4$ -Isolator dar. Mit Resonanzen auf Erdern im Kurzwellenbereich ist also sehr schnell zu rechnen.

Einfache Multiband-Groundplane (Antennentechnik)

Für den Portaleinsatz ist die in Bild 6 gezeigte Antenne eine ausgezeichnete Allband-Groundplane für den Sendebetrieb. Sie bringt auf 20, 18, 15, 12 und 10 m wegen ihrer flachen Abstrahlung einen Gewinn gegenüber einem $\lambda/4$ -Strahler und stellt auf 80, 40 und 30 m einen guten Kompromiß dar. Als einzige Abmessung für Strahler und mindestens 4 Radials sind 6,1 m angegeben. Zur Speisung wird symmetrische, luftisolierte Zweidrahtleitung, eine sogenannte «Hühnerleiter», bis zum Antennenanpaßgerät verwendet, da man mit teilweise hohen Stehwellen auf der Speiseleitung rechnen muß, bei denen ein Koaxialkabel bereits hohe Verluste aufweist.

Als Strahler kann ein beliebiger guter Leiter benutzt werden, z. B. ein isoliert stehender, metallischer Fahnenmast, Al-Rohr oder Profil-Al, ein trockener Holzmast, an dem der Leiter mit Abstandsisolatoren senkrecht heruntergeführt ist, oder ein kommerzieller Teleskopmast mit «Peitsche» usw.

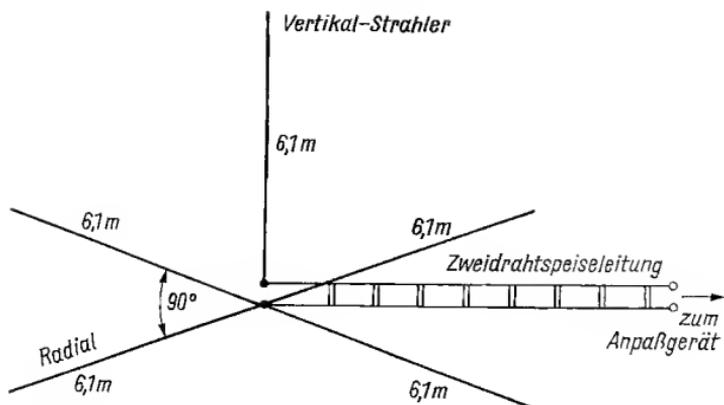


Bild 6 Allband-Groundplane-Antenne 80 m bis 10 m

Im übrigen ist die Länge auf $\pm 0,3$ m nicht kritisch. Die Antenne ähnelt stark einem vertikalen Dipol oder einer «ausgedehnten» Zeppelinantenne mit Mittenspeisung. Man beachte den hohen Störpegel einer Groundplane bei Empfangsbetrieb und verwende deshalb einen niedrigen Langdraht als Antenne für den RX.

Überprüfung von Speiseleitungen (Antennentechnik)

Qualitativ hochwertiges Koaxialkabel für die Sendetechnik ist teuer und nicht überall erhältlich. Hat man Zugriff zu Demontagekabel, läßt sich nicht immer erkennen, wie weit der innere Verschleiß des Kabels ist, selbst wenn die optische Inspektion keine äußeren Schäden aufweist. Im folgenden wird eine einfache Methode beschrieben, um Kabelschäden zu ermitteln. Man schalte die gesamte Kabellänge zwischen Sender-SWV-Messer und Kunstantenne, nutze die höchstmögliche Sendefrequenz, stimme auf kleinstes SWV ab, nehme die Leistung zurück auf ein Niveau, bei dem das SWV-Instrument noch einen guten Ausschlag zeigt, und taste dann den Sender mit Dauerton in CW. Nun deformiere man die Kabelrolle, verdrehe oder knicke das Kabel. Jeder Kabelfehler zeigt sich in Instrumentenschwankungen in Stellung «Rückwärts». Dieser Test ist auf den Kurzwellenbereich beschränkt.

Quelle für Leistungs-HF-Schalter (Antennentechnik)

Antennenwahlschalter sind nicht auf dem Konsumgütermarkt erhältlich und auch teuer. Einfache Kippschalter der 220-V-Beleuchtungstechnik sind ein guter Ersatz. Eingebaut in ein Blechgehäuse mit einem Koaxialeingang

und 2 oder mehr Koaxialausgängen für 2 und mehrere Antennen mit Koaxialspeisung eignen sie sich als Antennenwahlschalter bis 30 MHz und 500 W Output. Man achte bei der Schalterauswahl auf eine robuste Kontaktausführung. Ältere, keramische Typen sind vorzuziehen. Achtung! Auch diese Antennenwahlschalter sind nicht unter Last zu betätigen.

Symmetrische 52-, 70- oder 200- Ω -Kunstantenne (Meßtechnik)

Eine symmetrische Kunstantenne für 3 gebräuchliche Lastwiderstände kann man sich in der Anordnung nach Bild 7 bauen. A, B und C sind Messingpfosten, an denen die Widerstände parallel, wechselseitig, übereinander und mit kleinem Zwischenraum angelötet werden. Die 3 Pfosten sind mit einem Platedeckel verschraubt, der die Absenkung der Widerstände zur Kühlung in ein Mineral- oder Transformatorölbad gleichfalls in einem Plastegefäß, gestattet. Flügelmuttern erleichtern das Befestigen der Kurzschlußbrücke und der Leitungen. Es werden nur induktionsfreie Kohleschicht-, Metallschicht- oder Massewiderstände von 2 W und 5% Toleranz eingesetzt.

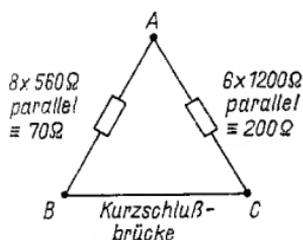


Bild 7

$A-B = 70\Omega$; $A-C = 200\Omega$; $A-BC = 52\Omega$

Symmetrische Kunstantenne mit 52, 70 oder 200 Ω

Diese Kunstantenne ist im Ölbad mit 10 W HF und kurzzeitig im Sekundenbereich (Ein/Aus $\approx 1:5$) mit 40 W HF belastbar. Der Abstand der Pfosten (gleichseitiges Dreieck) richtet sich nach den mechanischen Abmessungen der zur Verfügung stehenden Widerstände. Da die Kunstantenne in einem Plastegefäß sitzt, ist während einer Messung auf Abstand zu geerdeten Flächen zu achten. Der Einsatz dieses «Dummy» hat sich bei der Entwicklung von Balunübertragern, aber auch bei der Voreinstellung von Sendertiefpässen (Collins-Filter im Teltow), verbunden mit SWV-Optimierung bis 21 MHz, bewährt, mit geringeren Ansprüchen auch noch bei 28 MHz.

Warnung vor Messung von Toroidspulen mit Induktionswindung (Meßtechnik)

Es ist allgemein üblich, einer Toroidspule (Spule auf Ringkern) eine bekannte Kapazität parallelzuschalten und diesen Parallelresonanzkreis zur

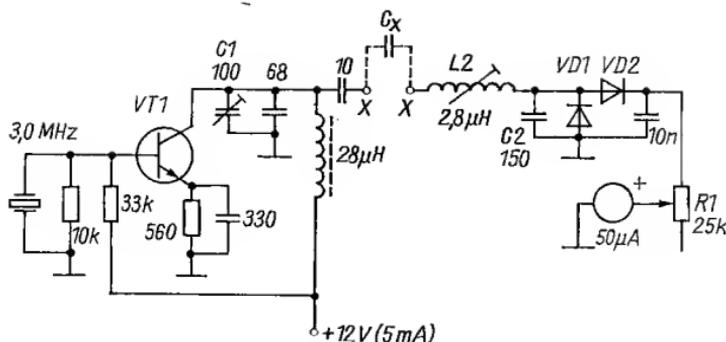


Bild 8 Kapazitätsmeßgerät 5 bis 1000 pF;

C_1 – 100 pF Trimmer, C_2 , L_2 – siehe auch Text, VD_1 , VD_2 – 1 N 914, SAY 12 o.ä.,
 VT_1 – 2 N 2222 A, SF 126 o.ä.

Ermittlung der Spuleninduktivität durch Messung der Kreisresonanzfrequenz zu dippen. Vor einer Einkopplung des Dipmeters über eine Einzelkurzschlußwindung durch den Kern wird gewarnt. Die Induktivität wird zu gering ermittelt, und zwar um so mehr, je größer die Windungszahl auf der Toroidspule ist. Dieser Fehler betrug bei 50 Wdg. bis -20% und bei 2 Wdg. etwa -1% . Es muß die Einkopplung des Dippers über die aus Spule und Kapazität gebildete Schleife ausreichen!

Sortierung kleiner Kapazitäten zwischen 5 und 1000 pF (Meßtechnik)

Mit der Schaltung nach Bild 8 lassen sich kleine Kapazitäten einfach sortieren. Die Instrumentenskale soll wenigstens eine 50er-Teilung haben. Kalibriert wird mit bekannten Kapazitäten. Mit 1000 pF als C_x und L_2 wird Serienresonanz eingestellt, und mit dem Steller R_1 bringt man das Meßwerk auf Maximalausschlag von 50 μ A. Die Abhängigkeit der Anzeige von der Kapazität ist nicht linear. Es ist daher zweckmäßig, sich die Kalibrierung zu tabellieren oder ein Strichnomogramm anzufertigen. Will man nur einen Meßbereich bis 100 pF, so sind C_2 mit 15 pF und L_2 mit etwa 28,1 μ H auszuliegen. Durch geeignete Umschalter lassen sich beide Meßbereiche in einem Gerät integrieren.

Tips für Hochhaus-Funkamateure (BCI, TVI)

TVI und BCI bringen für den Funkamateure, der z.B. in einer Einraumwohnung und mit Innenantenne arbeiten muß, besondere Probleme mit sich. Einige Tips und helfende Hinweise seien deshalb gegeben.

– Verwende möglichst keine netzbetriebenen Zusatzgeräte! Installiere gute

Tiefpässe zwischen Sender und Antenne und verwende eine gute Netzverdrosselung!

- Verlege Kabel stets so kurz wie möglich, also nicht 2 m, wenn 50 cm reichen, und vermeide Kabelbündel (dieses auch beim Nachbarn)!
- Ziehe den Netzstecker deines TV-RX und trenne ihn gleichfalls von der Gemeinschaftsantennenanlage!
- Kürze in Stereoanlagen zu lange Lautsprecherkabelzuführungen!
- Beachte: Bei einer Innenantenne können geringe Lageveränderungen Wunder bewirken!
- Vermeide unsymmetrische Sendeantennen!
- Verlege $\lambda/4$ -Gegengewichte für jedes Band und verbinde diese gemeinsam mit der massiven Erdklemme des Antennenanpaßgeräts!
- Verwende nicht mehr Sendeleistung als für eine sichere Verbindung erforderlich!
- Jede auch noch so absurde Methode, die TVI und BCI vermeidet, ist gerechtfertigt, auch wenn man selber auf dem Kopf stehen muß, um die Station erfolgreich zu betreiben.

Weichlöten von Aluminium (Werkstattkniffe)

Weichlöten auf einer Aluminiumoberfläche ist im allgemeinen nicht so ohne weiteres möglich, da das Aluminium stets eine Oxidschicht auf seiner Oberfläche aufweist. Diese muß vor dem Lötprozeß zerstört werden, um einen lötfähigen Bereich durch vorheriges Verzinnen zu erhalten. Für den Amateur erweisen sich 2 Wege als gangbar.

- 1) Die zu verzinnende Oberfläche wird mit dünnflüssigem Maschinenöl bestrichen. Mit einem scharfen Messer schabt man die Oxidschicht vom Aluminium. Das sofort darüberfließende Öl verhindert durch Luftabschluß die erneute Oxydation, und man kann mit einem leistungsstarken, sauberen LötKolben unter ständiger Zufuhr von bleifreiem Lötzinn mit niedrigem Schmelzpunkt die auf diese Weise behandelte Al-Oberfläche verzinnen.
- 2) Die zu verzinnende Fläche auf einem Al-Blech wird über einer Gasflamme (z. B. Campingkocher) auf etwa 400°C erwärmt, mit einer Stahlbürste wird die Oxidschicht aufgerissen und dabei bleifreies, niedrig schmelzendes Lötzinn auf die Oberfläche aufgerieben.

Beide Verfahren lassen sich nach einiger Übung beherrschen. Das Löten auf einem Aluminiumchassis ist gelegentlich erforderlich, um zuverlässige Erdverbindungen herzustellen, die auf jedem Fall Schraubverbindungen vorzuziehen sind.

Dioden-Hochspannungsnetzteil (Extras)

In Hochspannungsnetzteilen werden meist eine Gleichrichterdiodekette verwendet sowie zur Egalisierung der Restströme und des Spannungsabfalls

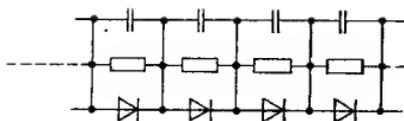


Bild 9
 Hochspannungsgleichrichter-Dioden-
 kettenkette;
 VD1 ... VD4 – SY 351/10,
 R1 ... R4 – 470 k Ω , 2 W,
 C1 ... C4 – 10 nF, keramische
 Scheiben, 1 000 V

an den Einzeldioden eine Widerstandskette parallelgeschaltet. Es wird neuerdings empfohlen, da in den gebräuchlichen Netzgleichrichterschaltungen auch noch große Induktivitäten vorhanden sind, die Dioden zusätzlich durch ein Parallel-C gegen Spannungsspitzen zu schützen, die bei Unterbrechungen in der Schaltung plötzlich auftreten können. In Bild 9 ist diese Anordnung dargestellt.

Elektrostatische Entladung – eine verborgene Gefahr? (Extras)

Die elektrostatische Entladung hat schon manches wertvolle Halbleiterbauelement zerstört. Sie ist ein Problem der Industrie, aber auch des Funkamateurs. Besondere Gefahren entstehen, wenn die relative Luftfeuchtigkeit unter 65% sinkt. Dann kann der menschliche Körper beträchtliche elektrostatische Ladungen akkumulieren. Als elektrische Ersatzschaltung verwendet die Industrie einen 100-pF-Kondensator, der eine Ladung von 0 bis 20 kV trägt und über 1,5 k Ω gegen eine gemeinsame Erde entladen wird. Trifft diese Ladung z. B. auf einen pin- oder pn-Übergang in Sperrrichtung, so können diese zerstört werden. Besonders gefährdet sind MOSFET, Schottky-Dioden, TTL-, CMOS-Schaltkreise, ja unter Umständen übliche Bipolartransistoren, um nur einige zu nennen. Die nachfolgende Checkliste soll dem Amateur helfen, durch mögliche elektrostatische Aufladungen entstehende Probleme vorbeugend zu vermeiden.

- Erde im Arbeitsraum alles an einem gemeinsamen Erdpunkt!
- Verwende einen Arbeitsplatz mit aufliegender, geerdeter Metallarbeitsplatte!
- Erde alle LötKolben, -bäder und Geräte am Arbeitsplatz!
- Erde den Körper oder arbeite wenigstens mit hochgekrempelten Hemdärmeln aufliegend auf der geerdeten Arbeitsplatte!
- Platziere alle MOS-Bauelemente vor der Verarbeitung auf einer geerdeten Metallfläche!
- Checke alle Stromversorgungen auf mögliche Spannungsspitzen!
- Setze oder entferne MOS-Bauelemente niemals in oder aus einem Gerät unter angelegter Versorgungsspannung!
- Verwende antistatische Verpackung für Lagerung und Transport!
- Überschreite niemals Grenzwerte, die in Datenblättern für das entsprechende Bauelement angegeben werden!
- Halte den Arbeitsplatz frei von Papier, Zigarettenasche, herumliegenden Plasteteilen usf.!

– Verwende niemals eine Bürste oder einen Spray zur Reinigung einer Leiterplatte von Lötmitte-Flußmitteln!

Vorbeugend sollte am Arbeitsplatz ein Hygrometer hängen. Mit einem Zimmerspringbrunnen, einem Zerstäuber oder einem offen kochenden Wassertopf kann man schnell die relative Luftfeuchte auf über 65% anreichern. Bei 20% relativer Luftfeuchte kann die elektrostatische Aufladung 300mal höher liegen als bei 65%!

Einfaches Nomogramm für die Parallelschaltung zweier Widerstände (Extras)

3 Gerade durch einen Punkt und mit einem Öffnungswinkel von 60° gegeneinander ergeben bei gleicher Skalierung ein einfaches Nomogramm für die Parallelschaltung zweier Widerstände etwa gleicher Größenordnung. Bild 10 zeigt dieses Nomogramm. Die beiden Außenschenkel markieren die beiden parallelzuschaltenden Widerstände. Auf dem mittleren Schenkel liest man den durch Parallelschaltung entstandenen Widerstand ab (und umgekehrt).

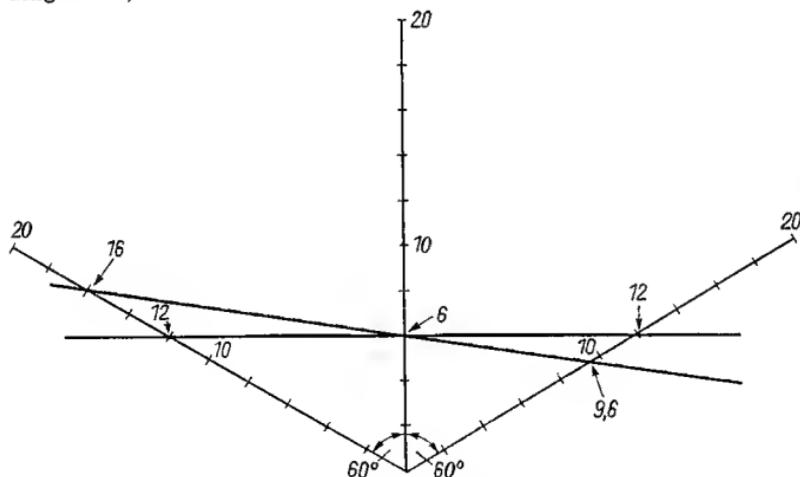


Bild 10 Strichnomogramm zur überschlägigen Ermittlung des Ergebnisses der Parallelschaltung zweier Widerstände gleicher Größenordnung;

Beispiel: 6Ω aus $12/12 \Omega$ parallel,

6Ω aus $16/9,6 \Omega$ parallel,

bzw. 600Ω aus $1600/960 \Omega$ parallel,

600Ω aus $1200/1200 \Omega$ parallel

Literatur

[1] W. Rohländer, Der Ideenspeicher im Amateurfunk – Hilfsmittel für die Amateurfunkpraxis. Elektronisches Jahrbuch 1987, Berlin 1986, Seite 147 ff.

Für den Ideenspeicher wurden die Zeitschriften RADIO (UdSSR), FUNKAMATEUR, QST (USA) und OM (Schweiz) ausgewertet.

Einsatzmöglichkeiten für CMOS-Schaltkreise im Amateurfunkbereich

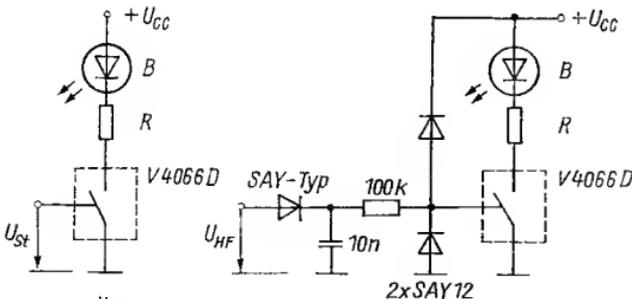
Ing. Frank Sichla – Y51UO

Standard-CMOS-IS können auch vom Funkamateurl vielseitig und vorteilhaft eingesetzt werden. Wo und wie, das zeigt der folgende Beitrag an Hand praktischer Lösungen.

Einsatz elektronischer Schalter

Besonders die CMOS-Schalter vom Typ *V4066 D* lassen sich vielfältig verwenden, da sie z. B. Gleichspannungen zum Verstimmen des VFO oder Betätigen des Antennenrelais schalten, den NF-Kanal sperren oder öffnen und Frequenzen aus dem KW-Bereich weiterleiten können. Bild 1 zeigt, daß LED (z. B. zur TX/RX-Anzeige oder als HF-Indikator) direkt geschaltet werden können. Bild 2 gibt die günstigen Möglichkeiten zum Schalten des NF-Kanals an.

In Bild 3 ist eine einfache BK-Schaltung für Minitransceiver dargestellt. S1 stellt die Spannung zum Verstimmen des VFO zur Verfügung. S2 bewirkt das Laden des zeitbestimmenden Kondensators, und S3 entkoppelt RC-Glied und Tastrelais. Der Strom durch den elektronischen Schalter darf maximal 25 mA betragen, mit $U_{CC} = 12\text{ V}$ und einem Durchschaltwiderstand von minimal $80\ \Omega$ ergibt sich somit ein minimaler Wicklungswider-



$$U_{St} > \frac{U_{CC}}{2} : B \text{ an}$$

$$U_{St} < \frac{U_{CC}}{2} : B \text{ aus}$$

$$R = \frac{U_{CC} - 2V}{10 \text{ mA}} = 200\ \Omega$$

Bild 1
Schalten einer LED mit elektronischem Schalter

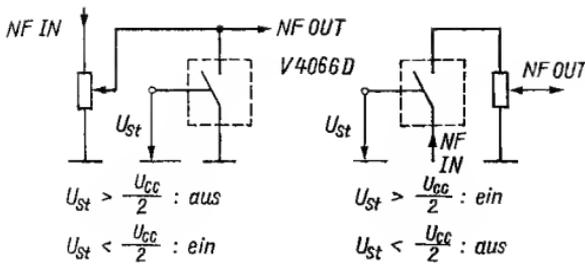


Bild 2
Stummschalten des NF-Zweiges

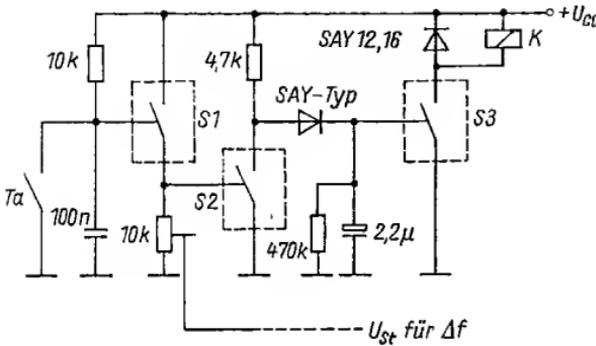


Bild 3
Einfache BK-Schaltung

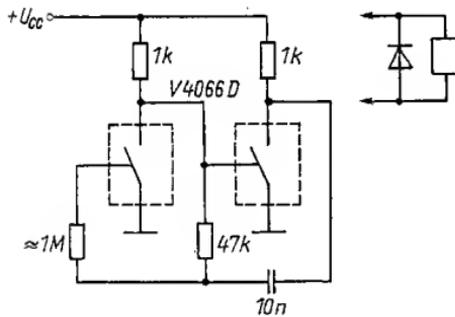


Bild 4
Rechteckgenerator mit 2 elektronischen Schaltern

stand von 400Ω . Die DIL- und SIL-Relais in Flachbauform mit Reedkontakt sind also einsatzfähig. Schließlich zeigt Bild 4 einen 1-kHz-Generator, der als Mithör- oder Morseübungsgenerator benutzt werden kann und sich durch hohe Stromergiebigkeit auszeichnet. Eine $2 \times 1\text{-k}\Omega$ -Hörkapsel erzeugt bei 5 V (12 mA) einen auch auf Entfernung gut wahrnehmbaren Ton.

Automatische Sende/Empfangs-Umschaltung

Das zweckmäßige Timing bei BK-Betrieb ist ein wichtiges Kennzeichen eines guten Transceivers und zahlt sich besonders bei QRP aus. Bild 5 zeigt

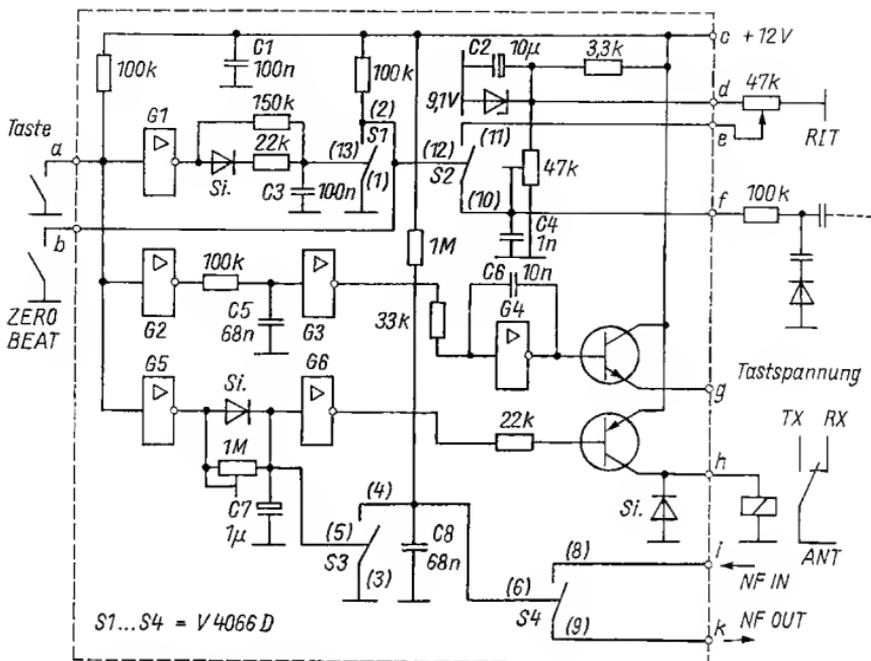


Bild 5 BK-Schaltung mit allen Möglichkeiten

eine einfache Schaltungsanordnung mit 2 CMOS-IS nach DF4SQ. G1 bis G6 sind im Original vom Typ V4069 D und können durch den Typ V40098 D ersetzt werden. Die elektronischen Schalter werden durch den IS V4066 D gebildet. Mit dieser Schaltung wird bei Tastenbetätigung folgender Ablauf erreicht:

1. RX stummschalten,
2. Antennenrelais umschalten,
3. VFO verstimmen,
4. vollständige Betriebsspannung an TX legen.

Bei Loslassen der Taste ergibt sich die entgegengesetzte Reihenfolge. Aus Bild 6 gehen die Verzögerungszeiten hervor.

Nach Niederdrücken der Taste nehmen die Ausgänge der Inverter G1/2/5 H-Pegel ein. C7 wird schnell aufgeladen, und S3 schaltet ein, S4 dagegen aus. Der NF-Zweig des Empfängers ist somit unterbrochen. Zeitgleich erhält das Antennenrelais über G6 und den pnp-Transistor (z. B. SC 309) Spannung, und nach kurzer Umschaltzeit liegt die Antenne am Senderausgang. C3 und die für seine Aufladung wirksamen Widerstände bewirken die Verzögerung der VFO-Verstimmung. S2 öffnet nach 2 ms. Die VFO-Shift läßt sich mit dem Einstellregler einstellen.

Die Tastenspannung (TX plus Mithörton) wird nach etwa 5 ms für den Sender bereitgestellt. Der dem npn-Transistor (z. B. SF 826) vorgeschaltete In-

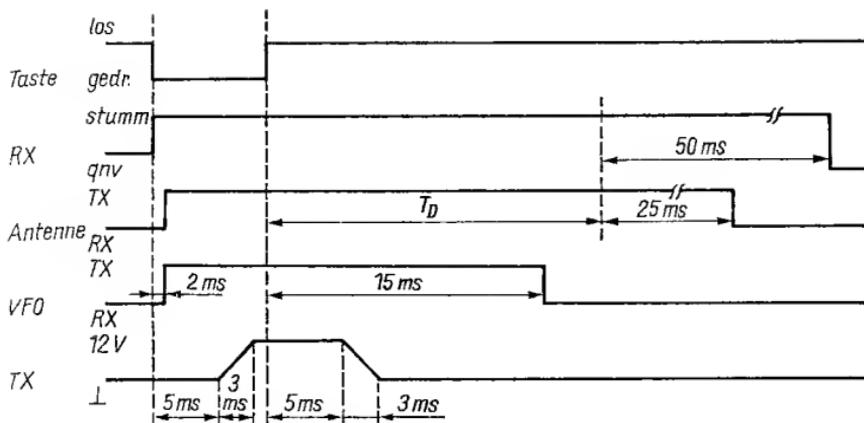


Bild 6 Pegeldiagramm für die komfortable BK-Schaltung

weiter G4 ist als Integrator beschaltet. Damit wird ein linearer Spannungsanstieg erreicht, und nach weiteren 3 ms ist der entsprechende volle Wert erreicht.

Nach Loslassen der Taste verstreichen 5 ms; danach sinkt die Tastspannung innerhalb von 3 ms auf 0. C3 entlädt sich über den 150-k Ω -Widerstand, so daß nach 15 ms die VFO-Verstimmung zurückgenommen wird. Die Steuerspannung für die Kapazitätsdiode kann dann mit dem RIT-Potentiometer eingestellt werden. T_D läßt sich mit dem 1-M Ω -Einsteller auf maximal 1 s festlegen. Ein herkömmliches Relais braucht zum Zurückschalten mehr Zeit als zum Einschalten (in diesem Fall 25 ms). Das Einschalten von S4 wird um weitere 50 ms verzögert, so daß kein Klicken zu hören ist.

Rauschsperrre

Rauschsperrren haben sich in erster Linie bei UKW-Empfängern bewährt. Man kann dabei zwischen 3 Systemen unterscheiden: Carrier-, Noise- und Signal/Noise-Verfahren. Die Carrier-Schaltung (Trägersignal-Schaltung) erhält ihre Information aus der An- und Abwesenheit des Trägersignals vom Sender. Dieses System ist daher nicht für Ein- oder Zweiseitenbandempfang mit unterdrücktem Träger geeignet. Die Noise-Schaltung erhält die Information, ob gesendet wird oder nicht, aus dem vorhandenen Rauschen außerhalb des eingeschränkten NF-Frequenzbandes. Ohne Sendersignal erzeugt der Demodulator ein stärkeres Rauschsignal. Bei der Signal/Noise-Schaltung wird ständig das Signal/Rausch-Verhältnis ermittelt. Erreicht es einen bestimmten Tiefstwert, wird das NF-Signal von der Endstufe abgetrennt. Dieses System hat den Nachteil, etwas aufwendiger und komplizierter zu sein als die anderen beiden.

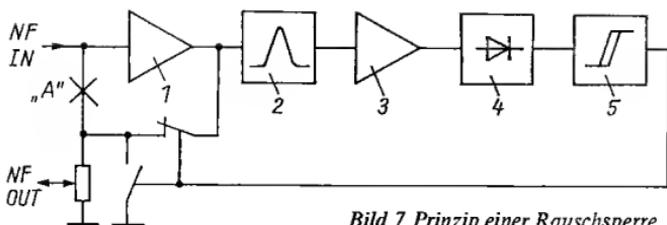


Bild 7 Prinzip einer Rauschperre

Das Noise-Verfahren soll näher beschrieben werden. Bild 7 zeigt die grundsätzliche Lösungsmöglichkeit. Das Ausgangssignal des NF-Vorverstärkers gelangt nicht mehr direkt auf das Lautstärkepotentiometer, diese Verbindung wird unterbrochen (Punkt A). Statt dessen kann das NF-Signal über einen Spannungsfollower (1) und einen elektronischen Schalter auf das Potentiometer geschaltet werden. Es schließt sich ein Bandpaßfilter (2) an. Darauf folgt ein Verstärker (3) und ein Gleichrichter (4). Mit einem Schmitt-Trigger (5) werden das gleichgerichtete Signal ausgewertet und der NF-Zweig über die Schalter unterbrochen oder nicht.

Bild 8 zeigt die komplette Schaltungslösung für einen Schmalband-FM-Empfänger. Die einzelnen Stufen sind leicht dem Übersichtsschaltplan zuzuordnen. A1 ist der Spannungsfollower, A2 ein schmales Bandpaßfilter, dessen Mittenfrequenz außerhalb des Signalfrequenzbandes liegt, A3 ein nichtinvertierender Verstärker mit 48facher Verstärkung und A4 der Gleichrichter. Sein Ausgangssignal wird mit S4 ausgewertet. Dieser steuert die anderen elektronischen Schalter an. S3 ist zur Realisierung der Umschaltfunktion notwendig. Liegt der Rauschpegel unterhalb eines eingestellten Wertes, ist S1 geschlossen und S2 geöffnet. Liegt der Rauschpegel oberhalb dieses Wertes, ergeben sich entgegengesetzte Schalterstellungen. Die

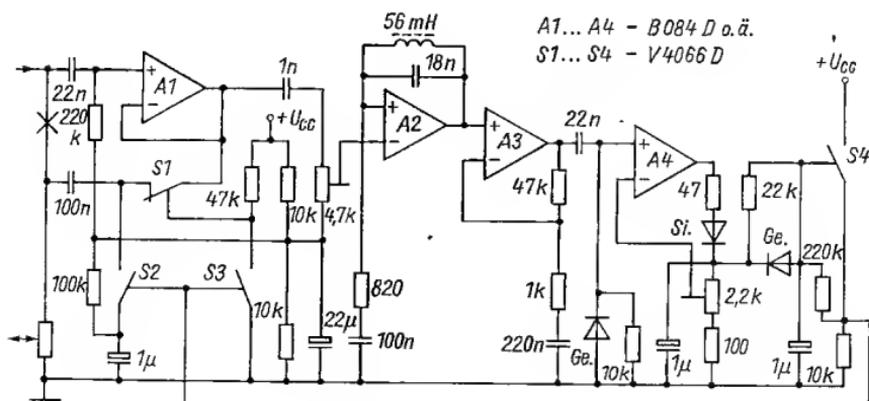


Bild 8 Komplett Schaltung einer Rauschperre

Kombination von S1 und S2 unterdrückt Schaltspitzen, die sonst über den Lautsprecher hörbar werden.

S1 bis S4 werden durch den Typ *V 4066 D* realisiert. A1 bis A4 sind im Original der *LM 324* und können günstig durch den *B 084 D*, aber auch durch Zweifach- oder Einfach-Operationsverstärker ersetzt werden. Mit dem Einsteller 47 k Ω werden die Eingangsspannung für den Bandpaß und mit dem Einsteller 2,2 k Ω die Umschaltspannung auf einen optimalen Wert eingestellt.

Kapazitiver Berührungssensor für elektronische Tasten

Konventionelle elektronische Morsetasten werden meist mit dem Kontaktsatz eines Telegrafengerätes bedient. Eine elegantere Methode besteht in der Verwendung eines Berührungssensors. Einen solchen Sensor, mit dem herkömmliche Tasten ausgestattet werden können, hat *G4EEM* beschrieben (Bild 9). Er reagiert auf die Handkapazität. In Bild 10 ist der mechanische Aufbau des Sensors skizziert. Verwendet wurde 2seitig beschichtetes, glasfaserverstärktes Leiterplattenmaterial. Wichtig ist die Breite der Trennlücke zwischen den beiden Kondensatorflächen. Die anderen Abmessungen können individuell variiert werden.

Wird keine Platte berührt, gelangen identische Rechtecksignale auf die D-Eingänge der Flip-Flops. Die Ausgänge 2 und 12 liegen daher auf L-Pegel. Berührt man eine Platte, setzt das Rechtecksignal am entsprechenden Eingang aus (H-Pegel). Mit der nächsten Taktflanke wird der zugehörige Ausgang auf H-Potential gesetzt. Die invertierten Ausgangspegel liegen an pin 1 und pin 13. Die Versorgungsspannung von 5 bis 15 V ist von der folgenden Tastenelektronik zu entnehmen.

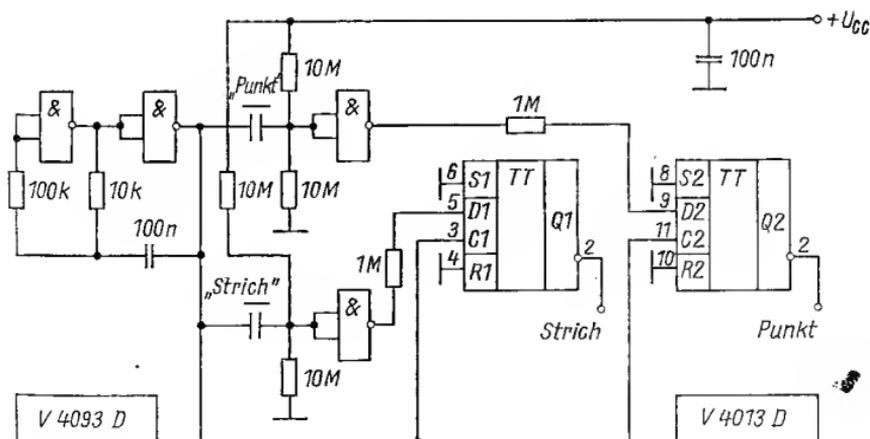


Bild 9 Kapazitiver Sensor für elektronische Tasten

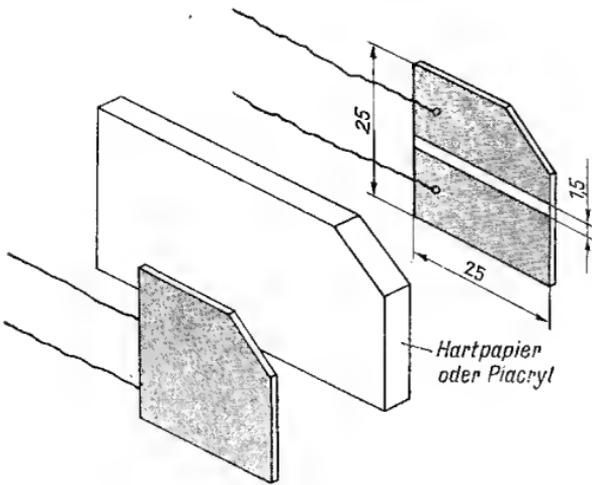


Bild 10
Gestaltungsvorschlag für
den Sensor

Elektronische Taste mit Sensor

Die in Bild 11 gezeigte Schaltung einer kompletten Squeeze-Taste stammt von DF4SQ, der damit die Grundlage für einen miniaturisierten Aufbau liefern wollte. Sie besteht zum einen aus dem kapazitiven Sensor (A1 bis A3, D1) und zum anderen aus der Schaltung zur Bildung der Punkte und Striche (G1 bis G4, D2). A4 ist eine Ausgangsstufe, die je nach Operationsverstärker mit 20 V bzw. 36 V/70 mA Belastbarkeit allen Anforderungen genügt.

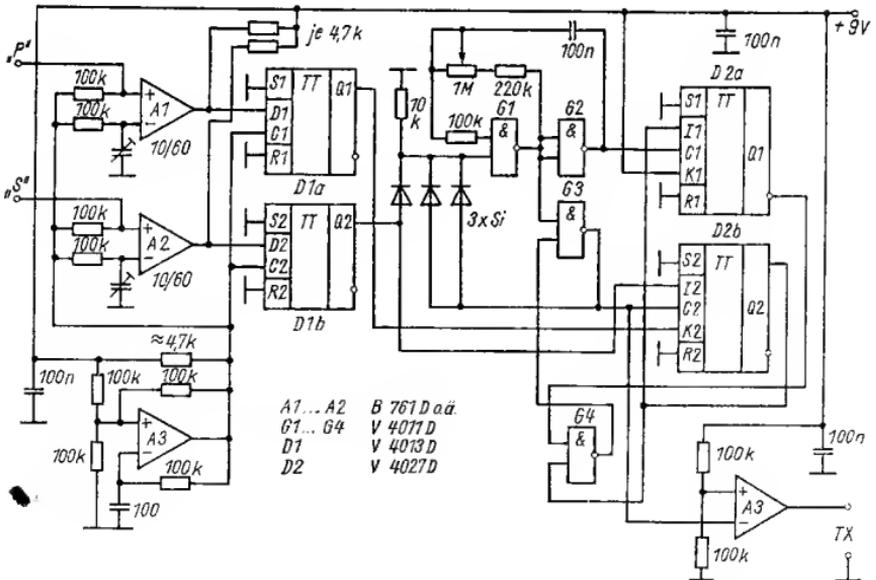


Bild 11 Squeeze-Taste mit kapazitivem Sensor

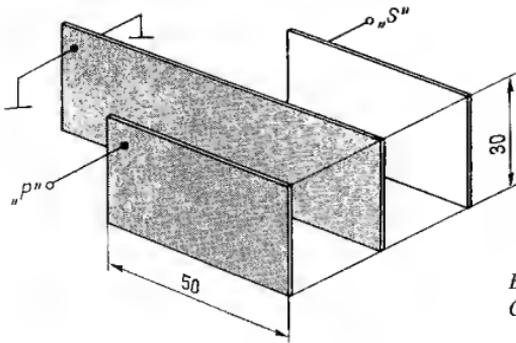


Bild 12
Gestaltung des Sensors

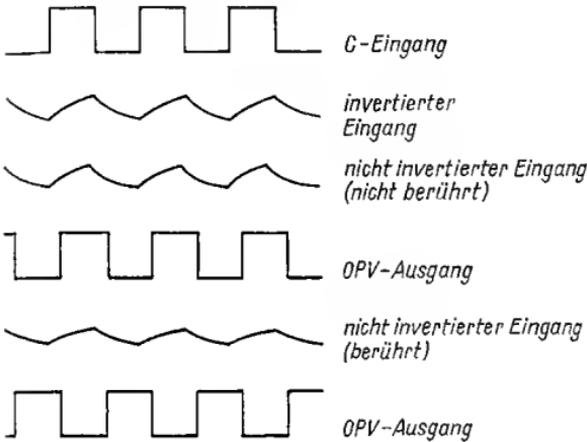


Bild 13
Zur Funktion des Sensors

Die Sensorschaltung wurde mit einem *B 2761 D* erprobt. Bild 12 zeigt den verwendeten Sensor. Die äußeren Platten sind aus 1seitig beschichtetem Leiterplattenmaterial hergestellt und werden auf das 2seitig beschichtete Mittelteil geklebt. Es werden mindestens 4 cm^2 gefordert (die Trimmer sind dann eventuell zu verkleinern). A3 erzeugt die Taktfrequenz von 70 kHz. Vor den Operationsverstärker-Eingängen befinden sich Tiefpässe, die das Signal verformen. Die Trimmer sind so einzustellen, daß diese Zeitkonstante gerade etwas größer ist als die mit der Sensorfläche. Damit ergibt sich das in Bild 13 oben gezeigte Verhalten. Berührt man den Sensor, vergrößert sich diese Zeitkonstante, und der Komparator reagiert so, wie unten dargestellt. Mit steigender Taktflanke wird die Information am D-Eingang vom D-Flip-Flop übernommen. Somit führen die Ausgänge bei nicht berührten Platten L-, bei berührten Platten H-Potential.

Bild 14 verdeutlicht die Funktion des Schaltungsteils zur Bildung von Punkten und Strichen. Ausgangspunkt ist der Taktgenerator mit G1/2. Bei Berührungen wird er gestartet. Der Oszillator stoppt nicht eher, bevor ein Punkt bzw. Strich vollendet ist. Das wird durch die 3 Dioden erreicht, die ein OR-Gatter nachbilden. Um das Triggern des JK-Flip-Flops mit hoher Störsicherheit zu gewährleisten, kann je ein 100-pF-Kondensator von pin 3

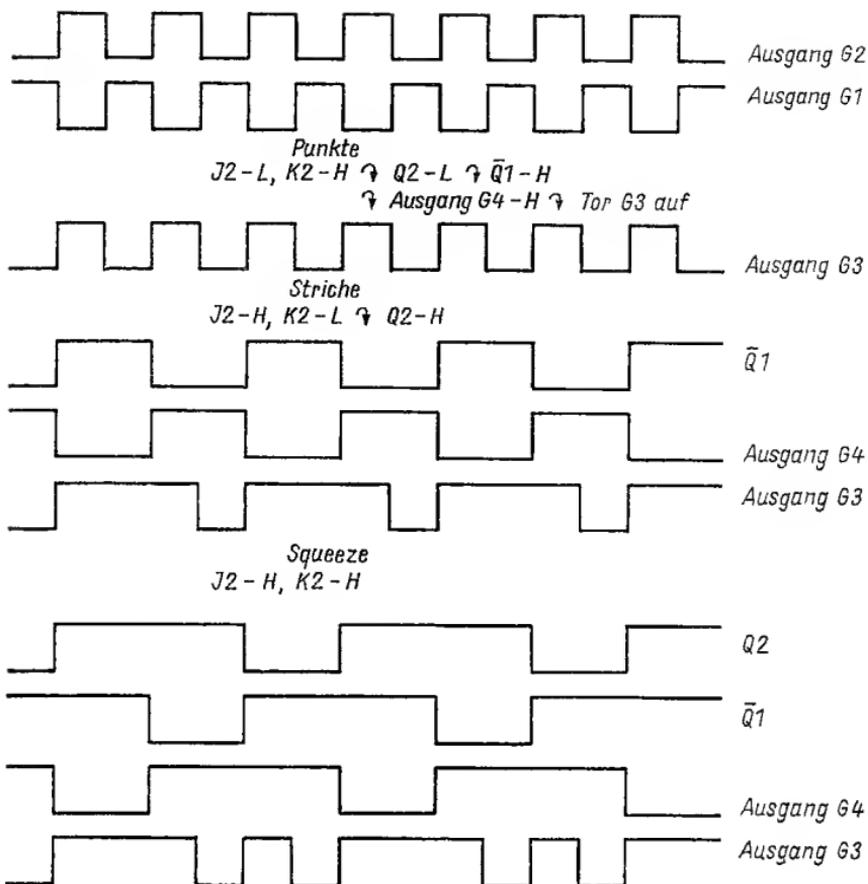


Bild 14 Zur Funktion der elektronischen Taste

und pin 13 nach Masse geschaltet werden. (Damit werden Übergriffe des Taktsignals unterbunden.) Das Muster wurde in ein Gehäuse mit den Abmessungen 30 mm × 35 mm × 110 mm eingebaut.

Phasenvergleicher für PLL

In einem kleinen CW-6-Band-Transceiver, den G3WPO und G4JST als Bausatz konstruiert haben, wurde auf eine PLL nicht verzichtet. Dazu wird vom Referenz-VFO (Hauptabstimmung und RIT) ein von 800 kHz bis 1 MHz durchstimmbares Signal erzeugt. 6 Quarzoszillatoren (4,5/8/11/22/29 MHz) lassen sich elektronisch umschalten (Bandwahl). Der ebenfalls elektronisch umschaltbare VCO weist je Band einen Abstimmbereich von 200 kHz für Steuerspannungen von 4 bis 9 V auf. Sein Ausgangssignal und das des entsprechenden Quarzoszillators wird einem Mischer zugeführt.

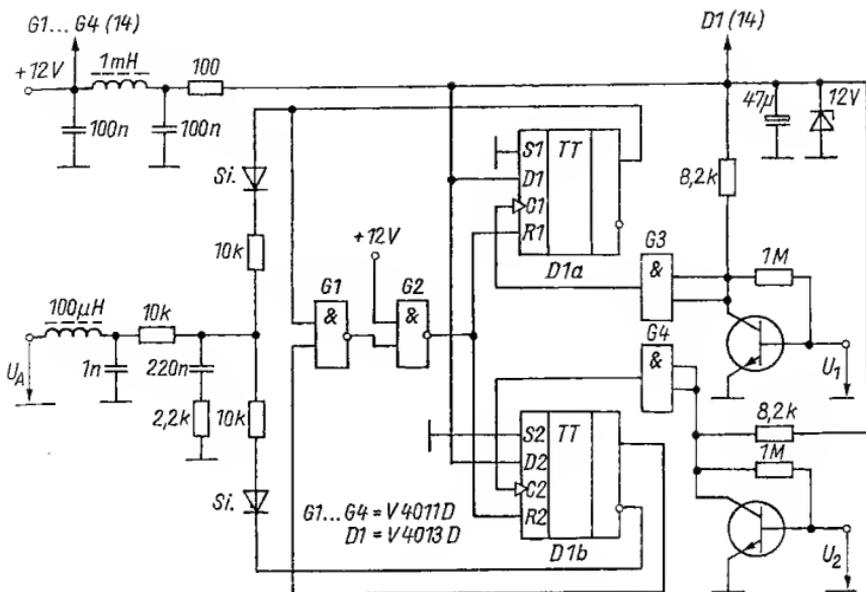


Bild 15 Phasenvergleichstufe für PLL

Sein Differenzausgangssignal von 0,8 bis 1 MHz wird mit einem Tiefpaß ausgefiltert und dem Phasenvergleichler nach Bild 15-zugeführt (U_1). Die 2. Eingangsspannung (U_2) stammt vom VFO. Sind beide Signale in Phase bei gleicher Frequenz, hat die Ausgangsgleichspannung (U_A) einen mittleren Wert. Kommt es zwischen den Eingangsgrößen zu einer Abweichung in Phase bzw. Frequenz, ändert sich die Ausgangsspannung so, daß dieser Abweichung entgegengewirkt wird, bis sie völlig beseitigt ist. Die Transistoren sind NF-Typen.

NF-Clipper

Der Clipper ist eine einfache, bewährte und wirkungsvolle Methode, die Reichweite durch eine höhere Energiedichte der gesendeten Information zu steigern. Im Gegensatz zum HF-Begrenzer mindern beim NF-Begrenzer die Verzerrungen den durch den Leistungszuwachs erzielten Effekt. Dafür ist der NF-Clipper aber die unkomplizierteste Lösung. Das beweist auch die Schaltung nach Bild 16. Die 3 Inverterpaare des *V 4007 D* werden als Analogverstärker geschaltet. Die Verstärkung je Stufe liegt bei 30 (Leerlauf). Ein Lastwiderstand von 5 k Ω reduziert sie auf 25%. Ein solcher Lastwiderstand wurde als Einsteller nach der 2. Stufe vorgesehen. Das Signal eines dynamischen Mikrofons wird an dieser Stelle noch nicht abgekapt. In der 3. Stufe wird geclippt. Da dies symmetrisch geschieht, machen Mischprodukte ungerader Ordnung den größten Betrag unerwünschter Energieanteile

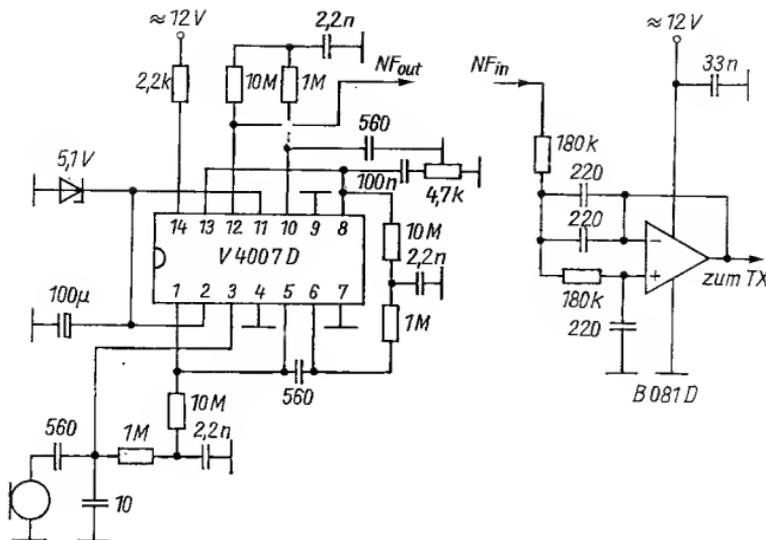


Bild 16 3stufiger Clipper-Verstärker

aus. Deshalb muß dem Clipperverstärker ein wirksamer Tiefpaß nachgeschaltet werden. Im Original wird dazu ein Doppel-LC-Filter benutzt, das Frequenzen über 4,8 kHz mit mindestens 50 dB dämpft.

Man kann aber auch ein aktives Filter, wie es im Bild gezeigt wird, einsetzen. Mit der angegebenen Beschaltung ergibt sich bei einer Grenzfrequenz von 2 kHz ein Abfall von etwa 35 dB/Dekade. Es ist daher von Vorteil, 2 solcher Stufen zu benutzen (B 082 D).

Literatur

- [1] M. Volkert, Keying and T/R-switching with CMOS IC's. SPRAT 38, Seite 12, (G-QRP-Club).
- [2] -, Audio - Squelch, in «302 Schaltung». Elektor-Verlag Gangelst 1985.
- [3] B. Newson, Capacitance Toucher Paddler. SPRAT (G-QRP-Club 1983).
- [4] M. Volkert, A simple squeeze keyer with capacitance touch paddles. SPRAT (G-QRP-Club 1983).
- [5] T. Bailey/F. Ogden, Meet the MICRON! Ham Radio Today, Mai bis August 1985.
- [6] G. Gerzelka Clipper-Modulations-Verstärker für Amateursender. Funktechnik 1975, Seite 658.

Dreiband-KW-Antenne

In der Praxis der Funkamateure haben Mehrband-KW-Antennen mit Schwingkreisen (im englischen Sprachgebrauch als *Trap-Antenna* bezeichnet) breite Anwendung gefunden. Die Besonderheit derartiger Antennen besteht darin, daß in ihren Längsausdehnungen Parallelschwingkreise, abgestimmt auf eines der Amateurbänder, eingefügt sind. Beim Betrieb auf diesem Band werden dadurch die Antennenabschnitte elektrisch wirksam getrennt, womit gleichzeitig auch eine originelle Bandumschaltung erreicht wird.

In den Antennenelementen können einige solcher *LC*-Schwingkreise angeordnet sein (ihre Resonanzfrequenzen entsprechen in diesen Fällen den unterschiedlichen Amateurbändern), wobei in Dipolantennen unbedingt eine gerade Anzahl von Kreisen vorhanden sein muß, weil jede Strahlerhälfte ihren Kreis bzw. Kreise zugeordnet hat. Die bekannteste Antenne mit Schwing-(Sperr-)Kreisen ist die *W3DZZ*-Antenne. Der australische Funkamateurl *VK2AOU* fand heraus, daß Dipolantennen mit einem Parallelschwingkreis – angeordnet im Strahlerzentrum – 2 Resonanzfrequenzen aufweisen.

Nun zur Wahl der Dipollänge und der Parameter des *LC*-Kreises. Diese Frequenzen können an den Grenzen zweier Amateurbänder festgelegt sein, wobei, genau genommen, der *LC*-Kreis sich in diesem Fall auf einer Frequenz befindet, die nicht mit Frequenzen der Amateurbänder übereinstimmt. Dadurch werden unerwünschte Resonanzerscheinungen in den Kreisen ausgeschlossen, und es ergeben sich in der weiteren Folge geringere Forderungen an die elektrische Festigkeit der Schwingkreiselemente (das ist besonders wichtig, da auf sie atmosphärische Feuchtigkeit einwirken kann, trotz spezieller Maßnahmen beim Bau der Antenne).

Diese Antennen werden mit Koaxkabel über Koppelspulen zu den *LC*-Kreisen gespeist. Die Energiezuführung in die Mitte der Spule des 2. Parallelschwingkreises erlaubt, eine 3-Band-Antenne zu realisieren, wobei die Resonanzfrequenz dieses Kreises auch nicht mit den Frequenzen der Amateurbänder übereinstimmt. Gute Resultate mit der 3-Band-Variante sind allerdings nur bei einer Speisung mit 2 Koaxkabeln zu erhalten (oder auch mit einem Kabel, wenn es direkt an der Antenne umgeschaltet wird).

Bild 1 zeigt schematisch eine vertikale 3-Band-KW-Antenne [1], bei der das oben beschriebene Prinzip angewendet wird. Sie ist für die Bänder 10,

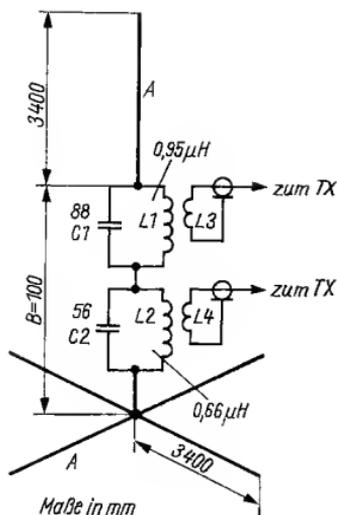


Bild 1
Dimensionierung der 3-Band-Groundplane-Antenne
für 10/15/20 m

15 und 20 m bestimmt und besteht aus dem Strahler (Duraluminiumrohr 3,40 m lang), einem Behälter aus Isoliermaterial (100 mm \times 100 mm \times 100 mm) für die LC-Kreise und einigen Gegengewichten (Radials). Die Resonanzfrequenz des Kreises L1-C1 beträgt 17,4 MHz ($L1 = 0,95 \mu\text{H}$, $C1 = 88 \text{ pF}$) und des Kreises L2-C2 26,2 MHz ($L2 = 0,66 \mu\text{H}$, $C2 = 56 \text{ pF}$). Die Spulen werden auf Isolierkörper (Durchmesser = 16 mm) mit mindestens 1 mm starkem Kupferdraht gewickelt. L1 hat 8 Wdg. und L2 = 6 Wdg. Die Wicklungslänge beträgt etwa 50 mm. Windungsanzahl und Wicklungslänge sind bei der Anfertigung der Spulen so zu kombinieren, daß die angegebenen Induktivitäten erreicht werden. Die Windungsanzahlen der Koppelspulen L3 und L4 (etwa 2 Wdg. je Spule) sind während des Abgleichs genau zu bestimmen. Sie sind mit isoliertem Draht (1 bis 1,5 mm Durchmesser) auf den mittleren Teil der Spulen L1 und L2 zu wickeln. Die Kondensatoren C1 und C2 stellt man aus Koaxkabelstücken her, die zu wenigen Windungen aufgewickelt werden. Das Außenleitergeflecht schlägt man über eine Länge von etwa 10 mm vom Dielektrikum zurück, um Durch- oder Überschläge an diesem Abschnitt zu vermeiden. Man kann aber auch Festkondensatoren einsetzen.

Nun zur konstruktiven Ausführung der Antenne. Der Strahler wird am unteren Ende mit einem rohrförmigen Isolierstück verstärkt, dessen Innendurchmesser dem des Außendurchmessers des Strahlerrohrs entspricht und durch den Behälter mit den LC-Kreisen gesteckt ist. Die Spulen L1 und L2 dürfen nur minimale gegenseitige Kopplung aufweisen, deshalb müssen sie in den diagonalen Ecken des Isoliergehäuses so angeordnet werden, daß ihre Längsachsen aufeinander stehen. Im Boden des Spulenbehälters sind 2 Steckverbindungen zum Anschluß der Koaxkabel sowie eingeschraubte Klemmen zur Befestigung der Radialdrähte angebracht. Wie bereits gesagt, kann die Antenne auch über nur ein Koaxkabel gespeist werden. Dazu ist im Spulenbehälter ein Koaxrelais entsprechender Schaltleistung einzubauen.

Der Abgleich der Antenne (nach vorheriger Auswahl bzw. Herstellung der Kondensatoren $C1$ und $C2$) beschränkt sich auf einen Ab- oder Nachgleich der Induktivitäten $L1$ und $L2$, um die notwendigen Resonanzfrequenzen zu erreichen, die dann mit einem Dipmeter zu kontrollieren sind. Nach dem Abgleich sind die Windungszahlen der Koppelpulen $L3$ und $L4$ auf minimales Stehwellenverhältnis festzulegen, dem 20- und 15-m-Band entsprechend mit $L3$ und für 15 und 10 m mit $L4$. Bei Speisung über 50- Ω -Koaxkabel (Koppelpule $L3$) muß sich mit 4 Radials an der beschriebenen Antenne ein Stehwellenverhältnis von etwa 1,0 bis 1,3 auf dem 20-m-Band einstellen; auf 15 m muß sich eine Welligkeit von 1,0 bis 1,5 und auf 10 m eine von 1,6 bis 2,6 (im Intervall 28,8 bis 30 MHz nicht mehr als 2,0) ergeben. Wenn die Antenne über $L4$ gespeist wird, sind folgende Welligkeitswerte zu erreichen: 2,3 bis 2,9 auf 20 m; 1,4 bis 1,7 auf 15 m und 1,0 bis 1,2 auf 10 m.

Diese Antenne kann auch als gewöhnlicher horizontaler Dipol ausgeführt werden. An Stelle der Gegengewichte (der Radials) ist am Schwingkreis $L2$ - $C2$ ein 2-Strahlerteil mit einer Länge von 3,40 m anzuschließen. Soll die 3-Band-Antenne für die neuen WARC-Bänder 12 m/17 m/30 m dimensioniert werden, gelten folgende Werte:

Länge A = 4,0 m; Länge B = 100 mm.

$C1$ 168 pF; $C2$ = 64 pF; $L1$ = 1,17 μ H; $L2$ = 0,74 μ H.

$L1$ = 10 Wdg.; $L2$ = 7 Wdg.; $L3/L4$ = 2 bis 3 Wdg.

$f1$ = 11,4 MHz; $f2$ = 23,2 MHz.

9-Band-Kurzwellenantenne

Diese Antenne [2] stellt eine Abart der bekannten WINDOM dar – einen Dipol, dessen Speisepunkt vom Zentrum (aus der Mitte) des Strahlers verschoben ist. Der Eingangswiderstand dieser Antenne beträgt dabei für einige Amateurbänder annähernd 300 Ω , was auch Eindrahtspeiseleitungen anzuwenden gestattet, ebenfalls 2-Draht-Leitungen entsprechenden Wellenwiderstands und schließlich Koaxkabel, angeschlossen über einen Anpassungstransformator. Um nun mit dieser Antenne auf allen 9 Amateurbändern arbeiten zu können (1,8; 3,5; 7; 10; 14; 18; 21; 24 und 28 MHz), sind 2 Windom-Antennen parallelzuschalten (siehe Bild 20a) – eine mit der Gesamtlänge von etwa 78 m (entsprechend $\lambda/2$ für das 160-m-Band) und eine andere mit der Gesamtlänge von etwa 14 m (entsprechend $\lambda/2$ für das 10-MHz-Band sowie λ für 21 MHz). Beide Strahler werden über ein Koaxkabel ($Z = 50 \Omega$) gespeist. Der notwendige Anpassungstransformator T1 muß für ein Widerstands-Übersetzungsverhältnis von 1:6 dimensioniert sein.

Bild 2b zeigt die ungefähre Strahleranordnung einer auszuführenden Antenne als Draufsicht. Beim Aufbau der Antenne in einer Höhe von 8 m über gutleitender Erde übersteigt das Stehwellenverhältnis bei 1,8 MHz nicht den Wert 1,3; auf den Bändern 3,5/21/14/24 und 28 MHz = 1,5, auf den Bändern 7/10 und 18 MHz = 1,2. Auf dem 1,8- und 3,5-MHz-Band so-

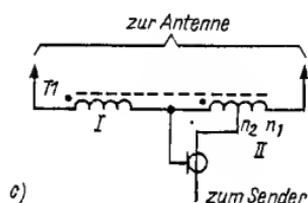
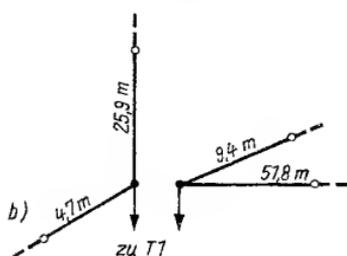
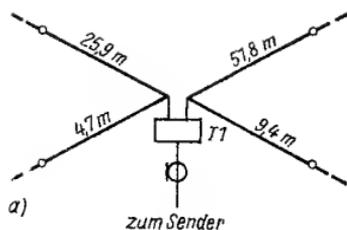


Bild 2

Dimensionierung der 9-Band-Doppel-Windom-Antenne;

a – Seitenansicht, b – Draufsicht, c – Übertrager T1

wie in gewissem Maß auf dem 7-MHz-Band strahlt ein 8 m hoher Dipol, wie bekannt, im wesentlichen unter großen Winkeln zum Horizont. Daraus folgt, daß in diesem Fall die Antenne nur für Nahverbindungen (bis 1500 km) effektiv ist.

Das Wickel- und Anschlußschema für den Anpassungstransformator 1:6 ist aus Bild 2c zu ersehen. Die Wicklungen I und II haben gleiche Windungszahl (wie ein gewöhnlicher Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von 1:4). Wenn die Gesamtwindungszahl dieser Wicklungen (sie ist in erster Linie vom Eisenkern und seiner Anfangspermeabilität abhängig) n_1 beträgt, dann wird die Windungszahl n_2 , vom Verbindungspunkt der Wicklungen I und II bis zur Anzapfung, nach der Formel

$$n_2 = 0,82 \cdot n_1$$

berechnet.

Literatur

- [1] –, Zeitschriftenschau, RADIO, Heft 7/1983, Seite 58 (Reprint aus «cq DL», Heft 4/1982, Seite 172/174).
 [2] –, Zeitschriftenschau, RADIO, Heft 1/1985, Seite 61 (Reprint aus «cq DL», Heft 7/1984, Seite 332/333).



Mischerschaltungen mit UL 1042 N (S 042 P)

Der Schaltkreis UL 1042 N enthält eine symmetrische Mischerschaltung, die bis zu Frequenzen von 200 MHz einsetzbar ist. Hergestellt wird der UL 1042 N von Unutra-CEMI (VR Polen), er entspricht dem vielseitig verwendeten internationalen Typ S 042 P. Die Bauform ist das 14polige DIL-Gehäuse, allerdings gibt es vom internationalen Typ auch eine Bauform im runden Metallgehäuse mit 10 Anschlüssen (S 042 E). Diese Mischerschaltung kann über pin 10 bis pin 13 mit internem Oszillator oder fremdgesteuert betrieben werden. Durch die symmetrische Ausführung werden die Eingangssignale am Ausgang unterdrückt. Haupteinsatzgebiet dieser Mischerschaltung ist die AM/FM-Empfängertechnik (Mischer, Demodulator), aber sie kann auch vielseitig in der Elektronikpraxis eingesetzt werden.

Der Betriebsspannungsbereich ist $U_{cc} = 4$ bis 15 V, die Gesamtstromaufnahme beträgt $I_{ges} = 1,4$ bis 2,9 mA ($I_2 = I_3 = 0,36$ bis 0,68 mA, $I_5 = 0,7$ bis 1,6 mA). Die Verstärkung erreicht 14 bis 16,5 dB für $f_i = 100$ MHz / $f_{osz} = 110,7$ MHz. Weitere Kennwerte sind die Ausgangskapazität $C_{02/3} = 6$ pF, die Mischsteilheit $S = 5$ mS und die Rauschzahl $F = 7$ dB. Um die Ströme und damit die Steilheit zu erhöhen, darf von pin 10 und pin 12 gegen Masse (pin 14) je ein Widerstand von wenigstens 220 Ω geschaltet werden. Empfohlen wird eine galvanische Verbindung zwischen pin 7 und pin 8 bzw. pin 11 und pin 13 über Koppelwindungen.

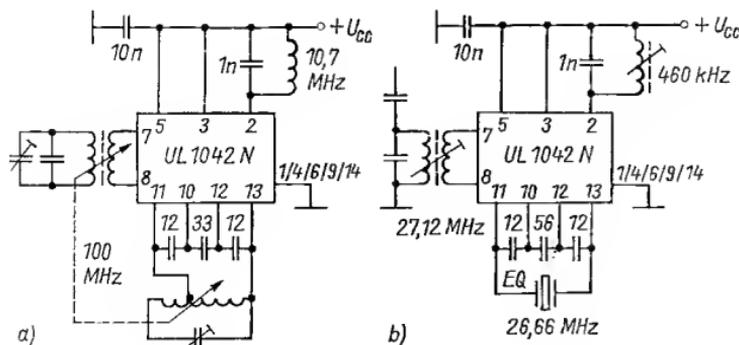


Bild 1 Mischerschaltung für UKW-Empfänger (a) und für Fernsteuerempfänger (b) [1]

kreis am pin 2 hat einen *Toroid*-Übertrager T, primär 18 Wdg. mit Mittelanzapfung, sekundär 10 Wdg. 0,25-mm-Cut. Als Transistoren eignen sich die FET BF 256.

Rahmenantenne für KW-Amateurbänder

Wer nicht die Möglichkeit hat, größere Antennenanlagen für den Kurzwellenempfang zu errichten, kann auf eine entsprechend dimensionierte Rahmenantenne zurückgreifen. Bild 4 zeigt eine abstimmbare Rahmenantenne für die KW-Amateurbereiche, die einen zusätzlichen HF-Verstärker enthält. Die Rahmenspule L_A besteht aus einer Windung Koaxialkabel 75 Ω . Die beiden unteren Enden führen in ein kleines Metallgehäuse, in dem alle Bauelemente der Schaltung untergebracht sind. In der Mitte oben ist die Abschirmung in einer Breite von 10 mm unterbrochen. Damit die Rahmenspule L_A gehalten wird, ist am Blechgehäuse ein Kreuz aus *Piacryl*-Glasstreifen befestigt. Am Gehäuseboden befindet sich ein Fotostativgewinde, so daß die Rahmenantenne bequem auf einem Fotostativ befestigt werden kann.

Die Rahmenantenne wird mit dem 2fach-Drehkondensator C5 auf Resonanz abgestimmt. Für die kW-Bänder gelten folgende Schalterstellungen:

- 14 bis 30 MHz – S1 und S2 offen,
- 7,0 MHz – S1 offen, S2 geschlossen,
- 3,5 MHz – S1 geschlossen, S2 offen.

Die Drosseln $L1/L2$ bestehen aus 25 Wdg., 0,2-mm-Cul, gewickelt als *Toroid*-Spule auf einem Ferritringkern. Der HF-Übertrager T hat 3×10 Wdg., 0,2-mm-Cul, ebenfalls auf einem Ferritringkern. Die Stromaufnahme der Schaltung ist 8 mA bei $U_b = 9$ V. Als Transistoren eignen sich für VT1/VT2 die FET KP 302 A/B bzw. KP 303 D/G, für VT3 der KT 306/316/325.

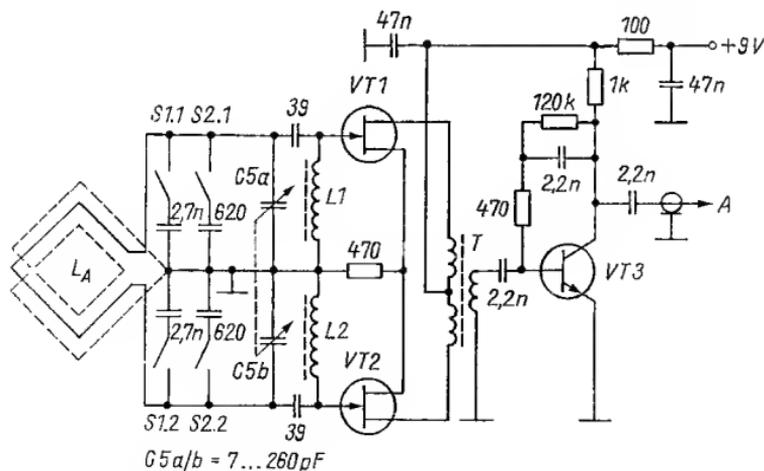


Bild 4 Stromlaufplan der Empfangs-Rahmenantenne [2]

Abschwächer und HF-Eingangsfilter für KW-RX

In [3] wird von *Ing. Z. Hampeis (OK1-10117)* die Schaltungspraxis für einen KW-Amateurempfänger vorgestellt, der alle KW-Amateurbänder von 10 m bis 160 m erfaßt. Die einzelnen Baugruppen enthalten interessante Schaltungsdetails: *Schottky-Diodenringwischer*, 9-MHz-Quarzfilter für SSB und CW, getrennte Oszillatoren mit *C-Dioden-Abstimmung* für jedes KW-Amateurband, NF-Filter für SSB und CW, Quarz-BFO, LED-S-Meter usw. Bild 5 zeigt den HF-Abschwächer, der im Eingang des KW-RX- angeordnet

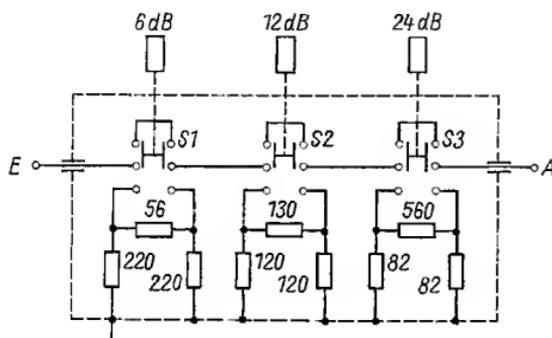


Bild 5
HF-Abschwächer für einen
KW-Amateurempfänger [3]

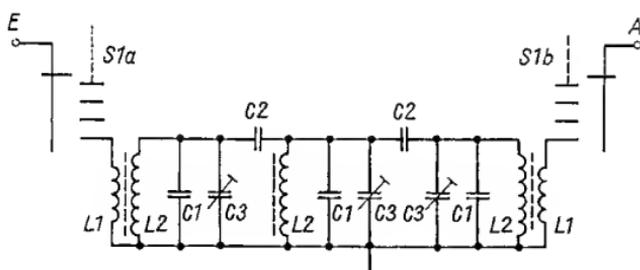


Bild 6
HF-Eingangsfilter für
einen KW-Amateur-
empfänger [3]

Tabelle 1 Bauelemente für HF-Eingangsfilter

Band	L2 in μH	L2 in Wdg.	L1 in Wdg.	C1 in pF	C2 in pF
160 m	50	32	3	148	12
80 m	31	39	4	62	7
40 m	5,1	16	2	100	5
30 m	2,2	12	1,5	112	4
20 m	1,7	10	1	74	2
17 m	0,8	10	1	97	1,5
15 m	0,56	8	1	100	3,3
12 m	0,4	7	1	102	1,5
10 m	0,3	6	0,5	104	2,5

ist. Er erlaubt die Reduzierung des HF-Signals im Bereich von 0 bis 42 dB in 6-dB-Schritten. Ausgelegt ist der Abschwächer für $Z_0 = 75 \Omega$.

Dem HF-Abschwächer folgen umschaltbar die HF-Eingangsfilter für die einzelnen KW-Amateurbereiche. Bild 6 zeigt die Schaltung für diese 3kreisigen HF-Filterschaltungen. Die Trimmerkondensatoren C3 sind Keramikausführungen 4/20 pF. Alle anderen Werte können aus Tabelle 1 ersehen werden. Die Spulen sind *Toroid*-Spulen mit Ferritringkernen.

Dipmeter mit LED-Anzeige

In den Ausgaben des Elektronischen Jahrbuches wurden schon mehrfach Dipmeter-Schaltungen vorgestellt. Für die in Bild 7 wiedergegebene Schaltung wird zur Anzeige des Dips eine Leuchtdiode VD3 verwendet. Um bei aktivem oder passivem Betrieb des Dipmeters die Minimum- bzw. Maximum-Anzeige mit der LED zu erhalten, wird sie in der Betriebsweise mit S1 umgeschaltet. Die eigentliche Oszillatorschaltung arbeitet mit dem FET VT1, für den sich der Typ *BF 244 (MPF 102/2 N 3819)* eignet. Durch den zur Abstimmung eingesetzten 2fach-Drehkondensator benötigt die Schwingkreis-spule keine Anzapfung. Als Anzeigeverstärker wird eine *Darlington*-Stufe mit den Transistoren VT2/VT3 verwendet (Silizium-npn-Transistoren). Die Anzeigeempfindlichkeit kann mit dem Potentiometer 470 k Ω variiert werden. Als Dioden VD1/VD2 (*1 N 914*) eignen sich entsprechende Äquivalentypen (Siliziumtypen). In Tabelle 2 sind die erforderlichen Angaben für die Steckspulen enthalten.

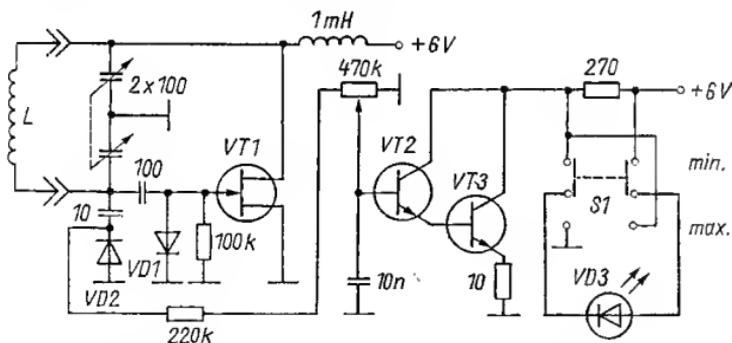


Bild 7 Stromlaufplan für ein Dipmeter mit optischer Anzeige [4]

Tabelle 2 Spulenwerte für das Dipmeter

Bereich	Wdg.	Draht- \emptyset	Spulenlänge	Spulen- \emptyset
2... 4 MHz	84	0,45 mm	40 mm	32 mm
4... 8 MHz	39	0,6 mm	25 mm	32 mm
8...16 MHz	15	0,6 mm	10 mm	32 mm
16...32 MHz	7	1,3 mm	10 mm	32 mm

VFO für KW-Amateurbänder

Je nach Dimensionierung des Schwingkreises $L/C1/C2$ kann der VFO nach Bild 8 für unterschiedliche Frequenzbereiche vorgesehen werden. Tabelle 3 gibt die erforderlichen Angaben zu den Schwingkreisbauelementen. Die Oszillatorstufe VT1 ist ein *Colpitts*-Oszillator, bestückt mit einem Feldefekttransistor (2N3819, BF244, BF256 o. ä.). Die Drainspannung ist mit einem IC-Regler auf 5 V stabilisiert. Die Oszillatorfrequenz wird an der Sourcelektrode ausgekoppelt. Ein 2stufiger Bufferverstärker erzeugt eine geringe Rückwirkung auf den Oszillator. Die Amplitude der Oszillatorfrequenz kann am Ausgang mit dem Einstellwiderstand $220\ \Omega$ eingestellt werden. Der Bufferverstärker liegt an einer Betriebsspannung von 12 V. Als Transistoren eignen sich für VT2/VT3 Siliziumtransistoren (BC183, BC107, SC236, SF136 o. ä.). Ergänzt werden kann die VFO-Schaltung durch eine kapazitive Ankopplung am Schwingkreis mit einer FM-Modulatorschaltung und mit einer RIT-Schaltung.

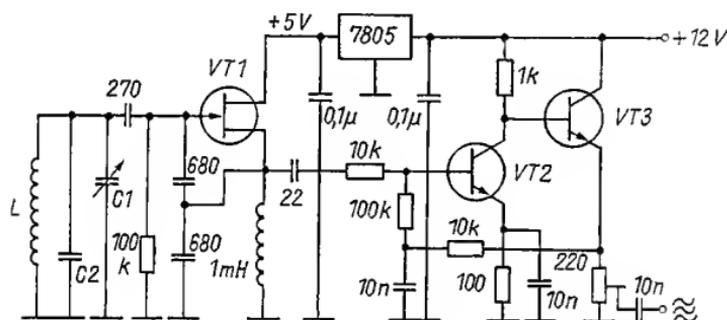


Bild 8 Stromlaufplan für einen VFO für die KW-Amateurbänder [5]

Tabelle 3 Schwingkreisdaten für den VFO

Bereich	C1	C2	L
1,8...2,0 MHz	100 pF	440 pF	88 Wdg., 0,3-mm-Cul, 6 mm Durchmesser
3,5...3,8 MHz	75 pF	18 pF	20 Wdg., 0,4-mm-Cul, 12 mm Durchmesser
5,0...5,5 MHz	75 pF	100 pF	47 Wdg., 0,4-mm-Cul, 6 mm Durchmesser
7,0...7,3 MHz	75 pF	220 pF	8 Wdg., 0,4-mm-Cul, 12 mm Durchmesser

Die verwendeten Spulenkörper besitzen einen HF-Abgleichkern.

Sender für die 80-m-Funkpeiljagd

Der Kleinleistungssender, dessen Stromlaufplan Bild 9 zeigt, ist als Mini-sender für die 80-m-Funkpeiljagd gedacht. Er kann ohne personellen Auf-

wand betrieben werden, was für die Ausrichtung von Funkpeilwettkämpfen vorteilhaft ist. Die Schaltung besteht aus 2 Multivibratoren mit dem CMOS-Schaltkreis V 4011 D (D1), die ein getastetes NF-Signal 1100 Hz erzeugen. Über die Transistorstufe VT1 wird damit das Sendersignal moduliert. Die eigentliche Oszillatorstufe bildet VT2, während VT3 die einfache PA-Stufe darstellt. Am PA-Schwingkreis ist eine etwa 1 m lange Antenne direkt angeschlossen. Da die gesamte Schaltung nur einen Strom von etwa 15 mA aufnimmt, ist die Reichweite des Sendesignals auf etwa 2 km begrenzt. Der CMOS-Schaltkreis und die Transistoren VT1/VT2 arbeiten mit einer stabilisierten Betriebsspannung von etwa 7 V, die von der Stabilisatorstufe VT4 bereitgestellt wird. Die Spulenwerte sind: L1 – 50 Wdg., 0,25-mm-Cul, L2 – 8 Wdg., 0,25-mm-Cul, HF-Eisen-Ringkern, L3 – 45 Wdg., 0,25-mm-Cul, 12-mm-Spulenkörper, Ferrit-Abgleichkern, die Anzapfung liegt an der 7. Wdg. Als Transistoren eignen sich für VT1 und VT4 – KT 503 A, SC 236 o.ä.; für VT2/VT3 – KT 312 A, SF 136 o.ä. Für die Z-Diode VD1 kann der Typ KC 168 A, SZX 18/6,8 o.ä. benutzt werden.

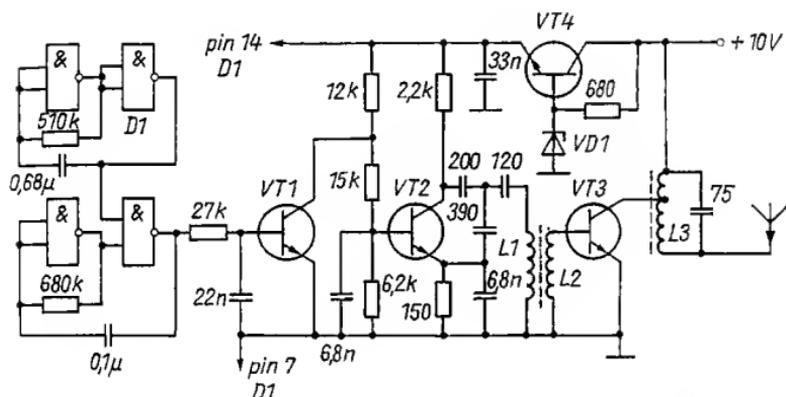


Bild 9 Stromlaufplan eines Kleinleistungssenders (80-m-Band) für den Funkpeilsport [6]

Literatur

- [1] V. Striz, Integrierte Schaltungen aus dem RGW (V), Amaterske Radio (ČSSR), Heft B2/1988, Seite 44 bis 49.
- [2] N. Chlupin, Empfangs-Rahmenantenne, Radio (UdSSR), Heft 8/1988, Seite 20 bis 22.
- [3] Z. Hampeis, Empfänger für alle KW-Bänder, Amaterske Radio (ČSSR), Heft A5/1988, Seite 187 bis 189, Heft A6/1988, Seite 228/229.
- [4] ..., Amaterschaltungen, Radiotechnika (VR Ungarn), Heft 3/1988, Seite 135 bis 137.
- [5] ..., Amaterschaltungen, Radiotechnika (VR Ungarn), Heft 1/1988, Seite 12/20.
- [6] W. Kusnezow, Kleinleistungssender für den Funkpeilsport, RADIO (UdSSR), Heft 2/1988, Seite 20/21.

2-Zug-Betrieb auf der Modelleisenbahn



Übliche Modelleisenbahnanlagen erlauben auf einem Gleis nur den Betrieb von einer Lok. Besonders im Bahnhofsbereich ist es wünschenswert, einen Mehrzugbetrieb zu erreichen. Das ist mit bisherigen Mitteln nur durch den Einsatz von mehreren Fahrstromstellern und der entsprechenden Anzahl von Trenngleisen möglich. Diese Methode hat den Nachteil, daß ein Fahren von einem Fahrabschnitt zum anderen nur bei gleich eingestellter Spannung und Fahrtrichtung möglich ist. Somit bestand die Aufgabe, einen 2-Zug-Betrieb auf einem Gleis zu erreichen. Dabei sollten sich beide Loks völlig unabhängig voneinander betreiben lassen.

Realisierungsprinzip

Die Grundidee dieser Lösung besteht darin, eine Lok mit dem normalen Gleichstrom zu speisen, während die andere eine höherfrequente Rechteckspannung angeboten bekommt. Bild 1 zeigt die Gesamtanordnung für den 2-Zug-Betrieb. Der Gleichspannungssteller (2) liefert den Strom für die Lok, die durch den Motor M2 veranschaulicht wird. Zum Schutz des Reglers vor der Rechteckspannung ist die Spule L1 eingefügt.

Der Rechteckgenerator (1) liefert eine in ihrem Tastverhältnis veränderbare Rechteckspannung. Der Kondensator C1 hat die Aufgabe, den Gleichspannungsanteil der Rechteckspannung, der durch das Integral über den Spannungsverlauf errechnet wird, zu eliminieren. Somit ergibt sich der in

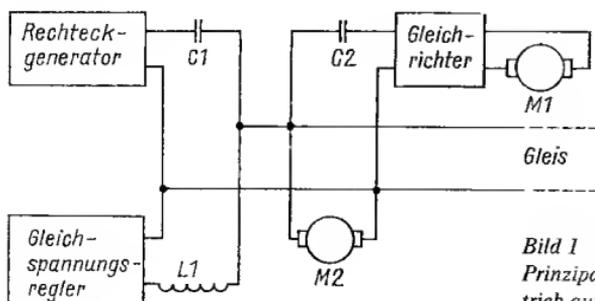


Bild 1
Prinzipdarstellung für den 2-Zug-Betrieb auf einem Gleis

Bild 2 dargestellte Spannungsverlauf über den Motor M2. Der Motor M2 kann bei beliebigem Tastverhältnis kein Drehmoment aufbringen und wird in herkömmlicher Weise mit Stellern (2) gesteuert.

Damit der Motor M1 von der mit dem Gleichspannungsregler eingestellten Gleichspannung nicht beeinflusst wird, ist der Kondensator C2 zwischengeschaltet. Die Gleichrichterschaltung (3) hat die Aufgabe, den durch den Kondensator C1 verlorengegangenen Gleichspannungsanteil der Rechteckspannung zurückzugewinnen. In Bild 3 ist der Spannungsverlauf am Motor M1 dargestellt. Es ist ein möglichst großes Tastverhältnis notwendig, um mit einer möglichst geringen Betriebsspannung einen schnellen Lauf des Motors M1 zu erreichen. Die Wahl einer niedrigen Betriebsspannung ist so wichtig, weil die Glühlampen in den Wagen und Loks ständig mit der halben Betriebsspannung U_B gespeist werden.

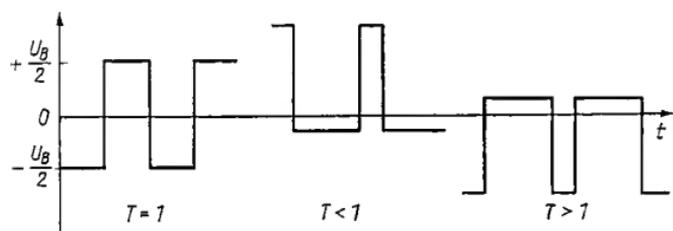


Bild 2 Zeitlicher Verlauf der Schienenspannung

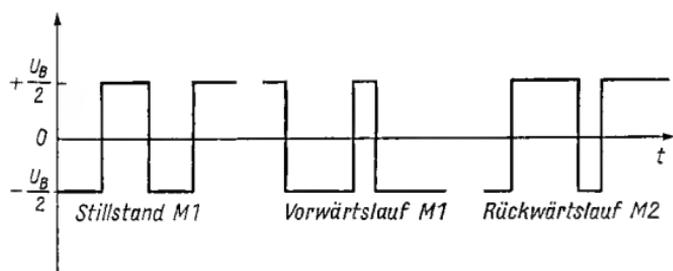


Bild 3 Spannungsverlauf am Motor M1

Schaltungsvarianten

Bild 4 zeigt eine einfache Variante. Dabei wirkt ein aus 4 NAND-Gattern bestehender Generator als frequenzbestimmendes Glied. Allerdings läßt sich damit nur schwer das notwendige Tastverhältnis von mindestens 1:10 erreichen. Die Arbeitsfrequenz sollte im Bereich zwischen 16 und 20 kHz liegen. Oberhalb dieser Grenze ergaben sich Hochfrequenzprobleme. Der Schaltkreis A 2030 D übernimmt die Leistungsverstärkung. Auf den gestrichelt gezeichneten Überstromschutz sollte man nicht verzichten, da bei der

was teurer ist. Als Induktivität L_1 ist eine Luftspule von etwa 150 Wdg., 0,8-mm-Cul ausreichend.

Weiterhin sei darauf hingewiesen, daß das gesamte Schienennetz als Antenne wirkt. Die steilen Flanken der Rechteckspannung werden abgestrahlt und können den Rundfunkempfang stören. Um das zu vermeiden, ist der Kondensator C_4 in der Schaltung nach Bild 5 eingesetzt.

Ein weiterer Nachteil ist das ständige Anliegen der Betriebsspannung an den Motoren. Zwar sind ihre Wicklungen auf den Rotoren gegenüber der hochfrequenten Rechteckspannung hochohmig, doch der Abrieb der Kohlen auf den Kollektoren setzt sich in die Zwischenräume und bewirkt somit einen nicht zu vernachlässigenden Stromfluß (besonders bei starker Ölung tritt dieser Effekt ein). Die dadurch entstehende Verlustleistung kann die aus Plast bestehenden Kollektoren zerstören. Trotz dieser Nachteile möchten wir nicht mehr auf den 2-Zug-Betrieb verzichten, da das den Wert einer Modellbahnanlage wesentlich erhöht.

Schaltungsvarianten für einen CMOS-Logikprüfstift

Die CMOS-Schaltkreise der Serie *V 4000* werden bereits vielfältig eingesetzt. Der folgende Beitrag gibt deshalb Schaltungsvorschläge für einen Prüfstift an, mit dem CMOS-Logikschaltungen schnell in Betrieb genommen bzw. auf Fehler untersucht werden können.

An einen solchen Prüfstift sollten etwa folgende Forderungen gestellt werden:

- Anschluß an Versorgungsspannungen 3 bis 15 V ohne ihre erhebliche Belastung (d. h. Speisung aus der Betriebsspannung der zu untersuchenden Schaltung ist allgemein möglich),
- Verpolungsschutz,
- Anzeige der statischen Pegel,
- Erkennung von H/L- und L/H-Flanken, L/H/L- und H/L/H-Einzelimpulsen bzw. beliebigen Impulsfolgen, wobei maximal erkennbare Impulsbreite und Folgefrequenz den für Standard-CMOS-Schaltkreise gültigen Maximalwerten nahekommen sollten,
- Überlastungssicherheit des Eingangs,
- überschlägige Bewertung des Tastverhältnisses möglich,
- hochohmiger und kapazitätsarmer Eingang,
- übersichtliche Anzeige,
- kleiner, handlicher Aufbau.

Im folgenden werden Schaltungsvarianten beschrieben, die diesen Anforderungen zum Teil oder weitgehend nachkommen.

Anzeige der statischen Pegel

Würde man zur Erkennung des statischen L- bzw. H-Pegels ein CMOS-Gatter einsetzen, gäbe es 2 Probleme: Erstens könnte man keinen «verbotenen» Bereich festlegen, und zweitens könnte bei höheren Betriebsspannungen und Lage des Eingangspegels nahe der Umschaltsschwelle durch den hohen Querstrom die Gatterverlustleistung überschritten werden. Die Schaltung nach Bild 1 arbeitet deshalb mit 2 als Komparatoren geschalteten Operationsverstärkern *B 631 D*. Diese haben eine *Darlington*-Eingangsstufe, deren Eingangswiderstand sehr hochohmig ist, solange die anliegende Spannung im Bereich der Betriebsspannung bleibt. Die minimale Betriebsspannung

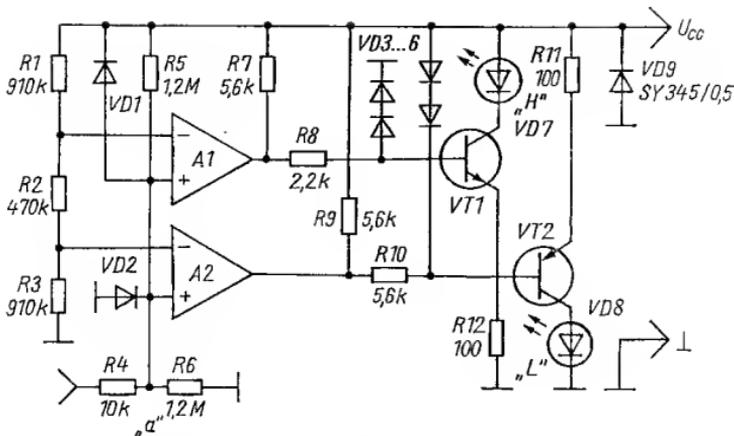


Bild 1 Stromlaufplan eines Prüfstifts zur Anzeige der statischen Pegel;
 VD1, VD 2 – SAY 73; VD3 bis VD 6 – SAY 12 bis SAY 42; VD 7 und VD 8 –
 VQA 13 bis VQA 49; VT1 – SC 236 bis SC 238, SS 106, SS 108, SS 109, SS 216,
 SS 218, SS 219; VT2 – SC 307 bis SC 309 ($b_{VT1} \geq 100$); A1, A2 – B 634 D

ist ± 2 V. Mit R1 bis R3 werden die Referenzspannungen auf etwa 40 bzw. 60% von U_{CC} festgelegt.

Liegt keine Eingangsspannung an oder befindet sich diese im «verbotenen» Bereich, liegt die Ausgangsspannung von A1 nahe dem Massepotential, die von A2 nahe U_{CC} . Dann sind beide LED stromlos. Für ihre Ansteuerung kommen wegen des großen Betriebsspannungsbereichs nur Stromquellen in Betracht. Diese liefern etwa 6 mA, so daß die maximale Stromaufnahme des Prüfstifts bei 20 mA liegt. R8 ist erforderlich, da die C-E-Restspannung des Ausgangstransistors von A1 höher als U_{BE} für VT1 sein kann, so daß ohne diesen Widerstand VD7 kaum glimmen würde. R10 begrenzt den Diodenstrom bei niedrigem Ausgangspegel von A2.

Der Eingang ist bis ± 50 V Gleichspannung bzw. $U_{eff} = 50$ V (Sinus) geschützt. Um die Operationsverstärker bei Falschpolung der Betriebsspannung vor Zerstörung zu bewahren, wurde VD9 vorgesehen. Der angegebene Typ weist mit 1,4 A den höchsten Dauergrenzstrom sowie die kleinste Flußspannung der schnellen Gleichrichterdiode auf. Da Netzteile für CMOS-Schaltungen meist wenig stromergiebig sind, ist eine Überlastung der Diode kaum zu befürchten. Um jedoch eine Beschädigung von nicht kurzschlußfesten Netzteilen und Primärelementen auszuschließen, erscheint der Einbau einer Feinsicherung sinnvoll. Das Einfügen der Verpolungsschutzdiode in üblicher Weise bringt bei diesem Prüfstift Nachteile (Pegelbereiche betriebsspannungsabhängig, höhere minimale U_{CC} erforderlich). Würde man nur die Operationsverstärker damit schützen, käme es zu schlechtem dynamischen Verhalten und instabilem Eingangswiderstand des Prüfstifts. So jedoch kann man auf Grund der LED-Helligkeit für Frequenzen bis etwa 100 kHz das Tastverhältnis noch gut abschätzen. Dieser einfache Prüfstift läßt sich etwa mit dem Volumen einer Zündholzschachtel aufbauen.

Anzeige von Taktfrequenzen, L/H-Flanken und L/H/L-Einzelimpulsen

Liegt die Frequenz des Eingangssignals bei dem einfachen Prüfstift über einigen 100 kHz, so kann die Anzeige nicht mehr folgen. Es leuchtet dann die LED, deren Anzeige dem arithmetischen Mittelwert des Signals mehr entspricht. Die Detektierung auch hoher Frequenzen sowie von L/H-Flanken und L/H/L-Einzelimpulsen bewirkt die Zusatzschaltung nach Bild 2. Sie besteht aus 2 nachtrIGGERbaren Monoflops [1]. Bei diesen hat der Eingangsimpuls in Abhängigkeit vom zeitbestimmenden Kondensator eine bestimmte Mindestimpulslänge aufzuweisen, da der Kondensator über den Gatterausgangswiderstand innerhalb der H-Zeit des Eingangsimpulses entladen werden muß. Um bei einer Ausgangsimpulslänge von 600 ms möglichst schmale Impulse erkennen zu können, wurden die Ladewiderstände mit 10 M Ω gewählt und beide Monoflops seriell geschaltet. Somit konnten – bei direkter Einspeisung über C1 – Einzelimpulse, deren Breite deutlich unter 100 ns lag, erkannt werden. Läuft eine Folgefrequenz ein, geht der Ausgang von G2 ständig auf H. Damit VD14 trotzdem ständig leuchtet, ist ein Eingang von G4 an die Eingänge von G2 geschaltet.

Wird die Schaltung nach Bild 1 mit dieser Schaltung ergänzt, entsteht eine Variante mit sehr gutem Verhältnis von Bauelementeaufwand zu Leistungsfähigkeit.

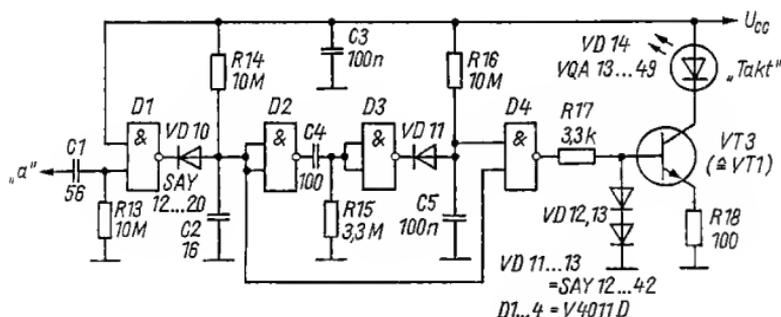


Bild 2 Erweiterung zur Anzeige von Taktfrequenzen, L/H-Flanken und L/H/L-Einzelimpulsen

Zusätzliche Anzeige von H/L-Flanken und H/L/H-Einzelimpulsen

Mit der Ergänzung nach Bild 3 können auch H/L/H-Einzelimpulse und H/L-Flanken über die LED «Takt» erkannt werden. Sie werden dazu mit D5/D6 invertiert. Gehen L/H/L- oder H/L/H-Impulse ein, entstehen am Ausgang von D6 L/H/L-Impulse. Laufen L/H- oder H/L-Flanken ein, entstehen ausreichend breite positive Nadelimpulse.

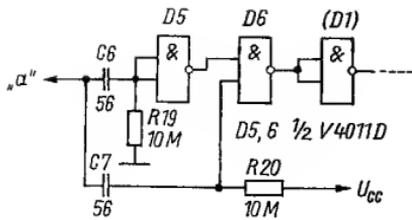


Bild 3
Zusätzliche Anzeige von H/L-Flanken und
H/L/H-Einzelimpulsen

Zusätzliche Anzeige seltener, stochastischer Impulse

Mit den beiden noch ungenutzten Gattern kann ein Fang-Flip-Flop nach Bild 4 aufgebaut werden, um selten einlaufende, stochastische Einzelimpulse oder Impulsfolgen dauerhaft zu registrieren. Es entfällt daher eine ständige Beobachtung der LED «Takt». Der Anschluß kann am Ausgang der Gatter D2, D4 oder D6 vorgenommen werden.

Da bei dieser Variante die Schaltkreise voll ausgenutzt werden, ist der Aufbau auf einer Zweiebenenleiterplatte angebracht. Taster werden auch in sehr kleinen Bauformen angeboten. VD15 sollte man so anordnen, daß man ihre etwas untergeordnete Rolle erkennt und somit die Übersichtlichkeit, die VD7, VD8 und VD14 bieten, gewahrt bleibt. Auch dieser komfortable Prüfstift kann klein und handlich aufgebaut werden.

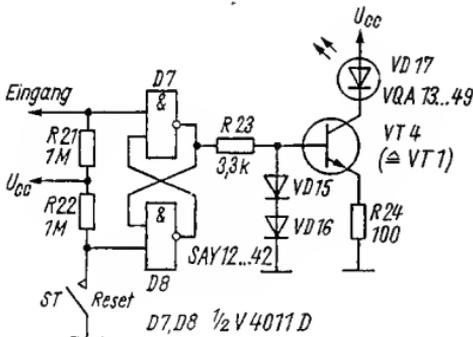


Bild 4
Zusätzliche Anzeige seltener, stochastischer Impulse

Schaltung und Aufbau eines kompletten Prüfstifts

In Bild 5 ist die aus den Schaltungen nach Bild 1 bis Bild 3 bestehende vollständige Schaltung eines Logikprüfstifts dargestellt. Kleine Modifikationen gegenüber den Einzelschaltungen ergaben sich bei R4 (Wertsenkung, um schmale Einzelimpulse erkennen zu können) sowie bei der RC-Beschaltung der Monoflops. Es wurde weitestgehend auf 2,2-M Ω -Widerstände zurückgegriffen, da das der höchste Wert ist, der innerhalb der Baureihe 25 noch mit

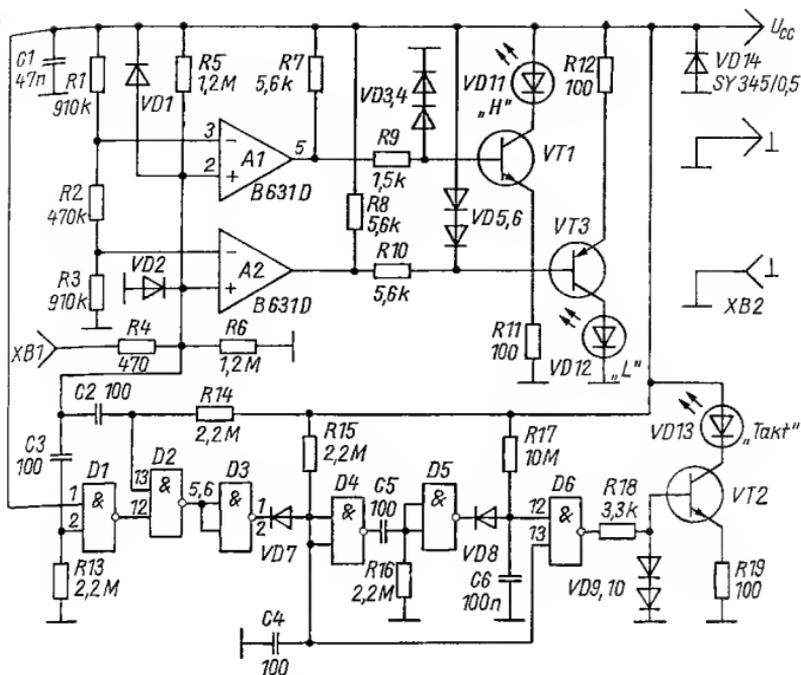


Bild 5 Stromlaufplan eines kompletten, vielseitigen Prüfstifts;

VD1, VD 2 – SAY 73; VD 3 bis VD 10 – SAY 12 bis SAY 20; VT1, VT2 – SS 106 bis SS 109, SS 216 bis SS 219; VT3 – SC 307 bis SC 309 ($\beta_{VT1,2,3} \geq 100$); VD11 bis VD13 – VQA 13 bis VQA 49; D1 bis D4 – V 4011 D; D5, D6 – V 4011 D

7 mm Körperlänge geliefert wird. Um eine kurze, gutleitende Masseverbindung herstellen zu können, wurde XB2 vorgesehen.

Aus Bild 6 bis Bild 9 sind nähere Informationen zum Aufbau des Funktionsmusters zu ersehen. Es ist zu beachten, daß die Bohrungen im Träger für die Anzeige entsprechend der zum Einsatz kommenden LED ausgeführt werden. Bild 10 und Bild 11 zeigen den fertiggestellten CMOS-Logikprüfstift. Das Gehäuse bilden 2 Halbschalen aus Weißblech, 0,3 mm. In Bild 12 ist schließlich gezeigt, wie man eine Feinsicherung in einem Stecker des Zuleitungskabels unterbringen kann. Dazu ist auf den Stecker eine Hülse aufzukleben, und die Sicherung wechselt man von vorn aus, wozu die Öffnung leicht aufgebohrt werden muß.

Wird U_{CC} an den Prüfstift angelegt, leuchtet VD13 kurz auf. Wird L- oder H-Pegel angetastet, reagiert sie nicht. Erfahrungen mit den Operationsverstärkern zeigen, daß diese als Komparator schon ab $\pm 1,5$ V funktionieren. Der Prüfstift war deshalb bei 3 V voll funktionstüchtig. Bei $U_{CC} = 5$ V wurde bei einem Impuls-/Pausen-Verhältnis von 1:1 ein gleichmäßiges Leuchten von H- und L-LED bis 250 kHz festgestellt. Bei weiterer Frequenzerhöhung verlischt die LED «L». Eine Tastverhältnisauswertung bis hin zu Impuls-/

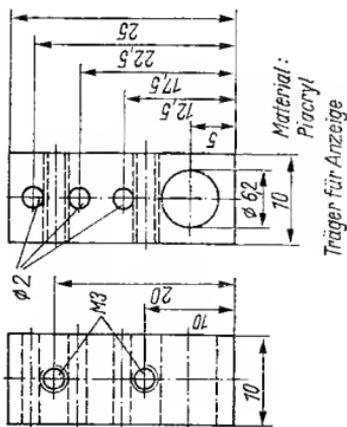


Bild 8
Maßskizze des Trägers für die Anzeige-
LED

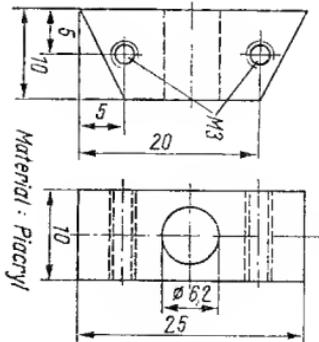


Bild 9
Maßskizze des Trägers für die Prüfspitze

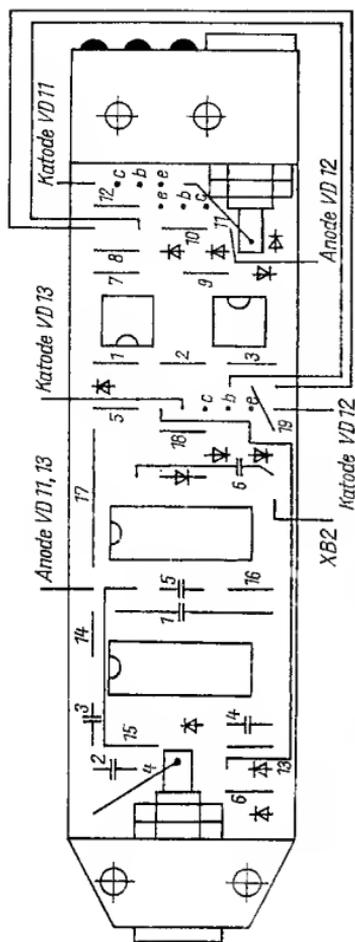


Bild 6 Leiterbildzeichnung für Bild 5 (Schichtseite)

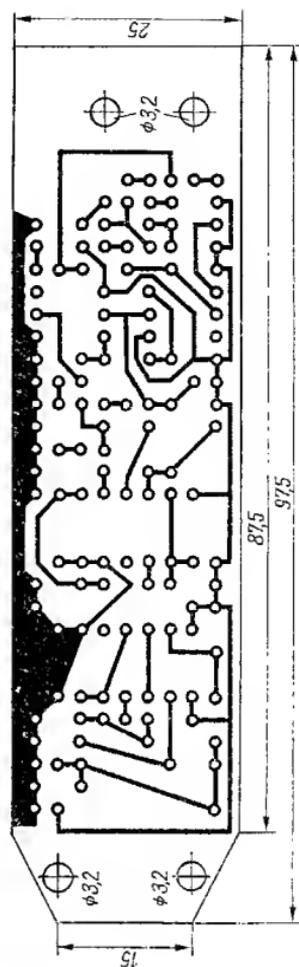


Bild 7 Bestückungsplan für Bild 6



Bild 10 Ansicht des fertiggestellten Prüfstifts



Bild 11
Der Logikprüfstift im praktischen Gebrauch

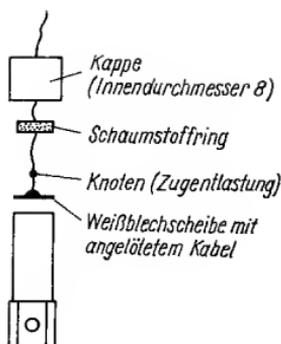


Bild 12
 Skizze zur Modifizierung eines Steckers zum Sicherungseinbau

Pausen-Verhältnissen von 1:10 bzw 10:1 ist bis 50 kHz gut möglich. Wird bei 100 kHz das Impuls-/Pausen-Verhältnis $> 5:1$, verlischt die LED «L». Wird bei 200 kHz das Impuls-/Pausen-Verhältnis $> 1:1$, verlischt diese LED ebenfalls. Die H-LED reagiert auch bei dieser Frequenz noch auf schmale Impulse sehr gut.

Bei höheren Spannungen werden die Operationsverstärker-Eingänge mehr übersteuert. Bei $U_{CC} = 10 \text{ V}$ wird z. B. das eben geschilderte Verhalten nur jeweils bei der Hälfte der für $U_{CC} = 5 \text{ V}$ angegebenen Frequenz erreicht. Das schlechte Verhalten der LED «L» kann eliminiert werden, indem man U_{CC} etwas höher als die Signalamplitude wählt (externe Versorgung oder Minderung der Signalamplitude durch Diode am Prüfstifteneingang). Die LED «Takt» reagierte bis 10 MHz (höchste Generatorfrequenz). Einzelimpulse ab 120 ns Breite werden erkannt.

Abschließend noch 2 kleine Verbesserungshinweise: Gegen Überspannungen (U_{CC}) kann der Prüfstift mit einer Z-Diode ($U_Z < 18 \text{ V}$) geschützt werden. Der Eingang wird dauerüberlastungssicher, wenn man $R1$ entsprechend erhöht und mit einem RC-Glied überbrückt.

Literatur

- [1] W. Reckziegel, Zeitschaltungen mit CMOS-Schaltkreisen. radio fernsehen elektronik. 30 (1981), Heft 2, Seite 127 ff.

Quasidigitale Frequenz- anzeige für UKW-Tuner mit C-Dioden- abstimmung

Matthias Scharnbeck

Im folgenden soll eine quasidigitale Frequenzanzeige beschrieben werden, die im Frequenzbereich von 87,5 bis 99,9 MHz arbeitet und eine Auflösung von 100 kHz gestattet. Die Funktionsweise und die Abgleichbedingungen werden an einem realisierten Muster beschrieben und gestatten somit die Anpassung an andere Empfangsteile.

Ausgehend von einer Anregung aus [1], entstand der dort beschriebene ZF-Verstärker mit dem A 225 D. Als Tuner wurde der käuflich erworbene Tuner des Reiseempfängers *Sensomat 3000* verwendet. Dabei handelt es sich um einen UKW-Tuner mit C-Diodenabstimmung. Der Tuner ist von 2,65 V (87,5 MHz) bis 8,43 V (100 MHz) [2] durchstimmbare. Bedingt durch die anderen Baugruppen, ist die quasidigitale Frequenzanzeige mit einer Betriebsspannung von 12 V zu betreiben.

Funktionsprinzip

Das Funktionsprinzip der quasidigitalen Frequenzanzeige beruht auf der Umwandlung der nicht frequenzproportionalen Abstimmspannung in eine frequenzproportionale, die dann mit A/D-Wandler und entsprechender Dekodierung anzeigbar wird. Für den A/D-Wandler wurde die Standardbeschaltung des C 520 D mit dem 7-Segmentdekodeur D 146 D verwendet. Als

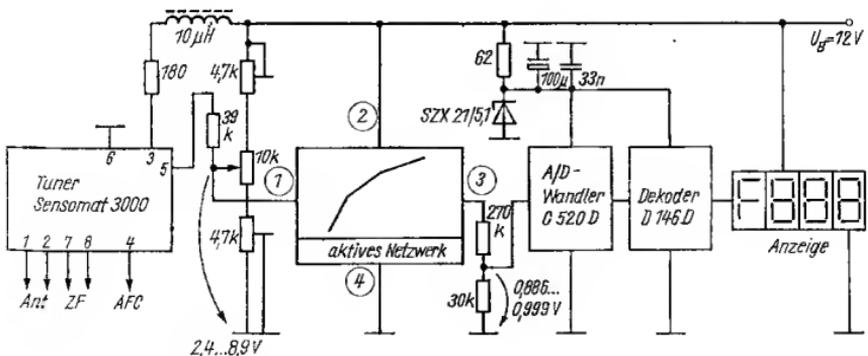


Bild 1 Übersichtsschaltplan der quasidigitalen Frequenzanzeige

Anzeigeelemente wirken 2 *VQB 24*. Dabei wurde die 1. Stelle als «F» (Frequenz) beschriftet. Die Anzeige geschieht in MHz. Der Dezimalpunkt wird ebenfalls fest verschaltet.

Bild 1 zeigt den Übersichtsschaltplan der quasidigitalen Frequenzanzeige.

Auf die Beschreibung des A/D-Wandlers wird in diesem Beitrag verzichtet, da diese Schaltung zur Genüge in der Literatur beschrieben wurde, z. B. [3]. Die weiteren Betrachtungen beziehen sich ausschließlich auf das aktive Netzwerk zur Realisierung einer frequenzproportionalen Spannung.

Funktionsbeschreibung und Dimensionierungshinweise

Um die nicht frequenzproportionale Spannung in eine frequenzproportionale umwandeln zu können, ist es notwendig, die Frequenz in Abhängigkeit von der Abstimmspannung zu ermitteln (Bild 2). Dazu gibt es 2 Möglichkeiten. Die 1. Möglichkeit besteht in der Messung der eingespeisten Frequenz eines HF-FM-Generators und der dazugehörigen Abstimmspannung des Tuners, die 2. in der Messung der Abstimmspannung an Hand bekannter

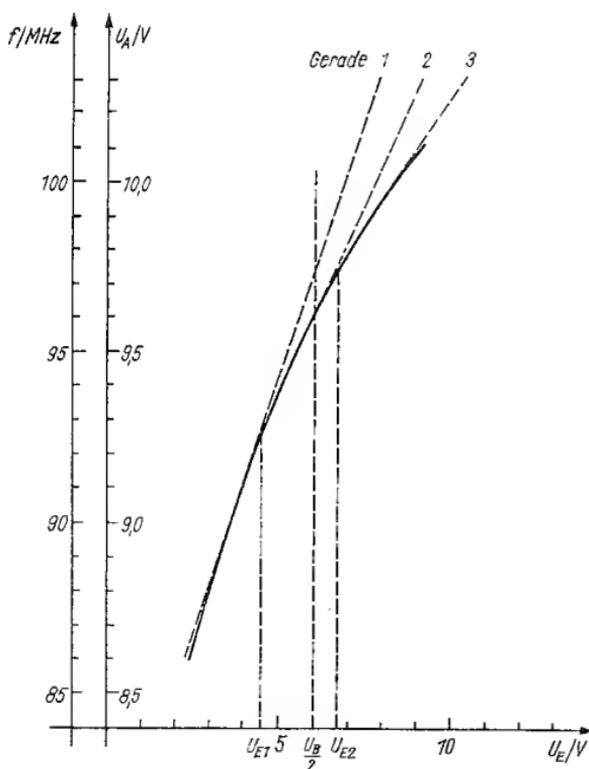


Bild 2
Abstimmkurve des
C-Diodentuners
Sensomat 3000

ter Sender. In guten Empfangslagen ist eine ausreichende Darstellung der Kurve möglich. Die dazu notwendigen Frequenzen sind in [4] und [6] zu finden. Es wurde ein Kompromiß zwischen Genauigkeit und Aufwand gesucht. Da das Kanalaraster im UKW-Bereich 300 kHz beträgt, wurde die Abstimmkurve durch 3 Geraden approximiert.

Die maximale Abweichung der Geraden von der zu approximierenden Kurve sollte 200 kHz nicht überschreiten. Mit dem digitalen Fehler des A/D-Wandlers *C 520 D* von 100 kHz ist jeder Anzeigestelle ein Kanal zugeordnet. Eine Approximation der Kurve läßt sich sehr gut mit Operationsverstärkern ermöglichen [5]. Zur Realisierung wurden ein *B 2761 D* und ein *B 4761 D* eingesetzt. Damit stehen 6 OPV zur Verfügung. Jeder Teilgeraden ist ein OPV (OPV2, 3, 4) zugeordnet. OPV5 und OPV6 stellen die erforderliche mathematische Verknüpfung der Geraden untereinander dar. OPV1 arbeitet als Spannungsfolger und gewährleistet damit eine hochohmige Messung der nicht frequenzproportionalen Abstimmspannung. Mit den Stellern *R1* und *R2* kann der Definitionsbereich der Geraden 2 und 3 eingestellt werden. Die beiden dazugehörigen OPV arbeiten als Präzisionsgleichrichter. Die Verstärkung der OPV2, 3, 4 von 0,5 war notwendig, um bei einer Betriebsspannung von 12 V nicht in den Sättigungsbereich der OPV zu kommen. Mit den Stellern *R3*, *R4* und *R5* kann man die Verstärkung (bzw. den Anstieg) der Teilgeraden einstellen und Bauelementtoleranzen ausgleichen. *R6* ermöglicht eine Verschiebung der gesamten approximierten Funktion in *f*-Richtung. Die Masse für die OPV wurde durch einen niederohmigen Spannungsteiler mit Stütz- und Siebkondensatoren realisiert. Damit ist die Masse der OPV frei schwimmend. Das muß man bei der Abstimmung des Netzwerks beachten. Da die Genauigkeit der Anzeige von der Betriebsspannung abhängt, ist der Stromversorgung großes Augenmerk zu schenken.

Die gesamte Stromversorgung des Tuners wurde mit einem Spannungsregler *MAA 723 H* mit externem pnp-Leistungstransistor realisiert.

Um Schwingungen der OPV zu beseitigen, die bei kleinen Verstärkungen ($V_U < 20$ dB) auftreten, ist die RC-Beschaltung der OPV am Eingang notwendig. Außerdem wurde der Kollektorwiderstand des Ausgangs von 2 k Ω auf 470 Ω verringert. Damit wurde ein stabiles Arbeiten der Schaltung im Eingangsspannungsbereich von 0 bis 9 V erreicht.

Aufbau

Das gesamte aktive Netzwerk wurde auf einer Leiterplatte (75 mm \times 85 mm) aufgebaut. Die RC-Beschaltung an den Eingängen der OPV sollte man unmittelbar am Schaltkreis vornehmen. Da die Genauigkeit der Anzeige von der Einstellgenauigkeit der Widerstände und deren Temperaturkoeffizienten abhängt, sollten dafür Dickschichtsteller mit Spindeltrieb eingesetzt werden. Die Schaltung baut man an einer thermisch stabilen Stelle des Tuners ein, um die Temperaturdrift so gering wie möglich zu halten.

Abgleich

Die gesamte Schaltung gleicht man im fertig abgestimmten Tuner ab. Ein Voltmeter wird an den Feldstärkeausgang des A 225 D (pin 14) angeschlossen, um die Schaltung bei maximaler Feldstärke abgleichen zu können.

Die Ausgangsspannung kann formal durch folgendes Gleichungssystem beschrieben werden:

$$\begin{array}{l|l}
 U_{A1} = V_I \cdot U_E & + \quad \text{für } 0 < U_E < 9 \text{ V} \\
 U_{A2} = -V_{II} \cdot U_E & + \quad \text{für } U_{E1} < U_E < 9 \text{ V}; \quad \text{für } U_E < U_{E1} \text{ gilt:} \\
 & \quad U_{A2} = U_B/2 \\
 U_{A3} = -V_{III} \cdot U_E & + \quad \text{für } U_{E2} < U_E < 9 \text{ V}; \quad \text{für } U_E < U_{E2} \text{ gilt:} \\
 & \quad U_{A3} = U_B/2 \\
 U_0 = -V_{IV} \cdot U_{R6} & +
 \end{array}$$

$$U_A = (V_I - V_{II} - V_{III}) \cdot U_E + U_0$$

Der Abgleich geschieht zuerst mit Gerade 1. Die Einstellwiderstände R1 und R2 werden auf Masse gestellt. Damit haben die Teilgeraden keinen Einfluß auf die Gesamtkurve. Bei einer Eingangsspannung von $U_E = U_B/2$ (entspricht Masse der OPV) wird die Ausgangsspannung unabhängig von der Verstärkung. Mit R6 kann U_0 nach Bild 2 eingestellt werden. Durch

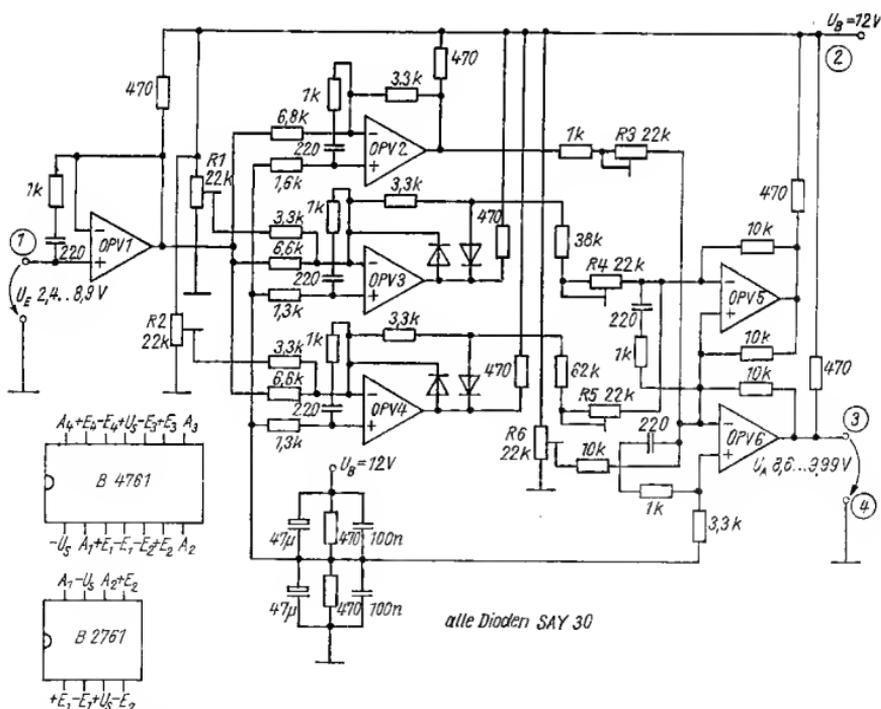


Bild 3 Stromlaufplan des aktiven Netzwerks zur Gewinnung einer frequenzproportionalen Abstimmspannung

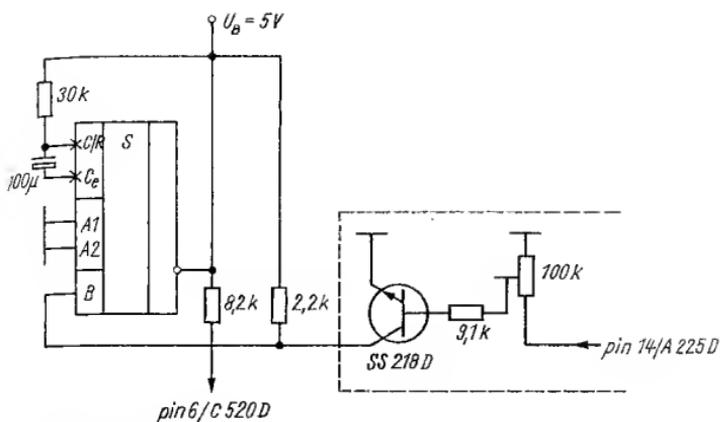


Bild 4 Feldstärkeabhängige Meßschaltung für den C 520 D

wechselseitiges Verändern von U_E wird mit R_3 der Anstieg der Geraden korrigiert. An Hand bekannter Sender führt man den Feinabgleich am Anfang und am Ende der Teilgeraden im definierten Bereich durch. Dabei ist an der digitalen Anzeige die Empfangsfrequenz auf ± 100 kHz einzustellen. Analog wird mit den Teilgeraden 2 und 3 verfahren. R_1 und R_2 sind jeweils bei $U_B/2$ wiederum auf die dazugehörige Ausgangsfrequenz einzustellen (Bild 2).

Betriebserfahrung

Bedingt durch das angewendete Verfahren, läßt sich eine solche digitale Anzeige nicht mit anderen digitalen Anzeigen (etwa mit Quarz) vergleichen. Trotzdem sind eine sehr gute Stabilität und Reproduzierbarkeit der Sendefrequenz erreichbar (Tabelle). Störend macht sich der willkürliche

Sendefrequenz in MHz	eingestellte Empfangsfrequenz in MHz	Empfangsfrequenz- Mittelwert in MHz ± 100 kHz
88,45	88,5	88,5
90,4	90,4	90,4
92,85	92,9	92,89
97,05	97,0	96,94
98,5	98,5	98,5

Tabelle
Darstellung der praktisch erreichbaren Genauigkeit an Hand des Musters

Umgebungstemperatur: 22 °C

10 Messungen (die Messungen geschahen jeweils im Hold-Betrieb des C 520 D)

Betriebszeit des Tuners: 5 h.

Wechsel der letzten Anzeigestelle (digitaler Fehler) bemerkbar. Abhilfe schafft ein Monoflop, das bei Feldstärkeänderungen den Meßeingang des C 520 D aktiviert (Bild 4).

Bei ausreichender Feldstärke und einer Verzögerungszeit von rund 3 s arbeitet der C 520 D im Hold-Bereich. Dazu wurde nach einer kleinen Änderung der AGC-Ausgang des ZF-Verstärkers entsprechend [1] genutzt.

Literatur

- [1] T. Klemm, Anwendung der IS A 225 D und A 290 D in einem FM-Stereo-Empfänger (1). FUNKAMATEUR 1982, Heft 12, Seite 588 bis 590.
- [2] B. Ernst, Stern Sensomat 3000 – ein Reiseempfänger mit neuen Gebrauchseigenschaften. radio fernsehen elektronik 1975. Heft 17, Seite 561 ff.
- [3] Dr. B. Kahl, Analog-Digital-Wandler C 520 D. radio fernsehen elektronik 31 (1982), Heft 6, Seite 377 ff.
- [4] S. Liebscher, Rundfunk-, Fernseh-, Tonspeichertechnik, Berlin 1983. Seite 388.
- [5] C. Kühnel, Lineare und nichtlineare Analogschaltungen mit OPV. Amateurreihe electronica, Band 199, Seite 58 ff., Berlin 1982.
- [6] Programmillustrierte «FF-Dabei», UKW-Funkprogramm Montag.

Temperaturregler für 2 einstellbare Werte

Volker Schober

In einem Gewächshaus war es notwendig, einen Temperaturregler zu bauen, bei dem sich die Schalttemperaturen für Heizer und Lüfter getrennt einstellen lassen. Gleichzeitig sollten Preis und Aufwand gering gehalten werden. Die Schaltung in [1] ist durch die Verwendung der Fototransistoren relativ teuer. Außerdem war es erforderlich, die Temperatur beliebig einstellen zu können.

In der Schaltung (Bild 1) wird der Temperaturbereich mit $R5$ und $R6$ auf 0 bis 30°C festgelegt. Es ist aber auch jeder andere Temperaturbereich möglich. Als Komparator wird der Bastel-OPV $R109$ verwendet. Die Hysterese ist durch die Rückkopplungswiderstände $R7$ und $R9$ bzw. $R8$ und $R10$ festgelegt und beträgt etwa 10 mV. Die Hysterese erfordert keine Frequenzkompensation.

Der Heißleiter $R1$ kann im Prinzip beliebig gewählt werden. Sein Widerstandswert bei Zimmertemperatur sollte 10 bis 100 k Ω betragen. Höhere Werte führen durch die Eingangsbasisströme des OPV zu größeren Fehlern. Geringere Werte sind ungünstig, da die Eigenerwärmung des Heißleiters

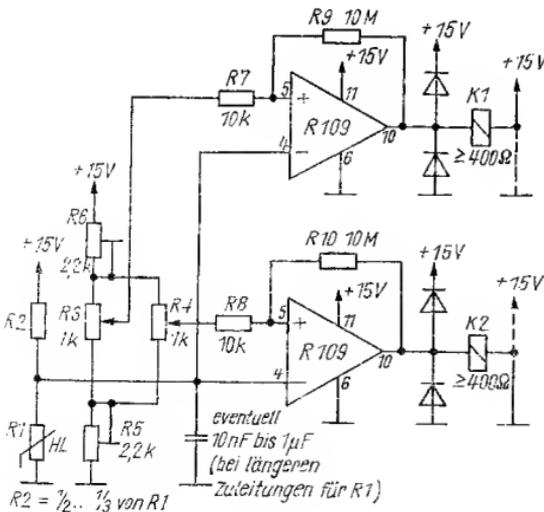


Bild 1
Stromlaufplan des Temperaturreglers für 2 einstellbare Werte ($R3$ und $R4$)

dann zu groß wird. An dieser unteren Grenze sollten bereits Heißeiter höherer Leistung eingesetzt werden.

R_2 wird so gewählt, daß sein Wert $\frac{1}{3}$ bis $\frac{1}{2}$ des Widerstandswerts des Heißeiters bei minimal zu messender Temperatur beträgt. Damit wird der typische Gleichaktarbeitsbereich des OPV optimal ausgenutzt. Die minimale Schaltspannung des OPV beträgt etwa 1,5 V (an R_5 einzustellen). Die Spannung an den Widerständen R_3 und R_4 darf nicht größer sein als die maximale Differenzeingangsspannung des $R 109$ (garantiert sind 5 V). Sollte diese Spannung für den Temperaturbereich nicht ausreichen, so ist es möglich, diese Spannung an den Widerständen R_3 und R_4 bis auf maximal 8 V zu erhöhen.

Die typische Differenzeingangsspannung des OPV beträgt 8 bis 9 V. Jedoch muß man diese sicherheitshalber kontrollieren, was mit der Testschaltung nach Bild 2 möglich ist. Die Spannung wird zunächst auf 0 V eingestellt. Ein Eingang wird auf Masse gelegt, der andere auf den Ausgang der Meßschaltung. Nun erhöht man die Spannung so weit, bis der Strom stark ansteigt ($> 10 \mu\text{A}$). Man liest die Spannung ab, vertauscht beide Eingänge und wiederholt den Vorgang. Von der kleineren der beiden Spannungen werden 0,5 bis 1 V abgezogen. Das ergibt die Differenzeingangsspannung mit einem für den Amateurbereich ausreichenden Sicherheitsfaktor.

Die Relais werden wahlweise vom Ausgang an Masse (Lüfter) oder an die Betriebsspannung (Heizer) gelegt. Die Betriebsspannung ist mit 12 bis 15 V optimal bemessen und muß nicht stabilisiert sein (Bild 3). Die Relais müssen dann bei 8 bis 10 V und einem dabei auftretenden Strom von $\leq 25 \text{ mA}$ anziehen (Innenwiderstand $\geq 400 \Omega$).

Als Relais wurden ausgemessene Postrelais verwendet. Es können auch die Relais *NSF 30.1* und *NSF 30.6/12 V* verwendet werden. Diese schalten maximal entweder 250 V oder 3 A oder 50 W. Mit der in Bild 1 angegebenen Dimensionierung arbeitet die Schaltung ohne Beanstandungen seit längerer Zeit.

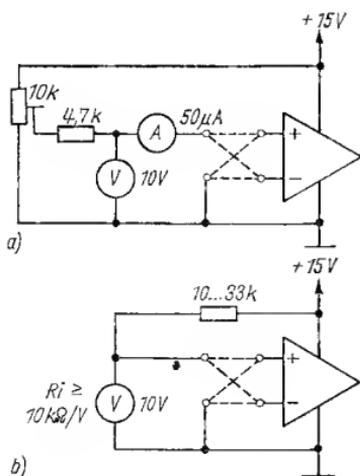


Bild 2
 Meßschaltung zur Ermittlung der Differenzeingangsspannung;
 a – genaue Meßschaltung, b – vereinfachte Meßschaltung

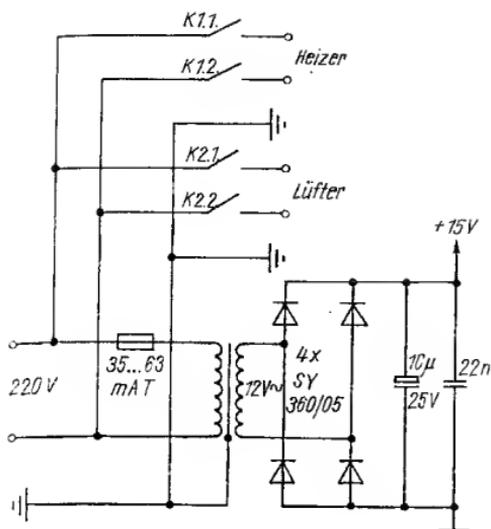


Bild 3
Stromversorgungsschaltung für den
Temperaturregler

Sollen leistungsstärkere Relais oder Schaltschütze angesteuert werden, so empfiehlt sich der Einsatz des R 2030 (Preis etwa 3,50 M) an Stelle des R 109. Für die Relais sind dann Schaltströme bis 1 A bei einer Schaltspannung von 25 V möglich. Die Betriebsspannung für den R 2030 kann im Bereich 15 bis 30 V gewählt werden, was auch bei Netzspannungsschwankungen ausreicht. Die Differenzeingangsspannung für den R 2030 beträgt mindestens 30 V.

Literatur

[1] Hirschfeld, Thermometerschaltung erweitert. FUNKAMATEUR 33 (1984) Heft 9, Seite 431.

Einfache Spannungsregler mit R 210

Olaf Skerl

Häufig benötigt man stabilisierte Spannungen sowohl positiver als auch negativer Polarität, z. B. zur Versorgung von TTL-Schaltungen oder von Operationsverstärkern. Es werden 2 Stabilisierungsschaltungen beschrieben, die sich mit dem NF-Verstärkerschaltkreis R 210 realisieren lassen. Im Gegensatz zu der Schaltung aus [1] zeichnen sich diese durch einen großen Einstellbereich der Ausgangsspannung und durch den möglichen Verzicht auf Referenzelemente wie Z-Dioden oder Leuchtdioden aus. Außerdem besteht die Möglichkeit, auch negative Spannungen zu stabilisieren.

Von dem R 210 wird die Mittenspannungsregelung für die Stabilisierung genutzt. Bild 1 zeigt einen vereinfachten Ausschnitt aus der Innenschaltung des R 210 nach [3], der das Prinzip der Mittenspannungsregelung veranschaulicht. Durch die Betriebsspannung U_i und die Widerstände $R1$ und $R2$ wird der Strom

$$I1 = \frac{U_i - U_{BE}}{R1 + R2} \quad (1)$$

festgelegt.

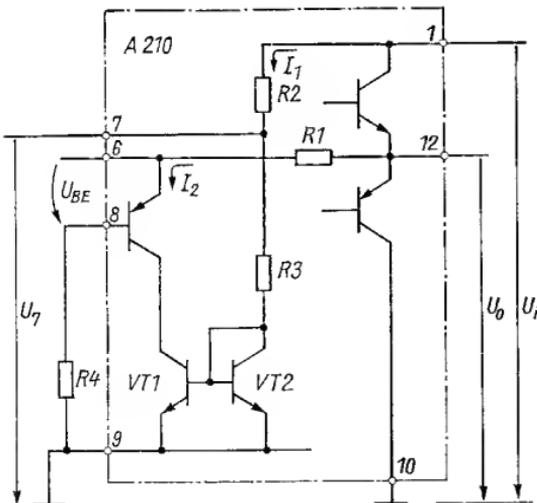


Bild 1
Ausschnitt aus der Innenschaltung des R 210

Dieser Strom wird in der Stromspiegelschaltung VT1 und VT2 gespiegelt, d. h.,

$$I_2 = I_1. \quad (2)$$

Der Strom I_2 fließt durch R_1 . Somit stellt sich die Gleichspannung U_0 auf

$$U_0 = I_2 \cdot R_1 + U_{BE} \quad (3)$$

ein. Weiterhin gilt:

$$R_1 = R_2 = R_3 = R. \quad (4)$$

Setzt man die Gl. (1), Gl. (2) und Gl. (4) in Gl. (3) ein, so erhält man

$$U_0 = \frac{(U_i - U_{BE}) \cdot R}{2 \cdot R} + U_{BE} \approx \frac{U_i}{2}. \quad (5)$$

Die Ausgangsspannung U_0 beträgt immer die Hälfte der Betriebsspannung U_i . Am pin 7 wird die Spannung zwischen den Widerständen R_2 und R_3 herausgeführt. Betrachtet man nun die Abhängigkeit der Ausgangsspannung U_0 von der Spannung am pin 7 (U_7), ergibt sich:

$$I_1 = \frac{U_7 - U_{BE}}{R} \quad (6)$$

und folglich

$$U_0 = \frac{U_7 - U_{BE}}{R} \cdot R + U_{BE} = U_7 \quad (7)$$

Aus Gl. (7) ist ersichtlich, daß die Ausgangsspannung U_0 genau der Spannung U_7 folgt. Dieser Effekt wird zur Spannungsstabilisierung ausgenutzt.

Die Funktionsweise der Stabilisierungsschaltung wird am Positivspannungsregler (Bild 2) erklärt. Der Transistor VT1 hat 2 Funktionen. Seine Basis-Emitter-Strecke wirkt als Referenzspannungsquelle ($U_{BE} \approx 0,6$ bis $0,7$ V). Gleichzeitig arbeitet er als Regelverstärker in Emitterschaltung. Seine Kollektorspannung gelangt auf pin 7 des R 210. Somit ist die Aus-

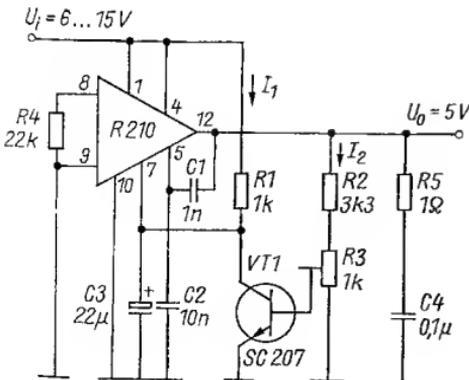


Bild 2
Positivspannungsregler für $U_0 = 5$ V

gangsspannung U_0 gleich der Kollektorspannung von VT1. Die Ausgangsspannung wird über den Spannungsteiler R2 und R3 auf der Basis von VT1 geführt. Damit ist der Regelkreis geschlossen.

Die Ausgangsspannung U_0 (und damit auch U_7) stellt sich jetzt stets so ein, daß am Schleifer von R3 eine Spannung von $U_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$ steht. Verringert sich die Spannung (durch ein Absinken der Ausgangsspannung), verringert sich der Kollektorstrom des Transistors. Dadurch sinkt der Spannungsabfall über dem Lastwiderstand R1, die Spannung U_7 (und somit auch die Ausgangsspannung) steigt an, so daß wieder $U_{BE} \approx 0,6 \text{ V}$ ist. Somit kann man die Ausgangsspannung durch die Dimensionierung des Spannungsteilers R2 und R3 in weiten Grenzen variieren, unabhängig von «passenden» Z-Dioden. Der Widerstand R4 bewirkt die Arbeitspunkteinstellung des Eingangstransistors des Schaltkreises. Er sollte zwischen 10 und 50 k Ω liegen. Die Kondensatoren C1 und C2 unterdrücken die Schwingungsneigung des Schaltkreises. Der Kondensator C3 erhöht die Brummspannungsunterdrückung; er muß der Spannungsfestigkeit U_{omax} entsprechen. Die Funktionsweise des Negativspannungsreglers (Bild 3) ist analog, alle Bauelemente mit gleichen Indizes gleichen denen des Positivspannungsreglers.

Mit diesen Stabilisierungsschaltungen sind stabilisierte Ausgangsspannungen von $U_0 \approx 0,6 \text{ V}$ bis $U_i - U_0 \approx 1 \text{ V}$ bei Eingangsspannungen von $U_i = 4$ bis 15 V (A 210: $U_i = 4$ bis 20 V) möglich. Der maximale Ausgangsstrom I_{omax} ist abhängig von der maximalen Verlustleistung und der Differenz $U_i - U_0$, sollte 2 A allerdings nicht überschreiten;

$$I_{\text{omax}} = \frac{P_{\text{max}}}{U_i - U_0} \quad (8)$$

Die maximale Verlustleistung beträgt für den R 210 D 1,3 W und für den R 210 K 5 W. Den Kollektorstrom von VT1 wählt man zu

$$I_1 \approx \frac{U_0}{1\text{V}} \cdot 1,25 \text{ mA} \quad (9)$$

Für den Widerstand R1 ergibt sich

$$R_1 = \frac{U_i - U_0}{I_1} \quad (10)$$

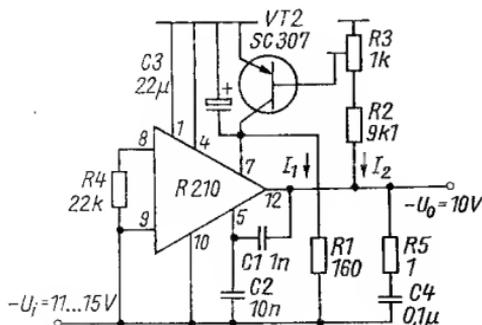


Bild 3
Negativspannungsregler für
 $U_0 = -10 \text{ V}$

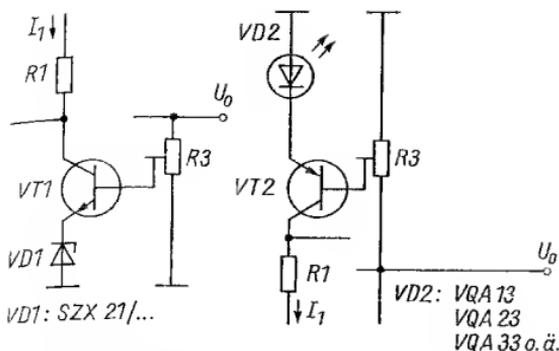


Bild 4 Zwischenschaltung einer Z-Diode bzw. LED zur Verringerung des Einflusses der Eingangsspannung

Aus Gl. (9) und Gl. (10) erhält man für $R1$

$$R1 = \frac{U_i}{U_0} - 1 \cdot 800 \Omega. \quad (11)$$

Als Querstrom durch den Ausgangsspannungsteiler wurde, um die Dimensionierung zu vereinfachen, $I_2 \approx 1 \text{ mA}$ angenommen. Damit erhält man für die Widerstände $R2$ und $R3$

$$R2 + R3 \approx \frac{U_0}{1 \text{ V}} \cdot 1 \text{ k}\Omega. \quad (12)$$

Verwendet man diese Schaltung als Festspannungsregler, wählt man $R3 = 1 \text{ k}\Omega$. Soll die Ausgangsspannung in einem großen Bereich variabel sein, ist $R2 = 0$. Als Transistoren eignen sich für $VT1$ alle npn-Miniplasttransistoren (z. B. aus dem *Bastlerbeutel 6*). Für $VT2$ sollten Si-pnp-Transistoren eingesetzt werden (*SC 307 ... SC 309, KT 3107* o. ä.). Die Ruhestromaufnahme der Gesamtschaltung beträgt maximal 30 mA . Sie sollte auf jeden Fall nach dem Aufbauen gemessen werden. Mißt man größere Ruhestrome (100 bis 200 mA), schwingt der $R210$. In diesem Fall ist die Beschaltung des Ausgangs mit einem *Boucherot-Glied* ($R5/C4$) erforderlich.

Bei einer Eingangsspannung von 10 V und einer eingestellten Ausgangsspannung von 6 V konnte mit einem Vielfachmesser keine Spannungsdifferenz zwischen Leerlauf und $I_0 = 200 \text{ mA}$ festgestellt werden. Eine Variation der Eingangsspannung von 10 auf 15 V bei $I_0 = 100 \text{ mA}$ ergab eine Spannungsdifferenz von $0,4 \text{ V}$. Legt man Wert auf eine größere Unabhängigkeit der Ausgangsspannung von der Eingangsspannung, schaltet man in den Emitterzweig von $VT1$ bzw. $VT2$ eine Z-Diode oder eine Leuchtdiode (Bild 4). Die Z-Spannung (Flußspannung der LED) sollte mindestens 2 V geringer sein als die Ausgangsspannung, um Übersteuerungen des Transistors sicher zu vermeiden. Bei Verwendung einer Z-Diode muß der Kollektorstrom $I1$ mindestens 5 mA betragen (aber auch I_{zmax} beachten!), für eine LED wählt man $I1 = (10 \text{ bis } 20) \text{ mA}$. Den Widerstand $R2$ setzt man $R2 = 0$.

Die Ausgangsspannung ist jetzt allerdings nur noch zwischen $U_0 = U_z + 0,6 \text{ V}$ bis $U_i - U_0 \approx 1 \text{ V}$ einstellbar.

Die vorgestellte Schaltung ist nicht kurzschlußfest. Kurzschlüsse der Ausgangsspannung führen zur Zerstörung des Schaltkreises. Bei Verwendung als Experimentiernetzteil schaltet man eine elektronische Sicherung (z. B. nach [2]) zwischen pin 12 und R2.

Literatur

- [1] K. Schlenzig/D. Jung, Analoge Bastelschaltkreise – Festspannungsregler mit R 205/210 D/K. Originalbauplan Nr. 42, Berlin 1980.
- [2] Elektronische Zweipolsicherung. Begleitheft zum Bastlerbeutel 4/5, VEB Gleichrichterwerk Stahnsdorf.
- [3] H.-J. Fischer/W. E. Schlegel, Transistor- und Schaltungstechnik, Seite 145, Berlin 1979.

Ungewöhnliche Anwendungen des Schaltnetzteil- Ansteuerschaltkreises B 260 D

Ing. Dietrich Müller

Der B 260 D ist als Ansteuerschaltkreis für Schaltnetzteile entwickelt worden [1]. Er enthält mehrere für diesen speziellen Zweck ausgelegte und entsprechend verbundene Funktionsgruppen. Einige Anschlüsse dieser Funktionsgruppen sind nach außen geführt, um die Eingangssignale und die Betriebsspannung zuzuführen, die Ausgangsimpulse abzunehmen und die sonstige Außenbeschaltung anzuschließen. Es liegt der Versuch nahe, einen so komplexen Schaltkreis auch für andere als den vorgesehenen Zweck einzusetzen.

Bild 1 zeigt den vereinfachten Übersichtsschaltplan des B 260 D mit den wichtigsten Elementen der Standard-Außenbeschaltung. Eine ausführliche Beschreibung findet der Leser in [1] und [2], so daß hier darauf verzichtet

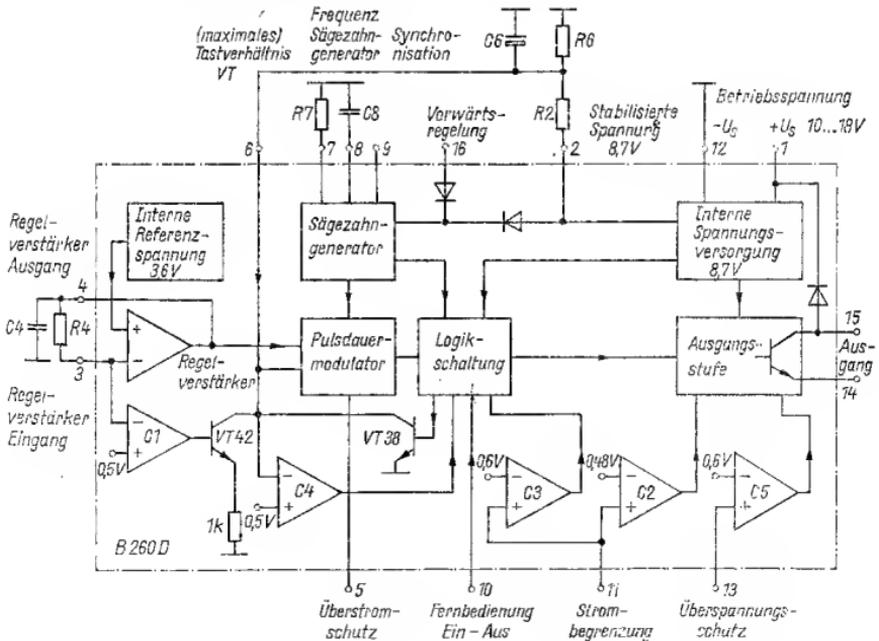


Bild 1 Standardschaltung des Schaltkreises B 260 D, Innenschaltung teilweise dargestellt

werden kann. Untersucht man die Innenschaltung des *B 260D* auf «abwegige» Einsatzmöglichkeiten, so kann man folgende mehr oder weniger selbständig einsetzbare Funktionsgruppen abgrenzen:

1) Einen Regelverstärker, dessen nichtinvertierender Eingang mit einer hochkonstanten Referenzspannungsquelle verbunden und von außen nicht zugängliche ist, dessen invertierender Eingang aber nach außen geführt wird (pin 3). Ebenso ist der Ausgang des Verstärkers nach außen geführt, gleichzeitig aber mit dem Steuereingang des Pulsdauermodulators verbunden.

2) Einen Sägezahngenerator, bei dem sich die Frequenz in weiten Grenzen durch die Dimensionierung der Außenbeschaltung (*R7* und *C8*) variieren läßt, dessen Ausgangsspannung in Höhe von etwa 5 V (Spitze – Spitze) an pin 8 des *B 260 D* zur Verfügung steht.

3) Einen Impulsgenerator, dessen Frequenz (wie die der Sägezahnspannung) mit *R7* und *C8* und dessen Impulsbreite durch die Spannung an pin 5 oder pin 6 variiert werden kann, wenn der Einfluß des Regelverstärkers auf die Impulsbreite eliminiert wird.

Von den durch die Komplexität der Innenschaltung des *B 260 D* gegebenen Möglichkeiten außerhalb des Gebiets der geschalteten Stromversorgungen sollen im vorliegenden Beitrag nur einige wenige angeführt werden. Sie sollen als Anregung dienen, weitere Anwendungsmöglichkeiten und Schaltungskombinationen zu finden.

Der *B 260 D* in stetig geregelten Stromversorgungen

Der Analogteil des *B 260 D*, der Regelverstärker mit der angeschlossenen Referenzspannungsquelle von etwa 3,6 V kann auch als Regelverstärker in herkömmlichen, stetig geregelten Netzteilen (ähnlich wie der CSSR-Importtyp *MAA 723*) eingesetzt werden. Als Nachteil gegenüber dem *MAA 723* ist zu nennen, daß der Analogteil des *B 260 D* keinen Eingang zur Realisierung eines Schutzes gegen zu großen Laststrom aufweist und der Ausgang des *B-260*-Regelverstärkers im ungünstigsten Fall nur mit 0,5 mA belastet werden kann. Dem steht der Vorteil gegenüber, daß sich, auch bedingt durch die niedrige Referenzspannung, ein einfacher und für alle Ausgangsspannungen (die größer als 4 V sein müssen) prinzipiell unveränderter Schaltungsaufbau ergibt. Nicht zu vergessen sind mögliche Beschaffungsschwierigkeiten bei Importtypen.

Bild 2 zeigt die Schaltung eines einfachen, stetig geregelten Stromversorgungsteils für eine Ausgangsspannung von 5 V. Bei einer Sekundärspannung des Netztransformators von 6,3 V (Heiztransformator) ergibt sich nach der Gleichrichtung durch die Brückenschaltung *VD1* bis *VD4* eine Rohspannung am Ladekondensator *C1* von etwa 7,5 V bei Belastung. Der *B 260 D* ist für eine Betriebsspannung von $U_S \geq 9,5$ V ausgelegt. Darunter spricht die interne Schutzschaltung gegen Unterspannung an und sperrt die Ausgangsimpulse, was für den Betrieb des Analogteils an sich ohne Belang wäre. Da die Funktion des Schaltkreises unterhalb 9,5 V nicht mehr ge-

stor eine Basisspannung von etwa 0,5 V, damit ein nennenswerter Kollektorstrom fließt. An der Basis von VT2 wird folglich eine Spannung von $5\text{ V} + 0,5\text{ V} + 0,5\text{ V} = 6\text{ V}$ erforderlich. Damit der Regelkreis geschlossen wird, muß die Basis von VT2 mit dem Ausgang des Regelverstärkers verbunden werden. Verbindet man diese direkt, würde der Regelverstärker an der Grenze seines Aussteuerungsbereichs (bei +6 V) arbeiten. Beim angestrebten Betrieb in der Mitte des Bereichs könnte die «Potentiallücke» von $6\text{ V} - 3,6\text{ V} = 2,4\text{ V}$ durch einen Widerstand im Spannungsteiler geschlossen werden, an dem diese Spannung abfällt, was aber die Regeleigenschaften verschlechtern würde. Günstiger ist der Einsatz einer (oder mehrerer) Lichtemitterdiode VD8, im vorliegenden Beitrag mit LED abgekürzt. Diese haben die Eigenschaft, daß der Spannungsabfall über der Diode in Flußrichtung U_F , ähnlich wie bei Z-Dioden in Sperrichtung, relativ unabhängig vom durchfließenden Strom I_F ist, und das schon bei Strömen um 0,1 mA. Aus noch zu erläuternden Gründen darf der Spannungsteilerstrom I_q eine Größe von 0,25 mA nicht wesentlich übersteigen. Die Abhängigkeit der Spannung U_F vom Diodenstrom I_F wurde im interessierenden Bereich um 0,25 mA an einigen Exemplaren untersucht.

VQA 13 (Rot)	$I_F = 0,1\text{ mA} : U_F = 1,42\text{ V},$ $I_F = 0,5\text{ mA} : U_F = 1,48\text{ V};$
VQA 23 (Grün)	$I_F = 0,1\text{ mA} : U_F = 1,88\text{ V},$ $I_F = 0,5\text{ mA} : U_F = 1,98\text{ V};$
VQA 33 (Gelb)	$I_F = 0,1\text{ mA} : U_F = 1,72\text{ V},$ $I_F = 0,5\text{ mA} : U_F = 1,78\text{ V}.$

Man erkennt, daß die Änderung der Flußspannung ΔU_F im interessierenden Bereich nur etwa 5% der Stromänderung ΔI_F ausmacht.

Bei einer Ankopplung der Basis von VT2 an den Regelverstärker über eine (oder mehrere) LED wirkt dieser um die Spannung U_F «angehoben», über R7 direkt auf die Basis von VT2. Durch die Reihenschaltung mehrerer LED ist es auch möglich, Netzteile für höhere Ausgangsspannungen mit dem Regelverstärker des B 260 D zu betreiben. Nicht immer wird es gelingen, LED zu finden, deren Flußspannung genau der «Potentiallücke» entspricht. Durch ihre geschickte Auswahl bzw. Kombination kann der ideale Arbeitspunkt des Regelverstärkers in der Mitte seines Aussteuerbereichs von +1 bis +6 V auf $\pm 0,7\text{ V}$ angenähert werden, was die praktische Funktion der Schaltung nicht beeinträchtigt.

Der Spannungsteilerquerstrom I_q muß deshalb so klein gewählt werden, weil er bei sehr kleiner Ausgangsspannung des Regelverstärkers ($U_{4_{\min}} = +1\text{ V}$) nahezu vollständig in seinen Ausgang fließt, der in diesem Betriebszustand nur mit 0,5 mA belastet werden darf. Dieser Fall tritt auf, wenn die Istwertspannung wesentlich größer als die Referenzspannung ist. Dabei ergibt sich der Strom $I_{4_{\max}}$ in den Ausgang des Verstärkers zu

$$I_{4_{\max}} \approx \frac{U_{Z(\text{VD7})} - U_{F(\text{VD8})} - U_{4_{\min}}}{R_5}.$$

bei vorgegebener Z-Spannung von VD7 und Flußspannung von VD8 muß die Bedingung $I_{4_{\max}} \leq 0,5 \text{ mA}$ durch richtige Dimensionierung von R5 eingehalten werden. Mit $U_Z = 10 \text{ V}$, $U_F = 1,9 \text{ V}$ und R5 gewählt zu $18 \text{ k}\Omega$ erhält man

$$I_{4_{\max}} \approx \frac{10 \text{ V} - 1,9 \text{ V} - 1 \text{ V}}{18 \text{ k}\Omega} = \frac{7,1 \text{ V}}{18 \text{ k}\Omega} = 0,394 \text{ mA}.$$

Die Bedingung $I_{4_{\max}} \leq 0,5 \text{ mA}$ wird mit Sicherheit eingehalten. Der Spannungsteilerquerstrom I_q ergibt sich bei Abgleich ($U_A = U_{\text{ref}}$) zu

$$I_q \approx \frac{U_{Z(\text{VD7})} - U_{F(\text{VD8})} - U_{\text{ref}}}{R_5}$$

$$I_q \approx \frac{10 \text{ V} - 1,9 \text{ V} - 3,6 \text{ V}}{18 \text{ k}\Omega} = \frac{4,5 \text{ V}}{18 \text{ k}\Omega} = 0,25 \text{ mA}.$$

Die Größe von R6 erhält man aus:

$$R_6 \approx \frac{U_{\text{ref}}}{I_q} = \frac{3,6 \text{ V}}{0,25 \text{ mA}} = 14,4 \text{ k}\Omega,$$

gewählt wurden $15 \text{ k}\Omega$. Bei einer Z-Spannung von 12 V ergibt sich unter den gleichen Bedingungen mit $R_5 = 22 \text{ k}\Omega$

$$I_{\max} = 0,41 \text{ mA}, \quad I_q = 0,29 \text{ mA}, \quad R_6 = 12 \text{ k}\Omega$$

Wegen des geringen Spannungsteilerstroms I_q ergeben sich erhöhte Anforderungen an die Stromverstärkungsfaktoren von VT1 und VT2. Geht man davon aus, daß etwa die Hälfte von I_q als Basisstrom der Aussteuerung von VT2 wirkt (etwa $0,1 \text{ mA}$) und VT1 einen Ausgangsstrom von $I_A = 1 \text{ A}$ liefern soll, wird eine Gesamtstromverstärkung B_{ges} benötigt von

$$B_{\text{ges}} = \frac{I_A}{I_{B(\text{VT2})}} = \frac{1 \text{ A}}{0,1 \text{ mA}} = 10^4.$$

Setzt man für den Längstransistor VT1 einen *SD 345* oder auch *SD 335* ein, kann man mit einem Wert von $B = 50$ bis 100 bei Strömen bis 1 A rechnen. Der *SF 127* müßte dann mindestens von der Gruppe *D* sein mit einem B -Wert von 112 bis 280 , um eine Gesamtstromverstärkung von 10000 zu erreichen. Andernfalls ist entsprechend Bild 3 ein weiterer Transistor VT3 vorzuschalten, an dessen Basis auch eine höhere Steuerspannung von etwa $6,5 \text{ V}$ benötigt wird. Die «Potentiallücke» zwischen Verstärkerausgang und Basis von VT3 beträgt dann etwa $2,9 \text{ V}$, wofür sich die Reihenschaltung von 2 (roten) LED *VQA 13* an Stelle von VD8 anbietet.

Die Schaltung Bild 2 weist keine Einrichtung zum Schutz gegen zu großen Laststrom und gegen Überspannung auf. Gegen Überspannung kann eine Z-Diode, deren Z-Spannung geringfügig über der Ausgangsspannung liegt, parallel zum Ausgang geschaltet werden. Sie wird im ungünstigsten Fall defekt und bringt dabei die Sicherung zum Ansprechen [4]. Zur Strombegrenzung kann man die in [4] beschriebene und in Bild 3 angedeutete Schaltung anwenden, sofern die Rohspannung an C1 groß genug ist, um

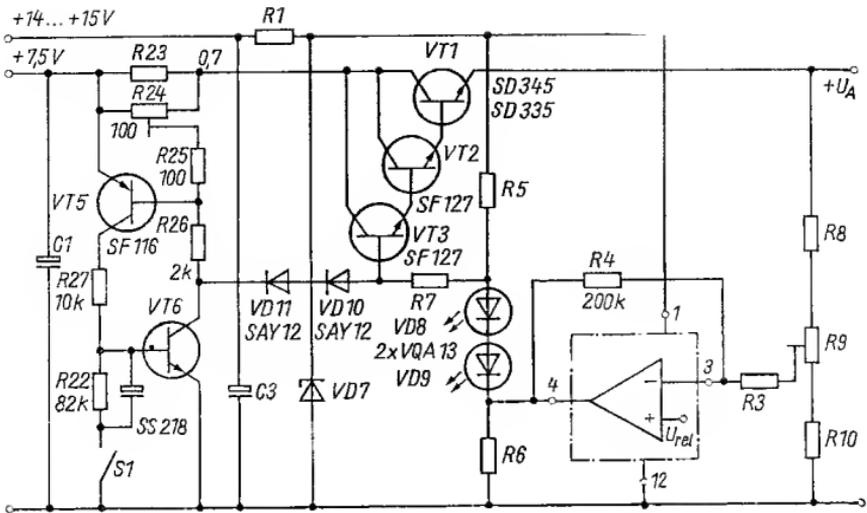


Bild 3 Teilschaltung des Stromversorgungsteils nach Bild 2, aber mit erweiterter Transistor-kaskade VT1 bis VT3 und angedeuteter Schutzschaltung gegen Überlast nach [4]

den Spannungsabfall über R23, der mindestens 0,7 V betragen muß, abzudecken. Wird die mit R24 eingestellte Ansprechschwelle der Schaltung überschritten, leitet VT5 und steuert VT6 durch, der über die Dioden VD10 und VD11 die Basis von VT3 (oder auch VT2) auf Nullpotential legt und damit die Transistorkaskade VT3 bis VT1 sperrt. Von Vorteil ist dabei der Einsatz der LED am Ausgang des Verstärkers.

Im Fall eines äußeren Kurzschlusses z. B. steigt die Ausgangsspannung des Regelverstärkers auf etwa +6 V an. Gleichzeitig legt VT6 die Basis von VT3 auf annäherndes Nullpotential. Ohne LED am Ausgang würde der Regelverstärker, der in diesem Zustand einen Strom von maximal 1,5 mA liefern kann, überlastet und zerstört. Die LED wird in diesem Fall in Sperrrichtung betrieben und verhindert auf diese Weise die Überlastung. Zu beachten ist nur, daß die Sperrspannung der LED nur 5 V beträgt, die Spannung an pin 4 aber auf 6 V ansteigen kann. Durch die Reihenschaltung von VD10/VD11 und der Kollektor-Emitter-Strecke von VT6, an der im durchgeschalteten Zustand mindestens 1,5 V abfallen, stellt man sicher, daß die zulässige Sperrspannung der LED VD8 von 5 V nicht überschritten wird. Die in Bild 3 angedeutete Schutzschaltung nach [4] wirkt auch nach Beendigung der Überlastung weiter und muß durch Betätigen der Taste S1 zurückgesetzt werden, womit die Sperrung von VT1 wieder aufgehoben wird.

Der B 260 D als Funktionsgenerator

Im bisherigen Teil des vorliegenden Beitrags wurde ausschließlich auf den Analogteil des B 260 D eingegangen. Wie eingangs erwähnt, enthält der Di-

gitalteil des B 260 D unter anderem einen Sägezahn- und einen Impuls-
 generator, der bei geeigneter Außenbeschaltung zu einem vielseitig einsetzba-
 ren Signalgenerator erweitert werden kann. Bild 4 zeigt die Schaltung eines
 einfachen Sägezahn- und Rechteckgenerators mit veränderbarer Impulsfol-
 gefrequenz und einstellbarer Impulsbreite. Sie besteht im wesentlichen aus
 der Standardschaltung des B 260 D, die durch Schaltungsteile erweitert
 wird, die die Frequenz und die Impulsbreite einstellen sowie die Signal-
 spannungen rückwirkungsfrei auskoppeln.

Die Frequenz des Sägezahn- und somit auch des Impulsgenerators kann
 durch die Größe der an pin 7 und pin 8 angeschlossenen Widerstände bzw.

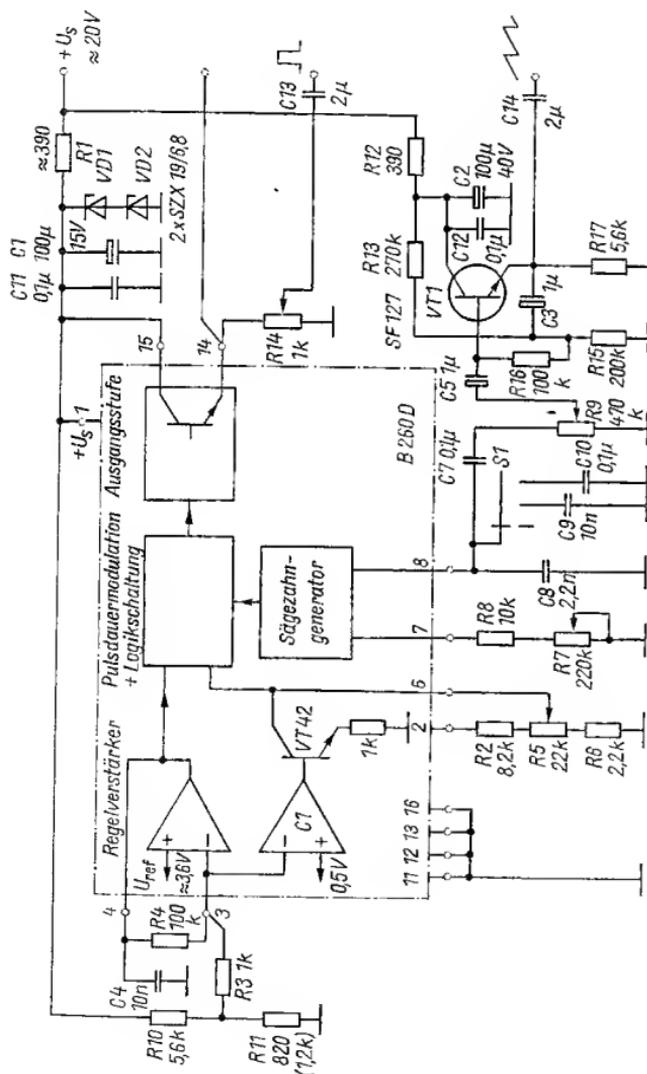


Bild 4 Schaltung eines einfachen Funktionsgenerators zur Erzeugung von Sägezahnspannungen und Rechteckim-
 pulsen mit veränderbarer Impulsfolgefrequenz und einstellbarer Impulsbreite unter Verwendung des B 260 D,
 mit teilweiser Darstellung der Innenschaltung

Kondensatoren beeinflusst werden. Durch geeignete Wahl dieser Bauelemente läßt sich ein Frequenzbereich von 100 Hz bis weit über 100 kHz überstreichen. Die für den Elektronikamateur auch interessanten Frequenzen bis herab unter 100 Hz erfordern von den beim Schaltteilbetrieb üblichen Frequenzen um 20 kHz stark abweichende Bauelementedaten an pin 7 und pin 8. Eine Grobeinstellung der Frequenz wird durch umschaltbare Kondensatoren C8 bis C10 an pin 8 und eine Feineinstellung durch den Drehwiderstand R7 realisiert. Für R7 sollte ein Wert von 220 k Ω nicht überschritten werden, da sich die Frequenz nicht linear mit dem Widerstandswert, sondern nach höheren Werten von R7 nur noch sehr wenig ändert. Günstiger ist eine größere Anzahl von umschaltbaren Kondensatoren und dafür ein kleinerer Widerstandswert von R7 (100 k Ω). Möglich ist auch der Einsatz eines Drehwiderstands mit logarithmischer Kennlinie, der zwischen den Anschlüssen Schleifer und «Ende» betrieben werden muß, wodurch sich bei Rechtsdrehung eine fallende Frequenz ergibt.

-Am Mustergerät wurden folgende Kontrollfrequenzen gemessen:

R7 + R8	C8 bis C10	f
20 k Ω	12 nF	etwa 5 kHz
20 k Ω	2,2 nF	etwa 24 kHz
200 k Ω	12 nF	etwa 500 Hz
200 k Ω	0,11 μ F	etwa 60 Hz

Die Sägezahnspannung steht am B 260 D nur an pin 8 und mit einer Amplitude von etwa $U_{ss} = 5$ V zur Verfügung. Um äußere Beeinflussungen und eine eventuelle Überlastung der Schaltung zu vermeiden, wird das Sägezahnsignal über den als Kollektorstufe geschalteten Transistor VT1 abgenommen. Mit dem Drehwiderstand R9 kann die Amplitude der Sägezahnspannung eingestellt werden. Der Arbeitspunkt von VT1 ist mit R13 so festzulegen, daß die Spannung über R17 mindestens 6 V beträgt, um auch das volle Sägezahnsignal unverzerrt übertragen zu können. Wichtig ist die wirksame Entkopplung von Sägezahn- und Impulsspannungsausgang durch R1, R12, C1, C2, C11, C12. Fehlt diese auch nur teilweise, wird die Sägezahnspannung mit Rechteckimpulsen oder Impulsspitzen überlagert.

Soll die Schaltung nur als Sägezahn-generator genutzt werden, genügt es, den bisher beschriebenen Teil der Schaltung aufzubauen und pin 2, pin 3, pin 4, pin 6, pin 14 und pin 15 nicht zu beschalten und die daran angeschlossenen Bauelemente wegzulassen. Der Mehraufwand, der erforderlich ist, um die Sägezahn- zur Impuls-generatorschaltung zu ergänzen, beschränkt sich im wesentlichen auf die Zufügung der äußeren Beschaltung, die die Veränderung der Impulsbreite bewirkt. Wie in [1] und [2] dargelegt, wird die Impulsbreite durch die kleinste der Spannungen an pin 4/pin 5 oder pin 6 bestimmt.

pin 4 ist mit dem Ausgang des Regelverstärkers verbunden. Bei sehr kleiner Eingangsspannung ($U_3 \approx 0,5$ V) spricht der Komparator C1 an und schaltet über VT42 einen 1-k Ω -Widerstand an pin 6. Dadurch wird die Impulsbreite auf $V_T \approx 0,05$ begrenzt. Liegt U_3 deutlich unter der Referenzspannung von

etwa 3,6 V, liefert der Regelverstärker seine maximale Ausgangsspannung von etwa 6 V. Sie wird kleiner, wenn sie sich der Referenzspannung nähert, und sinkt auf ihren Minimalwert von etwa 1 V, wenn sie diese wesentlich überschreitet. Will man die Impulsbreite von Hand – unabhängig vom Betriebszustand des Regelverstärkers – einstellen, muß seine Ausgangsspannung stabil bei 6 V gehalten werden. Dazu wird mit der normalen Außenbeschaltung R3/R4 und C4 versehen und mit einer Eingangsspannung von 1,0 bis 2,5 V angesteuert. Die Eingangsspannung wird durch einen Spannungsteiler R10/R11 aus der über VD1/VD2 vorstabilisierten Betriebsspannung gewonnen. R10 kann auch an die stabilisierte Spannung von etwa 8,7 V an pin 2 des B 260 D angeschlossen werden. R11 sollte dann auf 1,2 k Ω vergrößert werden.

Zur Einstellung der gewünschten Impulsbreite wird die stabilisierte Spannung von etwa 8,7 V (maximal mit 5 mA belastbar) von pin 2 über den Spannungsteiler R2/R5/R6 dem Eingang pin 6 zugeführt. R2 und R6 sind so dimensioniert, daß sich die Spannung an pin 6 mit R5 von etwa 1,8 bis 5,5 V einstellen läßt. Damit kann die Impulsbreite oder das Tastverhältnis im Bereich von $V_T \approx 0,05$ bis 0,95 variiert werden. Durch abweichende Werte von R2 und R6 können andere Grenzen von V_T eingestellt oder exemplarbedingte Streuungen des Schaltkreises ausgeglichen werden.

An pin 14 lassen sich die positiven Impulse von etwa 5 V direkt abnehmen, da die Endstufe des Impulsteils des B 260 D mit 30 mA belastet werden kann, oder sie ist über R14/C13 gleichstromfrei und einstellbar. Ebenso ist es möglich, eine Kollektorstufe, wie sie zur Auskopplung der Sägezahnspannung eingesetzt wird (VT1), auch für die Rechteckimpulse zu benutzen.

Impulssteuerschaltung für Modellmotoren mit dem B 260 D

Bei der Drehzahlsteuerung von Gleichstrom-Modell- und Spielzeugmotoren kann besonders bei Modelleisenbahnen u. ä. ein ruckartiges Anfahren festgestellt werden, das dem «großen» Vorbild nicht entspricht. Die niedrige Gleichspannung, die Modellfahrzeugen zum Langsamanfahren zugeführt wird, reicht oft nicht aus, die schlecht leitenden Schichten an Übergangsstellen wie Schleifkontakten, Rad und Schiene oder Kollektor und Bürsten zu durchschlagen. Wird die Spannung weiter erhöht, fährt das Fahrzeug nach dem Durchschlagen der Schichten meist ruckartig an. Wendet man eine Impulsweitensteuerung an, so kann auch im Anfahrzustand die volle Spannung anliegen. Der benötigte kleinere Strom wird durch entsprechend schmale Impulse realisiert. Begrenzt man das maximale Tastverhältnis z. B. auf $V_{Tmax} = 0,5$, so läßt sich die Betriebsspannung verdoppeln, womit das Anfahren noch sicherer wird.

Die Betriebsspannung sollte eine Größe von 30 V nicht wesentlich überschreiten. damit die Bedingung der TGL 200-0602/03, wonach die Nennspannung von Schutzkleinspannungen bei Gleichspannung mit mehr als

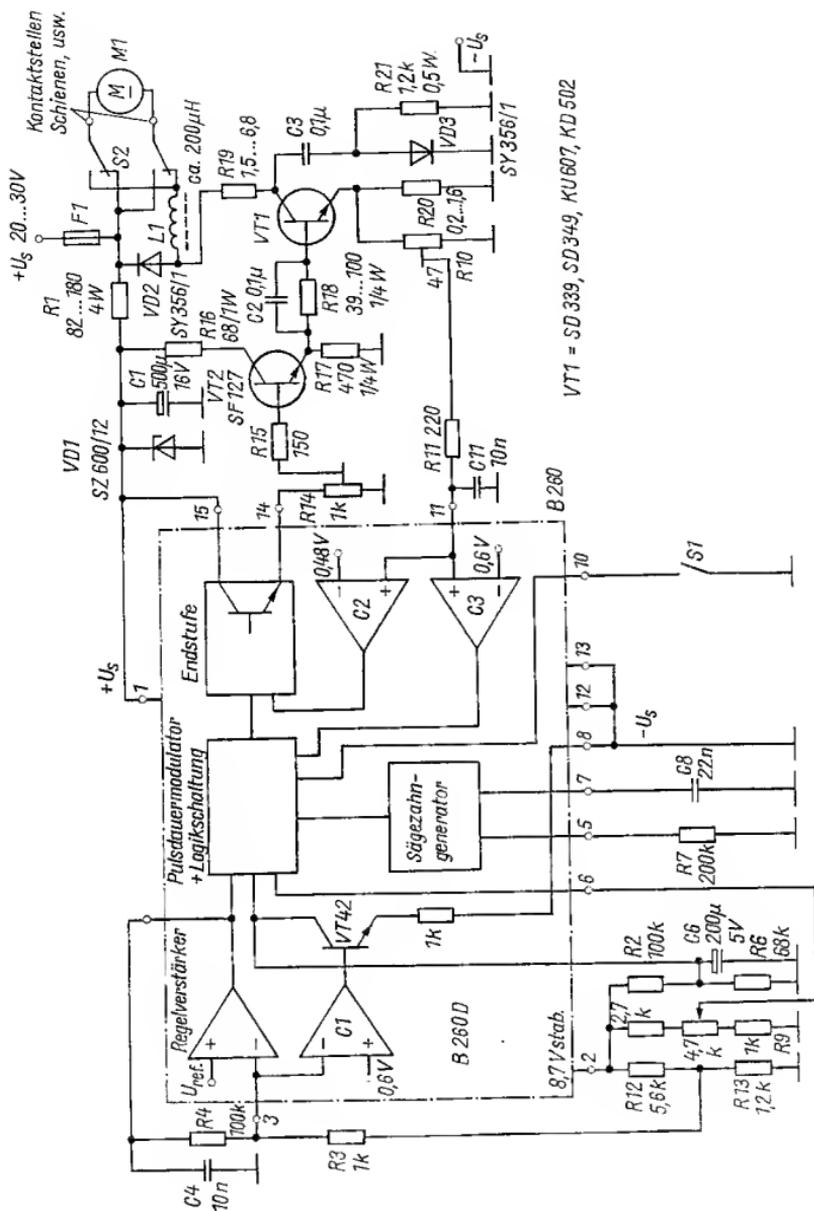


Bild 5
Schaltung einer einfachen Impulsbreitensteuerung für Gleichstrom-Modellmotoren unter Verwendung des

B 260 D mit teilweiser Darstellung der Innenschaltung. Die Größe von $R_2 = 150 \text{ k}\Omega$ gilt für $V_{Tmax} = 0,5$, mit

$R_2 = 220 \text{ k}\Omega$ wird $V_{Tmax} = 0,3$ erreicht.

10% Welligkeit eine Größe von 50 V nicht überschreiten darf, mit Sicherheit eingehalten wird. An die Isolation und Spannungsfestigkeit des Netztransformators werden ebenfalls erhöhte Anforderungen gestellt. Unproblematischer ist die Verwendung eines handelsüblichen Modellbahntransformators, da dann der Hersteller die Einhaltung der Schutzgüte garantiert.

Bild 5 zeigt eine Schaltung zur Steuerung von Gleichstrom-Modellmotoren mit dem *B 260 D*, bei der ähnlich der Schaltung nach Bild 4 der Digitalteil des *B 260 D* genutzt wird. Der Einfluß des Regelverstärkers und des Komparators C1 auf die Impulsbreite wird in gleicher Weise durch das Anlegen einer über *R12* und *R16* gewonnenen Spannung an den Verstärkereingang pin 3, die seine Ausgangsspannung auf etwa +6 V legt, ausgeschaltet. Mit *R7* und *C8* läßt sich eine feste Impulsfrequenz von etwa 1 kHz einstellen. Die maximale Impulsbreite wird mit *R2* und *R6* auf $V_T \approx 0,5$ festgelegt. Für einen angestrebten (automatischen) Langsamanlauf von wesentlich mehr als 1 s Dauer ist eine möglichst große Zeitkonstante *R2/R6/C6* erforderlich. Das bedeutet, daß der Spannungsteiler möglichst hochohmig, der Leckstrom von *C6* möglichst klein und die Kapazität von *C6* möglichst groß sein muß.

Die gewünschte Impulsbreite, und damit annähernd die Motordrehzahl, wird über *R8*, *R5*, *R9* an pin 5 eingestellt. Da die maximale Impulsbreite mit *R2* und *R6* festliegt und die minimale Impulsbreite beliebig klein, auch «0» sein kann, ist die Dimensionierung des Spannungsteilers unkritischer als bei der Schaltung nach Bild 4. Beachtet werden muß nur, daß die stabilisierte Spannung an pin 2 mit nicht mehr als 5 mA belastet wird.

In der Schaltung Bild 5 kann der Eingang «Fernbedienung» (pin 10) des *B 260 D* mit Vorteil genutzt werden. Die Funktionsweise des Langsamanlaufs sei kurz beschrieben: Solange *S1* geöffnet ist, bleibt die Ausgangsstufe des *B 260 D* gesperrt. Wird *S1* geschlossen, gibt der Impulsbreitenmodulator zunächst sehr schmale Impulse ab ($V_T \approx 0,05$), die sich mit der durch *R2/R6/C6* bestimmten Zeitkonstanten verbreitern, bis die Spannung an pin 6 die Größe der Spannung an pin 5 erreicht hat. Danach kann die Impulsbreite mit *R5* beliebig verstellt werden. Der (automatische) Langsamanlauf bewirkt, daß beim Einschalten mit *S1* unabhängig von der mit *R5* eingestellten Spannung zunächst sehr schmale Impulse abgegeben werden, die sich automatisch verbreitern, der Motor also langsam anläuft. Selbstverständlich ist mit *R5* ein noch langsames «Hochfahren» des Motors möglich, aber nicht schneller, als es der automatische Anlauf erlaubt. Die Drehrichtungsumkehr des Motors geschieht, sofern erforderlich, mit *S2*. Sinnvoll ist eine (nicht eingezeichnete) Relaischaltung, die beim Umschalten von *S2* den Kontakt *S1* zumindest vorübergehend öffnet.

Die an den *B 260 D* angeschlossene Transistorschaltung, die den Motor unmittelbar speist, hängt in ihrer Dimensionierung stark von seinen Daten und von der Betriebsspannung ab. Die Ausgangsimpulse des *B 260 D* gelangen von pin 14 zur Treiberstufe VT2, an deren Emitter über *R18* VT1 angekoppelt ist. *R14* ist so einzustellen, daß VT2 und VT1 beim größten zu erwartenden Kollektorstrom von VT1 sicher durchgesteuert werden. *C2* erfüllt die Funktion eines «Speed-up»-Kondensators [5]. Die Größe von *R18* hängt

vom Stromverstärkungsfaktor und dem maximalen Kollektorstrom von VT1 ab. In Reihe mit dem Motor M1 sind eine Drossel L1 und der Widerstand R19 geschaltet. Die Freilaufdiode VD2 verhindert Abschaltspannungsspitzen an den Abschaltflanken der Impulse über den Motor und die Drossel. R19 begrenzt den Kollektorstrom im Kurzschlußfall, der an Modellbahngleisen z. B. leicht auftreten kann. Der Kurzschlußstrom errechnet sich überschlägig zu

$$I_{K(VT1)} \approx \frac{U_S - U_{CEsat}}{R19 + R20}.$$

Für VT ist ein Typ zu wählen, der diesen Strom zumindest kurzzeitig verträgt, bis die Strombegrenzung des B 260 D über pin 11 anspricht. Das bedeutet, daß der in den Datenblättern angegebene Spitzenstrom I_{CM} nicht überschritten wird: $I_{CM(VT1)} \geq I_{K(VT1)}$. Sicherer ist es, der Dimensionierung einen möglichen Dauerkurzschluß zugrunde zu legen. Der Kurzschlußstrom wird dann spätestens durch das Ansprechen der Sicherung F1 unterbrochen. Für die Dimensionierung gilt dann: $I_{C(VT1)} \geq I_{K(VT1)}$. Für einige Transistortypen und Betriebsspannungsgrößen wurden Mindestwerte für R19 errechnet.

Transistortyp	U_S in V	I_C in A	R19 in Ω
SD 337, SD 339	12	1,5	$\geq 7,5$
SD 347, SD 349	20	3,0	$\geq 6,1$
KU 606, KU 607	25	10,0	$\geq 2,7$
SU 186	30	15,0	$\geq 2,2$
KD 502, KD 503	30	20,0	$\geq 1,5$

Die errechneten Werte für R19 stellen Mindestgrößen dar. Es ist z. B. nicht vorstellbar, daß ein Kurzschlußstrom von 20 A über Modellbahngleise fließt. Im Interesse eines möglichst kleinen Kurzschlußstroms sollte R19 so groß wie möglich gewählt werden. Dabei ist zu berücksichtigen, daß an R19 und VT1 erhebliche Verlustleistungen auftreten, die Belastbarkeit von R19 entsprechend hoch und das Kühlblech ausreichend groß gewählt werden müssen.

Die Drossel L1, die auch den Kurzschlußstrom zeitweilig vertragen muß, verlangsamt den Stromanstieg an den Einschaltflanken und wirkt besonders im Kurzschlußfall als Einschaltentlastung. Zur Ausschaltentlastung wird ein SOAR-Glied nach [5] R21/C3/VD3 am Kollektor von VT1 angeschlossen, was bei den niedrigen Betriebsspannungen nicht unbedingt erforderlich ist, die Schaltung aber sicherer macht. Aus dem gleichen Grund sollten für VT1 auch nur Transistoren verwendet werden, die eine Sperrspannung von mindestens 60 V vertragen. Der Widerstand R20 ist so zu dimensionieren, daß an ihm bei Überlastung des Motors (nicht erst bei Kurzschluß) eine Spannung von mindestens 0,8 V abfällt. Mit R10 einstellbar, wird diese dem Überlasteingang (pin 11) des B 260 D zugeführt, an dem je nach Höhe der Spannung die Impulse 1malig oder länger wirksam gesperrt werden [1], [2], [3].

Im vorliegenden Beitrag wurden einige Anwendungsmöglichkeiten des Schaltnetzteil-Ansteuerschaltkreises *B 260 D* beschrieben, die über seinen vorgegebenen Einsatzbereich hinausgehen. Damit ist der Fragenkomplex keineswegs erschöpfend erfaßt. Denkbar sind Erweiterungen der vorliegenden, relativ einfachen Schaltungen wie auch grundsätzlich neue Anwendungsbereiche.

Literatur

- [1] H. Krüger, Integrierte Schaltnetzteilansteuerschaltung B 260 D und ihre Einsatzmöglichkeiten. *radio fernsehen elektronik* 31 (1982) Heft 2, Seite 71 bis 75.
- [2] D. Müller, Schaltnetzteile – Schaltregler mit Impulsdauermodulator. *Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1986*, Seite 259 bis 273. Berlin 1985.
- [3] W. Schuster, IS B260 in geschalteten Stromversorgungen. *radio fernsehen elektronik* 29 (1982) Heft 2, Seite 75 bis 79.
- [4] H. Jungnickel, Moderne Stromversorgungstechnik. (Fortsetzungsreihe) *radio fernsehen elektronik* 29 (1982) Heft 3, Seite 166, Heft 4, Seite 231 bis 234.
- [5] D. Müller, Schaltnetzteile ohne Netztransformator. *Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1986*, Seite 174 bis 193, Berlin 1985.

Zu einigen Problemen beim Einsatz elektronischer Kontrollschaltungen in Kraftfahrzeugen

Ing. Dietrich Müller

In [1] wurden elektronische Schaltungen zur Kontrolle des Batterie-Ladestroms und der Bordspannung in Kraftfahrzeugen beschrieben. Im vorliegenden Beitrag werden Hinweise gegeben, die helfen sollen, in der Praxis einen sicheren und störungsfreien Betrieb zu gewährleisten. Die Schaltungen wurden optimiert, die Stromlaufpläne durch das Einzeichnen der Entstörmittel komplettiert und vorhandene Druckfehler korrigiert. Betriebserfahrungen und Leserzuschriften wurden dazu mit ausgewertet.

Störspannungen in Kfz-Anlagen

In elektrischen Anlagen von Kraftfahrzeugen treten Störspannungen verschiedenster Art auf. In der Zündanlage entstehen Spannungsspitzen, die sich über das gesamte Bordnetz ausbreiten können. Andere Störungen entstehen besonders durch periodische Zu- und Abschaltungen größerer Lastströme, z. B. beim Blinklicht [3]. Zusätzlich treten in Anlagen, die durch Lichtmaschinen mit elektromagnetischem (schaltendem) Regler gespeist werden, Störspannungen im Rhythmus des Reglerschalters (Bild 2a) auf. Das trifft auf alle Gleichstromlichtmaschinen, darunter alle 6-V-Generatoren, und ältere Drehstromgeneratoren (nur 12 V) zu. Moderne Drehstromgeneratoren mit elektronischem Regler, wie sie in neueren PKW-Typen, so auch im 12-V-*Trabant* zu finden sind, haben direkt am Generator angebrachte elektronische Regler, die weniger Störspannungen verursachen. Durch Anwendung geeigneter Siebmittel müssen die Störspannungen von elektronischen Schaltungen ferngehalten werden.

Schaltungen zur Spannungskontrolle

Bild 1 zeigt eine gegenüber [1] etwas veränderte Kontrollschaltung für eine Bordspannung von 6 V. Bei eingeschalteter Zündung gelangt die Spannung von der Klemme 15 über die Sicherung F1 zum Anschluß X1 (Lötöse) der strichpunktirt umrahmten dargestellten Schaltung. F1 soll eine möglichst kleine Nennstromstärke aufweisen, denkbar wäre der 1,6-A-Typ, der auch dem Autoradio des *Trabants* vorgeschaltet ist. Mit L1 und C1 werden die

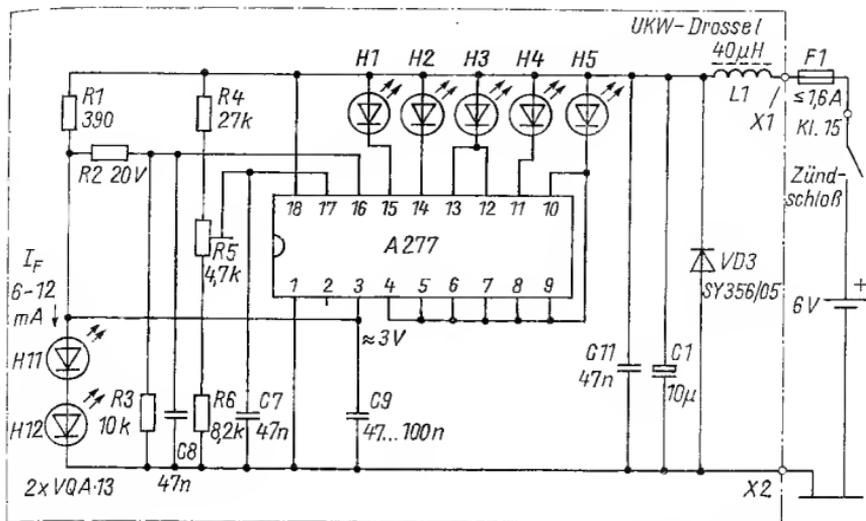
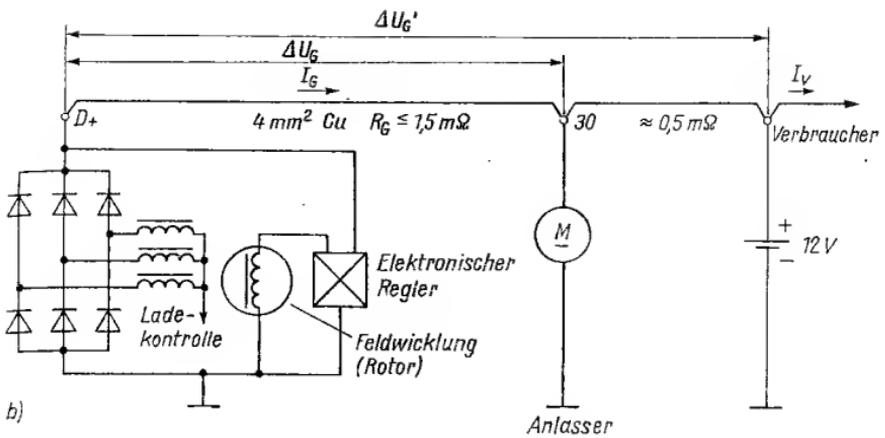


Bild 1 Schaltung zur Kontrolle der Bordspannung einer 6-V-Kfz-Anlage mit LED-Punktanzeige

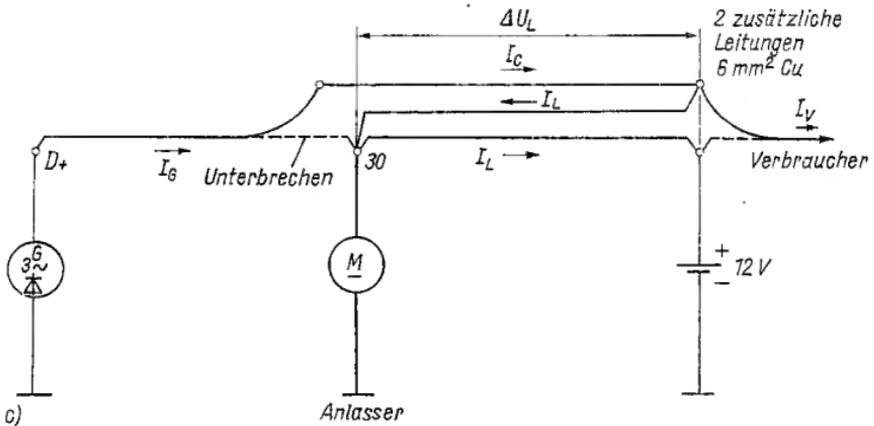
größten Störspannungen ferngehalten. Der Elektrolytkondensator C1 vermindert niederfrequente Störspannungen; hochfrequente Spannungsspitzen werden durch einen parallel zu C1 geschalteten und dicht neben den Anschlüssen pin 1 und pin 18 des A 277 D angelöteten Foliekondensator C11 von 47 bis 100 nF unterdrückt. In gleicher Weise beschaltet man pin 3, pin 16 und pin 17 mit C7 und C9. Gegebenenfalls sind diese Kapazitäten durch Parallelschaltung weiterer Kondensatoren zu vergrößern. Die in Sperrrichtung angeschlossene (schnelle) Diode VD3 soll negative Spannungsspitzen kurzschließen. Die stabilisierte Referenzspannung von etwa 3 V wird an 2 in Reihe geschalteten LED, H11 und H12 (VQA 13), an Stelle von VD2 bis VD4 der Schaltung nach [1], gewonnen. Die an einer stromdurchflossenen LED abfallende Spannung U_F ist bei kleinen Strömen (≤ 10 mA) weitgehend unabhängig vom durchfließenden Strom [2]. Die dabei erzielte Spannungsstabilisierung erreicht nicht die von Z-Dioden, ist aber weit besser als bei den in Durchlaßrichtung betriebenen Si-Dioden [1]. Mit $R1 = 390 \Omega$ ergibt sich je nach Höhe der Spannung ein Diodenstrom I_F von 6 bis 12 mA. Werden H11 und H12 sichtbar angeordnet, zeigen sie im eingeschalteten Zustand die Betriebsbereitschaft der Schaltung an.

Stromkontrollschaltungen für Kfz-Anlagen mit Gleichstromlichtmaschine

In Bild 2a ist der Schaltungsteil Lichtmaschine – Spannungsregler – Batterie und Anlasser einer Kfz-Anlage mit Gleichstromgenerator stark vereinfacht dargestellt. Von der Klemme D+ der Lichtmaschine führt ein Kabel



2b Schaltung einer Anlage mit Drehstromgenerator, eingezeichnet sind die Anschlußpunkte zur Messung des Generatorstroms I_G



2c Schaltung einer Anlage mit Drehstromgenerator mit 2 zusätzlichen Leitungen zur Gewinnung der Signalspannung ΔU_L für die Messung des Ladestroms I_L

des Anlassers oder auch dem Pluspol der Batterie ist ein Maß für den Ladestrom. Das entsprechende Kabel hat beim *Trabant* einen Widerstand von etwa 2,5 mΩ. Greift man die Spannung direkt an der Batterie ab, kommen noch etwa 0,5 mΩ hinzu. Der Dauerladestrom einer Batterie soll 10% ihres Kapazitätswerts nicht überschreiten; kurzzeitige höhere Werte bei stark entladener Batterie sind zulässig. Die Schaltung (Bild 3) sollte so ausgelegt werden, daß sämtliche LED aufleuchten, wenn der Ladestrom das 2- bis 3fache des zulässigen Dauerstroms erreicht hat. Bei einer 6-V-/84-Ah-Bat-

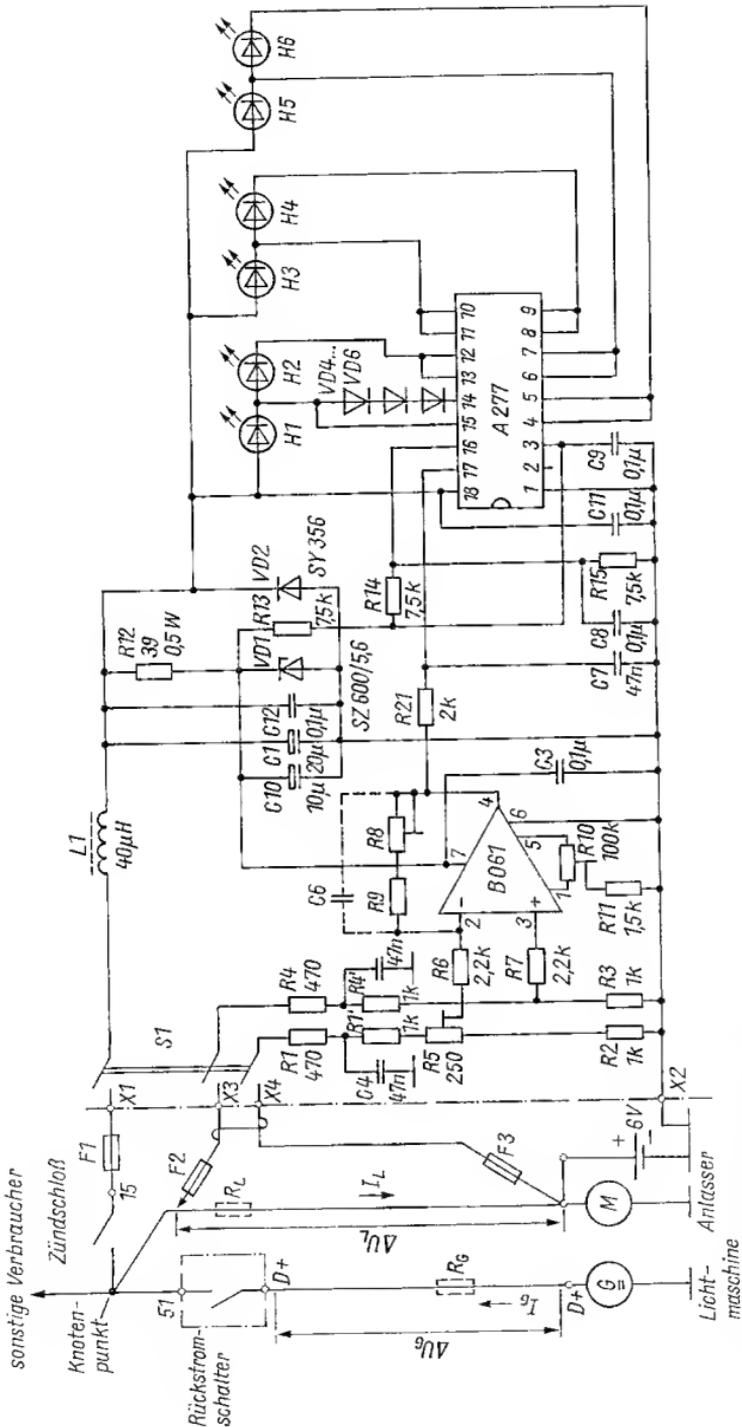


Bild 3 Schaltung zur Kontrolle des Batterie-Ladestroms I_L für eine 6-V-Kz-Anlage mit LED-Bandanzeige. Hinweise für den Einsatz zur Messung des Generatorstroms I_G sind aus dem Text, fehlende Angaben zur Dimensionierung aus Tabelle 1 zu ershen

Tabelle i Kenndaten der Stromkontrollschaltung für 6-V-Kfz-Anlagen für die Meßbereiche 12 bis 60 A (entsprechend Bild 3)

Meßbereich in A	ΔU_L in mV oder ΔU_G in mV	U_{23} in mV	Verstärkung des OPV	$R8 + R9$ in k Ω	$R8$ in k Ω (Potentio- meter)	$R9$ in k Ω (Festwider- stand)	Anwendung	Leuchtfarben der LED grün gelb rot
12	30	12	150	420	250	270	Ladestromes- sung I_L	H1-H3 H4-H5 H6
18	45	18	100	280	100	220		H1, H2 H3, H4 H5, H6
24	60	24	75	210	100	150		H1-H3 H4, H5 H6
42	105	42	43	120	50	1,00	Generatorstrom- messung I_G	H1, H2 H3, H4 H5, H6
48	120	48	38	105	50	75		H1-H4 H5 H6
60	150	60	30	85	50	68		H1-H3 H4, H5 H6

terie ergibt sich dann ein Meßbereich bis 16,7 bzw. 24 A, bei einer 56-Ah-Batterie bis 11,2 bzw. 16,8 A. Da bei der Schaltung für 6 V (Bild 3) nur 6 LED zur Verfügung stehen, sollte die Meßbereichsgrenze ein Vielfaches von 6 sein. Denkbar sind 6 Stufen zu 2 A, 3 A oder 4 A. Das ergibt Meßbereichsgrenzen von 12, 18 oder 24 A. Wegen der bei 6-V-Betrieb sehr kleinen Anzahl von nur 6 Anzeigeelementen, muß der Meßbereich der Batteriegröße angepaßt sein. Leuchten z. B. im 18-A-Bereich H1 und H2, entspricht das einem Ladestrom von etwa 6 A, etwa dem zulässigen Dauerladestrom der 56-Ah-Batterie. Im 12-A-Bereich sind für die Anzeige 3 LED, H1 ... H3 vorgesehen, die wiederum im 18-A-Bereich einen Strom von etwa 9 A signalisieren, den zulässigen Dauerladestrom der 84-Ah-Batterie usw. Für diesen zulässigen Bereich sollten grünleuchtende LED eingesetzt werden (VQA 23, VQA 25, VQA 26 usw.), für die beiden nachfolgenden gelbe (VQA 33, VQA 35, VQA 36 usw.). Sie kennzeichnen einen Bereich, der kurzzeitig erreicht werden darf. Rotleuchtende Typen (VQA 13, VQA 15, VQA 16, usw.) zeigen unzulässig hohe Ladeströme an. In Tabelle 1 sind u. a einige mögliche Bestückungsvarianten der Schaltung nach Bild 3 mit LED der unterschiedlichen Leuchtfarben bei verschiedenen Bereichen angegeben.

Wegen der niedrigen Betriebsspannung müssen die in der Schaltung (Bild 3) eingesetzten LED eine möglichst kleine Flußspannung U_F aufweisen, die 2V nicht wesentlich übersteigt. Bei den meisten rotleuchtenden Typen ist das der Fall, bei der VQA 13 mit Sicherheit. Die grün- und gelbleuchtenden können mit einer einfachen Testschaltung (Bild 4) geprüft und ausgesucht werden. Ungünstigstenfalls müssen für alle Anzeigen die roten VQA 13 verwendet werden.

Soll die Schaltung (Bild 3) zur Messung des gesamten von der Lichtmaschine gelieferten Stromes I_G eingesetzt werden, wird der Spannungsabfall ΔU_G über dem Kabel zwischen den Klemmen D+ der Lichtmaschine und D+ des Reglers (beim *Trabant* 6 mm², grün) ausgenutzt (Bild 2a). Der Widerstand dieses Kabels ist meist noch etwas größer als der des «Ladestromkabels». Bei einem zulässigen Dauerstrom des 6-V-Generators von etwa 36 A bietet sich ein Meßbereich von 42, 48 oder 60 A an.

Die Schaltung Bild 3 wurde gegenüber [1] geringfügig geändert, hauptsächlich durch die mit eingezeichneten Entstörelemente und die für das bessere Verständnis erforderlichen Teile der Kfz-Anlage. Die Betriebsspannung des *B 061 D* wurde auf etwa 5,6 V heraufgesetzt, wodurch die Bedingungen des zulässigen Eingangsspannungsbereichs besser eingehalten wer-

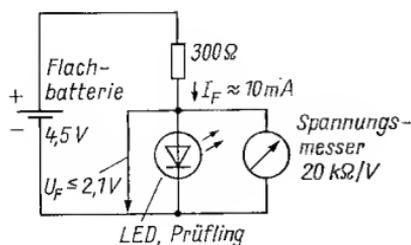


Bild 4
Testschaltung zur Kontrolle der Flußspannung U_F von LED

den. Für VD1 ist dann eine Leistungs-Z-Diode *SZ 600/5,6* erforderlich. Die Eingangsspannungsteiler $R_1, R_1' \dots R_4, R_4'$ wurden der geänderten Betriebsspannung angepaßt.

Das Meßsignal ΔU_L gelangt zum Eingang der Kontrollschaltung X3 und X4 durch 2 verdrehte Leitungen. Diese sind einmal am Pluspol des Anlassers oder der Batterie und zum anderen am «Ladestromkabel» in der Nähe des «Knotenpunktes» über die Sicherungen F2 und F3, mit sehr kleinem Nennwert, angeschlossen. Über S1 werden sowohl die Versorgungsspannung eingeschaltet als auch das Meßsignal mit den Eingangsteilern verbunden. Bei geöffnetem Schalter S1 wird dadurch ein dauernder Strom durch die Eingangsteiler vermieden. Aus Gründen der Kontaktsicherheit sollten mindestens jeweils 2 Kontakte parallelgeschaltet werden.

An Stelle von F2 und F3 können auch die Teilerwiderstände direkt am Ladestromkabel angebracht werden. Sie entfallen dann auf der Leiterplatte und sind durch Drahtbrücken zu ersetzen. Bei einem Kurzschluß «hinter» diesen Widerständen könnten jeweils nur etwa 10 mA fließen. Dagegen stellen die Anschlußstellen am Ladestromkabel, gleich ob von F2 und F3 oder R_1 und R_4 , Gefahrenquellen dar, wenn diese nicht sorgfältig ausgeführt (geklemmt, besser gelötet) und gut isoliert sind.

Der Meßbereich wird danach ausgelegt, ob der gesamte Generatorstrom I_G oder nur der Ladestrom I_L kontrolliert werden soll, wobei dann noch die Größe der Batterie von Interesse ist. Die erforderliche Verstärkung des OPV und damit die Größe von $R_8 + R_9$ hängen direkt davon ab. Einige wichtige Kenndaten der Schaltung (Bild 3) für die Meßbereiche von 12 A bis 48 A sind in Tabelle 1 zusammengestellt. Ihnen wurde ein Leitungswiderstand R_L von 2,5 m Ω zugrunde gelegt. Größere Leitungswiderstände erfordern eine kleinere Verstärkung und kleinere Werte für $R_8 + R_9$ und umgekehrt.

Bei der Inbetriebnahme und dem Abgleich sind die in [1] gegebenen Hinweise zu beachten. Mit der dort angegebenen Hilfsschaltung wird vorabgeglichen. Im eingebauten Zustand überprüft man die Schaltung mit einem Strommesser. Zur Kontrolle des Ladestroms schaltet man den Strommesser entweder zwischen «Ladestromkabel» und Anlasserklemme oder beim Vorhandensein eines Batterie Hauptschalters parallel zu diesen (Bild 2a). Vor dem Anlassen des Motors wird der Schalter geschlossen und der Strommesser auf diese Weise überbrückt. Läuft der Motor, wird der Schalter geöffnet, und der Ladestrom fließt durch das Instrument. Schaltet man das Instrument in Reihe mit der Ladestromleitung, kann es ebenfalls nicht vom Anlasserstrom durchflossen und beschädigt werden.

Zur Prüfung des Generatorstroms wird der Strommesser zwischen die Klemme D+ der Lichtmaschine und das Kabel zum Regler geschaltet. Die Zuleitungen zum Meßeingang (F2 und F3) müssen dabei entsprechend Bild 2a so angeschlossen sein, daß der Spannungsabfall ΔU_L über dem Meßwerk von der Kontrollschaltung nicht mit gemessen wird. Die Verstärkung des OPV ist dann mit R_8 so zu korrigieren, daß gerade so viele LED leuchten, wie dem an Instrument angezeigten Lade- bzw. Generatorstrom entsprechen.

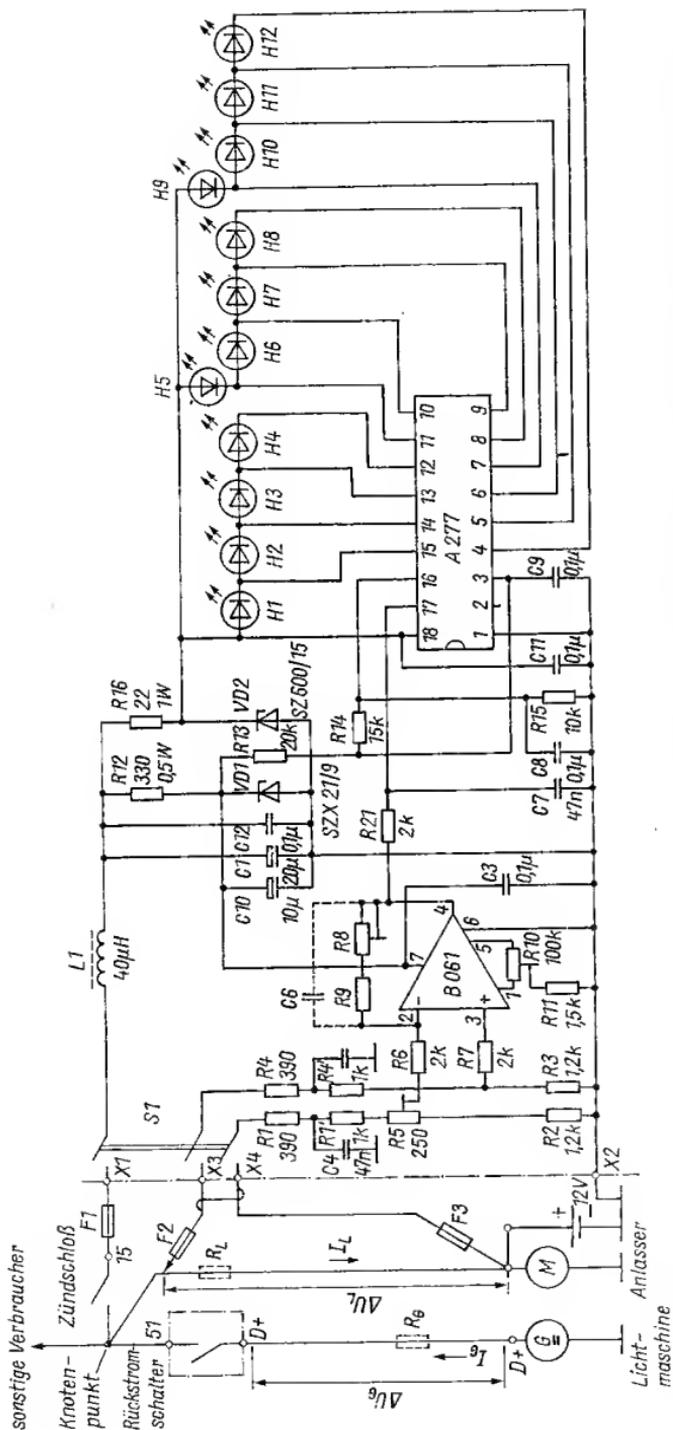
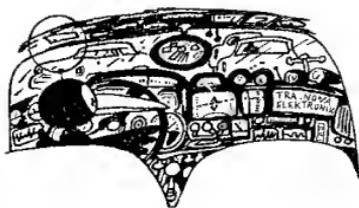


Bild 5 Schaltung zur Kontrolle des Batterie-Ladestroms I_L bei einer 12-V-Kfz-Anlage mit Gleichstromgenerator mit I.E.D.-Bandanzeige. Hinweise für den Einsatz der Schaltung in Anlagen mit Drehstromgenerator und zur Messung des Generatorstroms I_g sind aus dem Text, fehlende Angaben zur Dimensionierung aus Tabelle 2 zu entnehmen

Tabelle 2 Kenndaten der Stromkontrollschaltung für 12-V-Kfz-Anlagen für die Meßbereiche 12 bis 96 A (entsprechend Bild 5)

Meßbereich in A	$\Delta U_L \Delta U_G$ in mV R_G, R_G 24 m Ω	$U_{2,3}$ in mV	Verstärkung $R8 + R9$ des OPV (etwa)	$R8 + R9$ in k Ω	$R8$ in k Ω (Potentio- meter)	$R9$ in k Ω (Festwider- stand)	Anwendung	Leuchtfarben der LED grün gelb rot
12	48	16	200	570	250	430	Messung des Ladestroms I_L	H1-H4 H5-H8 H9-H12
18	72	24	125	340	250	240		40-Ah- Batterie
24	96	32	100	280	100	240	Messung des Ge- neratorstroms I_G , Gleichstromgene- rator	H1-H4 H5-H8 H9-H12
30	120	40	75	210	100	150		56-Ah- Batterie
36	144	48	63	180	100	150		H1-H7 H8-H10 H11, H12
48	U_G in mV $R_G = 1,5$ m Ω	72	125	340	250	240	Messung des Ge- neratorstroms I_G , Drehstromgenera- tor	H1-H10 H11 H12
60		90	100	280	100	240		H1-H8 H9, H10 H11, H12
72	118	39	75	210	100	150		H1-H6 H7-H9 H10-H12
96	144	48	63	180	100	150		H1-H5 H6-H9 H10-H12



Stromkontrollschaltung für Kfz-Anlagen mit einer Betriebsspannung von 12 V

Bild 5 zeigt eine Schaltung zur Kontrolle des Ladestroms für eine 12-V-Anlage mit Gleichstromgenerator entsprechend [1]. In Anlagen mit Drehstromgenerator läßt sie sich dann einsetzen, wenn ein Kabel vorhanden ist, durch das nur der Batteriestrom fließt. Nach [4] ist zumindest bei einigen Lada-Typen ein solches Kabel zwischen Batterie und Sicherungskasten zu finden. In jedem Fall aber läßt sich der gesamte Generatorstrom I_G kontrollieren.

Für die im PKW vorwiegend verwendeten Batterien von 38 bis 56 Ah liegt der zulässige Dauerladestrom zwischen 3,8 und 5,6 A. Bei einem Meßbereich von 12 A bedeutet jede aufleuchtende LED eine Stromzunahme von 1 A. Der zulässige Dauerstrom wird somit bei Batterien von 38 bis 44 Ah durch 4, bei den 56-Ah-Batterien durch 6 grünleuchtende LED angezeigt. Bei einer Betriebsspannung von 12 V können LED mit beliebig großer Flußspannung U_F eingesetzt werden. Die Anzahl der Anzeigeelemente ist doppelt so groß wie bei der 6-V-Ausführung. Der Meßbereich von 12 A kann in den vorliegenden Grenzen (38 bis 56 Ah), unabhängig von der Batteriegröße, beibehalten bleiben; unterschiedlich ist nur die Anzahl der entsprechend den einzelnen Leuchtfarben verschiedenen LED. Tabelle 2 enthält für eine Auswahl von Meßbereichen einen Vorschlag zur Bestückung der Schaltung mit grün-, gelb- und rotleuchtenden LED. Die «Ladestromkabel» in 12-V-Anlagen mit Gleichstromgeneratoren haben bei einem Querschnitt von 4 mm^2 und einer Länge von etwa 1 m einen Widerstand von etwa $4 \text{ m}\Omega$. Ein Ladestrom I_L von 12 A erzeugt daran einen Spannungsabfall ΔU_L von 48 mV. Der OPV muß dann eine Verstärkung von etwa 200fach aufweisen [1], $R_8 + R_9$ einen Wert von etwa $750 \text{ k}\Omega$. Bei größerem Leitungswiderstand wird auch ΔU_L größer, weshalb die Verstärkung verringert werden kann. Aus Tabelle 2 sind Angaben zur Dimensionierung der Schaltung für andere Bereiche zu ersehen.

Da in Anlagen mit Drehstromgeneratoren prinzipiell die gleichen Batterien verwendet werden wie in Gleichstromanlagen, ergeben sich auch gleich große Ladeströme.

Soll mit der vorliegenden Schaltung der von einem Gleichstromgenerator gelieferte Strom I_G gemessen werden, ist wie bei der 6-V-Variante die Meßleitung mit F2 und der Generatorklemme D+ sowie mit F3 und der Klemme D+ des Reglers zu verbinden (Bild 2a). Bei einem zulässigen Dauerstrom der 12-V-Gleichstromgeneratoren von etwa 18 A bieten sich die Be-

reiche 24, 30, oder 36 A an. Jede LED bedeutet dann eine Stromänderung um 2, 2,5 oder 3 A, wobei der Bereich bis 18 A durch grünleuchtende LED gekennzeichnet wird (Tabelle 2).

Soll der von Drehstromgeneratoren gelieferte Strom I_G gemessen werden, ist die Meßleitung mit F2 am Pluspol des Generators und die mit F3 am Anlasser anzuschließen (Bild 2b). Das Kabel zwischen Generator und Anlasser ist relativ kurz, der Leitungswiderstand R_G beträgt höchstens 1,5 m Ω . Bei einer Nennleistung von etwa 500 W liefern Drehstromgeneratoren einen Dauerstrom von mehr als 40 A. Dafür bietet sich ein Bereich von 12 Stufen zu 5 A = 60 A an. Denkbar sind auch die Bereiche 48, 72 und 96 A. Aus Tabelle 2 sind die entsprechenden Daten für die Schaltung wie auch Hinweise zur «Farbgestaltung» der LED zu ersehen. In der Spalte $U_{2/3}$ findet der Leser die nach der Teilung von ΔU_L bzw. ΔU_G durch die Eingangsspannungsteiler $R_1 \dots R_4$ an den Eingängen pin 2 und pin 3 des OPV tatsächlich vorhandene (Gegentakt-) Eingangsspannung. Das gilt auch für Tabelle 1. Aufbau und Inbetriebnahme geschehen sinngemäß wie bei der 6-V-Variante. Bei der Messung des Generatorstroms I_G von Drehstromgeneratoren kann es wegen des kleinen Leitungswiderstands von Vorteil sein, auch den Spannungsabfall über dem Batteriekabel zu nutzen. Zwischen den Pluspolen von Generator und Batterie steht dann die etwas größere Meßspannung ΔU_G zur Verfügung (Bild 2b). Dieses Verfahren hat den Nachteil, daß das Kabel, über dem der Spannungsabfall ΔU_G gemessen wird, aus 2 Teilen besteht, die durch die Klemme am Anlasser verbunden sind. Übergangswiderstände oder Kontaktunsicherheiten an dieser Stelle führen mindestens zu Fehlmessungen; es würde ein zu großer Strom angezeigt oder zum völligen Ausfall führen. Generell ist zu beachten, daß der Spannungsabfall, gleich ob ΔU_L oder ΔU_G , immer über einer Leitung gemessen wird, innerhalb der sich keine Klemme befindet. Die Meßleitungen mit F2 und F3 sollte man, wenn sie an den Enden eines Kabels angeschlossen werden, am Kabel mit anlöten, nicht aber mit diesem gemeinsam z. B. am Anschlußbolzen des Anlassers anklennen.

Literatur

- [1] D. Müller, Elektronische Kfz-Kontrollgeräte mit LED-Anzeige. Elektronisches Jahrbuch 1988, Seite 219 bis 234, Berlin 1987.
- [2] D. Müller, Ungewöhnliche Anwendungen des Schaltnetzteil-Ansteuerschaltkreises B 260 D. Elektronisches Jahrbuch 1990, Seite 217, Berlin 1989.
- [3] K.-H. Schubert, Bastlerbausatz 24 aus dem HFO – Bordspannungskontrolle 12 V. FUNKAMATEUR 37 (1988) Heft 10, Seite 486/487.
- [4] M. Rentzsch, Kfz-Elektronik – Kontrolle des Ladestromes. Schaltungssammlung, 4. Lieferung 1986, Blatt 8.2, Berlin 1986.

Stromversorgung mit Solarzellen

In der UdSSR wird der MW-Taschenempfänger *Amfiton-Mikro* im Handel angeboten, der eine interessante Stromversorgung enthält. Die Empfängerschaltung arbeitet mit 1 integrierten Schaltkreis (*K 273 x A2*), der HF-Verstärker, Detektor und NF-Vorverstärker realisiert, zusätzlich ist eine Transistor-NF-Endstufe für Ohrhörerbetrieb vorhanden. Bild 1 zeigt die Stromversorgung (2,5 V/3 mA). Sie besteht aus 2 Miniatur-Akkumulatoren (GB2), die über die Solarzellen (GB1) ständig nachgeladen werden. Die Stabilisierungsschaltung mit VT1/VT2 bewirkt, daß die Akkumulatoren nicht überladen werden. Mit der Diode VD1 wird verhindert, daß die Akkumulatoren über die Solarzellen entladen werden. Als Bauelemente eignen sich: VT1 – *KT 361 B/SC 307*, VT2 – *KT 315 B/SC 236*, VD1 – *KD 521 A/SKY 30*.

Wer mit dieser Schaltung experimentieren möchte, kann an Stelle der Solarzellen GB1 auch eine Reihenschaltung mit Fotowiderständen, Fotodioden oder Fotoelementen einsetzen.

Universeller Oszillator

Die Gestaltung von Oszillatorschaltungen vereinfacht sich, wenn man die Dimensionierung der Rückkopplungsverhältnisse nicht über eine entsprechende Dimensionierung der Schwingkreisbauelemente (induktive oder kapazitive Spannungsteilung) vornehmen muß. Bild 2 zeigt das Prinzip der vorgestellten Oszillatorschaltung. Eingesetzt werden 2 Feldeffekttransistoren VT1/VT2 (*BF 245 C*), wobei VT1 als Rückkopplung und VT2 als Ver-

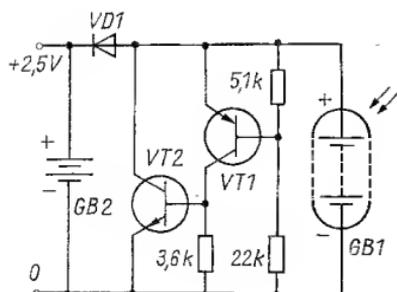


Bild 1
Stromversorgung mit Nachladung über
Solarzellen [1]

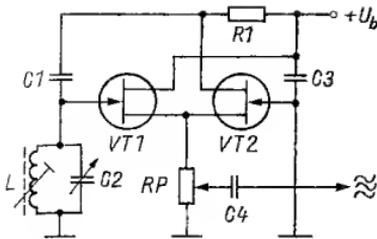


Bild 2
Prinzip des Universaloszillators [2]

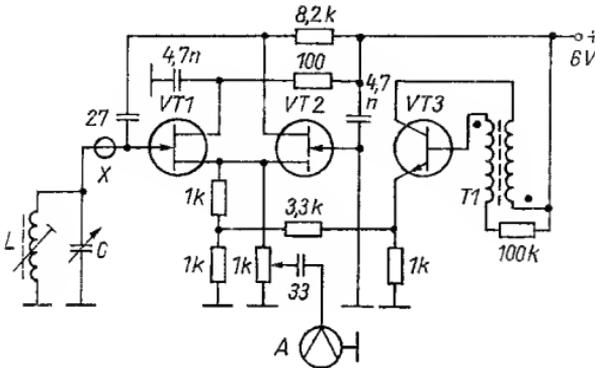


Bild 3
Stromlaufplan für einen
HF-Prüfgenerator

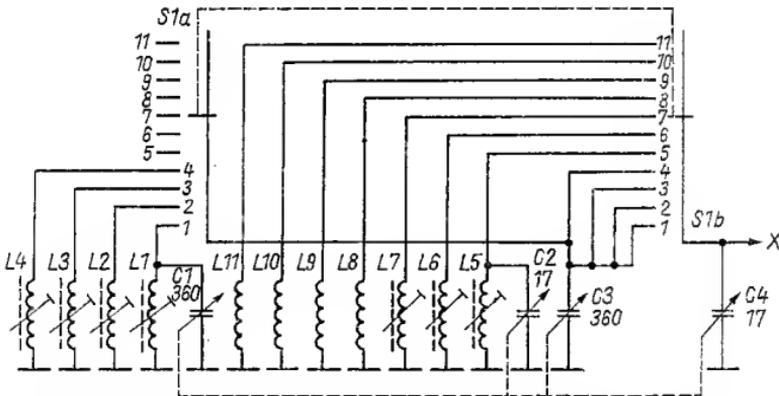


Bild 4 Schwingkreisteil für den HF-Prüfgenerator, Frequenzbereich 100 kHz bis 110 MHz

stärker wirken. Über die Source-Elektroden werden die erzeugten Schwingungen ausgekoppelt, deren Frequenz vom Schwingkreis $L/C2$ bestimmt wird.

Bild 3 und Bild 4 zeigen den Stromlaufplan für einen HF-Prüfgenerator. Den elektronischen Teil der Prüfgeneratorschaltung enthält Bild 3, wobei VT3 eine Modulationsfrequenz von etwa 600 Hz bereitstellt, mit der das HF-Signal moduliert wird ($R3/R4$). Für VT3 (BC 328) eignet sich der Transistor SC 236. Für den Modulatorübertrager T1 wurden leider keine Werte

Tabelle Spulendaten zu Bild 4

Spule	Frequenzbereich	Wdg.	Drahtdurchmesser in mm	Bemerkung
L1	100...400 kHz	600	0,10	mehrlagig
L2	390...1300 kHz	190	0,15	mehrlagig
L3	1,2...4,5 MHz	50	0,15	mehrlagig
L4	4,2...16 MHz	24	0,20	mehrlagig
L5	15...23 MHz	18	0,20	1lagig
L6	23...30 MHz	12	0,35	1lagig
L7	30...39 MHz	9	0,35	1lagig
L8	38...50 MHz	20	0,7	Lichtspule
L9	46...62 MHz	13	0,7	Lichtspule
L10	59...90 MHz	8	0,7	Luftspule
L11	88...110 MHz	4	0,7	Luftspule

eingetragen, eignen dürfte sich ein Treiberübertrager aus einem alten Transistor-Taschenempfänger. Am Schaltungspunkt «X» wird der in Bild 4 gezeigte Schwingkreisteil angeschlossen. Mit den 11 Frequenzbereichen erzeugt der HF-Prüfgenerator HF-Signale von 100 kHz bis 110 MHz, so daß er zum Abgleich von Rundfunkempfängern gut geeignet ist. In der Tabelle werden die Spulendaten der Originalarbeit angegeben. Für L1 bis L7 wird ein Spulenkörper 7,5 mm mit HF-Abgleichkern verwendet, L8 bis L11 sind Luftspulen mit 5 mm Durchmesser. Die vorgestellte Oszillatorschaltung eignet sich auch als Empfängeroszillator bis in den UKW-Bereich.

Einfaches FET-Voltmeter

Hochohmige Voltmeter haben den Vorteil, daß man die Belastung des Meßobjekts nicht berücksichtigen muß. Realisieren läßt sich ein einfaches hochohmiges Voltmeter mit einem Feldeffekttransistor. Bild 5 zeigt dafür

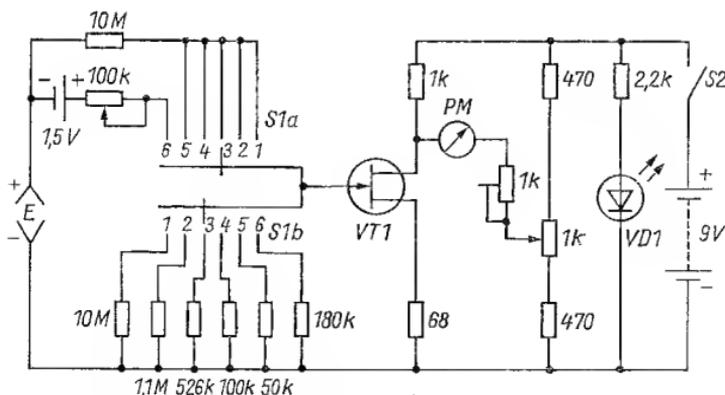


Bild 5 Stromlaufplan für ein einfaches FET-Voltmeter [3]

einen Stromlaufplan. Vorhanden sind die Gleichspannungs-Meßbereiche 1 bis 1 V, 2 bis 5 V, 3 bis 10 V, 4 bis 50 V und 5 bis 100 V. In Schalterstellung 6 ist außerdem noch ein Widerstands-Meßbereich 0 bis 100 k Ω vorhanden. Mit diesen Meßbereichen ist dieses FET-Voltmeter vor allem für die Halbleiterpraxis des Elektronikamateurs geeignet.

Die Betriebsbereitschaft des FET-Voltmeters zeigt die Leuchtdiode VD1 an (beliebiger Typ). Das Meßwerk PM hat eine Stromempfindlichkeit von 1 mA. Mit dem Potentiometer 1 k Ω stellt man den Nullpunkt ein (bei kurzgeschlossenem Eingang E). Mit dem Einstellwiderstand 1 k Ω wird bei der Eichung des 1-V-Bereichs einmalig der Vollausschlag des Meßwerks justiert. Im Widerstands-Meßbereich wird vor der Messung bei kurzgeschlossenem Eingang E mit dem Potentiometer 100 k Ω der Wert 0 Ω eingestellt. Bei einer Skale mit 100 Skalenteilen verläuft die Widerstandsskale etwa wie folgt:

Skale	k Ω						
100	0	70	1,3	40	4,5	10	27
95	0,2	65	1,6	35	5,6	5	57
90	0,3	60	2,0	30	7,0	3	68
85	0,5	55	2,4	25	9,0	2	100
80	0,7	50	3,0	20	12		
75	1,0	45	3,7	15	17		

Für den Widerstands-Meßbereich ist eine Monozelle 1,5 V erforderlich. Zur Stromversorgung benutzt man eine 9-V-Batterie, die Stromaufnahme beträgt etwa 5 mA. Als FET (VT1) eignet sich der Typ *BF 244 A* o.ä.

Einfache Widerstandsprüfer

In der SVAZARM-Zeitschrift *Amaterske Radio* wurden einfache Widerstandsprüfer vorgestellt, die sich als Leitungsprüfer oder Durchgangsprüfer in der Praxis des Elektronikamateurs einsetzen lassen. Die Anzeige geschieht dabei akustisch (Telefonhörerksel) oder optisch (LED). Mit einem MOS-Schaltkreis ist die Schaltung in Bild 6 bestückt, dadurch lassen sich vor allem hochohmige Widerstände überprüfen. Zum Abgleich

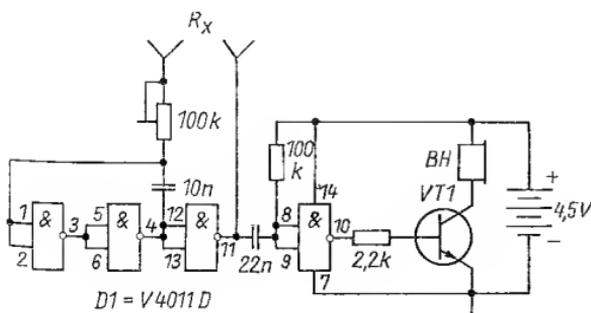


Bild 6
Stromlaufplan für einen
hochohmigen Wider-
standsprüfer [4]

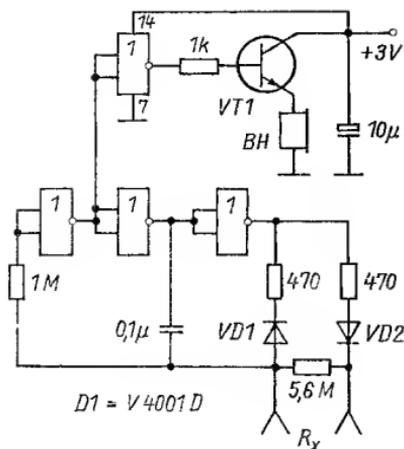


Bild 7
Stromlaufplan für einen universellen
Widerstandsprüfer [5]

wird der R_x -Eingang kurzgeschlossen, und mit dem Einstellwiderstand $100\text{ k}\Omega$ stellt man den höchsten hörbaren Ton ein. Der zu überprüfende Widerstand wird mit dem Einstellwiderstand in Reihe geschaltet. Dadurch erniedrigt sich der vom Multivibrator erzeugte Ton. Je tiefer der NF-Ton, um so hochohmiger der Widerstand. Bei einem Kondensatorwert von 10 nF reicht der Meßbereich bis etwa $100\text{ M}\Omega$. Erhöht man den Kondensatorwert auf 100 nF , lassen sich Widerstandswerte bis $10\text{ M}\Omega$ überprüfen, was für die Praxis meist ausreichend ist. Als Transistor VT1 eignet sich der Typ SF 126. Der Hörer BH ist eine niederohmige Telefonhörerkapsel.

Mit der Schaltung nach Bild 7 lassen sich Widerstände im Bereich $300\text{ }\Omega$ bis etwa $5\text{ M}\Omega$ überprüfen. Dabei bestimmt der Widerstandswert die Dauer des hörbaren NF-Tons von etwa 2 kHz . Die Schaltung kann aber auch zum Überprüfen von Dioden und Transistor-Diodenstrecken (BE/BK) eingesetzt werden. Auch die Funktionsabhängigkeit von Kondensatoren (bis etwa $20\text{ }\mu\text{F}$) läßt sich kontrollieren (VT1 – SF 126, VD1/VD2 – SAY 30). Mit optischer Anzeige arbeitet der einfache Widerstandsprüfer (Durchgangsprüfer) nach Bild 8. Die Leuchtdiode VD1 leuchtet, wenn R_x kleiner als $100\text{ }\Omega$ ist. Bei Widerstandswerten größer $1\text{ k}\Omega$ leuchtet dann VD2. Als Transistor VT1 eignet sich der Typ SC 236, VD1 ist eine rote, VD2 eine grüne Leuchtdiode. Diese einfache Schaltung läßt sich bequem als Sonde aufbauen.

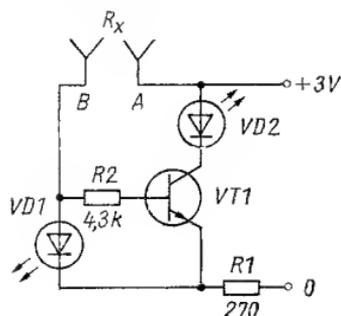


Bild 8
Stromlaufplan für einen einfachen Widerstands-
prüfer mit optischer Anzeige [6]

NF-Verstärker 40 W

In der NF-Schaltungspraxis werden auch Operationsverstärker als Vorverstärker zur Ansteuerung von NF-Endstufen eingesetzt. Bild 9 zeigt dafür ein Beispiel mit dem Operationsverstärker vom Typ 741. Die Betriebsspannungen für A1 werden durch 2 Stabilisatorschaltungen (VT1/VT2, VD1/VD2) mit ± 15 V festgelegt. Die Originalarbeit enthält keine technischen Daten. Bestückt ist die Schaltung mit folgenden Bauelementen: VT1 – BC 211, VT2 – BC 313, VT3 – BD 140, VT4 – BD 139, VT5 – 2 N 3055, VT6 – BDX 18, VD1/VD2 – Z-Diode 15 V.

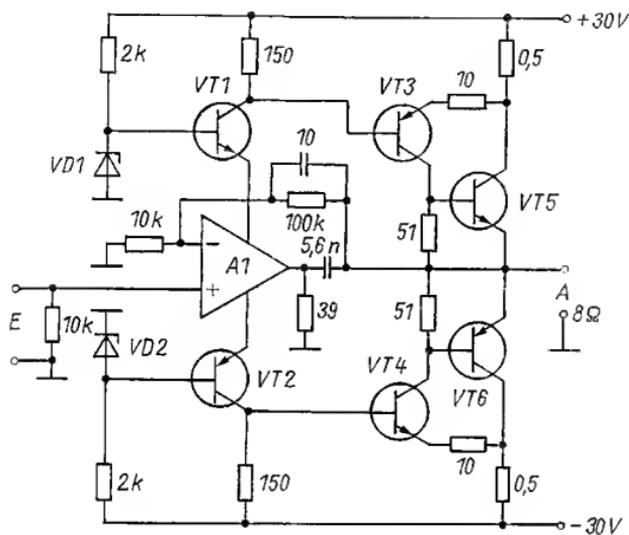


Bild 9
Stromlaufplan für
einen NF-Verstärker
40 W [7]

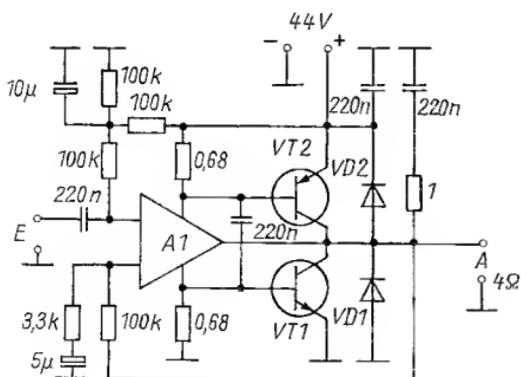


Bild 10
Stromlaufplan für einen NF-
Verstärker 50 W [8]

NF-Verstärker 50 W

Integrierte NF-Leistungsverstärker arbeiten wie Operationsverstärker, wobei sie den Vorteil haben, daß sie stromergiebig für die erforderliche Ansteuerung der Endstufe sind. Bild 10 zeigt ein Beispiel mit dem NF-Schaltkreis *A 2030 V*, der die NF-Endstufe *VT1/VT2* direkt ansteuert. Als Transistoren eignen sich die ČSSR-Typen *VT1 – KD 709*, *VT2 – KD 710*. Die Dioden *VD1/VD2* sind vom Typ *SY 320/0,75*. Zu beachten ist, daß der DDR-Typ des *A 2030 V* nur eine Betriebsspannung von 36 V zuläßt, während es von SGS-Ates den 44-V-Typ *TDA 2030 A* gibt.

Einfaches Musikinstrument

Zur Tonerzeugung für ein einfaches Musikinstrument kann die Multivibratorschaltung nach Bild 11 verwendet werden. *VT1* und *VT3* bilden den Multivibrator, während *VT3* eine einfache Lautsprecher-Endstufe darstellt. Die unterschiedlichen Töne werden mit unterschiedlichen Basisvorwiderständen für *VT1* erreicht. Mit den angegebenen Widerstandswerten werden nachfolgende Töne einer Oktave erzeugt:

<i>S1</i> – 261,6 Hz = <i>c</i> ¹	<i>S5</i> – 392,0 Hz = <i>g</i> ¹
<i>S2</i> – 293,7 Hz = <i>d</i> ¹	<i>S6</i> – 440,0 Hz = <i>a</i> ¹
<i>S3</i> – 329,7 Hz = <i>e</i> ¹	<i>S7</i> – 493,9 Hz = <i>h</i> ¹
<i>S4</i> – 349,2 Hz = <i>f</i> ¹	

Als Transistoren eignen sich für *VT1/VT2* – *SC 236*. Für *VT3* – *SD 335*. Die Leuchtdiode *VD1* zeigt die Betriebsbereitschaft an. Die Ausführung der Schalter *S1* bis *S7* kann beliebig sein. Günstig ist die Realisierung durch Klaviertasten, da das Spielen erleichtert. Der Abgleich der einzelnen NF-Töne wird einfacher, wenn man an Stelle der Festwiderstände entsprechende Einstellwiderstände vorsieht.

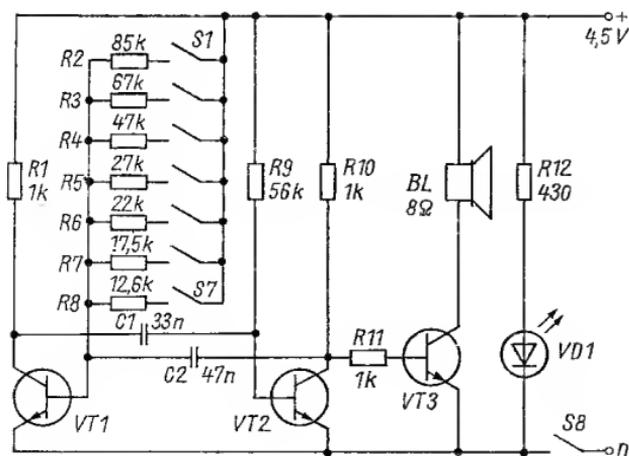


Bild 11
Stromlaufplan des
einfachen Musik-
instruments [9]

Literatur

- [1] W. Stoitschuk/W. Maximtschuk, Radioempfänger «Amfiton-Mikro». RADIO (UdSSR), Heft 4/1988, Seite 54.
- [2] Z. Nowak, Universal-Oszillator mit einfacher Schaltung. Radioelektronik (VR Polen), Heft 6/1988, Seite 11/12.
- [3] ..., Amateurschaltungen. Radiotechnika (VR Ungarn), Heft 8/1988, Seite 390.
- [4] J. Ticha/L. Grygera, MEGATEST – akustischer Widerstandsprüfer. Amaterske Radio (ČSSR), Heft A 10/1988, Seite 371/372.
- [5] J. Belza, Einfaches Prüfgerät. Amaterske Radio (ČSSR), Heft A 10/1988, Seite 372/373.
- [6] A. Sefl, Einfache Widerstandssonde mit optischer Anzeige. Amaterske Radio (ČSSR), Heft A 8/1988, Seite 286.
- [7] A. W., Operationsverstärker in NF-Leistungsverstärkern. Radioelektronik (VR Polen), Heft 3/1988, Seite 2/3.
- [8] J. Barta/V. Memec, Elektronik für HiFi-Klub, Musikensemble und Diskotheken. Amaterske Radio (ČSSR), Heft B 5/1988, Seite 194.
- [9] A. Bialoszewski, Einfaches Musikinstrument. Radioelektronik (VR Polen), Heft 3/1988, Seite 7/8.

Engagiert und eigenverantwortlich Potenzen erschließen

Dipl.-Journ. Harry Radke

Auskünfte über den Radiosportverband der DDR von Eberhard Beyer, Y25CO, Vizepräsident des Radiosportverbandes der DDR

Genosse Beyer, was ist der Radiosportverband der DDR?

Der *Radiosportverband der DDR* – kurz RSV – ist ein Verband der *Gesellschaft für Sport und Technik* und wird tätig auf der Grundlage der Beschlüsse der GST-Kongresse und der Tagung des Zentralvorstandes der GST. Die Satzungen des Verbandes regeln alle inhaltlichen und organisatorischen Fragen seiner Tätigkeit. Der Verband wurde am 22. September 1987 in Berlin während des 1. Verbandstages – das ist das höchste Organ des RSV – gegründet.

Warum war ein solcher Verband nötig geworden?

Zum einen war ein solcher Verband die logische Konsequenz der Entwicklung des Radiosports in der DDR selbst, um den stürmisch gewachsenen Ansprüchen in dieser technischen Wehrsportart besser entsprechen zu können. Ein solcher Verband bietet ja günstige Bedingungen, um zu verwirklichen, was der VIII. Kongreß der GST im Jahre 1987 für den Radiosport festlegte: die Wettkampfdurchführung zu vereinfachen, das Wettkampfangebot zu vergrößern, den Anreiz zum regelmäßigen Übungs- und Trainingsbetrieb zu erhöhen.

Zum anderen hatte dieser GST-Kongreß beschlossen, in allen Wehrsportarten Sportverbände zu schaffen, um die wehrsportliche Tätigkeit insgesamt



Bild 1 Das Emblem des Radiosportverbandes der DDR trägt u. a. einen stilisierten Schwingkreis und den Landeskenner Y2 für den Amateurfunkdienst

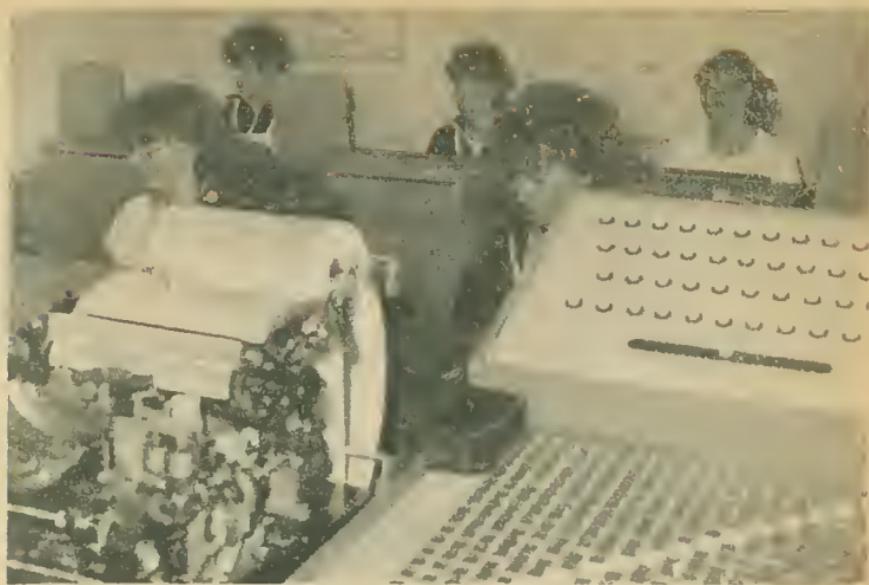


Bild 2 Übungsbetrieb im Fernschreibsport

auf breitere, vielfältigere und attraktivere Grundlagen zu stellen. Dementsprechend ging es also bei unserer Verbandsgründung darum, die Eigenverantwortlichkeit der ehrenamtlichen Gremien zu erhöhen, deren Befugnisse zu erweitern, eine Arbeitsweise zu fördern, auf deren Grundlage die radiosportliche Tätigkeit auf ein höheres Niveau geführt werden kann.

Das hat sich auf die **Struktur der RSV-Organ**e ausgewirkt?

Wir fingen ja nicht beim Punkt Null an. Der Radiosport konnte bei der Verbandsgründung sowohl auf eine erfolgreiche Bilanz aus 35jähriger Entwicklung verweisen als auch mit einer klaren Entwicklungskonzeption aufwarten.

Deshalb konnten die leitenden Gremien des RSV so aufgebaut werden, daß sie in allen Bereichen und Belangen des Radiosports fördernd und befruchtend auf die weitere Entwicklung Einfluß nehmen können. Neu ist beispielsweise – unbenommen des politisch-ideologischen Erziehungsauftrags jedes Radiosportfunktionärs und -übungsleiters –, daß jetzt auf den Gebieten der Agitation und der Propaganda eine spezifische und einheitliche Anleitung gewährleistet ist, daß auch in den Bezirks- und Kreisfachkommissionen des RSV dafür Gremien geschaffen wurden. Der entsprechenden Kommission im Präsidium des RSV stehe ich vor; in deren Arbeitsgruppen beschäftigen wir uns mit der Traditionspflege und der Chronik des Radiosports, der Öffentlichkeits- und Pressearbeit, den RSV-Informationen in Rundsprüchen und Mitteilungsblatt und natürlich auch mit Grundlagen, Empfehlungen und dem Erarbeiten von Materialien für die politisch-ideologische Arbeit im Radiosport generell.



Bild 3 Funkpeilsportler beim Training im Nahfeld des Senders

Wie sieht die Struktur der leitenden Gremien des Verbandes aus?

Das höchste Organ des *Radiosportverbandes der DDR* ist sein Verbandstag, der alle sechs Jahre tagt. Er wählt ein Präsidium und bildet für die Arbeit zwischen den Präsidiumstagungen ein Büro, dem der Präsident, die Vizepräsidenten und der Generalsekretär angehören. Kommissionen des Präsidiums – sie sind in Referate und Arbeitsgruppen gegliedert – leiten auf allen Tätigkeitsgebieten, auch die Querschnittsfragen, die Arbeit nach eigenen Plänen.

Für Radiosportler ist interessant, welche Kameraden im Präsidium ihre Belange vertreten ...

Ich muß mich auf einige Namen beschränken – dem Präsidium gehören 28 Mitglieder an. Nur eine Funktion, die des Generalsekretärs, ist eine hauptamtliche und wird von *Ulrich Hergett, Y27RO*, bekleidet. Gewählt wurden als Ehrenpräsident des Radiosportverbandes der DDR *Generalmajor a. D. Georg Reymann, Y21GE*; als Präsident *Dieter Sommer, Y22AO*; als Vizepräsidenten *Hans-Joachim Becker, Y26TD*; *Eberhard Beyer, Y25CO*; *Fritz Markert, Y22IE*; *Dr. Thomas Streil*. Jeder der Vizepräsidenten leitet eine Kommission: Amateurfunk, Agitation/Propaganda, Wettkämpfe, Computersport.

Zum Präsidium gehören auch die Referatsleiter, die Leiter des Diplom- und des Contestbüros sowie «Verbündete» – also Genossen aus den Ministerien für Elektrotechnik/Elektronik, Post- und Fernmeldewesen, Nationale Verteidigung.

NUTZUNG Im Ernst-Thälmann-Park



Bild 4 Nach dem 1. Verbandstag stellte sich das gewählte Präsidium des Radosportverbandes der DDR vor

In den Bezirken und Kreisen ist der Aufbau analog?

Prinzipiell ja, denn das ist die effektivste Struktur, um die radiosportliche Tätigkeit zu führen. Im jeweiligen Territorium sind die Bezirksradiosporttagung bzw. die Kreisradiosporttagung das höchste Gremium, die Bezirks- und die Kreisfachkommission leitet die Arbeit. Sie haben einen Vorsitzenden, 4 stellvertretende Vorsitzende, einen Sekretär und gliedern sich in Referate. Kreisfachkommissionen gibt es natürlich nur dort, wo Radosport betrieben wird.

Auch wenn gegenwärtig noch nicht in jeder Bezirks- oder Kreisfachkommission alle Gremien arbeitsfähig besetzt sind, zeichnet sich ab: Wenn der RSV zum breiten Erfahrungsaustausch, zur effektiven Erarbeitung von Dokumenten, zu attraktiven Wettkämpfen, zur größeren Ausstrahlung des Radosports in der DDR beitragen will, sind direkte Leitungsstrukturen unerlässlich, muß die politisch-ideologische, fachliche und technische Anleitung einheitlich gewährleistet sein.

Wer kann Mitglied des Verbandes werden?

25200 Radosportler sind es gegenwärtig. Aber um die Frage zu beantworten, zitiere ich aus der Satzung des RSV: «Mitglied des *Radosportverbandes der DDR* ist, wer in einer Grundorganisation der GST organisiert und in einer Sektion des Funk-, Fernschreib- oder Computersports tätig ist. Mitglied sein heißt, das Statut der GST und die Satzung des *Radosportverbandes* anzuerkennen und für deren Verwirklichung einzutreten.» Und um einer möglichen Frage gleich vorwegzukommen: Die Mitgliedschaft im RSV der DDR ist nicht mit besonderen Beitragszahlungen verbunden.



Bild 5 Mit dem ab Januar 1989 gültigen Sportprogramm für den Radosport wird auch die Amateurfunkspartausbildung vereinfacht und mehr den unterschiedlichen Praxisbedingungen angepaßt



Bild 6 Der RSV hat sich vorgenommen, daß bis 30% mehr Funkamateure an Amateurfunkcontesten teilnehmen



*Bild 7
Im Sprechfunkmehrkampf
werden seit 1988 Meister-
schaftswettkämpfe auf Kreis-,
Bezirks- und DDR-Ebene aus-
getragen*

Was tut sich im Radosportverband, um mehr und einfachere Wett-
kämpfe zu organisieren?

In den Sektionen und Grundorganisationen, Kreisen und Bezirken wurde
in der Vergangenheit vieles erprobt, versucht, konzipiert. So gab es eine
erste Bezirksmeisterschaft im Computersport, die breite Bevölkerungskreise
einbezog. Mancherorts wurden kleine Wettkampfformen entwickelt, die der
gesamten Familie erlebnisreiche Stunden brachten. Insgesamt geht es aber
im Grunde genommen nicht mehr um neue Wettkampfformen, sondern um
die zweckmäßige, begeisternde, anziehende Art und Weise, sie zu Höhe-
punkten im Verbandsleben zu gestalten, die auch ausstrahlen.

Die Verbandsgründung hat das alles stärker mit Inhalt und Richtung ver-
sehen. Denn zum einen erhöhte sich spürbar die Verantwortung jedes Ra-
diosportfunktionärs für seinen Wettkampf, für seine Wettkämpfe – sowohl
vom Angebot bis zur Durchführung als auch für seine Form. So ist es jetzt
ganz unkompliziert, über die Kreisfachkommission einen Wettkampf zu be-
antragen – innerhalb der vorhin skizzierten Strukturen.

Gleichermaßen hat das Präsidium des RSV vieles getan, um 1988 begin-
nend neue Wege der Wettkampftätigkeit zu beschreiten. Neue Wettkampf-
formen wurden erprobt, ein neues Sportprogramm für den Radosport
wurde verabschiedet und ist in Kraft getreten. Darin ist der aktuelle Er-
kenntnisstand einer Vielzahl von ehrenamtlichen Radosportfunktionären
eingeflossen.

Danach gibt es in allen Disziplinen des Funk-, des Fernschreib- und des
Computersports die Möglichkeit von Trainings- und Vergleichswettkämp-
fen, von Pokal- und Traditionswettkämpfen sowie von Meisterschaftswett-
kämpfen auf Kreis-, Bezirks- und DDR-Ebene.

Als wesentliche Bereicherung des Wettkampfangebots sind Fernwett-
kämpfe vorgesehen, die kreis-, bezirks- und DDR-offen ausgetragen wer-



Bild 8 Eine Spezialisierungsrichtung im Computersport: rechnergestützte Wettkampfauswertung

den. Beste Erfahrungen gibt es seit Jahren im Amateurfunksport ...

Wichtig ist auch, daß unkomplizierte Wettkämpfe, zum Beispiel im Sprechfunkmehrkampf oder Telegrafiewettkämpfe, so angelegt sind, daß sie möglichst von vielen Kameraden als Anreiz verstanden werden, sich einer zusätzlichen Leistungskontrolle, einem Leistungsvergleich zu unterziehen, der Freude macht, der Auftrieb gibt, bei dem man sich neue Seiten dieses Radiosports erobert, bei dem an technische Interessen Jugendlicher angeknüpft wird, um zu regelmäßiger radiosportlicher Betätigung anzuregen. Das Präsidium führt also auch die Sportklassifizierung auf dem radiosportlichen Gebiet?

Ja, das ist eine Aufgabe, und wir sind natürlich stolz, daß beispielsweise 1988 insgesamt 1290 Sportklassifizierungen vergeben werden konnten, daß unter den Mitgliedern des *Radiosportverbandes der DDR* bereits 4 *Verdiente Meister des Sports* und 13 *Meister des Sports* sind. Auch mit diesem Pfund – also dem Vorbild – wollen wir in Zukunft mehr wuchern.

Der Radiosportverband der DDR wirkt auch international. Wo liegen hier die Schwerpunkte?

Das hat zwei Seiten. Die eine ist der Austausch von Gastmannschaften im Amateurfunksport, im Funkpeilsport und im Funksport zu nationalen Meisterschaften und anderen bedeutenden Wettkämpfen – vergleichbar dem, was viele Bezirksorganisationen der GST schon viele Jahre mit ihren Partnerbezirken der sozialistischen Wehrorganisation pflegen.

Zum anderen wurde der damalige *Radioklub der DDR* im Jahre 1975 gleichberechtigtes Mitglied der *International Amateur Radio Union*, und seitdem hat der Radiosport der DDR dort Sitz und Stimme. Die Radiosportler der DDR können dieses Wirken effektiv unterstützen, indem sie die Empfehlungen der IARU-Region 1 in ihrer radiosportlichen Tätigkeit durchsetzen. Diese Empfehlungen betreffen betriebsdienstliche Fragen im Amateurfunkdienst, die Schnelltelegrafiewettkämpfe und den Funkpeilsport.

An der Militärtechnischen Schule der Nachrichtentruppen *Herbert Jensch* von *Oberstleutnant Diplomjournalist* *Klaus König* erkundet:

Mikroelektronik macht's möglich!

Mit 30% weniger Ausbildungsstunden zu höherer Qualität und verbesserten Arbeits- und Dienstbedingungen

Fernschreib-Funk-Trainer-88 von Jugendneuererkollektiv um Leutnant Uwe Dengler erdacht, im Schulbetrieb erprobt und in die Truppe überführt

Gestatten: FFT-88

Sie interessiert, was sich hinter dieser Abkürzung verbirgt? Nun, dann gestatten Sie, daß ich mich vorstelle. Also, *FFT-88* steht für *Fernschreib-Funk-Trainer*. Der Name sagt es bereits. Ich trainiere Fernschreiber und auch Funker, helfe, daß sie ihre Aufgaben schnell und in Qualität lösen können. Wie das im Detail geht? Na, ganz einfach, wenn ich bedenke, wie es war, als es mich noch nicht gab. Mußten doch die Ausbilder nach jeder Ausbildungseinheit für jeden Schüler einzeln die Stunde auswerten. Je nach Umfang der Texte waren dazu immerhin 2 bis 4, mitunter sogar bis zu 8 h notwendig. Oh je, wie hat da mancher gestöhnt ... Das ist nun vorbei, weil ich das übernehme. Sofort nach jeder Leistungskontrolle lasse ich die Ergebnisse insgesamt und die jedes einzelnen Soldaten extra ausdrucken. Stellen Sie sich vor, das bringt dem Ausbilder bis zu 50% Zeitgewinn, Zeit für persönliche Weiterbildung, Zeit auch für die umfassendere Vor- und Nachbereitung der Ausbildung. Aber mit mir ist noch mehr anzufangen. Beispielsweise kann ich die aktuelle Schreibgeschwindigkeit jedes Fernschreibers im 10-Finger-Blindschreiben überwachen. Oder nehmen wir die Funkausbildung. Da kontrolliere ich die Funker beim Hören und Geben von Texten. Und stehen für sie Leistungskontrollen ins Haus, dann präsentiere ich ihnen sofort danach das Ergebnis, wenn es sozusagen noch frisch im Gedächtnis ist. Das hat den Vorteil, daß sich bei den Übenden keine Gebeigenarten herausbilden können. Ich registriere sie alle und ermögliche dem Ausbilder eine objektive Auswertung. Außerdem brauchen die Auszubildenden Unterstützung in der Erlernphase beim Hören und Geben von Morsezeichen. Ich bin auch in der Hinsicht auf Gewinn programmiert. Meine Erfinder rechnen mit einer Einsparung an Arbeitszeit von 20%. Und noch etwas – das läßt sich nicht in Prozentzahlen fassen – zeigte mein Einsatz in der Ausbildung: Die Qualität im 10-Finger-Blindschreiben sowie im



Bild 1 Das auf das ZNA-88 ausgezeichnete Neuererkollektiv: Gefreiter d. R. Andreas Streitz, Oberfähnrich Andreas Kirst, Oberleutnant d. R. Christian Böhme und Leutnant Uwe Dengler (v. l. n. r.) – Foto: Archiv

Hören und Geben von Morsezeichen stieg deutlich. Was ich nicht zuletzt auch dem Wettstreit zwischen den Auszubildenden zuschreibe, zu dem ich regelmäßig herausfordere. Urteilen Sie bitte selbst, welcher Ausbilder das alles bewältigen könnte.

Fairerweise muß ich sagen, daß ich das alles auch nur kann, weil meine Väter keine Mühen scheuten. Lange haben sie sich über mich den Kopf zerbrochen. Schließlich taten sie mit meiner Entwicklung einen Riesenschritt in das Neuland «Einsatz von Computern in der Methodik der Ausbildung». Und was sie in der Zeit entbehrt haben, wie oft ihnen ihre Frauen wegen mir gram waren und wie oft sie alles hinschmeißen wollten, wer wüßte das besser als ich. Doch sie haben es geschafft. Ich bin da. Zugegeben, alles haben sie nicht gepackt. Schließlich fehlen mir die Gehirnzellen, und Denken ist meine schwache Seite. Brauch' ich auch nicht, weil das die Genossen besorgen, die mich anwenden.

Falls es Sie interessiert, noch einen Blick in mein kompliziertes Innenleben. Also, da wären 7 Leiterplatten, wie die Fachleute sagen – bestückt mit 65 Schaltkreisen. 60 Kondensatoren gehören dazu, um die Stromversorgung stabil zu halten. Dazu kommen 86 Optokoppler, um hohe Spannungspotentiale zu trennen, weil sie sonst die Schaltkreise zerstören könnten. Und 72 Transistoren verstärken die Spannung, weil die Fernschreibmaschinen mindestens 20 V benötigen, um zuverlässig zu arbeiten.

Sozusagen Hand in Hand mit ihnen wirken außerdem 432 Widerstände.

Und selbstredend besitze ich noch eine Menge Kabel. Alle Drähte aneinandergereiht, ergäben bestimmt einen Kilometer. Das soll für's erste genügen. Schließlich braucht der Reporter, der über mich umfangreiche Erkundigungen eingezogen hat, auch Platz. Zwei meiner Erfinder, *Leutnant Uwe Dengler* und *Oberfähnrich Andreas Kirst* – haben ihm viel über meine Entstehung erzählt. Vor allem von den Mühen und den Schwierigkeiten, mich zu dem zu machen, was ich heute bin. Daß das nicht leicht war, können Sie sich denken. Doch lesen Sie selbst, was an Episoden geschah, bis ich das Licht der Welt erblickte, auf der *ZNA-88* und der *ZMMM 88* ausgestellt werden konnte und das Erfinderkollektiv Preise und Urkunden erhielt.

1. Episode:

Wenn der Speicher aber zu klein ist ...

Leutnant Uwe Dengler und *Oberfähnrich Andreas Kirst*, sie sehen es noch vor sich, als wäre es erst gestern gewesen. Ihr Dienstzimmer durchquerten hundertmeterlange bedruckte Papierschlangen. Von der Gardinenstange bis zur Scheuerleiste, von der Scheuerleiste bis zur Gardinenstange ... Und sie standen mittendrin. Mit hochroten Köpfen, beim Durchforsten und Durchrechnen. Sie zählten etwa 3000 Befehle, gliederten sie in Zyklen, bestimmten die Zeiten ihrer Ausführung. Für jedes Teilprogramm auf die Mikrosekunde genau. Wer könnte sich nicht vorstellen, daß ihnen dabei die Zahlenkolonnen bisweilen sogar noch nachts erschienen. Und wer könnte ihnen nicht nachfühlen, daß sie ob solcher monotoner Tätigkeit in den Wochen, auch nahe daran waren, alles hinzuschmeißen. Doch hinschmeißen, daß gab es für sie nicht. Da waren schließlich der erteilte MMM-Auftrag, und



Bild 2 Beim Bestücken von Leiterkarten: *Leutnant Uwe Dengler* und *Oberfähnrich Andreas Kirst* (v. r. n. l.) – Foto: K. König



Bild 3 Arbeitsplatz zum Programmieren von Software (Foto: K. König)

da war ihr Wille, diese Aufgabe zu packen – eine Faszination Computer. Also fügten sie sich in das Unvermeidliche und knobelten. Ein Programm für einen Arbeitsplatz zu entwickeln, das war kein Problem. Sie aber wollten 8 Plätze ansteuern können. Mindestens. Später 16 und in nicht allzu-langer Zukunft, so schwebte ihnen vor, müßte sich das auch mit 24 realisieren lassen. Müßte, wenn der Speicher nicht zu klein wäre.

Der Ausgangspunkt ihrer Überlegungen waren 20 ms – die Zeiteinheit für ein Fernschreibzeichen. Immer wieder legten sie sich die gleichen Fragen vor: Wie erfassen wir die Zeichen? Nach wieviel Zeichen werden wir aus? Stunde um Stunde grübelten sie, experimentierten sie. 3 bis 4 h, bis nichts mehr ging. Dann ließen sie alles stehen und liegen, sorgten für Abwechslung, betätigten sich sportlich, drehten ihre Runden im nahen Stadtwald. 14 Tage traten sie so auf der Stelle, ging es keinen Schritt voran. Was sie auch anstellten, es lief immer auf eins hinaus: Die Befehle lagen im notwendigen Zeitlimit, der Speicher aber faßte nicht alle Zeichen. Sicher hätten sie lange so weiter getüffelt, wenn nicht eines Morgens der rettende Gedankenblitz gekommen wäre. Schubkastenprinzip, so nennen sie heute ihren Einfall. Dahinter verbirgt sich, daß nicht wie bisher, der ganze Text, immer nur 2 Zeilen erfaßt, abgelegt und ausgewertet werden. Nur noch weitere 14 Tage dauerte es dann, nach ihrem «Heureka, ich hab's!», und ein lauffähiges Programm war erarbeitet. Ein Programm, daß gestattete, einen ersten Test zu wagen. Also verschalteten sie in der Lehrklasse 8 Maschinen provisorisch und schrieben an jedem der Fernschreiber Probetexte. Gespannt saßen sie danach am Bildschirm. Doch, was er auswarf, verdarb ihnen die Freude. Alle Zeichen erschienen verfälscht ...

Wieder tüftelten sie, beschrieben Stapel von Schmierpapier. Schritt für Schritt gingen sie vor, verfolgten, wie der Rechner arbeitet, schlugen in Fachliteratur nach, fanden sich schließlich mit ihren Gedanken darin bestätigt. Und mehr als einmal platzten sie bei diesem Suchen heraus und meinten: «Als wenn uns der Autor bei der Arbeit zugesehen hat.» Endlich, nach Tagen und Nächten, fanden sie des Rätsels Lösung. Speicheroptimierung hieß es. Denn nur alle 20 ms den Speicher abzufragen, reichte nicht aus, weil es dadurch zu Verschiebungen kam. Sie entschieden sich deshalb für eine kleinere Zeiteinheit; für nur 4 ms. Und mit denen lief alles wie am Schnürchen. Vorerst wenigstens, denn Hürden gab es noch einige zu überwinden.

2. Episode: Ein «Byte» muß her

Daß Erfinder fleißiger als fleißig sein müssen und geduldiger als geduldig, das zeigte schon die 1. Episode. Nicht weniger gefordert war ihre Ausdauer, als sie an die Software gingen. An die Erarbeitung der Logik für die Leistungskontrolle beispielsweise. Getreu dem Sprichwort «Viele Köche verderben den Brei», teilten sie die Arbeit untereinander auf. *Oberstleutnant Böhme* arbeitete an der Grafik für ein Säulendiagramm. *Oberfähnrich Kirst* überlegte, wie sich der Wettstreit einbeziehen und sichtbar machen läßt. *Gefreiter Streitz* beschäftigte sich mit dem Textgenerator und *Leutnant Dengler* befaßte sich mit der Auswertung der Leistungskontrolle. Auch alle anderen Teilprogramme fertigten sie individuell. Soweit so gut. Denn als sie die Programme zusammenführten, kamen sie über 8 KByte. Der Speichervorrat aber hatte nur 8 KByte. Was tun? Natürlich grübelten sie. Wo sind in den Programmen gemeinsame Punkte? Läßt sich für unterschiedliche Betriebsarten eine Logik anwenden? Ist eine Optimierung durch andere Befehlsfol-



Bild 4
Ein Anwendungsbereich des FFT-88: Leistungskontrolle in der Gebeausbildung an 24 Arbeitsplätzen (Foto: K. König)



Bild 5 Blick in Lehrklasse mit Ausbilderarbeitsplatz und Schülerbildschirm
(Foto: K. König)

gen möglich? Und, und, und. Alle ihre Überlegungen drehten sich darum, so effektiv wie nur möglich vorzugehen, ohne auch nur 1 Byte mehr zu verbrauchen. Denn wollten sie das Problem lösen, mußte 1 Byte her als Schaltfunktion. Also suchten sie 4 Wochen lang. Sichteten die Speicherstellen, zergliederten sie. Starteten Programm für Programm und verglichen. Mitunter dreimal am Tag. Ihr Kaffeeverbrauch, so erinnern sie sich, stieg in dieser Zeit enorm. Und nicht selten kam *Oberfähnrich Kirst*, nach durchwachter Nacht und stapelweise beschriebenen Zetteln zum Dienst. Er warf seine Mütze an den Garderobenhaken mit den Worten «Wetten, daß ich es habe!» Doch zumeist zeigte sich, daß er einem Trugschluß aufgesessen war. Weitere Wochen arbeiteten sie wie besessen. Und mitunter war die Atmosphäre ganz schön angespannt. Ein Funke genügte da, ein hingeworfenes Wort, und ein Gewitter konnte sich entladen. Es war auch keine Seltenheit, daß sie gedankenversunken an ihren Arbeitsplätzen saßen, daß sie angesprochen wurden und wie abwesend antworteten, weil es in ihrem Unterbewußtsein arbeitete. Selbst zu Hause am Fernseher kreiste in ihrem Hinterkopf alles darum, woher sie das 1 Byte nehmen könnten. Wer schließlich den «Stein der Weisen» fand, wissen sie heute nicht mehr. Es war Teamarbeit. Fest steht jedoch, sie fanden die Lösung, indem sie eine Speicherstelle doppelt abgriffen und eine Durchlaufsperr einbauten. Eine einfache Lösung sagen sie heute nach ihren Mühen. Elegant obendrein. Und sie fragen sich, warum sie nicht eher darauf kamen ...

3. Episode: Eprobung im Klassenverband

Wochen und Tage gingen mit Nachdenken und Forschen ins Land. So manche Nuß gab es für sie noch zu knacken, bis sie endlich in die entscheidene Phase eintraten. Hatten sie bisher alles am sogenannten grünen Tisch entwickelt und probiert, hieß es nun, den Trainer in der Lehrklasse testen. Bisher hatten sie davon Abstand genommen, um die Ausbildung nicht zu behindern. Bisher. Nun mußte es sein. Sie wollten es genau wissen ...

Also sprachen die Erfinder mit den Fähnrichschülern, baten sie in ihrer Selbststudienzeit auszuhelfen. Nur einen Abend, für eine runde halbe Stunde. Was sie dabei erlebten, so sagen sie noch heute, trotz des zeitlichen Abstands, trieb ihnen Schweißperlen auf die Stirn. 24 Arbeitsplätze hatten die Schüler besetzt und schrieben einen Probetext. Minutenlang wiederholte sich: Schreiben–Auswerten–Schreiben–Auswerten. Und immer geschah das gleiche. Einmal «würfelte» der Rechner alle Texte durcheinander. Dann erfaßte er den Spruch nicht vollständig. Dann wertete er statt Platz 3 den Platz 5 aus. Und dann ... und dann. Immer wieder tauchten neue Fehler auf. Und kein Ansatz für die Ursache war in Sicht. Zum zweifeln! Bis schließlich nach 23 min für alle Unfaßbares geschah. Urplötzlich standen alle Fernschreiber still. Eine Stecknadel hätte man fallen hören können, als alle gebannt auf den Bildschirm blickten. Der sah aus, als hätte einer einen Farbkasten ausgeschüttet. Betroffenes Schweigen! Der erste, der seine Sprache wiederfand, war *Leutnant Uwe Dengler*. «Verdammt, der Rechner ist abgestürzt!» lautete sein nüchterner Kommentar.

Hochstimmung herrschte an diesem Tag bei keinem der Erfinder. Die Niederlage saß ihnen zu tief in den Gliedern. Und schließlich war da noch ein Termin, der ihnen im Nacken drückte. Gäste waren eingeladen, um den *FFT-88* vorzustellen. Der Chef Nachrichten des Ministeriums für Nationale Verteidigung, Ausbilder des Nachrichtenverbands *Fritz Große*, und, und,



Bild 6
Letzte Kontrollarbeiten an den zur Auslieferung
bereitstehenden 21 FFT-88 (Foto: K. König)



Bild 7 Gesprächsrunde mit Oberst Rozinat, den Oberstleutnanten Kochan und Garkisch
(v. l. n. r.) – Foto: K. König

und ... War nun alles umsonst? Diese Frage beschäftigte die Neuerer. Und sie begannen fieberhaft nach der Ursache zu suchen. «Immer, wenn es klemmte, war die Zeit Schuld» schlußfolgerten sie und rechneten alle Schritte durch. «O. B.» – ohne Befund! Auch für die Fähnrichschüler blieb jenes Geschehen nicht ohne Folgen, denn statt an einem Abend wurden sie nun an achtcn gebraucht. Sie nahmen es gern auf sich, erkannten sie doch den Nutzen, den diese Neuerung einmal bringen sollte. Im Gegenteil, sie sparten auch nicht mit Hinweisen und Ratschlägen, wo der Fehler liegen könnte. Dennoch ging es keincn Schritt voran, der Rechner streikte hartnäckig weiter. *Leutnant Dengler*, *Oberfähnrich Kirst* und die anderen nervte dieses auf-der-Stelle-treten. Sie igelten sich in ihrem stillen Kämmerlein ein. Auf ein großes weißes Blatt – in Tischgröße – zeichneten sie etwa 1000 Steuerzellen. Auch Papierrollen durchkreuzten wieder ihr Zimmer. Auf ihnen markierten sie die verschiedensten Befehle farblich, doublierend zu ihrem Plan der Systemzellen. Gut vorstellbar, daß auch diese stupide Tätigkeit Tage und Nächte in Anspruch nahm. Und begreiflich, daß sie immer fieberhafter arbeiteten, je näher der Termin der Vorführung rückte. Ihre Hartnäckigkeit, ihr Fleiß wurden schließlich belohnt. Sie ermittelten einen versteckten Fehler in einem Unterprogramm, der zu einem Versatz im Speicher führte. Anders: Ein gespeicherter Wert wurde nicht wieder ausgegeben, und er schrieb das System nach und nach voll, führte zum Versatz. Ja, eine kleine Ursache, doch eine große Wirkung. Das weitere war für den Leutnant und die anderen Genossen kein Problem mehr. Der Fehler wurde beseitigt. Die Vorführung fand termingemäß statt. Mit Erfolg. Und mit dem Auftrag, den *FFT-88* für eine breite Anwendung in der NVA und den Grenztruppen der DDR vorzubereiten.

4. Episode: Wettstreit mit der Geisterhand

Was nun folgte, war für sie ein Kompromiß und hieß schlicht und einfach: Training im Klassenverband ohne Nachweisführung. Also ohne Noten. Doch jeder Kompromiß geht einmal zu Ende. Und so kam, was kommen mußte. Ab September 1988 wurden alle Noten im Zugjournal erfaßt. Der Leistungsdurchschnitt in den Zügen fiel plötzlich bei Kontrollen um 2 Noten. Zweifel bohrten bei den Schülern, Erinnerungen an Fehler in der Auswertung wurden wach, Vertrauen in den Trainer schwand. Und schließlich hieß es: Das geht nicht mit rechten Dingen zu. Wir schreiben nicht mehr mit dem Trainer. Da war guter Rat teuer für *Leutnant Dengler*, sein Team und auch für die Ausbilder. Doch sie ließen nicht locker, suchten den Leistungsabfall zu ergründen. Sie kamen zu dem Schluß: Alles hat seine Ordnung. Sie forderten von den Schülern deshalb, ihre Texte mit dem Original zu vergleichen. Was dabei herauskam, war für alle überzeugend. Der Rechner erwies sich als unbestechlich, selbst Verstöße gegen Betriebsvorschriften und gegen Gebeunarten registrierte und bewertete er. Beispielsweise ist es Vorschrift am mechanischen Fernschreiber, die Tasten Wagenrücklauf und Zeilenvorschub nacheinander zu betätigen. Pfiffikusse fanden heraus, daß die Taste Wagenrücklauf, 2mal gedrückt, den gleichen Effekt bringt und obendrein Zeit spart. Sie bedachten jedoch nicht, daß das bei elektronischen Maschinen nicht funktioniert. Zeilen würden überschrieben und unlesbar. Wichtige Nachrichten nicht ihren Bestimmungsort erreichen. Solche und andere, vom Ausbilder schwer zu kontrollierende Unarten, bestrafte



Bild 8 Der FFT-88: Zusammengeschaltet mit einem KC-85/3, einer Flachtastatur, einem Fernsehgerät Junost, einem Farbfernsehgerät sowie wahlweise mit 24 Fernschreibmaschinen F 1200 oder 24 Marsegebern 80 (Foto: K. König)

der Rechner unerbittlich. Verständlich, daß die Abneigung gegen den *FFT-88* bei manchem Zeitgenossen wuchs. Doch auch dem suchten seine Erfinder beizukommen. Nicht allein nur mit Worten, mit einem Kunstkniff. Sie erklärten den Schülern, daß der Trainer nur das könne, was ihm Menschen eingaben – programmierten. Und daß auch er zu überlisten sei. Sie wählten die besten und schnellsten Fernschreiber aus, um mit der Geisterhand in Wettstreit zu treten. Es dauerte nicht lange, da hatte der Rechner Mühe, ihrem Tempo zu folgen. Die Auserwählten fanden Gefallen daran und steigerten ihr Leistungsvermögen immer weiter. Sie legten allen Ehrgeiz darein, besser als der Trainer zu sein. Es dauerte. Dann aber, während einer Schreibübung hatten sie es geschafft. 275 Zeichen gaben sie konstant. Schneller ging es nicht. Die programmierte Grenze von 275 Anschlägen je Minute war erreicht – der Wettstreit gewonnen. Der Bann war gebrochen, der *FFT-88* als Ausbildungshilfe anerkannt.

Das war damals. Inzwischen trainieren in der Lehrklasse neue Fähnrichschüler. Sie zweifeln nicht mehr. Die Geisterhand gibt ihnen täglich die unterschiedlichsten Texte vor, und sie wetteifern mit ihr. So, als wäre es nie anders gewesen ...

Hintergründe eines MMM-Auftrags

Gespräch mit dem Kommandeur der MtS/N *Oberst Günter Rozinat* und seinen Stellvertretern, den *Oberstleutnanten Günter Garkisch* und *Kurt Kochan*

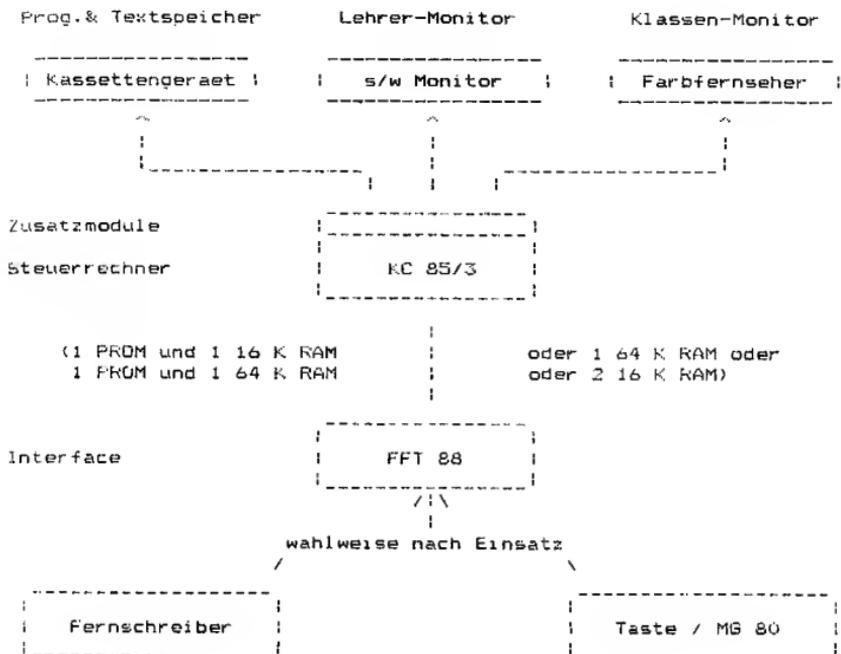
Woher kam der Anstoß für ein solches Projekt?

Oberst Rozinat: Der erste aus Veröffentlichungen in VOLKSARMEE, «Ausbilder» und FUNKAMATEUR über einen Fernschreibtrainer namens BETRA an der OHS der Landstreitkräfte. Der zweite aus einem Besuch bei den Thälmannschülern. Was ihr Trainer BETRA so drauf hatte, weckte bei uns kühnste Wünsche. Und diese Wünsche waren aus heutiger Sicht wohl der erste Vater unseres Projektes. Nicht zu vergessen die Forderung der XIV. SED-Delegiertenkonferenz in der NVA und den Grenztruppen nach Intensivierung. Wobei ich am Anfang ein großer Skeptiker war. Und nicht nur ich. *Oberstleutnant Kochan*, der von dem Vorhaben besessen war, hatte es nicht leicht, uns zu überzeugen.

Oberstleutnant Kochan: Na ja, ganz so schwer war es nun auch nicht. Schließlich gibt es nichts neues zu erfinden. Denn Idee und Ziel waren durch BETRA bereits vorgegeben. Auf Hardwarebasis. Unser Problem war, unter Verwendung von *KC 85/3*, die für uns günstigste Variante auszuklügeln. Die Anpaßelektronik und die Software. Erfahrungen fehlten dafür, Neuland war zu beschreiten. Daher auch die Skepsis. Doch die bisherigen Erfolge in der Neuererarbeit machten Mut, die nötige Überzeugungskraft aufzubringen.

Oberstleutnant Garkisch: Mir ist noch gegenwärtig, daß wir öfters in Führungsbesprechungen heiß um den Bau des *FFT-88* diskutierten. Doch *Oberstleutnant Kochan* gab sich nicht geschlagen, ließ nicht locker. Unter dem Strich hatte er schließlich nachgewiesen, daß wir ein solches Projekt

Gerätekonfiguration des Fernschreib -Funk -Trainers



Anschlussmöglichkeiten

- 24 Fernschreibmaschinen
- 24 Handtasten mit eingebautem Tongenerator
- LSS zum Einlesen bereits vorhandener Texte auf Lochstreifen
- 24 Blattschreiber zum Protokollieren der Ergebnisse
- Blattschreiber am Platz des Ausbilders zum Druck der Ausbildungsergebnisse
- 24 MG80 parallel zur Taste

packen. Und dann ließen die konkreten Festlegungen des Kommandeurs auch nicht auf sich warten.

Was bewog Sie, gerade das Kollektiv um Leutnant Dengler damit zu betrauen?

Oberstleutnant Kochan: Die Genossen hatten sich durch ihre Spezialkenntnisse geradezu empfohlen. *Leutnant Dengler* und *Gefreiter Streit* als Diplomlehrer für Mathematik/Physik sowie mit Informatikkenntnissen. *Oberstleutnant d. R. Böhme* als erprobter Neuerer mit BASIC-Kenntnissen. *Oberfäh-*

A U S B I L D U N G

o h n e F F T

m i t F F T

in der Funk- und Fernschreibausbildung

- | | |
|---|---|
| * Kontrolle der Auszubildenden nur einzeln und ueber kurze Zeit moeglich | * staendige und gleichzeitige Kontrolle aller Auszubildenden |
| * individuelle Aufgabenstellung erst nach Leistungsauswertung in der folgenden Ausbildungsstunde moeglich | * individuelle Aufgabenstellung fuer das Selbststudium schon zum Abschluss der Ausbildungsstunde moeglich |
| * zeitaufwendige Analysetaetigkeit zur typischen Fehlererkennung | * sofortige Erkennung der typischen Fehler |
| * Heranuehrung an die individuelle Leistungsgrenze war nicht immer gewaehrleistet | * schnelles Heranuehren des Auszubildenden an seine Leistungsgrenze |
| * hoher Zeitaufwand zur Vor- und Nachbereitung der Ausbildung | * Zeitaufwand zur Vor- und Nachbereitung einer Ausbildungsstunde wird um 70 bis 80 % verkuerzt |
| | * Fuehrung der wettbewerbsmaessigen Ausbildung und deren Auswertung wird wesentlich verbessert |

in der Funkausbildung

- | | |
|--|--|
| * Beurteilung der Qualitaet der Morsezeichen ist subjektiv beeinflusst | * Qualitaetspruefung der Morsezeichen nach Normvorgabe |
| | * Unterbindung von persoenlichen Gebaeigenarten |
| * Ueberpruefung im Geben ist nur als Einzelausbildung moeglich | * gleichzeitige Ueberpruefung von 24 Auszubildenden im Geben mit sofortiger Auswertung |

in der Fernschreibausbildung

- | | |
|---|---|
| * keine Information ueber aktuelles Schreibtempo in der Ausbildungsstunde | * Sofortanzeige der aktuellen Schreibleistung |
| * Einregelung des Sende- und Empfangsweges nur durch Werkstatte moeglich | * Sende- und Empfangswegerstellung durch Ausbilder in kuerzerer Zeit moeglich |

rich Kirst als Elektronikfacharbeiter. Sie bildeten sozusagen den Stamm, und sie sorgten auch dafür, daß der Funke auf andere Interessierte übersprang.

Heißt das, das Kollektiv war sich selbst überlassen?

Oberst Rozinat: Keinesfalls. Ist es doch so, daß, wer Spitzenleistungen haben will, auch Spitzenforderungen stellen muß. Konkret. Wir haben ein Programm erarbeitet, mit Terminen, Verantwortlichkeiten und Rechenschaftspflicht. Die 1. Stufe sah vor, einen Trainer mit 8 Plätzen zu bauen, um die Scheu vor einem Einbruch zu nehmen. Nach den ersten Lösungen forderten wir, als 2. Stufe, 16 Plätze. Und später drängten wir das Kollektiv dazu, das gleiche für 24 Plätze, eine ganze Lehrklasse, zu entwickeln. Aber, alles eben Schritt für Schritt. Mit einem kurz- und langfristigen Rapportssystem im Hintergrund.

Und Rückenhalt für die Neuerer?

Oberstleutnant Garkisch: Wir haben sie weitestgehend von ihren dienstlichen Aufgaben entbunden. Denn wer zielstrebig forschen will, braucht Kopf und Rücken frei, kann sich nicht mit zusätzlichen Sachen befassen. Bei Teillösungen sparte der Kommandeur nicht mit Belobigungen, dokumentierte so, daß wir als Führung hinter unseren Neuerern stehen. Große Unterstützung leistete der Chef Nachrichten in materieller Hinsicht. Und auch unsere Parteiorganisation behielt das MMM-Projekt im Blick, ließ sich regelmäßig berichten, machte Mut und setzte sich mit Zweifeln auseinander. Das alles getreu dem Motto: Die Jugend fordern und fördern.

Dieses Motto ist bei uns Staatspolitik. Und an der Schule?

Oberst Rozinat: Wir halten es nicht anders. Belege dafür? Na, *Fähnrich Frenzel* und *Unteroffizier Weiß* zum Beispiel beschäftigen sich mit einer rechnergestützten Fahrschulausbildung. 31 Programme bis hin zum Erlernen der StVO entwickelten sie. 17 Anträge zur Nachnutzung dieses Projektes liegen aus unterschiedlichen Bereichen schon vor. Oder, *Unteroffizier Jochen* ist beauftragt, mit einem Softwarepaket die GWW zu unterstützen: Und jüngstes Beispiel ist, daß wir 1989 über 50% unserer Schüler beauftragten, Fachschulabschlußarbeiten über die Anwendung von Mikrorechentechnik zu schreiben.

Zurück zum FFT-88. Sie denken inzwischen nicht nur an sich, sondern in größeren Dimensionen, auch an andere ...

Oberst Rozinat: Das stimmt. Doch ursprünglich sollte der Trainer nur bei uns eingesetzt werden. Wir hatten lediglich geplant, Unterlagen zur Nachnutzung weiterzugeben. Nach der ersten Vorstellung und der Erprobung stieg jedoch das Interesse. Und unsere Vorgesetzten waren anderer Meinung. Wir haben uns der Aufgabe gestellt. 21 der Trainer haben inzwischen in allen Teilstreitkräften der NVA und in den Grenztruppen Einzug gehalten. Ohne Partner für uns eine schwer zu lösende Aufgabe. Deshalb möchte ich in dem Zusammenhang dem Nachrichtenverband *Fritz Große*, seinem

Kommandeur, *Oberst Jensch* sowie all den Spezialisten, den Kämpfern der Kampfgruppe und den Werktätigen des VEB *Numerik* Karl-Marx-Stadt sowie dem *Militärtechnischen Institut* danken. Ihre Unterstützung ermöglichte letztlich, was wir schafften.

Wären weitere Einsatzmöglichkeiten denkbar?

Oberstleutnant Kochan: Kurz und knapp. Überall, wo Funker ausgebildet werden, läßt sich der *FFT-88* mit Gewinn einsetzen. Übrigens haben wir auch bereits von der GST Anfragen zur Nachnutzung vorliegen.

Heißt das, *Leutnant Dengler* und sein Kollektiv werden weitere Geräte bauen?

Oberst Rozinat: Nein. Es ist zwar ein schönes Gefühl, mithelfen zu können, Ausbildung zu intensivieren sowie die DALB zu verbessern, doch wir sind in erster Linie eine Lehreinrichtung. Der serienmäßige Bau solcher Trainer fällt weder in unsere Kompetenz, noch haben wir die Möglichkeit dafür. Was wir aber können ist, bei Bedarf die Konstruktionsunterlagen zu übergeben. Nicht mehr und nicht weniger. Dafür genügt ein Schreiben an die Lehreinrichtung. Hier unsere Anschrift: *MtS/N Herbert Jensch*, 1200 Frankfurt/Oder, PF 66064.

Genossen Offiziere, weiterhin viel Erfolg bei der Heranbildung von Nachrichtenspezialisten und Dank für die Auskünfte.

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

In 6 Messehallen und auf dem Freigelände der *31. Zentralen Messe der Meister von morgen* zeigten die jungen Neuerer, Rationalisatoren und Erfinder wie sie im *FDJ-Aufgebot DDR 40* ihren Beitrag zur Umsetzung der Beschlüsse des XI. Parteitages der SED leisten. Huggy konnte feststellen, daß mit dieser *31. Zentralen Messe der Meister von morgen* einer der erfolgreichsten Messejahrgänge in der Geschichte der MMM-Bewegung abgeschlossen wurde. Mehr als 244 000 anspruchsvolle Aufgaben wurden von 1246 147 Jugendlichen – das sind mehr als drei Viertel der jungen Werk tätigen, Lehrlinge und Studenten der Deutschen Demokratischen Republik – gelöst. 2561 Exponate bringen einen ökonomischen Nutzen von 396 Mio Mark. Der durchschnittliche Nutzen je MMM-Teilnehmer beträgt 1316 M. 2219 Exponate stellen Aufgaben aus den Plänen Wissenschaft und Technik, davon 229 gelöste Staatsaufträge dar. 96% der ausgestellten Exponate sind bereits betrieblich genutzt. Mit über die Hälfte der Lösungen ist der Einsatz von Mikroelektronik, CAD/CAM-Technik und flexible Automatisierung verbunden. Von 561 Jugendbrigaden wurden anspruchsvolle Rationalisierungslösungen gezeigt. 558 Jugendforscherkollektive der FDJ haben 435 Patente aufzuweisen.

Erstmals waren auf der *Zentralen Messe der Meister von morgen* Mitglieder von Jugendverbänden sozialistischer Länder mit Exponaten vertreten.

Die jungen Armeeingehörigen, Grenzsoldaten und Zivilbeschäftigten boten traditionell in der Halle 4 des Messegeländes einer breiten Öffentlichkeit Einblicke in die Vielfalt ihres wissenschaftlich-technischen Schaffens. 113 Kollektive, davon 8 Jugendforscherkollektive der FDJ und 3 Einzelneuerer stellten 116 Exponate vor. Insgesamt haben daran 470 Forscher, Neuerer und Rationalisatoren mitgewirkt. Über 50% sind Jugendliche unter 26 Jahren. Für 2 Exponate wurden Patente angemeldet.

Die ausgestellten Exponate charakterisieren Kontinuität und Tempo, mit der sich die MMM-Bewegung seit 1985 in den Streitkräften entwickelt hat. Die vorgestellten Lösungen tragen vorrangig zur weiteren Intensivierung der militärischen Führungs-, Ausbildungs- und Sicherstellungsprozesse bei. Sie verbessern darüber hinaus die Dienst-, Arbeits- und Lebensbedingungen oder die medizinische Betreuung der Armeeingehörigen und Zivilbeschäftigten und führen zu ökonomischen Rationalisierungseffekten bzw. reduzieren schwere körperliche Arbeit.

Des weiteren ist es den Kollektiven wiederum gelungen, die Möglichkeiten der Mikroelektronik mit der modernen Rechentechnik effektiv zu verbinden. Dabei zeigt sich immer deutlicher der Trend, die Rechentechnik, insbesondere die Kleincomputer, stärker in die Neuerungen zu integrieren, und durch problembezogene Hardwarelösungen die Leistungsfähigkeit der Rechner über die ursprünglichen Möglichkeiten hinaus zu erweitern. Gemessen an der Gesamtausstellung der *31. Zentralen Messe der Meister von morgen* hatte der Ausstellungsbereich des Ministeriums für Nationale Verteidigung die höchste Konzentration multivalenter Kleincomputeranwendungen anzubieten.

Bereits die *Zentrale Neuererausstellung – ZNA 88* – im Juni 1988 in Ludwigsfelde vermittelte als Lehr- und Leistungsschau einen Einblick in die gesamte Breite des Neuererschaffens seit dem XI. Parteitag der SED, zeigte das gestiegene Leistungsvermögen des schöpferischen Potentials der Neuererbewegung und der MMM-Bewegung in der Nationalen Volksarmee und den Grenztruppen der DDR. Von den 677 Exponaten – mit 24 Patentanmeldungen bzw. erteilten Wirtschaftspatenten – wurden 90% von Kollektiven ausgestellt, und daran waren wiederum 40% Jugendkollektive beteiligt. Das belegt das zunehmende Engagement der jungen Armeeinghörigen, Grenzsoldaten und Zivilbeschäftigten in der MMM-Bewegung an der erfolgreichen Lösung von Intensivierungs- und Rationalisierungsaufgaben mitzuwirken. Die *31. Zentrale Messe der Meister von morgen*, auf der auch die besten Exponate der *ZNA 88* der jungen Neuerer, Erfinder und Rationalisatoren der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR ausgestellt waren, bewies diesen Trend.

Generaloberst Joachim Goldbach, Stellvertreter des Ministers und Chef Technik und Bewaffnung, sagte in seiner Ansprache auf der Auszeichnungsveranstaltung anlässlich der *31. Zentralen Messe der Meister von morgen* am 8. November 1988: «Mit dem Blick auf den 40. Jahrestag der Gründung der Deutschen Demokratischen Republik ist es in Erfüllung der anspruchsvollen Zielstellungen im *FDJ-Aufgebot DDR 40* notwendiger denn je, die Potenzen der Neuererbewegung und der Bewegung MMM auf solche Schwerpunkte zu konzentrieren, die den Erfordernissen der militärischen Aufgabenerfüllung heute und auch künftig entsprechen». – «Davon ausgehend haben sich die Jugendneuererkollektive und Jugendforscherkollektive der FDJ erneut als Schrittmacher des wissenschaftlich-technischen Fortschritts zu bewähren. Das erfordert in der Arbeit mit ihnen noch mehr als bisher Ideenreichtum, Ausdauer, Beharrlichkeit, Mut und Risikobereitschaft zu fördern sowie in den Aufgabenstellungen prinzipiell auf Spitzenleistungen zu orientieren.»

Nachstehend nun wieder eine kleine Auswahl von Exponaten, wobei die Anschriften der Dienststellen, die Nachnutzern von Neuerervorschlägen weitere Auskünfte erteilen, direkt bei den vorgestellten Exponaten zu finden sind.

Ausgewählte Exponate

1. Datenprüfgerät für Funkempfänger *KW REV 251 M/REV 252 M* (Bild 1, Reg.-Nr.: 26/28)

Jugendneuererkollektiv: *Unteroffizier Seifert, Uwe*

Prüfgerät zur Überprüfung der parallelen Schnittstelle des Funkempfängers *KW REV 251 M/REV 251 M* (Einstellung bzw. Lesen der Frequenz, Betriebsart, Bandbreite und Spezialdaten).

Nachnutzung über: Nationale Volksarmee

PF 63 263

Dessau

4500

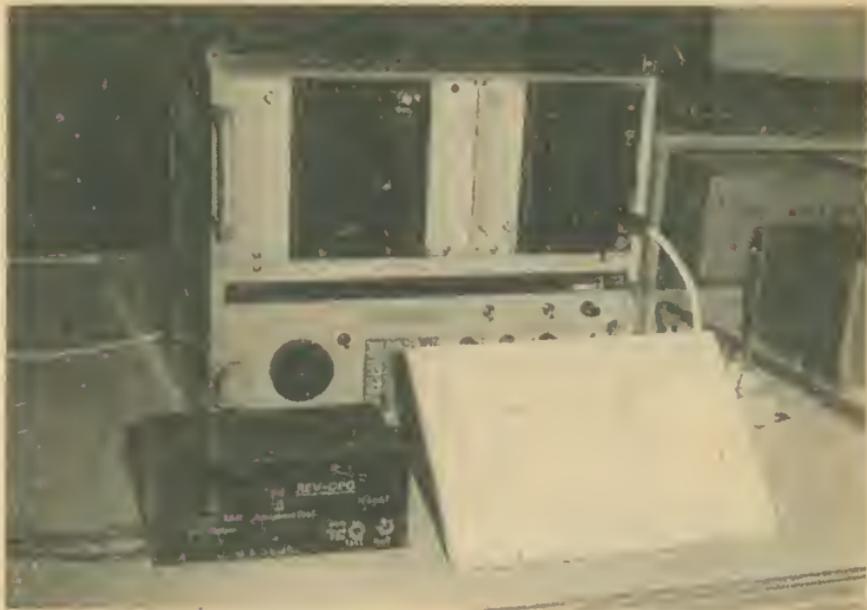


Bild 1 Datenprüfgerät für Funkempfänger *KW REV 251 M/REV 252 M*

2. Arbeitsplatz mit Fehlersimulation auf Leiterplatten (Bild 2)

Kollektiv mit MMM-Auftrag: *Major Corsing, Reinhard*

Durch einen Zufallsgenerator werden defekte digitale Bauelemente simuliert. Der Auszubildende hat den Fehler zu finden und auf dem Bildschirm mit dem Cursor zu markieren.

Nachnutzung über: Nationale Volksarmee

PF 35 879/D

Kamenz

8290

3. Diagnosetrainer für Funkgerät (Bild 3, Reg.-Nr.: 70.532/86)

Jugendneuererkollektiv: *Oberstleutnant Mühlberg, Ulrich*

Die Schnittstellenschaltung ermöglicht die rechnergestützte Simulation von Fehlern in Nachrichtengeräten im Rahmen der Diagnoseausbildung. Die Diagnoseausbildung wird durch diese Neuerung effektiviert.

Nachnutzung über: Nationale Volksarmee

PF 35 802/ND

Löbau

8722

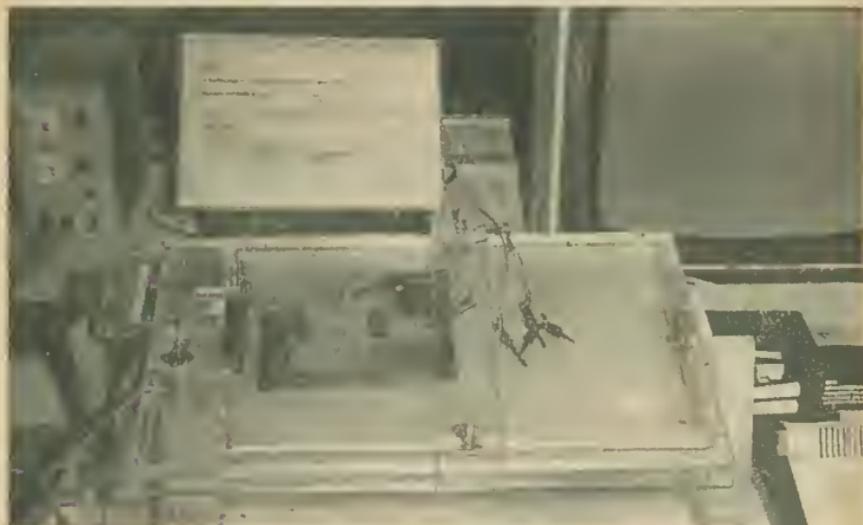


Bild 2 Arbeitsplatz mit Fehlersimulation auf Leiterplatten

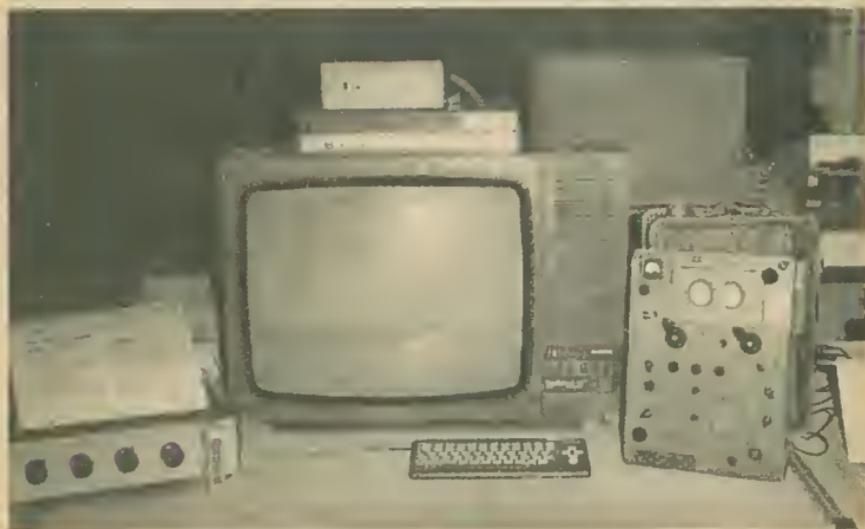


Bild 3 Diagnosetrainer für Funkgerät



Bild 4
Lichtgriffel für KC 85/2

4. Lichtgriffel für KC 85/2 (Bild 4, Reg.-Nr.: 70.501/88)

Jugendneuererkollektiv: *Major Fritzlar, Gunter*

Durch den Lichtgriffel werden die Grafikeigenschaften des KC 85/2 ausgenutzt. Der Lichtgriffel erfüllt Aufgaben des Cursors zum Skizzieren von Displaybildern oder Schalthandlungen. Diese Neuerung gestattet eine effektivere Gestaltung der Ausbildung.

Nachnutzung über: Nationale Volksarmee

PF 35 802/ND

Löbau

8722

5. Antennenarbeitsplatz mit Lehrantenne (Bild 5)

Kollektiv mit MMM-Auftrag: *Oberstleutnant Riedel, Eberhard*

Die Lehrantenne veranschaulicht komplizierte kinematische Zusammenhänge. Durch Anschluß- und Prüfmittel werden eine vollständige Diagnose und Instandsetzung möglich. Mit dieser Neuerung läßt sich die Ausbildung verbessern.

Nachnutzung über: Nationale Volksarmee

PF 14 413/6

Strausberg

1260

6. Fernschreib-Funk-Trainer FFT-88 (Bild 6)

Kollektiv mit MMM-Auftrag: *Leutnant Dengler, Uwe*

Dieses Gerät gestattet gleichzeitige Ausbildung und Leistungskontrolle von 24 Schülern unter Berücksichtigung des individuellen Ausbildungs-

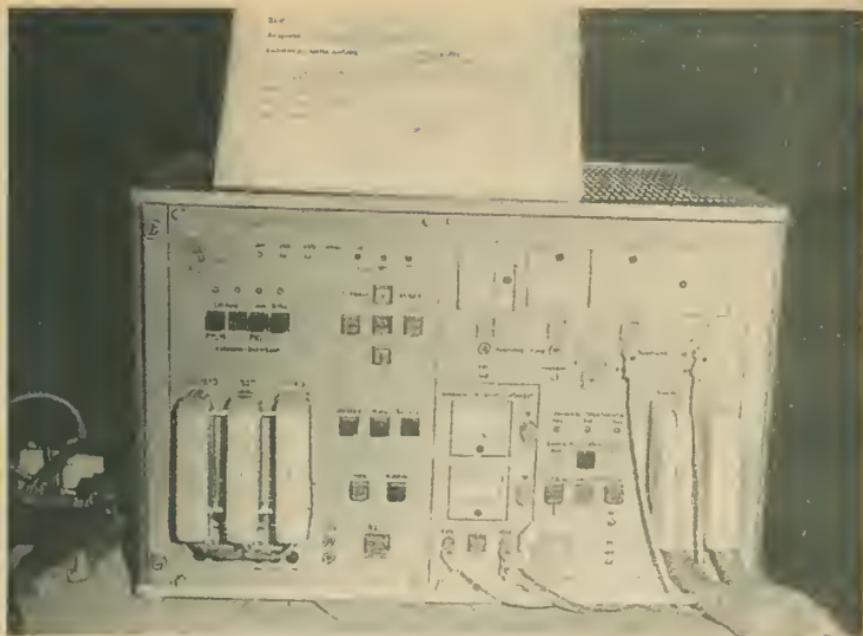


Bild 5 Antennenarbeitsplatz mit Lehrantenne

stands. Durch diese Neuerung lassen sich 20% der Ausbildungszeit einsparen, und es ist eine exakte Leistungsüberprüfung möglich.

Voraussetzungen: Trainer (Selbstanfertigung 1200 M), KC 85/3 mit 64-K-Erweiterungsmodul, Kassettenmagnetbandgerät und Kontrollmonitor.

Nachnutzung über: Nationale Volksarmee
 PF 66 064
 Frankfurt (Oder)
 1200

7. Komplexer Meß- und Prüfplatz auf der Basis KC 85/2 und Drucker K 6313 (Bild 7, Reg.-Nr.: 57322/87)

Jugendneuererkollektiv: *Stabsfähnrich Hensel, Karsten*

Der rechnergestützte Meß- und Prüfplatz ermöglicht die rationelle Darstellung von Aussagen über die Einsatz- und Funktionsfähigkeit elektronischer Baugruppen, meldet den Ausfall von Bauelementen, die Fehlerursache, den Materialbedarf und die Instandsetzungszeit. Mit dieser Neuerung läßt sich die Arbeitsproduktivität um 75% steigern, und es ergibt sich eine ökonomische Einsparung von 10000,-M.

Nachnutzung über: Grenztruppen der DDR
 PF 16 613 N
 Königs Wusterhausen
 1600



*Bild 6
Fernschreib-Funk-Trainer
FFT-88*



*Bild 7
Komplexer Meß- und Prüf-
platz auf der Basis KC 85/2
und Drucker K 6313*

Huggy an seine Leser

Huggy dankt allen Lesern, die sich an der Umfrage beteiligt haben, für die vielen Vorschläge. Er wird bemüht sein, diese in weiteren Ausgaben des Elektronischen Jahrbuches zu verwirklichen.

Nachfolgend nun die Gewinner, die unter Ausschluß des Rechtsweges ermittelt wurden:

1. Preis (1 Transistorempfänger und für 30,-M Bücher aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Volker Haugk, Thälmannstr. 18, Gatersleben, 4325

2. Preis (Bücher für 75,-M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik) Daniel Päßler, Am Oesterholz 26, Limbach-Oberfrohna, 9192

3. Preis (Bücher für 50,-M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik) A. Konopka, Werner-Seelenbinder-Str. 2, Rathenow, 1830

4.-10. Preis (je Preistäger Bücher für 25,-M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Steffen Schudy, PSF 73, Greußen, 5403

Thomas Richter, PSF 36 058, Torgelow-Drögeheide, 2110

Tobias Merkel, Fontanestr. 3, Waren, 2060

Gerd Marquardt, Schäfferstr. 6, Bautzen, 8600

Ferdinand Kather, Prellerstr. 41, Dresden, 8053

Lutz Bruderreck, Weserstr. 3, Blankenfelde, 1636

Holger Voß, Givorser Str. 5, Döbeln, 7300

Herzlichen Glückwunsch allen Gewinnern!

Schlagwortverzeichnis für die Jahrbücher 1987 1989 und 1990

(Die Zahl vor dem Schrägstrich gibt jeweils das Jahrbuch an, die Zahl nach dem Schrägstrich die Seite.)

Abschwächer für KW-RX 90/186
Abtastsystem 89/118
ACTV-Verfahren 90/38
Adreßfeld 90/149
Advanced Compatible Television System 90/38
A/D-Wandler 90/86
Aggression im Äther 89/31ff.
Akkumulatorladezustand, Überwachung 88/218
Akustikgitarre 89/221
alphanumerisches Lichtschachtbauelement 87/16
Aluminium, Weichlöten 90/165
Amateurfunkbereich, CMOS-Schaltkreis 90/168
Amateurfunkempfänger AFE 12. Netzteil 88/110ff.
Amateurfunk, Ideenspeicher 87/147ff. 90/157ff.
AM-Eingangsschaltung 88/235
AM- und FM-Empfang, Empfangsumsetzer 88/178ff.
Analogschalter 89/101
Analogschaltkreis 87/12 88/13
AND-Gatter 88/91
Anfängerschaltung 89/234ff.
Antenne für 160-m-Band 88/170
-, unsichtbare 88/151
Antennenwald, Blick in 88/142ff.
Antwort-Impuls-Telegramm 90/68
Anzahl der Pakete 90/146
Anzeigebaustein MQE 10 90/22
aperiodischer Feldstärkemesser 87/131
äquivalente Rauschspannung 90/155
Arbeitsmodus, Packet-Radio 90/147
Audio-Anlage 88/18
Auflagekraft, richtige 89/124

Ansteuerschaltkreis 87/12
Aussteuerungsmesser, NF-Verstärker 89/209
Autoblinklampe 87/223
azimutaler Umlauf 90/58
Bakenbetrieb 90/146
Bandbreiten-Kompressionsverfahren 90/35
Band-Klassifizierung 90/90
Bandpaß 89/201
Bandpaßfilter, UKW-Rundfunkband 89/200ff.
Bandpflege 90/95
Bandspule 90/91
Baßreflexbox 88/19
Batterieladestromkontrolle, 6-V-Anlage 88/230ff.
-, 12-V-Anlage 88/225ff.
Baud-Rate 90/146
Bauelement, elektronisches, TESLA 90/80ff.
Bauer, Wolf, Ziege, Kohlkopf 88/247
BC-Empfang 87/152
BC-Störung, HF-Filter gegen 88/167
Breitbandverstärker 88/196ff.
Bekannthschaft mit einer Perle von Stabsfeldwebel 87/262ff.
Berührungssensor, kapazitiver 90/173ff.
Betriebsspannungskontrolle, 6-V-Anlage 88/222 f.
-, 12-V-Anlage 88/219ff.
BIFET-Operationsverstärker 87/184
Bildauflösung höhere 90/30ff.
Bildaufnahmeröhre, höhere Auflösung 90/31ff.
Bildplatte 88/45
Bildschirmtextdekoder 87/52
Bildsignal, Digitalisierung 89/62
BK-Schaltung 90/169, 170
Blick in den Antennenwald 90/126ff.
Blinktaschenlampe 87/222

Booster 89/213
 Bordspannungskontrolle, Kfz 90/231
 Breitbandkommunikationsnetz 89/36ff.
 Breitbandverstärker, Fernsehen 88/208 ff.
 –, VHF-Bereich 89/164ff.
 Breitbandvorverstärker 87/148
 Brückenschaltung 87/102
 Bürocomputersystem 87/33

Casseiver 90/28, 29
 CCD-Zeilefernsehkamera 87/36
 CD 90/51ff.
 –, Dynamik 90/48
 CD-1 90/52
 CD Interactive 90/52
 CD-Platte 88/45
 CD Read Only Memory 90/51
 CD-ROM 90/51
 CD-V 90/54
 CD Video 90/54
 Chalnicon 90/32
 CINRAS 90/19, 27
 CMC Diamond 88/16
 CMOS-Melodiegenerator 87/239 ff.
 CMOS-Mikroprozessorsystem U 84 C 00
 90/20
 CMOS-Logikbaureihe 88/11
 CMOS-Logikprüfstift 90/195 ff.
 CMOS-Schaltkreis 89/96ff.
 – im Amateurfunkbereich 90/168 ff.
 CMOS-Timer U 4541 DG, programmier-
 barer 90/22
 Color 40 90/26, 27
 Compact Disk 89/56 90/51ff.
 Computersport der GST 89/266ff.

Dämpfungsteller 89/203
 Darlington-Leistungsschalttransistor
 90/24
 Darlington-Transistor 88/14
 DAT, Dynamik 90/48
 Dateneingabe 88/66ff.
 Datenmodem 87/33
 Datenpaket-Funk 90/140
 Datentechnik 89/30 f.
 D/A-Wandler 88/12
 DC/DC-Wandler 89/28
 Dekoder-Schaltkreis 87/13
 Dichtmeßgerät, Fotolabor 88/188 ff.
 Digipeaterbetrieb 90/147
 digitale Frequenzanzeige, FM-Rund-
 funkgerät 89/238ff.
 digitaler Halbleiterspeicher 88/53ff.

digitale Signalverarbeitung 89/48
 digitales Ohmmeter 87/139ff.
 Digitalisierung des Bildsignals 89/62ff.
 – des Signals 89/48ff.
 – des Tonsignals 89/54ff.
 Digitaltechnik, Einführung 87/46 ff.
 Digital Video Interactive 90/54
 Dioden-Hochspannungsnetzteil 90/165
 Dipmeter mit LED-Anzeige 90/187
 Dipmeterschaltung 88/169
 Direktmischempfänger 87/158ff.
 –, Eingangsstufe 88/164
 –, Verbesserung 90/158
 –, 80-m-Funkpeiljagd 89/186
 Display, höhere Auflösung 90/39
 Doppel-NF-Leistungsverstärker 88/81
 Doppel-NF-Verstärkerschaltkreis 89/113
 Doppelspielband 90/90
 Doppel-Zepp für 12 m, verlängerte 90/
 131
 Drahtantenne 87/150
 Drehzahlregelschaltkreis 89/28
 Dreiband-KW-Antenne 90/179 f.
 Dreifachspielband 90/90
 DSB-Modul 89/135
 Dual-Gate-Feldeffekttransistor, HF-
 Schaltung 90/117ff.
 Dual-Gate-FET, TESLA 90/81
 Dual-Komparator 87/77
 Durchgangsprüfer 89/259
 DVI 90/54
 Dynamik 90/44ff.

ECAM-System 87/65
 ECL-Schaltkreis, UdSSR 87/84ff.
 EDVA, Dateneingabe 88/66ff.
 EFI-System (EFIS) 87/64
 Eichpunktgeber 89/160
 Einchipmikrorechner 87/78 88/11, 13
 Eingangsstufe, hochohmige 87/227
 Einkreisempfänger, KW-Empfang 89/
 185
 Einkreis-Geradeusempfänger 89/257
 Einstellkombination, elektronische 89/
 223 ff.
 Einwegschaltung 87/102
 Elektrisierapparat 88/249
 elektroakustische Übertragung 90/44ff.
 elektromagnetische Welle, Polarisation
 88/30ff.
 Elektronik im Verkehrsflugzeug 87/61ff.
 Elektronikschaltung für Spiel, Spaß, Un-
 terhaltung 88/246ff.

- elektronische Einstellkombination 89/223 ff.
- Kontrollschaltung im Kraftfahrzeug 90/230 ff.
- elektronischer Schalter 90/168
- Würfel 89/246 ff.
- elektronisches Cockpit 87/63
- elektronische Taste, kapazitiver Sensor 90/173 ff.
- Entladung 90/166
- elliptische Polarisation 88/33
- Empfänger-IS, Direktmischempfänger 87/161
- Empfänger, Rauschen und Empfindlichkeit 90/154
- Empfangsantenne, Kurzwelle 88/132 ff.
- mit geringem Rauschen 90/126
- Empfangsumsetzer, AM- und FM-Empfang 88/178 ff.
- Empfindlichkeit 90/154 ff.
- Engagiert und eigenverantwortlich Potenzen erschließen 90/250 ff.
- Entfernungsmessung 89/83
- Entzerrerschaltung für Operationsverstärker 89/233
- Entzerrerverstärker, magnetischer Tonabnehmer 87/231
- Equalizer 87/222
- Erdung mit kleiner Impedanz 90/161
- Erwärmung, Prüfschaltung für 89/263
- EXOR-Gatter 88/92
- Extremwertspeicher, Thermometer 87/196 ff.
- Fahrrad-Rücklichtumschaltung 89/264
- Farbfernsehempfänger 87/17
- Farbfernsehempfänger RC 9140, Portable 90/29
- Faszination Computer 88/272 ff.
- FCS 90/151
- Feldstärkemesser 87/131 ff. 89/161
- Fernschreiber F 2000 90/18, 27
- Fernsehbildwiedergabeeinrichtung, flache 87/45
- Fernsehempfang, Neuerung 87/39 ff.
- , Verstärkerschaltung für 88/208 ff.
- Fernsehen 87/16
- Fernsehgeräteproduktion der DDR 87/27 ff.
- Fernsehsignal mit höherer Auflösung, Übertragungsverfahren 90/34
- Fernsprechapparat 87/21 87/35
- Festwertspeicher 87/14
- FET-Voltmeter 89/260
- , einfaches 90/244
- FET-Vorverstärker, rauscharmer 90/121
- Filter nach Maß 89/142 ff.
- Flat-Square-Röhre 87/43
- Floppy-Disk-Controller 89/26
- Flüssigkeitskristallzelle 87/45
- Flugfunk, Übertragungsverfahren 88/72 ff.
- Flugzeug, Elektronik 90/65 ff.
- FM-Rundfunkgerät, digitale Frequenzanzeige 89/238 ff.
- FM-System (FMS) 87/67
- FORTH, Aufbau und Arbeitsweise 90/115
- , auf Kleincomputer 90/112 ff.
- , Eigenschaften 90/113
- Fotolabor, Dichtemeßgerät für 88/188 ff.
- Frame Check Sequence 90/151
- Frequenzanzeige, digitale, FM-Rundfunkgerät 89/238 ff.
- , quasidigitale 90/203 ff.
- Frequenzgang 89/125
- Frequenzvervielfacher 87/152
- Frequenzzählerbaustein 87/106 ff.
- Fuchs-Kreis 88/139, 140
- Funksprechgerät 87/34
- Funktörmeßgerät SMV 21 90/20, 27
- Funktionsgenerator, B 260 D als 90/222 ff.
- Ganzwellen-Delta-Loop, geneigte 88/146
- Geschicklichkeitsspiel 88/246
- Gitarre, NF-Vorverstärker 89/153
- Gitarrenschaltung 89/210 ff.
- Gleichrichter, Bemessung 87/104
- Gleichrichterschaltung, Faustformel 87/288
- Gleichspannungsmessgerät, hochohmiges 88/191
- Gongschaltung 89/264
- GPW-System (GPWS) 87/67
- Grafik-Display-Controller 88/12
- Grenzempfindlichkeit 90/154
- Gum-Diode, TESLA 90/82
- Halb-Delta-Loop-Praxis 88/148
- Halbleiterdiode, Testschaltung für 88/234
- Halbleiterspeicher, digitaler 88/53 ff.
- Hall-Generator 88/100 ff.
- Hall-Tasten-Schaltkreis 88/14
- Haus am Platze 88/264 ff.

- Hautwiderstandsindikator 88/257
HCT-Logikschaltkreis 89/26
HD-MAC-Verfahren 90/35
HDTV 90/30ff.
Heimlabor, Temperaturregler 89/254ff.
HF-EingangsfILTER für KW-RX 90/186
-, KW-Empfänger 89/184
HF-Erdung, künstliche 90/138
HF-Filter, BC-Störung 88/167
HF-Meßtechnik 89/176ff.
HF-Prüfstift 87/224
HF-Schaltung, Direktmischempfänger 87/159
-, Dual-Gate-Feldeffekttransistor 90/117ff.
HF-Schnüffler 87/133, 137
HF-Spannungsanzeige 89/261
HF-Verstärker, C-Betrieb 87/149
HF-Vorstufe, Arbeitspunkteinstellung 90/117
HiFi-Lautsprecherbox 87/37
HiFi-Mikrofon, dynamisches 87/36
HiFi-Phonoautomat 88/18
HiFi-Stereo-Receiver 87/17
HiFi-Steuergerät 89/28, 30
High-Definition Multiplex Analog Component 90/35
High-Definition Television 90/30ff.
High-Technology 88/21ff.
Hinterklebeband 90/95
H/L-Flanke, Anzeige 90/197
Hochhaus-Funkamateure, Tip 90/164
Hochpaß 8. Ordnung, aktiver 89/149ff.
Hochzeilenfernsehen 90/30ff.
- Ideenspeicher, Amateurfunk 87/147ff. 90/157ff.
Identifikationsbaugruppe, Variante 87/246ff.
I-Feld 90/151
Impulssteuerschaltung, Modellmotor, B 260 D 90/225ff.
Impuls, stochastischer, Anzeige 90/198
Informationsfeld 90/151
Informationssteckdose 89/39
Ingenieurbetrieb, Mikroelektronik 89/66ff.
integrierter Schaltkreis, TESLA 88/80ff.
Interface-Baustein, serieller 89/26
internationale Schaltungsrevue 87/158ff. 88/161ff. 89/183ff. 90/183ff.
ISDN 89/38
ISDN-Arbeitsplatz 89/41
- Kamerarecorder 87/59
Kanal Anpassung 89/53
Kapazität, Sortierung 90/164
kapazitiver Berührungssensor 90/173ff.
Kassetten-Autoempfänger 87/38
KC, FORTH 90/112ff.
KC 85 90/103ff.
KC 85-System, Einsatzgebiete 90/109
Kennband 90/94
Kerze, elektronische 88/251
Keyboard 87/207
Kfz-Kontrollgerät, elektronisches 88/219ff.
Kfz siehe auch Kraftfahrzeug
Klangeffektschaltung 89/218ff.
Klangregelschaltung 87/233
Kleincomputer, FORTH 90/112ff.
Kleincomputer KC 85/3 90/103ff.
Kleincomputersystem KC 85 90/103ff.
Kleinschreibmaschine, elektronische 89/22
Kleinrechner, Dateneingabe 88/66ff.
Kommandomodus 90/145
Kommunikationsdienst 89/37
Kommunikationstechnik (2), Begriffe 87/278
- neue Dienste der 87/51ff.
Kommunikationssteckdose 89/39
Kompaktschreibmaschine Erika 6007 90/21
Kompromiß-Delta-Quad-Antenne für 80/40/20 m 90/130
Konturgenerator 87/208
Konverter 87/149
- für OIRT/CCIR bzw. CCIR/OIRT 88/239
Kopfhörerverstärker, Direktmischverstärker 87/162
Kraftfahrzeug, Bordspannungskontrolle 90/231
-, elektronische Kontrollschaltung 90/230ff.
-, Stromkontrollschaltung 90/231ff.
Kreuzdipol 88/36
künstliche HF-Erdung 90/138
Kunstantenne, symmetrische, für 52, 70 oder 200 Ω 90/163
Kurvenschreiber 87/153
Kurzwele, Empfangsantenne 88/132ff.
Kurzwellenamateure, QRP-Schule 88/120ff. 89/154ff.
Kurzwellenbereich, Mehrbandantenne 90/179ff.

- Kurzwellenfunksystem 90/19, 27
 KW-Amateurband, Rahmenantenne für 90/185
 –, VFO für 90/188
 KW-RX, Abschwächer und MF-EingangsfILTER 90/186

 Labor, Temperaturregler 89/254ff.
 Ladderfilter 88/168
 Ladekondensator, Bemessung 87/104
 Ladepumpe 87/115
 Langspielband 90/90
 LCD-Anzeige, TESLA 90/83
 LCD-Matrixschaltkreis 88/12
 LED-Zeile, Flachbauweise 90/22
 L/H-Flanke, Anzeige 90/197
 Leipziger Frühjahrsmesse 87/9ff. 88/9ff. 89/21ff. 90/17ff.
 Leistungs-HF-Schalter-, Quelle für 90/162
 Leistungsschalttransistor 90/24
 Leistungstreiber 87/13
 Leistungsmesser 89/178
 Leiterplatte, Bohren 87/156
 Leuchtstofflampe, Transverter für 87/223
 Lichtdrucker-Ansteuerchip 89/29
 Lichtschachtbauelement 87/16
 lineare Polarisation 88/39
 Linearverstärker für 432 MHz 87/119ff.
 Logikprüfstift, CMOS 90/195ff.
 Loop-Antenne für Kurzwelle 90/136
 Loop-Skywire 88/142
 Lorentz-Kraft 88/102
 Low-Power-Schottky-Schaltkreis 87/13
 LS-TTL-Schaltkreis 88/89ff.

 Magnetbandpflege 90/95
 Magnetband, Typenbezeichnung 90/91
 –, Zubehör 90/90ff.
 Magnetfeldsensor 89/27
 Magnetfeldsonde 87/133
 magnetischer Tonabnehmer, Entzerrer-verstärker für 87/231
 magnetisches Abtastsystem 89/119
 MAXFRAME 90/146
 Mehrbandantenne für Kurzwellenbereich 90/179ff.
 Mehrfachkommunikation 89/40
 Mehrkanalpegelprüfer 88/184ff.
 Mehrnormenfarbkode 87/40
 Melodiegenerator in CMOS 87/239ff.
 – mit U 880-Minimalsystem 89/195ff.
 Metallsuchgerät 89/262

 Meteorologie, Elektronik in 90/56ff.
 Mikroelektronik, Bauelement 87/10ff. 88/10ff. 89/26ff. 90/20ff.
 –, Entwicklung und Anwendung 89/13ff.
 –, Informationsdienst 87/70ff.
 –, Ingenieurbetrieb 89/66ff.
 Mikrofon, NF-Verstärker 89/153
 –, Vorverstärker 87/228
 Mikroprozessorschaltkreis 87/79
 Mikrorechnerbausatz MRB Z 1013 89/70ff.
 Mikrovoltmeter SMV 21 90/20, 27
 Mikrowellen-Lande-System 89/80
 Militärtechnische Schule der Nachrichtentruppe 90/257ff.
 Mini-CW-Sender 80/40 m 88/162
 Miniempfänger 87/219
 Mischerschaltung mit UL 1042 90/183
 Mischkommunikation 89/40
 Mischstufe, Direktmischempfänger 87/158
 –, Dual-Gate-FET 90/124
 Mithörszillator 89/162
 Mittelpunktschaltung 87/102
 Mittelwellentaschensuper 87/37
 MLS-Bordanlage 87/87
 MMM-Kaleidoskop 87/271ff. 88/280ff. 89/282ff. 90/271ff.
 MOA-Gilham-Code 90/69
 Modem 90/142
 Modelleisenbahn, 2-Zug-Betrieb 90/190ff.
 Modellmotor, Impulssteuerschaltung B 260 D 90/225ff.
 Mode-S-Abfrage 90/69
 Monitorbetrieb 90/146
 Monoflop 89/101
 Morsetongenerator 88/174ff.
 MRB Z 1013, Mikrorechnerbausatz 89/70ff.
 Multibanddipol, Portablebetrieb 89/159
 Multibandfilter 88/166
 Multiband-Groundplane, einfache 90/129, 161
 Multimeter 88/17
 Multiple-Sub-Nyquist-Sampling-Enconding 90/35
 MUSE-Verfahren 90/35
 Musikinstrument, einfaches 90/248
 – Termenvox 88/240
 M001 DIGITAL IN/OUT 90/107
 M003 V24 90/107
 M005 USER 90/107

- M006 BASIC 90/107
 M007 ADAPTER 90/108
 M011 64 kByte RAM 90/108
 M012 TEXOR 90/108
 M022 EXPANDER RAM 90/108
 M025 USER FROM 8k 90/109
 M026 FORTH 90/109
 M027 DEVELOPMENT 90/109
- Nachrichtentechnik, VEB Kombinat 87/
 31 ff.
 Nachrichtenempfänger 87/21
 Nachrichtenübertragungssystem 87/34
 NAND-Schaltung 89/235
 Nante, Taschenempfänger 88/17
 Navigation 89/78
 Nebenstellenzentrale 87/35
 Nebenstellenzentrale NZ 400, digitale
 90/17, 27
 Netzteil 88/201 ff.
 Netztransformator, Bemessung 87/103
 Newcosvicon 90/32
 Newvision 90/32
 NF-Clipper 90/177
 NF-Filter, passives 88/168
 NF-Leistungsverstärker 87/81
 NF-Steuerstufe, Operationsverstärker in
 87/226 ff.
 NF-Verstärker 90/247, 248
 NF-Verstärkerschaltkreis 89/107 ff. 90/
 97 ff.
 -, CEMI 90/98 ff.
 -, SR Rumänien 90/102
 -, TESLA 90/97
 NF-Vorverstärker 89/153
 NF-Zweig, Stummschaltung 90/169
 n-Kanal-DMOS-Anreicherungstyp,
 TESLA 90/80
 n-Kanal-Dual-Gate-MOS-Feldeffekttran-
 sistor 90/24
 n-Kanal-MOSFET, TESLA 90/80
 NM-System (NMS) 87/66
 No Software 90/9 ff.
 NRZ-Kodierung 90/143
 Nullpunkt, unterdrückter 87/154
- Oberflächenfilter, Fernsehtechnik 90/25
 Ohmmeter, digitales 87/139 ff.
 Operationsverstärker 87/77
 -, Entzerrerschaltung für 89/233
 - in NF-Steuerstufe 87/226 ff.
 -, moderner 87/181 ff.
 -, TESLA 90/84 ff.
- Opto-Datenplatte 88/41 ff.
 optoelektronischer Koppler 87/16 90/22
 optoelektronisches Bauelement 88/15
 - Tastatur 88/69
 Optoplatte 90/51 ff.
 ORWO-Band, Typbezeichnung 90/91
 ORWO-Klebe-Set 90/95
 ORWO-Produktionsortiment, Magnet-
 band 90/91
 Oszillator, lichtgesteuerter 88/250
 -, universeller 90/242
- Packet. Aufbau 90/149
 Packet-Radio 90/140 ff.
 -, Arbeitsmodus 90/147
 - in der DDR 90/152
 Packet-Radio-Modem 90/143
 Packet-Radio-Rechner 90/144
 -, Bedienung 90/145 ff.
 Packet-Radio-Station, Gerätetechnik 90/
 141
 PACLEN 90/146
 Paketlänge 90/146
 Parallelschaltung, Widerstand, Nomo-
 gramm 90/167
 PA-Stufe 88/164
 -, 2-m-Band 89/190
 -, 160-m-Band 89/190
 Pegel, Anzeige 90/195
 Peripherieschaltkreis, universeller 89/26
 PETP-Kennband 90/94
 Phasenvergleichler für PLL 90/176
 PID 90/151
 piezoelektrisches Abtastsystem 89/118
 plan position indicator 90/58
 PLL-Demodulator 87/174 ff.
 PLL-Phasenvergleichler für 90/176
 PLL-Synthesizer 88/12
 PLL-Synthesizerschaltung 87/14
 Plumbicon 90/32
 Polarisation 88/30 ff.
 Portablebetrieb, Multibanddipol für 89/
 159
 ppi-Betrieb 90/58
 Präzisions-BIFET-OV B 411 DD 90/21
 Preselektor, KW-Empfänger 89/183
 Primärmultiplexanschluß 89/40
 Primärradar 90/67
 Protokoll AX. 25 90/148
 Protokoll Identifier 90/151
 Prüfstift 90/195 ff.
 Prüfsumme 90/151
 Pulskodemodulation 89/49

- QRP-Antennenanpaßgerät 89/157
 QRP-Endstufe 88/126, 127
 QRP-J3E-Sender, 80 m 89/134
 QRP-Leistung, preiswerte 90/159
 QRP-Schule, Kurzwellenamateur 88/
 120 ff. 89/154 ff.
 QRP-Sender, aktives Reflektometer für
 88/115 ff.
 QRP-Station 88/124
 QRP-Stehwellenmesser 89/156
 Quadkonfiguration 90/130
 Quadelement, liegendes 88/149
 Quantisierung 89/51
 Quarzoszillator 88/160
 quasidigitale Frequenzanzeige 90/203 ff.
 Quasiparalleltonempfang 87/42

 Radioklub der DDR 88/264 ff.
 Radiosonde 90/61 ff.
 Rahmenantenne, aktive 87/221
 – für KW-Amateurband 90/185
 RAM-Speicherschaltkreis 88/53
 range high indicator 90/58
 Rationalisierungsmittel 89/9 ff.
 Rauschbandbreite 90/154
 Rauschen 90/145 ff.
 Rauschleistung 90/154
 Rauschminderungsschaltung, Stereobe-
 trieb 87/167 ff.
 Rauschspannung, äquivalente 90/155
 Rauschsperrung 90/171
 RC-HP-Funktionsblock 89/143
 RC-TP-Funktionsblock 89/142
 Reaktanzkompensation, VFO-Stabilität
 durch 90/158
 Rechteck-LED 87/15
 Reflektometer, aktives 88/115 ff.
 Reflexaudion 87/220
 Reflexempfänger 88/237
 Reihe U 74 HCT...DK 89/105
 Reihe V 4000 89/100
 Reiseempfänger 87/18
 RESET 89/236
 Resonanzdetektor 87/23
 RFT-Abtastsystem, Kennzeichnung 89/
 120
 RGW-Bereich, neuer Schaltkreis 87/
 75 ff.
 rhi-Betrieb 90/58
 Richtfunkeinrichtung 87/35
 ROM-Speicherschaltkreis 88/55
 Rückmischoszillator 87/116
 Rundfunk 87/16

 Saticon 90/32
 Schachcomputer 88/16
 Schallplattenabtastsystem 88/117 ff.
 Schaltband 90/95
 Schalter, elektronischer 90/168
 Schaltnetzteil-Ansteuerschaltkreis
 B 260 D, Anwendung 90/217 ff.
 Schaltungsrevue, Anfänger 87/219 ff. 88/
 235 ff. 89/257 ff. 90/242 ff.
 –, internationale 87/158 ff. 88/161 ff. 89/
 183 ff. 90/183 ff.
 Schieberegister 88/93
 Schottky-Diode, TESLA 90/82
 Schreib-Lese-Speicher 87/76
 schwebender Körper 88/259
 Secondary Surveillance Radar 90/67
 Sekundärradar 90/67
 Sekundär-Überwachungs-Radar 90/67
 selektiver Feldstärkemesser 87/132
 Selektivfilter, 2-m-Band 88/171 ff.
 Selektivverstärker 90/119
 –, Fernsehen 88/213 ff.
 Selenkleinstgleichrichter 87/97
 –, Typübersicht 87/282 ff.
 Sende/Empfangsgerät 87/22
 Sende/Empfangs-Umschaltung, automa-
 tische 90/169
 Sender, 80-M-Funkpeiljagd 90/189
 serieller Interface-Baustein 89/26
 S & H-Schaltung 87/207
 Sigma-Beam nach JG1UNE 90/133
 Signal, Digitalisierung 89/48 ff.
 Signalgenerator 2,6 bis 49 MHz 89/178
 Signalverarbeitung, digitale 89/48
 Silicon Valley 87/24 ff.
 Silizium-Epitaxial-Planar-NF-Transistor
 90/24
 Silizium-Leistungsgleichrichterdiode
 87/15
 Si-npn-NF-Leistungstransistor 88/13
 Si-pin-Fotodiode 87/16
 Sirene 87/225 88/255
 Skalar-Netzwerkanalysator 89/178
 SLIC-Schaltkreis 88/14
 SMD-Bauelement, aktives 90/23
 SMD-Technik, Bauelement 88/12
 –, Schaltkreis 89/12
 Softwareindustrie, kapitalistische Haupt-
 länder 90/12
 Solarzelle, Stromversorgung mit 90/242
 Sound, moderner 89/210
 Spannungsregler 87/81
 – mit R 210 90/212 ff.

- Speicherorganisation 88/56
 Speicherschaltkreis 89/29
 Speicherschaltkreistyp 88/57
 Speichersystem 88/60
 Speiseleitung, Überprüfung 90/162
 Spiegelfrequenzdipper 87/156
 Spielspaß 89/234 ff.
 Spule, Anzapfung 87/155
 Spulenmagnetband und Zubehör
 90/90 ff.
 SSB-Sender 89/123 ff.
 SSR 90/67
 Stabilisierungsschaltung 88/201
 Stabsoperfäbriich Günter Büch 89/
 274 ff.
 Standartband 90/90
 statischer Pegel, Anzeige 90/195
 Stehwellen-Meßgerät 89/193
 Stereobetrieb, Rauschminderungsschal-
 tung für 87/167 ff.
 Stereodekoderschaltkreis 89/27
 Stereo-Doppelkassetendeck 89/29
 Stereo-Equalizer 87/19
 Stereoheimempfänger 88/18
 Stereoleistungsverstärker 87/78
 Stereo-Kassettenrekorder 89/27
 Stereo-NF-Verstärker 89/231
 Stereo-Radiorekordersystem SKR 1000
 90/28, 29
 Stereo-Testband 90/95
 Stereo-Vollverstärker 89/30
 Stereo-2fach-Kompaktanlage SC 2000
 90/28, 29
 Steuerfeld 90/150
 stochastischer Impuls, Anzeige 90/198
 Stratocaster 89/213
 Stromkontrollschaltung, Kfz 90/231 ff.
 Strommessung 87/155
 Stromversorgung mit Solarzelle 90/242
 Stromversorgungsschaltung 88/240
 Stromversorgungsteil, stetig geregelt 90/
 218 ff.
 Stummschaltung, NF-Zweig 90/169
 Subminiatursteckverbinder 90/26
 Summierstufe 89/207
 Super-Cbalnicon 90/32
 symmetrische 52. 70 oder 200 Ω
 Kunstantenne 90/163
 Synthesizer 87/205 ff.
 Tachometer, elektronisches 87/86
 Taktfrequenz, Anzeige 90/197
 Taschenrechnerschaltkreis 87/14
 Tastatur-Steuerschaltkreis 88/84
 Taste, elektronische, kapazitiver Sensor
 mit 90/173 ff.
 Tastverhältnisverfahren 87/200
 Tastwahl-Schaltkreis 87/14
 Teilerschaltkreis U 1159 DC 90/20
 Telegrafieüberwachungseinrichtung
 87/32
 Temperaturmeßgerät, LED-Anzeige 89/
 249 ff.
 Temperaturregler 90/209 ff.
 -, Heimplabor 89/254 ff.
 Temperaturüberwachung 89/263
 Terminal, Packet-Radio-Rechner 90/144
 TESLA, elektronisches Bauelement 90/
 80 ff.
 Testschaltung für Halbleiterdiode 88/234
 Textverarbeitungseinheit TE 2000 90/18,
 27
 thermische Rauschleistung 90/154
 Thermometer, Extremwertspeicher 87/
 196 ff.
 Thyristor, schneller, TESLA 90/82
 Tiefpaß 8. Ordnung, aktiver 89/149 ff.
 Timeplex-Signalverarbeitung 87/54. 55
 Timer 555, Schaltung mit 88/242
 Tipptastenschalter, Rechentechnik 90/25
 Tonabnehmer 89/220
 Tonauslösung 87/208
 Tongenerator 88/201 ff.
 Tonsignal, Digitalisierung 89/54 ff.
 Toroidspule mit Induktionswindung,
 Warnung vor Messung 90/163
 Transistor-Dipmeter 89/191
 Transistor, neuer 89/29
 Transistorprüfer 89/259
 Transceiver, Packet-Radio 90/142
 Transverter, Leuchtstofflampe 87/223
 Treiber-Sensor-Schaltkreis 89/28
 Trennverstärker, NF 89/106
 Triac, TESLA 90/83
 TT-Empfänger 88/19
 Übersprechdämpfungsmaß 89/126
 Übertragungsbereich 89/125
 Übertragung, elektroakustische 90/44 ff.
 Übertragungsfaktor 89/126
 Übertragungsverfahren, Fernsehsignal
 mit höherer Auflösung 90/34
 Uhrenschaltkreis 88/84
 UKW-Antennenverstärker 88/238
 UKW-Dipmeter, 80 bis 325 MHz 88/
 153 ff.

- UKW-Rundfunkband, Bandpaßfilter 89/200 ff.
- UKW-Taschenempfänger Nanite 88/17
- UNPROTO-Text 90/145
- VCA 87/207
- VCO 87/208
- verfügbare Rauschleistung 90/154
- Vermittlungszentrale 87/35
- Verstärkerschaltung, Fernsehempfang 88/208 ff.
- , 145-MHz-Band 90/121
- Vertikalablenkschaltkreis 89/26
- VFO für KW-Amateurband 90/188
- für 7 und 14 MHz 87/164
- für 40-m-Transceiver 89/189
- für 160-m-QRP-Transceiver 89/188
- VFO-Schaltung, 30 MHz 89/187
- VFO-Schaltung durch Reaktanzkompensation 90/158
- , Messen 87/154
- VHF-Antenne, 2-m-Amateurband 89/169 ff.
- VHF-Bereich, Breitbandverstärker 89/164 ff.
- VHF/UHF-Fernseh-Zimmerantenne 87/20
- Vidicon 90/31
- Vierband-QRP-Telegrafiesender 88/124
- Vierband-VFO 88/124
- Voltmeter mit A 277 D 88/192 ff.
- Vorverstärker 89/202, 213, 215 ff.
- , Dual-Gate-FET 90/117
- für Mikrofon 87/228
- Wandlerprinzip 89/117
- Weichlöten von Aluminium 90/165
- Welle, elektromagnetische, zirkulare Polarisation 88/30 ff.
- Wendelantenne 88/37
- Wendeltopfkreisfilter 89/203
- Wetterballon 90/60
- Wetter-Radar 90/56 ff.
- Widerstand, Parallelschaltung, Nogramm 90/167
- Widerstandsprüfer, einfacher 90/245
- Windom-Antenne 88/141
- Windscherung 90/72
- Wissenstestgerät 87/212 ff.
- Würfel, elektronischer 89/246
- Zähler 88/92 89/102
- Zählerbaustein 87/106 ff.
- Zähler und Zeitgeber 90/152
- Zahl oder Wappen 88/259
- zirkulare Polarisation 88/30 ff.
- zivile Luftfahrt, elektronische Lösung 89/78 ff.
- 1Kbit-RAM-Speicher 88/84
- 1-Leiter-Loop-Antenne 90/137
- 1-Megabit-Speicherschaltkreis U 6100 90/20
- 1-Transistorschaltung 88/243
- 1-W-Linearverstärker 87/119 ff.
- 1-W-Transistorendstufe 87/150
- 2-m-Amateurband, VHF-Antenne 89/169 ff.
- 2-m-Band, Selektivfilter für 88/171 ff.
- 2-m-FM-Sender 87/165
- 2-m-Groundplane, Portablebetrieb 90/134
- 2-m-Handfunksprecher, Dipol für 88/145
- 2-m-Sender 88/163
- 2-m-(70-cm)-Empfänger, Dual-Gate-FET-Mischstufe 90/125
- 2 PTT-Verzögerung 90/146
- 2-Ton-Trägerverfahren, Parameter 87/41
- 2-Zug-Betrieb, Modelleisenbahn 90/190 ff.
- 3-fach-Majoritätslogikgatter 87/76
- 3-fach-NAND-OR-Gatter 87/77
- 3-Kreis-Geradeausempfänger, 20-m-Amateurband 89/186
- 3-Ton-Generator 88/252
- 3¹/₂-digit-CMOS-Analog/Digital-Wandler 87/13
- 3,6-MHz-Senderverstärker 89/139
- 4-Megabit-Hybrid-Speicher 90/20
- 5-MHz-VFO 88/160
- 5,4-MHz-VFO 89/138
- 6fach-Analogwertspeicher 88/12
- 6-V-Anlage, Batterieladestromkontrolle 88/230 ff.
- , Betriebsspannungskontrolle 88/222 f.
- 7-MHz-VFO 87/163
- 8-bit-Analog/Digital-Wandler 89/28
- 8-bit-Treiberschaltkreis 89/28
- VIII. GST-Kongreß 87/254 ff.
- 9-Band-Kurzwellenantenne 90/181
- 9-Element-Antenne 89/171
- 9-MHz-Filter mit DSB-Filter 89/137
- 9/3,6-MHz-Bandmischer 89/137
- 12-bit-Analog/Digital-Wandler 87/13
- 12-bit-CMOS-A/D-Wandler U 739 DC 90/22

- 12-bit-D/A-Wandler 88/82
- 12-V-Anlage, Batterieladestromkontrolle 88/225 ff.
- , Betriebsspannungskontrolle 88/225 ff.
- 13-Element-Antenne 89/171
- 16-bit-Mikroprozessorsystem U 80600, schnelles 90/21
- 16-bit-Personalcomputer 89/22
- 16-bit-Prozessorsystem U 80600 90/21
- 16-bit-Vor/Rückwärtszähler 88/89
- 16-Element-Antenne 89/170
- 16-Kbit-RAM 88/11
- 20-m-CW-Sender 88/163
- 21-Element-Antenne 89/172
- 32-bit-Superminirechner 89/21
- 32-Kbit-EPROM 87/14
- 40-m-QRP-Transceiver, VFO 89/189
- 50-Hz-Rauschquelle 87/153
- 80-m-CW-Transceiver, Sendeteil 89/189
- 80-m-Funkpeiljagd, Sender für 90/189
- 80-m-QRP-CW-Transceiver 89/154
- 80-m-QRP-Transceiver, PA-Stufe für 88/164
- 145-MHz-Band, Verstärkerschaltung 90/121
- 160-m-QRP-Transceiver, VFO 89/188
- 160-m-Vertikalantenne, verkürzte 90/127

ISBN 3-327-00770-5
ISSN 0424-8678