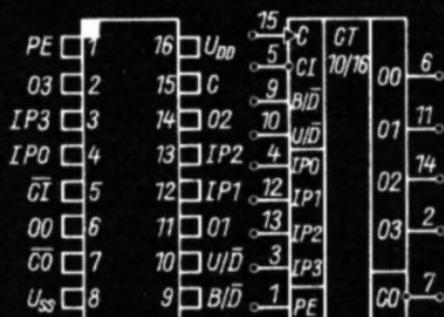




**ELEKTRONISCHES
JAHRBUCH 1987**



CMOS-Schaltkreise



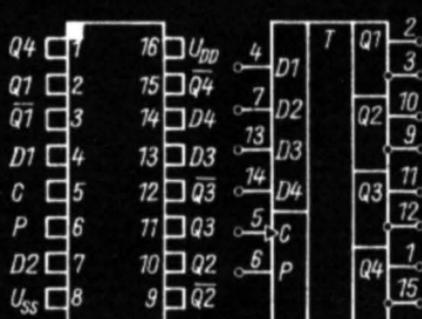
V 4029 D



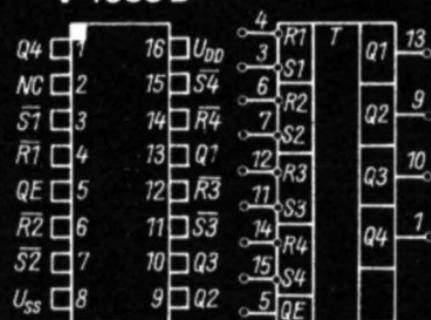
V 4034 D



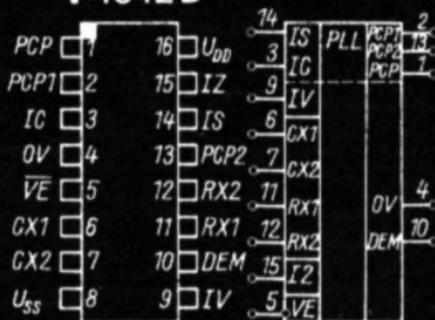
V 4035 D



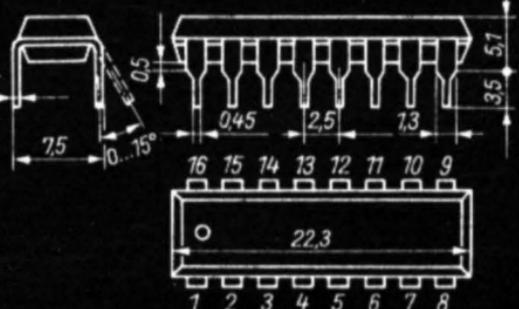
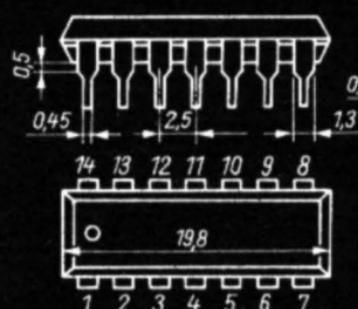
V 4042 D



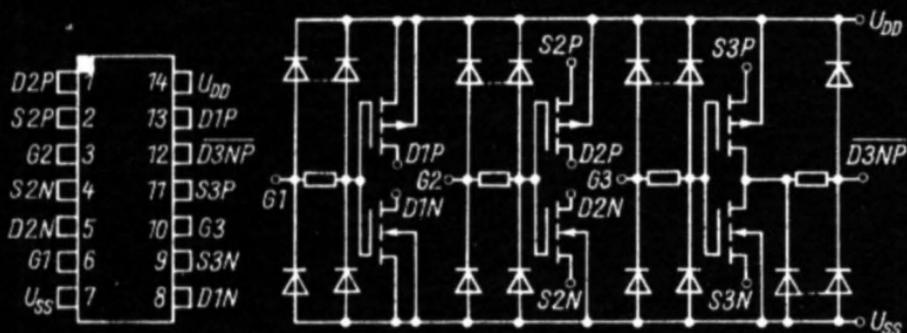
V 4044 D



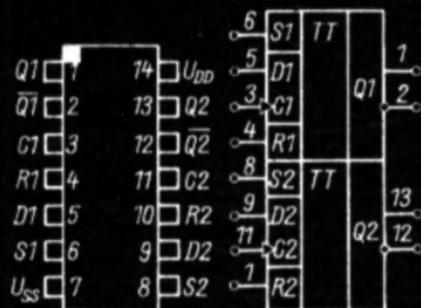
V 4046 D



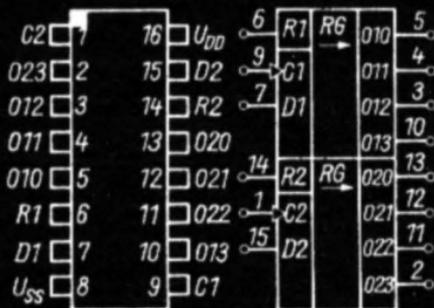
CMOS-Schaltkreise



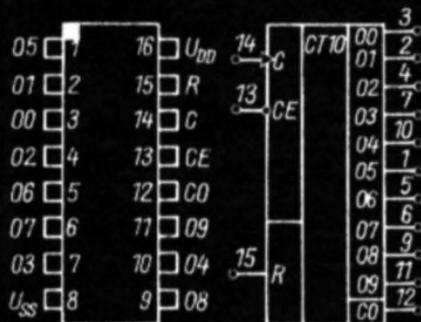
V 4007 D



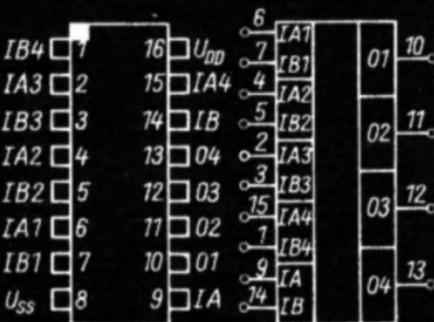
V 4013 D



V 4015 D



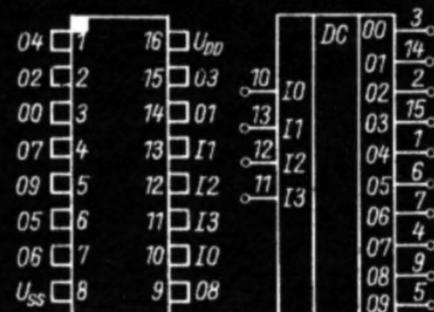
V 4017 D



V 4019 D



V 4027 D



V 4028 D

**Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateurl 1987**

Herausgeber: Obering. Karl-Heinz Schubert
Y21XE

**Elektronisches
Jahrbuch
für den Funkamateurl
1987**



Militärverlag
der Deutschen Demokratischen
Republik

Schubert, Karl-Heinz:
Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateure 1987. –
Berlin: Militärverlag der Deutschen Demokratischen
Republik, 1986. –
288 S.: 243 Bilder – (Jahrbücher)

ISSN 0424-8678
ISBN 3 – 327 – 00105 – 7

1. Auflage, 1986
© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik
(VEB) – Berlin, 1986
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Lichtsatz: INTERDRUCK, Graphischer Großbetrieb Leipzig – III/18/97
Druck und buchbinderische Weiterverarbeitung: Offizin Andersen Nexö, Graphischer
Großbetrieb, Leipzig, III/18/38
Lektor: Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Heinz Grothmann
Illustrationen: Harri Förster
Typografie: Ingeburg Zoschke
Redaktionsschluß: 15. Februar 1986
LSV 3535
Bestellnummer: 746785 5
00780

Inhaltsverzeichnis

Leipziger Frühjahrsmesse 1986 Für weltoffenen Handel und technischen Fortschritt	9
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert</i> «Silicon Valley» – das Chip-Traumland?	24
<i>Hans-Joachim Liesenfeld</i> 35 Jahre Fernsehgeräteproduktion in der DDR	27
VEB Kombinat Nachrichtenelektronik bietet komplexe Lösungen zu- kunftssicherer Nachrichtentechnik	31

Wissenswertes über moderne Technik

<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i> Neuerungen für den Fernsehempfang	39
<i>Dipl.-Ing. Gustav Westphal</i> Elektronik in modernen Verkehrsflugzeugen	61
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert</i> Informationsdienst zur Mikroelektronik	70

Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich	75
<i>Ing. Klaus K. Streng</i> ECL-Schaltkreise aus der UdSSR	84
<i>Dipl.-Ing. Frank Roscher</i> Auswahl und Anwendung von Selenkleinstgleichrichtern	97

Moderne Technik für den Funkamateur

<i>Siegmar Henschel – Y22QN</i> Zählerbaustein mit digitaler Frequenzrastung für VFO	106
<i>Ing. Hans-Uwe Fortier</i> Linearverstärker für 432 MHz	119
<i>Dr. Walter Rohländer – Y220H</i> Der Feldstärkemesser – ein vielseitig verwendbares Meßgerät	131
<i>Ing. Frank Sichla – Y51UO</i> Digitales Ohmmeter mit automatischer Bereichswahl	139
<i>Dr. Walter Rohländer – Y220H</i> Der Ideenspeicher im Amateurfunk – Hilfsmittel für die Amateurfunkpraxis	147
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> Internationale Schaltungsrevue «Amateurfunk»	158

Bauanleitungen für Elektroniker

<i>Dipl.-Ing. Klaus Weinhold</i> Rauschminderungsschaltung für Stereobetrieb und universellen Einsatz	167
<i>Reinhard Dietrich</i> PLL-Demodulator-Baustein für UKW-Empfänger	174
<i>Ing. Dieter Müller</i> Moderne Operationsverstärker – einfacher Schaltungsaufbau	181
<i>Ing. Harro Kühne</i> Extremwertspeicher für analoge oder digitale Thermometer	196
<i>Ralf Männel</i> Ein einfacher Synthesizer als elektronisches Musikinstrument	205
<i>Ing. Egon Klaffke – Y22Fa</i> Wissenstestgerät WTG 87	212
<i>Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE</i> Schaltungsrevue für Anfänger	219
<i>Dipl.-Ing. Frank Roscher</i> Operationsverstärker in NF-Steuerstufen	226
<i>Ing. Frank Sichla – Y51UO</i> CMOS-Melodiegenerator – geringer Aufwand und minimaler Ruhestrom	239
<i>Dipl.-Ing. Horst Weber</i> Varianten einer Identifikationsbaugruppe	246

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

Dipl.-Journ. Harry Radke

Vor dem VIII. GST-Kongreß

Amateurfunk mit Bild und Ton 254

Oberstleutnant Klaus König

Reportage über eine Nachrichtenwerkstatt 262

MMM-Kaleidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der

Grenztruppen der DDR 271

Tabellenanhang

Neue Begriffe der Kommunikationselektronik (2) 278

Tabellenteil zum Beitrag «Auswahl und Anwendung von Selenkleinst-

gleichrichtern» (s. Seite 97 bis 105) 282

1987

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

Leipziger Frühjahrsmesse 1986 Für weltoffenen Handel und technischen Fortschritt

Unter diesem Motto stellten etwa 9 000 Aussteller aus allen Kontinenten in Leipzig aus. In 40 Branchen wurden Investitions- und Konsumgüter angeboten, wobei in den Expositionen und im wissenschaftlich-technischen Veranstaltungsprogramm das Schwerpunktthema *Hochproduktive material- und arbeitszeitsparende Ausrüstungen und Technologien des Maschinenbaus* besondere Beachtung fand.

Anwendungsbreite Automatisierungslösungen, die dem Trend des technologischen Fortschritts in der metallverarbeitenden Industrie entsprechen, präsentierte der DDR-Werkzeugmaschinenbau zur diesjährigen *Leipziger Frühjahrsmesse*. Davon konnten sich *Erich Honecker* und die weiteren Mitglieder der Partei- und Staatsführung in Halle 20 überzeugen, in der der traditionelle Messerundgang begann. Die führenden Persönlichkeiten wurden vom Minister für Werkzeug- und Verarbeitungsmaschinenbau, *Dr. Rudi Georgi*, im Namen der 135 000 Werktätigen des Industriebereichs herzlich willkommen geheißen. Das WMW-Messeangebot, sagte der Minister, widerspiegeln die vielfältigen Initiativen, mit denen sich die Kollektive auf den XI. Parteitag der SED vorbereiten.

Den Mitgliedern der Partei- und Staatsführung wurde erläutert, daß die WMW-Ausstellung völlig neu gestaltet ist. Im Blickpunkt stehen flexible automatisierte Fertigungssysteme, die gegenüber Einzelmaschinen wesentliche Vorteile für die Anwender bringen und zur Verbesserung der Arbeits- und Lebensbedingungen der Werktätigen beitragen. Diese zukunftsorientierte Technik ermöglicht dem Anwender eine hohe Produktivität und Effektivität. Das kommt unter anderem zum Ausdruck in einer Erhöhung der Arbeitsproduktivität um mehr als 300 %, einer Verkürzung der Durchlaufzeiten um 50 bis 70 % und einer Erhöhung des zeitlichen Nutzungsgrads der Ausrüstungen um 40 bis 60 %. Diese Effekte werden insbesondere erreicht durch die Verknüpfung von numerisch gesteuerten Werkzeugmaschinen, Bearbeitungszentren und Fertigungszellen, ausgestattet mit den Steuerungsgenerationen *CNC 600* und *CNC 700*, Palettentaktstationen und Portalrobotern, ebenso durch schienen- und leitliniengeführte Transportfahrzeuge für die automatisierte Handhabung der Werkstücke, Werkzeuge und Vorrichtungen, des weiteren durch die entsprechende automatische Werkzeugbruchkontrolle und durch Meßsysteme sowie automatisierte Lagersysteme.

Unter dem Motto *Flexible Automatisierung der Fertigung* wurden mehr als 30 Moduln und Teilsysteme flexibler Fertigungssysteme sowie vollständige flexible Fertigungssysteme und kundenspezifische Lösungen auf Einzelmaschinen gezeigt, die alle den Bedürfnissen der Anwender entsprechen. Die Entwicklung derartiger Fertigungssysteme erfordert ein enges Zusammenwirken mit Forschungseinrichtungen und Hochschulen. Das betrifft ebenso die Erarbeitung der Software. 80 % der Messeexponate des Werkzeugmaschinenbaus sind Neu- oder Weiterentwicklungen. Durch den Einsatz der Schlüsseltechnologie Mikroelektronik konnte der Gebrauchswert der Erzeugnisse wesentlich erhöht werden. Ihr Energieverbrauch sank, der spezifische Materialeinsatz verringerte sich. Die DDR ist heute in der Welt der sechstgrößte Produzent und der drittgrößte Exporteur von Werkzeugmaschinen. Bisher wurden unter dem Zeichen WMW weit über 300 000 Werkzeugmaschinen in mehr als 60 Länder geliefert.

Dr. Rudi Winter stellte weiterhin eine CAD/CAM-Arbeitsstation zur rechnergestützten Konstruktion, Fertigungsvorbereitung und -steuerung vor. Auch in diese Station ist ein hohes Maß von wissenschaftlicher Arbeit eingegangen. Der Generaldirektor des Kombines *Robotron*, *Friedrich Wokurka*, erläuterte die Geräte. Vom gedanklichen Entwurf eines Werkstücks bis zum fertigen Erzeugnis vergehen mit Hilfe derartiger CAD/CAM-Lösungen nicht mehr Tage, sondern nur noch wenige Stunden.

Revolutionisierende Veränderungen haben einen Ausgangspunkt stets in der Anwendung von Schlüsseltechnologien, hängen mit Fortschritten in der Elektrotechnik und Elektronik zusammen, vor allem in der Mikroelektronik und der modernen Rechentechnik. Aufschluß über deren erfolgreiche Leistungsentwicklung erhielt man sowohl in der Messehalle 18, in der die Elektrotechnik ihr Domizil hat, als auch in der Halle 15, in der man von mikroelektronischen Schaltkreisen bis zu kompletten CAD/CAM-Arbeitsplätzen und entsprechender Software alles fand, was für hochproduktiven technologischen Fortschritt bürgt.

Bauelemente der Mikroelektronik

Als Zentrum der Forschung, Entwicklung und Produktion für aktive mikroelektronische Bauelemente, technologische Spezialausrüstungen und elektronische Konsumgüter präsentierte sich der VEB Kombinat *Mikroelektronik* auf der *Leipziger Frühjahrsmesse 1986* in der Halle 15 den Kunden und Besuchern. Im *Innovations- und Applikationszentrum Mikroelektronik* (Obergeschoß der Halle 15) wurden die volkswirtschaftliche Breite der Anwendung mikroelektronischer Bauelemente aus dem Kombinat und die zu erzielenden Effekte deutlich. Einen Schwerpunkt der vorgestellten wissenschaftlich-technischen Leistungen bilden neue Entwurfstechnologien der Mikroelektronik wie die CMOS-Gate-Array-Technik und die integrierten Schaltungsanordnungen des ISA-Systems für digitale und analoge Anwendungen. Diese Schaltkreise für spezifische Anwendungsfälle, die auch eine rentable Klein- und Mittelserienfertigung erlauben und innerhalb kürzester

Zeit entwickelt werden können, führen zu einer Reduzierung des Volumens von Baugruppen um 30 bis 80 %, einer Einsparung von 50 % Leiterplattenmaterial und einer Verringerung des Bestückungs- und Prüfzeitaufwands um etwa 40 %. So kann zum Beispiel ein Gate-Array-Schaltkreis des Systems *U 5 200* aus dem VEB Kombinat *Mikroelektronik* bis zu 3 Leiterplatten mit 100 herkömmlichen integrierten Schaltkreisen, aktiven und passiven Bauelementen ersetzen.

Ein Kleincomputerzentrum innerhalb des Messestands zeigte eine Auswahl von Mikrocomputern der DDR, die auf Mikroprozessorsystemen des Kombinats basieren. Neben anspruchsvollen kommerziellen Geräten sind hier Lernsysteme und Entwicklungssysteme für die Softwareerarbeitung zu finden. Anhand zahlreicher Applikationsbeispiele aus unterschiedlichen Industriezweigen bis hin zu modernen elektronischen Konsumgütern, insbesondere der Unterhaltungselektronik, wurden neue und weiterentwickelte Bauelemente aus der Produktion des Kombinats in ihrer Anwendung vorgestellt. Dazu gehören 8- und 16-bit-Mikroprozessorsysteme, Einchipmikrorechner, hochintegrierte Speicherschaltkreise, Schaltkreise für universelle und spezielle Anwendungen einschließlich Konsumgüterindustrie, optoelektronische Bauelemente in großer Typenvielfalt und Präzisions-in-line-Farbbildröhren, Bauelemente für die Lichtleiternachrichtentechnik, Sensorbauelemente sowie zahlreiche diskrete Bauelemente wie Transistoren und Dioden der Leistungselektronik.

Der VEB Kombinat *Mikroelektronik* stellt auch Bauelemente für die SMD-Technologie bereit, die zu erheblicher Platzeinsparung auf den automatisch bestückten Leiterplatten durch hohe Packungsdichte führen. Darüber hinaus bietet der VEB Kombinat *Mikroelektronik* eine Auswahl an Konsumgütern aus eigener Produktion wie Uhren, Taschenrechner, Radios, Schachcomputer u. a. an. Darunter befindet sich das zur *Leipziger Herbstmesse 1985* mit dem Prädikat *Gutes Design* ausgezeichnete Taschenmultimeter *G-1 004.500* mit $3\frac{1}{2}$ stelliger Anzeige und großem Meßbereich.

Das Exportprogramm des Kombinats wird ergänzt durch Sondererzeugnisse und Halbleitergrundmaterialien. Einen weiteren Schwerpunkt der in Leipzig angebotenen Leistungen bilden Lizenzen, Patente und Know-how's. So das Know-how zur Herstellung modernster Bauelemente der Mikro-, Opto- und Leistungselektronik und zur Beherrschung von Basistechnologien, erprobte Software zur Herstellung logischer Strukturen, Produktionslizenzen für technologische Spezialausrüstungen und praxiserprobte Bauelementeapplikationen. Dazu zählt auch die Produktionslizenz für einen Quantity Processing Computer zur gleichzeitigen Verarbeitung beliebiger Größen und Einheiten, für den Patente in zahlreichen Ländern erworben wurden.

Die Struktur des durch den VEB Kombinat *Mikroelektronik* zur Verfügung gestellten Sortiments aktiver elektronischer Bauelemente ist bestimmt durch die Erfordernisse in der Anwenderindustrie, insbesondere der Rechentech-nik und Datenverarbeitung, der elektronischen Nachrichtentechnik, der Automatisierungstechnik sowie der Unterhaltungselektronik. Das gegenwärtige Sortiment von etwa 1400 Bauelementen wird bis 1990 auf bis

zu 2000 Grundtypen erweitert, wobei etwa die Hälfte Erzeugnisse des VEB Kombinat *Mikroelektronik* sind. Jährlich werden bis zu 100 Typen aktiver elektronischer Bauelemente in die Serienproduktion überführt.

Bei der dynamischen Leistungsentwicklung können sich die Forscher, Technologen, Konstrukteure, Entwicklungsingenieure und Facharbeiter des VEB Kombinat *Mikroelektronik* auf die solide Basis der langfristig entwickelten engen Zusammenarbeit auf wissenschaftlich-technischem Gebiet mit der UdSSR und den anderen Ländern des *Rates für gegenseitige Wirtschaftshilfe* stützen. In einer Reihe von Regierungsabkommen, Ministervereinbarungen und anderen zwei- und mehrseitigen Verträgen mit der UdSSR, der ČSSR, der Ungarischen Volksrepublik, der Volksrepublik Bulgarien, der Volksrepublik Polen, der SRR und anderen Staaten sind die Wissenschaftspotentiale der beteiligten RGW-Partner eng verflochten und ergänzen sich zu gegenseitigem Vorteil sowie im Interesse des technischen Fortschritts. Die Verbindung mit dem leistungsstarken Mikroelektronikpotential der UdSSR ist Grundvoraussetzung und Garant für weiteren dynamischen Aufschwung auf lange Sicht. Mit dem vereinbarten langfristigen Programm zur Entwicklung der Zusammenarbeit der DDR und UdSSR auf dem Gebiet von Wissenschaft und Technik und Produktion bis zum Jahre 2000 sind dafür neue Horizonte eröffnet worden. Wie im Regierungsabkommen mit der UdSSR festgelegt, geht es dabei vor allem um moderne Bauelementetechnologien, neue hochintegrierte Schaltkreise und Mikroprozessoren sowie technologische Spezialausrüstungen für die Mikro- und Optoelektronik. Gleichzeitig ist die UdSSR wichtigster Außenhandelspartner des Kombinats.

Nachfolgend werden neue integrierte Schaltkreise und Halbleiterbauelemente des VEB Kombinat *Mikroelektronik* vorgestellt:

Ansteuerschaltkreis B 4002 für Leistungstransistoren

- Schnittstelle zwischen Logikbaugruppen und Leistungselektronik;
- eingangsseitig TTL- und CMOS-kompatibel;
- ausgangsseitig kann direkt die Basis eines Leistungstransistors im Schalterbetrieb optimal angesteuert werden;
- Daten programmierbar;
- interne Schubschaltungen;
- Steuerung von Schaltleistungen bis 100 kVA;
- Ablösung bisher nicht gleichwertiger diskreter Lösungen.

Komplexer Analogschaltkreis A 321 G für den Einsatz in elektronisch gesteuerten Kameras

- Bereitstellung einer belichtungszeitproportionalen Impulsbreite in Abhängigkeit von Objektleuchtdichte, Blendenwert und Filmempfindlichkeit;
- Blitzlichtinnenmessung zur Realisierung der Funktionen für eine Computerblitz-Steuerung;
- Einsparung von Bestückungszeit bei Kamerahersteller;
- höhere Zuverlässigkeit.

Schneller 12-bit-Analog/Digital-Wandler C 573 C

- 2-Chip-A/D-Wandler mit Referenz und Takt;
- sukzessive Approximationsverfahren;
- vollständiges 8- oder 12-bit-Mikroprozessor-Interface;
- geringe Zugriffszeit;
- garantierte Linearität von 0 bis 70 °C;
- interne 10-V-Referenz mit guter Stabilität;
- leistungsarm: 390 mW;
- keine Außenbeschaltung für Standardeinsatzfälle.

3½-digit-CMOS-Analog/Digital-Wandler C 7136 D

- Zweiflankenintegrationsverfahren;
- kompletter A/D-Wandler mit direkter LCD-Ansteuerung auf einem Chip;
- nur etwa 10 passive Bauelemente als Außenbeschaltung;
- geringe Stromaufnahme (typ. 100 µA);
- geeignet für Batteriebetrieb;
- Einsparung von 2 LSI-Schaltkreisen und etwa 50% Leiterplattenplatzbedarf.

Kurzschlußfester Leistungstreiber E 435 für den Einsatz in industriellen Steuerungen

- Leistungstreiber für Ströme bis 400 mA;
- langsame störsichere Logik;
- Überlastschutz;
- optische Kurzschlußanzeige;
- Ablösung bisheriger diskreter Verstärkerschaltungen mit hohem Bauelementeaufwand.

Low-Power-Schottky-TTL-Schaltkreise

- DL 032 D* - 4 OR-Gatter mit je 2 Eingängen;
- DL 083 D* - 4-bit-Binär-Volladdierer;
- DL 164 D* - 8-bit-Schieberegister mit Parallelausgabe und Rückstalleingang;
- DL 259 D* - 8-bit-Latsch, adressierbar mit Enable und Clear;
- DL 299 D* - 8-bit-Universal-Schieberegister;
- DL 374 D* - 8fach-D-Flip-Flop mit Freigabe;
- DL 540 D* - Bus-Leistungstreiber mit Tristate-Eingang, für 8-bit-Worte, invertierend;
- DL 541 D* - Bus-Leistungstreiber mit Tristate-Eingang, für 8-bit-Worte, nichtinvertierend;
- DL 2631 D* - 4fach-Leitungssender;
- DL 2632 D* - 4fach-Leitungsempfänger.

Dekoder-Schaltkreis U 192 D

- Beinhaltet Binär-Zeit-Segmentdekoder;

- zur direkten Ansteuerung von 1-bzw. 1½-stelligen LED-Anzeigen mit gemeinsamer Katode;
- Eingänge sind TTL-kompatibel.

Taschenrechnerschaltkreis U 827 D mit 24-Stunden-Uhrenbetrieb

Die ständigen Funktionen sind mit dem U 825 G identisch, die «AM»- und «PM»-Taste wird nicht bewertet.

Taschenrechnerschaltkreis U 828 G mit Zusatzfunktionen

Stoppuhr, Ereigniszähler und Speichern eines Rechnerergebnisses bei Stoppuhrenbetrieb bzw. Ereigniszählerbetrieb. Ergebnisse des Zähl- und Stoppuhrenbetriebes können in den Rechenbetrieb übernommen werden.

Tastwahl-Schaltkreis U 713 D

- Dient dem Aufbau eines vollelektronischen Tastwahlblockes;
- arbeitet nach dem Impulswahlverfahren (IWW);
- einsetzbar in alle Fernsprechendgeräte;
- ermöglicht mit einem 3×4-Tastenfeld IWW-Tastwahl am Telefonnetz.

PLL-Synthesizerschaltung U 810 F für die Abstimmung von HF-Empfängern

- Enthält asynchrone Serienschnittstelle mit Formatkontrolle zur Selektion von 17-bit-Datenwörtern;
- alle Steuerleitungen sind durch Pegelumsetzer TTL-kompatibel;
- besitzt entkoppelten Ausgang zur externen Verwendung einer intern erzeugten Oszillatorfrequenz;
- Schaltung kann mit 5-V-Logiksignalen angesteuert werden.

Elektrisch programmierbarer, UV-löschbarer Festwertspeicher U 2732 C (32-kbit-EPROM)

- Speicherkapazität 32 kbit in einer Organisation von 4 k × 8 bit;
- 12 Adresseneingänge zur Auswahl des Speicherinhaltes;
- gefertigt mit Zugriffszeiten von 350, 450 und 550 ns.

Bei Transistoren sind neu die HF-Transistoren SF 816 ... SF 819 (pnp-Typ) und SF 826 ... SF 829 (nnp-Typ), die in Breitbandverstärkern und als mittelschnelle Schalter eingesetzt werden. Die Verlustleistung ist 735 mW, die Grenzfrequenz 60 MHz. Von den Miniplast-Transistoren gibt es neben den Ausführungen für die Hybridtechnik jetzt auch SMD-Transistoren. Diese Transistoren für die surface-mounted-devices-Technologie (SMD) sind elektronische Bauelemente im Miniaturgehäuse mit lötbaren Kontaktflächen oder kurzen Anschlußpins, die im Gegensatz zum herkömmlichen axial und radial bedrahteten Bauelementenplan auf der Leiterplatte oder entsprechenden Substraten fixiert und gelötet werden. Die daraus resultierenden Vorteile, wie

- geringer Platzbedarf, damit hohe Packungsdichte auf der Leiterplatte und Verkleinerung der Baugruppen und Geräte;
- hohe mechanische Belastbarkeit;

- nahezu fehlerfreie Bestückung durch Einsatz von Automaten, dadurch Wegfall von Nacharbeit;
 - durchgängige Rationalisierung der Fertigung, damit Kostenreduzierung;
 - extrem hohe Zuverlässigkeitswerte;
- gestalten diese Bauelemente so anwenderfreundlich.

Bei den npn-Leistungstransistoren sind neu

SU 377 - 300 V/6 A/85 W;

SU 379 - 400 V/6 A/85 W;

SU 508 - 700 V/20 A/250 W;

SU 509 - 600 V/30 A/250 W;

SU 510 - 700 V/30 A/250 W.

Superschnelle Bauelemente für die Leistungselektronik sind die *Schottky*-Leistungsgleichrichterioden *SY 525/020* ... *SY 525/080* und *SY 526/020* ... *SY 526/045* sowie die Epitaxial-Leistungsgleichrichterioden *SY 625/050* ... *SY 625/200*. Das Hauptanwendungsgebiet dieser superschnellen Gleichrichter besteht in dem stark zunehmenden Einsatz in getakteten Stromversorgungseinrichtungen. Bei dieser Anwendung besteht das Ziel, höhere Arbeitsfrequenzen zu verwenden. Durch eine Erhöhung der Arbeitsfrequenz können die Größen und das Gewicht der benötigten Bauteile, wie Transformatoren, Drosseln, Kondensatoren u. a., verringert werden.

Das entspricht dem Trend der Leistungselektronik, eine immer bessere Realisierung der elektronischen Funktion zu finden, mit dem Ziel der Erhöhung der Wirtschaftlichkeit. Ebenso wichtig ist die Senkung des Energieverbrauches, d. h. die Erhöhung des Wirkungsgrads. Leistungstransistoren und Transformatoren lassen sich mit einem Wirkungsgrad von 95 % betreiben. Herkömmliche Gleichrichterioden hingegen stellen eine Verlustquelle dar, die den Gesamtwirkungsgrad herabsetzen und den Schaltfrequenzen nur begrenzt folgen können.

Silizium-Leistungsgleichrichterioden

SY 191, *SY 192*, *SY 196* und *SY 197*

Die Typen dieser neuen Diodenreihe lösen die bisher gefertigten Typen *SY 180* und *SY 185* ab. Die neue Typenreihe ist gekennzeichnet durch den Einsatz glaspassivierter, hinsichtlich der aktiven Chipfläche optimierter Diodenchips. Sie werden in international standardisierten Metallgehäusen gebaut. Anwendungsgebiete der Typen *SY 191*, *SY 192* liegen in

- Geräten und Anlagen bei Netzfrequenz;
- der Antriebstechnik (Schiffsantrieb, Krananlagen, Werkzeugmaschinen);
- der chemischen Industrie (Elektrolyseanlagen).

Die Typen *SY 196* und *SY 197* werden hauptsächlich zur Stromversorgung in Geräten und Anlagen bei hoher Frequenz sowie in Netzteilen für die Rechen- und Meßtechnik eingesetzt.

Auch bei den optoelektronischen Bauelementen gab es einige Neuerungen.

Rechteck-LED *VQA 101*, *VQA 201*, *VQA 301*

Rot-, gelb- bzw. grünleuchtende Strichioden (5 mm × 1 mm) für den Einsatz als LED-Zeile in der Unterhaltungselektronik.

Si-pin-Fotodiode SP 106

Empfängerdiode für Infrarotfernbedienung mit bestrahlungsempfindlicher Fläche von 276 mm × 276 mm.

Optoelektronischer Koppler MB 102

Der Koppler vereint eine Infrarot-Emitterdiode im Eingangskreis und einen Si-Fototransistor im Ausgangskreis. Er dient der galvanischen Trennung von Stromkreisen mit hohen Potentialdifferenzen (10 kV). Vorrangiger Einsatz in der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik.

Lichtschachtbauelemente VQB 16 ... VQB 18

Rotstrahlende einstellige Lichtschachtbauelemente für Geräte und Anlagen mit digitaler Anzeige, Ziffernhöhe 20 mm.

Alphanumerische Lichtschachtbauelemente VQB 200/201

Grünstrahlende, 12,7 mm hohe, einstellige alphanumerische Anzeigebau-elemente für den Geräte- und Anlagenbau mit 16 Segmenten.

Rundfunk und Fernsehen

Mit über 150 Exponaten waren der VEB RFT Kombinat *Rundfunk und Fernsehen* und die am elektronischen Konsumgüterprogramm beteiligten Kombinate sowie die Betriebe der bezirksgeleiteten Industrie zur *Leipziger Frühjahrsmesse 1986* vertreten. Das Produktionsprofil enthält *Erzeugnisse* der Fernseh-, Rundfunk-, Kassetten- und Phontechnik, ergänzt durch ein breites Sortiment von Lautsprecherboxen, Antennen und Antennenverstärkern. Alle Produkte werden unter dem bekannten Markenzeichen RFT angeboten, demonstrieren den hohen Leistungsstand der DDR-Heimelektronik. Überzeugend wird damit effektive Fertigungstechnologie, moderne Schaltungstechnik und ein dem Weltmarkt entsprechendes Design vorgestellt. Beispiel dafür ist die neue Generation Phonogeräte mit Tangentialtragarm und Direktantrieb. Neu in der Fertigung der Farbfernsehempfänger ist der *Colorlux 4226*. Auf Basis des *Colorlux 4010* und im Design ähnlich dem Stereo/Zwei-Kanalton-Farbfernsehempfänger *Colorlux 4220* wird ein Gerät mit 67-cm-Bildröhre, Infrarotfernbedienung, 8fach-Stationstastenspeicher vorgestellt. Eine deutlich verbesserte Tonwiedergabe wird durch den Einsatz von 4 integrierten Lautsprechern mit einer NF-Ausgangsleistung von 8 VA Sinus erreicht. Abgelöst werden auch die bereits mehrere Jahre für fernbedienbare Farbfernsehempfänger produzierten Infrarotfernbedienungen *S01* und *S03*. Die neue Variante zeichnet sich durch ein ansprechendes Design und eine neue Fertigungstechnologie aus, die eine breite Variantenbildung für Farbfernsehempfänger mit unterschiedlichem Ausstattungsgrad gewährleistet.

Mit der Neuentwicklung des HiFi-Stereo-Receivers *tonica RX 80* setzt der VEB *Rundfunktechnik Rema Stollberg/Erz.* seine langjährige Tradition in Entwicklung und Produktion von Hörrundfunkempfängern mit höchsten

Bild 1
 Der Farbfernsehempfänger Colorlux 4 226 hat mit 4 Lautsprechern eine verbesserte Tonwiedergabe (VEB Fernsehgerätekwerke Friedrich Engels Staßfurt)
 (Foto: RFT-Pressedienst)

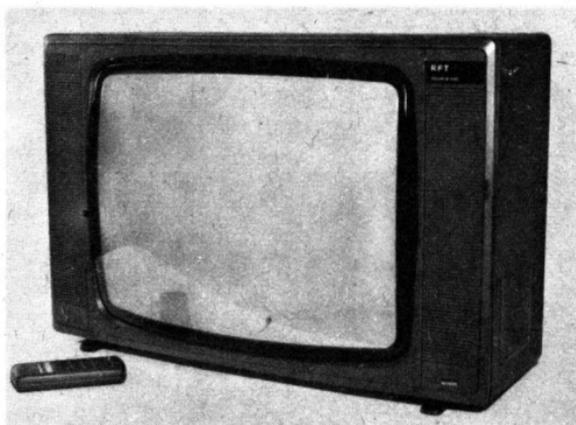


Bild 2 Eine Neuentwicklung vom VEB Rundfunktechnik REMA ist der HiFi-Stereo-Receiver tonica RX 80, der sich in das Komponentensystem des VEB Kombinat Rundfunk und Fernsehen einfügt (Foto: RFT-Pressedienst)

Gebrauchswerten fort. *tonica RX 80* übertrifft in Technik, Bedienkomfort und Design alle bisher angebotenen Receiver.

Der Empfänger gestattet den Empfang auf allen 4 Wellenbereichen (U, K, M, L) und wurde besonders im UKW-Bereich mit vielen Extras ausgestattet. Der Tuner, aufgebaut mit MOSFET-Halbleitern, kombiniert höchste Empfindlichkeit mit Übersteuerungsfestigkeit. Ein 14teiliger Programmspeicher erlaubt die frei wählbare Speicherung von 14 UKW-Programmen, die über Tipptasten abgerufen und durch LED angezeigt werden. Der Speichervorgang wird durch eine Leuchtdiodenkette unterhalb des LED-Zeigers wesentlich erleichtert, das Programm wird von der Hauptskala übernommen. Das Zurückschalten auf die Hauptskala geschieht automatisch bei Berühren des Abstimmknopfs. Als Abstimmhilfe arbeitet eine 6teilige LED-Kette. Mit 3 LED wird die UKW-Scharfabstimmung überwacht (Exakttuning), die schaltbare AFC hält die genaue Abstimmung fest.

Im Niederfrequenzbereich garantiert die Ausgangsleistung von 2×25 VA Sinus (2×35 VA Musik) in Verbindung mit einer gehörriichten Lautstärkeregelung, Fächerentzerrern für Höhen und Tiefen sowie Pegel-taste und Lineartaste volles Klangvolumen und individuelle Einstellmöglichkeiten. Zum Anschluß externer Geräte hat *tonica RX 80* Buchsen für Plattenspieler, $2 \times$ Magnetband (davon $1 \times$ frontseitig), 2 Kopfhörer (frontseitig) und 4 Lautsprecherboxen. Letztere gestatten den Stereobetrieb in 2 Räumen oder Zusatzlautsprecherbetrieb in Nebenräumen. Die beiden Gruppen sind durch Tasten schaltbar, die Überlastung der Endstufen verhindert zuverlässig eine elektronische Übersteuerungsautomatik.

Die Wahl der Abmessungen, die funktionsgerechte Anordnung der Be-dienteile und Anzeigeelemente sowie die farbige Gestaltung – vorzugsweise dunkelbraun metallic mit eichenbraun kombiniert – verleihen dem Steuergerät Attraktivität und ästhetische Wirkung.

Aus dem VEB Kombinat *Elektro-Apparate-Werke* Berlin-Treptow kommt der *EAW AUDIO 113*, ein leistungsstarker AM/FM-Reiseempfänger, der sich als Begleiter bei Reisen, in der Freizeitgestaltung sowie als Zweitgerät im Haushalt eignet. Das Gerät zeichnet sich durch folgende technische Daten aus:

- Wellenbereiche UKW 87,5 bis 104 MHz (CCIR), MW 526,5 bis 1 606,5 kHz;
- Bestückung 2 integrierte Schaltkreise, 3 Transistoren, 4 Dioden;
- Anzahl der Kreise fest/variabel AM 6/2, FM 8/2;
- Ausgangsleistung 0,8 W bei Batteriebetrieb, 1,0 W bei Betrieb über separates Netzteil 9 V;



Bild 3

Ein kleiner Reiseempfänger ist der EAW AUDIO 113, der auch mit einem zusätzlichen Netzteil betrieben werden kann (VEB Kombinat Elektro-Apparate-Werke Berlin-Treptow) (Foto: RFT-Pressedienst)

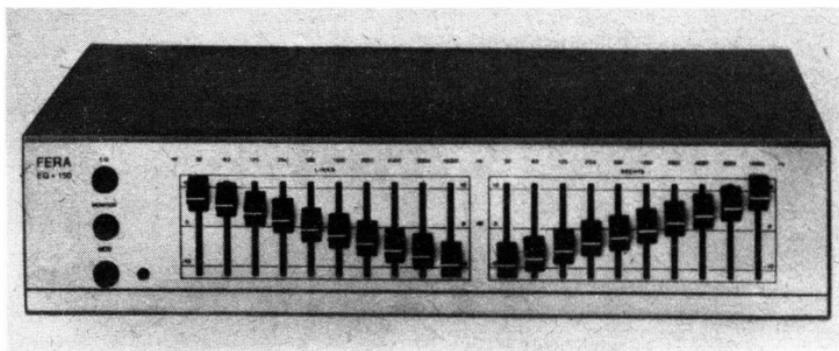


Bild 4 Für eine zusätzliche Klangbeeinflussung gedacht ist der Stereo-Equalizer EQ 150 der PGH Fernseh-Radio Berlin (Foto: RFT-Pressedienst)

- Stromversorgung Batterie 6 V ($4 \times R 14$), separates Netzteil über Netzbuchse 6 bis 9 V;
- Antennen UKW-Teleskopantenne, MW-Ferritantenne;
- Anschlußmöglichkeiten: Ohrhörer, Stromversorgung über Netzteil;
- Masse 0,8 kg mit Batterien;
- Abmessungen 220 mm \times 110 mm \times 45 mm.

Der Stereo-Equalizer *FERA EQ 150* ist eine Entwicklung der PGH *Fernseh-Radio* Berlin. Er erweitert mit seinen technischen Möglichkeiten der zusätzlichen Klangbeeinflussung sinnvoll den Anlagenkomplex *FERA 150*. An dem Gerät lassen sich je Kanal 10 Frequenzsteller im Oktavabstand von 32 bis 16000 Hz variieren. Der Pegelbereich je Frequenzsteller beträgt ± 10 dB. Die Vielzahl der Frequenzsteller ergeben sehr differenzierte Möglichkeiten der Klangbeeinflussung. Je nach individuellem Bedürfnis kann der Sound originalgetreu oder völlig extrem beeinflußt werden. Räumlich bedingte akustische Mängel lassen sich ausgleichen. Das Gerät läßt sich auch an anderen Gerätesystemen (Tuner, Verstärker usw.) betreiben.

Trotz zunehmender Verkabelung von Städten und Ortschaften sowie Gemeinschaftsantennenanlagen, besteht für Zimmerantennen immer noch ein bestimmter Bedarf. Ausschlaggebend für den Verkauf sind dabei die Formgestaltung, die Leistung und die Empfangsbereiche der Antenne. Die neuen Zimmerantennen 4130 und 4140 des VEB *Antennenwerke* Bad Blankenburg weisen eine moderne Formgestaltung auf und fügen sich, trotz der Technik, harmonisch in jeden Wohnraum ein. Der Empfang des UHF-Bereichs erfolgt über eine kleine 5-Element-*Yagi*-Antenne mit einem Gewinn von etwa 6 dB. Der Reflektor ist flächenförmig ausgebildet. Der VHF-Bereich III wird über einen normalen Schleifendipol empfangen. Zur Einstellung auf optimale Bildqualität ist der VHF-Dipol um 90° drehbar, die UHF-Antenne horizontal und vertikal drehbar und schwenkbar. Die Ausführung 4140 hat, zusätzlich im Fuß eingebaut, einen rauscharmen Mehrbereichsverstärker einschließlich Netzteil, mit einer Verstärkung von 12 dB im UHF-Bereich und 14 dB im VHF-Bereich.

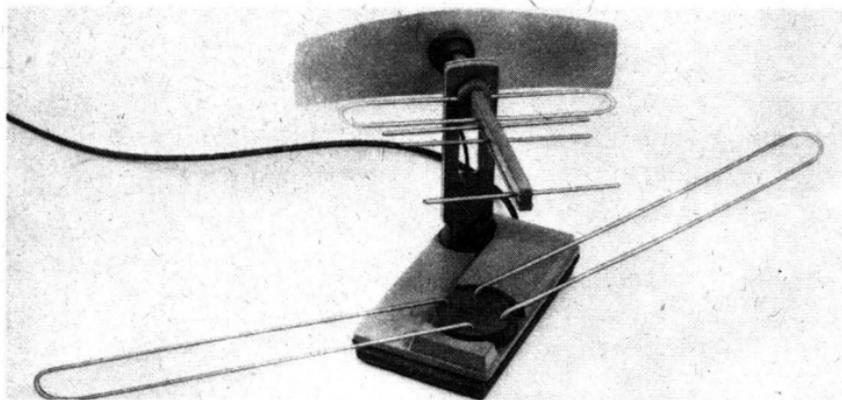


Bild 5 Die VHF/UHF-Fernseh-Zimmerantenne 4130 hat eine moderne Gestaltung, die Ausführung 4140 weist einen zusätzlichen Antennenverstärker (VEB Antennenwerke Bad Blankenburg) auf (Foto: RFT-Pressedienst)

Diese neuen dynamischen Miniaturkopfhörer DMK 85 aus dem VEB Kombinat *Keramische Werke* Hermsdorf vervollständigen das umfangreiche Angebot der DDR-Heimelektronik bei Kopfhörern, die den unterschiedlichsten Ansprüchen gerecht werden. Die Neuvorstellung zeichnet sich durch eine extrem geringe Masse aus, was durch den Einsatz miniaturisierter Wandler Systeme möglich wurde. Ein hervorragendes Klangbild paart sich in diesem Fall mit ausgezeichneten Trageeigenschaften, die durch konsequenten Plasteinsatz am elastischen Bügel und Schaumstoffpolster sowie die geringe Masse realisiert werden konnten. Das nachgiebige Anschlußkabel wird einseitig zugeführt. Infolge der hochwertigen akustischen Eigenschaften und des ausgezeichneten Tragekomforts ist der Kopfhörer ein Gerät für den HiFi-Freund, bedingt durch seine Robustheit besonders für Jugendliche geeignet. Auf Grund der minimalen Betriebsleistung treten Anpassungsprobleme nicht auf.

Nachrichtenelektronik

Das Leistungsangebot des VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* erhält seinen besonderen Akzent durch neue Lösungen für die digitale Vermittlung und Übertragung. So wurden im Anwenderkomplex Bürokommunikation, der über Möglichkeiten der Rationalisierung der betrieblichen Kommunikation mit RFT-Nachrichtentechnik in Verbindung mit Datentechnik des VEB Kombinat *Robotron* informiert, die digitale Nebenstellenzentrale *NZ 400 D* und die Kleinvermittlungsanlage *UVA* als Neuheiten vorgestellt. Die *NZ 400 D* ist eine speicherprogrammierte Fernsprechnebenstellenanlage mit einer Anschlußkapazität bis 128 Anschlußeinheiten. Mit ihr wird eine Vermittlungseinrichtung angeboten, die ein zeitgemäßes, komfortables Telefonieren gestattet und darüber hinaus auf die künftigen Anforderungen dienstintegrierter digitaler Nachrichtennetze ausgerichtet ist.

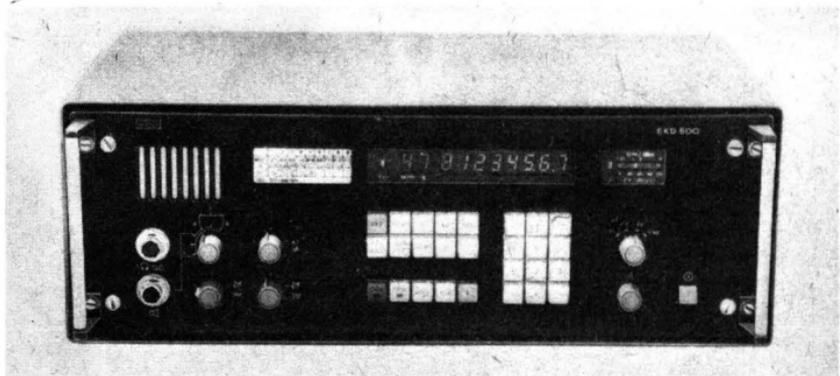
Unter den in die Anwenderlösung einbezogenen Fernsprechendgeräten befindet sich ein neues, nur aus einem Handapparat bestehendes Kompakttelefon, zu dessen Vorzügen u.a. Tastwahl mit Wahlwiederholung, programmierbare Wahlunterbrechungspause, elektronische Regelung der Hörlautstärke, elektronischer Tonruf mit einstellbarer Lautstärke und Lichtruf gehören.

Neu ist der fernbedienbare und programmierbare Nachrichtenempfänger EKD 500 für den Frequenzbereich von 14 kHz bis 30 MHz. Durch Einbeziehung der Mikrorechentechnik in den EKD 500 ist die Systemfähigkeit des Empfängers für automatisierte Funkweitverkehrsnetze im Land- und Seefunkdienst gegeben. Durch eine große Aussteuerfähigkeit des Empfänger eingangsteiles sind die Intermodulationsverzerrungen klein. Damit erhöht sich die praktisch nutzbare Empfindlichkeit des Gerätes. Beachtens-



Bild 6 Der Fernsprechapparat Kompakt hat alle Funktionen elektronisch im Handapparat realisiert und kann als Fernsprechendgerät überall eingesetzt werden (VEB Kombinat Nachrichtenelektronik) (Foto: RFT-Pressedienst)

Bild 7 Der kommerzielle Nachrichtenempfänger EKD 500 (14 kHz bis 30 MHz) ist mit der Mikrorechnerintegration sehr flexibel einsetzbar und über ein serielles Dateninterface steuerbar (VEB Funkwerk Köpenick) (Foto: RFT-Pressedienst)





*Bild 8
Das tragbare Sende/Empfangsgerät
UFT 727 ergänzt das U-700-System der
VHF-Sprechfunktechnik des VEB Funk-
werk Köpenick (Foto: RFT-Pressedienst)*

wert ist noch, daß die Funktionen Frequenz, Sendeart und Bandbreite als Daten für 100 Empfangskanäle gespeichert und aufgerufen werden können, ohne den aktuellen Empfang zu unterbrechen.

Eine Erweiterung hat das UKW-Verkehrsfunksystem *U 700* des VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* durch das tragbare Sende/Empfangsgerät *UFT 727* erfahren. Es arbeitet im 2-m-Band mit 25 kHz Kanalabstand mit maximal 12 Kanälen. Als Betriebsart ist Einfrequenz- oder Zweifrequenz-Simplex möglich. Die für die tragbare UKW-Technik von RFT übliche funktionelle und räumliche Aufteilung in Grundgerät und Bedienteil (durch Wendelschnur miteinander verbunden) wurde auch für die Neuentwicklung beibehalten und ermöglicht damit die Nutzung des vorhandenen Zubehörsortiments der tragbaren *U 700*-Gerätetechnik.

Die elektrischen Geräteparameter des *UFT 727* erfüllen alle bekannten Vorschriften nationaler Zulassungsbehörden für UKW-Verkehrsfunkanlagen. Zur Funknetzplanung werden für das Sende/Empfangsgerät *UFT 727* mit 12 Kanälen innerhalb einer Schaltbandbreite von 1 MHz im Frequenzbereich 146 MHz ... 174 MHz bei 25 kHz Kanalabstand eine HF-Sendeleistung von 500 mW und eine Empfängerempfindlichkeit von 0,6 μ V am 50- Ω -Antennenschluß garantiert.

Zu den Vorzügen des neuen Sende/Empfangsgerätes gehören der geringe Stromverbrauch durch Batteriesparschaltung (bei einem Sende/Empfangsbereitschaftsverhältnis von 1:1,8 werden bei 2 Stück 4,8-V/500-mAh-Batterien mindestens 12 Stunden und bei einer 9,6-V/225-mAh-Batterie mindestens 5,5 Stunden Betriebszeit gewährleistet), akustische Unterspannungssignalisierung durch einen intermittierenden Aufmerksamkeitston, abschaltbare Sendesperre sowie Sendezeitbegrenzung. Letztere bietet erhöhte Sicherheit gegen eventuelle Kanalblockierung.

Zusammengestellt von
Obering. K.-H. Schubert

ELEKTRONIK-SPLITTER

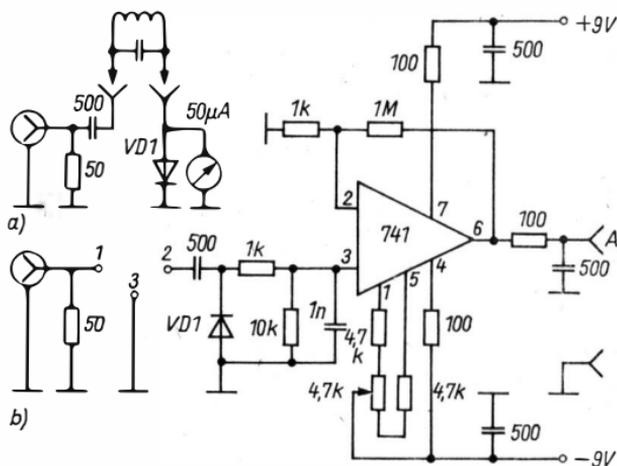
Resonanzdetektor zur Schwingkreisprüfung

Um die Resonanzfrequenz von Schwingkreisen festzustellen, genügt eine einfache Schaltung (a), wenn man einen Leistungs-HF-Generator zur Verfügung hat. Übliche HF-Prüfgeneratoren haben meist nur maximal 100 mV als Ausgangsspannung. Daher muß die aus der HF-Gleichrichtung gewonnene Gleichspannung verstärkt werden (b). Verwendet wird ein Operationsverstärker, wie z.B. der TESLA-Typ MAA 741. Am Eingang E ist der HF-Prüfgenerator anzuschließen, am Ausgang A ein hochohmiges Voltmeter (2,5-V-Bereich). Die Anschlüsse 1/2/3 sind Klemmkontakte. Schwingkreise werden an 1 und 2 angeschlossen. Bei $\lambda/4$ -Leitungen kommt das kurzgeschlossene Ende an 3, die beiden anderen an 1 und 2. Bei Koax-Stubs wird die Abschirmung an 1, der Innenleiter an 2 und das kurzgeschlossene Ende an 3 gelegt, Verkürzungsfaktor beachten. Ist bei Schwingkreisen die Kapazität bekannt, kann mit der Schwingkreisformel die Induktivität der Spule berechnet werden (und umgekehrt). Die Stromversorgung besteht aus 2 9-V-Batterien. Ohne Eingangsspannung wird mit dem Regelwiderstand 4,7 k Ω 0V eingestellt.

K. H. S.

Literatur

R. E. Six, «Baue einen Resonanzdetektor», Zeitschrift «CQ», Heft 8/1983, Seite 40/41.



«Silicon Valley» – das Chip-Traumland?

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

Wenn sich Fachleute der Mikroelektronik über die Fortschritte auf dem Gebiet der hochintegrierten Schaltkreise unterhielten, kam meist auch das «Silizium-Tal» südlich von San Francisco ins Gespräch. Dieses etwa 900 Quadratkilometer große Gebiet galt bis vor kurzem als das Traumland der Super-Chips und der Mikrocomputer, war Amerikas ehrgeizigstes Zentrum auf dem Gebiet der Hochtechnologie. Mit dem Reizwort «High-Tech» beschwor 1982 *Reagan* die ökonomische Gesundung der USA. Immer mehr verblaßt nun diese Vision durch die harten Realitäten – der Mythos des Silicon Valley als Mekka der Mikroelektronik ist im Schwinden.

Dabei fing alles so gut an. 1962 wurde die erste integrierte Schaltung vorgestellt, die 8 Transistoren auf einem Chip vereinigte. 1967 folgte der erste elektronische Taschenrechner und 1969 die erste vollelektronische Uhr. Im Silicon Valley waren damals (1970) etwa 85 Elektronik-Industrieunternehmen ansässig, darunter auch einige Halbleiterfirmen wie *Texas Instruments* (TI), INTEL und andere. Die Firma *Datapoint Corporation* in San Antonio, Texas, hatte damals für ihre Rechnergeräte eine einfache Zentraleinheit entworfen. Mit den Firmen TI und INTEL schloß sie Verträge ab, die eine auf einem Chip integrierte Version der Zentraleinheit zum Inhalt hatten. INTEL war erfolgreich, aber der Chip führte die Befehle zu langsam aus, so daß *Datapoint* seine Zentraleinheit weiter mit vorhandenen Bausteinen aufbaute. So saß INTEL auf einem computerähnlichen Baustein, der hohe Entwicklungskosten verursacht hatte. Man nannte ihn 1972 *Microcomputer INTEL 8008* – es war die Geburtsstunde des ersten programmierbaren Logikschaltkreises, der heute den Namen Mikroprozessor hat. Findige Ingenieure ergänzten mit weiteren peripheren Schaltkreisen den 8008 zu einem kompletten Mikrocomputer mit 8 bit Verarbeitungsbreite.

Den eigentlichen Boom im Silizium-Tal löste dieser Mikrocomputer aus. Die Firma *Micro Instrumentation and Telemetry Systems* (MITS) in Albuquerque verkaufte 1975 über 2000 Mikrocomputer-Kits. Das Geld für den Beginn der Produktion holte man sich durch Werbung und Vorkasse beim Kunden. Wie Pilze nach einem warmen Regen schossen neue Mikrocomputerfirmen im Silizium-Tal hervor, um am Boom teilzuhaben. Die Umsätze stiegen märchenhaft, die Gewinnchargen waren phantastisch. *Radio Shack* machte mit dem Mikrocomputer *TRS-80* in 18 Monaten einen Umsatz von 100 Millionen Dollar, *Commodore* mit dem *PET* 50 Millionen Dollar. Inner-

halb kurzer Zeit entstanden aus kleinen Anfängen weitere große Firmen wie *Atari* – *Apple* – *Casio* – *Intersil* – *Mattel* – *Signetics* – *Timex* u. ä. Auch die Großen des Marktes witterten Geschäfte, so *IBM* – *Univac* – *Honeywell* – *NCR* – *Burroughs*.

Der riesige Bedarf erlaubte den Halbleiterfirmen großzügige Investitionen in Forschung und Produktion. Bereits 1975 hatten 2 INTEL-Ingenieure einen wesentlich verbesserten 8-bit-Mikroprozessor entwickelt, der über mehr Befehle verfügte und durch Integration weiterer Baustufen nur wenige zusätzliche Schaltkreise in der Konfiguration «Mikrocomputer» erforderte. Sie verließen mit diesem Wissen ihre Firma und gründeten mit dem Geld einer Erdölfirma das neue Unternehmen *Zilog*. Bekannt ist nicht, ob der vielzitierte Werbeslogan «Silicon Valley – wo der Tüchtige noch Erfolg hat» darauf zurückzuführen ist. Aber es war die Geburtsstunde des Mikroprozessors *Z 80*, des weitverbreiteten Standardtyps des heutigen 8-bit-Mikroprozessors. Inzwischen gibt es Mikroprozessoren mit 16 und 32 bit Wortbreite, die die Komplexität von Großrechnern erreicht haben. Außerdem wurden alle Komponenten eines Mikrocomputers schon auf einem einzigen Chip vereinigt – das sind die Einchip-Mikrocomputer-Schaltkreise.

So revolutionierend wie der Mikroprozessor die Mikroelektronik auch verändert hat, das große Geschäft wurde nicht mit ihm direkt gemacht. Vielmehr waren es die Speicherschaltkreise, die der Mikroprozessor als Programmspeicher (ROM) und als Arbeitsspeicher (RAM) für die Datenverarbeitung im Mikrocomputer benötigt. Um einen Buchstaben zu speichern, sind 8 bit erforderlich. Eine Schreibmaschinenseite besteht aus etwa 2 000 Zeichen, benötigt also eine Speicherkapazität von 16 000 bit = 16 Kbit. Und beim Konkurrenzkampf auf dem Mikrocomputermarkt war die Speicherkapazität das Hauptargument. Immer komfortablere Programme und Computerspiele erforderten immer mehr Speicherkapazität auf dem Halbleiterchip. Dem entsprachen die Halbleiterhersteller mit der schnellen Entwicklung von Halbleiterspeicherschaltkreisen. War es anfänglich der 1-Kbit-Speicher, so folgten der 4-Kbit-, der 16-Kbit-, der 64-Kbit- und der 256-Kbit-Speicherschaltkreis. Umfangreiche Fertigungskapazitäten wurden aus dem Boden gestampft, denn wer zuerst kam, schöpfte mit höheren Preisen den Rahm ab. So entstanden Überkapazitäten, die heute den Weg in die Pleite einleiten. Denn inzwischen etablierten sich etwa 1 950 Elektronikfirmen im Silicon Valley.

Seit Herbst 1984 häufen sich die Alarmlmeldungen aus dem Silicon Valley. Massenentlassungen bei Halbleiterfirmen und bei Computerunternehmen. *Texas Instruments*, weltgrößter Hersteller von Schaltkreisen, entließ 2 000 Beschäftigte, *NSC* 1 300, *INTEL* 950 Beschäftigte. *Mostek* ging Pleite mit einem Defizit von 328 Millionen Dollar, entließ 4 500 von 10 000 Beschäftigten. Der Computer-Branchenführer *IBM* erlitt einen Gewinnrückgang von etwa 20 %, *Computer Vision* einen Verlust von 19 Millionen Dollar und mußte Mitarbeiter feuern, *Atari* steht vor dem Konkurs. *Apple* hat seinen Umsatz um 500 Millionen Dollar reduziert, mehrere Werke geschlossen und 1 600 Mitarbeiter entlassen. Und das Ende der Talfahrt ist noch nicht abzusehen. «Es pfeift ein eisiger Wind durch die amerikanische Com-

puterindustrie», schreibt das *Handelsblatt* (BRD). Dabei hatte «die Branche als Heilsbringer für die Wirtschaft des 21. Jahrhunderts mit ungetrübten Aussichten für Gewinne und Beschäftigung» gegolten.

Nachdem sich nun die Pleite auszubreiten beginnt, werden viele Erklärungen abgegeben. Selbstverständlich trifft keine den Kern des Problems. Der wissenschaftlich-technische Fortschritt und immer produktivere Technologien verschärfen im Kapitalismus die sozialen Konflikte, sie können die unüberwindlichen Widersprüche nicht lösen.

Es gibt aber einige handfeste Gründe, die die Pleite auslösten und vorantreiben. Einsichtige Manager, wie *John Young* von *Hewlett Packard*, sehen die Folgen in dem riesigen Rüstungshaushalt der USA. Das hohe Defizit im Staatshaushalt und die dadurch hohen Zinsen verlangsamen den erhofften Wirtschaftsaufschwung. Besonders kraß ist der Rückgang des Heimcomputermarktes in den USA. Die durch die Werbung hochgepeitschte Nachfrage ist jäh abgesunken. Die Euphorie zum Heimcomputer ist einer Ernüchterung beim Kunden gewichen, der ohnehin die technischen Möglichkeiten der Geräte nicht ausnutzen kann, und daher nicht bereit ist, weiteres Geld dafür aufzuwenden. Dazu hat man bis heute keine Normung auf diesem Gebiet erreichen können, so daß sich der Markt durch die unterschiedlichen Systeme zersplittert.

Die schwersten Auseinandersetzungen werden mit der japanischen Konkurrenz auf dem Halbleitermarkt geführt. Denn die japanischen Halbleiterfirmen (*Toshiba, Hitachi, NEC, Fujitsu, Sharp, Sony, Mitsubishi*) nutzen konsequent die amerikanischen Schwächen und machen erfolgreich den USA den Platz 1 in der Welt auf dem Halbleitermarkt streitig. Experten betonen, daß die massiven Investitionen der japanischen Elektronikindustrie, die 1985 erstmals die der amerikanischen Konkurrenz übertrafen, sich bestens auszahlen. Von 1977 bis 1984 sei ihr Weltmarktanteil bei Halbleitern von 24 auf 39 %, bei Speicherschaltkreisen von 24 auf 51 % und in der Optoelektronik sogar von 17 auf 52 % gestiegen. Nach Meinung von Vertretern des französischen Industrieministeriums wird Japan in 2 bis 3 Jahren den gesamten Halbleitermarkt beherrschen.

Besonders deutlich wurde die erbitterte Konkurrenz beim 64-Kbit-Speicherschaltkreis, dessen Markt die Japaner eroberten. War der Preis dafür 1984 noch 45,00 DM, so bieten ihn heute die Japaner für 1,60 DM an. Der 256-Kbit-Speicher sollte den USA bessere Geschäfte bringen, aber die Japaner sorgten 1985 dafür, daß der Preisverfall 85,4 % erreichte. Da trifft die USA-Halbleiterindustrie schon der nächste Schlag. Auf dem Pariser Bauelementesalon im November 1985 vergab die Firma NEC Muster des 1-Mbit-Speicherschaltkreises, der 1986 in beliebigen Stückzahlen lieferbar ist.

Das Rennen dürfte fast schon entschieden sein. Die japanische Halbleiterindustrie verfügt heute über modernere Fertigungstechnologien, eine höhere Produktivität, eine ausgebaute Grundlagenforschung und über ausreichende Investitionstätigkeit trotz erheblicher Gewinnrückgänge. Als Fazit bleibt festzuhalten, daß selbst modernste Technologien die Krisenerscheinungen und Widersprüche im Kapitalismus nicht aufzulösen vermögen, im Gegenteil, sie treiben sie voran.

35 Jahre Fernsehgeräte- produktion in der DDR

Hans-Joachim Liesenfeld

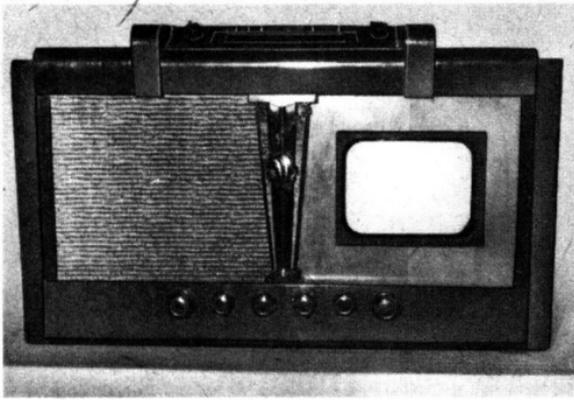
Im *Elektronischen Jahrbuch 1986* wurde die Entwicklung der Fernsehempfangstechnik bis zum Einheitsfernsehempfänger Typ E 1 dargestellt. Durch die Entfesselung des zweiten Weltkriegs durch den deutschen Faschismus kam es jedoch zu keiner Produktion. Erst nach der Zerschlagung des Faschismus konnte man nach Überwindung vieler Schwierigkeiten daran denken, das Massenmedium Fernsehen allmählich zu entwickeln.

Ein schwerer Anfang

Mit Hilfe der Sowjetunion wurde nach der Befreiung vom Faschismus unter schwierigen Bedingungen auch wieder die Produktion von Rundfunkgeräten, elektrischen Schaltgeräten, Motoren und Nachrichtengeräten der Richtfunktechnik im *Sachsenwerk Radeberg* aufgebaut. Der Belegschaft des Werkes gelang es, mit Unterstützung solch hervorragender sowjetischer Neuerer wie *Pawel Bykow* und *Nina Naserowa*, ein neues Arbeitsklima zu schaffen, das gleichzeitig neue Maßstäbe für eine Produktionsweise unter sozialistischen Verhältnissen schuf.

Am 13. März 1950 fand unter Leitung des damaligen sowjetischen Generaldirektors *Formin* eine Aktivistenberatung mit allen gesellschaftlichen Organisationen und der Betriebsleitung im *Sachsenwerk Radeberg* statt. Sowjetische Spezialisten stellten den Anwesenden den sowjetischen Fernsehempfänger *Leningrad T 2* mit dem Ziel vor, noch im Jahr 1950 die Produktionsvorbereitung soweit zu organisieren, daß dann im Jahr 1951 mit der entsprechenden Serienproduktion von 30 000 Fernsehgeräten begonnen werden konnte.

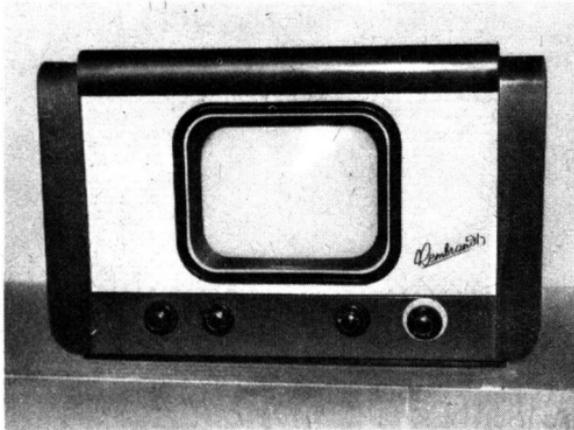
Die Realisierung dieser Aufgabenstellung stellte sehr hohe Anforderungen nicht nur an das *Sachsenwerk Radeberg*, sondern auch an viele Betriebe des Bereiches Elektrotechnik, an die Vakuumindustrie sowie an eine große Anzahl Zulieferbetriebe. Besonders die erforderliche neue Meßtechnik stellte den Hersteller vor große Probleme. Aber mit Unterstützung sowjetischer Spezialisten wurden, besonders im *Werk für Fernsehelektronik Berlin*, wichtige Prüfmittel für die bevorstehende Serienproduktion von Fernsehgeräten gebaut. Die ersten 29 500 Fernsehempfänger *Leningrad T 2* (Bild 1) wurden 1951 in die Sowjetunion geliefert.



*Bild 1
Am Beginn der Produktion von Fernsehempfängergeräten in der DDR stand der in der UdSSR entwickelte Typ Leningrad T 2 – Baujahr 1950, Sachsenwerk Radeberg – (Foto: Liesenfeld)*

Den Aktivitäten auf der Produktionsseite folgten Beschlüsse unserer Regierung, die vorsahen, die Sendetechnik für das Fernsehen zu entwickeln, in der DDR ein Fernsehsendernetz aufzubauen sowie Studio- und Übertragungseinrichtungen zu installieren. Am 21. Dezember 1952 nahm Berlin (Stadthaus) mit dem ersten Fernsehsender der DDR den Versuchsbetrieb auf. Mit der Inbetriebnahme der Sender Leipzig und Dresden und dem Aufbau des Fernsehentrums in Berlin-Adlershof waren dann die notwendigen Voraussetzungen für das Fernsehen in der DDR geschaffen.

1952 wurden Fernsehempfänger vom Typ *Leningrad T 2* nach notwendigen Anpassungsarbeiten (entsprechend der geltenden OIRT-Norm wurden die Kanalfrequenzen auf vorhandene Sendefrequenzen abgestimmt) für den Bevölkerungsbedarf ausgeliefert. Dem *Leningrad T 2* folgte als erstes Fernsehgerät eigener Entwicklung der *Rembrandt* (Bild 2). Mit diesem Gerät gelang es ein Fernsehgerät zu entwickeln, das wegen seiner hohen Betriebssicherheit und Lebensdauer noch heute in guter Erinnerung ist.



*Bild 2
Robust und zuverlässig war der Fernsehempfänger Rembrandt, der 1952/53 im Sachsenwerk Radeberg produziert wurde (Foto: Liesenfeld)*

Rafena wurde VEB

1956 entstand nach Überführung des Werkes aus dem Status der sowjetischen Aktiengesellschaft ein volkseigener Betrieb, der 1960 den Namen RAFENA erhielt. Am 23. Oktober 1964 wurde in Radeberg bereits der 2 000 000. Fernsehempfänger produziert. Außer der Produktion in Radeberg wurden noch

- in Staßfurt die Typen *Iris*, *Patriot*,
- in Halle *Nordlicht*
- in Berlin *Weißensee*, *berolina* und *Alex*

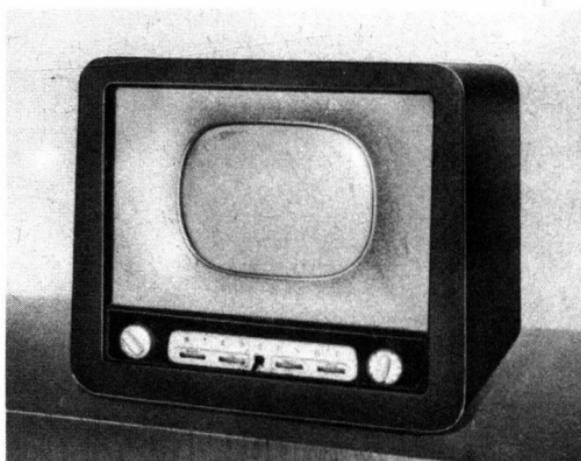
gebaut. In allen diesen Geräten wurden Bildröhren mit 70°- und 90°-Ablenkung eingesetzt. Der Einsatz von 110°-Bildröhren sowie von gedruckten Schaltungen war neben entwicklungsbedingten schaltungstechnischen Veränderungen im Sinne des technischen Fortschritts das wesentliche Merkmal der Fernsehgeräte der Standardklasse I. Als Grundtyp sei der Fernsehempfänger *Start* genannt.

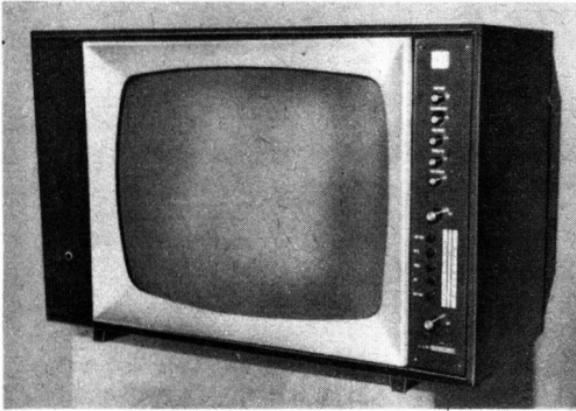
Staßfurt entwickelte sich

In dieser Zeit entwickelte sich der VEB *Stern-Radio* Staßfurt, ein Betrieb der damaligen *VVB Rundfunk und Fernsehen*, zum sozialistischen Großbetrieb für die ausschließliche Fertigung von Fernsehempfängern. Heute bekannt als VEB *Fernsehgerätestwerke Friedrich Engels* Staßfurt. Am Anfang dieser Entwicklung stand der Fernsehempfänger *Iris* (Bild 3). Danach wurden dann die Fernsehgeräte der Serien *Ines* und *Stella* gebaut. Diese Gerätetypen waren Geräte der Standardklasse II. Die wesentlichen Veränderungen waren schaltungstechnische Verbesserungen durch neue Bauelemente, Trennung zwischen Bedienteil und Chassis, Zusammenfassung mehrerer Baugruppen auf einer Leiterplatte, der Einsatz servicefreundlicher Baugrup-

Bild 3

Aus dem Baujahr 1958 stammt der Fernsehempfänger *Iris 12*, der damals im VEB *Stern-Radio* Staßfurt, heute VEB *Fernsehgerätestwerke Friedrich Engels*, gefertigt wurde (Foto: Liesenfeld)





*Bild 4
Der erste Farbfernsehempfänger der DDR-Produktion, der Typ Color 20, erregte 1969 erhebliches Aufsehen, da er volltransistorisiert arbeitete (Foto: Liesenfeld)*

pen (steckbarer Zeilentransformator) bzw. Gesamtgestaltung des Geräts, der Einsatz implosionsgeschützter Bildröhren und die dadurch möglichen Gehäusevarianten.

In den Produktionszeitraum der *Ines-Stella*-Serie fiel die Einführung des II. Programms des Fernsehens der DDR. Die Geräte der Standardklasse II wurden serienmäßig mit Tunern zum UHF-Empfang ausgerüstet. Ältere Geräte wurden auf Wunsch durch die Werkstätten nachgerüstet. Und am 7. Oktober 1969, dem 20. Jahrestag der Gründung der DDR, wurde vom VEB *Fernsehgeräthewerke Friedrich Engels* Staßfurt der erste Farbfernsehempfänger, der *Color 20*, der Öffentlichkeit vorgestellt (Bild 4). Die planmäßige Entwicklung neuer Bauelemente schuf die Voraussetzung für die Produktion einer neuen Generation von Fernsehempfängern der Standardklasse III.

Die gravierendsten Veränderungen waren die Verwendung von immer mehr Transistoren anstelle der Elektronenröhren und der Einsatz eines Tastenspeichers mit kapazitiver Abstimmung als Bereichs- und Senderwahlaggregat. Inzwischen sind die mit integrierten Schaltkreisen bestückten Fernsehempfänger immer mehr in den Vordergrund getreten. Spitzenmodelle sind heute z. B.

- von ROBOTRON Radeberg das Farbfernsehkoffergehäusegerät *RC 6052* mit und ohne Fernbedienung,
- vom VEB *Fernsehgeräthewerke Friedrich Engels* Staßfurt der *Colorlux 4220*, ein Farbfernsehempfänger mit Stereozweikanalton.

VEB Kombinat Nachrichtenelektronik bietet komplexe Lösungen zukunftsicherer Nachrichtentechnik

Obering. Karl-Heinz Schubert

Komplexe Lösungen der RFT-Nachrichtentechnik für international relevante Anwenderprobleme bilden den Beitrag des VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* zur anerkannten Wirtschaftskraft der DDR. So kann die nachrichtentechnische Industrie der DDR auf bedeutende Beiträge zur Förderung der weltweiten Kommunikation verweisen: In mehr als 30 Ländern Afrikas, Amerikas, Asiens und Europas wurden Kommunikationssysteme und Nachrichtennetze aufgebaut, erweitert oder modernisiert. Täglich werden viele Millionen Ferngespräche über RFT-Endgeräte sowie RFT-Vermittlungs- und Übertragungseinrichtungen geführt, mehrere hunderttausend Nachrichten über RFT-Fernschreiber abgesetzt und ungezählte nationale, internationale und interkontinentale Funkverbindungen mit RFT-Kurzwellen-Sende- und -Empfangsanlagen schnell und zuverlässig hergestellt. Betriebsabläufe in Wirtschaft, Industrie und Verkehr vieler Länder werden mit RFT-Kommunikationssystemen operativ gelenkt, koordiniert und überwacht. Die Leistungen von RFT beim Ausbau des Weltnachrichtennetzes haben internationale Anerkennung und Wertschätzung gefunden und ihr einen Platz unter den führenden Exporteuren der Welt gesichert.

Die Telekommunikation bietet gegenwärtig schon mehr als die Nutzung der Individualkommunikationsmittel Telefon, Telex, Kurzwellenfunk und Ultrakurzwellenfunk, sie ist bereits umfassender als die Konsumtion der Massenkommunikationsmittel Rundfunk und Fernsehen. Eine fast nicht mehr zu bewältigende Flut von Informationen dringt in alle Bereiche unseres Lebens ein – doch schon jetzt wird die Mensch-Mensch-Telekommunikation (das Telefongespräch und das Fernschreiben) ergänzt durch die Mensch-Maschine-Kommunikation (die Kommunikation mit dem Computer). Das zwingt zwar den Menschen, eine dem Computer verständliche Sprache zu erlernen und sich in ihr präzise auszudrücken; der Computer entlastet aber den Menschen, z. B. durch Konzentration und Verarbeitung der Informationen – der Daten – auf das Wesentliche und für den Menschen Wichtige.

Die Telekommunikation der Zukunft wird durch Maschine-Maschine-Telekommunikation mit schneller Datenübertragung von Computer zu Computer, durch Bewegtbildkommunikation und durch weitere Breitbanddienste gekennzeichnet sein. In der näheren Zukunft bleiben aber die

«klassischen» Dienste, die über das schmalbandige Fernsprechnetzw abgewickelt werden, sowohl nach der Anzahl der Teilnehmer als auch nach dem Verkehrsaufkommen der Schwerpunkt. Zu ihnen gehören u. a. Fernsprechen, Fernschreiben, Fernkopieren und langsame Datenübertragung. Die Telekommunikationssysteme der Zukunft müssen also für die Schmalbanddienste wirtschaftliche und einem Vergleich mit den herkömmlichen Fernsprechvermittlungssystemen standhaltende Lösungen ermöglichen. Sie müssen aber auch offen sein für die Breitbanddienste, für die PCM-Übertragungstechnik und für die Kommunikation über Lichtwellenleiter und Satelliten.

Der VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* projiziert, fertigt, liefert, montiert und wartet die dafür einsetzbaren modernen Telekommunikationssysteme, die bereits jetzt die Forderungen von morgen erfüllen. Mit der Leistungskraft seiner 39 000 Wissenschaftler, Ingenieure, Techniker und Facharbeiter, dem breiten Einsatz der Mikroelektronik/Mikrorechenstechnik und der zunehmenden Anwendung digitaler Wirkprinzipien bietet der VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* komplexe Lösungen zukunftssicherer Nachrichtentechnik aus einer Hand. Die Schwerpunkte im Erzeugnisprofil liegen auf folgenden Gebieten der Nachrichtentechnik:

– Endgerätechnik für Fernsprechen und Fernschreiben,

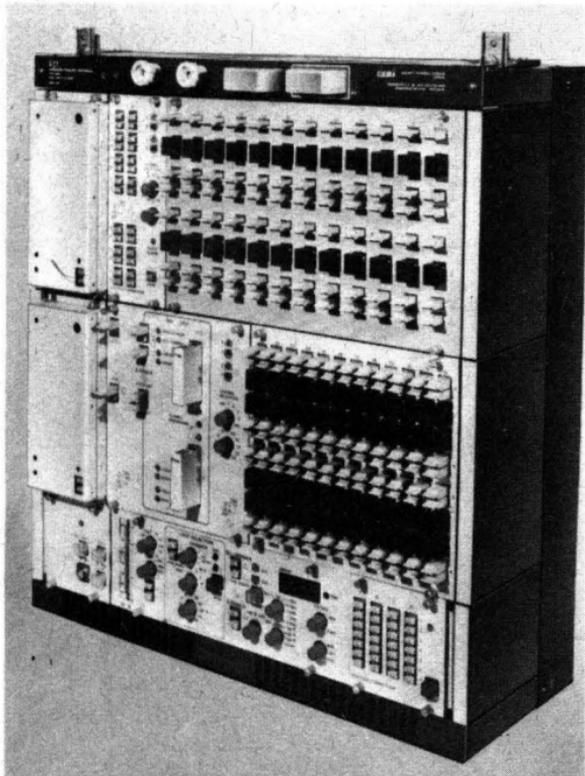


Bild 1
Zeitgeteilte Telegrafie-
übertragungseinrichtung
SZT (Foto: Foto-Richter)

- analoge und digitale Vermittlungstechnik,
- leitungsgebundene und drahtlose Übertragungstechnik,
- KW- und VHF/UHF-Funktechnik,
- angewandte Fernsehtechnik,
- elektroakustische Übertragungstechnik,
- medizinische Elektronik,
- Konsumgüter.

An der *Leipziger Frühjahrsmesse 1986* beteiligte sich der VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* mit effektiven Kommunikationssystemen für das Fernmeldewesen zum Ausbau von regionalen, nationalen und internationalen Nachrichtennetzen. Sein Leistungsangebot unter dem Motto *RFT-Nachrichtenelektronik, die Verbindung mit Vernunft*, war anwendungsbezogen innerhalb des Ausstellungsbereichs Daten- und Telekommunikation angeordnet. Die ausgewählten Exponate und immateriellen Leistungen der Kombinatbetriebe und des Forschungszentrums dokumentierten den erreichten hohen wissenschaftlich-technischen Leistungsstand der RFT-Nachrichtentechnik. Etwa 20 Neu- und Weiterentwicklungen belegten die Ergebnisse zielstrebigter Entwicklungstätigkeit und vielfältiger Initiativen der Werktätigen des Kombinats in Vorbereitung des XI. Parteitages der SED.

Leistungsfähige Bürokommunikationssysteme

Über den Auf- und Ausbau von Kommunikationsnetzen auf Betriebsebene, speziell über Möglichkeiten der Rationalisierung der betrieblichen Kommunikation, informierte der Anwenderkomplex Bürokommunikation. Neu sind die Vorzimmeranlage *UVAc* und die Nebenstellenanlage. Es sind digitale Kleinvermittlungsanlagen mit Mikrorechnersteuerung bei analoger elektronischer Sprechwegedurchschaltung, mit denen sich viele Funktionen ausführen lassen. Diese Anlagen gewährleisten eine schnelle interne Telekommunikation sowie externe Verbindungsmöglichkeiten zum Netz, Konferenzbetrieb ist ebenso möglich wie Rufweitschaltung.



Bild 2 Datenmodem VM 2400 zur Datenübertragung über Fernsprechanäle

Zu den in die Anwenderlösung einbezogenen Kommunikationsmitteln gehören neben Fernsprechendgeräten ein Fernsprechwählautomat, der die Kurzwahl von maximal 40 Zielen erlaubt, sowie das Datenmodem *VM 2400* für den Anschluß von Datenendgeräten (Bürocomputer, Rechnerterminals, elektronische Schreibmaschine usw.) an betriebliche oder öffentliche Netze, und damit wird ihre Teilnahme am Datenaustausch über beliebige Entfernungen ermöglicht.

Digitale Übertragungs- und Vermittlungstechnik

Im Mittelpunkt stand das neue Nachrichtenübertragungssystem *PCM 120/480* zur Übertragung von 480 Telefoniekanälen wahlweise über Lichtwellenleiter oder symmetrische *Styroflex*-isolierte Kabel. Es läßt sich in städtischen Netzen als Nahverkehrssystem bzw. im Fernverkehr bis 120 km einsetzen. Integrierte Überwachungssysteme und Signalisierungs-



Bild 3
Tragbares Funksprechgerät UFT 727 mit
12 Kanälen im 2-m-Band (Foto: VEB Funk-
werk Köpenick)

einrichtungen gewährleisten eine optimale Überwachung des *PCM-480*-Systems. Das *PCM*-Übertragungssystem wurde mit dem Lichtleitertrakt *DÜSLL 34* ausgestellt. Bei einem Lichtwellenleiterkabel mit einer Dämpfung von 4 dB/km kann eine maximale Zwischenregeneratordfeldlänge von 8,4 km mit Laserdiode und von 4,9 km mit LED realisiert werden. Die Serienschaltung von 2 Leitungsendeinrichtungen und 12 Leitungszwischeneinrichtungen ermöglicht damit eine Streckenlänge von 109,2 bzw. 64 km.

Zur Übertragung von Telegrafie- und langsamen Datensignalen steht die zeitgeteilte Telegrafieeinrichtung *STZ* im Angebot, die die Telegrafiekkanäle je NF-Übertragungskanal erhöht und hohe Zuverlässigkeit und Wartungsfreiheit aufweist. Demonstriert wurde sie mit dem neuen mikroprozessorgesteuerten Fernschreiber *F 2000* für die Informationsübertragung bis 200 Baud. Zu den Vorteilen dieses bürofreundlichen Sende- und Empfangsfernschreibers gehören elektronische Textspeicher, Kurzwahleinrichtung, Wiederholwahleinrichtung, Geheimsperre für unbefugtes Senden, Datensicherung für die Übertragung und eigene Fehlerdiagnose.

Die neue digitale Nebenstellenzentrale *NZ 400 D* mit einer Anschlußkapazität von 16 bis 64 Anrufeinheiten ist speicherprogrammiert und wird durch 2 miteinander gekoppelte 8-bit-Mikroprozessoren gesteuert. Diese Anlage bildet die Grundlage für den Aufbau dienstintegrierter Netze für Sprache, Daten und weitere Kommunikationsdienste im Nebenstellenbereich (Bürokommunikation).

RFT-Technik für ländliche Gebiete

Schwerzugängliche Gebiete, zu denen der Bau von Kabel- oder Freileitungsstrecken technisch nicht möglich oder zu teuer ist, können mit dem Radiotelefoniesystem in 0,7-m-Technik erschlossen werden, es gestattet den Anschluß von Fernsprechteilnehmern über Funkkanäle an das öffentliche Netz. Zum Ausbau stehen die selbständige digitale Vermittlungszentrale *OZ 100 D* und die digitale Richtfunkeinrichtung *PCM 100-400/800* zur Verfügung.



Bild 4
Fernsprechapparat «alpha» mit Tastenwahl
(Foto: VEB Fernmelde-
werk Nordhausen)

RFT-Nachrichtentechnik für Transport und Verkehr

Die im Transport und Verkehr möglichen Rationalisierungseffekte durch die Nutzung moderner Nachrichtenmittel verdeutlichen Lösungen auf der Grundlage der Fernbeobachtungstechnik, der UKW-Verkehrsfunktechnik, der Kurzwellentechnik und der Wechselsprechtechnik. Ein Dispatcherarbeitsplatz, unter Einbeziehung der Fernsprechendgerätetechnik und Komponenten der Text- und Datenkommunikation, zeigte die flexible Anpassung an vielseitige Nutzerbereiche durch anwenderspezifische Hard- und Softwarelösungen. Neu im UKW-Gerätesystem *U 700* sind die Motorradstation und das Handfunksprechgerät *UFT 727* mit maximal 12 Kanälen im 2-m-Band.



Bild 5
CCD-Zeilenfernsehkamera
ZFK 1030 für Bilderken-
nungssysteme (Foto: DE-
WAG Berlin)



Bild 6
Dynamisches HiFi-Mikro-
fon DM 2000 für Ma-
gnetbandgeräte (Foto:
Foto-Richter)

Technik für effektive Arbeitsprozesse

Dazu gehören das Bildererkennungssystem *BES 1000/BES 2000* für die Produktionsautomatisierung, Qualitätskontrolle, für den Einsatz in der Roboter-/Handhabetechnik sowie zur Maschinenüberwachung. Grundlage bil-

den unterschiedliche CCD-Zeilenfernsehkameras wie ZFK 1031 bzw. ZFK 1040 u. a. Sie wandeln das aufgenommene optische Bild in elektrische Signale um, die vom Bilderkennungssystem ausgewertet werden. Beim BES 1000 wird ein Mikrorechner zusätzlich erforderlich. Dagegen ist das BES 2000 ein geschlossenes Mikrorechnersystem zur Lösung von Bilderkennungsaufgaben mittlerer Kompliziertheit.

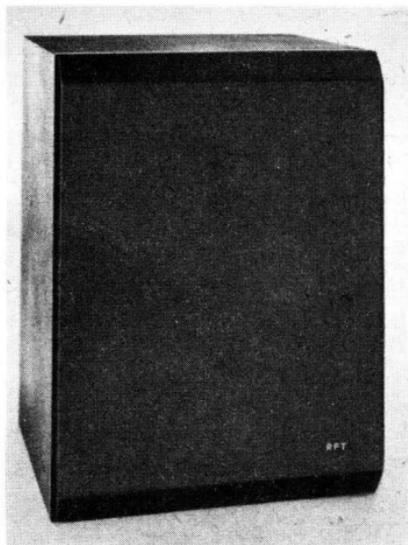


Bild 7
*HiFi-Lautsprecherbox «Capella» (B 9272),
eine 12-l-Dreibegebox (Foto: Foto-Krause)*

Bild 8
*Der Mittelwellentaschensuper
G 1000 arbeitet mit dem Schalt-
kreis A 283 D*



RFT-Patente, Lizenzen und Know-how

Es sei auch auf das weitreichende Angebot des VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* an immateriellen Leistungen hingewiesen, das die Erzeugnisofferte ergänzt. Es enthält neben Lizenzen für nachrichtentechnische Geräte und Anlagen sowie für Erzeugnisse der medizinischen Elektronik und dem damit verbundenen Know-how sowie Technologietransfer u. a. Konsultationsleistungen, Beratertätigkeit und wissenschaftlich-technische Unterstützung bei nachrichtentechnischen Vorhaben, die Bereitstellung von Software, den Entwurf und die Fertigung kundenspezifischer Schaltkreise, die Vermietung von Meßtechnik (Leasing) und nicht zuletzt die Aus- und Weiterbildung von ausländischen Fachkräften.

Gefragte Konsumgüter

Obwohl der VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* vor allem ein Investitionsgüter-Produzent ist, entwickelt er bedeutsame Initiativen zur Produktion von Konsumgütern. In seiner Messeofferte 1986 zeigte er interessante Konsumgüter, die von Lautsprecherboxen in HiFi-Qualität über Auto-Einbaulautsprecher, Autoradio-Nachfolgeverstärker, Equalizer und Mikrofone bis zu Taschen- und Autoempfängern reichten. Neuheiten waren die Lautsprecherbox *B 9272*, eine 12-l-Dreiwegbox mit 50 VA, der Stereoverstärker *SV 210* und die Stereophonoanlage *PA 2040*.



Bild 9 Der Kassetten-Autoempfänger A 300 für Mittelwelle und UKW sowie Monowiedergabe bespielter Magnetbandkassetten (Foto: RFT-Information, Morgenstern)

Neuerungen für den Fernsehempfang

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann



Das Fernsehen hat mit dem Farbfernsehen einen hohen technologischen Stand erreicht. Es bietet dem Fernsehteilnehmer im Heim ein ansprechendes Bild, das nicht zuletzt auch durch den Entwicklungsstand der Bildwiedergabetechnik in Form der In-line-Farbbildröhre eine hohe visuelle Qualität aufweist. Moderne Halbleiterbauelemente und integrierte Schaltungen tragen zu hoher Zuverlässigkeit und geringer Leistungsaufnahme der Farbfernsehgeräte bei.

Dennoch ist die Entwicklung des Fernsehempfangs – und in diesem Fall speziell des Farbfernsehempfangs – nicht abgeschlossen, da eine Reihe Verbesserungen des Farbfernsehempfängers das Ziel vielfältiger Bemühungen sind. Bei allen diesen Entwicklungen muß davon ausgegangen werden, daß durch die hohe Verbreitung des Fernsehens keine tiefgreifenden Änderungen an den bestehenden Fernsehnormen möglich sind. Das gilt nicht für das Fernziel: ein Fernsehen mit erhöhter Zeilenzahl und verändertem Bildseitenverhältnis.

Zielstellungen der weiteren Entwicklung

Mit den sich bereits abzeichnenden und erreichten Neuerungen sowie der künftigen Weiterentwicklung der Fernsehempfangstechnik werden nachstehende Hauptziele verfolgt, die zum Teil untereinander verknüpft sind:

- Verbesserung der Tonqualität (Gewährleistung von Hi-Fi-Parametern, Stereoton);
- Verbesserung der Bildqualität (Verminderung der Helligkeits-Farb-Übersprecheffekte, Verminderung des Bildflimmerns);
- weitere Erhöhung der Zuverlässigkeit;
- Rationalisierung von Fertigung und Service;
- Erhöhung von Bedienkomfort und Gebrauchswert durch Erweiterung der Einsatzbreite (Heimcomputeranschluß, audiovisuelles Heimzentrum) sowie durch Einbeziehen neuer Informations- und Kommunikationsdienste;
- Erhöhung des Integrationsgrads, Verbesserung der analogen Signalverarbeitung und Einbeziehung digitaler Signalverarbeitungsprinzipien;
- Gewährleistung einer Kompatibilität zu anderen peripheren Geräten und

veränderten Prinzipien der Fernsehprogrammverteilung (Kabelrundfunk, Breitbandkommunikation, Zusatzdienste);

– Verbesserung der Bildwiedergabetechnik (flache Rechteckbildschirme bei Fernsehbiröhren, flache Bildwiedergabeeinrichtungen).

Die genannten Ziele werden sich nicht alle auf einmal im Komplex realisieren lassen. Sie bilden eine stetige evolutionäre Weiterentwicklung auf diesem Gebiet, wobei im Laufe der Einführung einzelne Teilkomplexe mehr oder weniger als Schwerpunkt in den Vordergrund treten werden.

Gegenwärtiger Entwicklungsstand (Überblick)

Bereits heute sind bei der Weiterentwicklung des Fernsehempfangs beachtliche Erfolge erreicht worden. Dazu gehören neben der In-line-Bildröhre das Prinzip des Schaltnetzteils und leistungsfähige Ablenkkonzepte, die die Leistungsaufnahme eines Heimfarbfernsehempfängers unter 100 W gesenkt haben. Die Geräte lassen sich über (Kurzhub-) Tasten oder über eine Infrarotfernbedienung betreiben, die neben der reinen Programmwahl (Kanal) auch andere Funktionen (Lautstärke, Helligkeit, Kontrast, Farbe) mit umfassen kann. Die Kapazitätsdiodenabstimmung erhält ihre Abstimmspannungen über einstellbare Potentiometer oder eine synthetische Abstimmspannungserzeugung, wobei mit der Frequenzsynthese die hochwertigste Abstimmform vorliegt, die mit Mikroprozessoren arbeitet. Unmittelbar mit der Abstimmung und Bedienung können auch Anzeigesysteme gekoppelt sein, die den gewählten Kanal visuell anzeigen.

Neben Kapazitätsdioden bilden Dual-Gate-MOSFET (Großsignalfestigkeit), rauscharme Hochstromtransistoren und beginnend auch integrierte Schaltungen (IS) – zunächst für VHF – weitere moderne Tunerkomponenten. Der verbreitete Einsatz von IS konzentriert sich signalverarbeitungsmäßig ab Bild-ZF-Verstärker und weist unter Einbeziehung von Oberflächen-

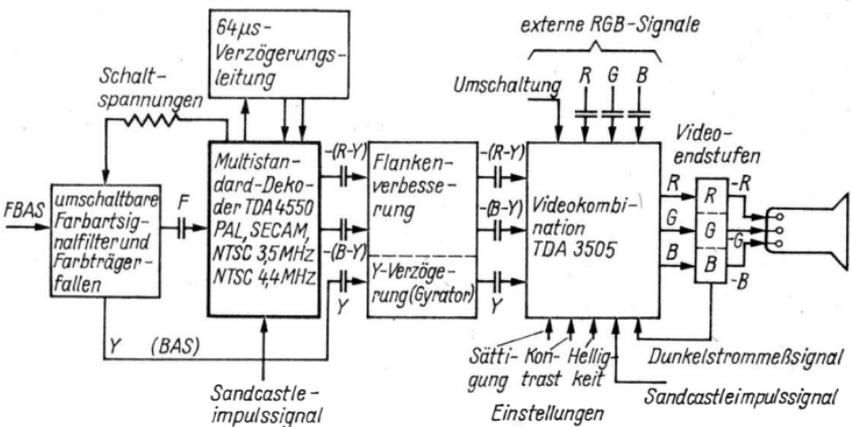


Bild 1 Mehrnormenfarbdekoeder und Videoteil in IS-Technik

wellenfiltern und PLL-Demodulatoren unterschiedliche Lösungsvarianten auf.

So enthalten z. B. *Colortron/Colorett*-Fernsehempfänger (4000er-Serie) folgende IS (ohne Berücksichtigung des Tonkanals):

- Bild-ZF: *A 241 D, A 223 D*
- Videoteil: *MCA 660, A 232 D*
- Pal/Secam-Dekoder: *MCA 640, MCA 650, MBA 540*
- Horizontalteil: *A 255 D*
- Vertikalteil: *MDA 2010*

Kurz bevor stehen die Einbeziehung auch der Videoendstufen in die Integration und die Benutzung des Ladungsübertragungsprinzips für die Verzögerung. Mehrnormenfarbfernsehempfänger enthalten einen Mehrnormenfarbdekoder (z. B. Pal/Secam, Bild 1), der auch in einer IS realisiert werden kann und nur eine geringe externe Beschaltung erfordert.

Stereofoner und 2kanaliger Fernsehbegleitton

Die Verbesserung der Tonqualität im Fernsehempfänger hat als Ursache folgende Einflußgrößen:

- die vom Hörrundfunk gewohnte Hi-Fi-Qualität;
- den unzureichenden Fremdspannungsabstand am Tondemodulator durch den Einfluß des Bildkanals;
- die relativ niedrige NF-Ausgangsleistung und Qualitätsprobleme beim Lautsprecher;
- die Möglichkeit zur Übertragung und Wiedergabe eines Stereobegleittons und eines 2. Tonkanals.

Von den Möglichkeiten zur Übertragung eines zusätzlichen 2. Tonkanals im Fernsehen für eine stereofone und 2kanalige Tonwiedergabe (fremdspra-

Tabelle 1 Parameter des 2-Ton-Trägerverfahrens

Parameter	Wert
NF-Bandbreite für beide Kanäle	40 bis 14 000 Hz
NF-Inhalt des 1. Kanals	$\frac{1}{2}(L + R)$
NF-Inhalt des 2. Kanals	R
Akzentuierung in beiden Kanälen	50 μ s
Frequenz des 1. Tonträgers	5,5 MHz
Frequenz des 2. Tonträgers	5,742 187 5 MHz
maximaler Frequenzhub in beiden Kanälen von $\frac{1}{2}(L + R)$ bzw. R	± 30 kHz
Frequenz des Kennungsträgers im 2. Tonkanal	54,687 5 kHz $\cong 3,5 \cdot f_H$
mittlerer Frequenzhub des 2. Tonträgers vom Kennungsträger	$\pm 2,5$ kHz
Kennfrequenzen (AM des Kennungsträgers)	117,5 Hz (stereo) 274,1 Hz (2kanal)
Modulationsgrad des Kennungsträgers	50 %

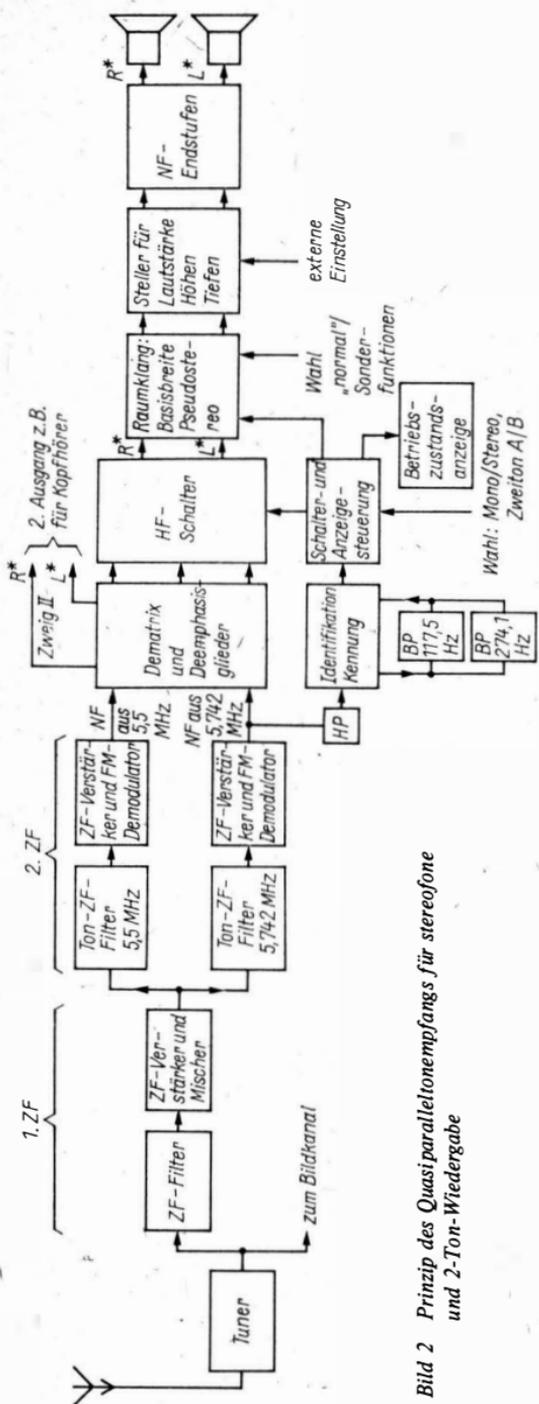


Bild 2 Prinzip des Quasi-parallelempfängers für stereofone und 2-Ton-Wiedergabe

chiger Begleitton) hat sich das 2-Ton-Trägerverfahren (Tabelle 1) als günstig erwiesen. Dazu wird im Kanalaraster zwischen Tonträger und Nachbarbildträger ein 2. Tonträger im Abstand von 5,7421875 MHz vom zugehörigen Bildträger eingefügt. Im Fall einer stereofonen Übertragung enthält der 1. Tonträger die NF-Information $\frac{1}{2}(L + R)$, also die monofone Mitteninformation, und der 2. den rechten Tonkanal (R). Beim 2-Ton-Betrieb erhält jeder Tonträger eine separate Tonmodulation (z. B. deutsch, fremdsprachig). Im 2. Tonkanal wird ein Kennungsträger ($3,5 \cdot f_H$) verwendet, der mit AM Kennfrequenzen aufmoduliert (117,5 Hz stereo; 274,1 Hz 2-Kanal-Betrieb) erhält. Über die Kennungen kann der NF-Kanal auf Stereo- oder 2-Ton-Betrieb automatisch umgeschaltet und eine Anzeige vorgenommen werden.

Zusammen mit dem 2-Ton-Trägerverfahren wird im Fernsehempfänger der Quasiparalleltonempfang (Bild 2) benutzt, bei dem nach der gemeinsamen Umsetzung von Bild- und Tonträger in die Bild-ZF-Lage beide Träger getrennt verarbeitet werden. Damit lassen sich die ZF-Stufen und Filter besser den jeweiligen Forderungen anpassen. Der Störabstand kann dadurch gegenüber dem reinen Intercarrierverfahren um 8 dB verbessert werden und erreicht 45 dB.

Weitere Verbesserungen sind mit Kompanderverfahren zur Störabstandserhöhung und Hi-Fi-tüchtigen NF-Verstärkern zu erzielen.

Bildwiedergabetechnik

Die In-line-Farbbildröhre stellt zur Zeit den höchsten Entwicklungsstand der Bildwiedergabetechnik dar, und schon zeichnet sich durch die Flat-Square-Röhren ein neuer Trend ab. Die Flat-Square-Röhre (Bild 3) ist auch eine In-line-Röhre, die aber durch entsprechende Weiterentwicklungen folgende vorteilhafte Merkmale aufweist:

– flacherer und rechteckigerer Bildschirm durch Vergrößerung des Krüm-

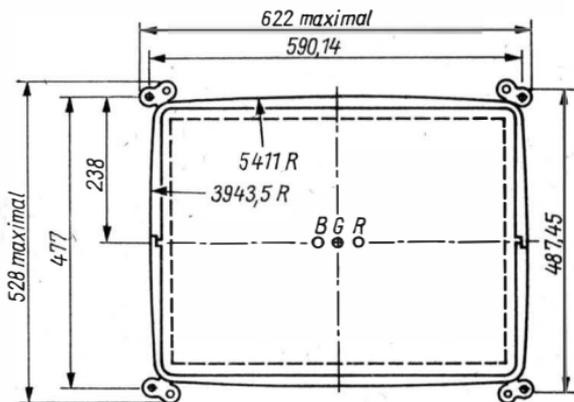


Bild 3 Flat-Square-Röhre

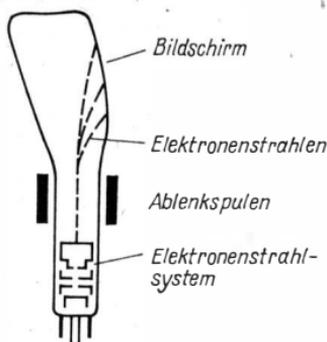


Bild 4
Spezialröhre mit seitlichem Elektronenstrahlssystem

- mungsradius des Schirmglases (z. B. bei einer 66-cm-Röhre von 1 m auf 1,7 m) und damit Vergrößerung der Bildschirmoberfläche;
- Lochmaskeneckenaufhängung und damit verbunden eine erhöhte thermische Stabilität;
- integriertes Elektronenstrahlssystem mit verbesserten elektronenoptischen Eigenschaften (verbesserte statische Konvergenz);
- Katode mit verringerter Heizleistung (Verringerung der Wärmeableitung);
- Ablenkeinheit mit Doppelsattelspule in Strangwickeltechnik und hoher Ablenkempfindlichkeit;
- Reduzierung des Halsdurchmessers der Bildröhre.

Die genannten Maßnahmen führen u. a. auch dazu, die Leistungsaufnahme um etwa 8 W zu reduzieren und den Bildeindruck noch attraktiver zu gestalten.

Eine Reduzierung des 50-Hz-Großflächenflimmerns bei großer Leuchtdichte und des 25-Hz-Flackerns an horizontalen Kanten ist mit einem Vollbildspeicher möglich, in den ein komplettes Fernsehbild eingelesen und anschließend schneller ausgelesen wird. Auf diese Weise ist die Bildfrequenz intern im Empfänger auf z. B. 75 Hz erhöhbar, wodurch ein besserer und flimmerfreier Bildeindruck entsteht. Die geometrisch benachbarten Zeilen aus den beiden gespeicherten Halbbildern werden aufeinanderfolgend ausgelesen, so daß ein progressives Raster ohne Zeilensprung mit 75-Hz-Bildfrequenz entsteht.

Minifersehempfänger werden zunehmend mit flachen Bildwiedergabeeinrichtungen aufgebaut, für die Spezialbildröhren (auch für Farbe) mit seitlichem Elektronenstrahlssystem (Bild 4) und Flüssigkristallanzeigen (LCD, FK) vorgesehen sind. Bei dem kleinsten Empfänger in dieser Entwicklungsrichtung ist die LCD-Bildwiedergabe in ein Uhrenarmbandgehäuse eingebaut.

Vorherrschend bei den Flachbildschirmen für Minifersehempfänger ist der Flüssigkristallbildschirm, der bei geringerer Leistungsaufnahme (Batteriebetrieb) eine gute Bildqualität liefert und eine kurze Ansprechzeit bereitstellt. Die Bildpunktzahl ist noch relativ gering und liegt bei z. B. 19 200, 52 000 und 57 600 Bildpunkten. Die Bildschirme sind alle ähnlich aufgebaut, und bei ihnen wird das Prinzip der nematischen Drehzelle angewen-

det. Der Flüssigkristall befindet sich dazu zwischen 2 Substraten: oben ein durchsichtiges Substrat mit Dünnschichttransistoren zur Ansteuerung der Bildpunkte, unten ein Glassubstrat. Auf die Substrate folgen nach außen Polarisatoren. Ein Reflektor gestattet den Reflexionsbetrieb und reflektiert das Umgebungslicht an den vom FK auf Durchlaß geschalteten Bildpunkten. Eine Elektrode im Inneren der Drehzelle ist für die einzelnen Bildpunkte als gemeinsame Elektrode ausgeführt, die anderen Bildpunktelektroden werden einzeln von den Dünnschichttransistoren angesteuert. Eine anliegende Elektrodenspannung hebt die Verdrillung der Flüssigkristalle auf, so daß die 90°-Polarisationsdrehung für einfallendes Licht entfällt und die Zelle lichtundurchlässig wird. Die Flüssigkristallanzeige ist auch für eine Farbwiedergabe (Bild 5) geeignet und muß dazu Farbpunkte der

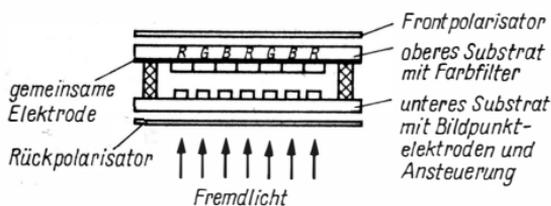


Bild 5
Flüssigkristallzelle (Prinzip)

Tabelle 2 Kleine flache Fernsehbildwiedergabeeinrichtungen

Art des Bildschirms	Anzahl der Bildpunkte	Bildschirmfläche	Einsatz im
Flüssigkristall, schwarzweiß (sw)	240 × 240 = 57 600	43,2 mm × 32,4 mm	Taschenfernsehempfänger von <i>Suwa Seikosha</i>
Flüssigkristall sw	120 × 160 = 19 200	6,9-cm-Diagonale	Taschenfernsehempfänger von <i>Casio</i> (11,8 cm × 8,0 cm × 2,6 cm)
Flüssigkristall sw	220 × 240 = 52 800	5-cm-Diagonale	Taschenfernsehempfänger von <i>Toshiba</i>
Flüssigkristall sw	220 × 240 = 52 800	6 cm × 8 cm	Taschenfernsehempfänger von <i>Sanyo</i> (25,3 cm × 11,3 cm × 3 cm)
Flüssigkristall sw	210 × 152 = 31 920	17 mm × 25 mm	Armbanduhr-Display-Fernseher von <i>Suwa-Seikosha</i>
Flüssigkristall Farbe	240 × 240 = 57 600	43,2 mm × 32,4 mm	Taschenfarbfernsehempfänger von <i>Suwa Seikosha</i> 16 cm × 8 cm × 2,8 cm groß
Spezialbildröhre (10 cm × 5 cm) × 18 mm dick		7,5-cm-Diagonale	Taschenfernsehempfänger <i>Microvision (Sinclair)</i>
Flüssigkristall sw	160 × 120 = 19 200	7,5-cm-Diagonale	Taschenfernsehempfänger von <i>Hitachi</i> (148 mm × 95 mm × 30 mm)

3 Grundfarben aufweisen. Einen Überblick über bereits realisierte flache Bildwiedergabeeinrichtungen für Taschenfernseherempfänger vermittelt Tabelle 2. Die Anzahl der Bildpunkte in FK-Anzeigen wird sich im Lauf der Entwicklung erhöhen.

Einführung der Digitaltechnik

Die fortschreitende Verwendung der Digitaltechnik bei der Funktionsrealisierung hat ausgehend von Bedien- und Anzeigefunktionen im Fernsehempfänger auch die Signalverarbeitung erreicht. War die Digitaltechnik auf diesem Gebiet bisher hauptsächlich dem kommerziellen und Studiobereich vorbehalten, so läßt sich der qualitative Fortschritt ihrer Realisierbarkeit durch die moderne Schaltungstechnik ermessen, wenn nunmehr auch Konzepte für die Signalverarbeitung im Fernsehempfänger auf der Basis von IS vorliegen.

Stimulierend für diese Neuerungen wirken Vorteile, wie sie aus dem kommerziellen und EDV-Bereich bekannt sind (rausch- und störungsarme Übertragung, Regenerierbarkeit des Digitalsignals, hohe Zuverlässigkeit, Einsatz hochintegrierter Schaltungen), und weitere Vorzüge, die insbesondere die Empfangs- und Wiedergabequalität verbessern und sich mit der bisherigen Analogtechnik nicht oder nur schwer realisieren lassen:

- weitere Reduzierung des Einsatzes diskreter Bauelemente und der damit verbundenen Verbindungstechnologie (Anzahl der Lötstellen wird gesenkt);
- geringe Toleranzen, keine Drift und Alterung;
- programmierbare Signalverarbeitung und Bedienung;
- neue Möglichkeiten für Abgleich- und Einstellvorgänge bei der Fertigung und im Service (Wirtschaftlichkeit);
- Eignung auch für verschiedene Farbfernsehnormen mit Normerkennung;
- Leuchtdichtefilter mit veränderbarer Charakteristik (weich, scharf);
- digitale Verzögerungsleitung (RAM-Strukturen);
- Strahlstromüberwachung;
- Erweiterung des Bedienungskomforts durch entsprechende Software;
- Realisierung neuer und erweiterter Funktionen und Einbeziehung neuer Dienste:
 - Geisterbildunterdrückung,
 - Bildflimmerreduzierung,
 - digitales Kammfilter zur Abtrennung des Leuchtdichtesignals,
 - direkte Verarbeitung digitaler Tonsignale,
 - Textverarbeitung (Bildschirmtext, Videotext),
 - Terminal für Heimcomputer,
 - Anpassung an neue Verteilernetzstrukturen (Glasfasernetze).

Das Digital-TV-System *DIGIT 2000*, das repräsentativ für den Start der Digitaltechnik im Fernsehempfänger ist, ermöglicht eine digitale Signalverarbeitung im

- Farbdekodeur,
- Leuchtdichtekanal,
- Ablenkteil und
- Tonteil (Bild 6),

da eine digitale Signalverarbeitung im HF- und Bild-ZF-Bereich zur Zeit noch nicht wirtschaftlich vertretbar vorzunehmen ist. Folgende IS werden dazu verwendet:

MAA 2000 = Zentrale Steuerschaltung CCU

MAA 2100 = Videocodec VCU

MAA 2200 = Videoprozessor VPU

MAA 2300 = Audio-A/D-Wandler ADC

MAA 2400 = Audioprozessor APU

MAA 2500 = Ablenkprozessor DPU

MAA 2600 = Taktgenerator CG

Der Übersichtsschaltplan (Bild 7) vermittelt einen Überblick über die Grundfunktionen. Da sich am analogen Charakter der Fernsehgrundfunkübertragung nichts geändert hat, bleibt der HF-Bereich in konventioneller Technik erhalten. Das HF-Teil enthält daher die beiden Tuner für VHF- und UHF-Empfang sowie die ZF-Stufen in konventioneller Weise. An seinen Ausgängen liefert es das demodulierte Videosignal (FBAS) und die beiden DF-Träger 5,5 und 5,574 MHz für Stereo- oder 2-Kanal-Ton. Die DF-Träger werden im DF/NF-Modul demoduliert, und die L- bzw. R-Informationen gelangen zum Audiowandler (*MAA 2300*). Hier wird das Tonsignal digitalisiert. Die Weiterverarbeitung geschieht im Audioprozessor, der die aufbereiteten Tonsignale ausgangsseitig wieder in Analogsignale rückwandelt und sie über Endverstärker den Lautsprechern zuführt.

Das FBAS-Signal wird dem Videocodec (*MAA 2100*) zugeführt und digi-

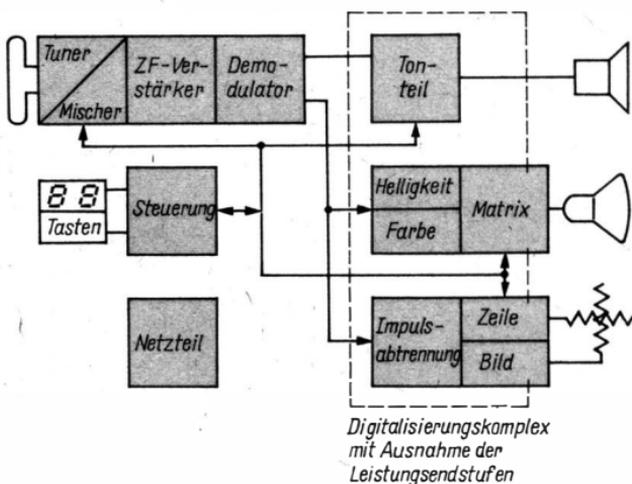
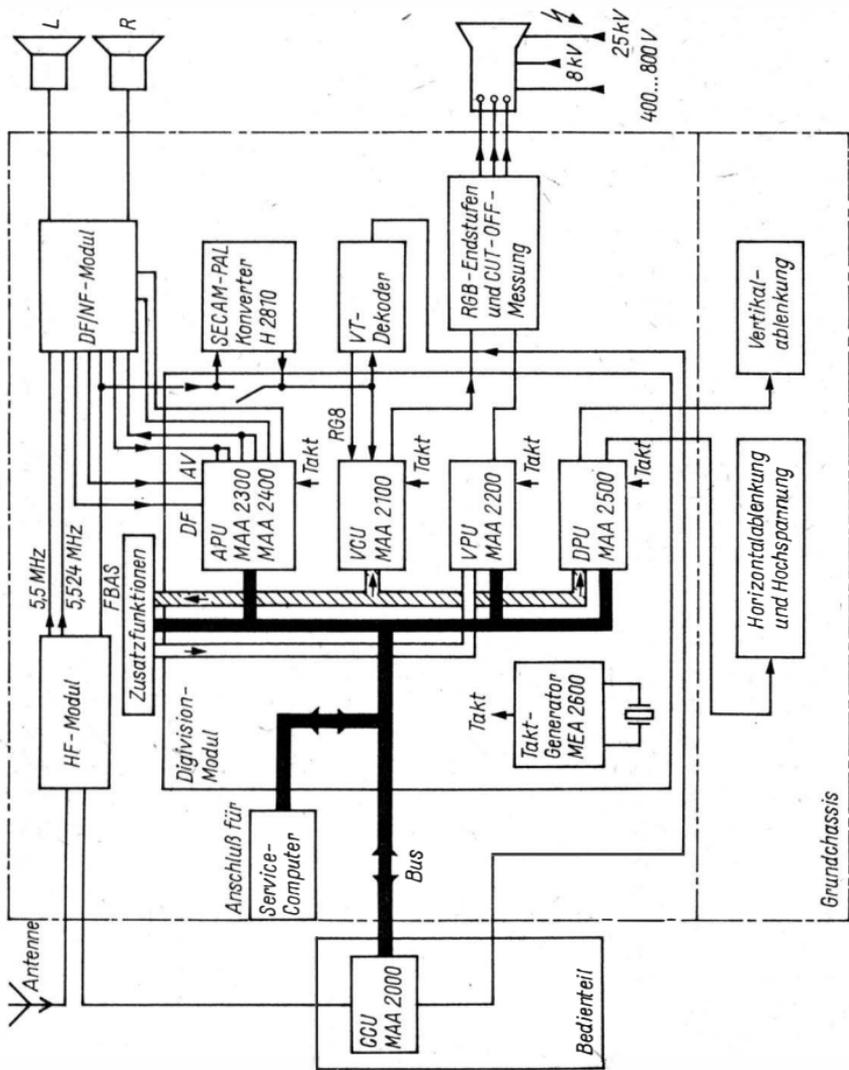


Bild 6 Digitalisierung im Tonteil und bei der Leuchtdichte- und Farbsignalverarbeitung sowie im Ablenkteil

Bild 7
Digital-TV-System DIGIT 2000



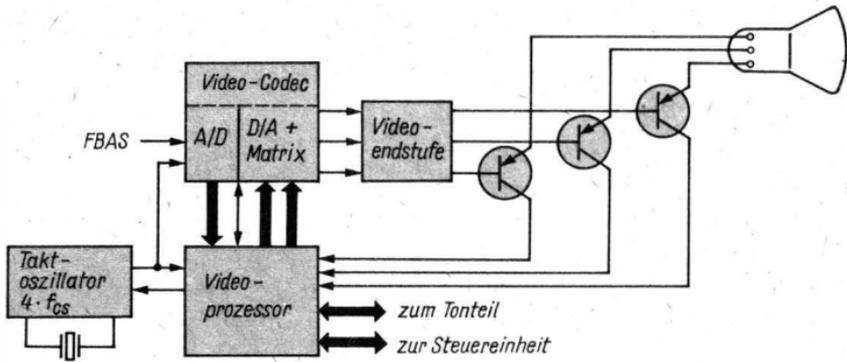


Bild 8 Digitaltechnik im Videoteil

talisiert (Bild, 8). Die weitere Signalverarbeitung wird anschließend im Videoprozessor (MAA 2200) vorgenommen. Danach gelangt das digitale Videosignal wieder zurück zum MAA 2100, in dem mit getrennten D/A-Wandlern für den Y-Signalanteil sowie die beiden Farbdifferenzsignale in Analogsignale zurückgewandelt werden. Auf Grund der in der zentralen Steuereinheit (MAA 2000) abgelegten Einstelldaten werden durch Vergleich mit den augenblicklichen Werten auch alterungsbedingte Abweichungen, z. B. der Bildröhre, kompensiert, so daß ein entsprechender Nachabgleich nicht mehr erforderlich ist.

Die digitale Steuerung der Bildröhrenablenkung wird mit dem MAA 2500 durchgeführt. Dazu erhält dieser das digitalisierte Videosignal vom Video-Codec (MAA 2100). Der integrierte Ablenkprozessor enthält die Synchronimpulsabtrennung sowie die Ablenkfrequenzerzeugung und liefert an seinen Ausgängen die nach Zeile bzw. Bild synchronisierten Ablenksignale. Sie enthalten dabei bereits alle notwendigen Korrekturen wie Amplitude, Linearität usw. Zum Betrieb der Ablenkspulen sind extern lediglich noch die Leistungsendstufen erforderlich, wobei der Horizontalendstufe in bekannter Weise die Gewinnung der Hochspannung für die Bildröhre und eigener Versorgungsspannungen zufällt.

Die zur Steuerung der Wandler benötigte Taktfrequenz wird quarzstabilisiert (MAA 2600) erzeugt und steht an den entsprechenden Eingängen den IS zur Verfügung. Die Gesamtsteuerung und die Kontrolle der Signalverarbeitung sowie aller wichtigen Funktionen im Gerät fallen der zentralen Steuerschaltung (MAA 2000) zu. Sie steht über einen Datenbus mit den IS MAA 2300, MAA 2200 und MAA 2500 in Verbindung. Alle Einstellfunktionen wie Helligkeit, Farbsättigung usw. werden über den Bus gesteuert. Umgekehrt erhält die zentrale Steuerschaltung auch Daten von diesen Funktionseinheiten, z. B. über Einstell- und Zustandsgrößen. Sie übernimmt auch die Kontrolle der Tuner- und Anzeigenspeicherung von Kanaldaten, die Infrarotfernbedienung und die Netz-Ein-Ausschalt-Funktion. Im Gerät entfällt der Grundabgleich z. B. für Bildhöhe, Linearität usw. durch Einstellpotentiometer. An seine Stelle tritt die zentrale Steuereinheit, in der

schon bei der Fertigung alle Abgleichdaten eingespeichert werden, die dann über den Bus bei jedem Einschalten des Geräts für die entsprechenden Funktionsbereiche neu aktiviert werden.

Eine durchgängige digitale Signalverarbeitung mit allen aufgezeigten Möglichkeiten auf der Empfangsseite wird bis 1990 erwartet, wobei man eine schrittweise Erweiterung in unterschiedlichen Entwicklungsphasen vorsieht. So ist die stärkere Einbeziehung von Bildschirmtext und Videotext in die digitale Signalverarbeitung noch zu berücksichtigen, und es fehlen auch noch Halbleiterspeicher zur Aufnahme eines Vollbilds (Flimmerunterdrückung).

Das FBAS-Signal hat eine Bandbreite von 5 MHz und muß deshalb bei der Digitalisierung entsprechend dem Abtasttheorem mit minimal 10 MHz abgetastet werden. Man wählt die Abtastfrequenz so, daß sie ein Vielfaches des Farbträgerfrequenz ist, und kommt auf diese Weise zu einer Abtastfrequenz von 17,7 MHz ($= 4 \times$ Farbträgerfrequenz). Eine Kodierung jedes erhaltenen Abtastwerts nach der Quantisierung (PCM-Technik) mit 8 bit liefert eine Auflösung von 256 Amplitudenwerten. Der sich ergebende serielle Datenfluß nimmt eine Größe von $17,7 \text{ MHz} \times 8 \text{ bit} = 141,6 \text{ Mbit/s}$ an. Da das FBAS-Signal insgesamt mit Leuchtdichte- und Farbsignalanteilen kodiert wurde, spricht man auch von gemeinsamer oder geschlossener Kodierung.

Die Abstrahlung von 140 Mbit/s für einen Fernsehkanal ist über HF nicht möglich, so daß für die Verteilung digital kodierter Fernsehprogramme nur die Lichtwellenleitertechnik benutzt werden kann. Wendet man noch Maßnahmen zum Fehlerschutz an, so steigt der Datenfluß weiter an. Bei redundanzmindernden Verfahren läßt sich der Datenfluß auf rund 34 Mbit/s verringern, wobei jedoch der Aufwand auf der Empfängerseite erheblich ansteigt. Künftig ist neben einer digitalen Übertragung über Lichtwellenleiter auch eine digitale Speicherung von Fernsehsignalen zu erwarten.

Weiterentwicklung der analogen Schaltungstechnik

Neben der digitalen Signalverarbeitung im Farbfernsehempfänger wird auch an der Weiterentwicklung der analogen Schaltungstechnik gearbeitet, wobei das Ziel der Einchipaufbau ist, der die gesamte Signalverarbeitung

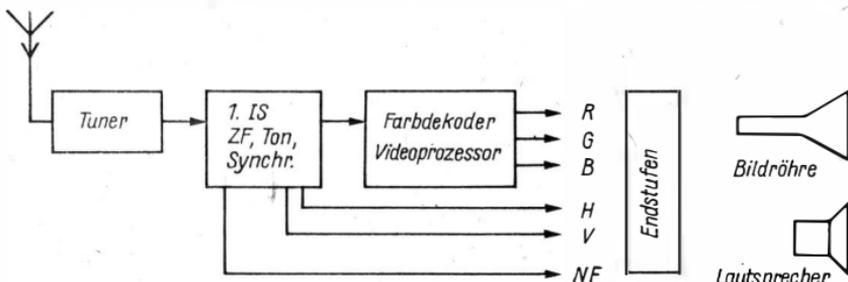


Bild 9 2-IS-Konzept (Prinzip)

zwischen Tuner und Endstufen enthält. Die Vorstufe für dieses Ziel bildet ein 2-IS-Konzept (*TDA 4501* und *TDA 3565* von Valvo). Eine IS enthält die ZF- und Tonverarbeitung, die Synchronisation und die Erzeugung der Ablenssignale (Bild 9). Die andere IS umfaßt den Farbdekodeur und den Videoprozessor. Durch weitere IS läßt sich aus dem Konzept ein Mehrnormenempfänger mit Videotext- und Bildschirmtextverarbeitung aufbauen. Hergestellt werden die IS in bipolarer Technologie (*V-Groove-Prozeß*).

Die Weiterentwicklung der analogen Schaltungstechnik geht davon aus, daß die Einchiplösung für die Basisfunktionen eines Farbfernsehempfängers sehr ökonomisch ist. Diese Einchiplösung kann durch digitale Zusatzfunktionen für Bildschirmtext und Videotext relativ einfach erweitert werden.

Neue Dienste der Kommunikationstechnik und Einsatzmöglichkeiten des Farbfernsehempfängers

Die Optoelektronik mit ihrer Möglichkeit, große Datenmengen über Lichtwellenleiter zu übertragen, die moderne Datenverarbeitung und die integrierte Schaltungstechnik haben Voraussetzungen geschaffen, die es gestatten, über neue Informations- und Kommunikationsdienste sowie neue und veränderte Verteilstrukturen von Informationen mit dem Ziel ihrer effektiven Gestaltung nachzudenken. Die Ergebnisse zeigen sich nicht nur in Schlagworten wie Bildschirmtext, Videotext, Kabeltext, Kabelfernsehen, Satellitenfernsehen, ISDN-Netz u. a., sondern auch in Form entsprechend ausgereifter Vorschläge und Ansätze, die alle mehr oder weniger den Farbfernsehempfänger als Endgerät im Heim in den Mittelpunkt stellen und ihn als Mittel zur Teilnahme an den Neuerungen werden lassen.

Man unterscheidet hier

- die Verwendung bestehender Verteilernetze (Fernsprechnet, Fernsehnetz) für neue oder verbesserte Kommunikationsdienste;
- die Schaffung neuer Kommunikationsdienste in neuen Netzen.

Bei beiden ist charakteristisch, daß digitale Verfahren zur Übertragung und Signalverarbeitung verwendet werden. Bildschirmtext, Videotext und die Verteilung von Kennsignalen im Fernsehrundfunk gehören zur ersten Gruppe und greifen als Endgerät beim Teilnehmer auf den Farbfernsehempfänger zurück. Beim Bildschirmtext wird als Übertragungsweg das Fernsprechnet verwendet. Zwischen Fernsprechapparat und Fernsehempfänger befindet sich ein Modem. Im Fernsehempfänger ist ein Bildschirmtextdekodeur notwendig, der durch gleichartige Prinzipien beim Textaufbau mit dem Videotextdekodeur kombiniert werden kann. Es wird neuerdings nach dem CEPT-Standard gearbeitet, der eine Bildschirmwiedergabe mit 40/80 Zeichen in 1, bis 25 Reihen gestattet. Über das Fernsprechnet ist neben der Verbindung von der Zentrale zum Teilnehmer, die mit 1200 bit/s arbeitet, auch eine Verbindung vom Teilnehmer zur Zentrale (75 bit/s) möglich. Bestimmte Textseiten werden über den Fernsprechapparat oder eine Tastatur abgerufen.

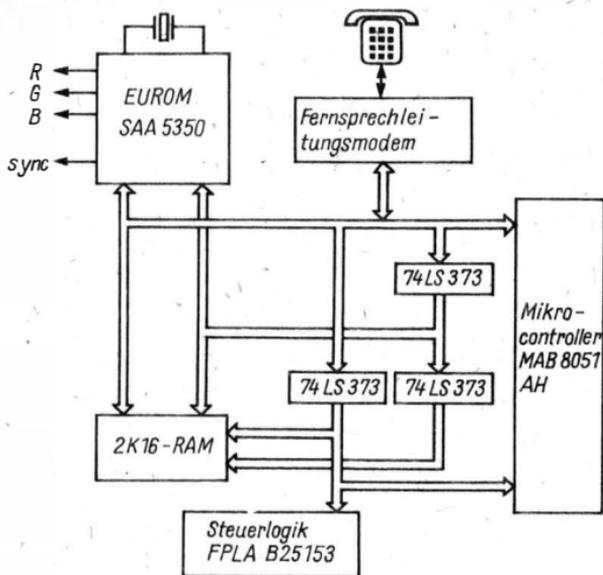


Bild 10 Moderner Bildschirmtextdekoder (EUROM SAA 5350)

Die RGB-Signale zur Ansteuerung der Farbbildröhre übernimmt in modernsten Btx-Dekodern (Bild 10) ein Einchipprozessor-IS (EUROM), der 512 alphanumerische und grafische Zeichen generiert. Besondere Zusatzfunktionen (Bildschirmattribute) sind u. a. einstellbare Vordergrund- und Hintergrundfarbe, Bildschirmfarbe, Blinken, Zeichengröße, Unterstreichungen, Abdeckungen und Invertieren. Der EUROM kann an Mikroprozessoren und Seitenspeicher angeschlossen werden.

Bei Videotext wird als Übertragungsweg das Fernnetz benutzt, und es gestattet die Übertragung von Informationen in textlicher oder grafischer Form an die Teilnehmer. Es arbeitet ohne Rückkanal, d. h. ohne Verbindung vom Teilnehmer an die Informationszentrale, im Verteilerdienst (Massenkommunikation). Die digitalen Text- und Grafikzeichen werden innerhalb der Vertikalaustastlücke in bestimmten für den Teilnehmer nicht sichtbaren Zeilen übertragen. Zur Dekodierung und Aufbereitung der Signale muß im Fernsehempfänger ein Videotextdekoder vorhanden sein. Der Videotextteilnehmer wählt über eine Tastatur eine bestimmte Seite aus einem Angebot vieler Seiten zur Darstellung auf dem Bildschirm aus.

Der Videotextdekoder (Bild 11) trennt die Videotextsignale aus dem Fernsehsignal ab und übernimmt die Synchronisierung bei der weiteren Verarbeitung. Weiterhin bewirkt er spezielle Funktionen in Abhängigkeit vom Teilnehmerwunsch, z. B. die Einschaltung eines Zeichensatzes für eine bestimmte Sprache. Diese speziellen und variablen Funktionen laufen unter Regie eines Microcontrollers ab, der den entsprechenden Zeichengenerator ansteuert.

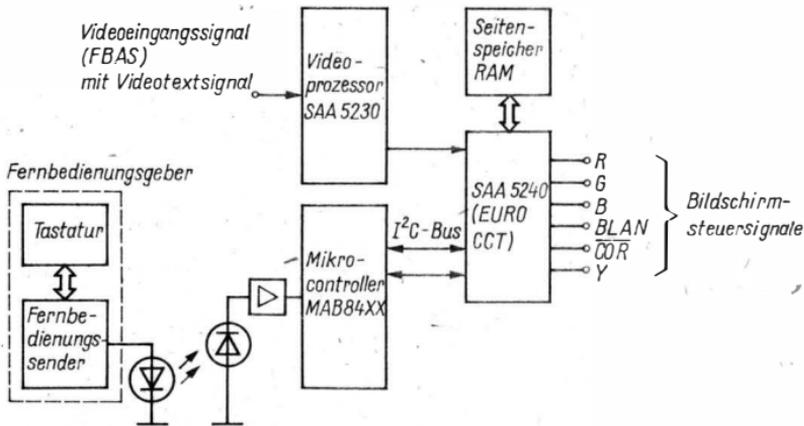


Bild 11 Moderner Videotextdeko

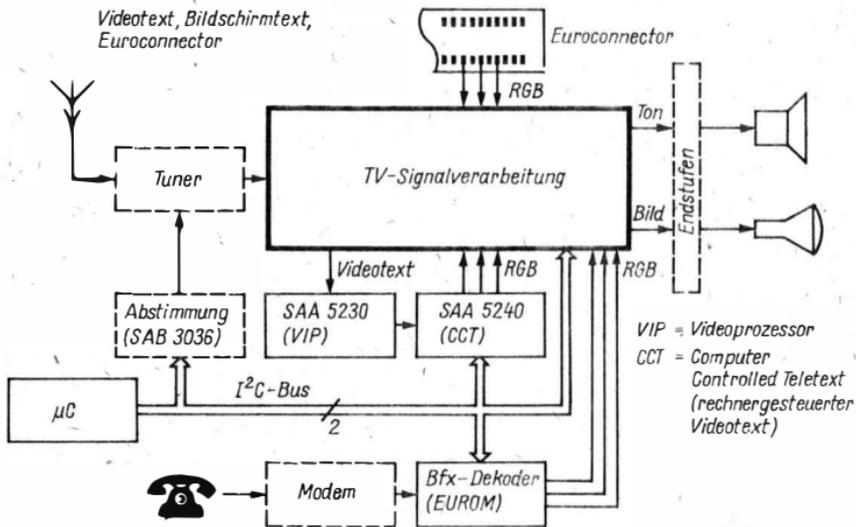


Bild 12 Fernsehempfänger mit Bildschirmtext- und Videotext-IS

Ebenfalls im Fernsehsignal, diesmal in der Bildastastlücke, läßt sich ein Signal einfügen, das auf der Empfängerseite Auskunft über die ausgestrahlte Programmart (Programmkenung), den empfangenen Sender u. a. (Uhrzeit) gibt. Über diese Kennung ist eine Programmierung von Farbfernsehempfängern und Videorecordern (Zeitpunkt einer gewünschten Aufzeichnung) möglich.

Bei der Konzipierung neuer Kommunikationsdienste in neuen Netzen und Übertragungswegen braucht wie im Fall bestehender Netze auf die

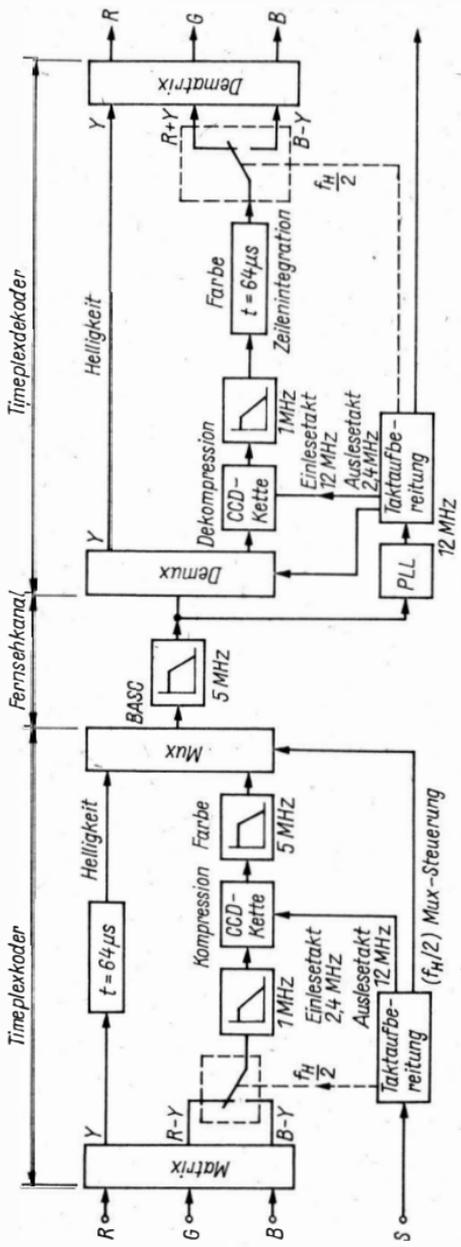


Bild 13 Timeplex-Signalverarbeitung (Prinzip)

Übertragung des Hauptkanals (z. B. Fernsehsignal, Fernsprechsignal) keine Rücksicht genommen zu werden, so daß man auch neue und den jeweiligen Absichten angepaßte Übertragungsverfahren benutzen kann. Hierzu zählen Kabeltext, Bildfernsprechen, Bildabruf, Konferenzfernsehen, Breitbandbildschirmtext sowie die Fernsehprogrammverteilung über Kabel, Lichtwellenleiter und Satelliten.

Kabeltext benötigt einen kompletten Fernsehkanal in einem Kabelnetz und gestattet, rund 600 bis 1000 Text- oder Grafikseiten in einer Sekunde zu übertragen. Damit steht dem Teilnehmer ein wie bei Videotext periodisch umlaufendes Angebot einer Vielzahl von Seiten zur Verfügung. Bildfernsprechen und Konferenzfernsehen arbeiten ebenfalls breitbandig. Mit Bildabruf lassen sich Bilder, Filmsequenzen oder Filme mit und ohne Ton über Kabelnetze abrufen. Auch in diesem Fall ist eine breitbandige Übertragung notwendig.

Im Zusammenhang mit der Verteilung von Fernsehrundfunkprogrammen über Kabelnetze oder Satelliten sind neue Übertragungsverfahren ins Gespräch (z. B. *Timeplex* bzw. *MAC*) gekommen, die durch die Nachteile der bisherigen Fernsehübertragung vermieden werden. Es handelt sich um Zeitmultiplexverfahren, die eine zeitlich getrennte Übertragung von Leuchtdichte- und Farbinformation gestatten und auf diese Weise das störende Farbübersprechen vermeiden sowie den Störabstand verbessern.

Bei *Timeplex* (Bild 13) wird das Leuchtdichtesignal in der üblichen Zeilendauer übertragen, während die komprimierten Farbdifferenzsignale in der horizontalen Austastlücke untergebracht werden. Dazu werden aus den beiden simultan vorliegenden Farbdifferenzsignalen zeilensequentielle Signale erzeugt und 5:1 komprimiert. Jeweils ein Farbdifferenzsignal gelangt nach einer Bandbegrenzung auf 1 MHz in ein CCD-Register, aus dem es nach Zeilenende mit der 5fachen Taktfrequenz wieder ausgelesen wird. Das so komprimierte jeweils eine Farbdifferenzsignal wird in die Austastlücke eingefügt. Es nimmt dort mit $10 \mu\text{s}$ mehr als das Doppelte der hinteren Schwarzschar ein. Die Dekodierung geschieht in umgekehrter Reihenfolge. Da *Timeplex* mit einer Bandbreite von 5 MHz auskommt, ist es auch zur terrestrischen Fernsehübertragung geeignet.

MAC (Bild 14) arbeitet mit einer Kompression von Leuchtdichte- und Farbdifferenzsignalen. Das Leuchtdichtesignal wird um den Faktor 3:2 komprimiert und nimmt danach eine größere Bandbreite als 5 MHz ein. Die zeilensequentiell übertragenen Farbdifferenzsignale werden mit 3:1 komprimiert. Beide Signale werden in einer Zeilendauer untergebracht. Durch die größere Bandbreite ist *MAC* bzw. *C-MAC* (digitale Tonübertragung in der Horizontalaustastlücke) nicht zur terrestrischen Übertragung geeignet, wohl aber zur Satellitenübertragung.

Der Satellitenrundfunk (12-GHz-Bereich), der als Direktempfang einzelner Teilnehmer (90-cm-Parabolspiegelantenne) oder als Gemeinschaftsempfang und anschließender Verteilung über Kabel empfängerseitig realisiert werden kann, stellt je Staat 5 Fernsehkanäle mit einer Bandbreite von jeweils 27 MHz bereit. Wahlweise lassen sich auch in einem Kanal 16 digitale Stereoprogramme unterbringen. In beiden Fällen sind anschließend an

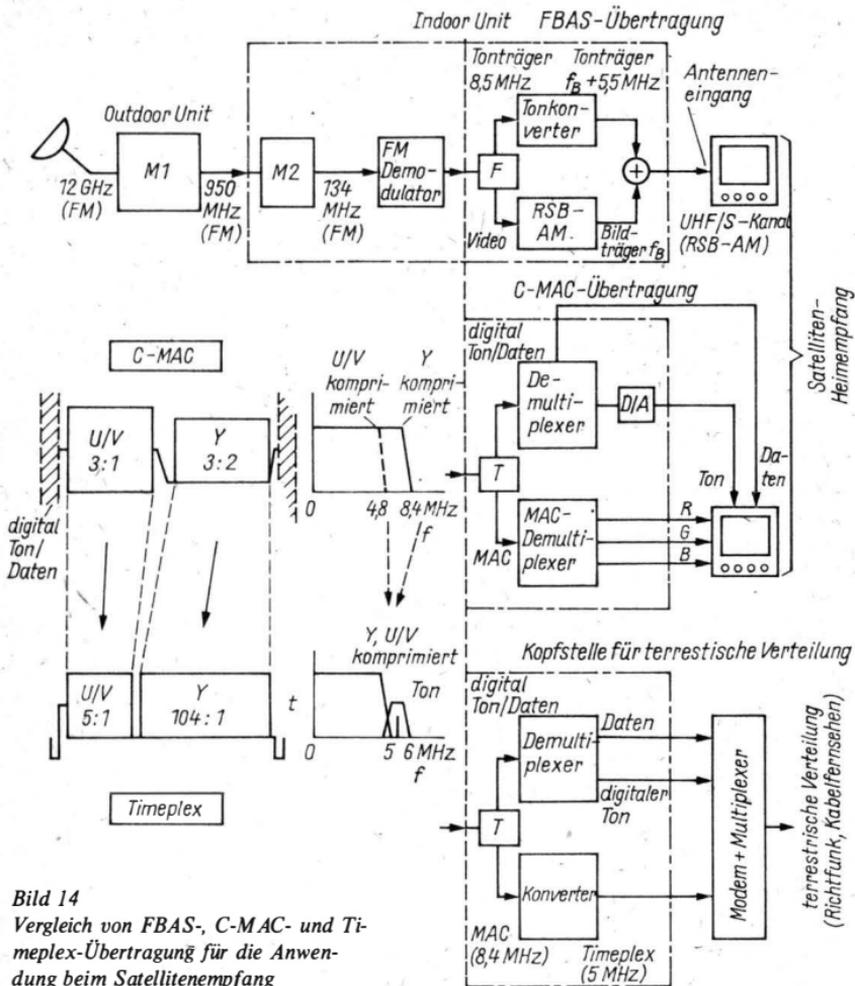


Bild 14
 Vergleich von FBAS-, C-MAC- und Timeplex-Übertragung für die Anwendung beim Satellitenempfang

die Antennenanlage Signalaufbereitungen notwendig, um mit den bei den Teilnehmern vorhandenen Geräten einen Empfang zu ermöglichen. Zur analogen Fernsehübertragung von Satelliten zur Teilnehmerantenne werden neue Übertragungsverfahren (D2-MAC) konzipiert.

Zusätzlichen Einfluß auf die Fernsehempfangstechnik wird künftig auch ein neues Kommunikationsnetz nehmen, das mit ISDN (Integrated Services Digital Network – dienstintegriertes Digitalnetz) abgekürzt ist und über das Schmalband-ISDN zum Breitband-ISDN führen soll. Das Schmalband-ISDN umfaßt einen Teil der gegenwärtig schon bekannten und in naher Zukunft zu erwartenden Dienste, zu denen

- das Fernsprechen (mit Anzeige von Informationen auf einer Anzeige),
- die Textübertragung (Fernkopieren),

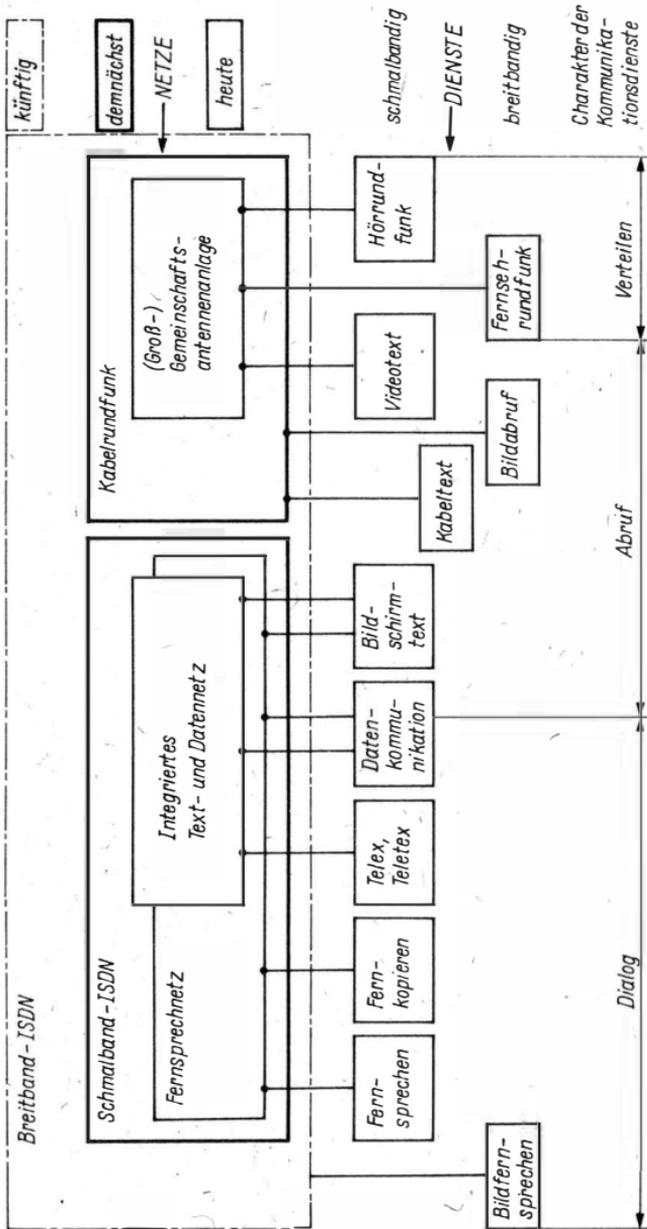


Bild 15 Neue Kommunikationsdienste und -netze (Übersicht)

- die Datenübertragung (bis zu $n \times 64$ kbit/s),
- die Festbildübertragung,
- Bildschirmtext,
- Fernmessungen und Fernsteuerungen (Zählerablesen, Heizung einschalten)

gehören. Bei der Erweiterung auf Breitband-ISDN kommen neue Dienste – auch mit Merkmalen der Massenkommunikation wie das Fernsehen – hinzu (Bild 15):

- Bildfernsprechen, Bildkonferenz;
- Bildabruf (Standbilder, Breitband-Btx, Filmabruf);
- schnelle Datenübertragung;
- Fernsehprogrammverteilung (hohe Anzahl von Programmen, hohe Bildqualität, Pay-TV, evtl. Fernsehen mit höherer Zeilenzahl);
- Kabeltext;
- Hörrundfunkprogrammverteilung (Vielzahl von Programmen, hohe Tonqualität).

Die Datenübertragungsrates für Breitband-ISDN liegt bei 140 Mbit/s (und höher) und läßt sich nur über Lichtwellenleiter (Glasfasern) übertragen. Dazu sind Gradientenfasern und bei noch größeren Raten (565 Mbit/s) Einmodenfasern geeignet, die in ersten Versuchsstrecken erprobt werden.

Bei Breitband-ISDN erhält der Fernsehsender im Heim eine Mittelpunktstellung (Heiminformationszentrum, Bild 16), da nur er als audiovisu-

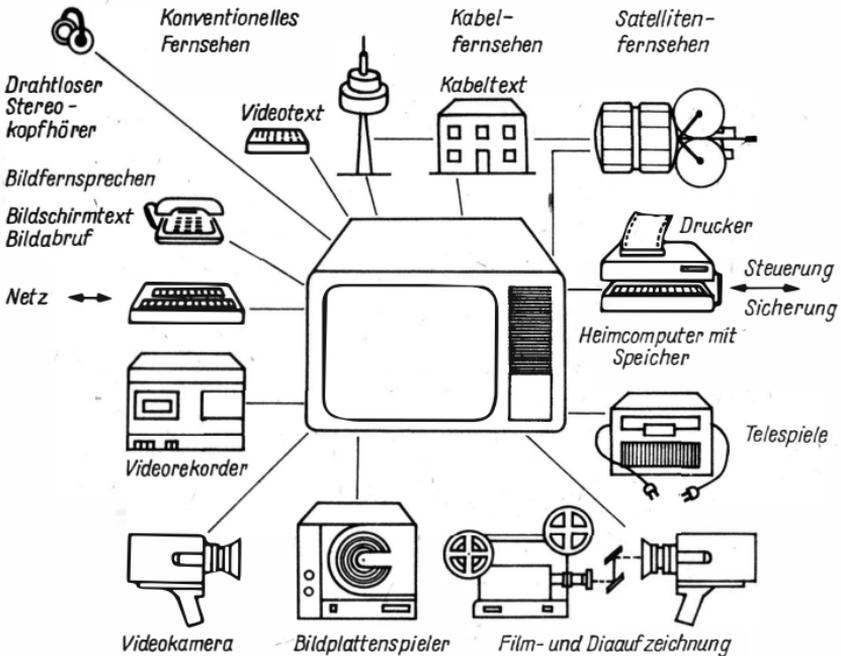


Bild 16 Fernsehsender als Mittelpunkt im Heiminformationszentrum

elles Terminal in Betracht kommen kann. Dieser Trend zeichnet sich heute schon durch das Zusammenwirken des Fernsehempfängers mit Videokamera, Bildspeichergerät und Heimcomputer ab.

Weitere Entwicklungstrends

Neben Breitband-ISDN zeichnen sich weitere Entwicklungstendenzen ab, die einen Einfluß auf die Fernsehempfangstechnik nehmen. Zu ihnen gehören:

- die flache und großformatige Bildwiedergabe;
- das Hochzeilenfernsehen (1 125 Zeilen, Bildseitenverhältnis 5:3 bis 2:1);
- das 3dimensionale Fernsehen;
- die elektronische Fotografie.

Flache und großformatige Bildwiedergabeeinrichtungen für die Fernsehempfangstechnik ließen sich bisher nur als Prototypen realisieren und werden erst künftig an Bedeutung gewinnen. In diesem Fall müssen – um eine vergleichbare Qualität mit derzeitigen Farbbildröhren zu erzielen – 500 000 Bildpunkte vorhanden sein, die angesteuert werden müssen. Geeignet dafür erwiesen sich bisher Matrixsysteme, die mit Gasentladung, Elektrolumineszenz oder Flüssigkristallen arbeiten.

Tabelle 3 Daten zum Kamerarecorder

Bezeichnung System	Betamovie Betamax	Camcorder (Kodak) 8-mm	Videomovie VHS-C
maximale Aufnahmedauer	3,5 h	2 h (NTSC)	0,5 h
Kameraröhre	½-Zoll-Trinicon	⅓-Zoll-Newvicon	½-Zoll-Saticon
horizontale Auflösung	etwa 250 Zeilen	knapp 200 Zeilen	etwa 220 Zeilen
Mindestbeleuchtung	35 Lux	20 Lux	15 Lux
Weißabgleich	automatisch	kontinuierlich, automatisch	automatisch
Zoom	6fach	6fach	6fach
Makro	ja	ja	ja
Autofokus	passiv, 2 CCD	aktiv, Infrarot	–
Blende	automatisch	automatisch	automatisch
Wiedergabe	über separaten Recorder	über Suchermonitor	über Suchermonitor
Standbild	–	störfrei	ja
Memory	–	ja	ja
Aufnahmedauer mit 1 Akkumulatorladung	60 min	60 min	30 min
Masse	3 kg	2,5 kg	2,5 kg

Mit dem Hochzeilenfernsehen (HDTV – High Definition TV) wird das Ziel verfolgt, durch eine erhöhte Zeilenzahl und eine vergrößerte Bildfrequenz die Auflösung zu verbessern und das Bildflimmern zu unterdrücken. Weiterhin soll dabei auch das bisherige Bildseitenverhältnis von 4:3 auf 5:3 bis 2:1 verändert werden (ähnlich Breitwandfilm). Damit zwangsläufig verbunden ist eine Vergrößerung der Bandbreite in den Übertragungswegen. Da das Hochzeilenfernsehen eine radikale Abkehr von den gegenwärtigen Fernschnormen bedeutet, gibt es auch Vorschläge für eine Kompatibilität, bei der die verbesserte Bildqualität durch einen «Zusatzkanal» übermittelt werden soll.

Die elektronische Fotografie arbeitet mit einer elektronischen Bildaufnahme über kleine Kameraröhren oder zunehmend mit Halbleiterflächenbildsensoren und elektronischer Speicherung der Bilder auf Magnetplatten (Einzelbildspeicher, z. B. *Mavica*) oder Videomagnetband. Wegfall der Filmentwicklung und sofortige Wiedergabemöglichkeit nach der Aufnahme sind die Vorteile der Videokamera-Videorecorder-Kombinationen (Kamerarecorder), die eine ernsthafte Konkurrenz zum Super-8-Filmprinzip darstellen. Kamerarecorder für den Amateurbereich existieren in unterschiedlichen Ausführungen (*Betamovie*, *VHS-Videomovie*, *8-mm-Video*), und bei der Wiedergabe im Heim wird bei allen der Farbfernsehempfänger benutzt (Tabelle 3).

Literatur

- [1] H. Schönfelder, Möglichkeiten der Qualitätsverbesserung beim heutigen Fernsehen, Fernseh- und Kinotechnik 37 (1983) 5, Seite 187 bis 196.
- [2] H. Schlesier, Probleme zum zweiten Tonkanal im Fernsehen, radio fernsehen elektronik 31 (1982) 9, Seite 559 bis 563.
- [3] Flat-Square-Röhren – ein neuer Trend der Bildwiedergabe, Fernseh- und Kinotechnik 38 (1984) 10, Seite 444.
- [4] T. Fischer, Fernsehen wird digital, Elektronik 30 (1981) 16, Seite 27 bis 35.
- [5] W. Weltersbach/M. Jacobsen, Digitale Videosignalverarbeitung im Farbfernsehempfänger, Fernseh- und Kinotechnik 35 (1981) 9, Seite 317 bis 323, 10, Seite 371 bis 379.
- [6] R. Suhrmann, Neue Empfänger-Konzepte, Funktechnik 39 (1983) 2, Seite 53 bis 57.
- [7] P. Draheim, Entwicklungsperspektiven in der analogen Farbfernseh-Signalverarbeitung, Elektronik 33 (1984) 10, Seite 65 bis 70.
- [8] L. Lutze, Videoprozessor für Bildschirmtext, Funkschau 57 (1985) 1, Seite 60 bis 62.
- [9] O. Beireuther, Bildfernsprechversuchsnetz – 140-Mbit/s-Verbindungsnetz der Bigfon-Projekte, Nachrichtentechnische Zeitung 38 (1985) 4, Seite 214, 216 bis 218.
- [10] S. Kent/T. Rau, Merkmale und Auswirkungen neuer Telekommunikationsdienste, Nachrichtentechnische Zeitung 38 (1985) 4, Seite 210, 211.
- [11] H. Armbruster, Stand und Tendenzen der Kommunikationstechnik, Nachrichtentechnische Zeitung 36 (1983) 9, Seite 546 bis 552.

Elektronik in modernen Verkehrsflugzeugen

Dipl.-Ing. Gustav Westphal

Die Entwicklung der Elektronik von der röhrenbestückten Baugruppe über die gedruckte transistorbestückte Leiterplatte bis zum hochintegrierten Schaltkreis erbrachte alle Eigenschaften, auf die die Luftfahrtelektronik angewiesen ist:

hohe Zuverlässigkeit,
große Funktionsdichte,
geringe Masse,
geringen Leistungsbedarf.

Die Miniaturisierung der elektronischen Bordausrüstung mit Röhren durch die Anwendung von Halbleitern als diskrete Bauelemente hatte keine Zunahme der Verwendung elektronischer Systeme zur Folge. Zwar war mit der Steigerung der Zuverlässigkeit der aktiven Bauelemente von $\lambda = 0,5 \cdot 10^{-5} \text{ h}^{-1}$ für eine Triode auf $\lambda = 0,05 \cdot 10^{-5} \text{ h}^{-1}$ für einen Transistor ein Gewinn entstanden, doch wurde der durch die höhere Bauelementenanzahl wieder aufgehoben. Trotzdem verbreiteten sich Halbleiterschaltungen in Bordausrüstungen von Luftfahrzeugen, denn der Übergang von den bisherigen Packungsdichten der klassischen elektronischen Gerätetechnik



(< 0,01) auf 1 bis 10 bot schon erweiterte Einsatzmöglichkeiten durch geringeres Volumen, bessere thermische Eigenschaften und die einfachere Stromversorgung.

Eine Entwicklung, die ohne Übertreibung als Revolution in der Flugzeugausrüstung bezeichnet werden kann, trat aber erst ein, als die Vorteile der Mikroelektronik voll wirksam wurden. Begünstigt wird dieser Sprung in der Entwicklung der Bordausrüstung durch die Situation in der Flugzeugentwicklung.

Ein großer Teil der gegenwärtig betriebenen Verkehrsflugzeuge ist in den Jahren von 1955 bis 1960 entwickelt worden. Die Baugruppen der Ausrüstung dieser Flugzeuge entsprechen in ihren grundsätzlichen Wirkprinzipien mit geringen Ausnahmen dem Entwicklungsstand der 30er und 40er Jahre, wenn auch mechanische Anordnungen gegen elektrische, elektromechanische oder hydraulische «Mechanismen» ausgetauscht wurden. Mit den Forderungen eines in den nächsten Jahren zu erwartenden Luftverkehrs, besonders der Effektivität, können diese Flugzeugtypen nur bedingt Schritt halten. Die Ablösung gegen moderne Flugzeugtypen ist unabdingbar und wird in den nächsten Jahren vollzogen werden.

Die neuen Flugzeugtypen, die in einigen Ländern das Projektstadium bereits überschritten haben, werden sich durch bessere Flugeigenschaften (neue aerodynamische Lösungen), effektivere Triebwerke und umfassenden Einsatz nichtmetallischer Werkstoffe zur Massenreduktion auszeichnen. Das bedeutendste Merkmal der neuen modernen Flugzeugtypen aber wird die geradezu drastische Anwendung der Elektronik an Bord sein. Die Anwendungsgebiete der Elektronik sind:

Flugzeugführung,

Flugzeugüberwachung,

Flugüberwachung,

Navigation,

Sicherheitstechnik,

Kommunikation.

Diese Aufzählung ist insofern unvollkommen, als diese bisherige klare Unterscheidung und Gliederung durch den hohen Integrationsgrad der Mikroelektronik bei diesen Systemen untereinander künftig nicht mehr möglich sein wird. Als «separates» System besteht lediglich das Kommunikationssystem für die Verbindung Bord-Boden-Bord. Die Prinzipien eines solchen Kommunikationssystems können wohl bei den Lesern des «Elektronischen Jahrbuches» vorausgesetzt werden, so daß nur wenige technische Daten das Spezielle an dem System charakterisieren sollen.

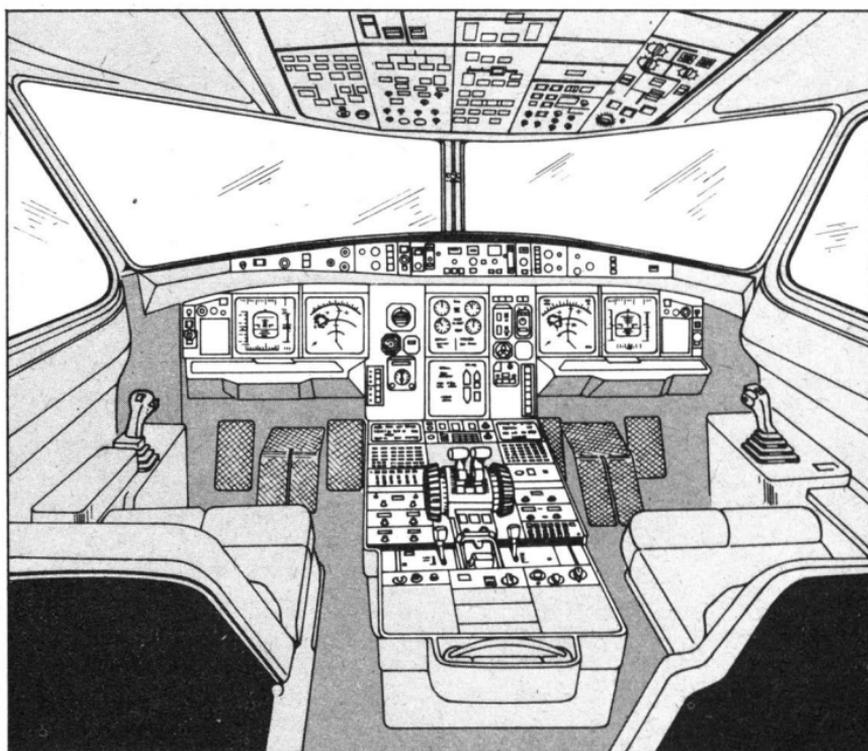
Im beweglichen Flugfernmeldenetz, wie man die Funkverbindung Bord-Boden-Bord amtlich nennt, wird keine Telegrafie mehr eingesetzt. Nur für die Kennungen von Navigationsfunkanlagen werden 3 oder 4 Telegrafiezeichen neben der Navigationsinformation zur Unterscheidung ausgestrahlt.

Für die Kommunikation werden Funkanlagen im UKW-Bereich (117,975 bis 136,975 MHz, J3E, Kanalabstand 25 kHz) und im KW-Bereich (mehrere Bänder im Bereich 2 850 bis 23 350 kHz) in der Sendart A3E betrieben. Es

wird grundsätzlich Simplexbetrieb angewendet. Die Leistungen im UKW-Bereich sind so bemessen, daß der Funkhorizont (bei einer Flughöhe von 12 000 m etwa 400 km) sicher erreicht wird. Bei KW-Bordanlagen liegen die Leistungen meist um 100 W; die Reichweiten unterliegen den den Lesern bekannten Ausbreitungsbedingungen. Die KW-Verbindungen sind aber die einzige Möglichkeit für die Verbindung zum Heimathafen und der eigenen Fluggesellschaft, also auch einziges Mittel zur Disposition und zum ökonomischen Einsatz des Flugzeugs. Wegen der «Unsicherheit» der KW-Verbindungen werden immer mehr Satelliten-Relais-Verbindungen in die Überlegung einbezogen.

Die bedeutendste Anwendung der Elektronik an Bord moderner Flugzeuge ist bei der Einführung der rechnergestützten elektrischen Flugzeugsteuerung und der damit unmittelbar verbundenen völlig neuen Gestaltung des Cockpits moderner Verkehrsflugzeuge festzustellen. Obwohl die elektrische Signalübertragung von den Steuerknüppeln zu den hydraulischen Servoventilen an den Steuerflächen bereits große Vorteile bietet (wartungsarm, geringe Masse), liegt der Hauptvorteil in der Einbeziehung eines gesamten Systems von Rechnern und im generellen Übergang zur Digitaltechnik. Die Rechner geben die Signale vom Knüppel nicht direkt weiter, sondern verar-

Bild 1 Blick in ein «elektronisches Cockpit»



beiten die Signale vom Luftdatenrechner, Autopiloten usw. nach vorgegebenen Regelgesetzen; sie steuern damit das Flugzeug in einer optimalen Fluglage. Eine unmittelbare Verbindung zwischen Steuerknüppel und Steuerflächen besteht also nicht mehr. Um trotzdem die erforderliche Sicherheit zu bieten (bei der mechanischen Steuerung ist die Ausfallwahrscheinlichkeit $\lambda \leq 1 \cdot 10^{-12}$, d.h. bei mehr als 1 000 000 000 000 Flügen 1 Ausfall!), werden redundante Leitungen auf getrennten Wegen verlegt und mit Überwachungsadern versehen. Die Computer werden gedoppelt, wobei zum Ausschluß von systemtypischen Fehlern unterschiedliche Hard- und Software eingesetzt wird.

Bild 1 zeigt, wie revolutionierend sich die konsequente Anwendung der Elektronik im Cockpit auswirkt. Der Instrumenten-«Dschungel» ist verschwunden; nur ein paar Not- und Havarieinstrumente liegen am Rande und haben großflächigen Farbbildschirmen Platz gemacht. Damit wird die Informationsdarstellung im Cockpit der Computertechnik angepaßt. Die Bildschirme sind voll farbtauglich und verfügen bei einer Größe von etwa 130 mm × 130 mm (Diagonale 184 mm = 7,25 Zoll) oder 185 mm × 185 mm (Diagonale 262 mm = 10,3 Zoll) über die erforderliche Helligkeit, um auch bei sonnigem Cockpit in großen Höhen keine Erkennungsprobleme aufkommen zu lassen. Die Bildpunktdichten beeinflussen das Auflösungsvermögen, doch ist der Wert von 192 Zeilen mit je 240 Bildpunkten ausreichend. Auf Wunsch des Nutzers können andere Bildpunktdichten vorgesehen werden. Bild 2 zeigt die mögliche Anordnung der Bildschirme und ihre Aufgaben. Bild 3 und Bild 4 geben Beispiele für Bildschirmanzeigen wieder.

Für Pilot und Kopilot sind jeweils 2 Bildschirme zur Darstellung von Symbolen für die Fluginformation und Navigation vorhanden (EFIS – Elektronisches Flug-Instrumenten-System). Für beide Piloten erkennbar sind im mittleren Bereich 2 weitere Bildschirme untergebracht, die dem

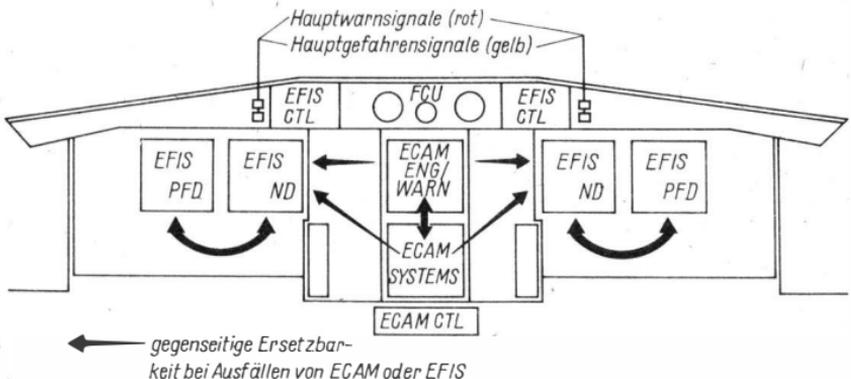


Bild 2 Anordnung der Bildschirme im Cockpit; EFIS – Elektronisches Flug-Instrumenten-System, PFD – Haupt-Flug-Display, ND – Navigations-Display, ECAM – Zentrale elektronische Flugzeug-Überwachung, CTL – Control-Display

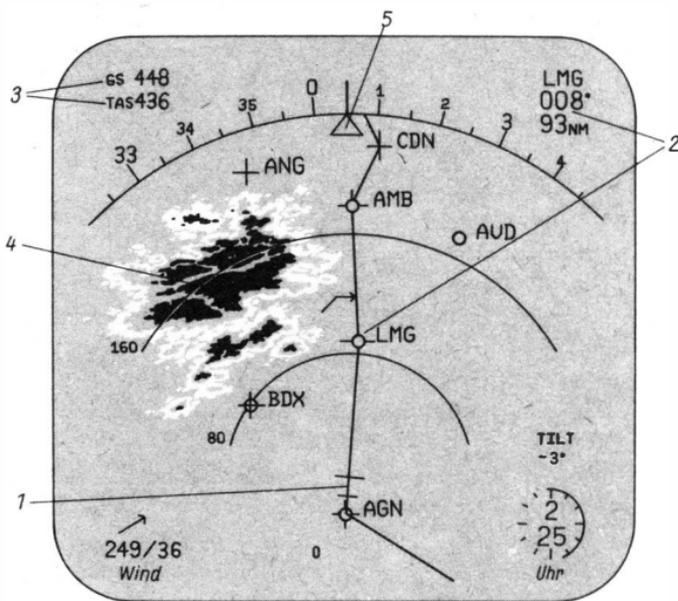


Bild 3 Anzeige auf einem Navigations-Display; 1 – Eigener Standort, 2 – Nächster Wegpunkt (LMG), Kurswinkel dorthin (8°) und Entfernung (93 nm = 172 km), 3 – Geschwindigkeit über Grund (GS – Ground Speed) (448 kn = 830 kmh^{-1}) Wahre Geschwindigkeit gegenüber Luft (TAS – True Air Speed) (436 kn = 807 kmh^{-1}), 4 – Schlechtwettergebiet (Einblendung vom Wetterradar), 5 – Richtung der Flugzeuglängsachse (5°)

ECAM-System zugehören (ECAM – Electronic Centralized Aircraft Monitor – Zentrale elektronische Flugzeug-Überwachung).

Der erste Bildschirm des EFIS ist das Haupt-Flug-Display (PFD – Primary Flight Display). Auf diesem Bildschirm sind alle Informationen zusammengefaßt, die bei den bisherigen Bordausrüstungen im «Instrumenten-T» zusammengefaßt wurden. In der Mitte des Blickfelds steht das übliche Bild des künstlichen Horizonts. Der 2. Bildschirm der EFIS-Ausrüstung ist ein ND (ND = Navigations-Display). In dieser Anzeige wird neben anderen Daten eine Flugweggrafik mit Kursen und Wegpunkten auf einer Kompaßrose mit dem Bild des Wetterradars kombiniert.

Auf den 2 zentralen Bildschirmen des ECAM-Systems werden Informationen über den technischen Zustand der Flugzeugsysteme zusammengestellt, dabei ist der obere Bildschirm den Angaben der Triebwerke vorbehalten. Die Angaben über die Teilsysteme werden entsprechend den jeweiligen Flugphasen ausgewählt. Neben den Informationen über einen normalen Flugverlauf werden die ECAM-Bildschirme besonders bei technischen Störungen eingesetzt. Bei Störungen an den Flugzeugsystemen wird auf den Bildschirmen im Klartext die Störung angegeben, auf die Folgen bei Weiterbestehen des Fehlers verwiesen und in einer Checkliste eine Anweisung für die Beseitigung des Fehlers angegeben.

Eine weitere, erhebliche Erleichterung für die Arbeit des Cockpitperso-

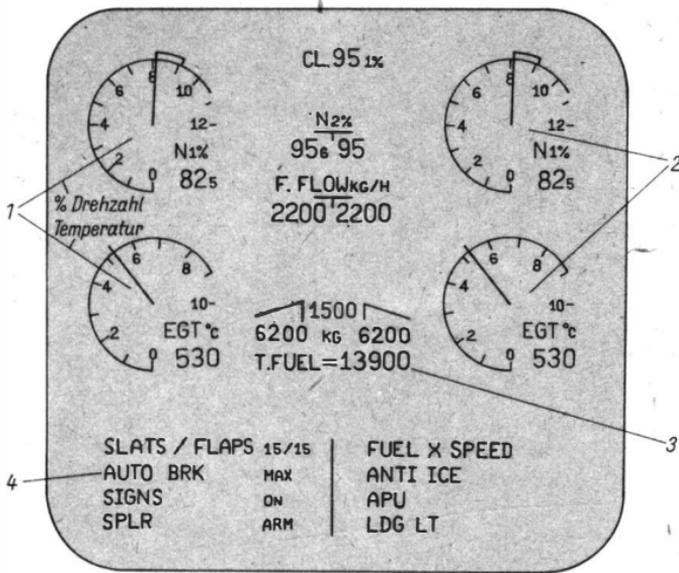


Bild 4 Anzeige auf einem ECAM; 1 - Anzeigen für linkes Triebwerk, 2 - Anzeigen für rechtes Triebwerk, 3 - Anzeige über Kraftstoffvorrat linker Flächentank/Rumpftank/rechter Flächentank, Gesamtvorrat, 4 - Überwachungsangaben

nals wird mit dem vollautomatischen Triebwerk-Regel-System erreicht. Das System ist für die elektronische Regelung der Triebwerke vorgesehen, die also nicht mehr mit hydraulisch-mechanischen Stellgliedern, sondern mit Digitalelektronik geregelt werden. Die Kopplung an die Digitalrechner ermöglicht es, für jeden Flugzustand in jeder Flugphase den optimalen Betriebszustand der Triebwerke zu berechnen und auch einzuregeln. Die Stellung der Leistungshebel (Gashebel) wird für die jeweilige Flugphase (Rollen, Start, Steigflug, Reiseflug, Sinkflug, Leerlauf, Umkehrschub) festgelegt. Der Rechner ermittelt die Triebwerkleistungsdaten und stellt den erforderlichen Schub ein.

Eine Routineaufgabe für die Besatzung ist die Bedienung der Funk-Navigationsanlagen an Bord. Für jeden Streckenabschnitt sind dazu das geeignete Navigationssystem und die dazugehörige Bodenstation mit dem günstigsten Standort auszuwählen, die in den internationalen Veröffentlichungen genannten Frequenzen an den Bordgeräten einzustellen und die Meßergebnisse abzulesen. Aus den Meßdaten werden die Navigationsergebnisse (Kurs, Standort, Geschwindigkeit usw.) errechnet. Dieser Prozeß verläuft immer nach dem gleichen Algorithmus, er ist folglich automatisierbar. Die Entwicklung führt zum Navigations-Management-System (NMS), das alle genannten Aufgaben übernimmt. Ein modernes NMS, für das eine bodengebundene Datenbasis bestehen muß, kann 6 200 Navigationspunkte (geografische Länge, geografische Breite, Art des Navigationssystems, Frequenz) speichern. Daraus kann die Besatzung für den bevorstehenden Flug die erforderlichen Wegpunkte (bis zu 99) auswählen. Der eingebaute

RNAV-Rechner (RNAV – Radio Navigation) steuert die angeschlossenen Navigationsbordanlagen, wertet die Meßergebnisse aus und zeigt die Navigationsdaten ohne Zutun der Besatzung an. Er gibt gleichzeitig entsprechende digitale Führungssignale an das Flugzeugführungssystem und an das Flug-Management-System.

Das Flug-Management-System (FMS) bildet das Herzstück der gesamten Anlage. Mit diesem System wurde der Schritt von der Überwachung einiger Parameter zur komplexen Regelung aller für die Flugzeugführung bedeutenden Parameter vollzogen. Ursprünglich nur für das kraftstoffsparende Fliegen konzipiert, geht die Leistungsfähigkeit durch den Einsatz moderner Rechner und größerer Datenspeicher gegenwärtig weit darüber hinaus. Im einzelnen übernimmt das Rechnersystem folgende Aufgaben:

- 1) Aus den eingegebenen Flugzeugdaten, den aktuellen meteorologischen Angaben von der Strecke, dem beabsichtigten Streckenflugplan, den Beladedaten usw. sind die optimalen Parameter für den Gesamtflug (Start, Steigflug, Reiseflug, Sinkflug, Landung) vollautomatisch zu berechnen. Der Pilot entscheidet über die zu optimierenden Parameter (Flugzeitminimum, Kostenminimum, minimaler Kraftstoffverbrauch usw.), die auch während des Fluges geändert werden können. Alle errechneten Werte werden sofort angezeigt.
- 2) Das FMS organisiert die Streckennavigation mit hoher Präzision und verarbeitet dazu die Werte des NMS. Zwischen FMS und NMS besteht eine gegenseitige Koordination.
- 3) Mit den aus allen Sensoren erhaltenen Daten wird der optimale Flugweg im Horizontal- und Vertikalprofil als Funktion der Zeit errechnet, und die notwendigen Ausgangs- und Steuerungsdaten werden bereitgestellt.

Die Ausgangsdaten erreichen sowohl das Flugzeugführungssystem und bewirken die entsprechende Flugzeugführung im Raum als auch den Triebwerk-Regel-Computer, der das situationsgerechte Regime an den Triebwerken einstellt. Über empfindliche und schnelle Sensoren folgen eine Datenrückmeldung zum Computer und eine Einstellung des gesamten Flugzeugsystems auf den optimalen Zustand. Im FMS wird auch die Steuerung der Bildschirmanzeigen im Cockpit initiiert.

Neben den Systemen für die Flugzeugführung bestehen elektronische Anlagen für die Sicherheit, die weitgehend von den zentralen Anlagen unabhängig gehalten werden. Das sind u. a. das Boden-Annäherungs-Warnsystem und das Kollisions-Warnsystem. Beide Systeme sind wegen der hohen Verknüpfung von Eingangsparametern erst mit der Mikroelektronik zuverlässig realisierbar geworden.

Die Analyse der Flugunfälle beweist, daß unabsichtliche Bodenberührung einen großen Teil der Unfälle ausmacht. Unmittelbar nach dem Start oder kurz vor der Landung und bei geringen Flughöhen in bergigem Gelände treten diese Unfälle auf, die bei rechtzeitiger Warnung an den Piloten vermeidbar sind. Das GPWS (Ground Proximity Warning System) übernimmt diese Warnfunktion. Die Mikroelektronik ermöglicht es, die vielfältigsten Parameter des Flugzeugs zu überwachen, zu koordinieren, Korrelationen herzustellen und, wenn notwendig, zu warnen. Sinkt z. B. das

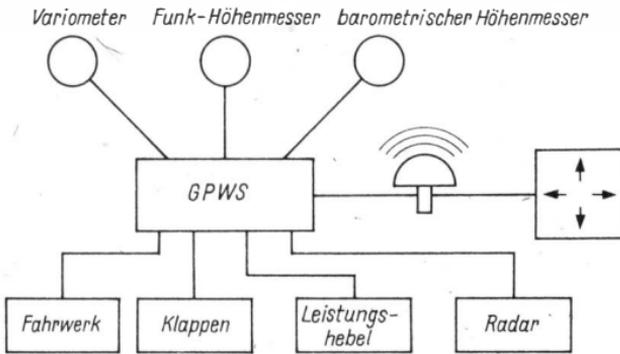


Bild 5 Schema eines GPWS (vereinfacht), das vor unabsichtlicher Bodenberührung warnt

Flugzeug unter eine festgelegte Höhe über Grund, ohne daß die Landekonfiguration hergestellt ist (Fahrwerk und Landeklappen ausgefahren), was auch beim Horizontalflug über ansteigendem Gelände eintreten kann, ertönt das Warnsignal. Alle zu Gefahren führenden Kombinationen werden überwacht, was visuell nicht fehlerlos möglich ist.

Die fortwährend zunehmende Verkehrsdichte in den kontrollierten Lufträumen führt mit steigender Häufigkeit zur Unterschreitung der Mindestabstände zwischen den Luftfahrzeugen und folglich zu Gefährdungen. Im Extremfall kommt es zu Zusammenstößen in der Luft, obwohl die Flugsicherung die Flugwege nur konfliktfrei festlegt. Die Verfolgung aller in der eigenen Umgebung fliegenden Flugzeuge ist bei den hohen Relativgeschwindigkeiten visuell nicht und mit Radar nur eingeschränkt möglich, denn die Situation im 3dimensionalen Luftraum wird auf dem Radarschirm nur 2dimensional abgebildet. Das elektronische Kollisionswarngerät verfolgt nicht nur die Flugbahnen der in der Umgebung fliegenden Flugzeuge, sondern nimmt auch die von ihnen ausgestrahlten Höheninformationen auf. Durch Extrapolation der Flugbahnen werden Kollisionskurse erkannt, Warnungen und Hinweise für Ausweichkurse gegeben. Welchen großen Rechneraufwand das erfordert, erkennt man auch daran, daß die Flugbahnen der anderen Flugzeuge fortwährend auf die eigene, meist nicht geradlinige Flugbahn zu beziehen sind; jedes Bewegungselement ist also kontinuierlich mathematisch 3dimensional zu transformieren.

Die schnelle Entwicklung durch die Mikrorechentechnik und Mikroelektronik hat selbstverständlich auch auf den Bereich der Instandhaltung erhebliche Auswirkungen. Am stärksten ist das bei den Selbst-Test-Systemen festzustellen, die in die Bordsysteme integriert sind. Die unter dem Begriff BITE (Built-In-Test-Equipment) bekannt gewordenen Einrichtungen gestatten die Prüfung der Funktionsfähigkeit der Anlage und die Ermittlung fehlerhafter Baugruppen bis herab zur Leiterplatte mit einer Sicherheit von 80 bis 90% ohne Einsatz externer Tester oder Prüfanlagen. Die obere Grenze für die Feststellung des fehlerhaften Bauteils wird durch die Forderung gezogen, das Teil ohne Werkstattausrüstung im Flugzeug wechseln zu

können. Wie mit den fehlerhaften Baugruppen weiter verfahren wird, wirkt sich außerordentlich auf die personelle und materielle Basis aus. Werden die Leiterplatten beim Hersteller repariert, sind nur geringe Werkstattausrüstung und gering qualifiziertes Personal erforderlich. Es ist aber ein hoher und gewiß nicht billiger Bestand von Austauschbaugruppen aller vorhandenen Arten notwendig.

Die Übernahme der Leiterplattenreparaturen durch die eigene Werkstatt des Luftverkehrsunternehmens spart zwar den Umlaufmittelbestand weitgehend ein, setzt aber einen großen, an die Prüfausrüstung gebundenen Aufwand an Hard- und Software und hochqualifiziertes Personal voraus. Diese aufwendige Prüfausrüstung steht in engem Zusammenhang mit dem geringen Umlaufmittelbestand; die in die Werkstatt gegebenen fehlerhaften Baugruppen können im allgemeinen bereits am selben Tage wieder ausgeliefert werden.

Die Entscheidung über das Verfahren ist damit ökonomisch sehr wirksam und hat unmittelbare Auswirkungen auf die Einsatzbereitschaft der Flugzeuge. Unmittelbar wirken die Anzahl der vorhandenen Anlagen, Häufigkeit der Ausfälle, Dauer der Leiterplattenreparatur und des Transports u. a. auf diese Entscheidung ein.

Auch die Bodenausrüstung in anderen Fachgebieten wird durch die moderne Elektronik beeinflusst. Mit weitergehender Entwicklung werden verbreitet elektronische Speichermedien (Band, Kassette, Diskette u. a.) als Unterlagen eingeführt. Auf diese Weise ist es möglich, alle für die Flüge erforderlichen aktuellen Daten in elektronischen Speichern bereitzuhalten, für den speziellen Flug von Computern ausgewählt und aufbereitet. Auf speziellen Speichern, meist eine Kassette, werden die Daten der Besatzung zur Verfügung gestellt, die damit unkompliziert und fehlergesichert die Bordcomputer «laden» kann. Der Automatisierungsgrad ist vom Betreiber zu bestimmen, und er entscheidet sowohl über die Kosten als auch über den personellen und materiellen Aufwand.

Die Entwicklung der Elektronik läßt im Lufttransportprozeß eine Informationskette entstehen, in die sich das «elektronische Flugzeug» nahtlos einpassen wird. Es wird eine interessante Entwicklung auf allen Ebenen und Teilgebieten zu verfolgen sein.

Die breiteste Anwendung der Schlüsseltechnologie Mikroelektronik ist heute ein unbedingtes Erfordernis bei der weiteren Durchsetzung der umfassenden Intensivierung in unserer Volkswirtschaft. Die Halbleiterbauelementeindustrie der DDR, vereinigt im VEB Kombinat *Mikroelektronik*, stellt dafür ein breites Spektrum an Bauelementen der Elektronik und Mikroelektronik bereit, das durch Halbleiterbauelemente aus der Produktion anderer RGW-Länder ergänzt wird. Zum Einsatz dieser Bauelemente benötigt man nicht nur technische Daten, sondern vor allem auch Applikationshinweise und eine umfassende Beratung.

Dafür hat der VEB Kombinat *Mikroelektronik* als Produzent mikroelektronischer Bauelemente eine besondere Verantwortung, der er u. a. 1980 durch die Bildung von *Beratungs- und Informationsstellen Mikroelektronik* (BIS) in allen Bezirken der DDR entsprach. Die koordinierende Anleitung dieser BIS nimmt der Kombinatbetrieb VEB *Applikationszentrum Elektronik* Berlin (VEB AEB) wahr; auf die Aufgaben und einige Arbeitsergebnisse der BIS, die ab 1986 schrittweise in *Ingenieurbetriebe für die Anwendung der Mikroelektronik* (IfAM) umgewandelt werden, wird im nächsten *Elektronischen Jahrbuch* ausführlich eingegangen. In diesem Beitrag interessieren vor allem die Informationsleistungen des VEB AEB zur Entwicklung und zur Anwendung der Mikroelektronik und der entsprechenden Bauelemente.

Der *Informationsdienst Mikroelektronik* beruht auf einem Ministerratsbeschluss von 1979, die entsprechende Anordnung findet der Leser im *Gesetzblatt der DDR*, Teil I – Nr. 22/1983. Damit werden erfaßt:

- wissenschaftlich-technische und physikalische Grundlagen der Elektrotechnik, Elektronik und Mikroelektronik;
- wissenschaftlich-technische und ökonomische Informationen zur Erzeugnisentwicklung, besonders Bauelemente und Baugruppen;
- wissenschaftlich-technische Informationen zur Anwendung elektronischer und mikroelektronischer Bauelemente.

Für die Erfassung und Auswertung der hierzu vorhandenen Fachliteratur wird das automatisierte Informationsrecherchesystem *Elektronische Bauelemente/Mikroelektronik* auf der Grundlage des Programmiersystems AIDOS eingesetzt. Das erlaubt, den sich ständig vergrößernden Gesamtfonds an Nachweisen (jährlich etwa 15000) auch selektiv zur Informationsgewinnung und für Recherchen zu nutzen.

Umfassenden Überblick über diese Nachweise gibt die *Bibliografie*, die jährlich mit etwa 20 Heften erscheint. Ausgewertet werden etwa 300 Fachzeitschriften sowie umfangreiche weitere Informationsquellen. Aus diesem Gesamtfonds werden thematische Recherchen und solche nach Quellen nachweisen angefertigt. Für bestimmte Nutzerprofile bereitet man auch die Neuzugänge an Nachweisen ständig auf (selektive Informationsverbreitung). Diese Informationsleistungen sind eine wertvolle Hilfe bei der Erarbeitung von Weltstandsvergleichen, Pflichtenheften, Studien sowie für die gesamte Forschungs- und Entwicklungstätigkeit. Ein solcher Nachweis besteht aus der entsprechenden Quellenangabe sowie inhaltlichen Angaben. Der 2., schwierigere Schritt ist dann die Anforderung der nachgewiesenen Originalquelle, damit sie ausgewertet werden kann. Eine vor allem volkswirtschaftlich bedeutsame Informationsleistung stellt der *Zentrale Nachweisspeicher Angewandte Mikroelektronik* (ZNAM) dar, der ebenfalls EDV-gestützt arbeitet. Gegenwärtig sind etwa 1600 Anwendungsfälle der Elektronik/Mikroelektronik aus allen Bereichen der Volkswirtschaft der DDR im ZNAM nachnutzbar gespeichert, vor allem solche zur Rationalisierung der Produktionsprozesse. Dem Anwender stehen in den BIS/IfAM alle gespeicherten Lösungen als Kurzdokumentation (Anwenderbericht) zur Verfügung, die als Entscheidungshilfe für die Anforderung der vollständigen technischen Dokumentation beim Ursprungsbetrieb dient. Der Nutzer des ZNAM kann diese Berichte als Mikroplanfilm, Neueingänge in Katalogform (jeweils etwa 200 Lösungen) und als Angebotsrecherche erwerben. Außerdem ist beim ZNAM die eigene Recherche in der zuständigen BIS/IfAM möglich.

Zahlreiche Informationsleistungen werden zu aktiven Halbleiterbauelementen erbracht, die teilweise EDV-gestützt sind oder in Mikroplanfilmen und gedruckten Informationsmaterialien bereitgestellt werden. Einige dieser Materialien sind vertraulich und hauptsächlich für Bauelementekonsultanten bestimmt. Dazu gehören die Richttypen- und Auswahltypenliste (RT-/AT-Liste), die Bauelementevergleichslisten und die Bauelementepreisliste.

Die nachfolgend dargestellten Leistungen sind ein kurzer Überblick zu Bauelemente-Informationen aus dem Gesamtbereich des KME:

- Die Datenblattsammlung *Aktive elektronische Bauelemente* (Informationsmittel des VEB AEB) enthält in einer Ausgabe ausführliche technische Daten zu neuen Bauelementen des VEB Kombinat *Mikroelektronik*, in einer 2. Ausgabe sind Daten ausgewählter Bauelemente des RGW-Sortiments enthalten. Eine technische Kurzübersicht zu Bauelementen der DDR-Produktion gibt das etwa 2-jährlich für das Inland erscheinende Taschenbuch *Aktive elektronische Bauelemente* (ebenfalls VEB AEB).
- die *Applikative Information* (Informationsmittel des VEB AEB, NfD), die Erfahrungen von Anwendern neuer mikroelektronischer Bauelemente vermittelt sowie applikative Lösungen des verfügbaren BE-Sortiments vorstellt;
- die *Wissenschaftlich-technische und ökonomische Information* (WTÖI) - VEB AEB, NfD -, die Informationen zum internationalen Trend der

Entwicklung und Anwendung aktiver elektronischer Bauelemente, zur Technologie, zu Ausrüstungen und zur Marktsituation enthält.

Die nachfolgend dargestellten Informationsleistungen sind Bestandteil des Informationsdienstes ME, werden aber nicht vom VEB AEB vertrieben:

- die *Applikation Mikrorechner* (Informationsmittel des VEB *Mikroelektronik Karl Marx* Erfurt) enthält die Anwendung von Mikroprozessorsystemen mit speziellen Angaben zur Hard- und Softwareentwicklung sowie Unterlagen zu neuen unipolaren Schaltkreisen;
- die *Information - Applikation Mikroelektronik* (Informationsmittel des Bezirksvorstandes der KdT Frankfurt/Oder) enthält ausführliche Beschreibungen, technische Daten und Anwendungsbeispiele von ausgewählten aktiven elektronischen Halbleiterbauelementen der DDR-Industrie.

Die komplette Übersicht über alle Informationsleistungen des Informationsdienstes Mikroelektronik enthält eine kostenlose *Übersichts-Broschüre* des VEB AEB. Da Informationsleistungen entsprechend den staatlichen Anordnungen nach dem erforderlichen Arbeitsaufwand zu vergüten sind, sollte man bei solchem Bedarf die BIS/IfAM in dem jeweiligen Bezirk konsultieren. Dort kann man in die vorgestellten Informationsleistungen Einblick nehmen, sich zum Inhalt beraten lassen sowie Bestellungen aufgeben. Die Anschriften der BIS/IfAM in den Bezirken werden nachfolgend aufgeführt.

Bestellanschrift für alle Leistungen, die der VEB AEB herausgibt:

VEB *Applikationszentrum Elektronik* Berlin
im VEB Kombinat *Mikroelektronik*
1035 Berlin, Mainzer Straße 25

Telefon: 5 8005 21

BIS/IfAM Telex: 011 2981

Bezirk	Sitz	Postanschrift
Berlin	1035 Berlin Grünberger Straße 49 Tel.: 5 89 38 57 5 80 02 61	VEB AEB Direktorat IfAM 1035 Berlin Mainzer Straße 25
Cottbus	7805 Großräschen Freienhufener Straße 58 Tel.: 51 17	Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik im VEB Mikroelektronik «Robert Harnau» 7805 Großräschen Karl-Liebknecht-Straße 1

Bezirk	Sitz	Postanschrift
Dresden	8021 Dresden Papstdorfer Straße 11 Tel.: 2 39 10 70	IfAM Dresden 8021 Dresden Schlüterstraße 29
Erfurt	5010 Erfurt Juri-Gagarin-Ring 23/25 Tel.: 6 21 02	IfAM Erfurt 5010 Erfurt Juri-Gagarin-Ring 25
Frankfurt (Oder)	1200 Frankfurt (O.) Thälmannstraße 46 Tel.: 32 71 71	IfAM Frankfurt (Oder) 1200 Frankfurt (Oder) Thälmannstraße 46
Gera	6500 Gera Clara-Zetkin-Straße 9 Tel.: 2 20 95	Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik im VEB Elektronik Gera 6500 Gera Parkstraße 3
Halle	4250 Eisleben Geiststraße 2 Tel.: 54 84	Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik im Haus der Ing.-Schule für Elektrotechnik und Maschinenbau 4250 Eisleben Geiststraße 2
Karl-Marx- Stadt	9010 K.-M.-Stadt Wilhelm-Raabe-Straße 2 Tel.: 5 71 32 23	IfAM Karl-Marx-Stadt im VEB Robotron Buchungsmaschinenwerk 9010 Karl-Marx-Stadt Annaberger Straße 93
Leipzig	7010 Leipzig Neumarkt 8/10 Tel.: 29 24 17 28 20 10	Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik 7010 Leipzig Neumarkt 8/10
Magdeburg	3250 Staßfurt Löderburger Straße 94 Tel.: 4 25 05	Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik im VEB Fernsehgeräte- werk 3250 Staßfurt Löderburger Straße 94
Neubranden- burg	2000 Neubrandenburg Sponholzer Straße 9 Tel.: 41 44	Ingenieurbüro Mikroelektronik Neubrandenburg Betriebsteil des VEB Elektromotorenwerk Eggesin 2000 Neubrandenburg PSF 513

Bezirk	Sitz	Postanschrift
Potsdam	1500 Potsdam Leipziger Straße 57 Tel.: 2 21 95	Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik 1500 Potsdam Leipziger Straße 57
Rostock	2500 Rostock Evershagen-Süd Messegelände Schutow Tel.: 8 22 40	Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik im VEB Datenverarbeitungszentrum/EPMR 2500 Rostock Erich-Schlesinger-Straße
Schwerin	2750 Schwerin Großer Moor 36 Tel.: 86 10 34 86 41 49	Applikationsstelle Mikroelektronik im VEB Kabelwerk Nord 2700 Schwerin Sacktannen
Suhl	6300 Ilmenau Straße der jungen Techniker 26 Tel.: 7 42 17	Beratungs- und Informationsstelle Mikroelektronik in der TH Ilmenau 6300 Ilmenau PSF 327

Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich

Ing. Klaus K. Streng

Dieser Beitrag gibt wieder einen kurzen Überblick über neuentwickelte IS, die in den Staaten des Rates für Gegenseitige Wirtschaftshilfe (RGW) produziert werden. Neue IS sind ja ein wesentlicher Bestandteil der Mikroelektronik, die ein wesentlicher Schrittmacher in der industriellen Entwicklung ist. Es ist deshalb nicht verwunderlich, daß die Halbleiterbauelementeindustrie regelrecht «explodiert», die Wachstumsrate nimmt jedes Jahr zu. Das Ergebnis sind zahlreiche neue Erzeugnisse und viele neue Anwendungen. Dieser Hinweis soll gewissermaßen eine Entschuldigung einleiten; es wird jedes Jahr schwieriger, einen vollständigen Überblick über die IS-Neuerscheinungen im RGW zu geben. Deshalb muß eine Auswahl getroffen werden. Diese Auswahl bedeutet aber keinesfalls ein Werturteil. Maßgebend dafür ist die Überlegung, was der Elektronikamateur gebrauchen kann. Obwohl man bei dieser Einschränkung Überraschungen hinsichtlich dessen erlebt, was Elektronikamateure so alles verwenden. Und man mußte sich auch auf jene IS beschränken, zu denen wirklich verlässliche Unterlagen vorlagen.

Zunächst zur IS-Fertigung der UdSSR. Zahlreiche LSI (z. B. Mikrocomputer- und Mikroprozessorschaltkreise) [1] zeigen einmal mehr, daß in der Sowjetunion die wissenschaftlich-technische Revolution vorankommt. Neue Speicher-IS – es sei nur der *P 537 PY 2 A* genannt – tauchen im Amateurbedarfshandel der DDR auf. Nur selten werden auch die Daten mitgeliefert. Deshalb nochmals der Hinweis: Nur ein Bruchteil der IS aus der UdSSR sind in der DDR bekannt.

Ein Beispiel kann für viele stehen: Der *KP 541 PY 1 A* ist ein auch in der UdSSR relativ selten eingesetzter bipolarer Schreib-Lese-Speicher (RAM: $4096 \cdot 1$ bit). Seine wichtigsten Daten: $U_B = +5$ V, $I_B = 160$ mA, $t_{AA} = 30$ ns. Dieser IS in TTL-Technologie hat einen Tri-State-Ausgang. Bild 1 zeigt seine pin-Belegung. Auch bei pin-Belegungsangabe (des Herstellers, also bestimmt authentisch) sind noch Zeichnungen o. ä. für die jeweilige Applikationsschaltung erforderlich, will man sich des betreffenden LSI «bedienen». Das wird oft übersehen, d. h., erst gekauft und dann beginnt das Suchen, hoffentlich mit Erfolg!

Doch nicht etwa alle neuen IS aus der Sowjetunion waren LSI. Neu war z. B. auch der CMOS *K 561 III 13* (Bild 2) [2]. Es ist ein Majoritätslogikgatter, das keinen pin-kompatiblen Ersatztyp außerhalb der UdSSR hat. Zur

Bild 1
pin-Belegung des sowjetischen Schreib-
Lese-Speicher KP 541 PY 1 A

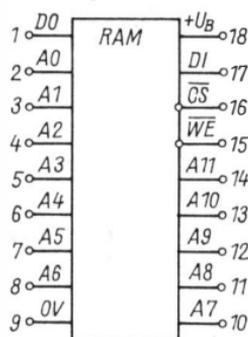
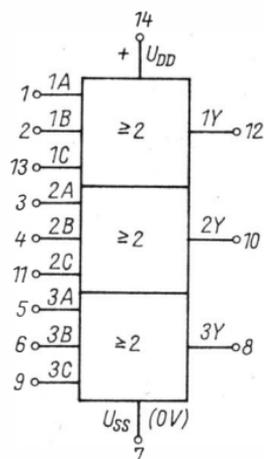


Bild 2
pin-Belegung des sowjetischen 3-fach-Majoritätslogikgatters K 561 JII 13



Frage: Was ist ein Majoritätslogikgatter (abgekürzt: Majoritätsgatter)? Dieser Begriff tritt relativ selten auf: Ein Majoritätslogikgatter ist ein Gatter mit einer ungeraden Zahl gleichberechtigter Eingänge, bei dem der Ausgang den gleichen Zustand annimmt wie die Mehrzahl (Majorität) der Eingänge. Damit wird auch die ungerade Anzahl der Eingänge verständlich: Sie gewährleistet, daß immer eine Mehrzahl L oder H hat. Denn bei einer geraden Zahl wäre ja der Fall möglich, daß keine Majorität besteht.

Auch andere CMOS der Reihe K 564 (elektrisch gleich der Reihe K 561, aber mit Flat-pack-Gehäuse) erschienen erstmalig in der sowjetischen Fachliteratur des vergangenen Berichtsjahrs [3]. Ihre Daten und pin-Belegung sind mittlerweile auch in der Amateurliteratur unserer Republik zu finden [4].

Im *Elektronischen Jahrbuch 1986* wurde das 3-fach-AND-OR-Gatter K 176 JIC 1 erwähnt, das keinen pin-kompatiblen Ersatztyp außerhalb der UdSSR hat. Seine pin-Belegung war damals noch nicht bekannt, sie wurde in der Folgezeit widersprüchlich angegeben. Bild 3 gibt nun die gültige pin-Belegung an [5].

Analoge IS: Noch wenig bekannt bei uns ist der Operationsverstärker KP 544 УД 2, den es in 3 Varianten gibt (s. Tabelle) [6]. Interessant bei die-

Tabelle Operationsverstärker KP 544 УД 2

Typ	KP 544 УД 2 A	KP 544 УД 2 B	KP 544 УД 2 B
U_B in V	± 15	± 15	± 15
I_B in mA	7	7	7
Offsetspannung U_{10} in mV	30	50	50
TK von U_{10} in $\mu V/K$	50	100	100
Verstärkung v_o in dB	86	80	86
Slew rate SR in V/ μs	20	20	10
CMRR in dB	70	70	70
$U_{o,ss}$ in V	± 15	± 15	± 15

Bild 3
pin-Belegung des sowjetischen 3-fach-AND-OR-Gatter K 176 JIC 1

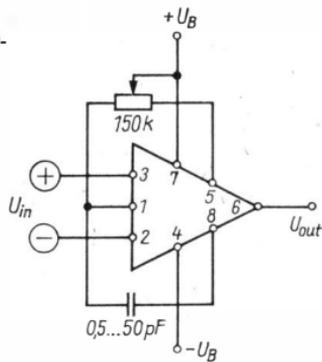
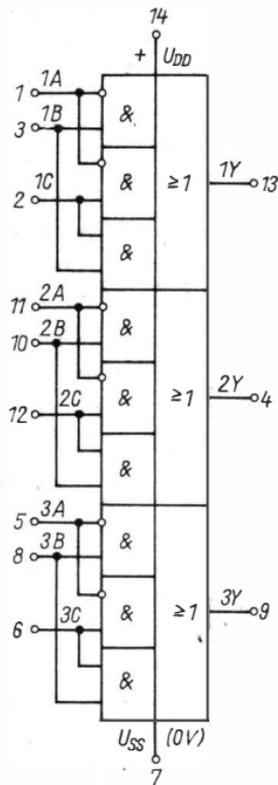


Bild 4
pin-Belegung des Operationsverstärkers
KP 544 YA 2 aus der UdSSR

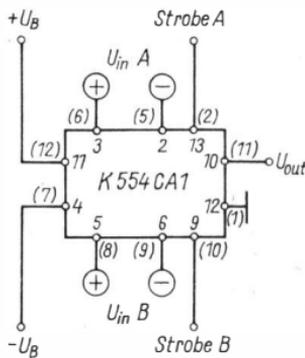


Bild 5
pin-Belegung des Dual-Komparators K 554 CA 1
aus der UdSSR

sem BIFET ist u. a. sein DIL-8-Gehäuse, da es bei sowjetischen IS bisher noch nicht vorhanden war. Bild 4 zeigt die pin-Belegung dieser Kombination von bipolaren und unipolaren Verstärkerelementen [6].

Auch der seit langem gefertigte Komparator K 554 CA 1 ist zu nennen. Es stimmt nicht, daß dieser IS pin-kompatibel mit dem internationalen '711 ist, auch nicht mit dem sowjetischen K 521 CA 1. Bild 5 zeigt die pin-Belegung des im DIL-14-Gehäuse untergebrachten IS. Die eingeklammerten Zahlen bedeuten die pin-Belegung des funktionskompatiblen K 521 CA 1, der ein 12poliges metallisches Rundgehäuse hat (in der UdSSR mit 301.12-1 bezeichnet).

Da von Irrtümern in bezug auf die pin-Kompatibilität die Rede ist, soll auch ein verbreiteter Irrtum aufgeklärt werden, dem mehrere Fachpublikationen zum Opfer fielen. Es blieb einem Elektronikamateur überlassen, dem die Sache auffiel, einen klärenden Anstoß zu geben. Gemeint ist der CMOS K 561 JH 2, der angeblich dem internationalen '4049 A äquivalent

sein soll. Das ist nicht der Fall. pin-kompatibel mit ihm ist der '4069 UB mit der pin-Belegung:

1	1A	14	+U _{DD}
2	1Y	13	6A
3	2A	12	6Y
4	2Y	11	5A
5	3A	10	5Y
6	3Y	9	4A
7	0 V, Masse	8	4Y

Das Gehäuse ist DIL-14 (im Unterschied zum '4049, der ein DIL-16-Gehäuse hat), das 6 Inverter enthält.

Nun zur IS-Fertigung der Halbleiterindustrie der DDR. Sie brachte im vergangenen Berichtsjahr nicht nur zahlreiche Neuerscheinungen bei IS, sondern verbesserte auch die Dokumentation über diese Neuerscheinungen – seltene Ausnahmen bestätigen die Regel [7], [8]. Es seien genannt:

Die Stereoleistungsverstärker *A 2000 V* [9] (Vergleichstyp *TDA 4925* von *Siemens*, der aber nicht mit diesem pin-kompatibel ist) und *A 2005 V* (pin-kompatibel mit dem *TDA 2005* von *Ates*), den rauscharmen Aufnahmewiedergabeverstärker *A 1818 D* (pin-kompatibler Vergleichstyp *LM 1818* von *NSC*); Bild 6 zeigt seinen Übersichtsschaltplan. Ferner: Die AM-FM-Empfängerschaltung *A 4100 D* (\cong *TDA 4100* von *Siemens*) und den PLL-Stereodekoder *A 4510 D* (\cong *TDA 4500* von *Siemens*).

Die TTL wurden durch neue LS-Schaltkreise ergänzt:

DL 051 D, *DL 086 D*, *DL 155 D*, *DL 175 D*, *DL 194 D*, *DL 251 D*, *DL 253 D*, *DL 257 D* und *DL 295 D*. Sie entsprechen in Daten und pin-Belegung voll den internationalen Low-power-TTL, die als bekannt vorausgesetzt werden dürfen [10]. Die gleichfalls neuen *DL 8121* (8-bit-Komparator) und *DL 8127* (Systemtaktgenerator) gehören nicht zur eigentlichen TTL-LS-Reihe. Ihre Vergleichstypen sind *Am Z 8121* und *Am Z 8127* von *Analog Micro Devices*. Auch bei den CMOS-Logikschaltkreisen gab es Neues: Die PLL-Schaltung *V 4046 D* (\cong *MHB 4046* von *TESLA*), den 8-Kanal-Multiplexer/Demultiplexer *V 4051 D* (\cong *MHB 4051* von *TESLA*), den bilateralen Schalter *V 4066 D* (\cong *MHB 4066* von *TESLA*), den Dual-Binärzähler *V 4520 D* (\cong *K 561 HE 10* aus der UdSSR), den 13-bit-Paritätsprüfer *V 4531 D* (\cong *K 561 CA 1* aus der UdSSR), das Dual-Monoflop *V 4538 D* (kein pin-kompatibler Vergleichstyp im RGW) und den 4-bit-Komparator *V 4585 D* (ebenfalls bis jetzt – 1985 – kein pin-kompatibler Vergleichstyp im RGW).

Zahlreich sind auch die Neuerscheinungen bei MOS. Es sollen vor allem genannt werden: Die LSI mit den Typenbezeichnungen *UL 7211 D* und *UP 7211 D*. Sie enthalten jeweils einen kompletten 7-Segment-Dekodertreiber für 4 Dezimalstellen, das z. B. den sparsamen Aufbau von Digitalvoltmetern ermöglicht. Deshalb wird in Bild 7 die pin-Belegung des *UP 7211* gezeigt. Seine wichtigsten Daten: $U_{DD} = +5V$; $I_{Dmax} = 40 \mu A$; $C_i = 20 pF$. Allerdings: Vorsicht! Zum eventuellen Aufbau eines Digitalvoltmeters – das war nur ein Beispiel – gehören noch wesentlich mehr Bauelemente und Informationen, die nicht gegeben werden können!

Neue Einchipmikrorechner sind die Typen *UB 8810 D*, *UB 8211 D*,

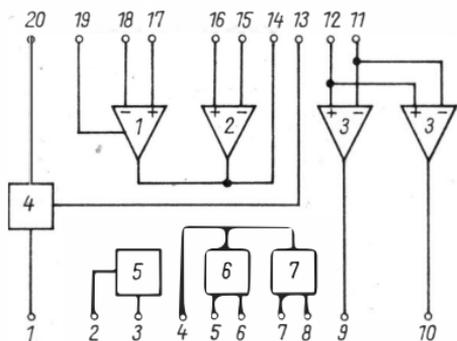


Bild 6
 Übersichtsschaltplan des A 1818 D des
 VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder).
 Die Bedeutung der Zahlen in den
 «Kästchen»: 1 – Wiedergabevor-
 verstärker, 2 – Aufnahmevorverstärker,
 3 – Monitorverstärker (2 Stück), 4 –
 Spannungsstabilisator, 5 – Umschal-
 tung Aufnahme/Wiedergabe, 6 – Au-
 tomatische Pegelregelung, 7 – Instru-
 mententreiber

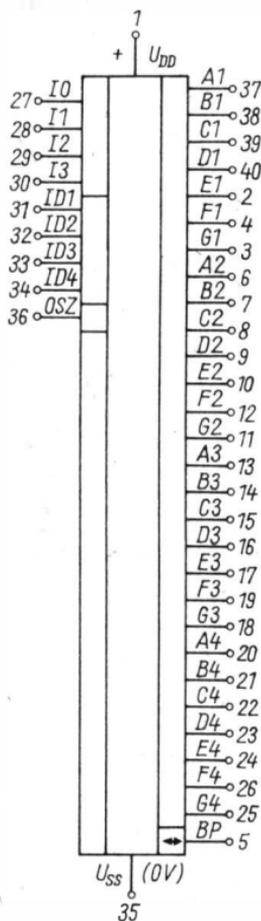


Bild 7
 pin-Belegung des 7-Segment-Dekoder-Treiber für 4 Stellen
 (LED) UP 7211 D

UB 8820 M, UB 8821 M, UB 8830 D, UB 8831 D, UB 8840 M und UB 8841 M.
 Neue Mikroprozessorschaltkreise sind U 8001 D, U 8002 D, komplettiert
 mit dem MMU (memory management unit) U 8010 C.

Erwähnt werden soll schließlich der 16-bit-Arithmetik-Schaltkreis
 U 8032 C mit seinen Varianten U 8032 C1, U 8032 CM und U 8032 Cn, meh-
 rere neue Speicher-IS, die allerdings meist Varianten des statischen RAM
 U 224 (1024 · 4 bit) sind. Es gibt übrigens außerhalb der DDR keinen pin-
 kompatiblen Ersatztyp für sie. Beendet wird dieser Überblick mit den stati-
 schen ROM U 2364 D und U 2365 D (8192 × 8 bit). Nochmals: Das ist nur
 ein Überblick, der keinen Anspruch auf Vollständigkeit erhebt!

TESLA (ČSSR) zeigt unter anderem [11] analoge IS: MDA 3505, eine Vi-
 deokombination für RGB-Endstufen, pin-kompatibel mit dem TDA 3505
 (Valvo), MDA 3510, ein PAL-Dekoder mit Farbdifferenzausgängen, pin-
 kompatibel mit dem TDA 3510 (Valvo); MDA 3530, ein SECAM-Dekoder,
 ähnlich – aber nicht pin-kompatibel – mit dem TDA 3520 (Valvo). Die Zu-
 sammenschaltung der 3 genannten IS in einem Mehrnormenfarbf Fernseh-

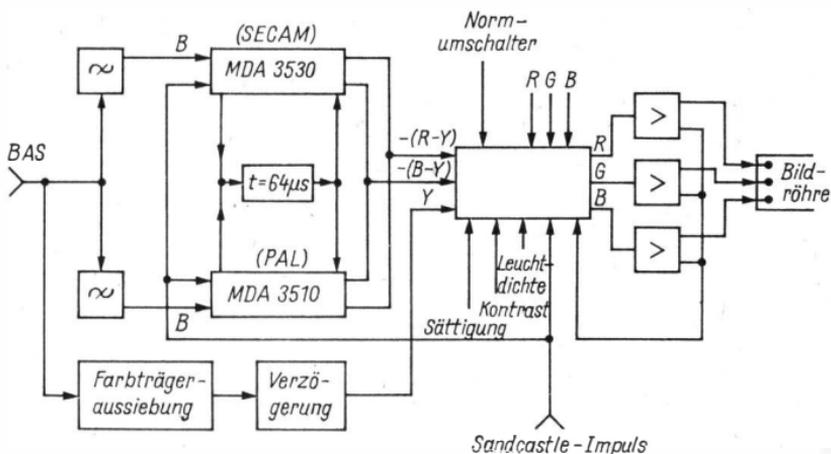


Bild 8 Übersichtsschaltplan der neuen IS MDA 3505, MDA 3510 und MDA 3530 in einem Mehrnormenfarbfernsehempfänger

empfänger ist in Bild 8 zu sehen. Der *MAF 115* ist ein «elektronisches Tachometer» für Kraftfahrzeuge; eine Erweiterung der 'ALS-TTL-Reihe' (sie wurde im *Elektronischen Jahrbuch 1985* kurz erwähnt) erfolgte durch die Typen 'ALS 74', 'ALS 112', 'ALS 192' und 'ALS 193'. Sie entsprechen dem bekannten internationalen Stand [10].

TESLA Piěštany übernahm mittlerweile einen großen Teil der Produktion von *TESLA* Rožnov. Ein respektables Sortiment an diskreten Halbleiterbauelementen (bipolar und unipolar) wird in einem Katalog [12] vorgestellt. Neben neuen Speicherschaltkreisen (s. weiter unten) fiel ein neuer CMOS-Logikschaltkreis auf: *MHB 4032*, pin-kompatibel dem internationalen '4032B' oder dem sowjetischen *K 561 IM 2*. Er ergänzt die bisherige CMOS-Serien im RGW [13].

Nicht alle neuen IS von *TESLA* konnten bisher beschrieben werden, so die bipolaren programmierbaren Lese-Speicher (PROM). Es werden genannt: Der *MHB 93448 C* bzw. *MHC 93448 C* (Bild 9), ein PROM für 512×8 bit und *MHB 93451 C* bzw. *MHC 93451 C*, ein PROM für 1028×8 bit. Diese Speicherschaltkreise sind pin-kompatibel mit den '93448' und '93451' von *Fairchild*. Der wichtigste Unterschied zwischen den Varianten *MHB...* und *MHC...* ist die Zeit t_{AA} .

Aber es gab auch neue unipolare Speicherschaltkreise, die Schreib-Lese-Speicher (RAM) *MHB 6561* bzw. *6561 C* (Kapazität 256×4 bit), die RAM *MHB 5602* in 4 Varianten (1024×1 bit) und den UV-löschbaren EPROM *MHB 2716 C* (2048×8 bit). Alle Speicher sind für nur eine Betriebsspannung von +5 V ausgelegt.

UNITRA (VR Polen) zeigte ebenfalls viel Neues bei den IS [14], [15]. Es werden genannt: Neben den zahlreichen TTL der Temperaturklassen 64 und 74 – Standard- und H-TTL – besonders die neuen CMOS, von denen bereits berichtet wurde. Die bisherigen Typen wurden ergänzt durch

MCY 74007 N (\cong '4007, enthaltend 2 komplementäre CMOS-Paare + Inverter), MGY 74008 N (\cong '4008, ein 4-bit-Volladdierer), MCY 74040 N (\cong '4040, ein 12-stufiger synchroner Binärzähler), MCY 74046 N (\cong '4046, eine Phase-Locked-Loop-Schaltung), MCY 74051 N (\cong '4051, ein 8-Kanal-Multiplexer/Demultiplexer), MCY 74072 N (\cong '4072, ein Dual-OR-Gatter mit je 4 Eingängen), MCY 74073 N (ein 3-fach-AND-Gatter mit je 3 Eingängen), MCY 74077 N (\cong '4077, ein Quad-EXNOR-Gatter mit je 2 Eingängen), MCY 74093 N (\cong 4093, ein Quad-NAND-Schmitt-Trigger mit je 2 Eingängen), MCY 74014 N (\cong '4725, ein statischer Schreib-Lese-Speicher für 4×16 bit), MCY 74518 N (\cong 4518, 2 synchrone Dezimalzähler), MCY 74520 N (\cong '4520, 2 synchrone Binärzähler), MCY 74541 N (\cong '4541, ein programmierbarer Zeitgeber) und MVY 74724 N (\cong '4724, ein adressierbares 8-bit-Latch).

Alle angeführten CMOS entsprechen dem B-Standard, ihre Daten findet der Leser in [4]. Die Zahl 74 in der Typenbezeichnung der CMOS darf nicht zu dem Schluß führen, es handle sich um TTL! Vielmehr gibt diese Zahl bei den IS von UNITRA nur die Temperaturklasse an (hier: 0 bis $+70^\circ\text{C}$).

Mehrere MOS-Schaltkreise für Rechner, Uhren, Schieberegister und Speicher (RAM, ROM und EPROM), unipolare und bipolare Mikroprozessorschaltkreise der Reihen '7800, '8000, '8500 und andere zeigen, daß UNITRA bestrebt ist, dem neuesten Trend zu folgen [15].

An Neuheiten bei analogen (linearen) IS bietet UNITRA den UL 1204 N an, einem AM-Empfänger mit Demodulator (\cong TDA 1046 von Siemens). Bild 10 zeigt eine typische (vereinfachte) Applikationsschaltung für diesen IS. UL 1413 G ist ein NF-Leistungsverstärker (\cong TDA 2003 von Ates),

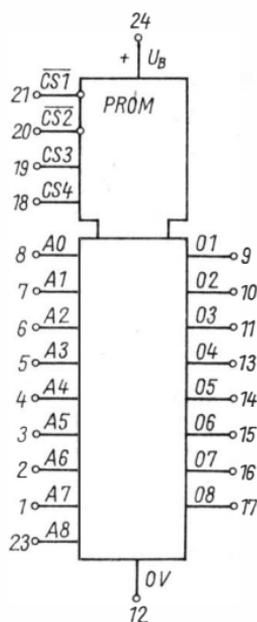


Bild 9
pin-Belegung des programmierbaren Festwertspeichers
MHB 93448 C bzw. MHC 93448 C von TESLA (ČSSR)

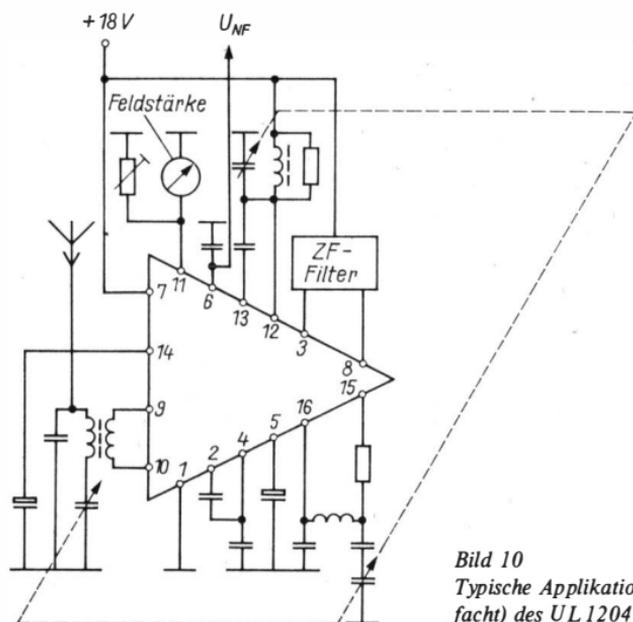


Bild 10
Typische Applikationsschaltung (vereinfacht) des UL1204 von Unित्रa (VR Polen)

UL7501N ist ein Spannungsregler (\cong SFC2305 von Thomson-CSF). UL75N05L und UL75P05L sind ebenfalls Spannungsregler für positive und negative 5-V-Spannung. Diese Festspannungsregler gibt es auch für 6, 8, 12, 15, 18 und 24 V, positiv und negativ. Damit ist eine Lücke geschlossen. Weitere lineare IS von UNITRA sind: UL1609N, ein Stereodekoder für kleine Betriebsspannung (\cong MC1309 von Motorola), dann noch Dual- und Quad-Operationsverstärker sowie LED-Treiber.

IPRS Bănăsea, der Produzent von Halbleiterbauelementen der SR Rumänien, zeigt ein von Jahr zu Jahr größeres Angebot an hauptsächlich linearen IS. Es sind meist bekannte und bewährte Typen (Beispiele: $\mu M 381$, $\mu M 382$ und $\mu M 387$, \cong LM 381, LM 382 und LM 387 von NSC). Sie ergänzen die «IS-Fülle» im RGW, denn der Bedarf an IS aller Art ist überall beträchtlich. Allerdings ist die Halbleiterindustrie der SR Rumänien wohl wenig auf den Export orientiert. Auch die technischen Unterlagen – soweit überhaupt zugänglich – sind lückenhaft.

Auch Mikroelektronikai Vallalat (Ungarische VR) zeigte auf dem Halbleiterssektor große Aktivität – wie eigentlich immer. Früher war Tungstam die zuständige Firma, doch durch das ständig wachsende Sortiment wurden die Möglichkeiten dieser ehemaligen Glühlampenfabrik zu eng. Um so enttäuschender war deshalb, daß über die IS-Neuentwicklungen trotz freundlichen Verständnisses der ungarischen Kollegen einfach keine Unterlagen zur Veröffentlichung vorlagen.

Insgesamt ein erfolgreiches Jahr, auch auf dem Gebiet der Mikroelektronik. Wenn auf Grund der erfreulichen Vielfalt der neuen IS – hier wurden nur wenige ganz kurz gezeigt – eine Prognose gewagt werden darf: In näch-

ster Zeit wird der Schwerpunkt bei integrierten Schaltkreisen bei den LSI für Speicher und Mikrocomputer liegen. In diesem Fall macht sich übrigens das Fehlen eines Datennachschlagewerks für Speicherschaltkreise sehr bemerkbar. Oft sind lange und zeitraubende Datenvergleiche notwendig, um schließlich festzustellen, daß ein angeblich neuer IS in Wirklichkeit pin-kompatibel ist mit einem «alten Bekannten». Diese Neuorientierung bei den IS wird für die meisten Elektronikamateure ein Umdenken, ein Umlernen erfordern. Auch in diesem Umschlag in eine neue Qualität zeigen sich die Auswirkungen der wissenschaftlich-technischen Revolution als Beschleuniger des technischen Fortschritts.

Literatur

- [1] ...: МИКРОПРОЦЕССНЫЕ БИС СЕРИЙ К 580, КР 580, Radio (Moskva) 61 (1984), 9 bis 12.
- [2] С. АЛЕКСЕЕВ, ФОРМИРОВАТЕ ЛИИГЕНЕРАТОРЫ НА МИКРОСХЕМАХ СТРУКТУРЫ КМОП, Radio (Moskva) 62 (1985) 8, Seite 31 bis 35.
- [3] В. ЛЕКСИНЫ/С. БЕЛЯКОВ, ПРИОР ДЛЯ РЕГУДИРОВКИ МГНИТОФОНОВ, Radio (Moskva) 62 (1985) 9, Seite 39 bis 42.
- [4] K. K. Streng, Daten digitaler integrierter Schaltkreise, CMOS-Schaltkreise, Berlin (erscheint voraussichtlich 1988).
- [5] ...: ИНТЕГРАЛЬНЫ Е МИКРОСХМЪ, РАДИО СВИАЗИ, Moskva 1984.
- [6] А. РОГАЛЕВ/В. ГОЛОВИНОВ, ОПЕРАЦИОННЫЕ УСЛИТЕЛИ СЕРИИ КР 544, Radio (Moskva) 61 (1984) 4, Seite 59 und 60.
- [7] ...: Katalog Halbleiter-Bauelemente, VEB Kombinat Mikroelektronik, Erfurt 1985.
- [8] ...: Kurzübersicht Neuheiten/Weiterentwicklungen Aktive elektronische Bauelemente, VEB Kombinat Mikroelektronik, Erfurt 1985.
- [9] A. Blodszun/W. E. Schlegel, Bericht von der Leipziger Frühjahrsmesse 1985 (Bauelemente), radio fernsehen elektronik, Berlin 34 (1985) 6, Seite 344 bis 347.
- [10] K. K. Streng, Daten digitaler integrierter Schaltkreise, TTL-Schaltkreise, Berlin 1985.
- [11] ...: Aktivni polovodičové součástky, novinky 1985, Tesla ES koncern Rožnov.
- [12] ...: Sortiment výrobkov 1985 1986, Tesla Piěštany, koncernový podnik.
- [13] K. K. Streng, Neue Schaltkreise im RGW-Bereich, Elektronisches Jahrbuch 1986, Berlin 1985.
- [14] ...: Elementy póprzewodnikowe 85/86, Unitra Cemi, Warszawa.
- [15] W. E. Schlegel, 57. Internationale Messe in Poznań, radio fernsehen elektronik, Berlin 34 (1985) 10, Seite 661 bis 664.

ECL-Schaltkreise aus der UdSSR

Ing. Klaus K. Streng

Nachdem im vergangenen Jahr die CMOS-Serie *K 176* vorgestellt wurde [1], soll nun eine andere IS-Familie betrachtet werden. In diesem Fall ist die UdSSR der alleinige Hersteller im RGW: Die ECL-Serie (ausgeschrieben: Emitter Coupled Logic, emittergekoppelte Logik). Als einen der wichtigsten Vertreter darf man die Serie *K 100/K 500* nennen, die übrigens bereits kurz im *Elektronischen Jahrbuch 1985* [2] erwähnt wurde.

Was ist das Besondere an ECL? Typisch ist die Kopplung der beteiligten Transistoren an ihren Emitttern, die der Serie ja auch den Namen gab. Ferner sind die meisten Stufen als Differenzverstärker geschaltet. Das hat zur Folge, da je nach H- oder L-Potential am Eingang immer *ein* Transistor der Differenzstufe Strom führt, daß der Gesamtstrom des IS aus der Speisenspannungsquelle ziemlich konstant ist. Die Transistoren werden auch nicht bis zur Sättigung angesteuert. Im Endergebnis: Die ECL gelten als relativ «schnell», d. h., sie ermöglichen hohe Grenzfrequenzen bzw. kleine Verzögerungszeiten.

Diesem großen Vorteil stehen aber auch Nachteile gegenüber: ECL neh-

Tabelle 1. Gemeinsame Daten der *K 100/K 500*-Serie

Parameter	<i>K 100/K 500</i>	Im Vergleich:	
		TTL-Standard	CMOS-Standard
U_B	5,2	5,0	18 (maximal) V
U_{IH}^-	-0,81	2,0	11 V
U_{IL}^+	-1,85	0,8	4,0 V
I_{IL}^+	bei den Typen	-1,6	0,1 μ mA
I_{IH}^-	unterschiedlich	40 μ	0,1 μ mA
U_{OH}^-	-1,63	2,4	14,95 V
U_{OL}^+	-0,98	0,4	0,05 V
I_{OH}^-	nicht angegeben	unterschiedlich	-6,8 ¹⁾ mA
I_{OL}^+	nicht angegeben	16	6,8 ¹⁾ mA
M,H	0,83	0,4	3,95 V
M,L	0,87	0,4	3,95 V

¹⁾ mittlerer (typischer) Wert

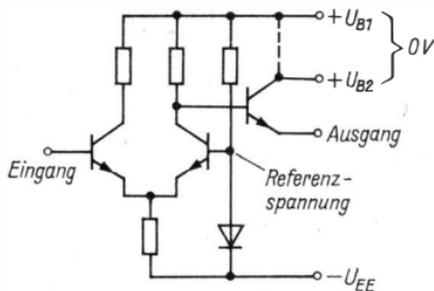


Bild 1
 Ursprünglicher Prinzipstromlaufplan eines ECL-Schaltkreises mit getrennter Referenzspannung

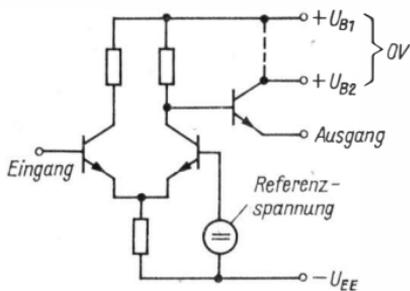


Bild 2
 Bei modernen ECL-Schaltkreisen wird die Referenzspannung aus der Speisespannung abgeleitet (Prinzip)

men relativ viel Strom aus der Speisespannungsquelle auf, ihr Störabstand ist der schlechteste aller bekannten digitalen IS-Serien (Tabelle 1).

Ein weiterer Nachteil der ECL ist gegenstandslos geworden. Die ersten ECL benötigten 2 getrennte Speisespannungen, um aus einer davon die Referenzspannung für den «2. Halbzug» abzuleiten (Bild 1). Die modernen ECL-Serien gewinnen diese Referenzspannung mit stabilisierenden Dioden oder Regeltransistoren (Bild 2). Es sind zwar 2 Speisespannungsanschlüsse vorhanden, doch ist die getrennte Siebung von U_{B2} nur in den Fällen erforderlich, wenn geringste Welligkeit der Ausgangsspannung gefordert wird. Allgemein sind die Anschlüsse U_{B1} und U_{B2} miteinander verbunden und stellen den positiven Anschluß der Speisespannung dar (liegt an 0V).

In der UdSSR wurden seit langem ECL-Schaltkreise hergestellt [3]. Bereits 1977 findet man die Serien *K 137*, *K 138* und *K 187*. Sie sind veraltet. Für die Industrie haben sie keine Bedeutung mehr, obwohl ihre Daten teilweise noch durchaus konkurrenzfähig sind. Man findet einige ihrer Vertreter gelegentlich im Amateurbedarfshandel.

Eine andere ECL-Serie, die erwähnte Serie *K 100/K 500*, stammt zwar von 1976 [4], erlebte aber Ende der siebziger Jahre eine Renaissance. Die modernen Vertreter dieser Serie sind meist an der 3stelligen Ziffer in der Typenbezeichnung zu erkennen. Die älteren Vertreter der Serie *K 100/K 500* haben eine 2stellige Ziffer. Im allgemeinen genügt es, vor diese eine «1» zu setzen, um den modernen Äquivalenztyp zu erhalten. So ist z. B. ein *K 500 III 07* der pin-kompatible Vorgänger des *K 500 II 107*, ein *K 500 III 10* der Vorläufer des *K 500 II 110* usw. Diese einfache «Umrechnung» stimmt fast immer, aber es gibt auch Ausnahmen. Da diese Ausnahmen jedoch kaum noch eine praktische Bedeutung haben, soll nicht weiter auf sie eingegangen werden.

Wie bereits erwähnt [2], hat die Serie *K 100* ein Flatpack-Gehäuse, die Serie *K 500* ein DIL-Gehäuse. Beide Serien haben jeweils gleiche elektrische Daten, allerdings mit einer Einschränkung: Nicht alle *K-500*-Schaltkreise gibt es auch in der Serie *K 100*. Die in der Tabelle 2 bei einigen Typen vorhandenen Varianten M, T und ohne Zusatzbuchstaben haben für die elektrischen Parameter keine Bedeutung.

Die charakteristisch kurze Verzögerungszeit dieser Serie beträgt durchschnittlich 4,2 ns. Mit diesem Wert liegt sie noch etwas unter der der TTL-ALS-Serie von TESLA. Standard-TTL haben eine Laufzeit von etwa 10 ns. Kühn [5] kommt zu einem ähnlichen Ergebnis. Damit ist die Serie *K 100/K 500* die «schnellste» im RGW. Die Leistungsaufnahme: Durchschnittlich wird aus der Speisespannung von 5,2 V ein Strom von etwa 25 mA aufgenommen. Der Vergleichswert liegt bei TTL geringer, bei den modernen Serien F, LS und ALS ist er sogar wesentlich kleiner.

Im Gegensatz zu den TTL liegt bei der Serie *K 100/K 500* der positive Pol der Speisespannung an 0 V (Masse). In Bild 3 bis Bild 35 wird das deutlich. Der pin 1 ist der positive Speisespannungsanschluß der Eingangsstufen der meisten IS. Oft liegt er (genau wie pin 16) direkt an 0 V. Nur in den Fällen, in denen auf größten Störspannungsabstand Wert gelegt wird, empfiehlt es sich, pin 1 durch ein RC-Glied (gegen 0 V) zu entkoppeln. Die gegensätzliche Polung der Speisespannungsquelle gegenüber TTL bedeutet

Tabelle 2 IS-Typen der Serie *K 100/K 500*

Typ	Funktion	Äquivalent	Bild
K 500 ИВ 165	8-Eingang-Prioritätenkoder	'10165	3
K 500 ИД 161			
K 500 ИД 161 М	8-Eingang-Dekoder, invertierend	'10161	4
K 500 ИД 162			
K 500 ИД 162 М	8-Eingang-Dekoder, nicht invertierend	'10162	5
K 500 ИД 164			
K 500 ИД 164 М	8-zu-1-Multiplexer	'10164	6
K 500 ИЕ 136	V/R-4-bit-Binärzähler	'10136	7
K 500 ИЕ 137	V/R-Dekadenzähler	'10137	7
K 500 ИЕ 160			
K 500 ИЕ 160 Т	12-bit-Paritätsprüfer	'10160	8
K 500 ИМ 180			
K 500 ИМ 180 Т	Dual-2-bit-Addierer-Subtrahierer	'10180	9
K 500 ИП 179			
K 500 ИП 179 Т	Übertragseinheit	'10179	10
K 500 ИП 181			
K 500 ИП 181 Т	4-bit-ALU	'10181	11
K 500 ИР 141	4-bit-Universalschieberegister	'10141	12
K 500 КП 174			
K 500 КП 174 М	Dual-4-zu-1-Multiplexer	'10174	13
K 100 ЛЕ 106			
K 500 ЛЕ 106 М			
K 500 ЛЕ 106 Т	3-fach-NOR-Gatter	'10106	14

Typ	Funktion	Äquivalent	Bild
K 100 JIE 111			
K 500 JIE 111 M			
K 500 JIE 111 T			
K 500 JIE 211 T	Dual-NOR-Leitungstreiber	'10 111	15
K 500 JIE 123	3-fach-NOR-Bustreiber	'10 123	14
K 100 JIK 117			
K 500 JIK 117 M			
K 500 JIK 117 T	Dual-OR-AND-NOT-Gatter	'10 117	16
K 100 JIK 121			
K 500 JIK 121			
K 500 JIK 121 M	Quad-OR-AND/OR-AND-NOT-Gatter	'10 121	17
K 100 JJI 110			
K 500 JJI 110 M			
K 500 JJI 110 T			
K 500 JJI 210	Dual-OR-Leitungstreiber	'10 110	18
K 100 JIM 101			
K 500 JIM 101			
K 500 JIM 101 T	Quad-OR-NOR-Gatter	'10 101	19
K 100 JIM 102			
K 500 JIM 102			
K 500 JIM 102 T	Quad-NOR-Gatter	'10 102	20
K 100 JIM 105			
K 500 JIM 105 M			
K 500 JIM 105 T	3-fach-OR-NOR-Gatter	'10 105	21
K 100 JIM 109			
K 500 JIM 109			
K 500 JIM 109 M	Dual-OR-NOR-Gatter	'10 109	22
K 100 JIP 107			
K 500 JIP 107			
K 500 JIP 107 M	3-fach-EXOR/EXNOR-Gatter	'10 107	23
K 500 JIP 114	3-fach-Leitungsempfänger	'10 114	24
K 500 JIP 115			
K 500 JIP 115 T	Quad-Leitungsempfänger	'10 115	25
K 500 JIP 116 M			
K 500 JIP 116 T			
K 500 JIP 216	3-fach-Leitungsempfänger	'10 116	24
K 500 JIP 128	Dual-Leitungstreiber	'10 128	26
K 500 JIP 129	Quad-Bus-Empfänger	'10 129	27
K 500 JIC 118 M	Dual-OR-AND-Gatter	'10 118	28
K 500 JIC 119 M	Quad-OR-AND-Gatter	'10 119	29

Typ	Funktion	Äquivalent	Bild
K 500 ПУ 124 K 500 ПУ 124 T	TTL-ECL-Pegelumsetzer	'10 124	30
K 500 ПУ 125 K 500 ПУ 125 T	ECL-TTL-Pegelumsetzer	'10 125	31
K 500 ПУ 135	Dual-JK-Master-Slave-Flip-Flop	'10 135	34
K 100 TM 130 K 500 TM 130 K 500 TM 130 M	Dual-D-Speicher-Flip-Flop	'10 130	33
K 100 TM 131 K 500 TM 131 M K 500 TM 131 T			
K 500 TM 231	Dual-D-Master-Slave-Flip-Flop	'10 131	33
K 100 TM 133 K 500 TM 133 M			
K 500 TM 133 T	Quad-D-Speicher-Flip-Flop	'10 133	32
K 100 TM 134 K 500 TM 134 K 500 TM 134 M	Dual-Multiplexer mit Latch	'10 134	35

nicht, daß ECL eine negative Logik haben! Da U_{IH} bei den ECL positiver ist als U_{IL} (das gleiche gilt für U_{OH} und U_{OL}), liegt positive Logik vor.

Der Störspannungsabstand beträgt 0,22 V im L-Zustand und 0,17 V im H-Zustand. Dazu auch der Vergleich mit TTL: 0,4 V in beiden Zuständen. Allerdings muß erwähnt werden, daß wegen der Niederohmigkeit von ECL-Eingängen und -Ausgängen die Gefahr einer kapazitiven Einstreuung von Störspannungen auf Zubringerleitungen wesentlich kleiner ist als bei TTL, und erst recht bei CMOS.

Nach dieser allgemeinen Einschätzung der sowjetischen ECL-Serien soll nun die Serie *K 100/K 500* näher betrachtet werden. Es werden nur die Haupttypen genannt, die komplette Typenliste ist in Tabelle 2 zu finden. In alphanumerischer Reihenfolge enthält diese Serie [6], [7]:

K 500 ИВ 165 – Ein Prioritätenkoder mit 8 Eingängen (Bild 3). Der *K 500 ИД 161* ist ein 3-bit-Dekoder mit invertierenden Ausgängen (Bild 4). Sein Gegenstück – ein 3-bit-Dekoder mit nichtinvertierenden Ausgängen – ist der *K 500 ИД 162* (Bild 5). *K 500 ИД 164* ist die Bezeichnung für einen 8-zu-1-Multiplexer mit Ausgangsfreigabe (Bild 6).

Es folgen die Zähler *K 500 ИЕ 136*, ein 4-bit-Binärzähler, und *K 500 ИЕ 137*, ein Dezimalzähler. Beide Zähler sind für beide Zählrichtungen ausgelegt, lassen sich voreinstellen, haben Übertragsausgänge und eignen sich für die Zählung von Frequenzen bis etwa 150 MHz. Bild 7 zeigt ihre pin-Belegung. *K 500 ИЕ 160* ist nicht, wie die Bezeichnung vermuten läßt, ebenfalls ein Zähler, sondern ein 12-bit-Paritätsprüfer (Bild 8).

Beim *K 500 ИМ 180* handelt es sich um einen Dual-2-bit-Addierer-Sub-

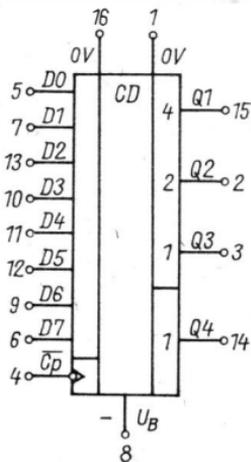


Bild 3
pin-Belegung des 'ИВ 165

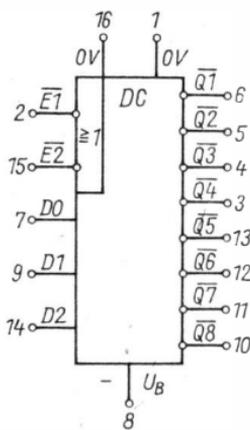


Bild 4
pin-Belegung des 'ИД 161

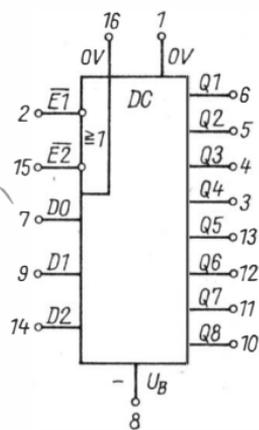


Bild 5
pin-Belegung des 'ИД 162

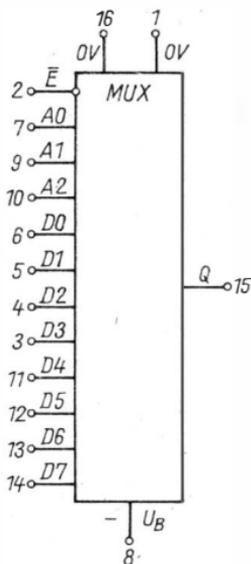


Bild 6
pin-Belegung des 'ИД 164

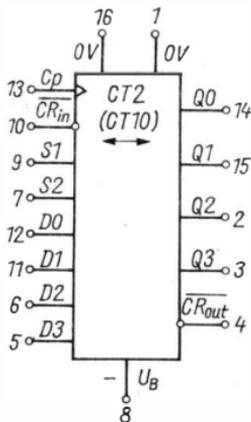


Bild 7
pin-Belegung der 'ИЕ 136
und 'ИЕ 137

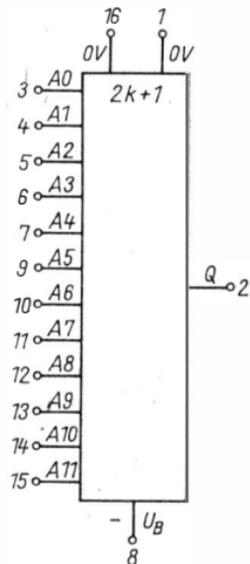


Bild 8
pin-Belegung des 'ИЕ 160
und 'ИЕ 161

trahierer (Bild 9); *K 500 ИП 179* ist eine Übertrageinheit (Look-Ahead Carry Block), pin-Belegung in Bild 10. *K 500 ИП 181* beschließt die Reihe der mathematischen Operationsschaltkreise in der Serie *K 100/K 500*: Es ist eine 4-bit-ALU. Auf Grund der großen Anzahl von Anschlüssen ist er in einem DIL-24-Gehäuse (bzw. Flat-pack-24-Gehäuse) untergebracht (Bild 11).

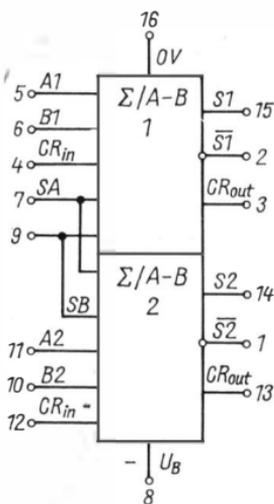


Bild 9
pin-Belegung des
'ИМ 180

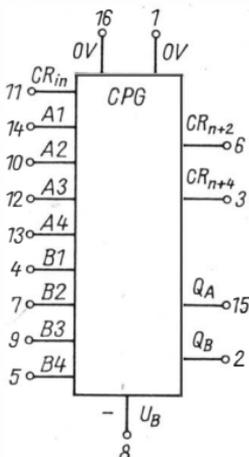


Bild 10
pin-Belegung des 'ИП 179

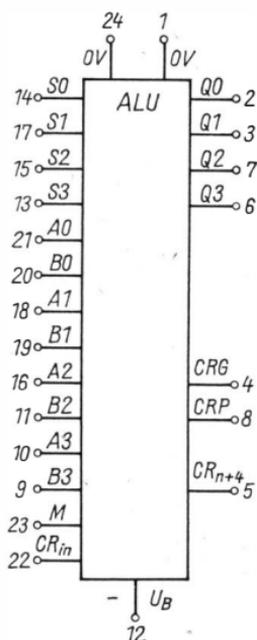


Bild 11
pin-Belegung des 'ИП 181

K 500 ИП 141 stellt das einzige Schieberegister dieser Serie dar. Es ist ein 4-bit-Universalschieberegister für Schiebfrequenzen bis 200 MHz (Bild 12).

K 500 КИ 174 (Bild 13) ist ein Dual-4-zu-1-Multiplexer. Neben 2 gemeinsamen Wahleingängen hat dieser IS noch einen Enable-Eingang, der eine Kaskadierung auf n bits erleichtert.

K 500 ЛЕ 106: NOR-Gatter mit 3 Eingängen (Bild 14).

K 500 ЛЕ 111: Dual-NOR-Leitungstreiber mit je 3 Ein- und Ausgängen. Eine Variante, *K 500 ЛЕ 211*, hat noch kürzere Laufzeiten. Bild 15 zeigt die pin-Belegung für beide Varianten.

K 500 ЛЕ 123: 3-fach-NOR-Gatter, das als Bustreiber verwendet wird. Seine pin-Belegung zeigt Bild 14 (gleiche pin-Belegung wie *K 500 ЛЕ 106*).

K 500 ЛК 117: Dual-OR-AND-OR-AND-NOT-Gatter mit komplementären Ausgängen und einem gemeinsamen OR-Eingang für beide Gatter. Bild 16 zeigt das «Innenleben» dieses IS. Ähnlich ist auch *K 500 ЛК 121*, ein 4faches OR-AND/OR-AND-NOT-Gatter (Bild 17). In diesem Fall sind allerdings die 4 Gatter an 2 komplementären Ausgängen herausgeführt.

Es folgt der DUAL-OR-Leitungstreiber *K 500 ЛЛ 110* mit je 3 Ein- und Ausgängen (Bild 18). Auf den ersten Blick scheinen die 3 Anschlüsse für die positive Betriebsspannung (pin 16, pin 1 und pin 5) verwirrend. In Wirklichkeit besteht eine interne Verbindung zwischen Anschluß 1 und 15, so daß lediglich 2 Anschlüsse für $+U_B$ wie bei den meisten anderen IS der Serie *K 100/K 500* vorhanden sind.

Die Gatter *K 500 ЛМ 101* (4-fach-OR-NOR) mit einem gemeinsamen

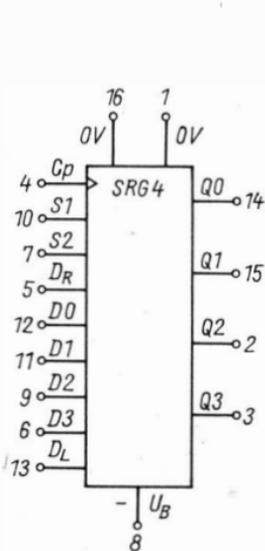


Bild 12
pin-Belegung des 'IP 141

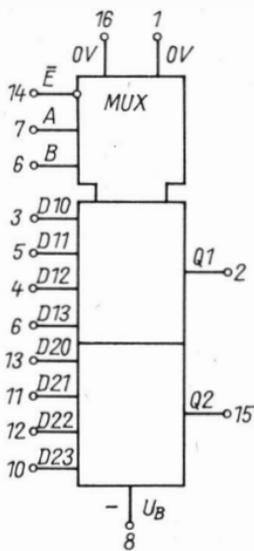


Bild 13
pin-Belegung des
'KП 174

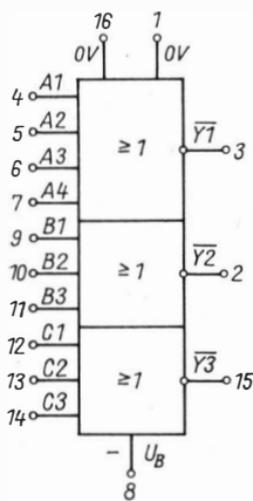


Bild 14
pin-Belegung des 'IE 106
und 'IE 123

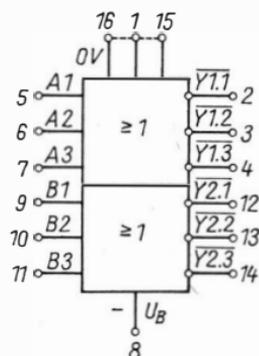


Bild 15
pin-Belegung der 'IE 111
und 'IE 211

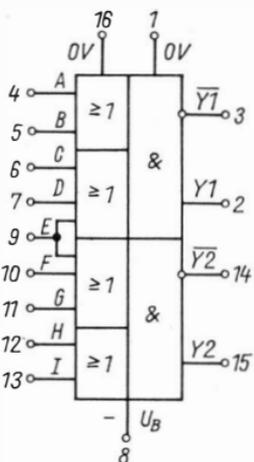


Bild 16
pin-Belegung des 'JK 117

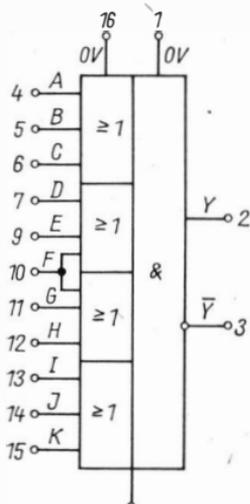


Bild 17
pin Belegung des 'JK 121

Eingang und komplementären Ausgängen (pin 12), K 500 JM 102 (4-fach NOR mit einem Gatter, das komplementäre Ausgänge hat), das 3-fach-NOR-NOR-Gatter K 500 JM 105 und schließlich das Dual-OR-NOR K 500 JM 109 stellen eine reichhaltige Auswahl an OR/NOR-Bausteinen dar. Ihre pin-Belegung wird in Bild 19 bis Bild 22 gezeigt.

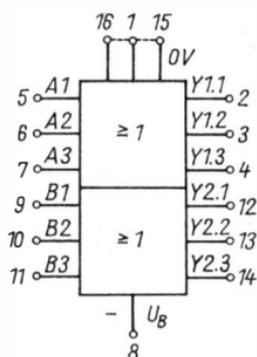


Bild 18
pin-Belegung der 'J11 110
und 'J11 210

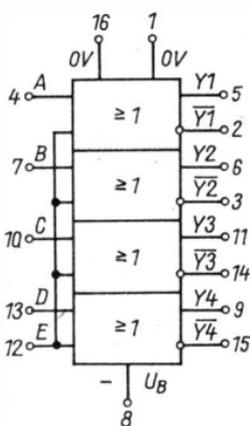


Bild 19
pin-Belegung des
'J1M 101

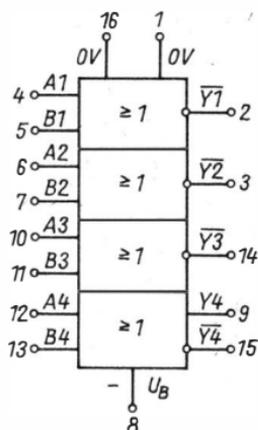


Bild 20
pin-Belegung des
'J1M 102

Der nächste IS dieser Liste ist *K 500 J11 107*, ein 3faches Exklusiv-OR-Exklusiv-NOR-Gatter (Bild 23).

Die anschließenden IS dieser Liste sind trotz der gleichen Kennbuchstaben wie die vorher angeführten etwas völlig anderes! *K 500 J11 114* (Bild 24) ist ein 3-fach-Leitungsempfänger-Treiber mit je einem nichtinvertierenden und einem invertierenden Ein- und Ausgang. Besonders interessant ist sein Anschluß an pin 14: Hier kann eine intern stabilisierte Spannung $-U_{BB}$ abgenommen werden, oder ein *Schmitt*-Trigger-Verhalten des IS erreicht werden.

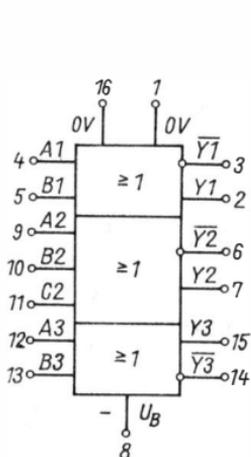


Bild 21
pin-Belegung des
'J1M 105

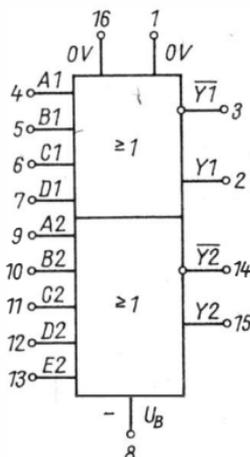


Bild 22
pin-Belegung des
'J1M 109

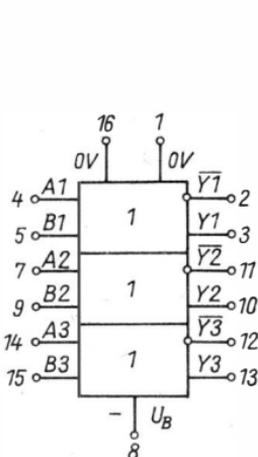


Bild 23
pin-Belegung des
'J11 107

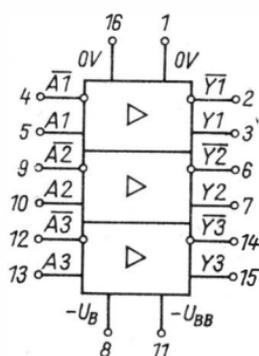


Bild 24
pin-Belegung der
'J114, 'J116 und
'J216

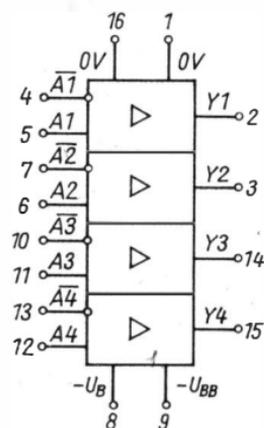


Bild 25
pin-Belegung des 'J115

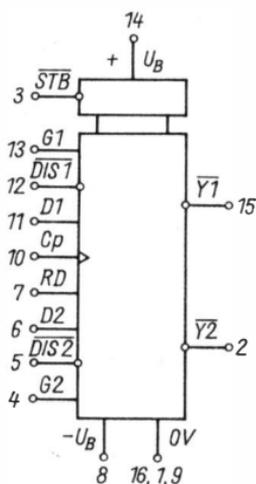


Bild 26
pin-Belegung des 'J128

K 500 J115 (Bild 25) ist ähnlich aufgebaut. Er stellt einen 4-fach-Leitungsempfänger mit invertierenden und nichtinvertierenden Eingängen, aber nur nichtinvertierenden Ausgängen dar. Wieder der Hilfsspannungsanschluß für $-U_{BB}$, hier ist es pin 9.

K 500 J116 ist ebenfalls ein 3-fach-Differenz-Leitungsempfänger, ähnlich K 500 J114. Sogar die pin-Belegung beider IS ist identisch (Bild 24). Eine «schnelle» Variante stellt der K 500 J216 dar, die bis auf die kürzere Verzögerungszeit voll dem K 500 J116 entspricht. Zu dem etwas ungewöhnlichen Hilfsspannungsanschluß $-U_{BB}$: Die Eingänge nicht benutzer Gatter müssen an sie angeschlossen werden.

Der Dual-Leitungstreiber K 500 J128 (Bild 26) zeigt einen komplizierten Aufbau. Außer den üblichen Daten-Ein- und Ausgängen hat er Strobe- und Freigabe-Anschlüsse, Steuereingänge und – das ist ungewöhnlich – gemeinsame Takt- und Rückstellanschlüsse.

Ungewöhnlich im Aufbau ist auch der 4-fach-Bus-Empfänger K 500 J129, dessen pin-Belegung in Bild 27 gezeigt wird.

Besonders die Speisespannungsanschlüsse der beiden IS müssen erklärt werden: An $+U_B$ wird eine Spannung von +5 V gelegt, an $-U_B$ eine Spannung von -5,2 V, außerdem 0 V (Masse) an die dafür vorgesehenen Anschlüsse.

K 500 J118 stellt ein Dual-OR-AND-Gatter dar. Eine Besonderheit ist ein Eingang, der auf beide Gatter wirkt (Bild 28). Eng verwandt mit dem zuletzt genannten IS: K 500 J119, ebenfalls ein OR-AND-Gatter, das sich nur durch die Anzahl der Ein- und Ausgänge unterscheidet (Bild 29).

Es folgen der TTL/ECL-Pegelumsetzer K 500 J124 (Bild 30) und der ECL-TTL-Pegelumsetzer K 500 J125 (Bild 31). In diesem Fall gibt es hinsichtlich der Speisespannungszuführung etwas zu bemerken: An U_B ist die

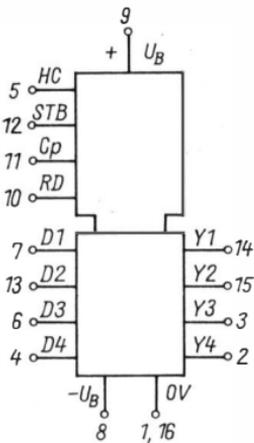


Bild 27
pin-Belegung des 'J1129

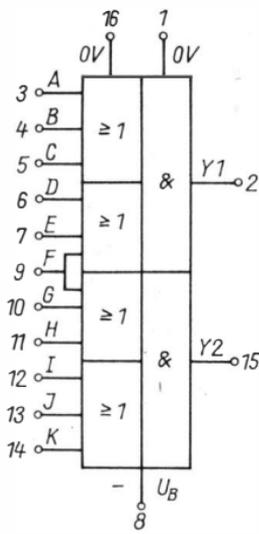


Bild 28
pin-Belegung des 'J1118

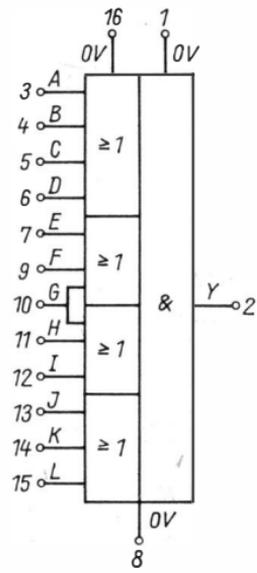


Bild 29
pin-Belegung des 'J1119

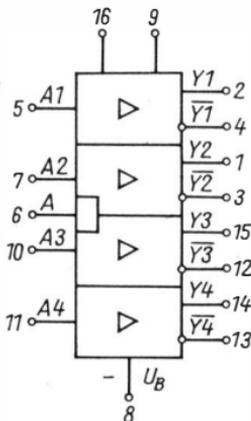


Bild 30
pin-Belegung des 'J124

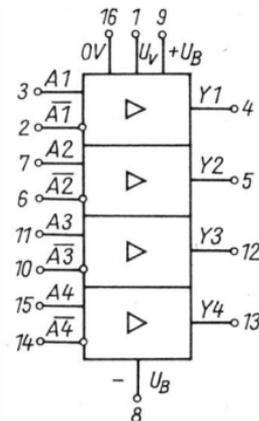


Bild 31
pin-Belegung des 'J125

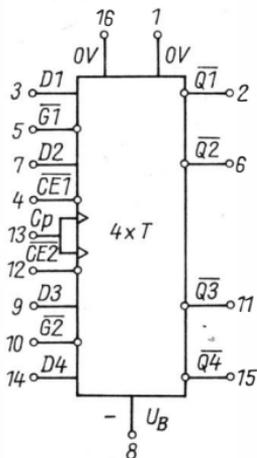


Bild 32
pin-Belegung des 'TM133

Spannung +5 V anzulegen, an $-U_B$ die Spannung $-5,2$ V. U_V (beim $K 500$ J125) ist eine interne Referenzspannungsquelle von 1,30 V und wird nur angeschlossen, wenn eines der 4 Gatter «einseitig», d. h. mit einer Ader angesteuert wird.

In der alphanumerischen Liste folgen nun die Vibratoren: $K 500$ TB 135, ein Dual-MS-Flip-Flop mit gemeinsamem Takteingang (Bild 32),

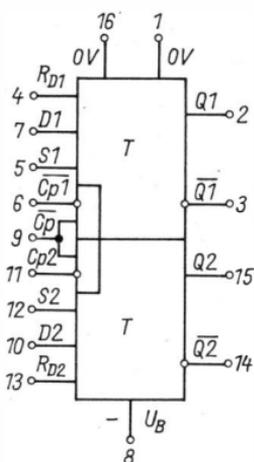


Bild 33
pin-Belegung des
TM 130, TM 131 und
TM 231

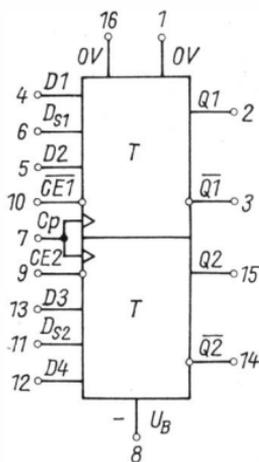


Bild 34
pin-Belegung des TB 135

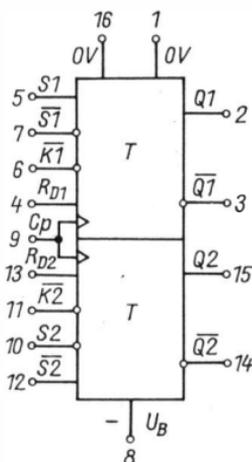


Bild 35
pin-Belegung des TM 134

K 500 TM 130, ein Dual-D-Speicher-Flip-Flop. Erwähnt werden soll der gemeinsame Takteingang, der mit den Takteingängen jedes Flip-Flop OR-verknüpft ist. Setz- und Rückstelleingänge jedes Flip-Flop sind getrennt herausgeführt (Bild 33). *K 500 TM 131* ist ein Dual-Master-Slave-Flip-Flop mit der gleichen pin-Belegung.

Eine «schnelle» Variante des *K 500 TM 131* ist der *K 500 TM 231*. Abgesehen von seiner höheren Mindestgrenzfrequenz (225 MHz statt 160 MHz) und kürzerer Verzögerungszeiten, haben beide Flip-Flop auch etwas unterschiedliche Stromaufnahme.

K 500 TM 133: 4-fach-D-Speicher-Flip-Flop. Neben dem für alle Flip-Flop gemeinsamen Takteingang C_p enthält dieser IS jeweils auf 2 Flip-Flop wirkende Taktfreigabeeingänge (clock enable) und 2 Ausgangs-Freigabeanschlüsse. Die Ausgänge sind invertiert (Bild 32). *K 500 TM 134* ist ein Dual-Flip-Flop, das auch als Multiplexer verwendet werden kann. Seine pin-Belegung ist in Bild 35 zu sehen.

Soweit die Liste der bisher (1985/1986) bekannten ECL der Serie *K 100/K 500*. Es soll noch hinzugefügt werden, daß die Serie *K 500* (im DIL-Gehäuse) der internationalen '10 000er-Serie entspricht. Die pin-Belegung ist die gleiche (s. Tabelle 2), die Daten können geringfügig voneinander abweichen. Diese Abweichungen sind aber so unwesentlich, daß ein direkter Austausch zwischen der Serie *K 500* und der Serie '10 000 ohne weiteres möglich ist.

Vor einer naheliegenden Schlußfolgerung sei jedoch gewarnt: Die Serie *K 100* (Flat-pack-Gehäuse) ist nicht pinkompatibel mit der '10 000er-Serie im Flat-pack Gehäuse z. B. von *Fairchild*. Die Daten sind zwar etwa die gleichen, aber die pin-Belegung ist völlig anders.

Nicht in diesem Beitrag enthalten sind die Speicherschaltkreise der Serie *K 100/K 500*, ebenso wurde ein Widerstandsnetzwerk (*K 500 HP 400*) nicht erwähnt, da es keinen integrierten Schaltkreis im engeren Sinne des Begriffs darstellt.

Zusammengefaßt: In diesem Beitrag wurde ein Überblick über die Vertreter der modernen ECL-Serie *K 100/K 500* aus der UdSSR gegeben. Das scheint um so notwendiger, als diese Serie nicht nur von Vertretern des VEB *Applikationszentrum Elektronik* Berlin propagiert wurde [7], sondern auch – das geht aus zahlreichen Leserzuschriften hervor – IS dieser Serie vom Amateurbedarfshandel an Interessenten verkauft wurden und werden. Leider werden diese meist ohne Unterlagen verkauft, die über die Art und die pin-Belegung Auskunft geben. Es kann nicht Sinn dieses Beitrags sein, Applikationsschaltungen der behandelten IS zu vermitteln, das wäre zu umfangreich. Aber eine Orientierungshilfe über die meist wenig bekannte IS-Art ECL soll dieser Beitrag sein.

Literatur

- [1] K. K. Streng, Die sowjetische CMOS-Serie K 176, Elektronisches Jahrbuch 1986, Seite 93 bis 104, Berlin 1985.
- [2] K. K. Streng, Neue Schaltkreise aus dem RGW-Bereich. Elektronisches Jahrbuch 1985, Seite 88 bis 98, Berlin.
- [3] Н. Н. ГОРЮНОВ, СПРАВОЧНИК ПО ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМ ДИОДАМ, ТРАНЗИСТОРАМ И ИНТЕГРАЛЬНЫМ СХЕМАМ, Moskva 1977.
- [4] ...: Katalogheft radio fernsehen elektronik, Berlin 25 (1976) 19/20.
- [5] E. Kühn, Handbuch TTL- und CMOS-Schaltkreise, Berlin 1985.
- [6] ...: Integrated Microcircuits, Part I, Integrated Digital Microcircuits, Elorg, Moskva.
- [7] W. Löffler, Neue elektronische Bauelemente aus der UdSSR, Referat, gehalten auf dem 10. Halbleiterbauelementesymposium 1983 in Frankfurt/O., Band 2, Seite 259 bis 272.

Auswahl und Anwendung von Selenkleinst- gleichrichtern

Dipl.-Ing. Frank Roscher

Obwohl heute moderne Si-Gleichrichter zur Verfügung stehen, hat sich der Selengleichrichter noch einige Anwendungsbereiche bewahrt. Erwähnt sei besonders die Anwendung in Batterieladegeräten und in Netzgleichrichterschaltungen für Spannungen unter 60 V. Durch die Verfügbarkeit kleiner hochbelastbarer Platten wird eine Modulbauweise bei kleinen Gehäuseabmessungen möglich. Das gestattet ohne weiteres eine gute Anpassung an die moderne Mikroelektronik. Da Elektronikamateure allgemein über wenig Industrieunterlagen verfügen, wurde nachfolgend alles Wissenswerte für die praktische Arbeit zusammengestellt.

Vor- und Nachteile von Selengleichrichtern

Gesichtspunkte für die Gleichrichterwahl sind schlechthin Fragen zur Überlastbarkeit, Konstanz der Kennwerte, zulässige Umgebungstemperaturen, Platzbedarf u. a. Es gilt also, die Vor- und Nachteile abzuwägen.

Vorteile

- hohe Stromüberbelastbarkeit und Wechsellastbeständigkeit;
- mechanisch sehr robust;
- relativ unempfindlich gegen Schaltspannungsspitzen;
- Selbsttheileffekt bei Überspannungsdurchschlägen;
- Parallel- und Serienschaltung ohne große Probleme möglich;
- geringe Durchlaßverluste bei Nennspannungen unter 30 V;
- hohe Betriebszuverlässigkeit bei richtiger Bemessung.

Nachteile

- begrenzter Temperaturbereich (im Normalfall 0 bis +40 °C);
- geringfügige Veränderung der Kennwerte während des Betriebs.

Es seien noch einige Vergleiche zum Si-Gleichrichter gestattet. Bei Anschlußspannungen über 60 V ist der Si-Gleichrichter zu bevorzugen. Problematisch ist bei ihm die Gefährdung durch energiereiche Überspannungs-



spitzen, die durch Schaltvorgänge sowohl auf der Wechsel- als auch Gleichspannungsseite entstehen. Bei Überlastungen und gleichstromseitigen Kurzschlüssen kann die Temperatur des Si-Kristalls sehr rasch über die zulässige Grenze ansteigen, die Folgen sind Beschädigung oder gar völlige Zerstörung. Demgemäß sind Schutzmaßnahmen gegen Überspannungen, Überstrom und Trägerstauereffekt notwendig. In dieser Hinsicht ist der Selengleichrichter im Vorteil.

Allgemein nachteilig wirkt sich bei Si-Gleichrichtern ihre geringe Überlastreserve aus. Diese Anfälligkeit ist bedingt durch die ausgeprägte Sperrcharakteristik. Beim Überschreiten der maximal zulässigen periodischen Spitzensperrspannung steigt der Sperrstrom lawinenartig an, der Si-Gleichrichter wird zerstört. Erwähnenswert beim Si-Ventil ist noch die Problematik der Parallelschaltung (Selektieren der Dioden, Selektivschutz), die beim Selengleichrichter kaum Schwierigkeiten hervorbringt.

Obwohl der Si-Gleichrichter hohe zulässige Umgebungstemperaturen, kaum Veränderung der Kennwerte im Betrieb und guten Wirkungsgrad bei Anschlußspannungen über 30 V als Vorteile aufzuweisen hat, ergeben sich aus dieser Gegenüberstellung folgende vorteilhafte Einsatzfälle für Selengleichrichter wenn:

- große Überlastreserve gefordert ist;
- das Abschalten vorgeschalteter oder parallelliegender Induktivitäten einzukalkulieren ist;
- keine genau definierten bzw. konstanten Lastverhältnisse vorliegen;
- die Anschlußspannung unter 60 V liegt.

Man sieht, daß beide Gleichrichterarten durchaus ihre Daseinsberechtigung haben. Deshalb sind noch heute die Hauptanwendungsgebiete des Selengleichrichters: die Batterieladegeräte, die Funk- und Fernsehtechnik sowie die Galvanotechnik.

Einige Begriffe und Kennwerte

Aktive Fläche – Kontaktfläche zwischen Deckelektrode und Selenschicht

Durchlaßspannung U_F – an der Gleichrichterplatte anliegende Spannung, um das Fließen des Durchlaßstroms zu ermöglichen

Nennanschlußspannung U_{AN} – Effektivwert der sinusförmigen 50-Hz-Anschlußspannung. Danach wird der Gleichrichter benannt

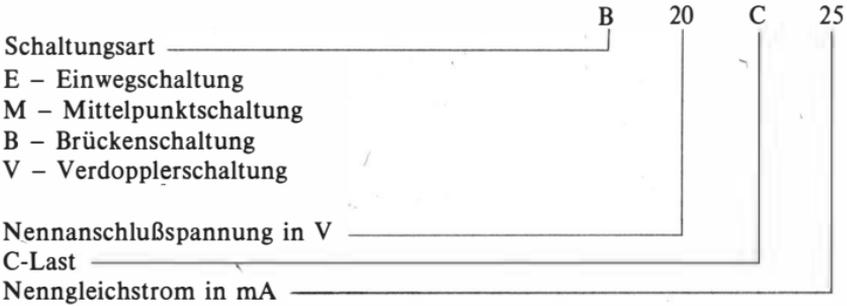
Nenngleichstrom I_{GN} – arithmetischer Mittelwert des Durchlaßstroms

Spezifischer Durchlaßstrom i_F – Durchlaßstrom, der auf die aktive Fläche der Gleichrichterplatte bezogen wird

Nennbelastung – Belastung des Gleichrichters mit Nennsperrspannung U_{RN} und Nenngleichstrom I_{GN}

Plattengrenztemperatur – Wert gibt die maximal dauernd zulässige Plattentemperatur an

Die Typenbezeichnung setzt sich in folgender Weise (Beispiel) zusammen:



Kennlinien – ein kurzer Überblick

Die Durchlaß- und Sperrkennlinien werden je Quadratzentimeter wirksamer Plattenfläche dargestellt. Bild 1 zeigt die Durchlaßkennlinie eines Selengleichrichters. Es gilt der Zusammenhang zwischen der anliegenden Spannung und dem durch die Platte fließenden Strom. Die Kennlinien wur-

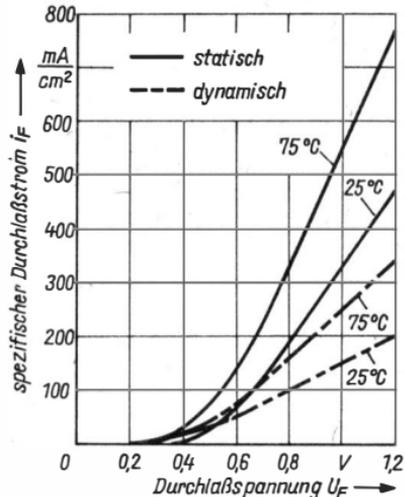


Bild 1

Spezifische Durchlaßkennlinie eines Selengleichrichters

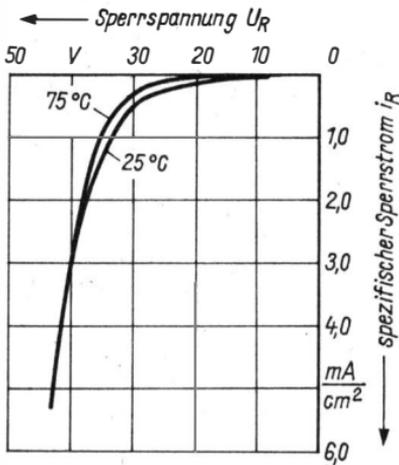


Bild 2
Spezifische Sperrkennlinie von Selengleichrichtern

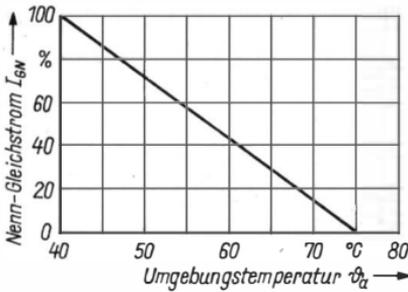


Bild 3
Zulässiger Nenngleichstrom bei verschiedenen Umgebungstemperaturen und Eigenkühlung (nur für Selenkleinstgleichrichter gültig)

den sowohl mit Gleich- als auch mit Wechselspannung für 2 unterschiedliche Plattentemperaturen aufgenommen. Als Bezugswert gilt 1 cm^2 wirksame Plattenfläche. Die typische Durchlaßspannung U_F eines Selengleichrichters liegt bei etwa $1,1 \text{ V}$. Bild 2 veranschaulicht den Zusammenhang zwischen Sperrspannung und spezifischem Sperrstrom. Auch diese Kennlinien wurden für 2 Plattentemperaturen bei Halbwellenspannung ermittelt.

Alle Kennwerte der Selengleichrichter sind – abweichend von monokristallinen Halbleiterdioden – auf $+40 \text{ °C}$ Umgebungstemperatur bezogen. Anders gesagt: Bei $\vartheta_a = +40 \text{ °C}$ wird die zulässige Plattentemperatur gerade noch nicht überschritten. Da Selengleichrichter thermisch recht stabil sind, können diese ohne Beeinträchtigung der Betriebssicherheit – bei Reduzierung der Strombelastung – auch bei höheren Umgebungstemperaturen als $+40 \text{ °C}$ betrieben werden. In solchen Fällen ist der Nenngleichstrom entsprechend Bild 3 zu reduzieren.

Betriebsbedingungen und Einbauhinweise

Ein Überschreiten der Nennanschlußspannung um 10 % infolge Netzspannungsschwankungen ist kurzzeitig zulässig. Nicht periodisch auftretende Spannungsspitzen dürfen den Scheitelwert der Nennanschlußspannung um nicht mehr als 20 % überschreiten.

Nach einer längeren Lagerzeit (über ein halbes Jahr) kann gelegentlich ein geringes Nachlassen der Sperrfähigkeit auftreten. Beim Anlegen der vollen Nennspannung fließt daher zunächst ein größerer Sperrstrom, der jedoch in kurzer Zeit auf den normalen Wert abklingt. Günstig ist diesbezüglich folgender Herstellerhinweis: 30 s Inbetriebnahme im Leerlauf, dann Abschaltung für etwa 5 min. Danach Belastung über 2 min und erneut 5 min abschalten. Dann sollte man den Gleichrichter in Betrieb nehmen.

Der Einbau der Gleichrichter muß den Bedingungen der technischen Daten genügen. Vor allem ist darauf zu achten, daß die Toleranzen der Umgebungstemperatur eingehalten werden. Dazu folgende Hinweise:

- Die Gleichrichter dürfen nicht in unmittelbarer Nähe stark wärmeabgebender Bauelemente montiert werden.
- Die Anordnung muß man möglichst so vornehmen, daß alle Gleichrichterseiten frei sind.
- Von einer Stapelung mehrerer Gleichrichter ist Abstand zu nehmen, andernfalls muß man den Nenngleichstrom um etwa 25 bis 50 % reduzieren.

Selenkleingleichrichter sind für gedruckte Schaltungen vorgesehen. Daher werden die Anschlußfahnen bzw. -drähte im Rastergrundmaß von 2,5 mm ausgeführt. Die Rasterbilder *nach TGL 24927* (Rastergrundabmessung 2,5 mm) und die Bauformen der Gleichrichter sind aus dem Tabellenanhang zu ersehen.

Sollte sich ein Abwinkeln der Anschlußfahnen nicht umgehen lassen, so dürfen diese erst ab 3 mm vom Gehäuse entfernt abgebogen werden. Eine Biegebeanspruchung an der Gehäusedurchführung führt im allgemeinen zu Bauelementeschäden.

Daten- und Tabellensammlung

Die angeführten Tabellen (Tabelle 1 bis Tabelle 4 s. Tabellenanhang) enthalten die wichtigsten Kennwerte der vom VEB *Gleichrichterwerk Großräsch* produzierten Selenkleinstgleichrichter im Plastikgehäuse. Dem Praktiker soll dadurch die Auswahl der jeweils in Betracht kommenden Typen erleichtert werden.

Im Zusammenhang damit bietet es sich an, die Gleichrichtergrundschaltungen zu erwähnen. Dafür wurde gleichfalls die Tabellenform gewählt, um ein griffbereites Arbeitsmittel ohne mathematische Methoden zur Verfügung zu haben. Die angegebenen Bemessungshinweise stellen Faustformeln dar, liefern aber für die Praxis hinreichend genaue Ergebnisse (Tabelle 5 und Tabelle 6 im Tabellenteil).

- Zur Wahl der Gleichrichtergrundschaltung seien noch die nachstehenden Gesichtspunkte genannt.

Einwegschaltung

- Große Brummspannung, da nur eine Halbwelle der Netzwechselfspannung ausgenutzt wird.
- Netztransformator muß groß bemessen werden, da der Gleichrichterkreis durch den gesamten Gleichstrom belastet wird.
- Schlechter Wirkungsgrad der Schaltung.

Mittelpunktschaltung

- Anwendung, wenn bei niedrigen Spannungen höhere Gleichströme gefordert sind.
- Der Netztransformator wird mit dem vollen Gleichstrom belastet.
- Der Netztransformator muß 2 gleiche Sekundärwicklungen und eine Mittelanzapfung haben.
- Beide Wicklungshälften müssen jeweils für die Wechselfspannung U_2 ausgelegt sein.
- Die Glättung der Welligkeit ist wegen der doppelten Netzfrequenz erleichtert.

Brückenschaltung

- Wirtschaftlichster Einphasengleichrichter für Spannungen ab 10 V.
- Nur eine Transformatorsekundärwicklung ist notwendig.
- Sehr gute Transformatorausnutzung.

Tabelle 5 (s. Tabellenanhang) zeigt auch Beispiele, wie aus einem Seelgleichrichter-Grundtyp andere Gleichrichterschaltungen abgeleitet werden können.

Ein Bemessungsbeispiel

In Verbindung mit diesem Beispiel sei nochmals betont, daß alle Angaben Näherungsformeln sind. Die Praxis zeigt jedoch, daß auch Faustformeln meist ausreichende Werte liefern.

Beispiel

Ein Netzgleichrichter soll für eine Ausgangsgleichspannung von 25 V bemessen werden. Benötigt wird ein Ausgangsstrom von 0,3 A. Die Brummspannung soll maximal 5 % von U_g betragen. Gewählt wird die Brückenschaltung in der Variante entsprechend Bild 4.

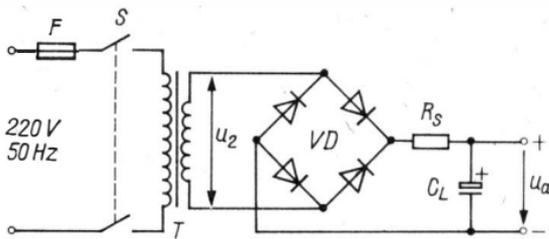


Bild 4
Die für das Bemessungs-
beispiel zugrunde gelegte
Schaltung eines Brücken-
gleichrichters

Bemessung des Netztransformators

Die Transformatorausgangsspannung U_2 stellt die Eingangsspannung der Gleichrichterschaltung dar. Nach Tabelle 6 (s. Tabellenanhang) folgt:

$$U_2 \approx 0,77 (U_g + U_F + U_{RS}), \quad U_{RS} = I_g \cdot R_S.$$

Die gewünschte Gleichspannung U_g ist bekannt. U_F ist die Summe der Durchlaßspannungen aller in Reihe geschalteten Ventile. Da man einen Selengleichrichter einsetzen will, beträgt U_F etwa 1,1 V. Beim Brückengleichrichter sind jeweils 2 Selenventile in Reihe geschaltet, also folgt:

$$U_F = 2 \cdot 1,1 \text{ V} = 2,2 \text{ V}.$$

Hinzu kommt nun noch der Spannungsabfall an R_S . Dieser Schutzwiderstand begrenzt den Einschaltstromstoß. Wird der Gleichrichter mit entladenelem Kondensator C_L an Wechselfspannung gelegt, so stellt er zunächst praktisch einen Kurzschluß dar. Der Einschaltstrom wird nur noch von den Innenwiderständen des Netztransformators und des Gleichrichters bestimmt. Um Schäden zu vermeiden, ist R_S vorgesehen. Da man einen zulässigen Stoßstromgrenzwert von maximal $10 \cdot I_g$ annehmen darf, folgt für den Schutzwiderstand:

$$R_S = \frac{U_g}{10 \cdot I_g} = \frac{25 \text{ V}}{3 \text{ A}},$$

$$R_S = 8,33 \Omega.$$

Er muß einer Belastung von

$$P_{RS} = I_g^2 \cdot R_S = (0,3 \text{ A})^2 \cdot 8,3 \Omega,$$

$$P_{RS} = 0,74 \text{ W},$$

$$U_{RS} = I_g \cdot R_S = 0,3 \text{ A} \cdot 8,3 \Omega = 2,5 \text{ V}$$

entsprechen. Gewählt wird ein Schichtwiderstand der Baureihe 25 mit 1 W Nennbelastung.

Jetzt wird die erforderliche Transformatorsekundärspannung bei Nennlast ermittelt:

$$U_{RS} = I_g \cdot R_S = 0,3 \text{ A} \cdot 8,3 \Omega = 2,5 \text{ V}, \quad U_g = 25 \text{ V}, \quad U_F = 2,2 \text{ V},$$

$$U_2 \approx 0,77 (25 \text{ V} + 2,2 \text{ V} + 2,5 \text{ V}),$$

$$U_2 \approx 22,9 \text{ V}.$$

Rechnet man mit etwa 10% Spannungsverlust im Transformator ($1,1 \cdot 22,9 \text{ V} = 25,2 \text{ V}$), so folgt als höchste auftretende Leerlaufspannung:

$$U_{20} = \sqrt{2} \cdot U_2 = \sqrt{2} \cdot 25,2 \text{ V},$$
$$U_{20} = 35,5 \text{ V}.$$

Dieser Scheitelwert der Transformatorspannung ist nach Tabelle 6 (s. Tabellenanhang) ebenso der zulässige Wert der Sperrspannung je Ventil. Bei der Festlegung von $U_{R_{\max}}$ sollte er sicherheitshalber 10% über diesem Wert liegen. Der erforderliche Transformatorstrom folgt nach Tabelle 6 (s. Tabellenanhang) zu:

$$I_2 \approx 1,9 \cdot I_g = 1,9 \cdot 0,3 \text{ A},$$
$$I_2 \approx 0,57 \text{ A}.$$

Entsprechend Tabelle 6 (s. Tabellenanhang) gilt bei einem Stromflußwinkel von 90 bis 60° ein Bereich des Faktors von 1,57 bis 1,93. Man wählt meist den höheren Wert. Die Auswahl und die Auslegung des Netztransformators seien aus Platzgründen weggelassen. Der Leser sei u. a. auf die Veröffentlichung [3] verwiesen.

Bemessung des Gleichrichters

Die Sperrbeanspruchung je Gleichrichtervertil legt man mit einem Sicherheitszuschlag wie folgt fest:

$$U_{R_{\max}} \approx 1,1 \cdot U_{20} = 1,1 \cdot 35,5 \text{ V},$$
$$U_{R_{\max}} \approx 39 \text{ V}.$$

Die einzelnen Gleichrichter werden bei Einwegschaltung mindestens für den vollen, bei Zweiwegschaltungen für den halben Nenngleichstrom I_g ausgelegt. Nach Tabelle 6 (s. Tabellenanhang) läßt sich folgender mittlerer Gleichrichterdurchlaßstrom ermitteln:

$$I_{FN} \approx 0,5 \cdot I_g = 0,5 \cdot 0,3 \text{ A},$$
$$I_{FN} \approx 0,15 \text{ A}.$$

Die maximale Nennanschlußspannung entspricht der Nennsperrspannung. In Sperrichtung wird jeder der 4 Gleichrichterzweige mit der vollen Transformatorspannung beansprucht. Somit fällt nach Tabelle 3 (s. Tabellenanhang) die Wahl auf einen Selenkleinstgleichrichter in Brückenschaltung des Typs *B 40 C 250*.

Bemessung des Ladekondensators

Die Brummspannung U_{Br} soll laut Aufgabenstellung maximal 5% von U_g betragen. Es folgt somit ($U_{Br} = 0,05 \cdot U_g$):

$$C_L \approx \frac{2,2 \cdot I_g}{U_{Br}} = \frac{2,2 \cdot 300 \text{ mA}}{0,05 \cdot 25 \text{ V}},$$

$$C_L \approx 528 \mu\text{F}.$$

Die Normreihe bietet 470 und 1 000 μF . Man wählt den höheren Kapazitätswert, also $C_L = 1000 \mu\text{F}$.

Der Ladekondensator wird mit folgender Spannung beansprucht:

$$U_C \approx 1,41 \cdot U_{20},$$

$$U_C \approx 1,41 \cdot 35,5 \text{ V},$$

$$U_C \approx 49,7 \text{ V}.$$

Entsprechend den Normreihen wird C_L festgelegt zu 1000 $\mu\text{F}/63 \text{ V}$.

Die Spannung der Gleichrichterschaltung beträgt also im Leerlauf etwa 35 V. Sie sinkt bei Nennlast von 0,3 A auf etwa 25 V ab.

Literatur

- [2] K.-H. Schubert, Wissenswertes über Selengleichrichter, Elektronisches Jahrbuch 1979, Seite 98 bis 114, Berlin 1978.
- [2] Selen-Kleingleichrichter, Herstellerinformation 44-80, VEB Gleichrichterwerk Großbräschen.
- [3] Schuchardt/Sterzel, Dimensionierung von Netzgleichrichterschaltungen, FUNK-AMATEUR 19 (1970), Heft 7, Seite XXV bis XXVIII (Beilage).

Zählerbaustein mit digitaler Frequenzrastung für VFO

Siegmar Henschel – Y22QN

Das Problem einer guten Skale mit einer möglichst genauen und reproduzierbaren Frequenzanzeige steht bei fast allen Amateurfunk-Eigenbaugeräten. Mit entsprechend aufgebauten digitalen Frequenzzählern ist eine reproduzierbare Frequenzanzeige bei entsprechender Auflösung der Anzeige möglich. Für die Frequenzmessung im Kurzwellenbereich stehen TTL-Schaltkreise zur Verfügung. Die obere noch sicher meßbare Frequenzgrenze liegt bei etwa 100 MHz (*MH 74 S 74* o. ä.). Mit ECL-Vorteilern läßt sich der noch meßbare Frequenzbereich bis etwa 1 GHz erhöhen. Der Nachteil von TTL-Schaltkreisen besteht im relativ hohen Stromverbrauch und im geringen Integrationsgrad, d. h., es müssen viele Bausteine eingesetzt werden, um einen Minimalzähler zu erzielen. Außerdem ist der Unterdrückung der Störstrahlung beim Einsatz in empfindlichen Empfängern besondere Beachtung zu schenken, aufwendige Abschirm- und Filtermaßnahmen sind erforderlich.

Mit den neuen, höher integrierten Schaltkreisen sind relativ einfache und energiesparende Zählerschaltungen realisierbar. Der integrierte Schaltkreis *U 125 D* erfüllt als universeller Zählerbaustein viele Anforderungen, die an eine digitale Frequenzanzeige gestellt werden. Außerdem ist es mit diesem Schaltkreis möglich, mit den in ihm integrierten Komparatoren eine digitale Frequenzregelung durchzuführen.

Der Frequenzzählerbaustein *U 125 D*

Der Zählerbaustein *U 125 D* wurde in [1] von der Industrie vorgestellt. Er ist ein universeller 4stelliger dekadischer Vor-/Rückwärts-Zähler mit programmierbaren Betriebsarten. Über externe Ladeschaltungen läßt er sich voreinstellen. Die Ausgangsinformation steht an entsprechenden Ein- und Ausgängen im BCD-Format zur Verfügung. Externe Treiberstufen gestatten den Anschluß von 7-Segment-Bauelementen, die über eine interne Steuerung im Multiplexbetrieb angesteuert werden. Im Zählerschaltkreis sind noch 2 Datenspeicher sowie 1 Anzeigespeicher integriert. Zählerstand und Datenspeicherinhalt werden ständig verglichen, die Vergleichsergebnisse stehen an entsprechenden Ausgängen zur Verfügung. Außer der Betriebsart «Zähler» gestattet der Schaltkreis noch die Betriebsarten

- 3fache Summerbildung,
- 2fache Differenzbildung,
- Uhrenbetrieb in 4 Zählweisen.

Bild 1 zeigt die Anschlußbelegung des *U 125 D*. Die 4 Betriebsarten lassen sich über die Programmiergänge P1 und P2 wählen, die Eingänge sind mit pull-up Widerständen versehen. Tabelle 1 zeigt die möglichen Betriebsarten. Im vorliegenden Anwendungsfall wird der Schaltkreis im Solobetrieb mit direktem Zählbetrieb eingesetzt. Eine Kaskadierung mehrerer Schaltkreise ist möglich. Die Multiplexfrequenz für die Anzeigesteuerung

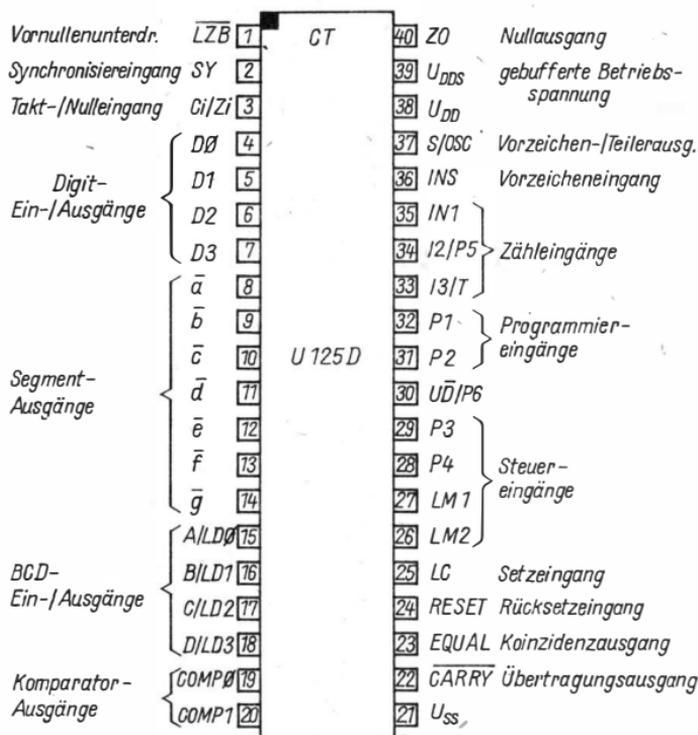


Bild 1 Anschlußbelegung des Zählerschaltkreises *U 125 D*

Tabelle 1
Die 4 möglichen Betriebsarten des Schaltkreises *U 125 D*

P1	P2	Betriebsart
H	H	direkter Zählbetrieb
H	L	Summenzählbetrieb
L	H	Differenzzählbetrieb
L	L	Uhrenbetrieb

Tabelle 2 Mit dem U 125 D einstellbare Anzeige- und Steuervarianten

Steuereingänge	Steuerungsmöglichkeit	
1. $\overline{LM1}$ $\overline{LM2}$ $\overline{P3}$ $\overline{P4}$	Anzeige Abfragespeicher, der ständig den aktuellen Zählerstand übernimmt; BCD-Ausgänge	
2. LM1 $\overline{LM2}$ $\overline{P3}$ $\overline{P4}$	Anzeige Speicher 1; BCD-Ausgänge	
3. $\overline{LM1}$ LM2 $\overline{P3}$ $\overline{P4}$	Anzeige Speicher 2; BCD-Ausgänge	
4. LM1 LM2 $\overline{P3}$ $\overline{P4}$	Anzeige Abfragespeicher, Übernahme des aktuellen Zählerstands ist unterbrochen;	
5. LM1 LM2 $\overline{P3}$ P4		BCD-Ausgänge
6. LM1 LM2 P3 $\overline{P4}$	Das Ausgangssignal der S/D-Logik wird über den Ausgang CARRY ausgegeben	
7. LM1 LM2 P3 P4	«blanking»-7-Segment-Ausgänge, BCD-Ausgänge und Vorzeichenausgang S/OSC sind offen	
8. $\overline{LM1}$ $\overline{LM2}$ P3 $\overline{P4}$	Digit-synchrone Dateneingabe über BCD-Eingänge;	in Zähler
9. LM1 $\overline{LM2}$ P3 $\overline{P4}$		
10. $\overline{LM1}$ LM2 P3 $\overline{P4}$		in Speicher 2
11. $\overline{LM1}$ $\overline{LM2}$ P3 P4	dekadenweise Dateneingabe; Vorzeichenwechsel	in Zähler
12. LM1 LM2 P3 P4		
13. $\overline{LM1}$ LM2 P3 P4		in Speicher 2
14. LM1 $\overline{LM2}$ $\overline{P3}$ P4	Anzeige Abfragespeicher, BCD-Ausgänge, Übernahme des Zählerstands in den Abfragespeicher ist unterbrochen, M1 übernimmt Inhalt des Abfragespeichers	
15. $\overline{LM1}$ LM2 $\overline{P3}$ P4	analog der Programmierung 14, nur für M2	
16. $\overline{LM1}$ $\overline{LM2}$ $\overline{P3}$ P4	keine Anzeige, 7-Segment-Ausgänge sind offen; BCD-Ausgänge, Ausgabe des Vorzeichens über S/OSC	

wird in einem internen Oszillator erzeugt, eine externe Steuerung ist möglich. Für ein sauberes Voreinstellen des Zählers hat sich eine Multiplexfrequenz von etwa 30 kHz als günstig erwiesen, sie wird durch den Anschluß eines Kondensators von 330 pF zwischen den Eingang CI/ZI und U_{SS} festgelegt.

Die zu zählende Frequenz wird dem Eingang IN1 mit TTL-Pegel zugeführt. Die garantierte maximale Zählfrequenz beträgt 2 MHz, lag jedoch bei allen ausgemessenen Mustern bei über 3,5 MHz. $UD/P6$ legt die Zählrichtung fest, H $\hat{=}$ vorwärts, L $\hat{=}$ rückwärts. Die Programmierung des Zählumfangs wird am Zählzugang I2/P5 vorgenommen. L-Pegel entspricht einem Zählumfang von ± 9999 , H-Pegel entspricht 9923. Am Ausgang S/OSC wird das Vorzeichen angezeigt. L = +, H = -. Die Steuerung der Datenein- und -ausgabe geschieht über die Steuereingänge P3, P4, LM1 und LM2. Es

lassen sich 16 Steuer- und Anzeigenvarianten ermöglichen, die in Tabelle 2 zusammengefaßt sind. Außerdem gestattet der H-aktive Reset-Eingang ein Rückstellen des Zählers auf «0000». Ein H-Impuls am LC-Eingang bewirkt die Übernahme des Speicher-2-Inhalts in den Zähler.

Im Schaltkreis sind noch 2 Speicher für jeweils 4 Dekaden und das Vorzeichen integriert. Ein zusätzlicher Abfragespeicher erlaubt es, bei weiterlaufendem Zähler den Zählerstand zum Ablesen anzuhalten. Eine Koinzidenzlogik vergleicht den aktuellen Zählerstand (C) mit dem Speicherinhalt von Speicher 1 (M1). Sind Zählerstand und Speicherinhalt identisch, zeigt der EQUAL-Ausgang H-Pegel an. Eine Komparatorlogik vergleicht laufend den Zählerstand mit dem Inhalt des Speichers 2 (M2). Über die beiden Ausgänge COMP 0 und COMP 1 wird das Vergleichsergebnis ausgegeben (s. Tabelle 3). Über den Eingang LZB ist eine Vornullunterdrückung möglich, im vorliegenden Anwendungsfall wird davon jedoch abgesehen. Zum Voreinstellen des Zählers und der Speicher gibt es 2 Möglichkeiten. Bei der digitsynchronen Eingabe werden die Daten im BCD-Format an die Eingänge A/LD 0 bis D/LD 3 angelegt und multiplex in den Zähler oder einen Speicher übernommen. Der am Vorzeicheneingang INS anliegende Pegel (H = -, L = +) wird ebenfalls übernommen. Eine weitere Möglichkeit besteht in der dekadenweisen Eingabe der Daten, die für die Uhrenbetriebsarten wichtig ist. Die Betriebsspannung des Zählerschaltkreises beträgt 5 V, die mittlere Stromaufnahme liegt bei 40 mA. Alle Ein- und Ausgänge sind TTL-kompatibel.

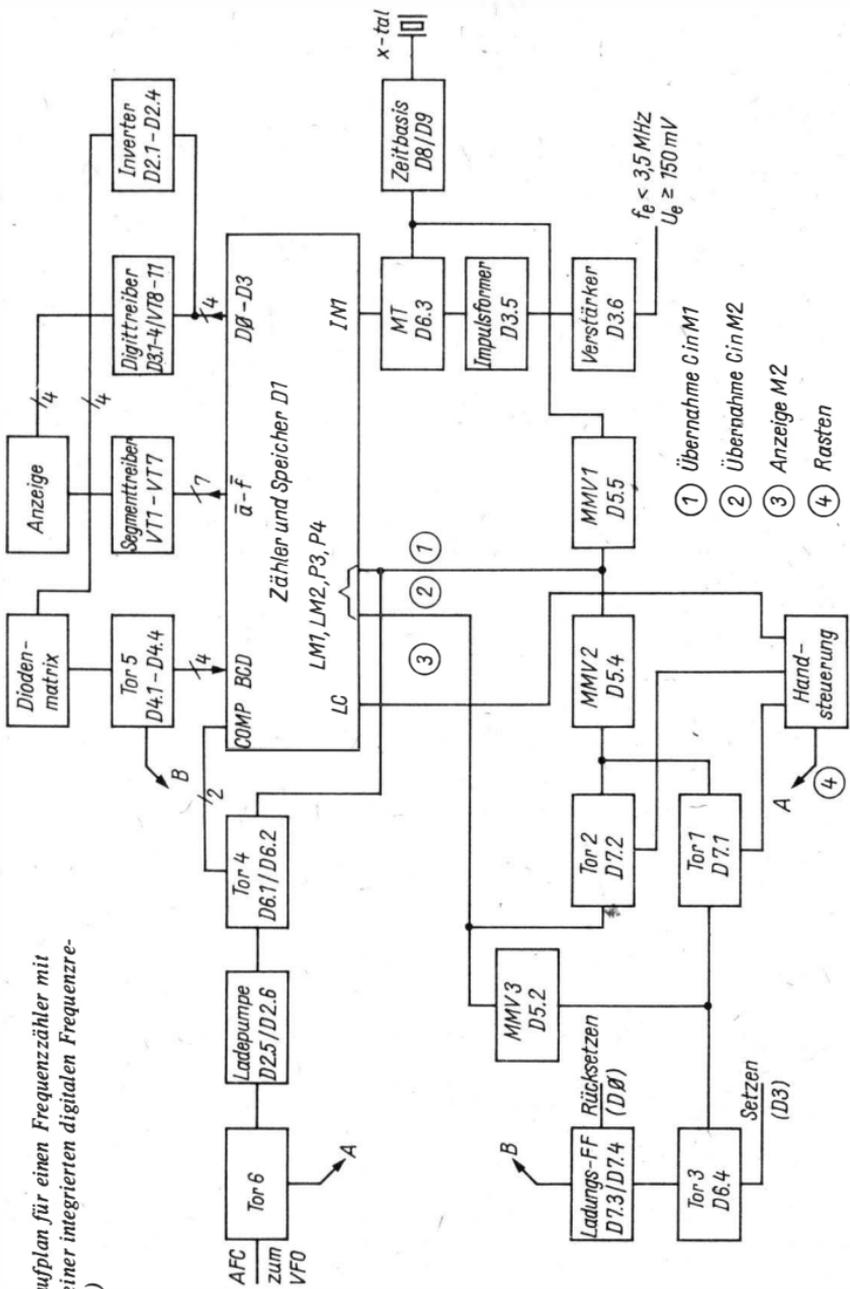
Tabelle 3
Ausgangssignal der Komparatoren beim Vergleich des Speicher-2-Inhalts mit dem Zählerstand

COMP 0	COMP 1	Vergleichsergebnis
H	L	C > M2
L	H	C = M2
L	L	C < M2

Zählerbaustein mit digitaler Frequenzregelung

Um es gleich vorwegzunehmen, mit dem vorgestellten Zählerbaustein mit einer integrierten DAFC kann man keinen VFO stabilisieren, der elektrisch oder mechanisch instabil ist. Eine DAFC ist eine relativ langsame Regelschaltung, die beim VFO nur die sehr zeitaufwendige Temperaturkompensation erspart und den VFO an eine Quarzzeitbasis langzeitstabil «anbindet». Mit dem VFO muß ohne Zählerbaustein und DAFC normaler Betrieb in der gewünschten Betriebsart möglich sein! Der Vorteil dieser Frequenzregelung liegt in der losen Ankopplung an den VFO, so daß seine Eigenschaften, hauptsächlich das Seitenbandrauschen, nicht verändert werden. Diese DAFC weist gegenüber anderen bekannten Schaltungen den Vorteil

Bild 2
Prinzipstromlaufplan für einen Frequenzzähler mit Speicher und einer integrierten Frequenzregelung (DAFC)



auf, daß laufend das gesamte Meßergebnis verglichen wird und nicht, wie z. B. nach der Schaltung von *DJ7VY*, die in [2] veröffentlicht ist, nur die letzte Stelle vom Zählergebnis.

Dazu kann durch den integrierten Speicher eine beliebige Frequenz, die man sich beim «übers Band drehen» merken möchte, zwischengespeichert werden. Dazu betätigt man aber nur bei der eingestellten Frequenz die Taste «Laden M2», und das Zählergebnis von C wird in M2 übernommen. Soll nach dem «Bandabsuchen» diese Frequenz gerastet werden, zeigt man sie nach Drücken der Taste «Anzeige M2» kurz an und stimmt den VFO auf etwa diese Frequenz ab. Beim Betätigen der Taste «Rasten» wird die VFO-Frequenz mit der DAFC auf die in M2 gespeicherte Frequenz eingestellt. Weiterhin ist es möglich, diesen Baustein nur als Zähler mit Speicher zu benutzen. Bei einer anderen Programmierung der Steuereingänge ist auch Zählbetrieb mit 2 unabhängigen Speichern möglich (s. Tabelle 2). Mit entsprechenden Vorteilern läßt sich ein universeller Zählerbaustein mit geringem Aufwand realisieren.

An Hand der Prinzipschaltung (Bild 2) soll die Ablaufsteuerung als Zähler mit einem Speicher und DAFC näher erläutert werden. Das zu mesende Signal (*fe*) führt man über eine Verstärker- und Impulsformerstufe dem Meßtor (MT) zu, das durch die Zeitbasis gesteuert wird. Die Länge des Meßtakts richtet sich nach der gewünschten Auflösung des Zählers. Für eine «normale» Frequenzanzeige genügt eine Auflösung von 1 kHz, d. h., der Meßtakt muß 1 ms lang sein. Kritisch wird es jedoch, wenn im gerasteten Zustand eine SSB- oder CW-Station gelesen werden soll. Für diesen Betriebsfall muß der Meßtakt auf 10 ms, was einer Auflösung von 100 Hz entspricht, umgeschaltet werden. Für die Gewinnung des Meßtakts ist ein Uhrenschaltkreis *U 114 D* (D8) eingesetzt worden, der bei einer Quarzfrequenz von 2 048 kHz am Ausgang einen Meßtakt von 1 ms liefert. Ein nachgeschalteter Transistor (VT12) wirkt als Pegelwandler. Mit einem weiteren Teilerschaltkreis kann ein beliebiger Meßtakt eingestellt werden. Beim Muster ist der in I²L-Technik hergestellte Teilerschaltkreis *E 351 D* eingesetzt

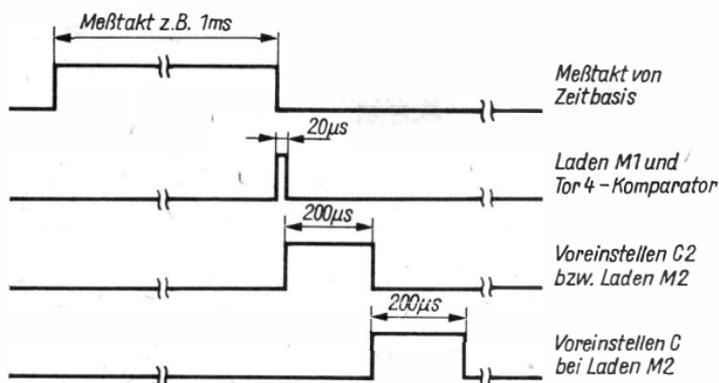
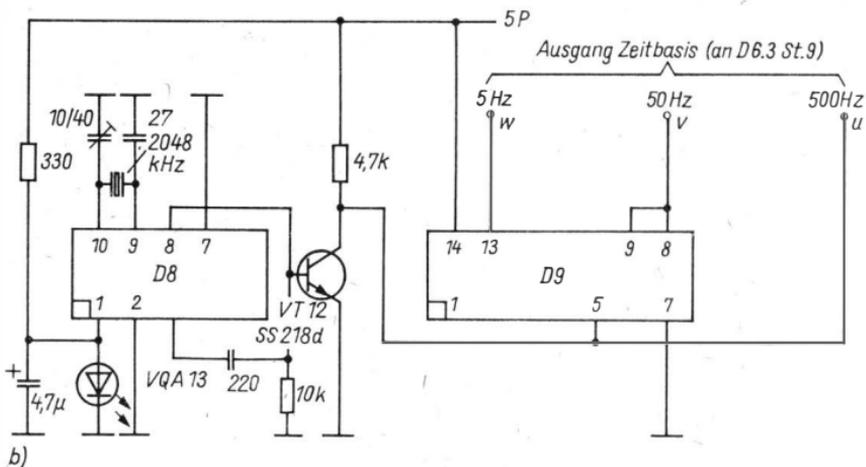


Bild 3 Impulsdigramm zur Ablaufsteuerung des Zählerbausteins

worden, der sich durch seine vielen Teilervarianten und seine geringe Stromaufnahme gut in das Gesamtkonzept einfügt.

Bild 3 zeigt die Impulsfolge für die Ablaufsteuerung. Die Rückflanke des Meßtakts steuert den monostabilen Multivibrator MMV 1, der einen etwa 20 μ s langen Impuls zum Laden des Zählerstands in M1 über die Programmieringänge P3, P4, LM1 und LM2 liefert. Zum Erreichen einer «ruhigeren Anzeige» wird immer Speicher 1 angezeigt, während M2 als «Arbeitspeicher» arbeitet. Gleichzeitig wird mit der Übernahme der Information in M1 das Tor 4 geöffnet und die an den Komparatorausgängen COMP 0 und COMP 1 anliegende Information über die Zählerstände von C und M2 an die Ladepumpe weitergereicht. Die Rückflanke des Speicherimpulses steuert MMV2 an, der einen etwa 200 μ s langen Impuls zur Aktivierung des Tores 3 zum Voreinstellen des Zählers liefert. Dieses Voreinstellen ist erforderlich, um im Zähler eine der Empfangsfrequenz entsprechende Anzeige zu erhalten. Mit diesem Impuls wird über Tor 1 das Tor 3 vorbereitet, der nächste eintreffende Steuerimpuls vom Digit-Treiber D3 setzt das Ladungs-Flip-Flop. Die Digit-Impulse steuern gleichzeitig die Diodenmatrix an. Das Ladungs-Flip-Flop öffnet Tor 5, und die in der Diodenmatrix eingestellte Information im BCD-Code wird digitsynchron in den Zähler gelesen. Mit der Rückflanke des Digit-D0-Impulses wird das Ladungs-Flip-Flop wieder rückgesetzt und Tor 5 geschlossen. Tor 5 besteht aus Inverterstufen, deren Ausgänge Tri-State-Verhalten aufweisen und im nichtaktivierten Zustand hochohmig sind. Mit Beginn des nächsten Meßtakts beginnt der Zähler ab der voreingestellten Information zu zählen.

Soll ein Zählergebnis in M2 zwischengespeichert werden, so wird über die Handsteuerung Tor 1 geschlossen und Tor 2 geöffnet, und der Vorbereitungsimpuls vom MMV2 gelangt zu den Programmieringängen. Die Rückflanke dieses Ladeimpulses steuert über MMV3 das Tor 3, das, wie oben erläutert, das Voreinstellen des Zählers steuert. Soll der VFO an den Zähler «angebunden», d. h. die in M2 gespeicherte Frequenz festgehalten werden, so wird mit der Handsteuerung Tor 6 aktiviert und der VFO an die Lade-



pumpe angeschaltet. Weicht das Zählergebnis in C von dem in M2 gespeicherten Wert ab, dann liefert die Ladepumpe so lange positive oder negative Impulse, bis über die Nachstimmspannung für die Kapazitätsdiode die VFO-Frequenz mit der gespeicherten Frequenz übereinstimmt.

Die Anzeige des Zählers geschieht über 7-Segment-Bauelemente, die im Multiplexbetrieb angesteuert werden. Die Segmentausgänge des *U 125 D* dürfen nur mit etwa 1,8 mA bei Low-Pegel belastet werden, so daß Segmenttreiber-Transistoren (VT1 bis VT7) erforderlich sind. Ebenso sind die Digit-Ausgänge nur mit 1 TTL-Last belastbar, nachgeschaltete Treiberstufen übernehmen die Ansteuerung der Anzeigebausteine. Durch eine an Stift 39 angeschlossene Spannungsquelle von größer als +2 V gegen U_{SS} ist ein Datenerhalt von C und M1 sowie M2 bei Ausfall der Betriebsspannung möglich. Die Stromaufnahme beträgt etwa 2 mA.

Den Stromlaufplan des Zählerbausteins zeigen Bild 4a und Bild 4b. Der gesamte Zähler ist mit CMOS-Schaltkreisen bestückt, so daß sich eine sehr geringe Stromaufnahme ergibt. Sie wird im wesentlichen von der Stromaufnahme der Anzeigebauelemente bestimmt (I_{ges} etwa 120 mA), während der Zählerbaustein bei dunkelgetasteter Anzeige (Stift 1 von IS D3 auf H-Pegel) nur eine Stromaufnahme von etwa 40 mA aufweist. Bild 5 zeigt die Detailschaltung der Diodenmatrix. Zum Voreinstellen des Zählers auf die gewünschte Zwischenfrequenz sind an den entsprechenden Kreuzungspunkten Dioden einzusetzen, wie am Beispiel für die Voreinstellung der 0500 gezeigt ist.

Für die Realisierung der DAFC gibt es viele Varianten. An den Komparatorausgängen COMP 0 und COMP 1 liegt je nach Speicher-2-Inhalt und Zählergebnis eine Information nach Tabelle 3 an. Die Aufgabe der Ladepumpe ist es, bei Abweichungen des Zählergebnisses vom Speicherinhalt positive oder negative Impulse zu liefern, die die Spannung am Ladekondensator C_a (s. Bild 6) entsprechend verändern, so daß mit der Kapazitätsdiode eine proportionale Frequenzänderung eintritt und der Inhalt von C = M2 wird. Bei Gleichheit muß die Ladepumpe hochohmig sein. Der CMOS-Schaltkreis *V 40098 D* hat Ausgänge mit Tri-State-Verhalten, das

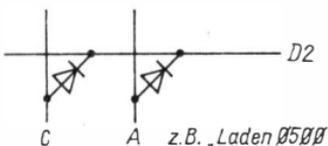
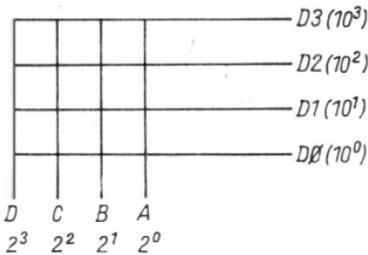


Bild 5
Diodenmatrix zur Voreinstellung des Zählers

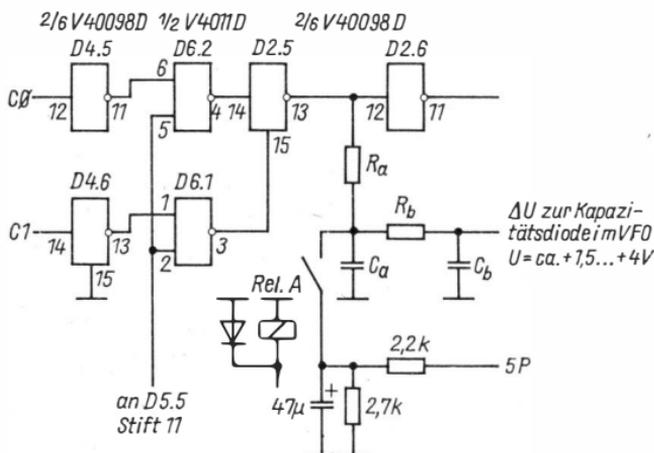


Bild 6 Funktionsprinzip der Ladepumpe für die Frequenzregelung mit CMOS-Schaltkreisen

sich über die Freigabeeingänge (E_{EN}) steuern läßt. Bei H-Signal an den E_{EN} -Eingängen ist der Ausgang hochohmig, bei L-Signal wird die Eingangsinformation invertiert zum Ausgang übertragen.

Tabelle 3 läßt erkennen, daß COMP 1 nur bei $C = M2$ H-Pegel führt, bei $C \neq M2$ ist COMP 1 Low. Diese Information wird über einen Inverter (D4.6) und Tor 4 (D6.1) dem Freigabeeingang (Stift 15) von IS D2.5 zugeführt. Bei L am COMP-1-Ausgang ist IS D2.5 aktiviert, die Information von COMP 0 wird über den Inverter D 4.5 und Tor 4 (D 6.2) dem Eingang von IS D2.5 zugeführt. An seinem Ausgang steht dann ein positiver oder negativer Impuls zur Frequenzregelung zur Verfügung. Ein nachgeschalteter Inverter (D2.6) liefert eine negierte Regelspannung. Bei abgeschalteter Frequenzregelung (Relais A geschlossen) liegt an C_a eine Spannung von 2,75 V an, die über das Siebglied R_b , C_b als Nachstimmspannung für den VFO zur Verfügung steht. Bei eingeschalteter Frequenzregelung (Relais A offen) wird C_a entsprechend der Information aus dem Komparator über R_a aufgeladen oder entladen.

Dieser gesamte Regelkreis ist sehr hochohmig auszuführen. Für C_a und C_b sind nur hochwertige Kondensatoren und für Relais A eine Ausführung mit guter Isolation (*Geko*-Relais) zu verwenden. D2 sollte eine getypte Ausführung sein, Anfallbauelemente haben oft zu hohe Leckströme bei offenem Ausgang. R_b und C_b sind möglichst nahe der Nachstimmdiode im VFO anzuordnen, die Verbindung vom Zähler zum VFO ist über eine hochwertige, abgeschirmte Leitung auszuführen. Infolge der statistischen Schwankungen (± 1 Digit) liefert bei ordnungsgemäßem Aufbau die Ladepumpe im eingerasteten Zustand gleich viele positive und negative Impulse über R_a an die Regelschaltung. Mit einem Oszillografen kann das einwandfreie Arbeiten der Regelschaltung am Stift 11 oder Stift 13 der IS D2 kontrolliert werden. Der Auskoppelkondensator zum Oszillografen muß einen hohen Isolationswiderstand aufweisen, um die Regelschaltung nicht zu belasten.

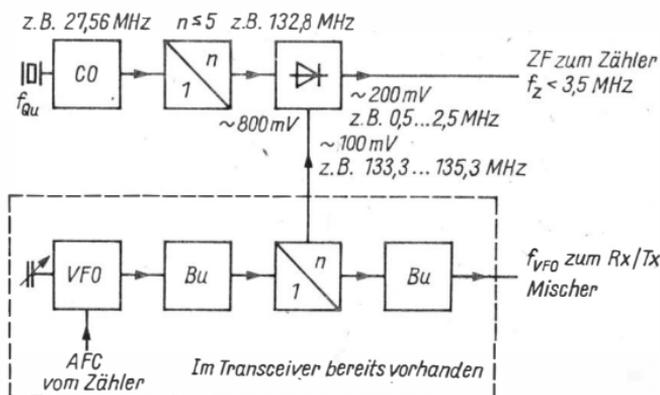


Bild 7 Prinzipschaltung eines Rückmischoszillators zum Anschalten des Zählerbausteins an einen 2-m-Transceiver

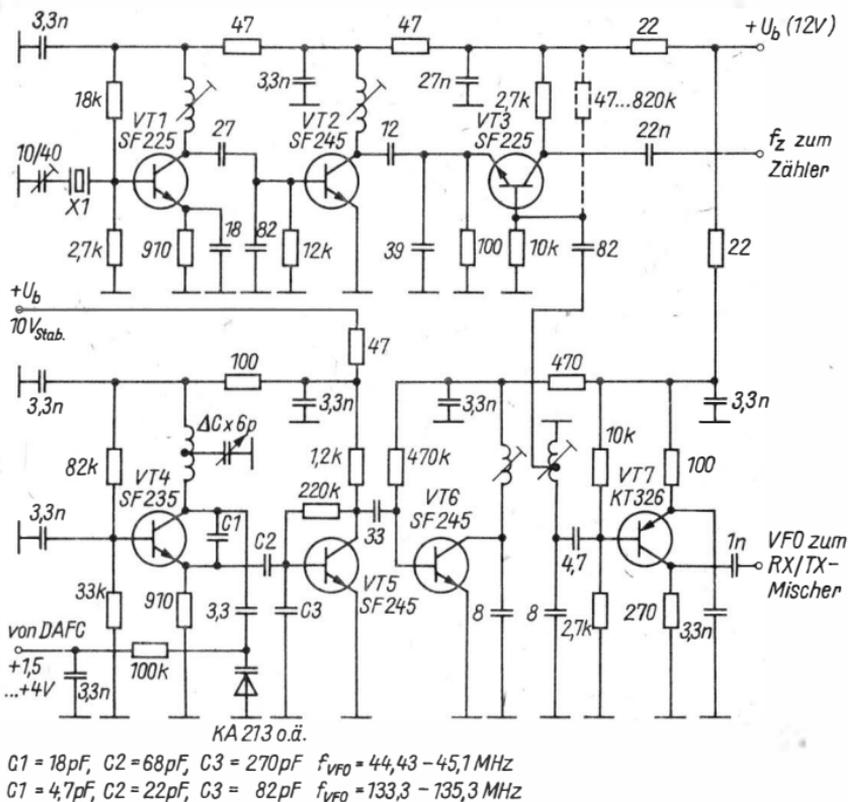
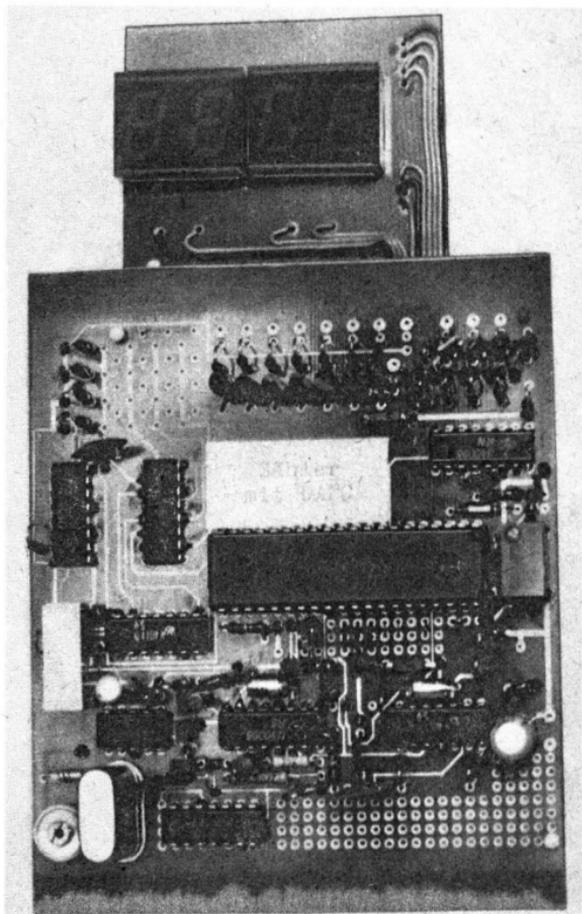


Bild 8 Stromlaufplan eines Rückmischoszillators mit VFO für einen 2-m-FM-Transceiver

Dieser Zählerbaustein arbeitet bis etwa 3,5 MHz Eingangsfrequenz. Die Eingangsempfindlichkeit liegt bei etwa 150 mV und läßt sich mit R27 einstellen. Für höhere Eingangsfrequenzen können Vorteiler (z. B. D 192 D) vorgeschaltet werden, wobei zu beachten ist, daß die Zeitbasis im gleichen Teilverhältnis mit umgeschaltet wird. Für die Messung von Frequenzen im VHF-Bereich wurde eine Rückmischschaltung nach dem Prinzip in [3] gewählt. Bild 7 zeigt die Prinzipschaltung eines VFO mit DAFC für einen 2-m-FM-Transceiver. Der «untere Teil» der Schaltung mit VFO, Buffer- und Vervielfacherstufen ist im Transceiver vorhanden. Neu müssen lediglich ein frequenzstabiler Quarzoszillator mit anschließender Vervielfacherstufe und ein Mischerbaustein gebaut werden. Wie aus Bild 7 ersichtlich, sind die Frequenzen für den Rückmischquarz frei wählbar, da mit der Vorprogrammierung des Zählers der entsprechende Frequenzversatz korrigiert werden kann. Bei der Auswahl der Frequenzen ist lediglich zu beachten, daß keine Oberwelle von den durch die Mischung auftretenden Frequenzen in einen verwendeten ZF-Bereich oder die Empfangsfrequenz fällt.



*Bild 9
Ansicht des kompletten
Zählerbausteines nach
Bild 4; die Diodenmatrix
ist noch unbestückt*

Bild 8 zeigt eine an einem Handfunksprecher nach [4] erprobte Schaltung. Der VFO-Baustein weist keine Besonderheiten auf, die Kapazitätsdiode ist über 3,3 pF lose an den Schwingkreis angekoppelt, so daß die Eigenschaften des VFO nicht verschlechtert werden. Aus der Vervielfacherstufe wird eine Spannung von etwa 100 mV für den Rückmischer ausgekoppelt. Für den Rückmischquarz setzt man einen 26,56-MHz-Quarz ein, wie er in Fernsteuerempfängern verwendet wird (Kanal 6 oder Kanal 7). Um eine große Frequenzstabilität zu erreichen, arbeitet dieser Quarzoszillator auf 26,56 MHz. Die nachfolgende Verfünfacherstufe liefert etwa 800 mV auf 132,8 MHz an den Emitter des Mischtransitors. Am Kollektor von VT3 liegt eine ZF-Spannung von etwa 200 mV an, die dem Zählerbaustein zugeführt wird. Bei einer VFO-Frequenz von 133,3 bis 135,3 MHz ergibt sich eine Rückmischfrequenz von 0,5 bis 2,5 MHz, die der Zählerbaustein problemlos verarbeitet. Bei der in Bild 4 angegebenen Dimensionierung der Siebglieder und der gegebenen Torzeit von 20 μ s für Tor 4 wurde mit der vorgestellten Schaltung eine Frequenzkonstanz des 133,... - MHz-VFO von ± 25 Hz bei einem Meßtakt von 1 ms gemessen. Der Haltebereich der DAFC liegt bei etwa ± 25 kHz.

Literatur

- [1] A. Junghans, Eigenschaften, Aufbau und Einsatzmöglichkeiten des Zäblerschaltkreises U 125 D, 10. Halbleiterbauelemente-SYMPOSIUM 1983, Frankfurt (Oder), Referate-Band 1.
- [2] D. Lechner/P. Fink, Kurzwellensender, Berlin 1979.
- [3] S. Henschel, VHF-Zählerbaustein mit MOS-Hochvolt Schaltkreisen, FUNKAMATEUR 1985, Heft 7, Seite 339.
- [4] S. Henschel, 144-MHz-FM-Handfunksprechgerät mit Piezofiltern, FUNKAMATEUR 1984, Heft 7, Seite 330.

Linearverstärker für 432 MHz

Ing. Hans-Uwe Fortier, Y2300

Die beiden im folgenden beschriebenen 2stufigen Linearverstärker sind in der 70-cm-Anlage des Autors eingebaut und zeigten bei guten Ausbreitungsbedingungen ausgezeichnetes Betriebsverhalten. Der Verstärker mit $2 \times KT 610A$ erzeugt bei einer Steuerleistung von 100 mW etwa 1,2 W Ausgangsleistung. Das ist keine überwältigende Leistungsverstärkung, hat aber den Vorteil geringer Intermodulationsverzerrungen. Der 2. Linearverstärker erhält etwa 1 W Steuerleistung und gibt als Ausgangsleistung etwa 8 W HF an 50Ω ab. Auch in diesem Fall sind die Intermodulationsverhältnisse sehr gut. Im C-Betrieb könnten ohne weiteres die 12 W Ausgangsleistung, die der Typ *C12-12* nach dem Datenblatt abgeben muß, erreicht werden. Da die beiden Verstärker aber in SSB- bzw. ATV-Betrieb arbeiten, wurde ausschließlich auf A-Betrieb Wert gelegt.

Schaltungsbeschreibung des 1-W-Verstärkers

Auf der Suche nach einem geeigneten Kleinleistungs-UHF-Transistor fiel die Wahl auf den *KT 610A*. Dieser Transistor hat eine Transitfrequenz von 1 GHz und ist damit gut für die lineare Verarbeitung von Frequenzen um 400 MHz geeignet. Es gibt aus der Produktion der UdSSR für diese Frequenz besser geeignete Transistoren, sie waren leider nicht greifbar und benötigten auch höhere Betriebsspannungen, so daß der *KT 610A* eingebaut wurde.

Die Schaltung (Bild 1) wurde in $\lambda/4$ -Stripline-Technik entworfen. Dazu wurde *Cevausit*-Leiterplattenmaterial, beidseitig beschichtet, eingesetzt. Die $\lambda/4$ -Kreise wurden ausgeätzt, dadurch ergibt sich eine relativ kleine Leiterplatte. Die Leitungsführung ist in Bild 2 wiedergegeben. Das Eingangssignal gelangt über ein Transformationsglied $C1/C2$ auf den kapazitiv verkürzten $\lambda/4$ -Kreis, der durch die Basis-Emitter-Eingangskapazität und durch $C3$ belastet ist. Die Basisvorspannung gelangt über eine $\lambda/4$ -Drossel (*LDr 1*), die auf einen $10\text{-k}\Omega$ -Widerstand von 2 W Verlustleistung gewickelt wurde, an die Basis von VT1. Zur Verhinderung von parasitären Schwingungen sind noch zusätzlich 2 Kondensatoren ($C4$ und $C5$) zur Betriebsspannungssiebung eingebaut. $C5$ sollte ein *Tantal*-Elektrolytkondensator sein, da er auch für hohe Frequenzen relativ geringen Verlustfaktor aufweist.

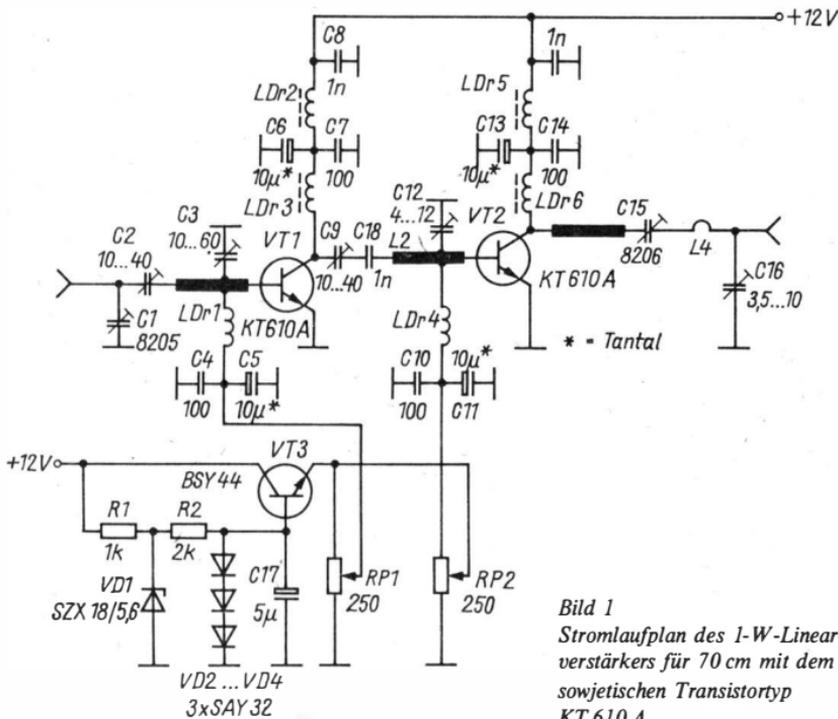


Bild 1
Stromlaufplan des 1-W-Linear-
verstärkers für 70 cm mit dem
sowjetischen Transistortyp
KT 610 A

Die Betriebsspannung für VT1 gelangt ebenfalls über ein hocheffektives Siebglied an den Kollektor. Das Siebglied besteht aus C8, LDr.2, C6, C7 und LDr.3. Dieses Siebglied muß parasitäre Schwingungen, aber auch Schwingungen im Niederfrequenzgebiet, die durch die Drosselinduktivitäten und Abblockkondensatoren entstehen können, verhindern.

So manch ein Funkamateurliebt es, die Ursachen eines Lattenzauns, der 100 kHz oder mehr (plus, minus) um die Nutzfrequenz liegt, zu finden und dann zu eliminieren. Schuld daran sind in den meisten Fällen falsch bemessene Siebglieder, die zwar ein Abfließen der Betriebsfrequenz verhindern, aber alle anderen Möglichkeiten unberücksichtigt lassen. Aus diesem Grund wurden für die Induktivitäten sehr stark bedämpfte Ferritdrosseln eingesetzt, die auf diese Weise außerordentlich breitbandig und bis ins «NF-Gebiet» wirksam sind. C6 muß auch in diesem Fall ein Tantal-Typ sein.

Das verstärkte Signal nimmt man über einen Trimmer C9, der auch hier Transformationseigenschaften hat, ab. Zwischen C9 und L2 ist noch ein Schutzkondensator C18 eingefügt. Er verhindert, wenn der Trimmer C9 einen Schluß hat, daß VT2 durch die dann an der Basis anliegende hohe Spannung zerstört wird. C18 ist ein Scheibenkondensator, der mit einem Belag direkt auf den Leitungskreis gelötet wird. Auf dem anderen Belag wurde der Anschluß von C9 befestigt. Bei Abgleicharbeiten hat sich C18 mehrfach bewährt.

L2 ist auch ein Stripline-Kreis, auf den der Basisanschluß von VT2 auf-

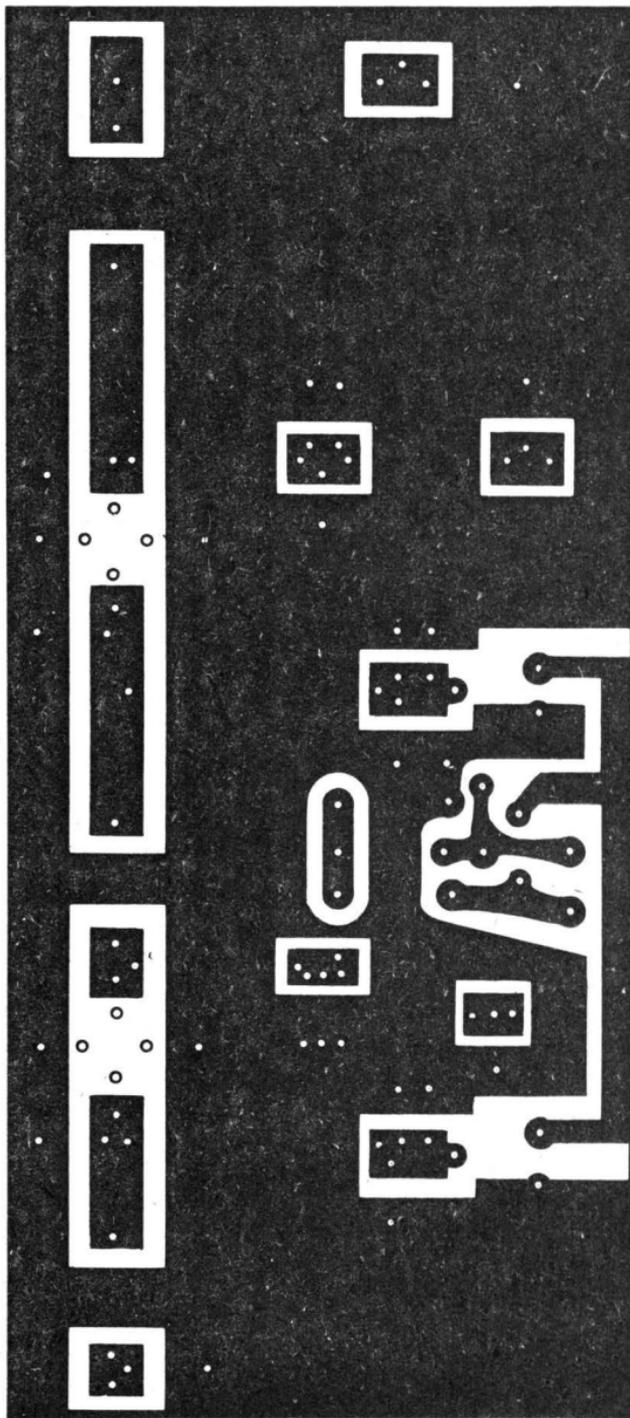


Bild 2 Leitungsführung der doppeltkaschierten Leiterplatte für den I-W-Verstärker

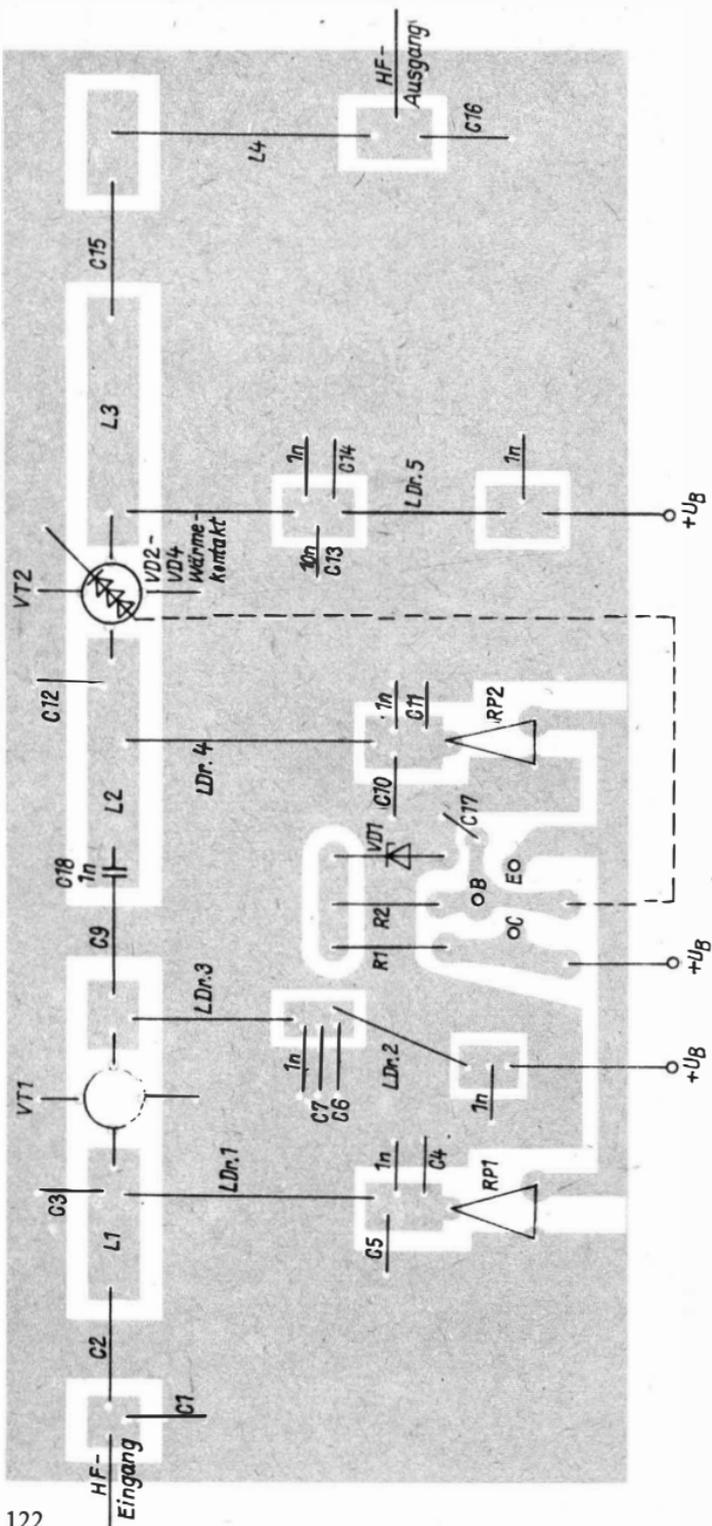


Bild 3 Bestückungsplan der Leiterplatte für den I-W-Verstärker. Die Leiterplatte wird von der Leiterseite bestückt

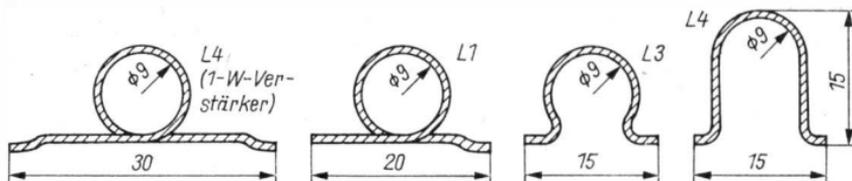


Bild 4 Abmessungen der Induktivitäten für den 1-W-Verstärker (L4) sowie für den 8-W-Verstärker

gelötet ist. Auch bei dieser Stufe sind die Basisvorspannung und die Betriebsspannung genauso zugeführt wie bei der Stufe mit VT1, so daß sich hierzu weitere Ausführungen erübrigen.

Der Ausgangskreis für VT3 bereitete einige Mühe in seiner Konstruktion. In diesem Fall ist ein Stripline-Kreis L3 mit einer konzentrischen Induktivität vereint. Durch diese Anordnung von L3/C15 und L4/C16 ist eine ausgezeichnete Transformation des Kollektorausgangsleitwerts zur Antennenimpedanz von 50Ω oder zu einer nachfolgenden Verstärkerstufe gegeben. Es gelang mit diesem Hybridkreis eine sehr gute Auskopplung der Energie, so daß der Wirkungsgrad dieser Stufe über dem Durchschnitt liegt.

Vorspannungserzeugung

Einige Mühe verursachte die Basisvorspannungserzeugung. Die Methode mit der vielfach in der Literatur angeführten Stromstabilisierung durch eine Diode versagte in diesem Fall völlig ihren Dienst. Beim Abgleich und in der Erprobung des Linearverstärkers «starben» aus unerklärlichen Gründen mehrere KT 610 A. Bei der Suche nach der Ursache stellte sich die ungenügende Basisvorspannungsstabilität, die nur begrenzt impulsfest und stromergiebig ist, heraus. Weiter wurden Probleme mit der thermischen Arbeitspunktstabilität festgestellt.

Aus diesen Gründen wurde nach einer anderen Art der Basisvorspannungserzeugung gesucht und ein Ausflug in die Gittervorspannungserzeugung von Gitterbasisstufen unternommen. Dabei brachte eine abgewandelte Schaltung eines Parallelreglers die gewünschten Erfolge. Dieser Regler ist mit dem BSY 44 aufgebaut, der mit 12 V Betriebsspannung betrieben wird. Die Basisspannung ist durch VD1 auf 5,6 V stabilisiert und wird dann weiter durch die Vorspannung der in Reihe geschalteten Dioden VD2 bis VD4 auf 2 V begrenzt. In dem Emitter von VT3 liegen 2 parallelgeschaltete Steller. Über diese Steller werden die beiden Basisvorspannungen für VT1 und VT2 abgegriffen.

Fortan gab es keinen Ärger mit «sterbenden» Transistoren. Der Gleichstromarbeitspunkt ließ sich einwandfrei von C- bis in den A-Betrieb einstellen. Weiterhin konnte eine gute thermische Arbeitspunktstabilisierung realisiert werden. Dazu sind die 3 Dioden VD2 bis VD4 in unmittelbarem Wärmekontakt mit dem Transistor VT2 gebracht worden, indem die Dioden mit 2-Komponenten-Kleber auf dem Transistor festgeklebt wurden.

Abgleich

Der Abgleich dieses Linearverstärkers ist relativ unproblematisch. Hat man die Betriebsspannung angeschlossen – dabei empfiehlt es sich, in die Zuleitung von U_B eine Glühlampe als Strombegrenzung einzuschleifen –, muß der Ruhestrom von VT1 und VT2 eingestellt werden. Den Kollektorstrom von VT1 regelt man mit RP1 auf etwa 60 mA ein. Danach stellt man für VT2 mit RP2 einen Strom von etwa 75 mA ein. Nun muß an den Ausgang ein Abschlußwiderstand angelötet werden. Ist diese Arbeit beendet, kann der Linearverstärker angesteuert werden. Den Abgleich beginnt man mit einer geringen Steuerleistung (10 mW sind ausreichend).

Parallel zum Abschlußwiderstand muß nun die HF-Spannung mit einem Tastkopf gemessen werden. Nun beginnt man, vom Eingang angefangen, mit dem Abgleich der Trimmer, dabei sollte man mit einem Absorptionsfrequenzmesser die Frequenz kontrollieren. Abgeglichen wird auf maximale Ausgangsspannung bei ständiger Überprüfung der Frequenz. Diesen Abgleich muß man 2- bis 3mal wiederholen. Nun kann man die Eingangsleistung erhöhen und einen Feinabgleich vornehmen. Dabei ist die Stellung der Trimmer nur leicht zu verstellen. Bei gutem Abgleich steigt der Kollektorstrom von VT2 durch Aussteuerung auf etwa 150 mA. Nach beendeter Abgleich kann auch die Glühlampe der Strombegrenzung abgebaut und die Spannungszuführung direkt angeschlossen werden.

Aufbauhinweise

Die Leiterplatte (Bild 2) besteht aus doppelkaschiertem Halbzeug. Die Rückseite wirkt als Massefläche. Um einen Kurzschluß zu vermeiden, müssen die Löcher auf der Rückseite freigelegt werden. Die Erdung bzw. Durchkontaktierung hat nur an den Emitteranschlüssen der Transistoren zu geschehen. Dazu ist eine sehr dünne Folie zwischen jeden Emitteranschluß und der Leiterplatte zu legen und dann zu verlöten. Die Folie muß in der Bohrung der Leiterplatte für den Transistor überstehen und wird umgebogen und mit der Massefläche verlötet. Nur dadurch wird gewährleistet, daß die HF-Erdung der Leiterplatte exakt ist und Schwingungserscheinungen ausgeschlossen sind. Die Leiterplatte baut man am besten in eine Kassette ein. Die HF-Zu- und -Abführung geschieht über BNC-Buchsen. Die Spannung muß über 2 Durchführungskondensatoren zugeführt werden. Zur Kühlung der Transistoren ist ein Kühlkörper vorzusehen, der den unteren Abschluß der Kassette bildet. Ohne ausreichende Kühlung dürfen die Transistoren nicht betrieben werden. P_{tot} ist sehr rasch erreicht und führt zum Wärmedurchbruch der Basis-Emitter-Strecke.

Schaltungsbeschreibung des 8-W-Verstärkers

Als Transistoren setzt der Autor in seinem Gerät die Typen C3-12 und C12-12 von CTC ein. Als Austauschypen können die Transistoren der Typenreihe KT925 in Betracht gezogen werden. Es sind 12-V-Transistoren mit einer Transitfrequenz von 500 MHz. Ihr Wirkungsgrad dürfte aber bei 430 MHz geringer sein als die der CTC-Typen.

Von seiner Grundkonzeption her gleicht dieser Verstärker dem 1-W-Verstärker. In Bild 5 ist der Stromlaufplan wiedergegeben. Aus Platzgründen wurden die Induktivitäten in Hybridtechnik ausgeführt. Die kapazitiv verkürzten $\lambda/4$ -Leitungskreise bestehen aus Stripline-Kreisen und Drahtschleifen, wie das im Stromlaufplan schon angedeutet ist. Der Signalverlauf gleicht dem des 1-W-Verstärkers. Auch haben die Abstimmeelemente die Aufgabe, die richtige Frequenz und Anpassung bzw. Transformation zu bewirken. Eine Besonderheit liegt bei den Schwingkreisen des Endstufentransistors vor. In diesem Fall wirkt als Basiskreis für VT2 der Basisanschluß in Verbindung mit dem Trimmer C14. Weiterhin ist die Realisierung der Kollektordrossel LDr5 interessant. Diese Drossel ist als $\lambda/4$ -Sperrkreis ausgelegt und besteht nur aus einer Drahtbrücke, die 5 mm über dem Leiterplattenmaterial geführt wird. Das war die wirksamste Methode.

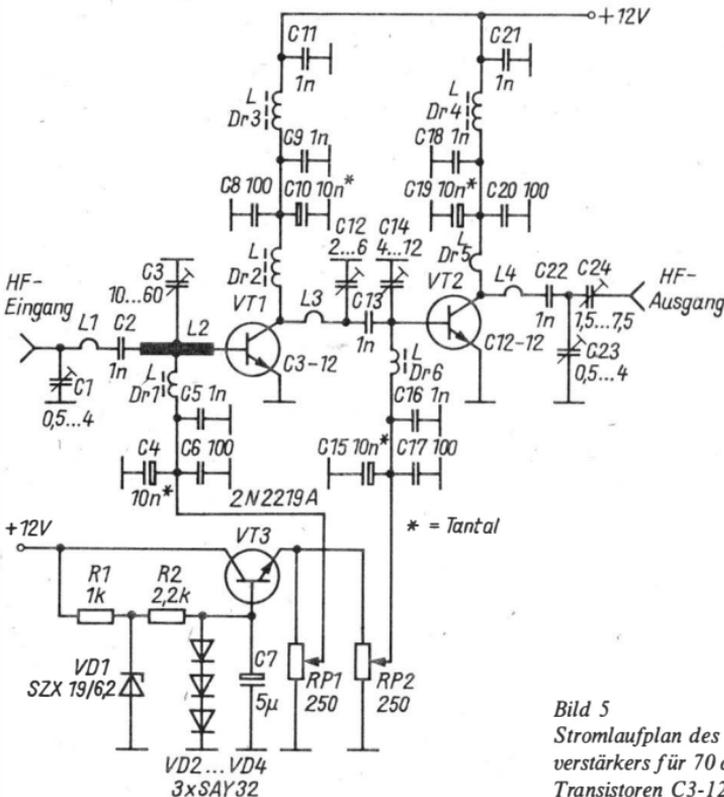


Bild 5
Stromlaufplan des 8-W-Linearverstärkers für 70 cm mit den Transistoren C3-12 und C12-12

Vorspannungserzeugung

Es wird auch für diesen Verstärker die Parallelregelung mit einem Transistor herangezogen. Auf der Leiterplatte ist dieser Schaltungsteil ebenfalls mit untergebracht. Der Regeltransistor VT3 muß, da er an der Grenze seiner Verlustleistung betrieben wird, mit einem Kühlstern versehen werden. Auch in diesem Fall müssen die Dioden VD2 bis VD4 im Wärmekontakt mit VT2 stehen. Dabei ist es egal, ob die Dioden direkt auf den Transistor geklebt werden oder mit dem Kühlkörper in festem Kontakt sind. Bei Erwärmung verringern sich die Durchlaßspannungen der Dioden VD2 bis VD4 und über den Transistor VT3 auch die Basisspannungen der HF-Transistoren. Auf diese Weise werden die Kollektorruhestrome, die ohne Kompensationsmaßnahmen sehr stark mit der Temperatur ansteigen würden, annähernd konstant gehalten.

Abgleich

Als erstes werden die Steller *RP1* und *RP2* auf Masseanschlag eingestellt. Danach legt man die Betriebsspannung an. Auch bei diesem Verstärker sollte man nicht vergessen, eine Strombegrenzung einzubauen. Nun kann der Kollektorruhestrom von VT1 und VT2 eingeregelt werden. VT1 wird mit 100 mA und VT2 mit 120 mA betrieben. Bei Ruhestromen über 150 mA können Kippschwingungen auftreten, daher ist es nicht ratsam, mehr als 150 mA einzustellen.

Nach HF-Abschluß des Verstärkers mit einem 50- Ω -Widerstand kann man mit dem HF-Abgleich beginnen. Es muß eine Steuerleistung von etwa 50 mW am Eingangsnetzwerk liegen. Die Kollektorströme werden durch Meßinstrumente überwacht. Man kann auch gleichzeitig durch das Ansteigen der Ströme feststellen, ob die Transistoren angesteuert werden und ob Schwingneigung vorliegt. Die Ströme müssen bei Rücknahme der Ansteuerleistung zurückgehen. Am Abschlußwiderstand mißt man die HF-Spannung. Durch Abstimmen der Trimmer werden, vom Eingang ausgehend, alle Kreise auf Resonanz gezogen. Dabei steigt gleichzeitig der Kollektorstrom von VT1 auf etwa 120 mA. Der Strom von VT2 erreicht etwa 300 mA.

Es ist aber auch die Frequenz des Verstärkers mit einem Resonanzfrequenzmesser zu kontrollieren. Es müssen die Frequenzen (432 MHz), der Kollektorstrom beider Stufen und die Ausgangsspannung am Abschlußwiderstand ein Maximum zeigen. Nun kann die Ansteuerleistung auf 200 bis 300 mW erhöht werden. Dabei steigen die Kollektorströme beträchtlich an. Die Endstufe (VT2) zieht dann etwa einen Strom von 1,3 A. Ein Gesamtstrom von 2 A bei einer Steuerleistung von 300 mW ist durchaus möglich. Das geht aber nur, wenn als Strombegrenzungswiderstand eine entsprechende niederohmige Glühlampe verwendet wird. Sind die Abgleicharbeiten beendet und ist der Leistungsverstärker optimal abgeglichen, kann die Strombegrenzung beseitigt und die Betriebsspannung direkt angeschlossen

werden. Dabei muß sich ebenfalls ein stabiles Arbeiten des Verstärkers einstellen.

Für den praktischen Betrieb muß die Auskopplung, wenn eine Antenne angeschlossen ist, nochmals nachgeglichen werden. In diesem Fall verwendet man einen Stehwellenmesser, der zwischen Verstärker und Antenne geschaltet ist. Am Meßwerk stellt man durch Nachgleichen von C23 und C24 maximale Vorwärtsspannung ein. Damit ist der Verstärker auf besten Abschluß mit der Antenne gebracht. Im Linearbetrieb können bis 8 W HF ausgekoppelt werden.

Aufbauhinweise

Auch dieser Verstärker ist in eine Kassette eingebaut. Die Spannungen werden über Durchführungskondensatoren geführt. HF-Ein- und -Ausgang gehen über BNC-Buchsen.

Man beachte, daß dieser Verstärker nur auf einseitig kaschiertem Leiterplattenmaterial aufgebaut ist (Bild 6). Der Kühlkörper, der die Abmessungen der Leiterplatte hat, bildet auch in diesem Fall den Boden der Kassette. Die Schäfte der Transistoren wurden mit Silikonfett bestrichen, um einen hocheffektiven Wärmekontakt mit dem Kühlkörper herzustellen.

Erfahrungen

Beide Verstärker können durch ihre geringen Intermodulationsverzerrungen in der Sendart ATV betrieben werden. Der Autor konnte 1985 bei guten Tropo-Bedingungen mit den zur Verfügung stehenden 8 W HF mehrere G- und GW-Stationen arbeiten. Die Stabilität ist ausgezeichnet. Der 8-W-Verstärker reicht weiterhin aus, um eine Röhrenendstufe mit der *4CX250B* oder mit 2 bzw. 4 Stück *HT 323* anzusteuern, schließt also die Lücke zwischen Steuerstufe und Hochleistungsrohrenendstufe.

Die beiden Verstärker sind zusammen mit dem 2-m-/70-cm-Umsetzer in einem Gehäuse untergebracht. Dabei wurde auf eine ausreichende Wärmeentkopplung zwischen den Verstärkern und dem Umsetzer geachtet. Im Dauerbetrieb entsteht beträchtliche Verlustleistung, die in Wärme umgesetzt wird und das exakte Arbeiten des Umsetzers beeinträchtigen kann.

Spulendaten für den 1-W-Verstärker

- LDr1, 4 – 17 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf 10 k Ω , 2-W-Widerstand
- LDr2, 3, 5 – 6 Wdg., 0,3-mm-CuNY, auf den Innensteg eines großen Doppellochkerns gewickelt
- LDr6 – $\lambda/4$ -Luftdrossel, 17 cm Draht, 1-mm-CuL, auf 5-mm-Dorn gewickelt
- L4 – 1 Wdg., 2-mm-CuAg, mit 9 mm lichtem Durchmesser (s. Bild 4)

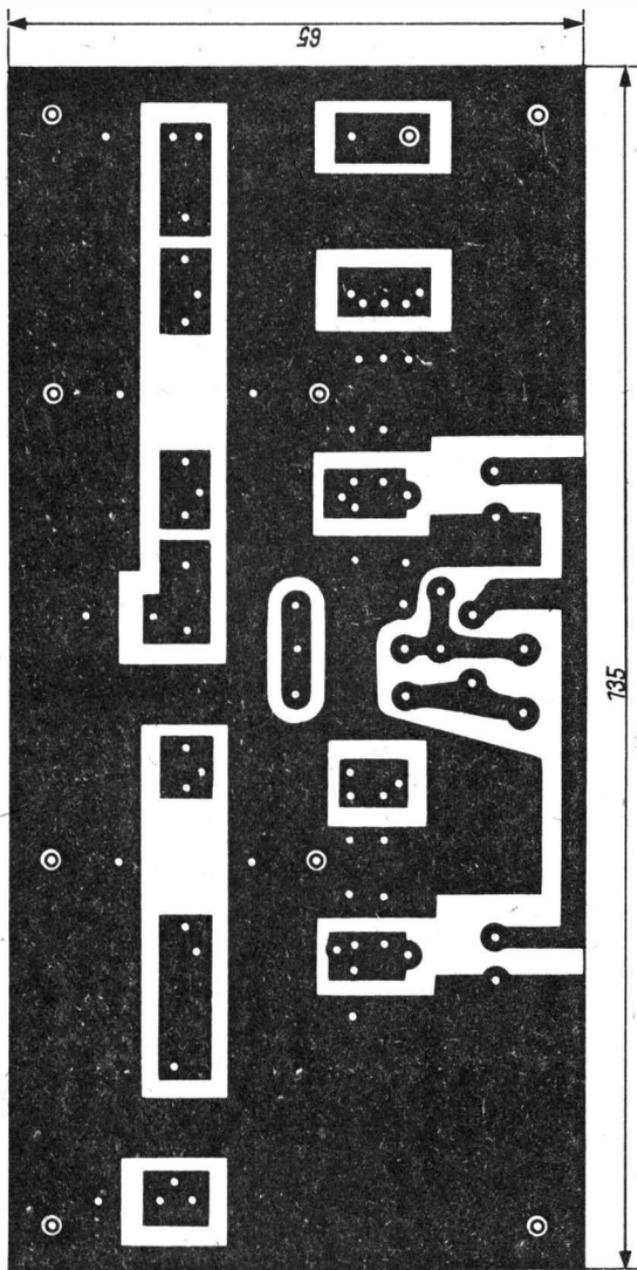


Bild 6 Leitungsführung der Leiterplatte für den 8-W-Verstärker

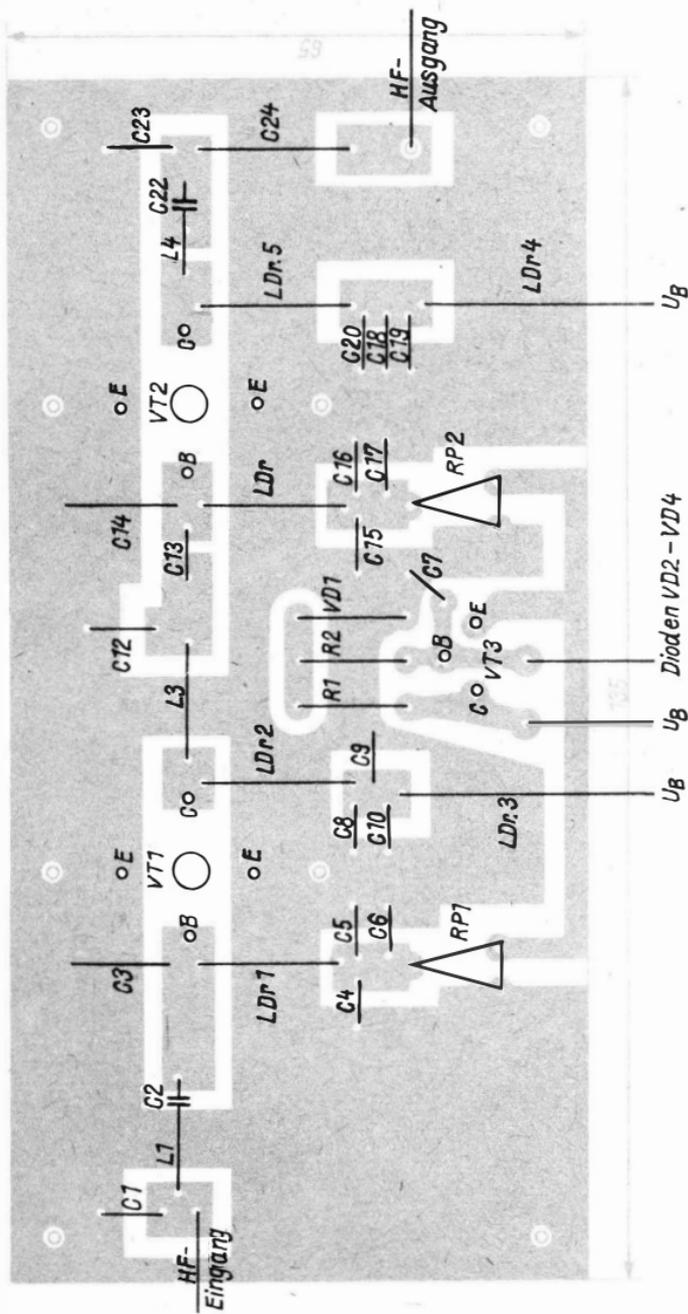


Bild 7 Bestückungsplan der Leiterplatte für den 8-W-Verstärker. Die Leiterplatte wird von der Leiterseite bestückt

Spulendaten für den 8-W-Verstärker

L1	- 1 Wdg., 2-mm-CuAg, mit 9 mm lichtem Durchmesser
L3	- 1/2 Wdg., 2-mm-CuAg, mit 9 mm lichtem Durchmesser (s. Bild 4)
L4	- 1/2 Wdg., 2-mm-CuAg, mit 9 mm lichtem Durchmesser (s. Bild 4)
LDr1, 6	- 2 Wdg., 0,25-mm-CuAg, durch eine Ferritperle gezogen
LDr2	- $\lambda/4$ -Luftdrossel, 17 cm Draht, 1-mm-CuL, auf 5-mm-Dorn gewickelt
LDr3, 4	- 6 Wdg., 0,3-mm-CuNY, auf dem Innensteg eines großen Doppellochkerns gewickelt
LDr5	- Drahtbrücke von 20 mm Länge aus 2-mm-CuAg

Literatur

- [1] Autorenkollektiv, Amateurfunk. Ein Handbuch für den Funkamateur, 5., völlig überarbeitete Auflage, Berlin 1978, Seite 364.
- [2] G. Sattler, Zweistufiger Linearverstärker für 435 MHz. UKW-Berichte 16 (1976), Heft 2, Seite 74.
- [3] K. Hupfer, Ein 18-W-Transistorsendeverstärker für 432 MHz in geätzter Streifenleitungstechnik. UKW-Berichte 11 (1971), Heft 3, Seite 130.
- [4] G. Freytag, Linear-Verstärker für das 70-cm-Band mit Transistoren. UKW-Berichte 13 (1973), Heft 3, Seite 156.
- [5] H.-J. Brandt, Erkennen und Beseitigen von Störschwingungen in Transistorsendern. UKW-Berichte 16 (1976) Heft 2, Seite 109.

Der Feldstärkemesser – ein vielseitig verwendbares Meßgerät

Dr. Walter Rohländer – Y220H

Eines der ältesten Meßgeräte der Funkamateure ist der Feldstärkemesser (FSM). Sehr zu Unrecht verstaubt er bei vielen OM. Dabei war er in den Anfängen des Amateurfunks, als es noch keinen Stehwellenindikator gab, nahezu unentbehrlich bei der richtigen Abstimmung einer Antenne bzw. einer Amateurfunksendestelle. Die Neonlampe war seinerzeit in der Hand des Sendeamateurs der einfachste FSM für die Abstimmung der PA-Stufe. Viele der älteren Amateure werden sich noch dieser Zeit erinnern, denn einfacher ging es nicht. Bild 1 zeigt die Schaltung eines allein mit aperiodischen und passiven Bauelementen bestückten HF-Detektors. Eingebaut als Abstimmindikator, war er in fast jeder Sendestelle zu finden. Es handelt sich um den praktischen und einfachen aperiodischen FSM.

Schaut man sich heute unter den Amateurfunksendestellen in der Welt um, so möchte man häufig vom sogenannten Steckdosenamateur sprechen, vom Funkpionierauftrag des Funkamateurs ist wenig zu spüren. Der Transceiver mit Digitalskala wird gekauft. Wenn es hoch kommt, steht noch ein Eigenbauantennenanpaßgerät an der Station, und das war es dann schon. Oder sollte sich der Verfasser in dieser Feststellung grundsätzlich irren?

Der moderne FSM mit aktivem Breitbandverstärker, Frequenzselektion, umschaltbaren Dämpfungsgliedern und Meßsonden für elektrische und magnetische Wechselfelder ist für den Funkamateur ein vielseitiges, zuverlässiges Meßgerät. Seine erfolgreichen Einsatzmöglichkeiten, sicherlich unvollständig, aber den Wert des FSM aufzeigend, sind:

- Abstimmung der Amateurfunksendestelle;
- Vermessung von Antennenrichtdiagrammen;
- Optimierung des Vor-/Rückwärts-Verhältnisses einer Antenne;

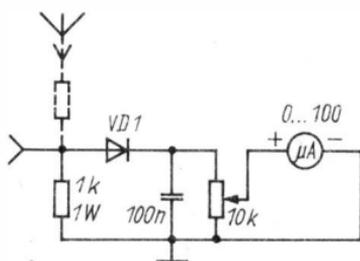


Bild 1

Einfacher, aperiodischer FSM; VD:

SAY 17, 1N 914, KD 514 A, HP 2800 o. ä.

- Vielfältiger Einsatz als HF-«Schnüffler», z. B.:
 - Lecksuche an Gehäusen aktiver HF-Generatoren
 - Neutralisation von Sendestufen,
 - Suche nach Ober- und Nebenwellen,
 - Abstimmung HF-führender Kreise.

Diese Aufstellung mag zunächst genügen. Sie umreißt ausreichend, welchen Wert ein guter FSM für jeden praktisch arbeitenden Funkamateurliebhaber haben kann.

Vom einfachen zum komplexen Feldstärkemesser

Der FSM nach Bild 1 gibt die einfachste Form zur Messung einer hochfrequenten Spannung oder – mit einer einfachen Sonde (Kurzantenne) am Eingang – zur Messung der Feldstärke in einem hochfrequenten elektromagnetischen Feld wieder. Ein stromempfindliches Gleichstrommeßwerk von etwa 100 μA Endausschlag ist erforderlich. Dieser FSM ist aperiodisch, unterscheidet also nicht zwischen HF-Feldern unterschiedlicher Frequenzlage. Die Anzeige wird zumeist nicht kalibriert, da man in vielen Einsatzfällen nur eine relative Maximummessung benötigt.

Empfindlicher, aber auch selektiv ist der FSM nach Bild 2. Der Eingang ist hochohmig, für eine kurze, elektrische Potentialsonde geeignet und durch abstimmbare Parallelresonanzkreise selektiv. Der Anzapfung des Eingangskreises wird niederohmig das HF-Signal entnommen, in einer Spannungsverdopplerschaltung gleichgerichtet und das geglättete Gleichstromsignal angezeigt. Ein empfindliches Gleichstrominstrument könnte man bereits in Punkt A anschließen. Besitzt man ein solches nicht, so kann man, wie gezeigt, einen Gleichstromverstärker verwenden, und es reicht ein Meßwerk mit einem Endausschlag von 1 bis 2 mA. Dieser FSM ist 5- bis

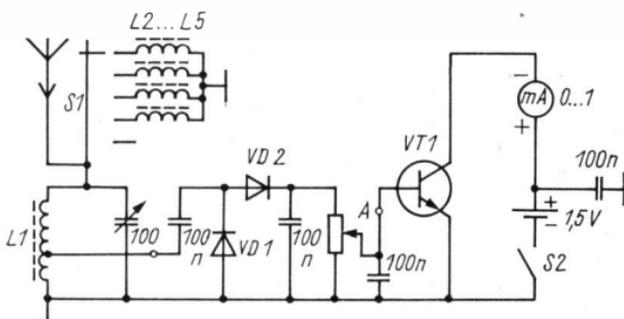
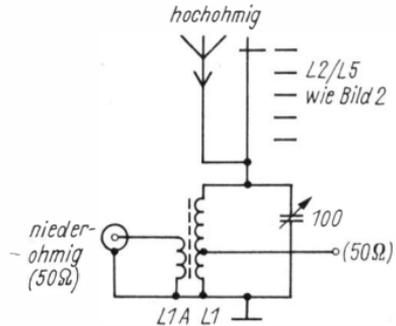


Bild 2 Einfacher, selektiver FSM (1,5 bis 30 MHz) mit Spannungsverdopplungsgleichrichtung und Gleichstromverstärker; 160 m: $L1 = 80 \mu\text{H}$, 80 m: $L2 = 28 \mu\text{H}$; 40 m: $L3 = 5,7 \mu\text{H}$; 20 m: $L4 = 1,3 \mu\text{H}$; 15/10 m: $L5 = 0,6 \mu\text{H}$ (Anzapfung bei 10 bis 25% der Gesamtwindungszahl). Frequenzen sollen überlappen, Spulen hoher Güte einsetzen, möglichst mit HF-Litze wickeln, wenig aufeinander koppelnd. S1: keramischer Drehschalter; VD1, VD2: SAY 17 o. ä. (s. Bild 1); VT1: SC 236 o. ä.

Bild 3

Eingang für FSM nach Bild 2 mit Linkkopplung für niederohmige Magnetfeldsonde; L1 bis L5 wie Bild 2, Linkwicklung L1A etwa 10 bis 25% der Windungszahl von L1, über deren kaltes Ende gewickelt



20mal empfindlicher als der nach Bild 1 und auch nur für relative Messungen gedacht. Mit Schottky-Dioden bestückt ist die Empfindlichkeit am größten.

An Bild 2 läßt sich ablesen, daß es sich bei dem FSM um einen einfachen Detektorempfänger mit Indikatorinstrument handelt. Mit einem Kopfhörer an Stelle dieses Meßwerks und einer etwas längeren Sonde am Eingang ist auf Kurzwelle bereits ein Chaos von Signalen zu hören. Aber vergessen wir diesen Effekt. Der FSM wird zur Vermessung von HF-Signalen aus dem Shack des Funkamateurs eingesetzt.

Bild 3 zeigt eine modifizierte Form der Eingangsschaltung nach Bild 2. Auf L1 ist eine Link-Kopplung L1A mit 10 bis 25% der Windungszahl von L1 über das kalte Ende aufgebracht. Das ermöglicht die Einkopplung niederohmiger Sonden, spezieller magnetischer HF-Feldsonden (z. B. Bild 4) zur quasipunktförmigen Messung an Oszillatordspulen bis hin zu einer Leistungsendstufe, also ein typischer HF-«Schnüffler».

Interessant ist die Zuschaltung eines umschaltbaren Kettendämpfungsglieds nach Bild 5 vor den niederohmigen Eingang in der Schaltung entsprechend Bild 3. Mit ihm können die Eingangssignale in Stufen von 0, 10, 20, 40 dB verringert werden. Ein- und Ausgang dieses Dämpfungsglieds sind für 50 Ω ausgelegt. Es ermöglicht die Vermessung von Großsignalen sowie die gezielte Kalibrierung des FSM in dB bzw. μ V (mV).

2 interessante Schaltungen für FSM fand der Verfasser in [1]. Beim Arbeiten im Anlaufstrombereich der Gleichrichterdiolen ist die Instrumentenkalibrierung stark nichtlinear. Die Linearisierung verlangt den Betrieb im Großsignalbereich. Das ermöglicht ein 1- bzw. 2stufiger Breitbandverstärker für den KW-Bereich zwischen 1,8 und 30 MHz.

Bild 6 zeigt die Variante einer Schaltung nach [1]. Zwischen Selektion und Gleichrichtung befindet sich ein einfacher Breitbandverstärker. Es wird ein stromempfindliches Meßwerk eingesetzt. Die Zusatzverstärkung beträgt

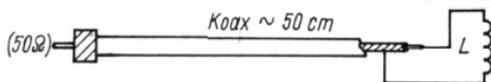


Bild 4

Niederohmige Magnetfeldsonde (HF-«Schnüffler»)

L etwa 4 Wdgn; 0,6 mm CuL, in Ölschlauch, etwa 25 mm ϕ für Ringwicklung

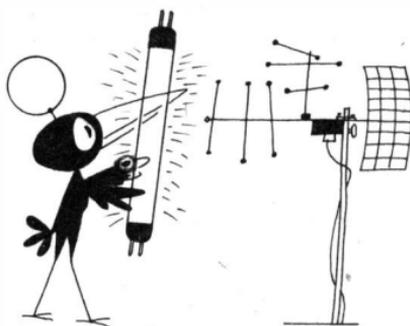
zwischen 1,8 und 30 MHz nahezu konstant etwa 10 dB. Den Transistor *2N5179* in der Originalschaltung kann man mit gutem Erfolg durch den *SF137* ersetzen. Der Kollektorstrom soll mindestens 20 bis 25 mA betragen. Dieser FSM ist selektiv, die Dämpfungskette nach Bild 5 läßt sich ungeändert vorsetzen. Weitere Breitbandverstärker sind in [2] (Seite 203, Bild 5a und b) beschrieben und lassen sich einfach aufbauen. Die Ein- und Ausgangskapazitäten sind lediglich auf 100 nF hochzusetzen.

Stören speziell bei Antennenmessungen keine starken kommerziellen Signale, so muß der FSM nicht unbedingt selektiv sein. Die Schaltung (Bild 7), gleichfalls nach [1], hat einen niederohmigen Eingang für die elektrische bzw. magnetische Sonde. Sie ist geeignet für eine dB- bzw. μV -Kalibrierung und weist 2 Breitbandverstärker auf (etwa $20\text{ dB} \pm 1\text{ dB}$, 1,8 bis 30 MHz). Der *2N5179* arbeitet bis 1000 MHz, so daß dieser FSM mit etwas verminderter Empfindlichkeit auch noch bei 144 MHz eingesetzt werden kann. Mit dem *SF245* erhält man nahezu gleich gute Ergebnisse. Dem Eingang E2 kann die Dämpfungskette (Bild 5) vorgeschaltet werden. An der Trennstelle Tst läßt sich die in Bild 3 gezeigte Selektion direkt zuschalten. Der niederohmige Eingang muß jedoch an den Sourcepunkt von VT1 mit 100 nF angeschlossen werden. Ein externes Indikatorinstrument ist gelegentlich von Vorteil.

Der aufmerksame Leser wird erkannt haben, daß der Verfasser in der Wahl der Schaltungsbeispiele besonderen Wert darauf gelegt hat, daß gewisse Schaltungsdetails wie Dämpfungskette, Selektionskreise, Breitbandverstärker, Verdopplergleichrichtung immer wieder und unverändert verwendet werden. Der Leser soll dadurch in die Lage versetzt werden, eigene FSM-Varianten abzuleiten.

Die Arbeit mit dem Feldstärkemesser

Überall dort, wo stärkere HF-Felder und/oder Streufelder zwischen 1,8 und 30 MHz auftreten, kann man mit einem FSM arbeiten. Je nach Verwendung der elektrischen Sonde (Kurzantenne 30 bis 50 cm) oder der Magnetfeldsonde (Bild 4) wird in diesen Feldern der elektrische oder magnetische Vektor des Wechselfelds ausgewertet. An Hand einiger ausgewählter Beispiele sei auf Fälle des praktischen Einsatzes eingegangen.



Abstimmung einer QRP-Station auf Kurzwelle

In diesem Fall reicht bereits die einfache FSM-Variante nach Bild 1. Sie ist aperiodisch und muß nur auf ein Nutzsignal ansprechen. Der Sender gebe ein SSB-2-Ton- oder CW-Signal von 1 W an 50Ω ab, sei ober- und nebenwellenfrei, gegen Fehlanpassung geschützt und im Ausgang gleichstromfrei. Es wird bei den Messungen Schritt für Schritt vorgegangen:

- Senderausgang mit $50\text{-}\Omega$ -Kunstantenne abschließen.
- FSM-Erder kurz mit TX-Erder verbinden und den FSM-Sondeneingang über 1000Ω direkt an den heißen Senderausgang anschließen.
- TX auf FSM-Maximalausschlag abstimmen und diesen notieren.
- Kunstantenne entfernen und Sender über Anpaßgerät mit Antenne verbinden.
- Nur (!) mit Anpaßgerät die Antenne abstimmen, bis das notierte Maximum der FSM-Anzeige erneut oder genähert erreicht wird.

Man könnte jetzt diese Abstimmung mit einem Stehwellenmesser kontrollieren und würde nur feststellen, daß sie optimal durchgeführt wurde. Geht es noch einfacher? Dieser einfache FSM, in einen TX eingebaut, stellt eine gute Lösung dar. Der komplizierte und in der Anzeige oft falsch verstandene Stehwellenmesser ist nur ein guter «Modeartikel».

Achtung! Bei höheren Sendeleistungen ist in dieser einfachen Meßschaltung bereits auf Berührungsschutz zu achten!

Auf Oberwellen- und Nebenwellensuche mit dem Feldstärkemesser

Mit jedem selektiven FSM, der mit eingeschaltetem Dämpfungsglied nach Bild 5 bei -40 dB Dämpfung noch für das Nutzsignal des Senders einen guten Indikatoreauschlag aufweist, kann man auf Ober- und/oder Nebenwellensuche auf Kurzwelle gehen. Die Arbeitsweise verlaufe z. B. nach folgender Checkliste:

- Sendernutzsignal und Antennensystem abstimmen.
- FSM kurz mit Sendererder verbinden und Sondeneingang mit heißem TX-Ausgang über 2 nF (HF-spannungsfest) und $1 \text{ k}\Omega$ in Serie ankoppeln.
- Dämpfung -40 dB einschalten, FSM auf Nutzsignal abstimmen und Indikator auf Maximalausschlag einstellen (oder mögliches Maximum).
- FSM-Frequenzabstimmung verdrehen, 0-dB -Dämpfung einschalten.
- FSM frequenzmäßig durchstimmen auf vermutete Ober- oder Nebenwelle (Achtung in Nähe des Nutzsignals!).
- Bis 30 MHz darf kein Indikatoreauschlag mehr den Vollausschlag (oder vornotiertes Maximum bei Nutzsignal) erreichen.

Diese Art vorzugehen, liefert nur einen genäherten Hinweis auf die Größe einer Neben- oder Oberwelle im Vergleich mit dem Nutzsignal. Bei gleichem Ausschlag (Nutzsignal bei -40 dB und Oberwelle bei 0 dB) beträgt der Meßfehler maximal ± 6 dB, die Oberwellendämpfung kann also zwischen -34 und -46 dB kleiner als das Nutzsignal sein. Man kann je-

doch sicher das Verhalten der Ober- und/oder Nebenwelle gegenüber jeder am TX vorgenommenen Änderung (Abstimmung, Schaltungsänderung usw.) verfolgen. Man ist also in der Lage, sich zumindest bis 30 MHz auf die Postüberprüfung vorzubereiten.

Der FSM als HF-«Schnüffler»

Äußerst vielseitig ist der FSM als HF-«Schnüffler» einzusetzen. Ein empfindliches Gerät mit Selektivität, Dämpfungsglied und niederohmiger Spulensonde erweist sich als sehr vorteilhaft. So ist es möglich, die Funksendeanlage auf der Grundwelle nach vagabundierender HF an der Netzleitung, der Tastleitung, dem Mikrofonkabel, an Öffnungen im Sendergehäuse wie Belüftungsschlitzen, Instrumentenöffnungen usw. abzusuchen. Weiterhin gestattet es, in offenen Oszillatorschaltungen (Sender, Empfänger) und den Folgestufen das Streufeld der Einzelkreise zur Vermessung des Grundwellen- und Harmonisengehalts zu nutzen, um diese Kreise abzustimmen oder Maßnahmen gegen die Harmonischen zu ergreifen. Man kann sogar die Mantelwellen auf dem Koaxialsendekabel registrieren und den Erfolg von Gegenmaßnahmen verfolgen.

Vermessung der horizontalen Charakteristik eines drehbaren Senderbeams mit dem FSM

Bild 8 zeigt eine mögliche Meßanordnung [1]. Es wurde ein FSM nach Bild 7 verwendet. Meßdipol (etwa 2×2 bis 5 m) und Kabelableitung zum FSM sollten nicht resonant sein. Der FSM ist zu kalibrieren (s. u.). Wird ein externes Indikatorinstrument eingesetzt, so muß seine Zuleitung zum FSM gegenüber diesem entkoppelt werden (mehrere Windungen auf geeignetem Toroidkern aus *Manifer* oder Pulvereisen). Der FSM sollte einen eigenen Erder haben. Gemessen wird das Vor-/Rückwärts-Verhältnis oder Vor-/Seitwärts-Verhältnis [in bezug auf Hauptstrahl- (Vorwärts-) Richtung].

Kalibrierung eines FSM in dB und/oder μV (mV)

Jeder FSM mit aperiodischem Eingang und fixierbarer Einstellung des Indikatorpotentiometers kann mit einem guten kommerziellen Signalgenerator in μV bzw. mV kalibriert werden. Die Spannungsverhältnisse sind dann leicht in dB für Leistungsverhältnisse umzurechnen. Sinnvoll erscheint diese Kalibrierung nur für hochwertige FSM, z. B. nach Bild 7. Output-kalibrierte Sender kann man in der Meßschaltung nach Bild 8 gleichfalls zur FSM-Kalibrierung einsetzen. Man verwendet starke Eingangssignale, um aus dem Bereich des unteren Knicks der Gleichrichterdiode herauszukommen. Auf die Frequenzabstimmenskala des FSM sind leicht die Frequenzen eines guten Meßsenders zu übertragen.

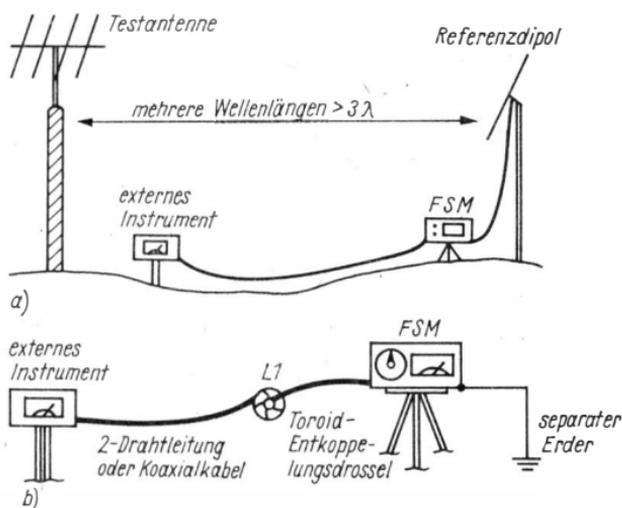


Bild 8 Anordnung zur Vermessung des horizontalen Antennenrichtdiagramms (A) und Einsatz des externen Indikatormeßinstrumentes (B); L1 ist unmittelbar am FSM-Ausgang zu installieren und hat 5 bis 10 Wdg. der Leitung auf geeignetem Ferritringkern, Leitungsführung am Boden. L1 bewirkt die Entkopplung des FSM gegenüber Mantel- und/oder Gleichaktwellen

Abschließende Hinweise

Für nur wenige Anwendungsfälle besteht die Notwendigkeit der FSM-Kalibrierung. Zumeist reichen Maximum- oder Minimummessungen aus. Die bewußte Beschränkung auf Kurzwellen-FSM wurde in Kauf genommen. Typen bis zu einigen hundert Megahertz sind jedoch bekannt.

Das Gerät wird stets in einem «wasserdichten» Metallgehäuse aufgebaut. Die interne Leitungsführung sei so kurz wie möglich (hochfrequenzmäßiger Aufbau). Eine massive Erdklemme am Gehäuse ist wichtig. Falls erforderlich, sollte ein FSM mit Batterie betrieben werden. Im übrigen kann auch ein Amateurempfänger, dessen Regelspannung meßbar ist, als FSM eingesetzt werden. Andere Frequenzbereiche kann man mit Konverter einmischen.

Es war das Anliegen des Verfassers, den Feldstärkemesser mit seiner gesamten Einsatzbreite wenigstens teilweise aus der Vergessenheit herauszureißen. Wie heißt es doch zutreffend? Man muß nicht immer mit Kanonen nach Spatzen schießen!

Literatur

- [1] D. DeMaw, W1FB, Learning to Use Field-Strength Meters, QST 69 (1985) Heft 3, Seite 26 bis 30.
- [2] W. Rohländer, Y22OH, Universell verwendbarer Kurzwellenkonverter, Elektronisches Jahrbuch 1985, Seite 199 bis 208, Berlin 1984.

Digitales Ohmmeter mit automatischer Bereichswahl

Ing. Frank Sichla – Y51UO



Das digital anzeigende Ohmmeter kann Widerstandswerte im Bereich von etwa 100Ω bis $999 \text{ k}\Omega$ genau erfassen und wählt den günstigsten Anzeigebereich selbst. Die Signalisierung des Bereichs geschieht durch Umschalten des Dezimalpunkts:

999 $\text{ k}\Omega$
99.9 $\text{ k}\Omega$
9.99 $\text{ k}\Omega$
0.999 $\text{ k}\Omega$

Man kann daher bequem und eindeutig ablesen. Die digitale Anzeige und die automatische Bereichswahl sind Vorteile, die der Praktiker zu schätzen weiß. Denn den Farbkode für Widerstände hat man kaum sicher «im Kopf», und es dauert eine bestimmte Zeit, ehe man den Wert aus der Kodetabelle rekonstruiert hat (besonders, wenn man diese erst suchen muß). Bei dem Gerät genügt es, den unbekanntem Widerstand an die Eingangsklemmen zu halten, und schon kann der Wert, z. B. auf 1%, genau abgelesen werden.

Konzeption

Das Hauptaugenmerk bei der Schaltungsentwicklung gilt dem Analogteil, da dort hauptsächlich die Meßfehler entstehen. Mit Aufkommen der Operationsverstärkertechnik ist zur linearen Messung von Widerständen das Prinzip nach Bild 1 bekannt geworden. R_x repräsentiert einen Gegenkopplungswiderstand des invertierenden Verstärkers, für den bekanntlich gilt:

$$U_A = -U_E \frac{R_x}{R}$$

Dieses Prinzip weist einige Vorzüge auf und hat sich daher in der Meßpraxis durchgesetzt. Es bildet auch die Grundlage des zu beschreibenden Ohmmeters.

Die Beziehung zwischen R_x und U_A wird durch die Offset des OPV gestört. Man unterscheidet zwischen Stromoffset und Spannungsoffset. Der OPV ist im Grund ein Spannungsverstärker. Der Ausgangsspannungsfehler

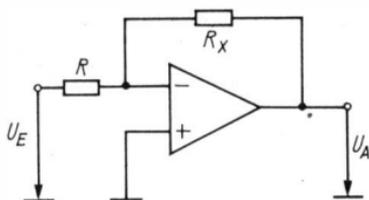


Bild 1
Grundprinzip der linearen Widerstandsmessung

wird daher durch die Fehlspannungen, die sich infolge des Stromoffset an den Beschaltungswiderständen ergeben, und die Offsetspannung bestimmt. Der Fehler durch Stromoffset könnte weitgehend kompensiert werden, wenn in der Schaltung nach Bild 1 ein Widerstand der Größe $R \parallel R_x$ vom Pluseingang gegen Masse geschaltet wäre. Wegen der Variabilität von R_x ist das aber nicht möglich. Im geplanten Betriebsfall, bei dem in den niedrigen Meßbereichen sehr kleine Ausgangsspannungen auftreten, da R seinen Wert stets beibehält, wäre bei Verwendung von OPV mit bipolarer Eingangsstufe und entsprechend hohen Eingangsruhestromen der Fehler nicht mehr akzeptabel.

Einen Ausweg bieten BIFET-OPV, bei denen der Stromoffset gänzlich vernachlässigt werden kann. Es bleibt daher nur die Störwirkung der Offsetspannung. In Bild 2 ist das Meßprinzip des Ohmmeters dargestellt, wobei die OPV als ideal anzusehen sind und die Offsetersatzspannungsquellen extern eingezeichnet wurden. A1 ist der Widerstandsspannungswandler. Die Ausgangsspannung U_{A1} wird von einer Komparator-kette ausgewertet, die den Meßbereich wählt. U_{A1} beträgt maximal $15 \text{ V} / (R_x = 999 \text{ k}\Omega)$.

Für $R_x = 999 \Omega$ (Endwert im kleinsten Bereich) folgt:

$$U_{A1} = 15 \text{ mV} /$$

Der Nachteil, den die einfache automatische Bereichsumschaltung mit sich bringt, wird somit sichtbar: Will man mit akzeptablem Fehler messen, muß die Anzahl der Meßdekaden eingeschränkt bleiben, da die technischen Bedingungen entsprechend dem zu messenden Wert (nieder- oder hochohmig) nicht optimiert werden können. Eine für jeden Meßbereichsendwert gleiche Ausgangsspannung U_{A2} wird erst durch den Meßverstärker A2 bereitgestellt, dessen Verstärkung die Komparatoranordnung programmiert.

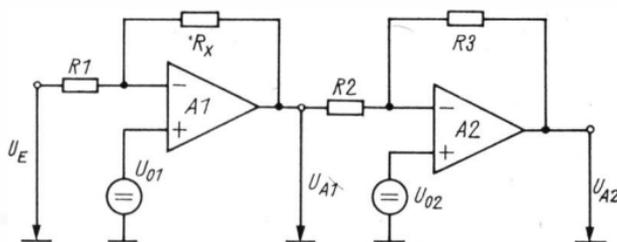


Bild 2 Grundschialtung des Analogteils des Ohmmeters

Es gilt:

$$U_{A1} = -U_E \frac{R_x}{R1} + U_{O1} \left(1 + \frac{R_x}{R1} \right),$$
$$U_{A2} = -U_{A1} \frac{R3}{R2} + U_{O2} \left(1 + \frac{R3}{R2} \right),$$
$$U_{A2} = \left[U_E \frac{R_x}{R1} + U_{O1} \left(1 + \frac{R_x}{R1} \right) \right] \frac{R3}{R2} + U_{O2} \left(1 + \frac{R3}{R2} \right).$$

Die Offsetspannungen U_{O1} und U_{O2} sind betragsmäßig zu sehen. Der Ausdruck in der eckigen Klammer ist $-U_{A1}$. U_{O1} und U_{O2} bilden zusammen mit den Ausdrücken in den runden Klammern Fehlerglieder. Der Zusammenhang zwischen U_{A2} und R_x ist auch bei Vorhandensein dieser Fehlerglieder linear. Man kann deshalb an einem beliebigen Punkt in bekannter Weise für $R_x = 0$ den Offsetabgleich durchführen, der zu $U_{A2} = 0$ führt. Danach kann der Endwertabgleich vorgenommen werden. Ändert man jedoch danach die Verstärkung bei A2, wird für $R_x = 0$ dann $U_{A2} \neq 0$.

Da im vorliegenden Fall R2 je nach Meßbereich umgeschaltet wird, würde in den höheren Bereichen ein Meßfehler entstehen. Um diesen zu vermeiden, müssen beide Fehlerglieder verschwinden. Es sind daher U_{O1} und U_{O2} zu 0 zu kompensieren, woraus für $R_x = 0$ auch $U_{A1} = U_{A2} = 0$ wird. Dieser Zustand bleibt auch bei Änderungen von R2 bzw. R3 bestehen.

Schaltung

In Bild 3 ist die praktische Schaltung des Analogteils und der Komparatoranordnung dargestellt. Der Offsetabgleich wird mit R10 für A1 und mit R11 für A5 vorgenommen. Die Komparatoren reagieren auf Eingangsspannungen von -15 mV (A2), -150 mV (A3) bzw. $-1,5$ V (A4). Beträgt die Spannung an den Pluseingängen 0 bis -15 mV ($R_x = 0$ bis 999Ω), sind die Komparatorausgänge positiv und K1 bis K3 stromdurchflossen. Die Verstärkung von A5 beträgt dann etwa -67 . Liegt die Spannung im Bereich -15 bis -150 mV ($R_x = 1$ bis $9,99$ k Ω), fällt K1 ab, und die Verstärkung bei A5 geht auf $-6,7$ zurück. Im nächsten Meßbereich fällt zusätzlich noch K2 ab. A5 dämpft dann mit $V = -0,67$. Im Bereich 100 bis 999 k Ω entsprechend einer Eingangsspannung von $-1,5$ bis -15 V sind alle Relais abgefallen, und A5 arbeitet mit $V = -0,067$.

Da Brummspannungen, die auf unterschiedlichen Wegen in die Schaltung gelangen, zu einer unstenen Anzeige bzw. zu unsicherem Schalten an den Bereichsgrenzen führen können, sind in Form der Tiefpässe $R_x/C1$, $R17/C2$, $R26/C7$ sowie $R27/C8$ Unterdrückungsmaßnahmen vorgesehen. XB1 ist handempfindlich. Beim Messen den Widerstand daher nur an einem Anschluß anfassen (das auch, um den Einfluß des Hautwiderstands auszuschalten) und diesen an XB2 anschließen. XB1 und XB2 können auch (zusätzlich) als kleine Metallplatten ausgebildet werden, auf die man R_x dann aufsetzt. Muß die Verbindung mit Meßkabeln hergestellt werden, sollten diese kurz sein. Die Leitung an XB1 eventuell abschirmen.

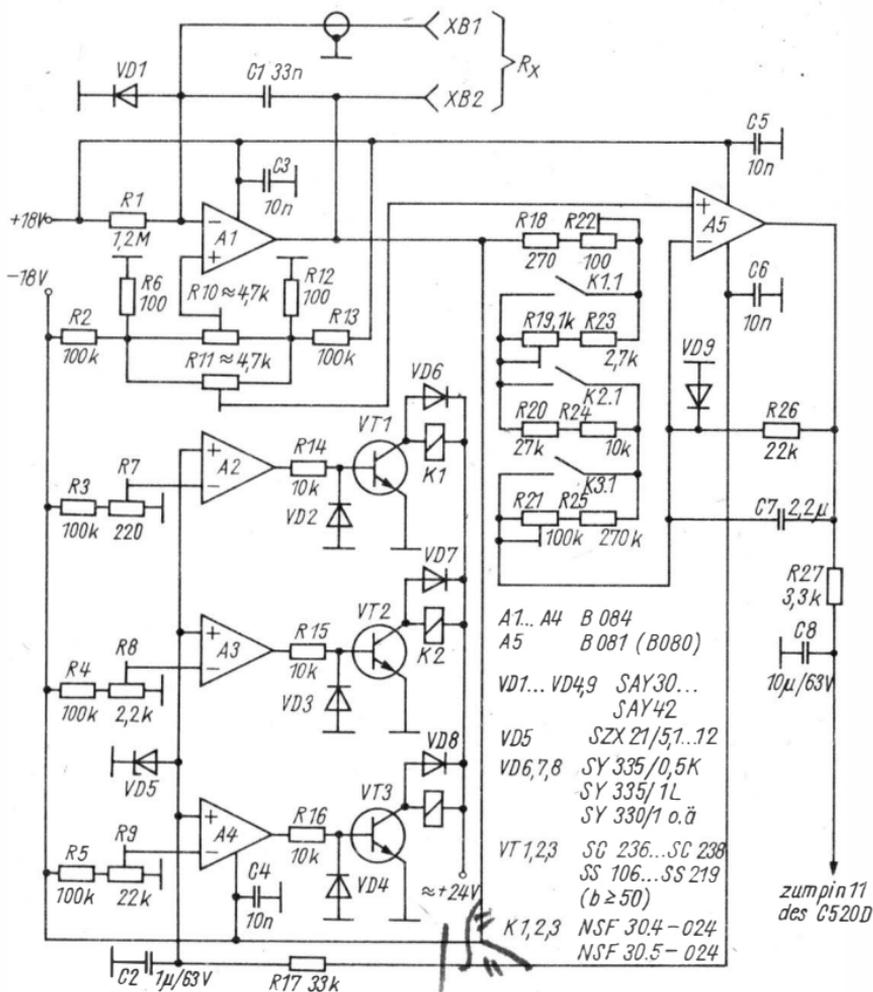


Bild 3 Schaltung des Analogteils einschließlich Komparatoranordnung zur Umschaltung der Meßbereiche

Die Eingangsspannungen für die OPV müssen laut Herstellerforderung um 4 V unter der Betriebsspannung bleiben. Die Eingänge sind daher mit VD1/VD5/VD9 geschützt, VD2/VD3/VD4 sichern die B-E-Strecken der Transistoren vor zu hoher Sperrspannung. Auf einen Eingangsspannungsschutz für den C 520 D kann man verzichten, da bei $R_x \rightarrow \infty$ die Eingangsspannung kaum höher als 1 V wird.

Die OPV sind vom Hersteller noch spezifiziert (z. B.: D, Dt, Dm). Bezüglich des Kriteriums in dieser Schaltung, des TK der Offsetspannung, sind alle Arten gleich (typisch $10 \mu\text{V}/\text{K}$). Bei Einsatz des B 080 muß mit etwa 100 pF frequenzkompensiert werden. Die Offsetkompensation geschieht extern, wodurch sich der TK nicht verschlechtert [1]. Wird ein 100-Ω-Wider-

stand gemessen, ergibt sich laut eingangs aufgestellter Gleichung ein Fehler von 1,3 %/K v.M. bei gleicher Richtung der Offsetspannungsdrift. Bei unterschiedlicher Richtung tritt eine gute Kompensation ein. Eine diesbezügliche Untersuchung des fertigen Geräts wird sich lohnen. Vergrößert man R_x , nimmt der Fehler entsprechend ab. Er wird in den höheren Bereichen durch die Toleranz des «Eich»-Widerstands bestimmt.

Die Schaltung des A/D-Wandlers mit dem C 520 D wurde nicht dargestellt. Sie ist schon vielfach veröffentlicht worden. Es sei deshalb nur auf [2] und [3] verwiesen. Für den vorliegenden Einsatzfall kann der Schichtdrehregler für den Endwertabgleich entfallen (Ersatz durch Festwiderstände). Bild 4 zeigt die Beschaltung der 7-Segment-Anzeige sowie die Kontaktbelegung der Relais. Somit ergeben sich die eingangs angeführten Zustände, die den Bereich eindeutig erkennen lassen. Stehen einzelne Anzeigen zur Verfügung, kommt man auch mit 3 Stück aus, da die Darstellung der 0 vor dem Komma im kleinsten Bereich nicht unbedingt erforderlich ist.

Zur Stromversorgung der Schaltung werden 5 Spannungen benötigt:

- 1) ± 18 V, stabilisiert für die OPV;
- 2) $\approx +24$ V für die Relais;
- 3) $+5$ V, stabilisiert für C 520 D plus Dekoderschaltkreis;
- 4) $\approx +12$ V für die 7-Segment-Anzeigen.

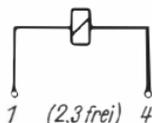
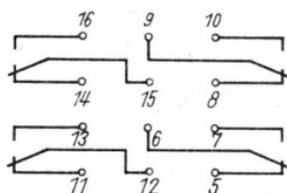
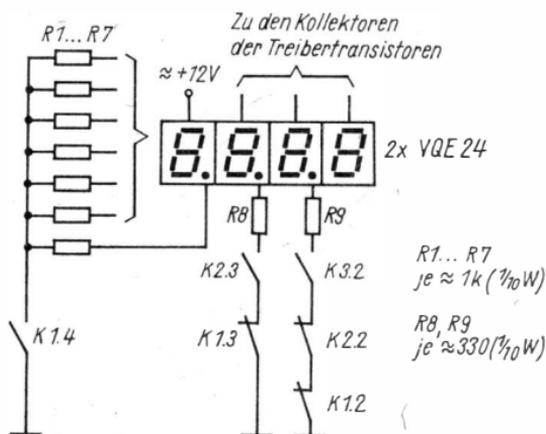


Bild 4
Verdrahtung der 7-Segment-Anzeigen und
Kontaktbelegung der verwendeten Relais

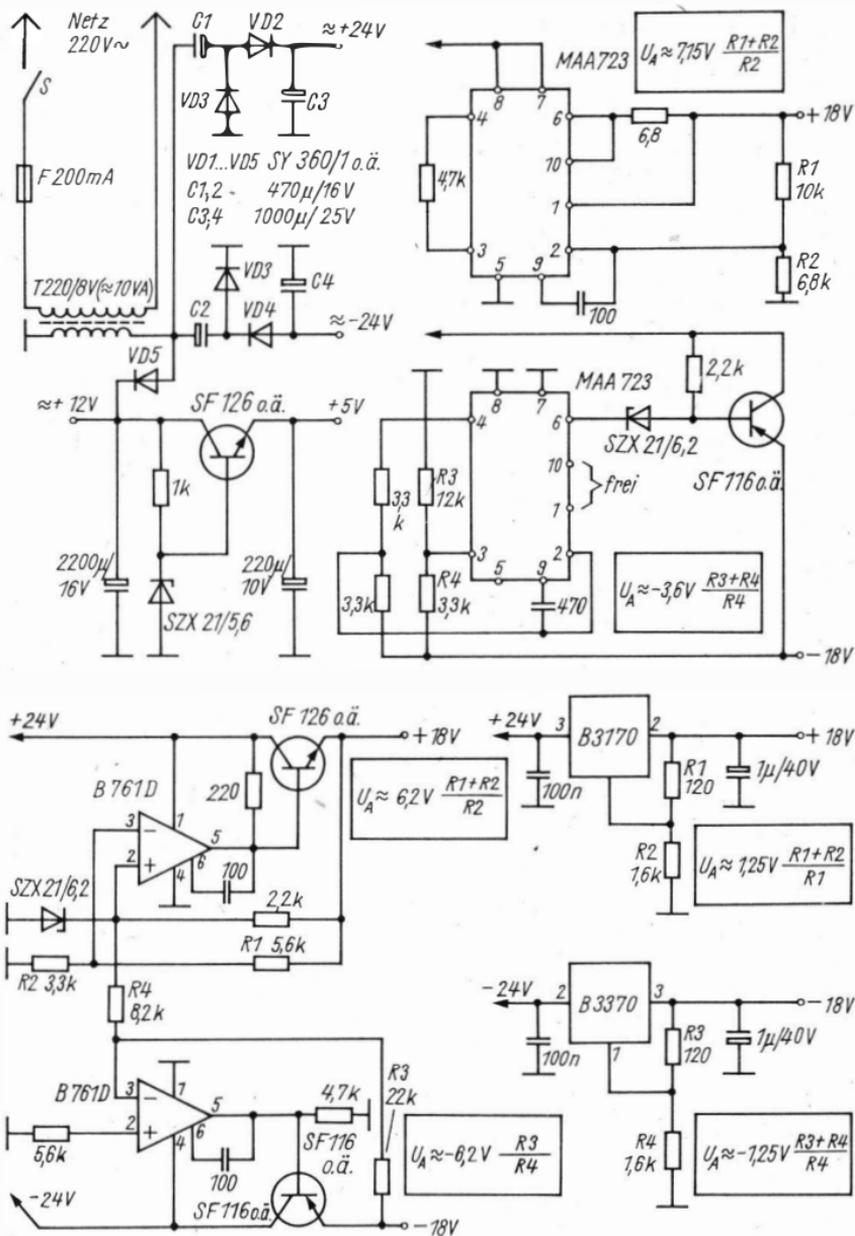


Bild 5 Die Netzstromversorgung des Ohmmeters – zur Erzeugung der Spannungen ± 18 V bestehen unterschiedliche Möglichkeiten

Die Leistungsaufnahme der Schaltung ist überschlagsmäßig maximal 7 W.

Bild 5 zeigt, wie die Spannungen bereitgestellt werden können. Es ist nur eine Sekundärwicklung ohne Anzapfung erforderlich. Zur Versorgung der Segmente wird die Rohspannung von $\approx +12$ V benutzt, die die Eingangsspannung für die einfache 5-V-Stabilisierungsschaltung darstellt. Die $\approx +24$ V für die Relais entstehen ebenso wie die negative Rohspannung durch eine Villard-Schaltung (Spannungsverdopplung, d. h. $U_a = U_e \cdot 2\sqrt{2}$). Im Hinblick auf die Stabilisierung der Spannungen ± 18 V hat man Alternativen. Welche Schaltung gewählt wird, richtet sich wohl letzten Endes nach den verfügbaren Bauelementen. Der MAA 723 [4] dürfte die kostspieligste Lösung sein. Die damit erreichbare Temperaturstabilität und Stabilität gegen Eingangsspannungsschwankungen ist nicht unbedingt erforderlich.

Eine relativ gute Stabilität erreicht man auch mit der Steuerung der beiden B 761 D. Der TK der SZX 21/6,2 beträgt nur $-0,01$ bis $+0,06$ %/K [5]. Der Vorwiderstand ist an die Ausgangsspannung angeschlossen, so daß Eingangsspannungsschwankungen ohne Einfluß auf den «Arbeitspunkt» der Z-Diode bleiben. Offsetdriften der OPV sind zu vernachlässigen. Am einfachsten geht es mit den neuen 3beinigen Spannungsreglern B 3170/B 3370 des VEB Halbleiterwerk Frankfurt/Oder (NSW-Vergleichstypen: LM 317, LM 337).

Der SF 126 beim 5-V-Stabilisator ist mit einem Kühlstern zu versehen. Weitere Wärmeableitmaßnahmen sind nicht notwendig. Bei Einweggleichrichtung mit einem Stromflußwinkel (2α) von 40 bis 50° beträgt der effektive Transformatorsekundärstrom ungefähr das 2,5fache des dem Gleichrichter entnommenen Gleichstrommittelwerts [6]. Das heißt im vorliegenden Fall 1,5 bis 2 A. Der Nenn Durchmesser des Cu-Drahts der Sekundärwicklung sollte daher $\geq 0,95$ mm sein. Beim Selbstwickeln maximalen Drahtdurchmesser, d. h. volle Auslastung des vorhandenen Wickelraums, anstreben! Geeignetes Kernmaterial ist z. B. M55 oder EI54 bis EI66.

Die ± 18 V sind Grenzwerte für die OPV-Betriebsspannungen. Sollte die Stabilisatorausgangsspannung höher liegen, muß man Wertänderungen an R1 bis R4 vornehmen. Die positive Spannung ist weniger kritisch (z. B. auch $+15$ V bei $R1 = 1$ M Ω möglich). Die negative Spannung sollte $-17,5$ bis -18 V betragen, damit der Ausgangsspannungshub von -15 V von A1 noch geschafft wird. Die genannten Operationsverstärker haben bei $U_S = \pm 15$ V einen entsprechenden Ausgangsspannungshub von typisch 25 V bzw. minimal 20 V.

Ableich

Den Ableich nimmt man nach 10 min Einlaufzeit vor. Bedingt durch die thermische Zeitkonstante dauert es eine bestimmte Zeit, bis die Offsetspannung ihren endgültigen Wert annimmt. Die Schleifer von R7/R8/R9 befin-

den sich am «heißen» Anschlag. Der Meßgeräteeingang ist kurzgeschlossen. Es sind folgende Abgleichschritte durchzuführen:

- 1) Kurzschluß des Ausgangs von A5 und Einstellen des Nullpunkts (Anzeige 0.000) mit dem Schichtdrehwiderstand am A/D-Wandler.
- 2) Aufheben des Kurzschlusses und Kurzschließen des Ausgangs von A1 (bzw. XB2), danach erneutes Einstellen des Nullpunkts mit R11 ($U_{A2} = 0$).
- 3) Aufheben des Kurzschlusses und nochmaliges Einstellen des Nullpunkts mit R10 ($U_{A1} = U_{A2} = 0$).
- 4) Anschalten eines bekannten Widerstands von 68 bis 91 Ω und «Endwertabgleich» mit R22.
- 5) Anschluß eines Einstellreglers 220 Ω und Einstellen auf 0.999 k Ω .
- 6) Mit R7 Umschalten auf höchsten Bereich bewirken.

Kurzschluß heißt in diesem Fall Verbinden mit Masse. Den Abgleich der höheren Bereiche bzw. die Justage der Komparatorumschaltpunkte nimmt man analog zu Punkt 4/5/6 vor. Der Abgleich wird im 1-M Ω -Bereich analog zu Punkt 4 beendet. Widerstände > 1 M Ω bewirken die Überlaufanzeige des C 520 D. Sollte diese nicht kommen, gerät A1 zu früh in die Begrenzung, und R1 muß dann etwas im Wert erhöht werden.

Literatur

- [1] G. Skribanowitz, Offsetkompensation des BIFET-Operationsverstärkers B 080, radio-fernsehen-elektronik 31 (1982), Heft 7, Seite 432.
- [2] B. Kahl, A/D-Wandler C 520 D, radio-fernsehen-elektronik 31 (1982), Heft 6, Seite 377 ff.
- [3] K. Schlenzig, Einsatzbeispiele für den C 520 D, Amateurreihe «electronica», Band 221, 1. Aufl., Berlin 1985.
- [4] H. Jungnickel, Anwendung integrierter Spannungsregler, radio-fernsehen-elektronik 27 (1978), Heft 2, Seite 85 ff.
- [5] Halbleiter-Bauelemente 1981, Katalog RFT (Herausgeber HFO).
- [6] E. Balcke/H. Krause, Grundlagen der analogen Schaltungstechnik, 1. Aufl., Berlin 1981.

Der Ideenspeicher im Amateurfunk Hilfsmittel für die Amateurfunkpraxis

Dr. Walter Rohländer – Y220H

Im Grundsatzdokument über den Amateurfunk in der *Gesellschaft für Sport und Technik* vom 4. 8. 1975 heißt es u. a. im Kapitel *Grundsätze, Ziele und Aufgaben des Amateurfunks* unter Punkt 1.1.4.: «... Der Amateurfunk entwickelt und fördert Interessen, Kenntnisse sowie Fertigkeiten und Fähigkeiten, die für den modernen Produktionsprozeß nützlich sind. ... Er fördert die Erziehung und Bildung sozialistischer Persönlichkeiten sowie deren polytechnische Bildung ...» Diese beiden Sätze im Grundsatzdokument besagen nichts anderes, als daß der praktizierende Funkamateur in der *Gesellschaft für Sport und Technik* auch verpflichtet ist, seine Kenntnisse, Fertigkeiten, Fähigkeiten allgemein im gesellschaftlichen Interesse weiterzuentwickeln und zugänglich zu machen. Das bedeutet aber auch für ihn, daß er z. B. den FUNKAMATEUR, das *Elektronische Jahrbuch*, die Amateurreihe *electronica* sowie weitere Publikationen, Amateurfunkachtagungen und andere Möglichkeiten nutzt, sein Wissen sowie seine Erfahrungen weiterzureichen und allgemein zugänglich zu machen.

Nicht zu Unrecht gilt auch heute noch die große Lebensweisheit: Wissen ist Macht. Was dieses für unsere sozialistische Gesellschaft bedeutet, braucht nicht erst auseinandergesetzt zu werden. Wissen muß aber auch jederzeit verfügbar sein. Unser Alltag ist zu vielfältig, um das immer zu gewährleisten. Vieles kann daher unter Umständen verlorengehen, dem aktuellen Gedächtnis entschwenden. Daher erscheint es nützlich, ein «papiernes Gedächtnis» als Hilfsmittel heranzuziehen, um viele, besonders einfache, nützliche Ideen systematisch zu speichern. Jeder Funkamateur hat seine Bastelkiste, nur wenige ihre «Ideenkiste», also einen Ideenspeicher, jederzeit griffbereit, aufbereitet und verfügbar.

Der kleinste, einfache Ideenspeicher ist auf jeden Fall schon von mehr Nutzen als gar keiner. Dabei scheue der Leser nicht vor der Arbeit zurück, die möglicherweise ein solcher Wissensspeicher erfordert. Dem Verfasser reicht bereits die Zeit, in der eine Fachzeitschrift durchgearbeitet wird, um sich auf einer Karteikarte eine Idee, ein Schaltungsdetail zu skizzieren, mit oder ohne Quellenangabe. Aber doch stets so ausführlich, daß man bei Nutzung des Speichers die Originalquelle nicht mehr zu Rate ziehen muß, eine der wichtigsten Voraussetzungen des Wissensspeichers. Diese Karteikarten werden unter nur *wenigen* Schlagworten abgestellt. Für die Grobregistrierung der übrigen Literatur reicht dann bereits das Inhaltsverzeichnis von



Fachzeitschriften aus. Der Verfasser nutzt diese Art der Wissens- und Ideenspeicherung aus dem Bereich des Amateurfunks seit vielen Jahren für die Vorbereitung von Veröffentlichungen mit bestimmter Zielstellung, von Vorträgen für Amateurfunkfachtagungen, für die Ausbildung junger Kameraden als Ausbilder Amateurfunk, bei der Entwicklung bestimmter Bauprojekte usw.

Man muß sich nicht immer gleich eine Kartei anlegen. Es genügt auch die Buchform mit Grifflecken entsprechend der wenigen Schlagworte. Man kann den Speicher in Mußstunden durchblättern und wird stets aufs neue staunen, was bereits alles in Vergessenheit geraten ist, was man ganz aktuell wieder ausgraben kann, um es sofort zu nutzen, nicht nur im Amateurfunk, sondern z. B. auch für das QRL.

Dem Verfasser sind die folgenden 10 Schlagworte seit Jahren ausreichend: Empfangstechnik KW, Sendetechnik KW, Transceivertechnik, Antennentechnik, Mobilfunk, VHF/UHF, Meßtechnik, BCI/TVI, Werkstattkniffe sowie Extras. Nachfolgend seien dem Leser einige mehr oder weniger bekannte Ideen und Schaltskizzen aus dem Ideenspeicher des Verfassers unterbreitet, jedoch in einer etwas ausführlicheren Darstellung als in den Aufzeichnungen vorhanden.

Breitbandvorverstärker 10 bis 200 MHz (Empfangstechnik KW)

Bild 1 enthält einen einfachen HF-Vorverstärker zur Empfindlichkeitssteigerung einfacher und älterer Funkempfangsgeräte für den Bereich 10 bis 200 MHz, je nach eingesetztem Transistor auch höher. Die untere Grenzfrequenz

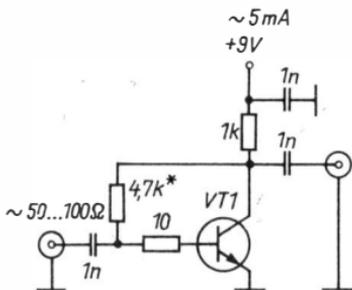


Bild 1
HF-Vorverstärker 10 bis 200 MHz; * bezeichnet Widerstand zur Arbeitspunkteinstellung, VT1 - BFY90, SF 245 o. ä.

quenz kann herabgesetzt werden, wenn man alle 3 Kondensatoren gemeinsam vergrößert, z. B. auf 10 oder 100 nF. Auf Kurzweile erreicht die Verstärkung etwa 20 dB, bei 144 MHz noch etwa 15 dB. Achtung! Breitbandverstärker sind offen wie ein «Scheunentor». Deshalb kann unter Umständen die Vorschaltung von Selektionsgliedern erforderlich sein, z. B. ein Saugkreis für einen empfindlichen Störer.

Konverter 10 kHz bis 200 MHz mit Grid- oder Transdipper als Oszillator (Empfangstechnik KW)

Glücklich sollte sich der schätzen, der in seinem Shack noch einen voll funktionsfähigen Grid- oder Transdipper besitzt. Ist das Dippersignal stabil, brummfrei und leicht einstellbar, so läßt sich nach Bild 2 ein nützlicher, extrem einfacher Konverter aufbauen. Als Diode eignet sich gut die *SAY17* oder besser die *Schottky-Diode KD 514 A* o. ä. Der Empfänger wird als abstimmbarer ZF-Kanal genutzt. Die Oszillatorfrequenz sollte stets oberhalb der Empfangsfrequenz liegen, da das π -Filter im Eingang ein Tiefpaß ist und das Oszillatorsignal nicht über die Antenne abgestrahlt werden darf. 1 bis 2 Koppelwindungen auf Hartpapierrohr mit geeignetem Innenmaß über die Diperspule geschoben, sind zur Oszillatorankopplung bereits ausreichend. Achtung! 2-m-FM-Empfang mit Dipperfrequenz bei 50 MHz und FM-RX als Nachsetzer (UKW-Radio) nur mit Hochpaß (f_{gr} über 100 MHz) betreiben, z. B. für die Relaisbeobachtung.

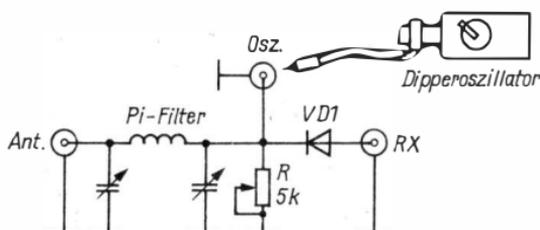


Bild 2 Einfacher Universalkonverter mit Grid-/Transdipper als Mischeroszillator (10 kHz bis 200 MHz); VD1 – SAY17, KD 514 A o. ä., R Kohleschichtpotentiometer, optimiert Arbeitspunkt von VD1, π -Filter = Tiefpaß entsprechend Antennenerfordernissen ausgelegt, π -Filterausgang etwa 100 Ω .

Ein ungewöhnlicher HF-Verstärker in C-Betrieb (Sendetechnik KW)

Die FehlAbstimmung der Transistorendstufe einer QRP-Station kann leicht zur Zerstörung des oft teuren Transistors führen. Die Schaltung nach Bild 3 bietet einen gewissen Schutz dagegen. Solange auf der Nutzfrequenz der Saugkreis $L1$ bis $L3 + C$ nicht in Resonanz ist, reicht die Gegenkopplung

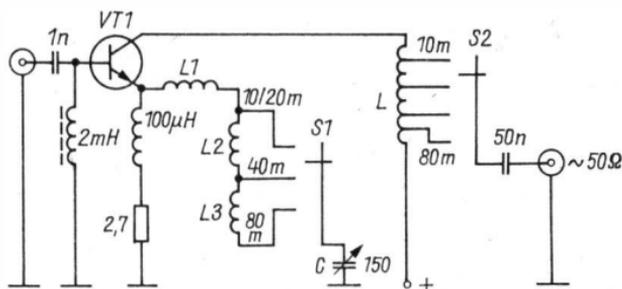


Bild 3 QRP-Senderendstufe in C-Betrieb 80 bis 10 m; bei Fehlabbildung durch Gegenkopplung geschützt. VT1 – 2N 3053, KT 606 A o. ä., L – Spulenkörper 8 mm Durchmesser (s. auch Text)

aus, so daß nur ein minimaler Kollektorstrom fließt. L besteht aus 30 bis 40 Wdg., 1-mm-CuL, mit einer Anzahl Abgriffen. S1 und S2 sind keramische Drehschalter. L1 bis L3 sollten nicht aufeinander koppeln. Die Auskopplung des Signals ist aperiodisch. Einer Transistorendstufe sollte immer eine gute Harmonischenunterdrückung folgen.

1-W-Transistorendstufe für 3 bis 30 MHz (Sendetechnik KW)

Die in Bild 4 dargestellte Transistorkaskodeendstufe hat einen Output von 1 bis 1,5 W bei einer Eingangsleistung von nur 1 bis 2 mW. Die Widerstände R2 und R3 dienen der Arbeitspunkteinstellung (A-Betrieb 80 bis 90 mA, AB-Betrieb 20 bis 30 mA). Der Eingangswiderstand liegt bei 75 Ω . Es ist ein Vorteil dieser Schaltung, daß der Ausgangswiderstand einige hundert Ohm beträgt, sich also übliche π -Filter direkt nachschalten lassen. Die Kaskodeschaltung zweier Transistoren ermöglicht eine höhere Versorgungsspannung und vermindert damit den notwendigen Siebaufwand in der Stromversorgung. Die Stufenverstärkung beträgt etwa 32 dB, selbst bei 250 MHz noch 20 dB. Eine Röhrendstufe, z. B. mit der GU 70 B, kann direkt angesteuert und auch fast voll angesteuert werden.

Drahtantennen müssen nicht ausgemessen werden (Antennentechnik)

Für den Funkamateur ist nach wie vor der einfache symmetrische Dipol, gerade oder im Winkel verspannt, die beste Antenne. Dabei gilt als 1. Regel: so hoch wie möglich, auf jeden Fall höher als $\lambda/4$ über Normalgrund (virtuelle Schicht hoher Grundleitfähigkeit), um aus dem Bereich der Steilstahlung in die Flachstrahlung zu gelangen. Darüber ist genügend in Antennenhandbüchern nachzulesen. Die 2. Faustregel besagt: eine symmetrische, luftisolierte «Hühnerleiter», soweit wie möglich senkrecht vom Dipol weg-

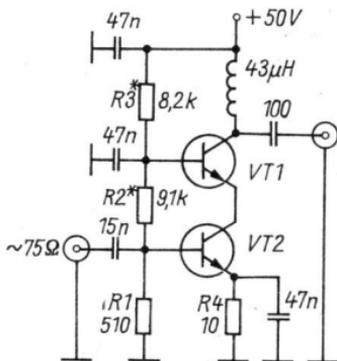


Bild 4
 1-W-Transistorkaskode-Endstufe 80 bis
 10 m; VT1, VT2 – KT 606A o. ä.

geführt, ist die beste Speiseleitung, nahezu ohne Verluste auch bei hohem Stehwellenverhältnis auf der Leitung.

Unter gewissen Voraussetzungen sollte man von der Verwendung diskreter Dipollängen abweichen und als 3. Faustregel formulieren: Man mache den symmetrischen Dipol so lang wie möglich und hänge ihn so kurz wie möglich abgespannt an seinen Aufhängepunkten auf. Das heißt, die mechanische Länge des symmetrischen Dipols spielt keine Rolle, sie sollte nur so lang wie möglich, aber stets größer als $\lambda/4$ der Betriebswellenlänge sein.

Zusammengefaßt: Dipol so hoch wie möglich und so lang wie möglich ($>\lambda/4$), luftisolierte Hühnerleiter senkrecht zum Dipol bis zum Anpaßgerät mit symmetrischem Eingang, kapazitätsarme *Link*-Kopplung und kurze Koaxialleitung zum TX oder TRCVR.

Vorteile

- Vergrößerung der geometrischen Abmessungen des Strahlungsfelds;
- Verbesserung der Rundstrahlcharakteristik (meist wird nur ein Dipol aufgehängt).

Nachteil

- Antennenanpaßgerät, kapazitätsarm, symmetrisch-unsymmetrisch, ist Bedingung.

Letzteres ist eine einmalige Investition und bei Multibandbetrieb einer Antenne sowieso erforderlich. Selbst unsymmetrische Drahtantennen sollte man so lang wie möglich zuschneiden, den Rest erledigt das Anpaßgerät.

Einen Schönheitsfehler behalten jedoch alle Dipole, ob mit diskreten oder beliebigen Abmessungen. Mechanische Drahtlängen, gemessen als Länge eines Antennenschenkels plus Speiseleitungslänge, von $\lambda/2$ - und λ -Vielfache sind nach wie vor zu meiden. Sie führen zur Spannungskopplung am Anpaßgerät, und es können sich gefährvolle Gleichtaktwellen aufschaukeln.

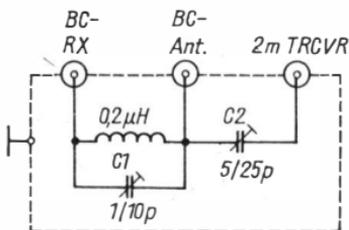


Bild 5
Diplexer für BC-RX und 2-m-Sende/Empfangsbetrieb an der gleichen Autoantenne

BC-Empfang und 2-m-Mobilfunk über Diplexer (Mobilfunk)

Wer nicht unnötig Löcher in sein Auto bohren will, aber schon eine Autoantenne besitzt (meist 1 cm lang), kann mit einer einfachen Weiche (Diplexer) nach Bild 5 diese Antenne für den Rundfunkempfang und den 2-m-Betrieb verwenden. Der gesamte Diplexer paßt in eine Metallbox 60 mm × 60 mm × 60 mm, muß also vollständig hochfrequenzdicht sein. Der Sperrkreis wird vor dem Einbau in die Abschirmbox mit einem Dipmeter auf 145 MHz abgeglichen. C2 sollte vor Schließen der Box mit angeschlossener 2-m-Station und Antenne auf maximale Empfangsempfindlichkeit abgeglichen werden. Antennen dieser Länge weisen eine induktive Reaktanz auf, die mit C2 weggestimmt wird.

Aktive und passive Frequenzvervielfachung (VHF/UHF)

Bild 6 zeigt einen einfachen aktiven Verdreifacher vom Prinzip her. Gegenüber der herkömmlichen Schaltung mit Emittiereingangswiderstand gegen Masse und Anschluß des Transistors am heißen Ende des $3f$ -Schwingkreises, ist in diesem Fall das $3f$ -Ausgangssignal gegenüber dem f -Eingangssignal in der Leistung stets größer. Bei festem Eingangssignal ist das Ausgangssignal durch Veränderung der Anzapfung am $3f$ -Kreis zu optimieren.

Der Diodenvervielfacher nach Bild 7 weist im Ausgang einen höheren Harmonischengehalt auf als ein solcher ohne die RC-Kombination. C muß induktionsarme Verbindung zur Masse haben (Klebekondensator oder

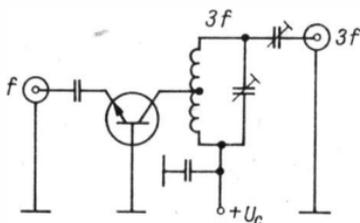
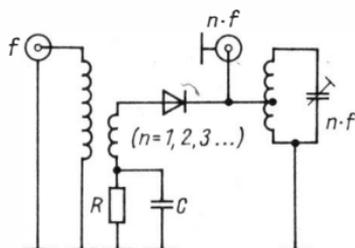


Bild 6
Aktiver Frequenzverdreifacher

Bild 7
 Passiver Diodenvervielfacher mit Arbeits-
 punkteinstellwiderstand



Durchführungs-C). Bei konstanter Eingangsleistung muß R für die gewünschte Harmonische optimiert werden. Dieser Widerstand bestimmt den Arbeitspunkt der Diode bei Ansteuerung.

50-Hz-Rauschquelle (Meßtechnik)

Für viele Empfindlichkeitsabgleicharbeiten erscheint ein Rauschgenerator äußerst nützlich. Ist das Rauschen moduliert, so erleichtert sich seine gehörmäßige Identifizierung. Bild 8 bietet eine einfache Schaltung. Mit der verwendeten Dezimeterdiode 1N23c beträgt die Rauschleistung bis 300 MHz etwa 18 dB. Wird die Emitter-Basis-Diode eines UHF-npn-Si-Transistors, z. B. 2N918, SF245 u. a. eingesetzt, so ist ein starkes Rauschen noch bis 1 GHz zu hören.

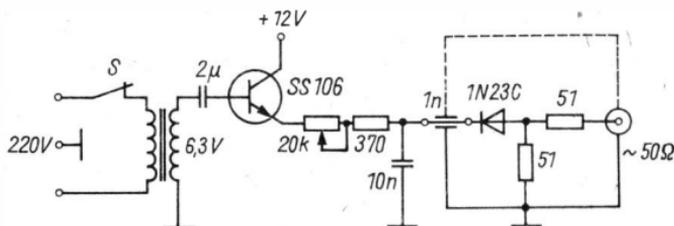


Bild 8 Mit 50 Hz modulierte Rauschquelle bis 300 (1000) MHz

Kurvenschreiber für Halbleiter (Meßtechnik)

Mit einem NF-Oszillografen und der in Bild 9 gezeigten Schaltung ist die Überprüfung von Einzelhalbleitern und diskreten Halbleiterbauelementen in einer Schaltung möglich. Erfahrungswerte für die Diagnose muß sich der Anwender selbst schaffen. Sicher festzustellen sind u. a. Sperrschichtfehler (Kurzschluß oder offen) sowie die unterschiedlichsten Diodenkennlinien mit und ohne ohmsche Belastung. Das einfache Gerät ist gut für Ausbildungszwecke in Arbeitsgemeinschaften und an Schulen geeignet (Demonstration).

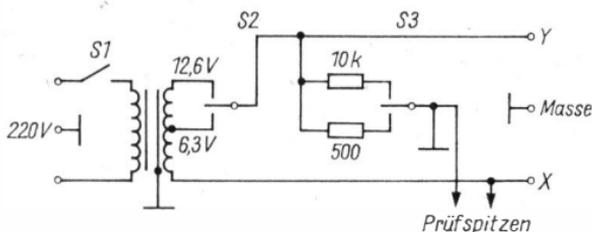


Bild 9
Halbleiterkurvenschreiber

Einfache Messung der VFO-Stabilität (Sendetechnik KW Meßtechnik)

Das NF-Mischprodukt eines quarzstabilen Signals (Eichpunktgeber) mit der VFO-Frequenz in einem Amateurempfänger wird oszillografisch mit der 50-Hz-Netzfrequenz verglichen (Bild 10). Auszuwerten sind die *Lissajous*-Figuren. Beim 50-Hz-Vergleich sollte man mit dem Y-Verstärker einen Kreis einstellen. Bis 750 Hz, der 14. Harmonischen von 50 Hz, ist eine gute Auswertung möglich. Voraussetzung zur Anwendung dieser Technik ist eine gewisse Langzeitstabilität der Netzfrequenz. Ohne Digitalzähler besitzt man in diesem Verfahren eine alternative Möglichkeit zur Einschätzung der VFO-Stabilität. *Achtung! Berührungsschutzmaßnahmen beachten!*

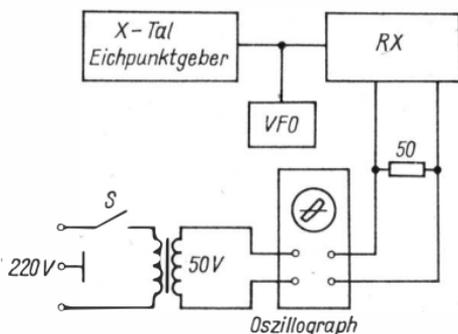


Bild 10
Meßanordnung zur Bestimmung der
VFO-Stabilität in Auswertung der *Lissajous*-
Figuren auf einem Oszillogra-
fenschirm

Instrument mit unterdrücktem Nullpunkt (Meßtechnik)

Lade- und Entladespannungen von Sekundärbatterien zeigen im allgemeinen einen nur flachen, zeitlichen Spannungsverlauf, den man mathematisch wie folgt darstellen kann: $U_{\text{Bat}} = U_0 + \Delta U$, in V. Dabei umfaßt ΔU den Spannungsbereich zwischen geladenem und fast entladem Zustand, eigentlich genauer den Sicherheitsspannungsbereich, in dem die Batterie ohne Schaden zu nehmen betrieben werden kann. Für eine Autobatterie von 12 V liegt dieser Bereich grob genähert zwischen 10 und 15 V. Sinnvoll zur Überwachung wäre nun ein Spannungsmesser für den gespreizten Be-

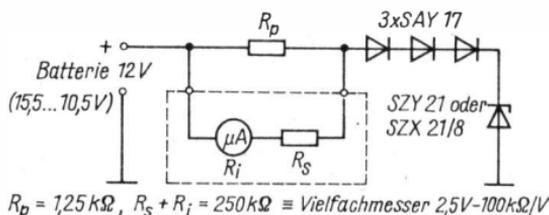


Bild 11
Spannungsmessung mit unterdrücktem Nullpunkt

reich 10 bis 15 V. Mit einer Schaltung nach Bild 11 läßt sich diese Aufgabe einfach lösen. In erster Näherung bleibt der Spannungsabfall der Serienschaltung von Z-Diode und 3mal *SAY 17* ($8,4 \text{ V} + 3\text{mal } 0,7 \text{ V} = 10,5 \text{ V}$) zwischen 0 und 2 mA konstant gleich 10,5 V. Im Meßbereich 2,5 V eines Vielfachmessers mit $100 \text{ k}\Omega/\text{V}$ wird bei einem R_p von $1,25 \text{ k}\Omega$ die Eingangsspannung von 10,5 bis 15,5 V angezeigt. Es ist jedoch empfehlenswert, die Instrumentenskale einmalig zu Anfang mit einer bekannten, veränderlichen Eingangsspannung zu kalibrieren.

Strommessung in Batteriestromkreisen (Meßtechnik)

Wird die Stromversorgung von Transistorgeräten der Sende- und/oder Empfangstechnik durch einen Stapel (Serienschaltung) von Rundbatterien realisiert, so ist die Stromentnahme und ihre Veränderung während der Einstellarbeiten in einer Anordnung gemäß Bild 12 meßbar. Ein Streifen 2seitig kaschiertes Leiterplattenmaterial mit angelöteter Stromableitung zu einem Vielfachmesser, zwischen 2 Batterien geschoben, ist dafür gut geeignet.

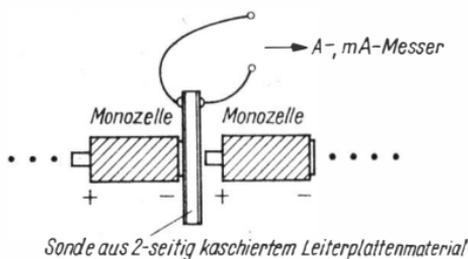


Bild 12
Strommessung in Batteriestromkreisen

Herstellung einer Anzapfung an kleinen Spulen (Werkstattniffe)

Das Anbringen von Anzapfungen an mit dünnen Drähten (CuL) bewickelten Spuleninduktivitäten ist nicht sehr einfach. Grill- oder Verpackungsaluminiumfolie leistet gute Dienste. Ein unter die betreffende Drahtwindung geschobenes Folienstück erleichtert die Lötarbeiten. Die Folienfahnen leiten die Wärme gut ab, so daß Nachbarwindungen nicht beschädigt werden.

Bohren und Fräsen an Leiterplattenmaterial (Werkstattkniffe)

Abgebrochene Nähnadeln eignen sich nach einseitigem Schrägschliff auf einem Ölstein sehr gut für Bohrarbeiten an kaschiertem Leiterplattenmaterial.

Leicht stumpfe Zahnbohrer sind gut für Fräsarbeiten an Leiterplattenmaterial geeignet. Dazu ist selbstverständlich eine Bohrmaschine mit feststellbarem Bohrstand erforderlich. Bohrer und plangeschliffener Bohrtisch werden in einen Abstand gebracht, so daß der Zahnbohrer gerade die Kupferschicht vom Leiterplattenmaterial abträgt. Die zu fräsierenden Isolierbahnen sind zuvor mit Bleistift auf der Kupferseite vorzuzeichnen. Unikate von Leiterplatten für einfache Schaltungen lassen sich auf diese Weise ohne Ätzarbeiten herstellen.

Wegwerffarbbehälter (Werkstattkniffe)

Kleinere Anstricharbeiten sind in jedem Amateurshack wiederholt notwendig. Einen Wegwerffarbtopf fertigt man sich wie folgt: Man drücke in eine Tasse Aluminiumhaushaltfolie, gieße die Farbe ein, führe die Arbeit durch, gieße die Farbe aus der Folie wieder zurück und werfe die verschmutzte Folie weg.

Einen ähnlichen Behälter für Gipsarbeiten stellt man sich aus Plastfolie, z. B. Haushalttaftfolie her.

Quelle für Abstandsringe (Werkstattkniffe)

Defekte oder abgebrochene Teleskopantennen vom Auto- oder Kofferradio werfe man nicht weg. Zersägt auf erforderliche Länge, plangeschliffen und entgratet, besitzt man einen guten Vorrat an Abstandshülsen oder -ringen, die dazu noch verchromt sind.

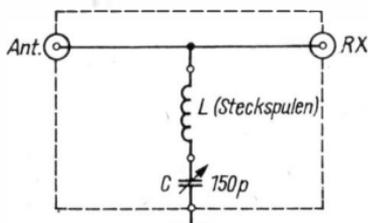
Spiegelfrequenzdipper (KW-Empfangstechnik)

Nicht jedes NF-Signal aus dem Lautsprecher oder Kopfhörer des Amateurempfängers ist ein Signal, das aus der Nutzfrequenz gebildet wurde. Besonders bei Empfängern mit niedriger 1. ZF und ohne einen guten Preselektor können starke Signale auf der Spiegelfrequenz stören, oder die ZF schlägt durch. Ein guter, abstimmbarer Saugkreis (Bild 13) in der Antennenzuleitung zum RX leistet in diesem Fall gute Dienste. Ausgediente Oktalröhrensockel liefern die Spulenkörper für die benötigten Steckspulen. Mit einem Allwellenempfänger ist der Spiegelfrequenzdipper leicht zu kalibrieren.

Die Verwendung dieses Dippers ergibt folgende Vorteile:

- Verbesserung der ZF-Festigkeit durch Abstimmung auf die ZF;

Bild 13
Spiegelfrequenzdipper zur Feststellung eindeutiger Verhältnisse auf dem Amateurband



- Erhöhung der Spiegelfrequenzfestigkeit durch Abstimmung auf die Spiegelfrequenz;
- Eingangssignalabschwächung durch Abstimmung auf Nutzfrequenz.

Pfeifstellen aus der Eigenproduktion des Empfängers bleiben bei Durchstimmung des Dippers unverändert in ihrer Signalstärke.

Literatur

Für den Ideenspeicher wurden vom Verfasser folgende Zeitschriften ausgewertet: FUNKAMATEUR (DDR), RADIO (UdSSR), Radiotechnika (VRU), Amaterske Radio (ČSSR), QST (USA), Old Man (Schweiz).

Mischstufe für Direktmischempfänger

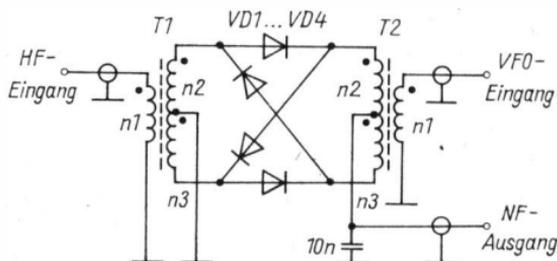
Der Direktmischempfänger erfreut sich vor allem bei jungen Funkamateuren großer Beliebtheit, da er unkompliziert in der Schaltung und damit im Aufbau ist. Für die Mischstufe eignen sich passive und aktive Mischer-schaltungen. Dabei ist auf eine ausreichende AM-Unterdrückung zu achten, so daß Balancemischerschaltungen bevorzugt angewendet werden. Aktive Schaltungen können mit Bipolartransistoren oder FET aufgebaut werden, geeignet sind auch die Mischstufen von Empfängerschaltkreisen (A 244 D, A 283 D). Passive Mischschaltungen können mit 2 Dioden in Balanceschaltung arbeiten, oder man wendet das Mischprinzip nach *Poljakow* an, bei dem die beiden Dioden antiparallel zusammengeschaltet sind. Bei letzterer Schaltung besteht der Vorteil, daß die Oszillatorfrequenz nur halb so groß ist wie die Empfangseingangsfrequenz, was der Oszillatorstabilität entgegenkommt.

Meist wird als Mischstufe der Balancingmodulator mit 4 Dioden beim Direktmischempfänger eingesetzt, wie er aus der SSB-Technik bekannt ist. Bild 1 zeigt ein Beispiel. Erforderlich sind 2 HF-Übertrager T1/T2 und 4 Dioden mit etwa gleicher Kennlinie. Es eignen sich schnelle Schaltdioden (GAZ- bzw. SAY-Typen, z.B. GAZ 16/SAY 17), beste Ergebnisse werden mit sogenannten «Hot-Carrier-Dioden» erreicht. Auf Grund der geringeren Schwellspannung erfordern Germaniumdioden eine kleinere Oszillatoramplitude. Die HF-Übertrager haben ein Übersetzungsverhältnis von 1:2. Daher können die Wicklungen n_1 bis n_3 zur Erreichung einer guten Symmetrie aus 3 verdrehten Drähten trifilar gewickelt werden. Die Wicklungen n_2/n_3 sind dann miteinander zu verbinden, in Bild 1 geben die Punkte den Wicklungsanfang an.



Bild 1

Schaltung eines Ringmodulators, der sich als Balancemischstufe auch für Direktmischempfänger eignet



In den zahlreichen Veröffentlichungen werden zu den Windungszahlen unterschiedliche Angaben gemacht. So liegen die Windungszahlen im Bereich von 6 bis 20 Wdg., wobei $n_1 = n_2 = n_3 = 15$ Wdg., 0,2 bis 0,3-mm-CuL, ein guter Kompromiß sind. Abhängig sind für eine Schaltungsoptimierung die Windungszahlen vom Frequenzbereich und vom A_L -Wert des HF-Übertragerkerns. Bei höherem A_L -Wert und bei höherer Frequenz kann die Windungszahl geringer sein. Als HF-Übertragerkern eignen sich gut die UKW-Doppelloch-Ferritkerne, wobei die Windungen auf den inneren Steg gewickelt werden.

Alle Bauelemente kann man auf einer kleinen Leiterplatte anordnen, so daß der Ringmodulator eine kompakte Baugruppe bildet. Es empfiehlt sich, die Wicklungen durch Lack festzulegen. Übrigens gibt es im Ausland solche Ringmodulatoren als kompakte, abgeschirmte Baugruppe.

HF-Schaltung für Direktmischempfänger

Für 5 Kurzwellenamateurfunkbänder ausgelegt ist die in Bild 2 gezeigte Schaltung des Eingangsteils eines Direktmischempfängers, die aus der HF-Eingangsstufe (VT1) und der Oszillatorstufe (VT2) besteht. Als Mischstufe arbeitet die 2-Dioden-Schaltung nach Poljakow, an die die HF-Vorstufe über einen HF-Übertrager T1 angekoppelt ist. Für T1 wird ein UKW-Doppellochkern verwendet, auf den 3×7 Wdg., 0,3-mm-CuL, trifilar aufgewickelt werden. Die Oszillatorstufe VT2 wird kapazitiv angekoppelt. Wichtig ist dazu die Sperrwirkung der Drosselspule L4, für die man einen Schalenkern mit hohem A_L -Wert (also ohne Luftspalt) verwenden muß (160 bis 200 Wdg., 0,15-mm-CuL, A_L -Wert etwa 3 900 nH/w²).

Die HF-Eingangskreise L1/L2 sind als festabgestimmtes Bandfilter aufgebaut. Die Oszillatorstufe ist eine Seiler-Schaltung mit kapazitiver Rückkopplung, die Kollektorspannung wird mit der Z-Diode VD3 stabilisiert. Für den Nachbau eignen sich als Transistoren VT1/VT2 – SF-Typen, für VD1/VD2 – GAZ 16, SAY 17 o. ä., VD3 – SZX 19/7,5 o. ä. In der Tabelle sind die Spulen- und Kondensatorenangaben für die 5 KW-Bänder (80/40/20/15/10 m) zusammengefaßt. Man beachte, daß die Oszillatorfrequenz nur halb so groß ist wie die HF-Eingangsfrequenz. Am Lautstärkeregler R wird ein rauscharmer NF-Kopfhörerverstärker angeschlossen, der eine hohe NF-Spannungsverstärkung hat. Eine hohe Verstärkung ist erforder-

Tabelle Spulendaten für den Direktmischempfänger in Bild 2

Spule	Abstimmbereich in MHz	L-Wert in μH	Wdg.	Anzapfung von Masse	Draht- durchmesser in mm	C1/C3 in pF	C2 in pF	C4 in pF
HF-Bandfilter								
L1/L2	3,5... 3,8 MHz	4,6	30	4. Wdg.	0,2 CuL	390	15	-
L3/L4	7,0... 7,1 MHz	2,3	17	3. Wdg.	0,3 CuL	220	9,1	-
L5/L6	14,0...14,35 MHz	1,15	14	3. Wdg.	0,4 CuL	120	5,1	-
L7/L8	21,0...21,45 MHz	0,57	8	2. Wdg.	0,6 CuL	100	6,2	-
L9/L10	28,0...29,7 MHz	0,4	7	2. Wdg.	0,6 CuL	68	5,6	-
Oszillatorkreis								
L11	1,75... 1,9 MHz	9,2	40	5. Wdg.	0,2 CuL	-	-	680
L12	3,5... 3,55 MHz	4,6	30	4. Wdg.	0,2 CuL	-	-	330
L13	7,0... 7,175 MHz	2,3	17	2. Wdg.	0,3 CuL	-	-	180
L14	10,5...10,725 MHz	2,0	16	2. Wdg.	0,4 CuL	-	-	150
L15	14,0...14,85 MHz	1,15	14	2. Wdg.	0,4 CuL	-	-	100

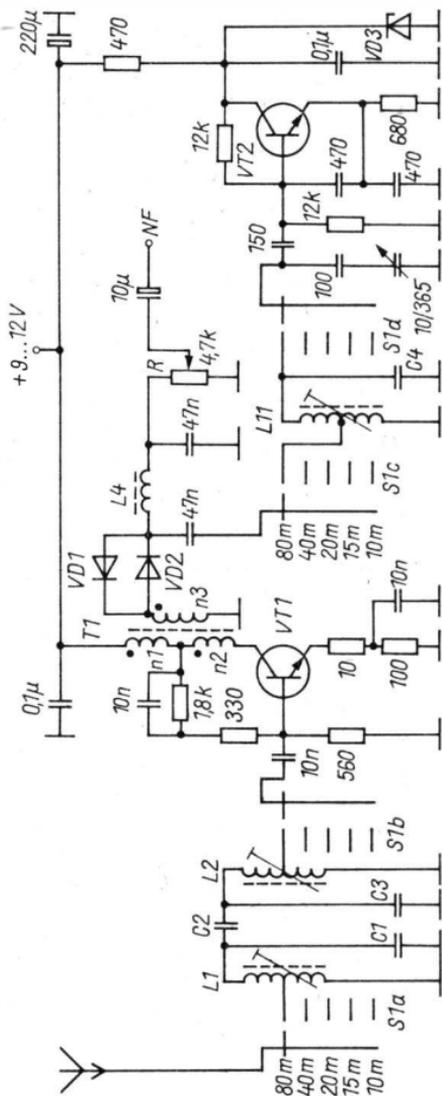


Bild 2 HF-Eingangsschaltung für einen Direktmischempfänger für 5 KW-Amateurfunkbänder [1]

derlich, damit eine ausreichende HF-Eingangsempfindlichkeit der Empfängerschaltung erreicht wird. Die Empfangseigenschaften des Direktmischempfängers werden verbessert, wenn man die NF-Bandbreite durch passive oder aktive Filterschaltungen für den CW- bzw. SSB-Empfang begrenzt.

Direktmischempfänger mit Empfänger-IS

Für den Empfang im 20-m-Band ausgelegt ist der in Bild 3 gezeigte Direktmischempfänger, bei dem als aktives Bauelement in der HF-Eingangsschal-

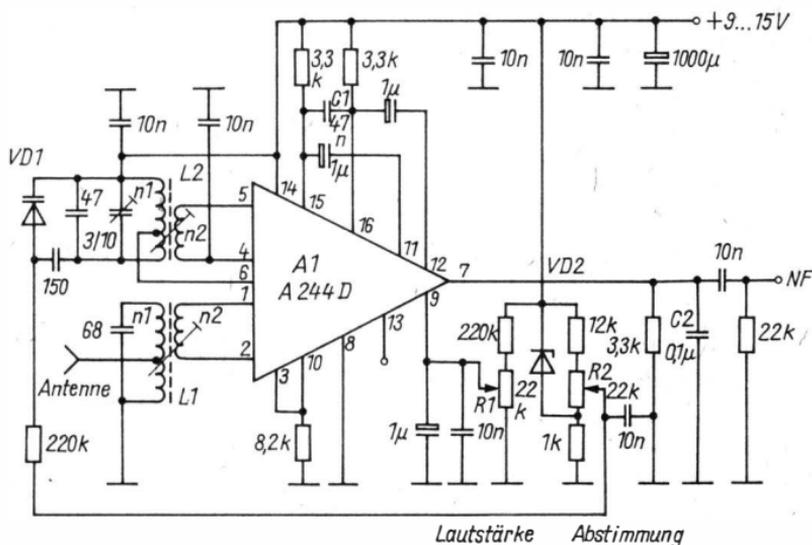


Bild 3 Direktmischempfänger mit dem Empfängerschaltkreis A 244 D [2]

Der Empfängerschaltkreis A 244 D eingesetzt wird. Geht man von der Innenschaltung des A 244 D aus, so werden die HF-Verstärkerstufe, die Misch- und die Oszillatorstufe normal verwendet. Der ZF-Verstärker arbeitet als hochverstärkender NF-Verstärker, der von Hand über pin 9 geregelt werden kann. Gleichzeitig wird die HF-Vorstufe über pin 3/pin 10 geregelt. Die hohe NF-Verstärkung erlaubt es, den nachfolgenden NF-Verstärker mit einem Schaltkreis (z. B. A 211 D) aufzubauen. Eingeengt wird die NF-Bandbreite durch RC-Tiefpässe ($C_1 = 47 \text{ nF}$ und $C_2 = 0,1 \text{ µF}$).

Der HF-Eingangskreis mit L1 ist fest abgestimmt, eine bessere Selektivität bringt der Einsatz einer HF-Bandfilterschaltung (s. Bild 2). Der Oszillatorkreis mit L2 wird elektronisch durch eine Kapazitätsdiode VD1 (BB 105 B o. ä.) abgestimmt, die Abstimmspannung gewinnt man aus der mit VD2 (SZX 19/5,6) stabilisierten Spannung. Für L1/L2 werden Schalenkerne $14 \text{ mm} \times 8 \text{ mm}$ aus Manifer 343 verwendet, der A_L -Wert soll 40 nH/w^2 sein. Dann ergeben sich etwa folgende Spulendaten: L1 - n1 = 7 Wdg., Anzapfung 1 Wdg. von Masse; n2 = 2,5 Wdg.; L2 - n1 = 6 Wdg., Anzapfung 2,5 Wdg. von Masse; n2 = 1 Wdg.; Spulendraht etwa 0,2-mm-CuLSS.

Kopfhörerverstärker für Direktmischempfänger

Bei Direktmischempfängern wird meist die Wiedergabe über Kopfhörer bevorzugt, so daß einfache NF-Verstärkerschaltungen ausreichen. Allerdings sollte die NF-Spannungsverstärkung wenigstens 40 dB (100fach) betragen, da davon die HF-Eingangsempfindlichkeit des Direktmischempfängers abhängt. Bild 4a zeigt eine Schaltung mit komplementären Transistoren, für die eine Verstärkung von 40 dB angegeben wird. Der Kondensator C

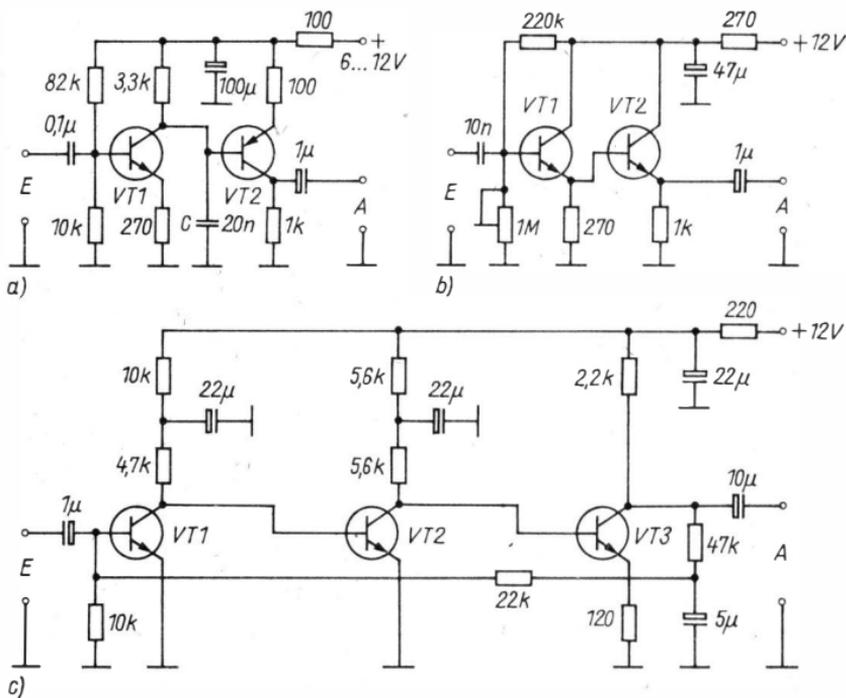


Bild 4 NF-Verstärkerschaltungen für Kopfhörerbetrieb, geeignet für Direktmischempfänger [3]

(20 nF) begrenzt die NF-Bandbreite durch Abschneiden der oberen NF-Frequenzen. Als Transistoren eignen sich für VT1 – SC 239d, für VT2 – SC 309d.

Für die Schaltung nach Bild 4b wird eine Verstärkung von 50 dB (etwa 300fach) angegeben, wobei die Eingangsschaltung hochohmig (200 kΩ), die Ausgangsschaltung niederohmig (etwa 1 kΩ) ist. Als Transistoren eignen sich SC 239e. Besonders günstig ist die Schaltung nach Bild 4c, die eine Verstärkung von 100 dB (100 000fach) aufweist. Der Ausgang ist für hochohmige Kopfhörer ausgelegt. Bei dieser hohen Verstärkung muß vor allem bei der Siebung der Betriebsspannung ein höherer Aufwand getrieben werden. Als Transistoren verwendet man für VT1/VT2 – SC 239e, für VT3 – SC 237/SC 238e.

7-MHz-VFO

Bild 5 zeigt die Schaltung eines im Frequenzbereich 7,0 bis 7,1 MHz abstimmbaren stabilen VFO. Man verwendet die Clapp-Schaltung, wobei mit C6 durch Verändern der Rückkopplung abgestimmt wird. C1/C2/C4/C5 sind Kunststoffoliekondensatoren (Styroflex), C3 ist ein Keramikkondensator mit positivem Temperaturkoeffizienten zur Temperaturkompensation

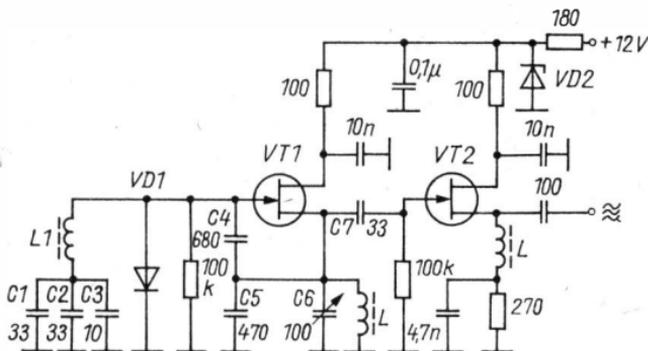


Bild 5 Stabile VFO-Schaltung für das 40-m-Band [4]

des Oszillatorschwingkreises. Für L_1 wird eine Induktivität von $6 \mu\text{H}$ angegeben, die Drosseln L haben eine Induktivität von $100 \mu\text{H}$. Als Transistoren VT1/VT2 eignen sich FET-Typen wie BF 244/BF 245 o. ä., für die Dioden VD1 – GA 101, VD2 – SZX 19/9,1. Zur Dimensionierung der Oszillatorschaltung bei anderen Frequenzen werden für die nachfolgenden Bauelemente die Impedanzwerte ($L = X_L / 2\pi \cdot f$ und $C = 1/2\pi \cdot f \cdot X_C$) angegeben:

$X_{L1} = 265 \Omega$	$X_{C4} = 33 \Omega$
$X_L = 4400 \Omega$	$X_{C5} = 48 \Omega$
$X_{C1} = 690 \Omega$	$X_{C6} = 303 \Omega$
$X_{C2} = 690 \Omega$	$X_{C7} = 690 \Omega$
$X_{C3} = 2275 \Omega$	

VFO für 7 und 14 MHz

In der Oszillatorschaltung (Bild 6) wird die Colpitts-Schaltung verwendet, als FET VT1 eignet sich der Typ BF 244/BF 245. Die Betriebsspannung ist stabilisiert (VD1 – GA 101, VD2 – SZY 19/8,2). Abstimmbar ist der VFO im Bereich 7,0 bis 7,175 MHz (wegen des 20-m-Bands, aber 40-m-Band nur von 7,0 bis 7,1 MHz!). Für die Spule L_1 wird ein L -Wert von $1,5 \mu\text{H}$ angegeben. Nachzuschalten ist der Oszillatorstufe VT1 auf jeden Fall eine

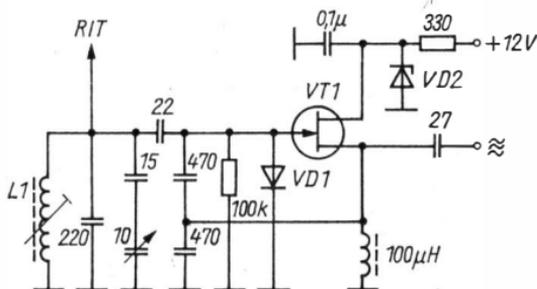


Bild 6 Oszillatorstufe des VFO für 7/14 MHz [5]

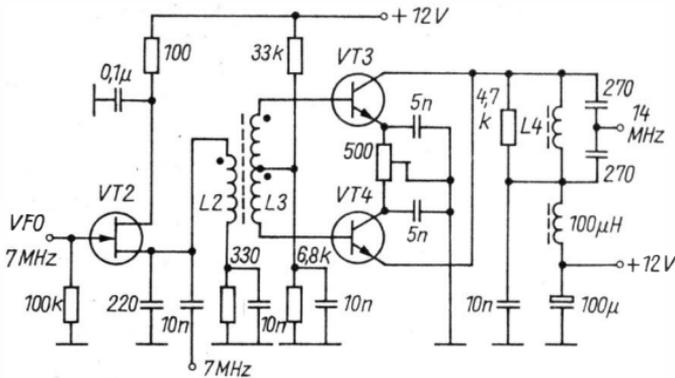


Bild 7 Trennstufe und Frequenzverdopplerstufe des VFO 7/14 MHz [5]

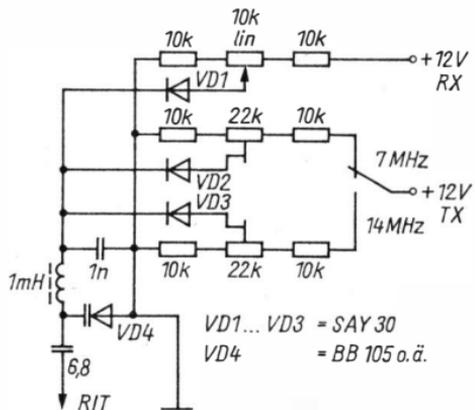


Bild 8

Schaltung zur Frequenzverstellung des VFO 7/14 MHz bei Empfang und bei Senden [5]

VD1... VD3 = SAY 30
VD4 = BB 105 o. ä.

Trennstufe. Dieser entspricht die Transistorstufe VT2 nach Bild 7, die ebenfalls mit einem FET bestückt ist. Nach der Trennstufe wird einmal das 7-MHz-Signal kapazitiv ausgekoppelt, zum anderen steuert das 7-MHz-Signal über den HF-Breitbandübertrager L2/L3 die Frequenzverdopplerstufe VT3/VT4 an. Am Schwingkreis mit L4 wird kapazitiv das 14-MHz-Signal ausgekoppelt. Für L2 werden $2,3 \mu\text{H}$ und für L4 $0,8 \mu\text{H}$ angegeben. L2/L3 sind als Toroidspule ausgebildet, z. B. UKW-Doppellochkern, L2 – 23 Wdg., L3 – 2×10 Wdg., 0,4-mm-CuL. Als Transistoren eignen sich für VT2 – BF 244/BF 245, für VT3/VT4 – SC 236, SF 136 o. ä.

Einfacher 2-m-FM-Sender

Steht ein 48-MHz-Quarz zur Verfügung, so läßt sich der im Bild 9 gezeigte 2-m-FM-Sender schnell aufbauen. Die Kapazitätsdiode VD1 (BB 105 o. ä.) wird mit der Mikrofonverstärkerspannung angesteuert und erzeugt die Frequenzmodulation. L2/C2 und L3/C3 werden auf 145 MHz abgestimmt. Die

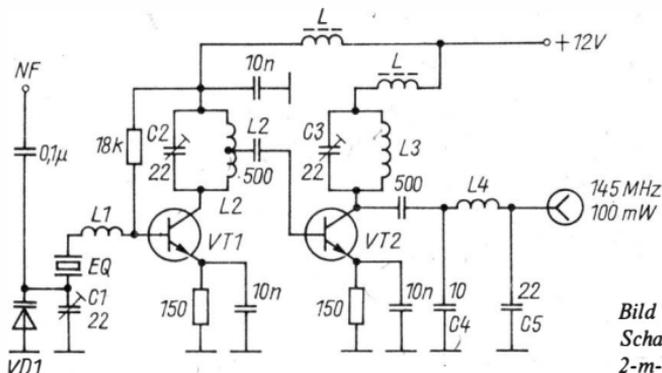


Bild 9
Schaltung eines einfachen
2-m-FM-Senders [6]

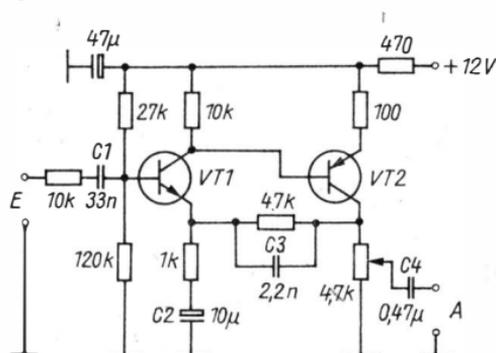


Bild 10
Mikrofonverstärker für 2-m-FM-
Sender [7]

Auskopplung des 2-m-Signals geschieht über ein π -Filter mit $L4$. Als Transistoren VT1/VT2 können SF136, SSY 20 o. ä. verwendet werden. Die Spulenwerte sind $L1 - 6$ Wdg., $L2/L3/L4 - 4$ Wdg., 1-mm-CuAg, 5 mm Durchmesser. Für die Drosseln L wickelt man 4 Wdg., 0,6-mm-CuL, auf kleine Ferritstifte 5 mm Durchmesser.

Bild 10 zeigt die Schaltung eines geeigneten Mikrofonverstärkers für den 2-m-FM-Sender. Der Eingang ist ausgelegt für ein mittelohmiges, dynamisches Mikrofon. Der Frequenzgang kann für die Sprachübertragung eingengt werden, so vor allem durch die Kondensatoren C1/C3/C4 (Höhen) und C2 (Tiefen).

Literatur

- [1] A. Janeczek, KW-SWL-Empfänger, Radioelektronik (SP), Heft 4/1985, Seite 13 bis 14.
- [2] G. Hoffschmidt, 14-MHz-Empfänger, cq-DL, Heft 11/1978, Seite 492 bis 494 bzw. electron (PA), Heft 2/1979, Seite 87 bis 88.
- [3] A. Bassó, Amateursaltungen, Radiotechnika (HA), Heft 1/1981, Seite 38.
- [4] A. Bassó, Amateursaltungen, Radiotechnika (HA), Heft 6/1985, Seite 18.
- [5] A. Bassó, Amateursaltungen, Radiotechnika (HA), Heft 7/1985, Seite 15.
- [6] F. Priem, Mentor - für den Anfänger, electron (PA), Heft 9/1985, Seite 426.
- [7] F. Priem, Mentor - für den Anfänger, electron (PA), Heft 5/1985, Seite 221.

Rauschminderungsschaltung für Stereobetrieb und universellen Einsatz

Dipl.-Ing. Klaus Weinhold

In den vergangenen Jahren ist die Qualität der Tonsignalübertragung, Tonsignalspeicherung und Tonwiedergabe entscheidend verbessert worden. Während gegenwärtig solche Parameter wie zu übertragender Frequenzbereich, Klirrfaktor und Übersprechdämpfung relativ gut beherrschbar geworden sind, gibt es jedoch bei der Realisierung eines entsprechenden Dynamikumfangs und bei der weiteren Verringerung des Rauschens größere Schwierigkeiten. Im folgenden Beitrag wird ein stereotüchtiges dynamisches Rauschfilter vorgestellt. Die Schaltung wird ausschließlich wiedergabeseitig eingesetzt. Ihre universelle Konzeption gestattet den Anschluß unterschiedlicher Tonquellen wie Magnetband, Schallplatte, Rundfunk usw. Bei der Verarbeitung von Stereosignalen bleibt dabei das Klanggleichgewicht zwischen beiden Stereokanälen erhalten.

Für den Elektronikamateur ergibt sich mit einer optimalen Bauelementauswahl und dem damit verbundenen einfachen Schaltungskonzept der Vorteil einer hohen Nachbausicherheit bei minimalem Material- und Meßmittelaufwand.

Funktion der Schaltung

Das Rauschen nimmt man subjektiv nur bei geringen Signalpegeln (z. B. leise Musik) wahr. Bei mittleren und großen Signalpegeln wird die Rauschspannung vom Nutzsignal überdeckt. Das störende Rauschen tritt dabei vor

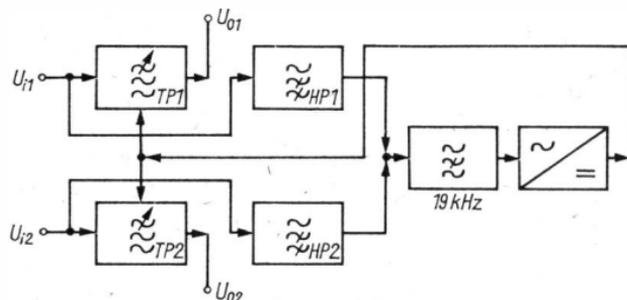


Bild 1 Übersichtsschaltung des dynamischen Rauschfilters

allem in höheren Frequenzbereichen auf. Die Möglichkeit, Rauschsignalspannungen durch Einengung des Übertragungsbereichs abzuschwächen in Verbindung mit dem Verdeckungseffekt, wird in vorliegender Schaltung genutzt.

Bild 1 zeigt die Prinzipschaltung. Die Eingangssignale für den linken und den rechten Kanal gelangen jeweils auf einen steuerbaren Tiefpaß. Gleichzeitig werden die oberen Frequenzanteile beider Kanäle jeweils verstärkt und zu einem Signal vereint. Das auf diese Weise gewonnene Summensignal wird nach entsprechender Verstärkung und Gleichrichtung für die Beeinflussung der steuerbaren Tiefpässe herangezogen. Bei sehr niedrigen Eingangspegeln sind die steuerbaren Tiefpässe voll wirksam. Bei Vergrößerung des Eingangspegels wird durch die Steuerung die Übertragungsbandbreite vergrößert.

Mit dem 19-kHz-Filter werden Pilottonreste wirksam unterdrückt. Diese würden sonst die Arbeitsweise des Systems negativ beeinflussen. Dadurch ist ein universeller Einsatz der Schaltung, z. B. in einem Stereoverstärker oder einem Mischpult, möglich.

Schaltungsbeschreibung

Für diese dynamische Rauschminderungsschaltung bietet sich der Klangregelschaltkreis *A 274 D* an. Dieser Baustein enthält 4 elektronisch regelbare Verstärker. Die Regelung wird jeweils mit einer variablen Gleichspannung für 2 Kanäle gleichzeitig vorgenommen.

Für die steuerbaren Tiefpässe setzt man das übliche Bauelementenetzwerk zur Höhenregelung am *A 274 D* mit leicht veränderter Dimensionierung ein. Durch Variation der Gleichspannung an pin 12 kann somit eine Höhenregelung der NF-Eingangsspannung synchron für beide Kanäle vorgenommen werden. Das Ausgangssignal läßt sich an pin 11 bzw. pin 13 abnehmen. Die Eingänge der übrigen 2 Verstärker werden über den Hochpaß 2,2 nF/12 k Ω mit dem jeweiligen Eingangssignal angesteuert. Bei der angegebenen Beschaltung arbeiten diese Verstärker frequenzmäßig linear. Eine Verstärkungsregelung dieser Stufen wird durch Gleichspannungsvariation an pin 4 mit R1 erreicht.

An pin 3 bzw. pin 5 stehen die verstärkten Eingangssignale zur weiteren Verarbeitung bereit. Über die Kombinationen 1 k Ω /47 nF wird daraus ein Summensignal gebildet. Das sich anschließende 19-kHz-Filter wird durch den Parallelschwingkreis L1/C1 gebildet. Der Regelverstärker wurde mit dem Operationsverstärker *B 861 D* realisiert. Er arbeitet mit einer Verstärkung von 60 dB. Bei der angegebenen Kompensation tritt keine Schwingneigung auf. Die nachfolgende Spannungsverdopplerschaltung erzeugt die Regelgleichspannung für pin 12. Mit VD3 und der Basis-Emitter-Diode von VT1 wird ihr Wert auf etwa 6 V begrenzt.

Eine einfache Anzeigeschaltung mit VT1, VT2 und VT3 ermöglicht die Kontrolle der Grundbetriebszustände des dynamischen Rauschfilters. VD5 leuchtet bei maximaler Höhendämpfung ($U_{C1} < 0,7$ V), VD4 wird bei voll

aufgeregeltem Tiefpaß angesteuert. Diese einfache Kontrolle des Eingangspegels ist sinnvoll, aber nicht unbedingt notwendig. Soll die Anzeigeschaltung entfallen, sind VD3, R2 und C1 parallelzuschalten. Durch Schließen von S1 wird das dynamische Rauschfilter abgeschaltet. Die Tiefpässe bleiben damit ständig aufgeregelt, und VD4 zeigt in diesem Fall Dauerbetrieb an.

Aufbau und Inbetriebnahme

Die Schaltung wurde auf einer Leiterplatte 70 mm × 100 mm untergebracht (Bild 3/Bild 4). Der Aufbau ist unkritisch. Die Werte der in der Schaltung angegebenen passiven Bauelemente sind vor allem bei frequenzbestimmenden Gliedern und im Regelkreis exakt einzuhalten. Bild 5 zeigt die bestückte Leiterplatte der Rauschminderungsschaltung. Für L1 wurde ein

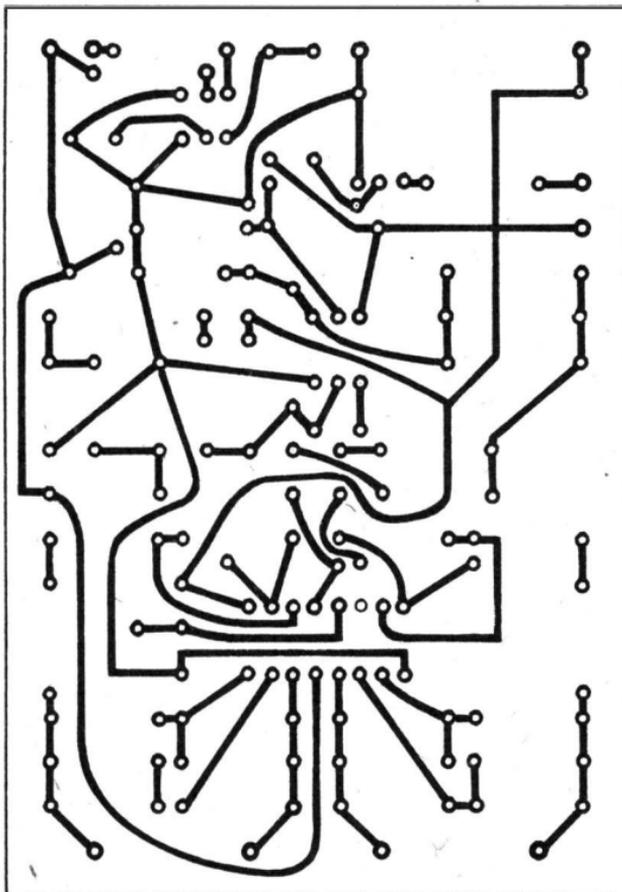


Bild 3 Leiterführung der Leiterplatte für die Rauschminderungsschaltung

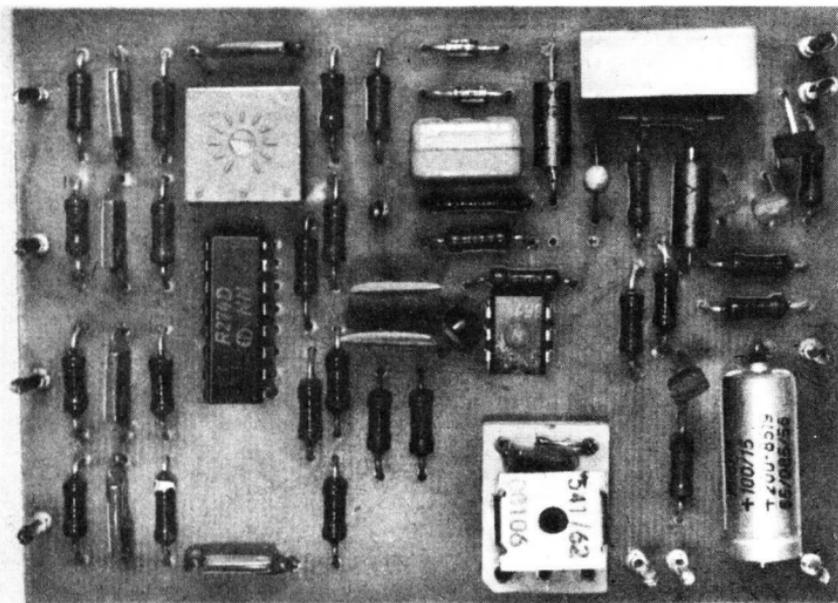


Bild 5 Ansicht der bestückten Leiterplatte für die Rauschminderungsschaltung

nung von etwa 0,7 V über C1. Die Schaltung ist somit einsatzfähig. Wenn kein Sinusgenerator vorhanden ist, kann man R1 auch im Betriebszustand mit der Anzeigeschaltung genau einstellen. VD5 muß in den Musikpausen und VD4 bei mittleren und lauten Musikpassagen aufleuchten.

Hinweise und Erfahrungen

Die vorgestellte Rauschminderungsschaltung wurde nach Einbau in einen Heimstereoverstärker praktisch erprobt. Beim Einfügen der Rauschminderungsschaltung in die Gesamtkonzeption des Verstärkers sind die vorgegebenen Anschlußbedingungen wie Pegelverhältnisse, Ein- und Ausgangswiderstand, Stromversorgung usw. zu berücksichtigen. Die Werte dazu sind aus den technischen Daten zu ersehen. Weiterhin muß man darauf achten, daß die Platzierung der betreffenden Schnittstelle für den Einbau der Schaltung vor dem Lautstärkesteller liegt.

Aus den am Versuchsmuster gemessenen technischen Daten ist weiterhin zu ersehen, daß sich bei mittleren und großen Eingangspegeln eine leichte Höhenanhebung von 1,6 dB einstellte. Dieser Wert ist abhängig von der maximal auftretenden Regelspannung über C1 und wird durch die Z-Spannung von VD3 festgelegt. Typische Werte für ein lineares Übertragungsverhalten des A 274 D liegen bei Regelspannungswerten zwischen 5,2 bis 5,8 V an pin 12. Bei Bedarf kann diese Höhenanhebung noch bis etwa 16 dB erweitert werden. Der größere Regelbereich wird dann z. B. durch Einsetzen einer Z-Diode SZX 21/6,8 realisiert.

Die Wirksamkeit der Rauschunterdrückung ist deutlich hörbar. Eine Verringerung der oberen Grenzfrequenz bei sehr geringen Eingangspegeln wurde dabei kaum als störend empfunden. Dagegen muß die leichte Höhenanhebung bei mittleren und großen Eingangspegeln eher positiv beurteilt werden. Es wurde eine hörbare Verbesserung des Dynamikumfangs erreicht.

Der Vorteil des vorgestellten dynamischen Rauschfilters liegt in seiner universellen Einsetzbarkeit. Magnetbandgeräte, Tuner, Verstärker, Plattenspieler, Stereosteuergeräte, Mischpulte usw. können damit ausgerüstet werden. Das MPX-Filter ist dabei nicht für jeden Anwendungsfall notwendig (z. B. Plattenspieler). Weiterhin besteht die Möglichkeit, ein universelles Zusatzgerät aufzubauen. Dieses kann bei Bedarf zwischen Tonträger und Verstärker geschaltet werden. Beim Bau eines solchen Zusatzgeräts sind Eingangsimpedanzwandlerstufen vorzusehen. Mehrere umschaltbare Eingänge und eine Regelmöglichkeit des Eingangssignals sind dann sinnvoll.

Technische Daten der Rauschminderungsschaltung

Betriebsspannung	13,5 bis 16,5 V
Stromaufnahme	≈ 40 mA
Eingangsimpedanz	15 kΩ
Ausgangsimpedanz	4,7 kΩ
maximale Ausgangsspannung $U_{O\text{eff}}$	1 V
Verstärkung bei Grundfrequenz 1 kHz	0 dB
Höhenabsenkung bei $U_i < 3$ mV (10 kHz, bezogen auf 1 kHz)	15,2 dB
Höhenanhebung bei $U_i > 15$ mV (10 kHz, bezogen auf 1 kHz)	1,6 dB
Übersprechdämpfung ($U_o = U_i = 1$ V)	68 dB
Klirrfaktor nach [3] ($U_o = U_i = 1$ V)	0,06 %
obere 3-dB-Grenzfrequenz (MPX-Filter gebrückt) bei	
$U_i < 3$ mV	1,5 kHz
$U_i = 10$ mV	8,6 kHz
$U_i > 20$ mV	> 30 kHz
untere 3-dB-Grenzfrequenz	< 20 Hz

Literatur

- [1] H. Bergmann, Verfahren zur Rauschminderung bei der Tonsignalverarbeitung, radio-fernsehen-elektronik 31 (1982) Heft 11, Seite 731 bis 735.
- [2] K. Sittig, Rauschminderungsschaltung nach dem DNL-Prinzip, FUNKAMATEUR 31 (1982) Heft 9, Seite 435 bis 437.
- [3] P. Edelmann, Integrierte Lautstärke- und Klangeinsteller A 273 und A 274, radio-fernsehen-elektronik 28 (1979) Heft 12, Seite 751 bis 757.

PLL-Demodulator – Baustein für UKW-Empfänger

Reinhard Dietrich

In diesem Beitrag wird eine Schaltung beschrieben, die das FM-Signal eines Stereotuners mit einem PLL-Demodulator (PLL = Phase Locked Loop) demoduliert. In der beschriebenen Schaltung werden Bauelemente und Schaltkreise der DDR-Produktion verwendet, um einer großen Anzahl von Interessenten den Nachbau zu ermöglichen. Gegenüber dem Quadraturdemodulator bzw. dem Ratiodektor ergeben sich einige Vorteile, die den zusätzlichen Aufwand rechtfertigen. Der entscheidende Vorteil besteht in der Vergrößerung des Fremdspannungsabstands, was besonders bei schwach einfallenden Sendern von Nutzen ist, da sich dadurch die Qualität der Stereowiedergabe wesentlich verbessert. Zum anderen hat der PLL-Demodulator eine fast lineare Durchlaßkurve, so daß der Klirrfaktor sehr gering bleibt [1]. Die Anwendung dieser Schaltung ist nicht nur auf die Unterhaltungselektronik beschränkt, sondern kann auch dem UKW-Funkamateur von Nutzen sein.

Ergänzt wird der Demodulator durch einen PLL-Stereodekoder, der den üblichen Standarddekoder der *D 1* ablösen kann. Damit wird auch die Stereowiedergabe verbessert.

Schaltungsbeschreibung

Eine PLL-Schaltung besteht in der Grundauführung aus einem Phasenvergleicher (PV), einem Tiefpaß (TP) und einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO), siehe Bild 1. Der VCO schwingt zunächst auf seiner Eigenfrequenz f_{osz} . Diese Frequenz und die frequenzmodulierte, begrenzte Eingangsfrequenz f_e gelangen zum Phasenvergleicher PV. Aus der Fre-

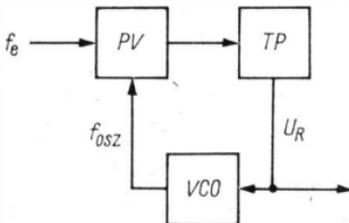


Bild 1
Prinzip der PLL-Schaltung

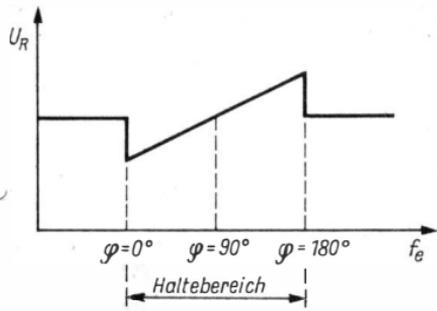


Bild 2
Darstellung des Haltebereichs einer PLL-Schaltung

quenzdifferenz beider Frequenzen entsteht am PV-Ausgang eine Regelspannung, die über den Tiefpaß TP den VCO nachstimmt, bis es zum Einrasten kommt.

Beide Frequenzen sind nun absolut gleich, jedoch in ihrer Phasenlage zueinander unterschiedlich. Dieser Rasterzustand bleibt bestehen, solange sich der Phasenwinkel zwischen 0 und 180° bewegt. Man nennt das den Haltebereich. Wird der Phasenwinkel kleiner als 0° bzw. größer als 180°, kommt es zum Ausrasten der PLL, siehe Bild 2.

Da die Regelspannungsänderung innerhalb des Haltebereichs proportional der Eingangsfrequenzänderung verläuft, stellt sie ein haargenaues Abbild der Modulationsspannung dar, mit der die f_e moduliert ist. Der TP am Ausgang des PV hat die Aufgabe, hochfrequente Mischprodukte des PV zu unterdrücken, jedoch die Regelspannung U_R passieren zu lassen.

Erprobte PLL-Schaltungen

Als besonders brauchbar für diesen Anwendungsfall erwies sich der integrierte Schaltkreis R 244 D, der zum Preis von nur 1,65 M in den RFT-Amateur-Filialen angeboten wird. Er verfügt über einen Doppelgegentaktmischer, der als Phasenvergleicher PV eingesetzt wird, einen Oszillator, der als VCO wirkt, und einen Vorverstärker, der die ZF-Eingangsempfindlich-

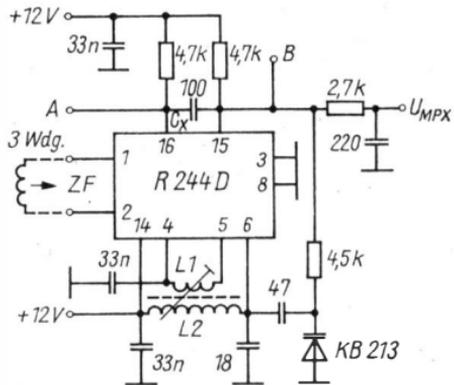


Bild 3
Stromlaufplan des PLL-Demodulators mit dem Schaltkreis R 244 D

Mit diesem PLL-Demodulator wurde der REMA-Stereotuner umgerüstet. Gleichzeitig wurde der Originalstereodekoder *SD1* durch einen modernen PLL-Stereodekoder mit dem Schaltkreis *A 290* ersetzt (Bild 5). Beide Schaltungsteile fanden auf einer Leiterplatte Platz, die die Abmessungen der *SD1*-Leiterplatte aufweist. Damit läßt sich die neue Schaltung problemlos einbauen.

Mechanischer Aufbau

Die Leiterplatte (Bild 7, Bild 8) wurde aus doppelkaschiertem Leiterplattenmaterial aufgebaut. Die Bestückungsfläche bildet die Masseleitung. Alle Bohrungen, die nicht Masseverbindung haben dürfen, werden von oben mit

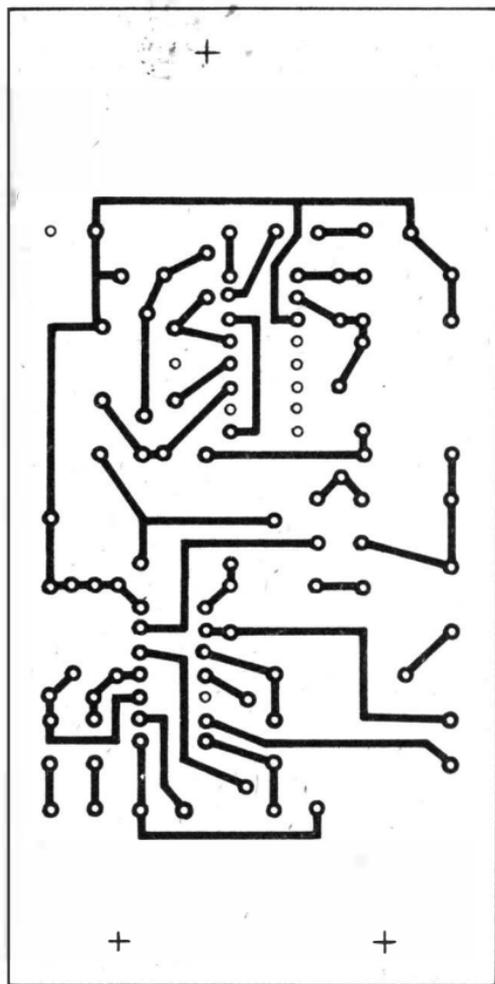


Bild 7 Leiterführung der Leiterplatte für die PLL-Schaltungen

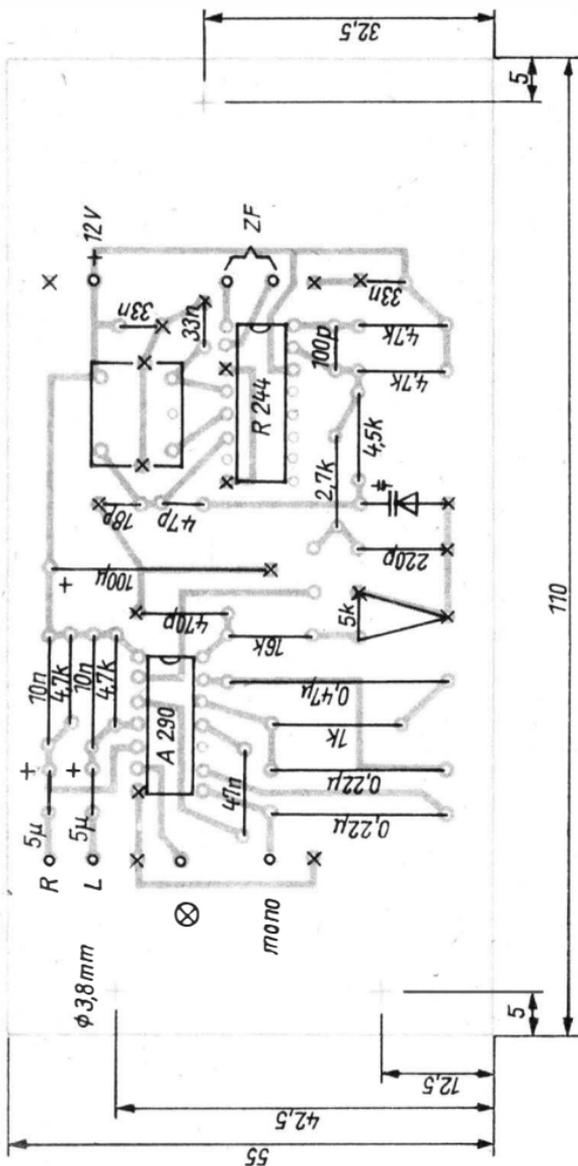


Bild 8 Bestückungsplan der Leiterplatte für die PLL-Schaltungen

einem 3-mm-Bohrer freigesenkt. Als Oszillatorschaltung wird ein FM-Vagant-ZF-Filter eingesetzt, Bild 6 zeigt Wickel­daten.

Die ZF-Eingangsspannung für den R 244 D wird aus dem 1. Filter des Rati­detektors des FM-ZF-Verstärkers ausgekoppelt, indem man eine Koppel­wicklung von 3 Wdg. aufbringt. Da der Rati­detektor im REMA-Tuner all­seitig abgeschirmt ist, muß seitlich durch das Alu-Gehäuse ein kleines Loch gebohrt werden, durch das eine verdrehte Leitung herausgeführt wird (Bild 9).

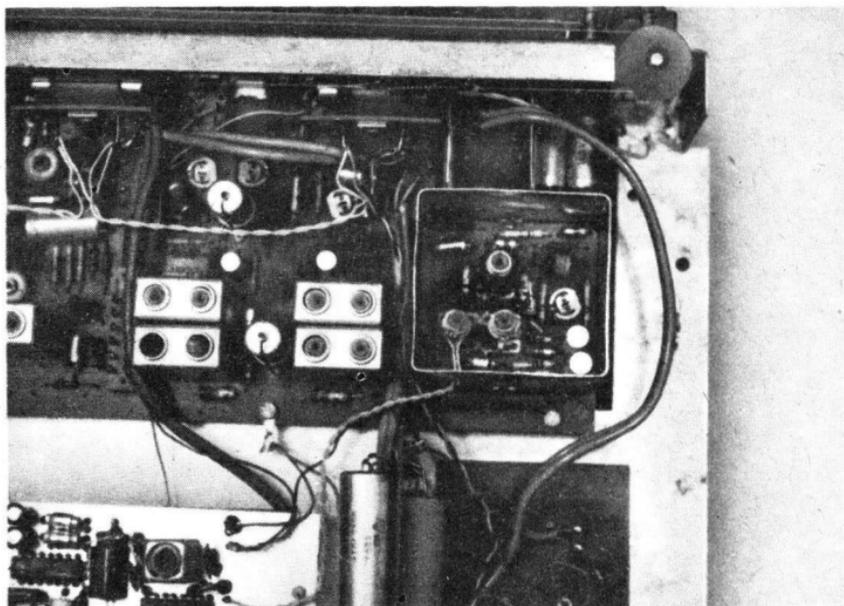


Bild 9 Aus dem geöffneten Ratiofilter im REMA-Tuner führt durch eine angebrachte Bohrung die verdrihte Leitung zur Ankopplung der PLL-Schaltungen

Inbetriebnahme und Abgleich

Die Leiterplatte wird entsprechend Bestückungsplan sauber bestückt und verdrahtet. Da der Ratiodektor funktionstüchtig bleibt, sucht man zum Abgleich einen stark einfallenden FM-Sender und stellt auf Feldstärkemaximum ein (abzulesen am eingebauten Instrument). Nun wird der Kern der VCO-Spule so weit eingedreht, bis die PLL einrastet. Die Mitte des Haltebereichs ist erreicht, wenn an den beiden Gegentaktausgängen A und B eine Differenzspannung von 0V entsteht. Am Stereodekoder A 290 D wird der Steller 5 k Ω so weit verstellt, bis die Stereoanzeigelampe HL aufleuchtet (Voraussetzung: Der Sender sendet stereofon). Damit ist die Schaltung vollständig abgeglichen und arbeitet einwandfrei.

Betriebserfahrung

Mit diesen neuen Schaltungen ist eine spürbare Qualitätsverbesserung zu erreichen. Es wurde die Trennschärfe verbessert (durch selektiven Charakter der PLL von 300kHz). Die Demodulationssteilheit ist bei allen Sendern konstant, so daß auch schwach einfallende Sender mit großem NF-Pegel erscheinen. Spürbar war auch die Verbesserung des Signal/Rausch-Verhältnisses. Der Dekoder A 290 D vergrößerte die Übersprechdämpfung gegen-

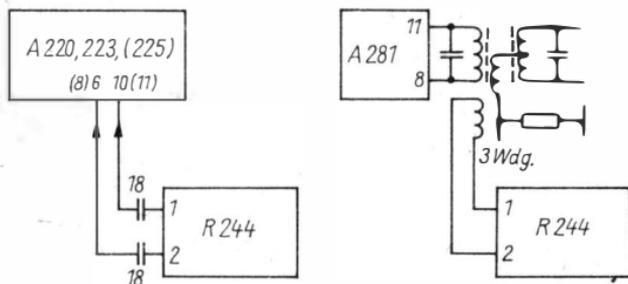


Bild 10 Anschlußschaltungen an FM-ZF-Verstärker für den beschriebenen PLL-Demodulatorbaustein

über dem *SD 1*-Dekoder. Es soll aber nicht unerwähnt bleiben, daß das Zwischensenderrauschen deutlich stärker ist. Gegebenenfalls kann es durch dieses Rauschen zum Flackern der Stereoanzeigelampe kommen. Um das zu vermeiden, fügt man den Widerstand R_x (etwa $20\text{ k}\Omega$) ein, mit dem die Pilottonempfindlichkeit herabgesetzt wird. Auch wirkte sich die nichtstabilisierte Betriebsspannung von $+14\text{ V}$ nachteilig aus. Da der Innenwiderstand der Betriebsspannung relativ hoch ist, wurde direkt parallel zu U_B eine z-Diode *SZ 600/12* geschaltet, womit die Betriebsspannung hinreichend stabilisiert wird.

Dieser PLL-Demodulatorbaustein läßt sich prinzipiell an jeden FM-ZF-Verstärker anschließen. Bild 10 zeigt dafür einige Anschlußschaltungen.

Literatur

- [1] G. Marschalak, FM-ZF-Verstärker mit PLL-Demodulator, Elektronisches Jahrbuch 1980, Seite 229 ff., Berlin 1979.
- [2] H.-E. Krobek, Integrierter PLL-Stereo-Dekoder A 290 D, radio-fernsehen-elektronik, Heft 8/1978, Seite 495.
- [3] H. Züngling, Der A 244 D, ein AM-Empfängerschaltkreis, KDT-Information-Applikation Mikroelektronik, Heft 5, Seite 7 bis 32.

Moderne Operationsverstärker – einfacher Schaltungsaufbau

Ing. Dieter Müller

Zu den ersten integrierten Analogschaltkreisen zählen die Operationsverstärker, deren erster in der DDR produzierter Typ der *A 109 D* bzw. *B 109 D* war, der zu einer international weit verbreiteten Schaltkreisfamilie gehört. Der *A 109 D* ist ein weitgehend universell einsetzbares Bauelement, das durch geeignete Außenbeschaltungen an den jeweiligen Anwendungsfall angepaßt werden kann. Später wurden Analogschaltkreise anwendungsbezogen gezielt entwickelt, z. B. für NF- oder ZF-Verstärker. Die weitere Entwicklung von Operationsverstärkern verlief in unterschiedlichen Richtungen. Es wurden sogenannte «billige», schnelle, programmierbare (relativ universelle) Operationsverstärker, solche mit hohem Eingangswiderstand und für höchste Ansprüche (Präzisionsoperationsverstärker) entwickelt. Den beschriebenen Neuentwicklungen ist gemeinsam, daß die äußere Beschaltung vereinfacht und die Abhängigkeit von Speisespannungs- und Temperaturschwankungen gegenüber dem Universaltyp *A 109 D* entsprechend verringert wurde.

Aus dem Fertigungsprogramm des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) gehört die Schaltkreisfamilie *B 761/B 2761* in die Gruppe der relativ unkomplizierten Operationsverstärker; die Typen *B 080* bis *B 084* und *B 060* bis *B 066* zeichnen sich durch einen entsprechend hohen Eingangswiderstand aus.

Vergleich der Schaltkreisfamilien

Neuentwickelte elektronische Bauelemente werden mit ihren Vorläufertypen, im Fall der Operationsverstärker mit dem *A 109 D* verglichen. Für den Elektronikamateur sind besonders die Verstärkung, das Frequenzverhalten, der Eingangswiderstand, die Forderungen an die Stromversorgung und der für die Außenbeschaltung erforderliche Aufwand von Interesse. Ein Vergleich der mit den Standardschaltungen als invertierender bzw. nichtinvertierender Verstärker mit unterschiedlichen Bauelementen erreichbaren Daten und dem dazu erforderlichen Aufwand soll dem Amateur als entsprechende Entscheidungshilfe bei der Auswahl des zweckmäßigsten Schaltkreistyps dienen.

Der OPV A 109 D/B 109 D

Eigenschaften und Anwendung des A 109 D wurden schon ausführlich beschrieben [1]. Einige Daten, die bei der Schaltkreisauswahl von Interesse sind, seien zum Vergleich mit den modernen Typen herangezogen. Bild 4a zeigt die Schaltung eines A 109 D als invertierender Verstärker mit Offsetkompensation.

Nur der Vollständigkeit halber sei daran erinnert, daß infolge von Unsymmetrien innerhalb des OPV, aber auch in der Außenbeschaltung bei fehlender Eingangs- (Nutz-) Spannung, die Ausgangsspannung von 0 abweichen kann. Ist die Abweichung besonders groß oder stören, z. B. bei Gleichspannungsverstärkern, auch schon kleine Werte, so muß die Abweichung durch eine Offsetkompensationsspannung an einem der Eingänge in der Größenordnung von einigen Millivolt beseitigt werden.

Die Spannungsverstärkung V_U der Schaltung nach Bild 4a ergibt sich zu:

$$V_U = \frac{R_2}{R_1} = \frac{1000 \text{ k}\Omega}{10 \text{ k}\Omega} = 100\text{fach.}$$

Der entsprechende Frequenzgang, Bild 5a, gestrichelte Linie, zeigt, daß mit dem A 109 D Frequenzen bis über 100 kHz ohne Abfall verstärkt werden können. Bei 1000facher Verstärkung ($R_1 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 1000 \text{ k}\Omega$) wird der gleiche Frequenzbereich überstrichen (strichpunktierte Linie in Bild 5a). Auch bei einer auf $V_U = 10$ verkleinerten Verstärkung verändert sich der übertragene Frequenzbereich kaum. Er ist geradezu unabhängig vom Verstärkungsgrad, solange eine Größe von $V_U \approx 2000$ nicht wesentlich überschritten wird. Bei $V_U = 10000$ dagegen ist schon überhalb von 20 kHz mit einem Verstärkungsabfall zu rechnen. Ursache für dieses Verhalten sind die für entsprechende Gegenkopplungsgrade erforderlichen unterschiedlichen Frequenzkompensationsglieder C1, C2 und R4 [1], [2] und die dadurch erzielten Kennlinienverläufe bei hohen Frequenzen.

Ist eine Offsetkompensation erforderlich, verwendet man dafür zweckmäßigerweise den nichtbenutzten Eingang, an den eine Widerstandskombination R11 bis R15 angeschlossen wird.

Als Betriebsspannung U_S sind für den A 109 D $\pm 15 \text{ V}$ vorgesehen. Bei einem Abfall der Speisespannung auf $\pm 9 \text{ V}$ sinkt die Spannungsverstärkung auf etwa die Hälfte ab. Aus der Innenschaltung des A 109 D [1] ist zu erkennen, daß nur die Eingangsstufe mit einem durch relativ einfache Mittel erzeugten Konstantstrom gespeist wird. Der A 109 D ist sehr empfindlich gegenüber Speisespannungseinflüssen, er kann mit Spannungen, die wesentlich unter 9 V liegen, nicht betrieben werden.

Die Operationsverstärkerfamilie B 761 D/B 2761 D

Bild 1 zeigt die Innenschaltung der Grundvariante eines Operationsverstärkers der Familie B 761 D [3]. Die Transistoren VT1 und VT2 bilden die

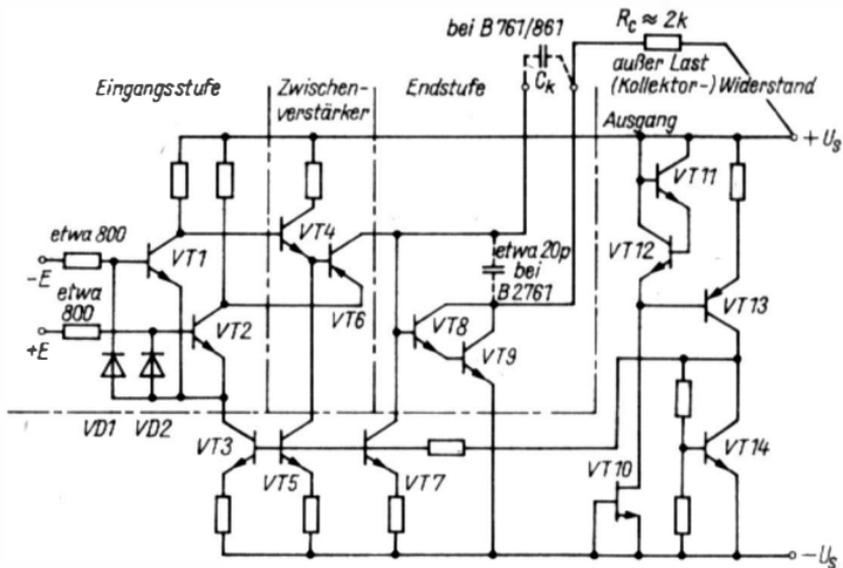


Bild 1 Innenschaltung eines OPV B 761/B 861 bzw. eines Kanals des B 2761/B 4761. Zusätzlich eingezeichnet sind der äußere Lastwiderstand R_L und der Kondensator C_k zur Frequenzkompensation für die Typen B 761/B 861. Die Hauptfunktionsgruppen Eingangsstufe, Zwischenverstärker, Endstufe und Stabilisierungsschaltung sind durch strichpunktierte Linien getrennt

Differenzeingangsstufe, die durch VT3 mit einem Konstantstrom gespeist wird. In der anschließenden Zwischenverstärkerstufe (VT4 und VT6), deren Kollektorströme durch VT5 bzw. VT7 stabilisiert sind, wird das Eingangssignal weiter verstärkt. Durch die Ansteuerung an der Basis von VT4 bzw. am Emitter von VT6 ist die Invertier- bzw. Nichtinvertiercharakteristik des OPV realisiert. Die anschließende Endstufe (VT8 und VT9) ist im Gegensatz zu den sonst bei OPV üblichen Gegentaktendstufen als *Darlington*-Einktastendstufe in open-collector-Schaltung ausgeführt und muß mit einem Außenwiderstand R_L nach $+U_S$ (als Richtwert 2 k Ω) abgeschlossen werden.

Die Transistoren VT10 bis VT14 bilden eine Konstantspannungsquelle für eine Ausgangsspannung von etwa 0,6 V. Diese wird den Basisanschlüssen von VT3, VT5 und VT7 zugeführt und erzeugt in Verbindung mit ihren Emitterwiderständen konstante Kollektorströme und damit konstante Betriebsströme in den Verstärkerstufen. Von den insgesamt 14 im Schaltkreis integrierten Transistorfunktionen werden allein 8 für die Stabilisierung der Arbeitspunkte eingesetzt. Das hat zur Folge, daß der OPV weitgehend unempfindlich gegen Speisespannungsschwankungen ist und auch noch mit sehr kleinen Spannungen betrieben werden kann. In den Datenblättern ist für die Grundschaltung (Bild 1) eine minimale Betriebsspannung von $\pm 1,5$ V angegeben. Als maximaler Ausgangsstrom sind bei entsprechend verkleinertem R_L 70 mA erlaubt.

Der Typ *B 2761 D* stellt einen 2-fach-OPV auf einem Chip dar, bei dem die Konstanzspannungsquelle VT10 bis VT14 für beide Verstärker benutzt wird. Der *B 2761 D* ist mit einer festen inneren Frequenzkompensation ausgestattet ($C_1 \approx 20$ pF). Damit ergibt sich bei einer Schaltung nach Bild 4b ein Frequenzgang der Verstärkung nach Bild 5b, linke Kurve. Bei 100facher Verstärkung (strichpunktierte Linie) beginnt der Abfall oberhalb von 10 kHz, bei 1000facher über 1000 Hz (gestrichelte Linie), während bei 10facher Verstärkung 100 kHz überschritten werden.

Bei den Typen *B 761*, *B 861* und *B 631* fehlt C_1 . Dafür kann ein äußerer Kondensator C_K von mindestens 3 pF zur Frequenzkompensation angeschlossen werden. Mit $C_K = 3$ pF ergeben sich entsprechend Bild 5b, rechte Kurve, etwa um den Faktor 10 höhere Grenzfrequenzen, mit $C_K \approx 20$ pF werden ähnliche Werte erreicht wie mit dem *B 2761*. Zur Schaltkreisfamilie gehören u. a. die Typen *B 611*, *B 621* und *B 631*, deren Eingangsstufen in *Darlington*-Schaltung ausgelegt sind, woraus sich höhere Eingangswiderstände ergeben. Die minimale Betriebsspannung liegt mit ± 2 V etwas höher. Der *B 631* kann durch C_K extern frequenzkompensiert werden, die Typen *B 611* und *B 621* dagegen nicht. Sie lassen sich daher nicht mit starker Gegenkopplung betreiben.

Da keiner der Schaltkreise einen gesonderten Anschluß zur Offsetkompensation aufweist, muß diese, falls erforderlich, ähnlich wie beim *A 109 D* an einem (nichtbenutzten) Eingang vorgenommen werden. Der Vollständigkeit halber sei noch vermerkt, daß die Typen *B 611* und *B 621* eine abweichende Ausgangsschaltung (keine *Darlington*-Schaltung, TTL-kompatibel) aufweisen [3], [7]. Eine Verdopplung des 2-fach-OPV *B 2761* stellt der 4-fach-OPV *B 4761* dar.

Mit den beschriebenen Operationsverstärkern der *B 761*-Familie können relativ unkomplizierte Schaltungen für ein Einsatzgebiet von Gleichspannung bis zu mittleren Frequenzen mit einem breiten Betriebsspannungsbereich aufgebaut werden, die durchaus auch vom Elektronikamateur zu realisieren sind [11], [12], [13], zumal als preisgünstige materielle Basis im *Bastelbeutel 13* des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) entsprechende Baustypen angeboten werden.

Die BIFET-Operationsverstärker *B 080 D* bis *B 084 D*

BIFET-Operationsverstärker haben, wie ihre Bezeichnung sagt, ein Feldefekttransistorpaar, das in der symmetrischen Eingangsstufe eingesetzt ist. Bild 2 zeigt die Schaltung eines Verstärkerkanals der OPV-Familie *B 080* bis *B 084*. Ein Vergleich mit dem SU-Schaltkreis *K 140 UD 8* [6] läßt einen ähnlichen Aufbau erkennen. Wie alle modernen OPV, die aufwendigeren Präzisionstypen ausgenommen, bestehen auch die *B 080* bis *B 084* aus den Funktionsgruppen: Eingangs-, Treiber- und Endstufe sowie der Stabilisierungsschaltung. In Bild 2 wie auch in Bild 1 und Bild 3 sind diese Stufen durch strichpunktierte Linien abgegrenzt.

Die Sperrschicht-FET der Eingangsstufe VT2 und VT3 werden über VT1

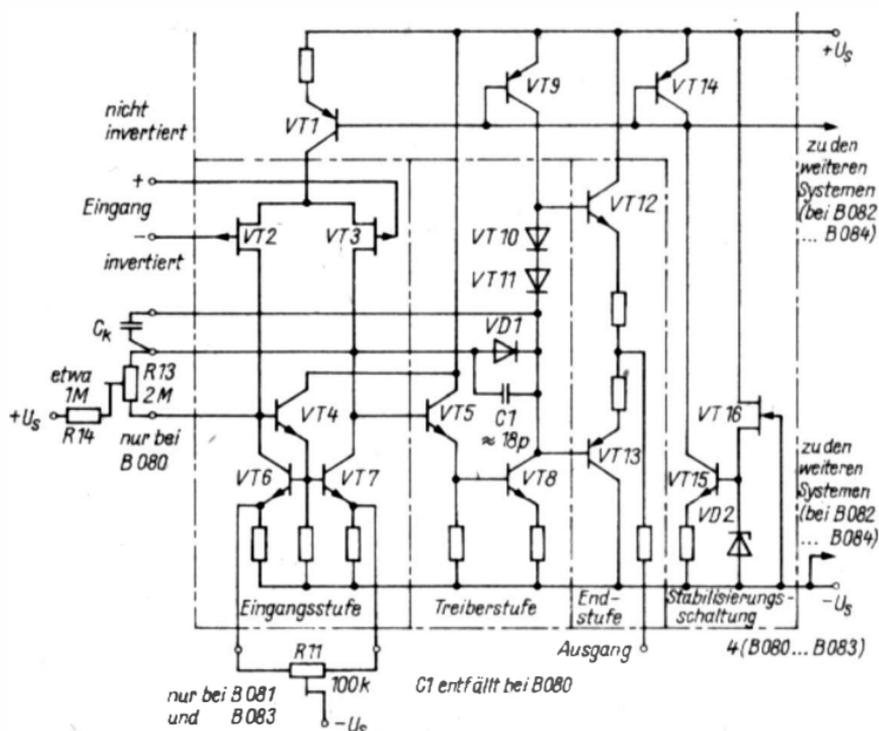


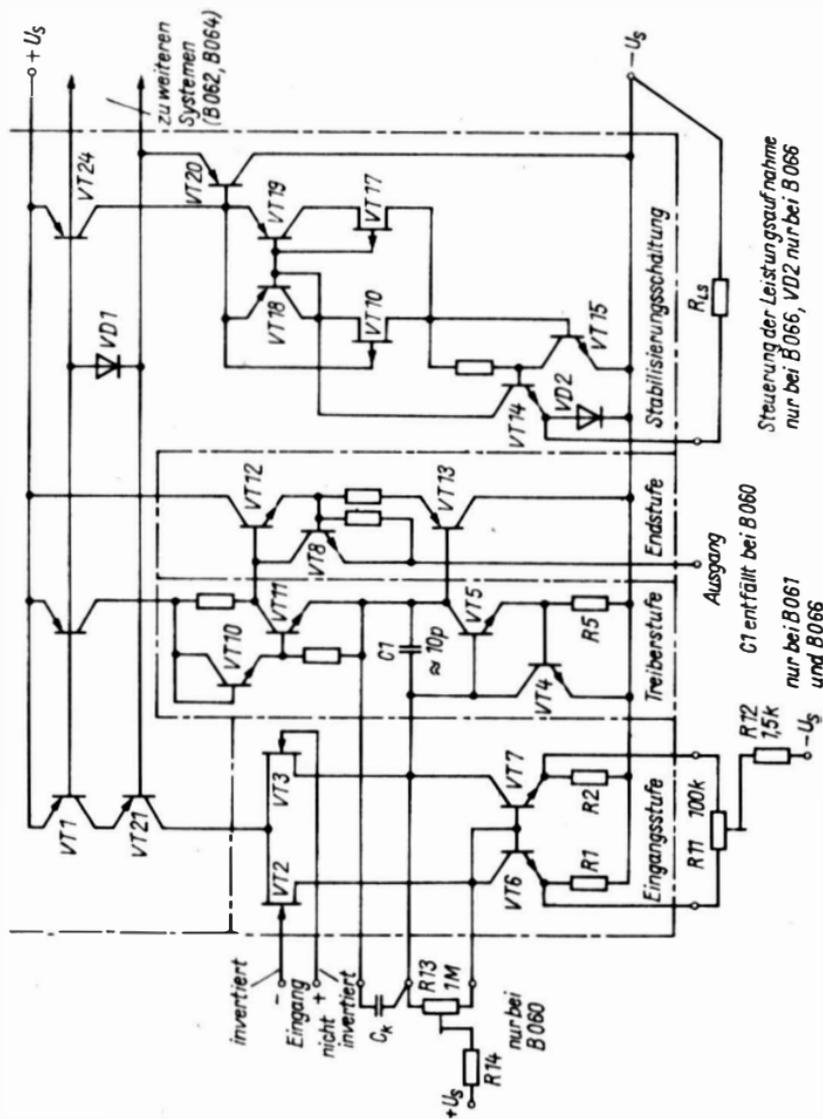
Bild 2 Innenschaltung eines OPV B 080/B 081 bzw. eines OPV der Typen B 082 bis B 084. Zusätzlich eingezeichnet sind die Widerstände zur Offsetkompensation R11 für B 081/B 083 bzw. R13 und R14 sowie C_k zur Frequenzkompensation beim B 080, entsprechend Bild 4c und Bild 4d

mit einem Konstantstrom gespeist. Als Arbeitswiderstand für VT2 und VT3 wirken die als Stromspiegel [8] geschalteten Transistoren VT4, VT6 und VT7. Die Treiberstufe VT5/VT8 wird schon mit einem unsymmetrischen Signal angesteuert. VT9 speist VT8 mit einem konstanten Kollektorstrom und stellt gleichzeitig durch den Spannungsabfall über die als Dioden geschalteten VT10 und VT11 den Ruhestrom der Komplementärendstufe VT12 und VT13 ein (AB-Betrieb). VT14 bis VT16 erzeugen in Verbindung mit der Z-Diode VD2 eine konstante Steuerspannung für VT1 und VT9, von denen die konstanten Betriebsströme für die Vor- und die Treiberstufe geliefert werden.

Ähnlich wie bei der B 761-Familie gibt es bei den B 80-Typen 1-fach- (B 080, B 081), 2-fach- (B 082, B 083) und 4-fach-OPV. (B 084), solche mit interner Frequenzkompensation (B 081 bis B 084), aber nur einen Typ für äußere Kompensation durch C_k (B 080).

Als Vorteil gegenüber den B 761 usw. sind die speziellen Anschlüsse zur Offsetkompensation bei den Typen B 080, B 081 und B 083 zu werten. Beim B 081 und B 083 werden die Enden eines Potentiometers R11 mit den Emitteranschlüssen von VT6 und VT7 verbunden. Der mit $-U_s$ ver-

Bild 3
 Innenschaltung eines
 OPV B 060, B 061 und
 B 066 bzw. eines OPV der
 Typen B 062/B 064. Zusätz-
 lich eingezeichnet sind die
 Widerstände zur Steuerung
 der Leistungsaufnahme R_L
 beim B 066, zur Offsetkom-
 pensation R_{11} und R_{12}
 beim B 061/B 066 bzw.
 R_{13} und R_{14} sowie C_k zur
 Frequenzkompensation beim
 B 060, entsprechend Bild 4c
 und Bild 4d. Die Größe von
 R_{14} ist der Höhe von U_s
 anzupassen



bundene Schleifer kann dann so verstellt werden, daß bei fehlendem Eingangssignal die Ausgangsspannung zu 0 wird. Beim *B 080* wird die Offsetkompensation durch ein Potentiometer *R 13* erreicht, dessen Zweige den FET-Stufen *VT2* und *VT3* parallelgeschaltet sind, von der positiven Betriebsspannungsseite aus. Die Widerstandswerte von *R 13* und *R 14* liegen wegen der Höhe der Betriebsspannung im $M\Omega$ -Bereich. Für besonders hohe Anforderungen an die Temperaturunabhängigkeit wird in [9] eine Schaltung angegeben, bei der die Offsetkompensation auch beim *B 080* über den invertierenden Eingang geschieht.

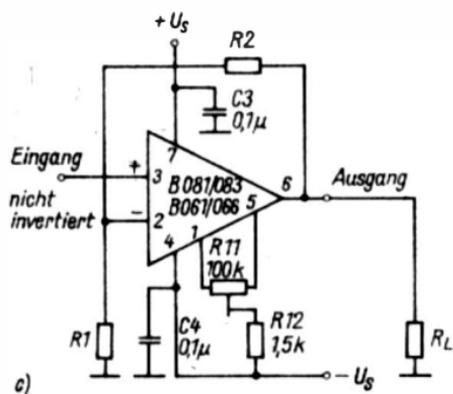
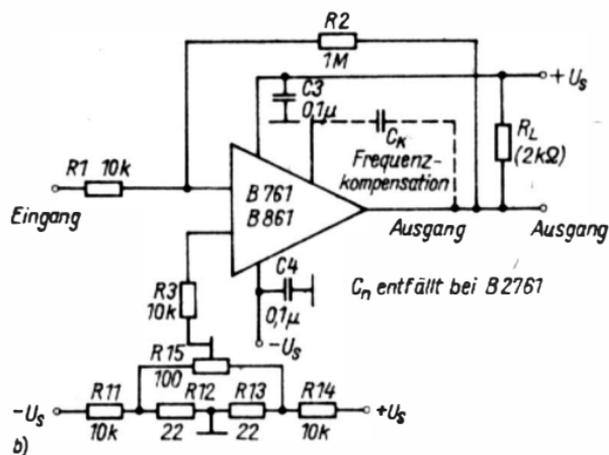
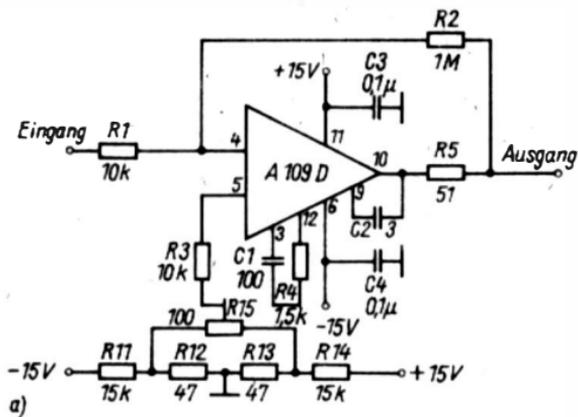
Die spezifische Besonderheit der BIFET-OPV, deren extrem hoher Eingangswiderstand, kann nur in der Schaltung als nichtinvertierender Verstärker genutzt werden. Bild 4c/d zeigt die prinzipielle Schaltung eines nichtinvertierenden Verstärkers, dessen Verstärkung sich zu

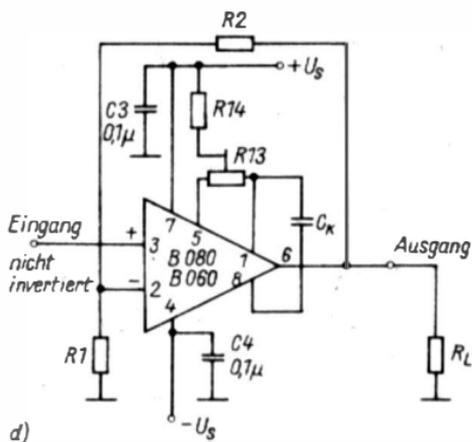
$$V_U = \frac{R_2}{R_1} + 1$$

ergibt, mit dem *B 081/B 083* (Bild 4c) und dem *B 080* (Bild 4d) mit den Schaltungsteilen zur Offsetkompensation. Ist diese nicht erforderlich oder nicht möglich wie bei den Typen *B 082* und *B 084*, so entfallen *R 11* bis *R 14*. Bild 5c zeigt den Frequenzgang der Verstärkung bei interner Frequenzkompensation (Bild 4c) bzw. mit $C_K \approx 20$ pF (Bild 4d). Auffallend ist die hohe offene Verstärkung von über 100 000 bei sehr niedrigen Frequenzen, die es gestattet, gegengekoppelte Verstärker mit $V_U = 10000$ aufzubauen, sofern der zu übertragende Frequenzbereich unter 100 Hz bleibt. Eine Verkleinerung der Verstärkung durch Gegenkopplung auf 1/10 erhöht die Grenzfrequenz auf das 10fache. Ursache dafür ist der durch die (innere) Frequenzkompensation verursachte Verstärkungsabfall von 20 dB/Dekade nach hohen Frequenzen hin. Bei besonders starker Gegenkopplung kann sich diese infolge Phasendrehung bei hohen Frequenzen in eine Mitkopplung verwandeln und die Schaltung zu Eigenschwingungen anregen.

Die Typen *B 081* bis *B 084* mit interner Frequenzkompensation arbeiten auch bei sehr kleiner Verstärkung ($V_U = 1$) stabil. Beim *B 080* geschieht die Frequenzkompensation durch einen äußeren Kondensator C_K . Durch kleinere Werte von C_K als 20 pF kann die Grenzfrequenz nach oben verschoben werden, wobei die Sicherheit gegen Selbsterregung bei kleinen Werten von V_U abnimmt. Durch größere Werte von C_K wird die Sicherheit gegen unerwünschte Selbsterregung der Schaltung vergrößert, die obere Grenzfrequenz aber gleichzeitig nach unten verschoben. Die obere Grenzfrequenz kann beim invertierenden Verstärker durch die sogenannte Vorwärtskompensation (Bild 6) weitergehend verschoben werden, als das durch Verkleinern von C_K möglich ist. Ihre Anwendung ist jedoch nicht problemlos. Der unkomplizierteste und risikoloseste Schaltungsaufbau aber ergibt sich bei Verwendung von OPV mit interner bzw. standardisierter äußerer Frequenzkompensation.

Die Innenschaltung (Bild 2) läßt einen ähnlich hohen Stabilisierungsaufwand wie bei den OPV der *B 761*-Familie erkennen, der einen ähnlich weiten zulässigen Betriebsspannungsbereich zur Folge hat. Wegen der gleich-





d)

Bild 4 Schaltungen einfacher invertierender bzw. nichtinvertierender Verstärker mit Offsetkompensation; a – invertierender Verstärker mit dem A 109 D, frequenzkompensiert für $V_c = 1000$, b – invertierender Verstärker mit dem B 761/B 861 bzw. B 2761, bei Betriebsspannungen U_s von kleiner als ± 12 V sind R11 und R14 so zu verringern, daß der Spannungsteilerstrom etwa 1 mA beträgt, c – nichtinvertierender Verstärker mit den OPV B 081/B 083 bzw. B 061/B 066, $R_L = 2$ k Ω (B 080/B 083), $R_L = 10$ k Ω (B 061/B 066), d – nichtinvertierender Verstärker mit den OPV B 080 bzw. B 060

	B 080	B 060
R_L	2 k Ω	10 k Ω
R13	2 M Ω	1 M Ω
R14	1 M Ω	20 M Ω (bei $U_s \pm 15$ V) 5 M Ω (bei $U_s \pm 3$ V)

strommäßigen Hintereinanderschaltung mehrerer Transistoren in einigen Stufen sollte eine Betriebsspannung von ± 3 V nicht unterschritten werden.

Der hohe Eingangswiderstand, die Möglichkeit, eine Offsetkompensation mit einfachen Mitteln zu erzielen, und die interne Frequenzkompensation (außer B 080) mit der daraus resultierenden hohen Stabilität der Schaltung bei allen denkbaren Gegenkopplungsgraden, ihrem relativ einfachen Aufbau und der (leider) relativ niedrigen Grenzfrequenz machen die OPV der B 080-Familie zu einem idealen Verstärker für Gleichspannungen und Niederfrequenz. Für eine Anwendung durch den Elektronikamateur spricht weiter der breite Betriebsspannungsbereich.

Die Operationsverstärker B 060 D bis B 066 D

Die Operationsverstärker B 060 bis B 066 sind Weiterentwicklungen der Typen B 080 bis B 084, deren besonderes Merkmal der äußerst geringe Leistungsbedarf ist. So beträgt die Stromaufnahme nur noch etwa 250 μ A gegenüber etwa 2,5 mA bei der B 080-Serie. Weitgehende Übereinstimmung hingegen besteht in den meisten übrigen Daten. So gibt es analog zum

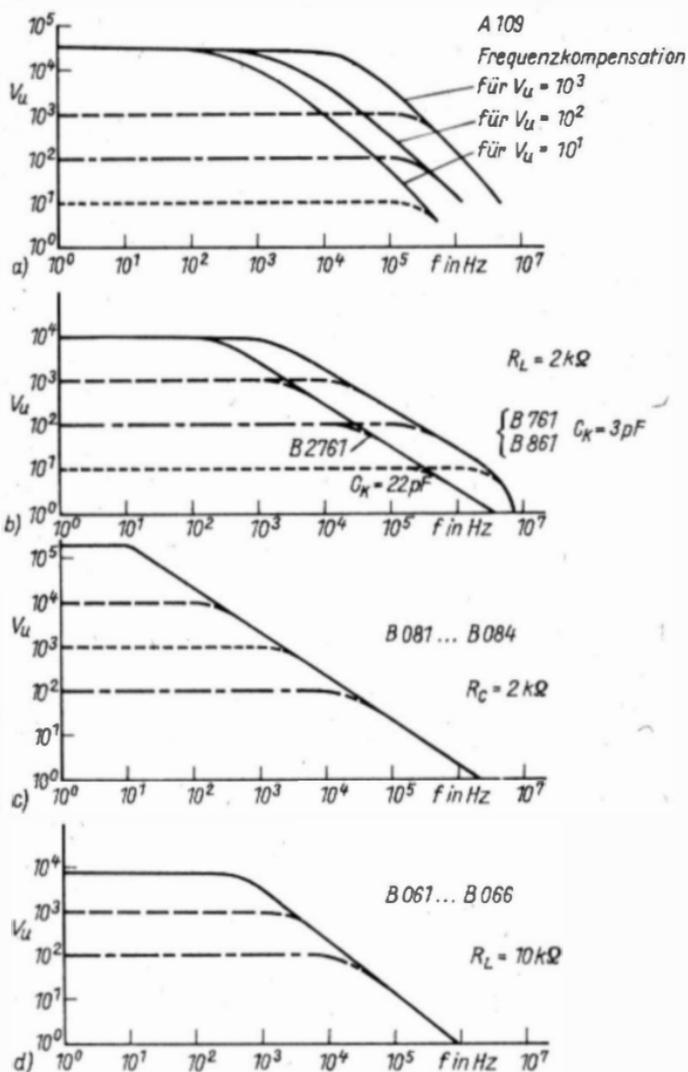


Bild 5 Frequenzgang der Verstärkung V_u der Schaltungen nach Bild 4; a – mit dem OPV A 109 D, entsprechend Bild 4a, frequenzkompensiert für $V_u = 10, 100$ und 1000 , b – mit den OPV B 761/B 861 bzw. B 2761/B 4761 mit $C_k \approx 20\text{ pF}$ (intern oder extern) bzw. $C_k \approx 3\text{ pF}$ (nur extern), entsprechend Bild 4b, c – mit den OPV B 081 bis B 084 mit interner Frequenzkompensation (entsprechend Bild 4c) oder B 080 mit $C_k \approx 20\text{ pF}$, entsprechend Bild 4d, d – mit den OPV B 061 bis B 066 mit interner Frequenzkompensation (entsprechend Bild 4c) oder B 060 mit $C_k \approx 10\text{ pF}$ (entsprechend Bild 4d)

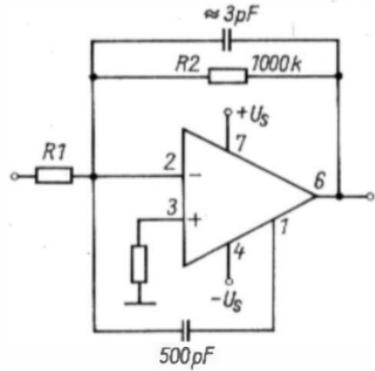


Bild 6
Prinzipschaltung der «Vorwärtskompensation», nur anwendbar bei den Typen B 080 und B 060

B 080 den B 060 mit Anschlüssen zur Offset- und äußeren Frequenzkompensation bei völliger Übereinstimmung der Anschlußbelegung (pin-Kompatibilität, Bild 4d). Gleiche Übereinstimmung besteht bei den Typen B 061 und B 081 (Bild 4c). Der B 062 ist ein 2-fach-OPV wie der B 082, und der B 064 stellt wie B 084 seine Verdopplung dar. Abweichend von der B 080-Serie, gibt es keinen Doppel-OPV mit Anschlüssen zur Offsetkompensation wie den B 083. Der Typ B 066, der dem B 061 entspricht, aber einen zusätzlichen Anschluß zur Steuerung der Leistungsaufnahme aufweist (Bild 3 und Bild 7), ergänzt die Serie.

Die Innenschaltung (Bild 3) zeigt in den Verstärkerstufen einen ähnlichen Aufbau wie die B 080-Serie (Bild 2). Die symmetrische FET-Eingangsstufe (VT2 und VT3), deren Außenwiderstand die Stromspiegelschaltung VT6 und VT7 bildet, steuert die Treiberstufe VT5 mit einem Eintaktsignal an. VT10 und VT11 erzeugen die Basisvorspannung für die Komplementärendstufe VT12 und VT13. Der Ausgangsstrom wird durch VT8/R7 und VT4/R5 begrenzt. Ein unzulässig hoher positiver Ausgangsstrom bewirkt einen Spannungsabfall über R7, so daß VT8 leitet und damit VT12 den Basissteuerstrom entzieht, wodurch der Kollektorstrom von VT12 gesperrt oder vielmehr begrenzt wird. Bei zu großem negativem Ausgangsstrom durch VT13 fließt auch ein zu großer Basisstrom durch VT13, den der Treibertransistor VT5 liefert. Dieser erzeugt über R5 einen Spannungsabfall, der VT4 aufsteuert und das Eingangssignal von VT5 kurzschließt, so daß der Kollektorstrom von VT13 gesperrt bzw. begrenzt wird. Die Strombegrenzungsschaltung schützt den OPV bei zu kleinen Außenwiderständen R_L vor Überlastung und macht ihn zumindestens kurzzeitig, bei kleinen Be-

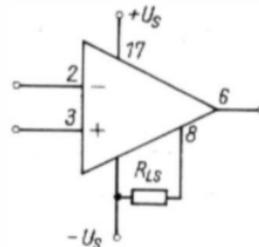


Bild 7
Schaltung eines B 066 mit Widerstand R_{LS} zur Steuerung der Leistungsaufnahme

triebsspannungen auch dauernd, kurzschlußfest (sofern eine Verlustleistung von 680 mW nicht überschritten wird).

Eine umfangreiche Schaltung erzeugt die konstanten Betriebsströme für die Eingangs- und die Treiberstufe. Der Einfluß der Betriebsspannung und auch der Temperatur auf wesentliche Kenndaten wurde gegenüber der *B 080*-Serie weiter verringert. Das hat zur Folge, daß die Schaltkreise der *B 060*-Serie mit Betriebsspannungen bis unter ± 2 V betrieben werden können. In Verbindung mit dem minimalen Stromverbrauch eignen sie sich besonders auch für Batteriebetrieb. Wie bei allen modernen Doppelschaltkreisen wird der größte Teil der Stabilisierungsschaltung (außer VT1, VT9 und VT21) für beide OPV gemeinsam genutzt. Bild 5d zeigt die Frequenzabhängigkeit der Verstärkung von intern frequenzkompensierten Typen der *B 060*-Serie. Gegenüber der *B 080*-Serie fällt die kleinere offene Verstärkung von knapp 10000fach auf und die bei 1 MHz liegende niedrigere f_L -Frequenz. Berücksichtigt man weiter die sehr guten statischen Parameter, so sollte ihr Anwendungsgebiet vorwiegend im Gleichspannungsbereich und bei sehr niedrigen Frequenzen liegen.

Für spezielle Anwendungen lassen sich analog zum *B 080* mit dem *B 060* durch Optimierung der äußeren Frequenzkompensation größere Bandbreiten oder besonders stabile Schaltungen erreichen. Als Richtwert für C_K (Bild 4d) ist von der Größe des internen Kondensators C_1 von etwa 10 pF auszugehen. Die Besonderheit des *B 066*, einen Anschluß zur Steuerung der Leistungsaufnahme, gestattet es, durch einen Widerstand R_{LS} von einigen Kiloohm zur negativen Betriebsspannung $-U_S$ (Bild 3 und Bild 7) die Stromaufnahme des Schaltkreises weiter zu verringern [5]. Gleichzeitig werden dadurch die Grenzfrequenz und die offene Verstärkung herabgesetzt.

Einsatzmöglichkeiten der unterschiedlichen OPV-Familien

Aus den Eigenschaften der beschriebenen Operationsverstärker ergeben sich vielfältige Anwendungsmöglichkeiten. Auf einige wird im vorliegenden Beitrag eingegangen, andere können nur angedeutet bzw. durch Hinweise auf entsprechende Literaturstellen erwähnt werden.

Zur Messung und Verstärkung von Gleichspannungsgrößen eignen sich besonders die Typen mit FET-Eingang und Anschlüssen zur Offsetkompensation (*B 061*, *B 066*, *B 060*, *B 081*, *B 083* und *B 080*). Um das Meßobjekt möglichst wenig zu belasten, sollte dabei die Schaltung als nichtinvertierender Verstärker angewendet werden. Ein Beispiel dafür zeigt in Bild 8 die Schaltung eines einfachen Gleichspannungsvoltmeters mit hochohmigem Eingang ähnlich [10]. Sie besteht aus einem als nichtinvertierender Verstärker geschalteten *B 061* bzw. *B 081* mit vorgeschaltetem Eingangsspannteiler R_{21} bis R_{29} . Am Ausgang wird ein Gleichspannungsmeßwerk mit einem Vollausschlag von 1 V und einem Innenwiderstand von wenigstens 1 k Ω angeschlossen. Da der Zeigerausschlag bei fehlender Meßspannung 0 sein soll, ist eine Offsetkompensation erforderlich. Wird an Stelle der in

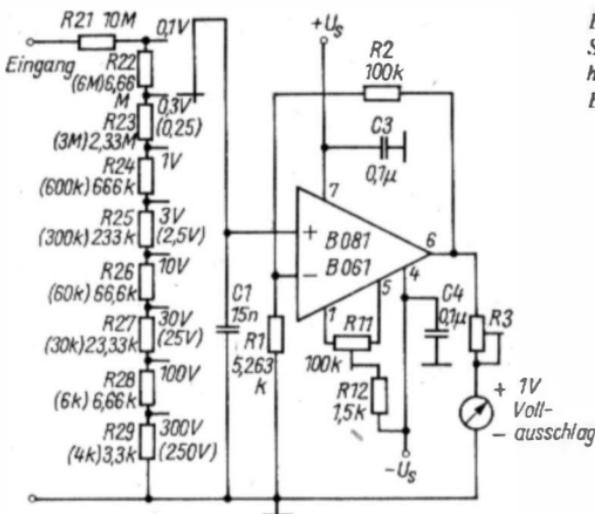


Bild 8
Schaltung eines einfachen
hochohmigen Voltmeters mit
BIFET-OPV als Verstärker

Bild 8 eingezeichneten Typen B 081/B 061 der Typ B 080 oder B 060 eingesetzt, ist die Offsetkompensation entsprechend Bild 4d zu ändern. Die Verstärkung des OPV ergibt sich zu:

$$V_{11} = \frac{R_2}{R_1} + 1 = \frac{100 \text{ k}\Omega}{5,263 \text{ k}\Omega} + 1 = 20.$$

Der Spannungsteiler muß damit so ausgelegt werden, daß bei Vollausschlag des Meßwerks von 1 V eine Eingangsspannung am Verstärker von 0,05 V erforderlich ist. Beim kleinsten Meßbereich von 0,1 V verbleibt somit ein Vorwiderstand R21 von 10 M Ω vor dem Eingang des OPV, der diesen vor unzulässig hohen Spannungen bei Bedienungsfehlern schützt. Der Kondensator C1 soll störende Wechselspannungen vom Eingang fernhalten. Der Spannungsteiler hat einen Gesamtwiderstand von 20 M Ω , mit dem das Meßobjekt belastet wird. Mit dem Stufenschalter legt man den Eingang des Verstärkers an den jeweiligen Meßbereichsabgriff. Da der Eingangswiderstand des OPV in der Größenordnung von mindestens 100 000 M Ω liegt, wird der Spannungsteiler nicht belastet. Mit der angegebenen Spannungsteilerkette erhält man die Meßbereiche:

0,1 V; 0,3 V; 1 V; 3 V; 10 V; 30 V; 100 V und 300 V.

Für die Widerstände R21 bis R29 ergeben sich ziemlich «krumme» Werte. Bei einer anderen Stufung von 0,1 V; 0,25 V; 1 V; 2,5 V; 10 V; 25 V; 100 V und 250 V erhält man «runde» Widerstandswerte (in Bild 8 in Klammern), die aber auch in keiner genormten Reihe mehr zu finden sind. In jedem Fall müssen die Widerstände wegen der geforderten Genauigkeit einen kleinen Temperaturbeiwert aufweisen und auf mindestens $\pm 1\%$, besser $\pm 0,5\%$, ausgemessen oder aus mehreren Werten dieser Genauigkeitsklasse zusammengesetzt werden. Steht für R1 nicht der genaue Wert von 5,26 k Ω zur Verfügung, kann man R1 etwas kleiner wählen (z. B. 5,1 k Ω) und die dadurch etwas größer ausfallende Verstärkung durch einen einstellbaren Vor-

widerstand R_3 , der höchstens 10% des Innenwiderstands des Meßwerks haben sollte, wieder ausgleichen. Die Betriebsspannung $\pm U_S$ soll mindestens um 2 bis 2,5 V höher gewählt werden als die Ausgangsspannung. Im vorliegenden Fall ergäbe sich ein Betriebsspannungsbereich von $U_S = \pm 4$ V bis ± 15 V. Mit einem Stromverbrauch von etwa 3 mA beim Einsatz eines entsprechenden Operationsverstärkers *B 081* (erst recht bei der *B 061*-Variante mit etwa 0,4 mA) ist ein vorteilhafter Batteriebetrieb (z. B. 2 Flachbatterien) möglich.

Allgemein kann gesagt werden, daß sich in nahezu allen Schaltungen, in denen OPV der *B 080*-Reihe vorgesehen sind, die entsprechenden pin-kompatiblen *B 060*-Typen einsetzen lassen. Eine Ausnahme stellen die Fälle dar, bei denen eine sehr hohe gegengekoppelte Verstärkung ($V_U \approx 1000$) verlangt wird. Auffallende Vorteile der *B 060*-Serie sind der geringere Stromverbrauch und eine weitgehende Kurzschlußfestigkeit. Beachten muß man die veränderten Werte der äußeren Beschaltung bei der Offset- und Frequenzkompensation sowie die entsprechend geringfügig niedrigere f_L -Frequenz.

Wenn auch die Domäne der BIFET-OPV-Schaltungen mit sehr hohem Eingangswiderstand die Gleichspannungsverstärkung ist, so lassen sie sich auch als invertierender Verstärker mit kleinen Eingangswiderständen im $k\Omega$ -Bereich und mit sehr kleinen Verstärkungsgraden ($V_U = 10$) für Frequenzen bis in das Gebiet über 50 kHz einsetzen [12], [13]. Die OPV der Reihen *B 080* und *B 060* lassen sich bei einem Nachbau älterer Schaltungen dann mit Aussicht auf Erfolg an Stelle des *A 109 D* verwenden, wenn sie zur Verstärkung von Gleichspannung oder niedrigen Frequenzen eingesetzt werden oder eine starke Gegenkopplung eine niedrige Verstärkung V_U ergibt. Zur Entscheidungsfindung über die Ersetzbarkeit sollte man Bild 5 zu Rate ziehen.

Bei höheren Anforderungen an Frequenz und Verstärkung kann bei Verzicht auf hohe Eingangswiderstände die Reihe *B 761/B 2761*, besonders die Typen mit äußerer Frequenzkompensation *B 761/B 861*, eingesetzt werden. Gegenüber dem *A 109 D* besteht zumindestens der Vorteil der niedrigeren erforderlichen Betriebsspannung, die auch den Betrieb mit Taschenlampenbatterien zuläßt, und des relativ einfachen Schaltungsaufbaus. In der Amateurliteratur haben Anwendungsbeispiele dieser OPV wie auch die entsprechenden Bastlertypen *R 761/R 2761* schon eine ziemliche Verbreitung gefunden [11], [12], [13].

Generell gilt für die modernen OPV, daß die Betriebsspannung zwar recht klein sein darf, sie muß aber in beiden Polaritätsrichtungen um etwa 2 bis 2,5 V größer sein als die geforderte Ausgangsspannung. Darüber hinaus sollten die Stützkondensatoren C_3 und C_4 in der Schaltung nach Bild 4 und Bild 8 an den Betriebsspannungsanschlüssen nicht vergessen werden, wenn das auch nicht in jedem Anwendungsfall nötig ist. In einigen wenigen Fällen, wenn z. B. bei einer relativ hohen Frequenz eine hohe Verstärkung gefordert wird (z. B. $f = 100$ kHz, $V_U = 1000$), sind die beschriebenen modernen Schaltkreise überfordert, und man muß auf den *A 109 D* zurückgreifen.

Literatur

- [1] K. H. Schubert, Der Operationsverstärker und seine Anwendung. Elektronisches Jahrbuch 1974, Seite 129 bis 140, Berlin 1973.
- [2] K. E. Knopke, Frequenzkompensation des Operationsverstärkers A 109 D. radio-fernsehen-elektronik 23 (1974), Heft 18, Seite 595 bis 598.
- [3] E. Kulla, Neue Operationsverstärker. Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), radio-fernsehen-elektronik 31 (1982), Heft 3, Seite 145 bis 149.
- [4] S. Kowalewski/L. P. Richter, BIFET-Operationsverstärkerschaltkreise B 080 bis B 084, Mitteilung aus dem VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), radio-fernsehen-elektronik 32 (1983), Heft 3, Seite 165 bis 168.
- [5] D. Dahms, Leistungsarme Operationsverstärker der Reihe B 060...B 066, Vortrag, gehalten auf dem 11. Mikroelektronik-Bauelemente-Symposium 1985 in Frankfurt (Oder).
- [6] D. Müller, Integrierter Verstärker mit hochohmigem FET-Eingang. Elektronisches Jahrbuch 1980, Seite 110 bis 116, Berlin 1979.
- [7] Taschenbuch Aktive elektronische Bauelemente 1984/1985, Teil 1, VEB Kombinat Mikroelektronik.
- [8] Grundsätzliche Schaltungskonzepte monolithisch integrierter Linearschaltungen, Funktechnik 30 (1975), Heft 10, Seite 278 bis 284, Heft 11, Seite 308 bis 311.
- [9] G. Skribanowitz, Offsetkompensation des BIFET-Operationsverstärkers B 080, radio-fernsehen-elektronik 31 (1982), Heft 7, Seite 432.
- [10] H. Schreiber, Voltmeterschaltung mit BIFET-Operationsverstärker, Funktechnik 34 (1979), Heft 7, Seite T 332 bis T 334.
- [11] D. Kauka, Funktionsgenerator mit OPV aus dem Bastelbeutel 13, FUNKAMATEUR 34 (1985), Heft 9, Seite 455.
- [12] F. Sichla, Meßgeräteschaltungen und -baugruppen für den Funkamateurl, Elektronisches Jahrbuch 1986, Seite 118 bis 133, Berlin 1985.
- [13] W. Witas/E. Zimmer/P. Wiese, Vorsatzgerät zum Digitalzähler «Polydigit», FUNKAMATEUR 34 (1985), Heft 7, Seite 353 bis 356.

Extremwertspeicher für analoge oder digitale Thermometer

Ing. Harro Kühne

Elektronische Temperaturmeßgeräte mit analoger oder digitaler Meßwertdarstellung sind Instrumente, die von Elektronikamateuren mit relativ geringem Aufwand gebaut werden können. Seit kurzer Zeit stehen für die kostengünstige Temperaturerfassung mit den integrierten Schaltkreisen *B511N* Sensoren bereit, die zudem noch die Schaltungstechnik der elektronischen Thermometer vereinfachen. Die Einsatzmöglichkeiten dieser Geräte erweitern sich beachtlich, wenn die elektronischen Thermometer über sogenannte Extremwertspeicher verfügen. Sie speichern vom Beginn des Rücksetzens bis zum Zeitpunkt des Ablesens die höchste und die niedrigste gemessene Temperatur dieses zeitlichen Abschnitts. Das Gerät ist dann sozusagen das elektronische Gegenstück zu den sogenannten Maximum-Minimum-Thermometern. Bei diesen U-förmigen Quecksilberthermometern verschiebt die sich mit der Temperatur ändernde Quecksilbersäule 2 Stifte aus Eisen, deren Positionen den Extremwerten der Temperatur entsprechen. Nach dem Ablesen führt eine Einrichtung die Stifte wieder auf den momentanen Istwert der Temperatur zurück, und es beginnt ein neuer Speicherzyklus.

Der nachstehende Beitrag erläutert Aufbau und Wirkungsweise von 2 Extremwertspeichern für elektronische Thermometer. Die Konzeption der Extremwertspeicher wurde so gewählt, daß eine Nachrüstung vorhandener Thermometer meist einfach möglich ist. Eingangssignal der Extremwertspeicher ist eine der gemessenen Temperatur proportionale Gleichspannung von $\pm U_c = 1 \text{ V}$. Eine Umdimensionierung auf einen anderen Eingangsspannungsbereich bereitet keine größeren Schwierigkeiten. Die Extremwertspeicher reproduzieren die innerhalb eines Meßzeitraums ermittelte maximale bzw. minimale Eingangsspannung als vorzeichenbehaftete Gleichspannung; sie sind deshalb auch in elektronischen Thermometern mit analoger Meßwertverarbeitung und -anzeige verwendbar. In beiden Schaltungsversionen stehen für den Maximal- und den Minimalwert getrennte Speicher zur Verfügung, deren Speicherbereich bei $-U_c = 1 \text{ V}$ bzw. $U_c = 1 \text{ V}$ beginnt und bei $U_c = 1 \text{ V}$ bzw. $-U_c = 1 \text{ V}$ endet. Die Auflösung und damit der Speicherfehler ist vom Aufwand in den Extremwertspeichern abhängig. Nähere Angaben dazu findet der Leser am Ende der Beschreibung der jeweiligen Schaltungsvariante.

Bild 1 stellt den Stromlaufplan eines Extremwertspeichers vor, der die

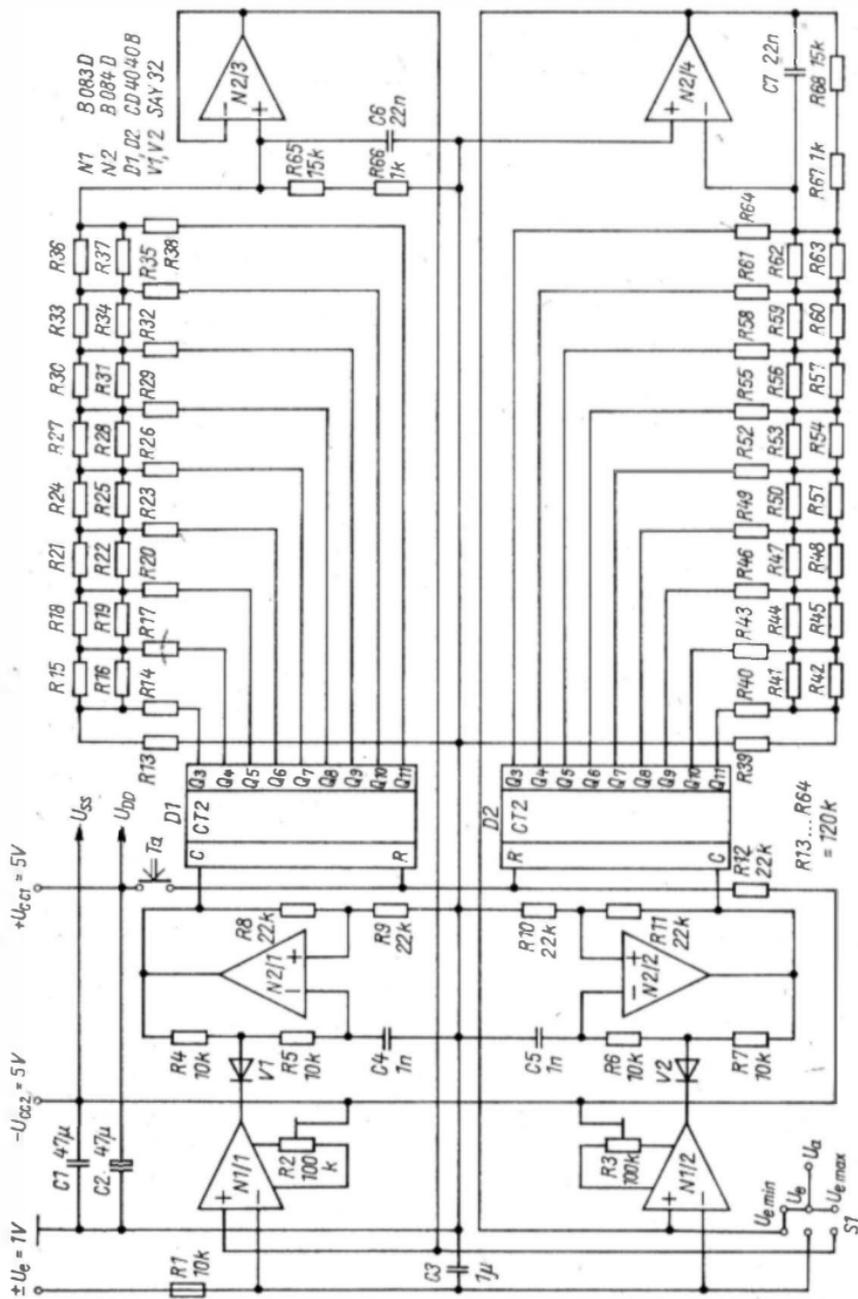


Bild 1 Stromlaufplan eines Extremwertspeichers mit CMOS-D/A-Wandler

vorgenannte Aufgabe mit 6 Operationsverstärkern und 2 asynchronen Binärzählern in CMOS-Technik erfüllt. Zur Stromversorgung sind 2 stabilisierte Speisespannungen von $U_{CC1} = -U_{CC2} = 5\text{ V}$ erforderlich. Die Operationsverstärker N1/1, N2/1 und N2/3 sowie der Frequenzteiler D1 realisieren den Speicher für die maximale Eingangsspannung, während die Operationsverstärker N1/2, N2/2, N2/4 und der Frequenzteiler D2 den Speicher für die minimale Eingangsspannung verwirklichen. Dabei arbeiten die Operationsverstärker N1/1 und N1/2 als Komparatoren, die über die Dioden V1 und V2 die Taktgeneratoren mit den Operationsverstärkern N2/1 und N2/2 starten und stoppen können. Die asynchronen Binärteiler D1 und D2 wirken zusammen mit den Operationsverstärkern N2/3 und N2/4 als einfache D/A-Wandler. Zu diesem Zweck sind die Ausgänge Q3 bis Q11 der Binärteiler jeweils mit einem sogenannten $R/2R$ -Netzwerk verbunden, das die Zählerstände in ihnen proportionale Spannungen bzw. Ströme umwandelt.

Die Versorgungsspannungsanschlüsse U_{DD} und U_{SS} der Binärteiler D1 und D2 sind mit U_{CC1} bzw. $-U_{CC2}$ verbunden. L-Potential an den Ausgängen von D1 oder D2 bedeutet deshalb eine auf das Massepotential bezogene Spannung von $-U_{CC2} = 5\text{ V}$. Führen die Ausgänge von D1 oder D2 dagegen H-Pegel, so entspricht das einer auf das Massepotential bezogenen Spannung von $U_{CC1} = 5\text{ V}$. Mit hinreichender Genauigkeit wird diese Eigenschaft dadurch gesichert, daß für die Binärteiler D1 und D2 CMOS-IS verwendet wurden, deren Ausgangspotentiale in den beiden möglichen Schaltzuständen nahezu den betreffenden Versorgungsspannungen entsprechen.

Die obige Aussage trifft nur zu, wenn die von den $R/2R$ -Netzwerken bewirkte Belastung der Ausgangsstufen der Binärteiler D1 und D2 vernachlässigbar gering ist. Deshalb wurde für den Widerstand R der Wert von $R = 60\text{ k}\Omega$ festgelegt. Es ergibt sich dann ein Widerstand von $2R = 120\text{ k}\Omega$, der den typischen Ausgangswiderstand, er liegt je nach Schaltzustand zwischen $R_a = 100\text{ }\Omega$ und $R_a = 200\text{ }\Omega$, der betreffenden Stufe erheblich übersteigt. Beide $R/2R$ -Netzwerke bestehen ausschließlich aus identischen Widerständen. Ihr Absolutwert ist unkritisch. Vielmehr sollten die Widerstände nur eine geringe Relativtoleranz aufweisen. Es ist deshalb notwendig, aus einer größeren Zahl von Widerständen solche Exemplare auszuwählen, die untereinander möglichst wenig abweichen. Im Erprobungsaufbau wurden für R13 bis R64 Exemplare mit einer maximalen Relativtoleranz von $\pm 0,3\%$ benutzt.

In dem Speicher für die maximale Eingangsspannung schließen die Widerstände R65 und R66 das $R/2R$ -Netzwerk ab. Sein Innenwiderstand beträgt $R_i = 60\text{ k}\Omega$, so daß die Eingangsspannung des als Folger betriebenen Operationsverstärkers N2/3 $U_{eN2/3} = -1,05\text{ V}$ beträgt, wenn der Frequenzteiler D1 mit der Taste Ta zurückgesetzt wurde. Erhält anschließend der Frequenzteiler D1 Taktimpulse, so führt der sich dann fortlaufend erhöhende Zählerstand zu einer treppenförmig ansteigenden Spannung am Ausgang des Operationsverstärkers N2/3. Der Spannungsanstieg endet, wenn alle benutzten Teilerstufen von D1 an ihrem Ausgang auf H-Potential um-

geschaltet haben. Die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers N2/3 hat dann den Maximalwert von $U_{aN2/3} = 1,05 \text{ V}$ erreicht. Dabei ist die Anzahl der möglichen Spannungspegel identisch mit der Anzahl der Zählerzustände, die hier $2^9 = 512$ betrug. Zwischen den beiden schon genannten Endwerten liegen also noch 510 mögliche Spannungspegel. Damit ergibt sich eine Stufenhöhe von etwa $U_{St} = 4,12 \text{ mV}$, die gleichzeitig der Auflösung des Extremwertspeichers entspricht.

Der Ausgang des $R/2R$ -Netzwerks des Speichers für die minimale Eingangsspannung wurde direkt mit dem Summationspunkt des invertierenden Verstärkers mit dem Operationsverstärker N2/4 verbunden. Die in dessen Gegenkopplungsweig liegenden Widerstände $R67$ und $R68$ sind wertgleich mit $R65$ und $R66$, so daß sich bei dem Rücksetzen des Binärzählers D2 eine positive Ausgangsspannung von $U_{aN2/4} = 1,05 \text{ V}$ ergibt. Sie verringert sich treppenförmig dann, wenn der Zähler D2 Taktimpuls erhält. Der Spannungsendwert von $-U_{aN2/4} = 1,05 \text{ V}$ wird dann erreicht, wenn alle Stufen des Binärzählers auf H-Pegel an ihrem Ausgang umgeschaltet haben. Damit entspricht die Auflösung bzw. Stufenhöhe den schon oben angegebenen Werten.

Die Taktimpulse für die Binärzähler D1 und D2 erzeugen 2 identisch aufgebaute Taktgeneratoren, deren Funktion am Beispiel des Taktgenerators für D1 erläutert werden soll. Der Operationsverstärker N2/1 arbeitet als *Schmitt*-Trigger mit großer Hysterese, die die positive Rückkopplung mit dem Spannungsteiler aus den Widerständen $R8$ und $R9$ verursacht. Positive Spannung am Ausgang von N2/1 führt über die Widerstände $R4$ und $R5$ zum Aufladen des frequenzbestimmenden Kondensators $C4$. Dieser Zyklus endet, wenn die Spannung über $C4$ den im positiven Spannungsbereich liegenden Schaltungspunkt des *Schmitt*-Triggers erreicht. Er kippt in seine 2. stabile Lage. Die jetzt negativ gepolte Ausgangsspannung des Operationsverstärkers N2/1 führt zu einer Ent- bzw. Umladung von $C4$. Dieser Abschnitt endet mit dem Erreichen des im negativen Spannungsbereich liegenden Schaltungspunkts des *Schmitt*-Triggers. Er schaltet in die zu Beginn angenommene Lage zurück, und die erläuterten Vorgänge beginnen von vorn.

Das Ergebnis dieser Arbeitsweise ist eine nahezu symmetrische Rechteckspannung, deren Frequenz bei der in Bild 1 angegebenen Dimensionierung $f = 20 \text{ kHz}$ betrug. Der Taktgenerator läßt sich stoppen, wenn die Kathode der Diode V1 negatives Potential führt. Der Kondensator $C4$ kann sich dann nicht auf eine positive Spannung aufladen, so daß die Schwingungen abreißen und der Ausgang des Operationsverstärkers N2/1 permanent H-Potential führt. Erst ein positiver Spannungspegel an der Kathode von V1 schaltet den Taktgenerator wieder ein, dessen Arbeitszyklus dann mit der Aufladung von $C4$ in positiver Richtung beginnt, so daß nach der Freigabe die erste Taktflanke am Ausgang von N2/1 negativ gerichtet ist.

Jetzt läßt sich das Zusammenwirken der einzelnen Baugruppen des in Bild 1 vorgestellten Extremwertspeichers leicht erläutern. Grundsätzlich beginnt ein Erfassungszyklus mit dem Rückstellen der beiden Speicher mit der Taste Ta. Unmittelbar nach dem Loslassen der Rückstelltaste erhalten

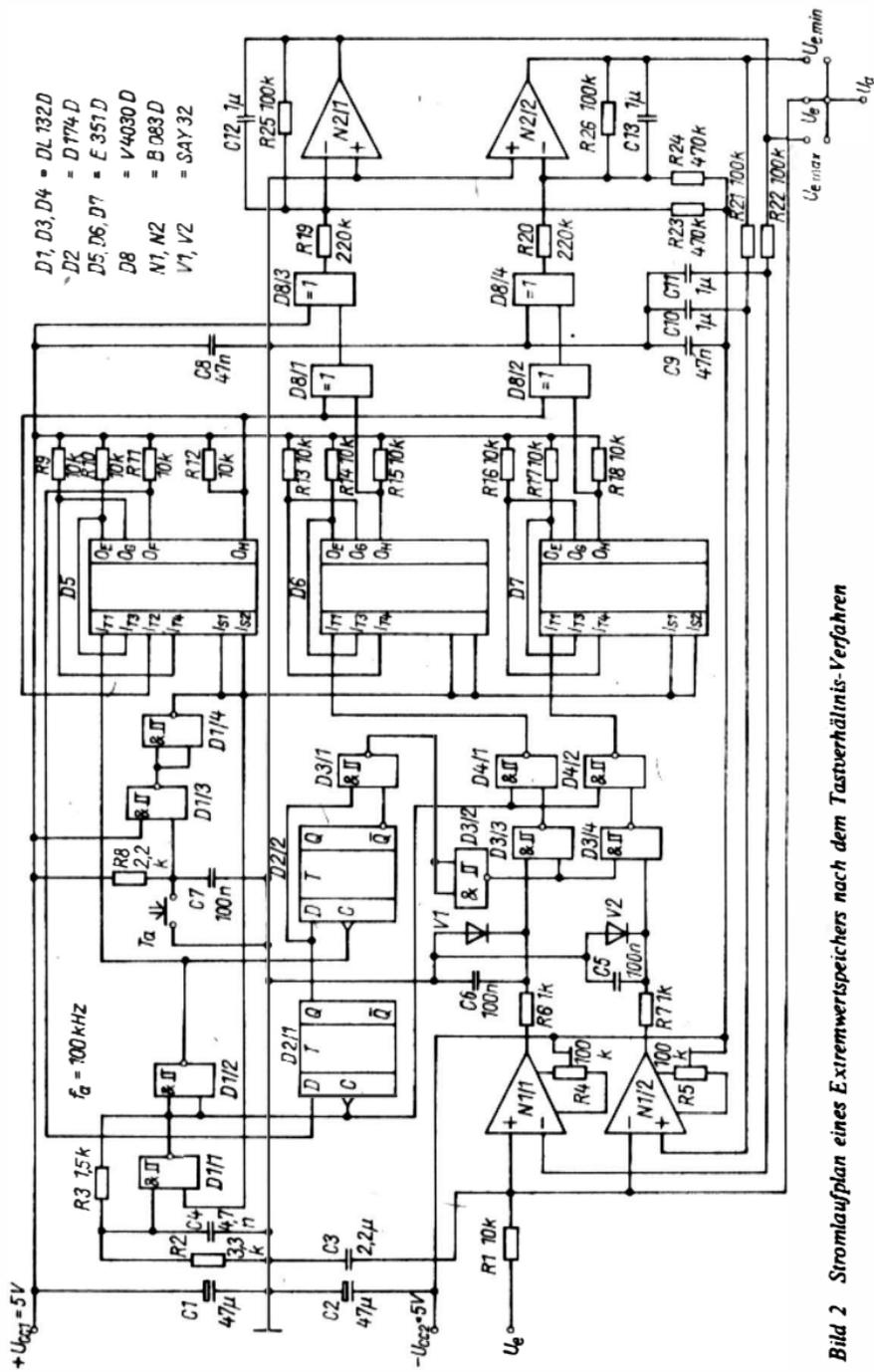


Bild 2 Stromlaufplan eines Extremwertspeichers nach dem Tastverhältnis-Verfahren

die Binärzähler D1 und D2 Taktimpulse, weil die Komparatoren mit N1/1 und N1/2 die Taktgeneratoren freigeben, wenn die Eingangsspannung innerhalb des Speicherbereichs bei z. B. $U_e = 0,5 \text{ V}$ liegt. Die Komparatoren vergleichen nun ständig die Eingangsspannung mit den Ausgangsspannungen der beiden Extremwertspeicher. In dem Moment, in dem die Komparatoren Spannungsgleichheit melden, stoppen die Taktgeneratoren, und die Binärzähler bleiben auf dem dann eingenommenen Stand stehen. Im Beispiel ist das dann der Fall, wenn die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers N2/3 von zu Beginn $-U_{aN2/3} = 1,05 \text{ V}$ bis auf $U_{aN2/3} = 0,5 \text{ V}$ hochgelaufen ist, wobei gleichzeitig die Ausgangsspannung von N2/4 von zunächst $U_{aN2/4} = 1,05 \text{ V}$ auf $U_{aN2/4} = 0,5 \text{ V}$ absinkt. Vergrößert sich jetzt die Eingangsspannung, so gibt der Operationsverstärker N1/1 nur den Taktgenerator mit N2/1 frei. Der Binärzähler D1 arbeitet dann wieder so lange, bis erneut Spannungsgleichheit vorliegt. Im entgegengesetzten Fall bewirkt das Absinken der Eingangsspannung ausschließlich einen entsprechenden Spannungsverlauf am Ausgang des Operationsverstärkers N2/4, weil in diesem Fall nur der Taktgenerator mit N2/2 arbeiten kann.

Zum Ablesen der Extremwerte am Ende des gewählten Erfassungszeitraums schaltet man mit dem Umschalter S1 den gewünschten Pegel an den Eingang des Anzeigeinstruments, das sonst die momentane Eingangsspannung darstellt. Voraussetzung für eine der Auflösung entsprechend korrekte Arbeitsweise ist die sorgfältige Kompensation der Offsetspannungen der als Komparatoren verwendeten Operationsverstärker mit den Einstellpotentiometern R2 und R3. Sie sind bei nach Massepotential kurzgeschlossenen Eingängen der betreffenden Operationsverstärker so einzustellen, daß die Ausgangsspannung dieser Verstärker gerade zwischen ihren beiden Extremwerten hin- und herschaltet. Bei dem Erprobungsmuster betrug die größte Abweichung zwischen dem tatsächlichen und dem gespeicherten Extremwert $\pm U = 5 \text{ mV}$, eine Genauigkeit, die für viele praktische Fälle als ausreichend zu erachten ist.

Bild 2 zeigt den Stromlaufplan eines Extremwertspeichers, der ohne ein engtoleriertes R/R-Netzwerk auskommt. Das grundsätzliche Arbeitsprinzip dieser Version unterscheidet sich nur unwesentlich von dem oben erläuterten. Auch in diesem Fall vergleichen die Komparatoren N1/1 und N1/2 die Ausgangsspannungen $U_{aN2/1}$ bzw. $U_{aN2/2}$ der beiden Extremwertspeicher mit der momentanen Eingangsspannung. Erreicht diese innerhalb des Speicherbereichs von $\pm U_e = 1 \text{ V}$ einen neuen Extremwert, so bewirkt der aktivierte Komparator das Nachsteuern des entsprechenden Extremwertspeichers, dessen Ausgangsspannung sich auf den geänderten Extremwert einstellt. Gespeichert werden die ermittelten Extremwerte als Gleichspannung. Sie wird allerdings durch Integration aus einer rechteckförmigen Spannung gewonnen, deren Tastverhältnis der darzustellenden Gleichspannung proportional ist.

Der Aufbau und die Funktionsweise der Speicher für die maximale und die minimale Eingangsspannung sind weitgehend identisch. Beide Einrichtungen unterscheiden sich nur in der Betriebsweise der EXCLUSIV-OR-Gatter D8/3 und D8/4, die als invertierender bzw. als nichtinvertierender

Puffer arbeiten. Startet man mit der Taste Ta einen Speicherzyklus, dann springt der Pegel am Ausgang des Gatters D1/4 auf L-Potential. Dieser Pegel setzt die 3 Frequenzteiler D5 bis D7 in ihre Nulllage, bei der alle Teiler- ausgänge H-Potential aufweisen. Gleichzeitig stoppt der Taktgenerator aus dem Gatter D1/1. Mit dem Loslassen der Taste schwingt der Generator an und liefert eine weitgehend symmetrische Rechteckspannung mit einer Frequenz von $f = 100 \text{ kHz}$. Der genaue Wert der Taktfrequenz ist unkritisch, solange die Frequenzteiler D5 bis D7 diese verarbeiten können. Über das Gatter D1/2 erreichen die Taktimpulse den Takteingang I_{T1} des Referenzteilers D5. Er ist so verdrahtet, daß sich vom Eingang I_{T1} zum Ausgang O_H ein Teilverhältnis von 2400:1 ergibt. In gleicher Weise wurden auch die Frequenzteiler D6 und D7 verschaltet, die ihre Taktimpulse über die Gatter D4/1 bzw. D4/2 erhalten.

Die EXCLUSIV-OR-Gatter D8/1 und D8/2 vergleichen die an den Ausgängen O_H der Frequenzteiler D6 und D7 liegenden symmetrischen Rechteckspannungen mit der am Ausgang O_H des Referenzteilers anstehenden Rechteckspannung gleicher Frequenz. Kurz nach dem Rücksetzen besteht zwischen den miteinander verglichenen Spannungen keine Phasenverschiebung, so daß entsprechend Bild 3 die Ausgänge von D8/1 und D8/2 L-Potential führen. Am Ausgang des Gatters D8/3 ergibt sich H-Pegel, der seinerseits am Ausgang des integrierten Verstärkers mit dem Operationsver-

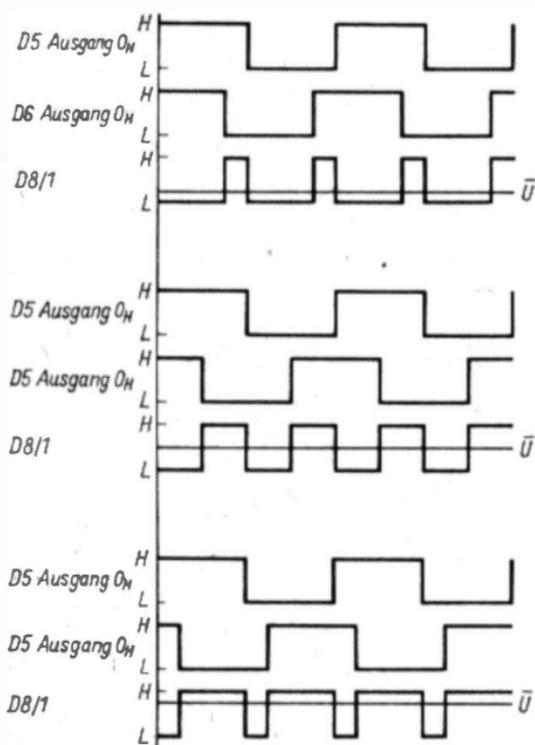


Bild 3
Spannungsverläufe an den
Eingängen und am Ausgang
eines EXCLUSIV-OR-Gat-
ters

stärker N2/1 eine Spannung von $-U_{aN2/1} = 1,15 \text{ V}$ verursacht. Das Gatter D8/4 führt im geschilderten Fall auch L-Potential an seinem Ausgang. Der integrierende Verstärker mit dem Operationsverstärker N2/2 weist aus diesem Grund eine Ausgangsspannung von $U_{aN2/2} = 1,08 \text{ V}$ auf. Die genannten Ausgangsspannungen der beiden Extremwertspeicher schalten die Komparatoren N1/1 und N1/2 ausgangsseitig auf H-Potential, wenn die Eingangsspannung vereinbarungsgemäß innerhalb des Speicherbereichs bei z. B. $U_e = 0,5 \text{ V}$ liegt.

Die beiden D-Flip-Flop D2/1 und D2/2 realisieren zusammen mit dem Gatter D3/1 eine Anordnung, mit der nach einem Startsignal Impulse ausblendbar sind. Als Startsignal wirkt ein Spannungssprung von L- in Richtung H-Pegel am Eingang D von D2/1. Im inaktiven Zustand führt der Ausgang von D3/1 H-Potential. Damit weist der Ausgang des als Inverter betriebenen Gatters D3/2 L-Pegel auf, der seinerseits die Ausgänge der Gatter D3/3 und D3/4 auf H-Potential schaltet. Dieser Pegel gibt die beiden Tore mit den Gattern D4/1 und D4/2 für die Taktimpulse des Generators frei. Die an den Takteingängen I_{T1} der Frequenzteiler D5 bis D7 anliegenden Taktimpulse sind zueinander in Phase. Der Referenzteiler D5 liefert an seinem Ausgang Q_F nach jeweils $n = 2400 \cdot 6$ Taktimpulsen einen Pegelwechsel von L- in Richtung H-Potential. Dieser Pegelwechsel geschieht auf Grund der Laufzeiten in dem Teilerschaltkreis nicht synchron mit der auslösenden Taktflanke, eine Tatsache, die funktionell ohne Bedeutung ist.

Mit der nächstfolgenden positiv gerichteten Taktflanke am Ausgang des Gatters D1/1 übernimmt das D-Flip-Flop D2/1 das H-Potential vom Ausgang Q_F des Frequenzteilers D5. Zu diesem Zeitpunkt führt der Ausgang \bar{Q} des D-Flip-Flop D2/2 noch H-Pegel, so daß jetzt beide Eingänge des Gatters D3/1 dieses Potential aufweisen. Der Ausgang von D3/1 schaltet deshalb auf L-Pegel. Dieser Wechsel führt, wenn die als Komparatoren verwendeten Operationsverstärker N1/1 und N1/2 ausgangsseitig H-Potential aufweisen zu L-Pegel an den Ausgängen der Gatter D3/3 bzw. D3/4. Damit sperrt, wie man auch aus dem Impulsplan (Bild 4) ersieht, daß jeweils betroffene Tor für die Dauer eines Zählimpulses. Das Ergebnis der Impulsausblendung ist eine Phasenverschiebung zwischen den Ausgangsrechteckspannungen des Referenzteilers D5 und des jeweils betroffenen Teilers D6 oder D7 um den Phasenwinkel $\varphi = \pi/1200$.

Die zueinander veränderte Phasenlage der Eingangsspannungen der EXCLUSIV-OR-Gatter D8/1 und D8/2 führt an deren Ausgängen zu einer Rechteckspannung mit entsprechendem Tastverhältnis. Die Integration dieser Rechteckspannungen mit den Operationsverstärkern N2/1 und N2/2 und den diesen nachgeschalteten passiven RC-Gliedern ergibt über den Kondensatoren C10 und C11 Gleichspannungen, die sich so lange in Richtung der nach dem Zurücksetzen der Speicher vorliegenden Eingangsspannung bewegen, bis die Komparatoren N1/1 bzw. N1/2 ansprechen. Ihr Ausgangspotential kippt dann auf L-Pegel, der die Impulsausblendung des betreffenden Extremwertspeichers unterbindet, so daß dann die Phasenlage der Ausgangsspannungen von D5 und D6 bzw. D5 und D7 konstant bleibt. Je nach Richtung der anschließenden Eingangsspannungsänderung ge-

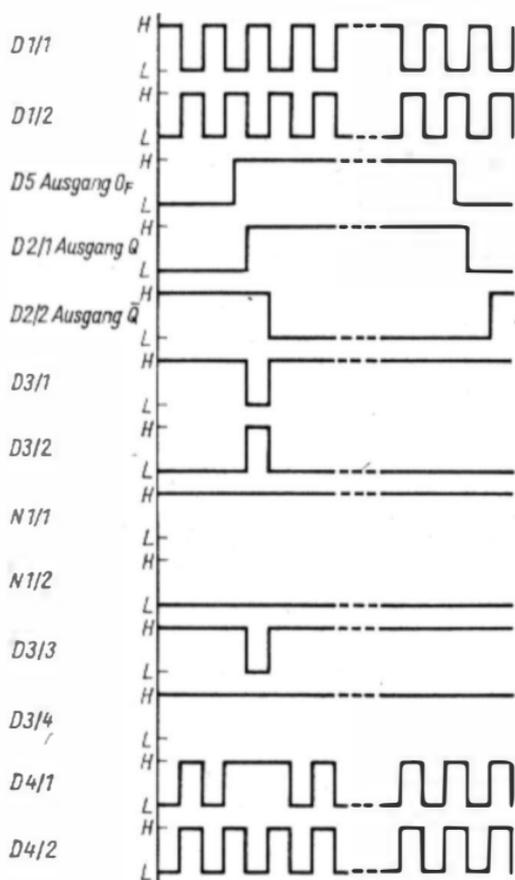


Bild 4
Impulsplan zu Bild 2

schiebt eine erneute Impulsausblendung im Minimum- oder Maximumextremwertspeicher, dessen Ausgangsspannung dann der Eingangsspannung folgt.

Zu beachten ist, daß die Extremwertspeicher nur langsamen Änderungen der Eingangsspannung folgen können. Bei Thermometeranwendungen ist das meist gesichert. Für einen vollständigen Durchlauf des Speicherbereichs werden immerhin $n = 1200 \cdot 2400 \cdot 6$ Taktperioden benötigt. Das ergibt bei der Taktfrequenz von $f = 100 \text{ kHz}$ eine Durchlaufzeit von $t = 172,8 \text{ s}$. Für Anwendungen mit schnellen Änderungen der Extremwerte ist diese Lösung weniger geeignet. Kürzere Durchlaufzeiten erreicht man mit einer erheblich höheren Taktfrequenz, die allerdings dann auch Teiler-schaltkreise bedingt, die diese Frequenzen verarbeiten können. Die Zahl der möglichen Spannungsstufen an den Ausgängen der Maximum- bzw. Minimumspeicher ist vom Teilverhältnis der Frequenzteiler D5 bis D7 abhängig und gleich dem mit dem Faktor 0,5 multiplizierten Teilverhältnis. Vergrößert man diese, so läßt sich nahezu jede beliebige Auslösung erreichen.

Ralf Männel



Ein einfacher Synthesizer als elektronisches Musikinstrument

Aus der gegenwärtigen Musik sind elektronische Musikinstrumente nicht mehr wegzudenken. Für den Elektronikamateur sind jedoch die von der Industrie hergestellten Geräte meist zu aufwendig und zu teuer. Es bestand deshalb die Aufgabe, ein einfaches und damit preiswertes Gerät zu entwerfen, das mit handelsüblichen Bauelementen bestückt ist.

Übersichtsschaltplan

Die verwendeten Baugruppen sind vom Synthesizer her bekannt. Das Keyboard (Tastenfeld) ordnet einer gedrückten Taste des Manuals eine bestimmte Spannung zu, die die Tonhöhe repräsentiert. Diese Spannung wird in der Sample-and-Hold-Schaltung (S & H) abgespeichert, wobei die Auslösung des Speichervorgangs mit dem Tastendruck geschieht. Auf die S & H-Schaltung folgen 2 VCO (Voltage Controlled Oscillator, spannungsgesteuerter Oszillator), die die Spannung in eine Tonfrequenz umsetzen. Durch den Einsatz von 2 VCO lassen sich Schwebungen oder Intervalle einstellen. Die Ausgangssignale der VCO gelangen auf einen VCA (Voltage Controlled Amplifier, spannungsgesteuerter Verstärker), der in Verbindung mit dem Konturgenerator eine Steuerung der Hüllkurve des Tonsignals, d. h. Steuerung der Anstiegs- und Nachhallzeit, ermöglicht. Danach folgt eine Filter-

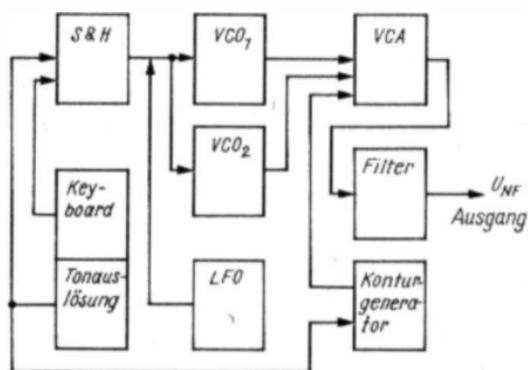


Bild 1
Übersichtsschaltplan des einfachen Synthesizers

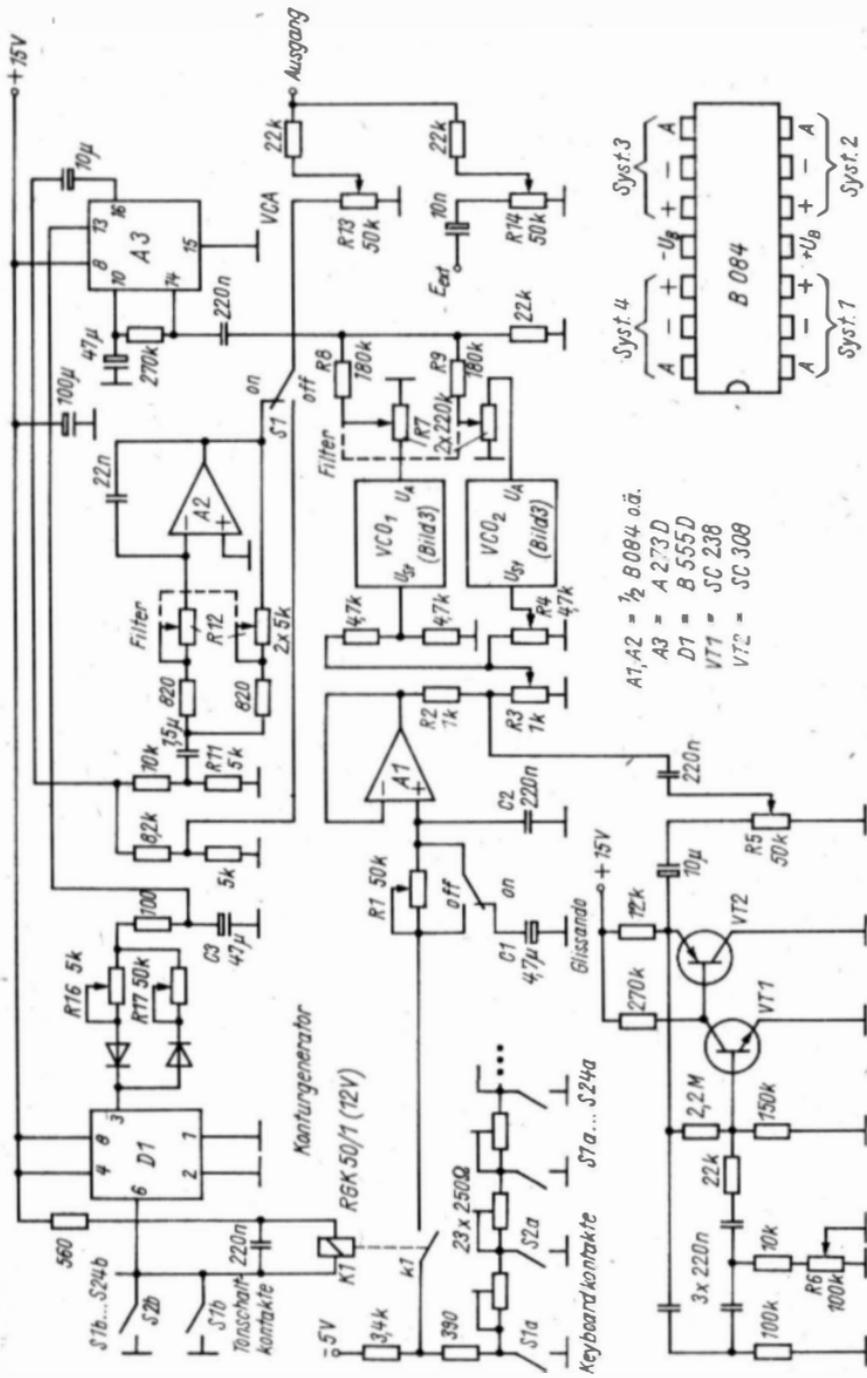


Bild 2 Stromlaufplan des einfachen Synthesizers

schaltung (Bandpaß), mit dem die Klangfarbe beeinflusst werden kann. Weiterhin ist ein LFO (Low Frequency Oscillator, Niedrigfrequenzoszillator) vorhanden, mit dem eine Frequenzmodulation (Vibrato) möglich ist.

Keyboard und S & H-Schaltung

Für die Erzeugung der Steuerspannung wird ein einfacher Spannungsteiler mit Steller zur Stimmung eingesetzt. Der Relaiskontakt $k1$ bewirkt die Zuschaltung der Eingangsspannung auf den Speicherkondensator $C2$ während eines Tastendrucks. Das abschaltbare RC -Glied $R1/C1$ realisiert den Glissando-Effekt, einen gleitenden Übergang der Frequenz von Ton zu Ton. Der nachfolgende OPV $A1$ wirkt als Impedanzwandler. Es sind nur Typen mit SFET-Eingang verwendbar, um vernünftige Speicherzeiten (für Nachhall) zu erreichen. Dem OPV folgt ein Widerstandsnetzwerk zur Steuerung der VCO. Dabei lassen sich mit $R3$ die Frequenzen beider VCO verschieben, mit $R4$ nur die von VCO2. $R2$ entkoppelt den Ausgang von $A1$, um die Vibratospannung vom LFO einspeisen zu können. Mit $R5$ läßt sich Stärke und mit $R6$ Tempo des Vibratos einstellen.

VCA und Filter

Am Eingang des VCA ist ein Überblendregler ($R7, R8, R9$) angeordnet, mit dem sich die Ausgangssignale der beiden VCO mischen lassen. Der VCA selbst besteht aus einem $A273D$, dessen Außenbeschaltung auf ein Minimum reduziert wurde. Die Steuerspannung von $C3$ im Konturgenerator wird auf pin 13 geführt. Das Ausgangssignal durchläuft einen Bandpaß, dessen Mittenfrequenz mit $R12$ einstellbar ist. Mit $S1$ läßt sich dieses Filter abschalten. $R10$ und $R11$ bewirken eine Pegelanpassung, um ein Übersteu-

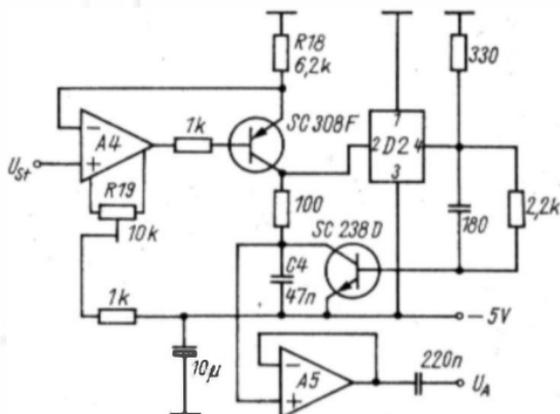


Bild 3
VCO-Schaltung, die doppelt
ausgeführt wird

A4 = MAA 741 o. ä.
D2 = A302

A5 $\frac{1}{4}$ B 084 o. ä.



Bild 4 Anordnung der Kontakte des Keyboards

ern des Filters zu verhindern. Eventuell müssen ihre Werte geändert werden.

Dem Filter folgt ein einfaches Mischpult, mit dem die Lautstärke des Instruments verändert wird und eine äußere Quelle eingemischt werden kann.

Tonauslösung und Konturgenerator

Für die Tonauslösung ist ein weiterer Schaltkontakt nach Masse erforderlich, der beim Tastendruck erst nach dem Kontakt der Keyboard-Schaltung einschalten darf. Um das einfach zu erreichen, wurden die Kontakte gemäß Bild 4 angeordnet.

An den Tonschaltkontakt ist das Relais der S & H-Schaltung angeschlossen. Da dieses bei jedem Tastendruck schaltet, sollte ein geräuscharmer Typ eingesetzt werden. Der ebenfalls von diesem Kontakt gesteuerte Negator D1 lädt C3 über R17 (Anstiegszeit) und entlädt ihn wieder über R16 (Nachhallzeit). Die Größe von C3 kann durch Probieren optimiert werden.

VCO

Diese 2fach vorhandene Baugruppe stellt im Prinzip einen A/D-Wandler nach [1] dar, in der auch eine nähere Beschreibung zu finden ist. Mit R18 läßt sich die Umsetzrate des Wandlers verändern. An C4 liegt eine Säge-



Bild 5 Draufsicht; es ist die Anordnung der Bedienelemente erkennbar

zahnspannung, die über A5 hochohmig entkoppelt wird. Um eine genügend hohe Linearität auch im unteren Frequenzbereich zu erreichen, sollte für A5 ein SFET-Typ eingesetzt werden.

Stromversorgung

Die Stromversorgung ist sehr einfach, die Spannungen +15 und -5 V werden durch Festspannungsregler stabilisiert. Beim Mustergerät ist das Netzteil als zusätzliches Gerät realisiert worden.

Abgleich

Der Abgleich des Geräts beschränkt sich auf die Stimmung der Klaviatur und den Offsetabgleich der OPV A4 in den VCO. Für diesen Abgleich wird der Eingang des VCO an Masse geschaltet und mit R19 die Spannung über R18 auf 0 V eingestellt.

Für die Stimmung bieten sich 3 Varianten an. Die 1. ist ein Vergleich mit einem schon gestimmten Instrument, was jedoch Zeit und ein gutes Gehör erfordert. Die 2. Variante bedingt ein Digitalvoltmeter, mit dem die für eine temperierte Stimmung erforderlichen Ausgangsspannungen des Keyboards eingestellt werden. Diese Spannungen bilden eine geometrische Folge mit dem Faktor $\sqrt[12]{2}$, d. h., es muß zuerst die linke Taste gedrückt werden, die Spannung an A1 (Ausgang!) gemessen und mit $\sqrt[12]{2}$ multipliziert werden. Die auf diese Weise erhaltene Spannung wird am 1. Steller für die 2. Taste eingestellt, wieder multipliziert usw. Die 3. Variante hat den gleichen Ablauf, jedoch wird mit einem Frequenzzähler die Ausgangsfrequenz eines VCO gemessen.

Mechanischer Aufbau

Bei derartigen Geräten der Musikelektronik nimmt der mechanische Aufbau einen sehr wichtigen Platz ein. Speziell das Manual bereitet dem Elektronikamateur Probleme. Der Autor verwendet eine Eigenbauklaviatur, für die das Holz aus Reißbrettern (A4) mit der Laubsäge in die entsprechende Form gebracht wird. Die Tasten werden nach dem Spachteln, Verschleifen und Grundieren lackiert. Als Federn benutzt man Plastikklammern, die Realisierung der Anschläge ist aus Bild 6 ersichtlich. Es läßt sich auch eine industrielle Klaviatur verwenden. Für die Kontakte werden Relaiskontakte eingesetzt. Die Anordnung der Bedienelemente sollte man strukturiert und übersichtlich vornehmen. Bild 5 gibt dazu eine Anregung. Für die Herstellung des Frontplattenbilds wird ein Negativ mit *Typofix* auf durchsichtiger Folie angefertigt, das man auf das Fotopapier legt. Nach Belichten, Entwickeln und Fixieren erhält man auf diese Weise sehr dekorative Frontplatten.

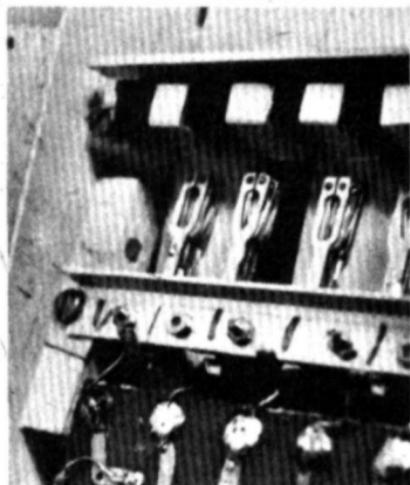


Bild 6
Tastatur; die Kontakte wurden auf einem Alu-Profil montiert, als Zwischenlagen wurde Leiterplattenmaterial verwendet. Das obere Alu-Profil wirkt als Anschlag und als Hubbegrenzung. Nach unten schließt sich direkt die Leiterplatte mit den Stellern zur Stimmung an, um unnötige Kabel zu vermeiden

Bild 7
Rückansicht; die als Federn eingesetzten Klammern sind auf 2 Alu-Bändern geschraubt. Die gute Zugänglichkeit der Federn ermöglicht ein einfaches Nachstellen der Federkräfte nach längerem Betrieb. Rechts neben dem Hauptschalter befindet sich die Buchse zur (Nieder-) Spannungszuführung

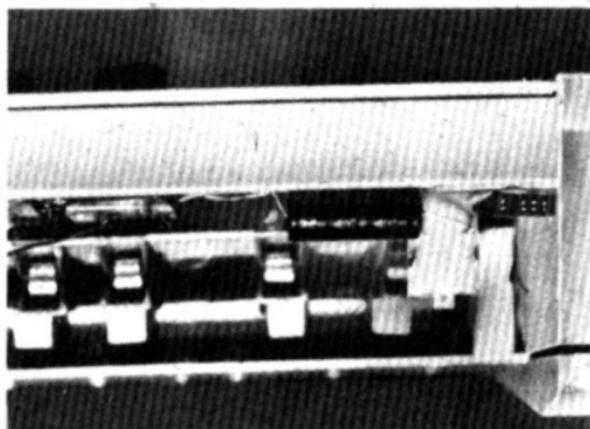


Bild 8
Gesamtansicht; das Bild vermittelt einen Gesamteindruck der Gehäusegestaltung. Die mechanische Stabilität des flachen Geräts (390 mm × 260 mm × 85 mm) garantieren die Seitenteile aus Spanplatten in Verbindung mit den Alu-Bändern des Manuals und dem Bodenblech

Erweiterungen

Die Erweiterungsmöglichkeiten sind vielfältig. Zu nennen wären der Einsatz eines VCF (Voltage Controlled Filter, spannungsgesteuertes Filter), z. B. nach [2], eines Rauschgenerators oder auch die Ansteuerung der Schaltung mit einem Mikrorechner zur Melodiegenerierung.

Bemerkungen

Das vorgestellte Gerät ist im Prinzip ein kleiner Synthesizer, der bereits einen beachtlichen Umfang an Klängen erzeugen kann. Für die Ausnutzung aller Funktionen ist ein Verständnis der technischen Zusammenhänge unentbehrlich. Obwohl dieser Beitrag an sich eine komplette Bauanleitung darstellt, soll er doch auch eine Anregung für eigene Experimente auf diesem interessanten Gebiet der Elektronik sein.

Literatur

- [1] H. Kühne, Applikationsbeispiele mit dem Schwellspannungsschaltkreis A 302 D, Amateurreihe electronica, Band 207, Seite 79, Berlin 1983.
- [2] C. Kühnel/U. Postel, Der elektronische Synthesizer, radio-fernsehen-elektronik 28 (1979) Teil 1, Heft 2, Seite 119 bis 125, Teil 2, Heft 3, Seite 184 bis 189.

In diesem Beitrag werden Kontruktion und Bau des Wissenstestgerätes *WTG 87* beschrieben, das sich für Arbeitsgemeinschaftsteilnehmer der Mittel- und Oberstufe (Klassen 4 bis 10) eignet. Der AG-Leiter erhält zugleich Anregungen für die Erweiterung der Schaltung und die Anwendung auf anderen Gebieten. Mit dem *WTG 87* soll folgendes erreicht werden:

- Unterstützung des logischen Denkens;
- Umsetzung der Binärentscheidungen in Kontakt- und kontaktlose Schaltungen;
- Verwendung handelsüblicher Bauelemente und der in den Schulen vorhandenen Baukästen *Elektrotechnik/Elektronik*, *ELEKTRONIK 5* und des Baukastensystems *POLYTRONIC* für die individuelle Freizeitgestaltung;
- Entstehung eines Trainers, der sich in allen Wissensgebieten einsetzen läßt.

Aufgabe

Aus einer Vorgabe von 8 Objekten (Bildern, Thesen, Zahlen u. ä.) ist 1 Objekt zu merken. Durch 3 Testfragen, die nur mit JA oder NEIN zu beantworten sind, muß beim Drücken der Ergebnistaste S3 das ausgewählte Objekt angezeigt werden. Das setzt voraus, daß der Spielteilnehmer über sichere Kenntnisse verfügt oder sie mit diesem Gerät erwirbt oder festigt.

Das erfordert aber beim AG-Leiter ein hohes Allgemeinwissen über die Konstruktion. Da bei der Konstruktion Binärentscheidungen verwendet



werden, verringert sich bei jeder Entscheidung der Wissensvorrat genau um die Hälfte des vorhergehenden Vorrats. Und das ist bei nur 3 Testfragen schon recht kompliziert. Nach Erfahrungen, die der Autor selbst in Arbeitsgemeinschaften der 9. und 10. Klassen gesammelt hat, ist Unterstützung unangebracht.

Ausgangspunkt

Man beginnt mit der Auswahl eines geeigneten Themas. Um eine einfache und überschaubare Erklärung geben zu können, wird ein Beispiel aus der Mathematik gewählt. Aus den Zahlen 0 bis 7 ist eine zu merken. Nach richtiger Beantwortung von 3 Fragen zeigt das Gerät die gemerkte Zahl an. Damit ist der Entscheidungsbaum nach Bild 1 vorgegeben.

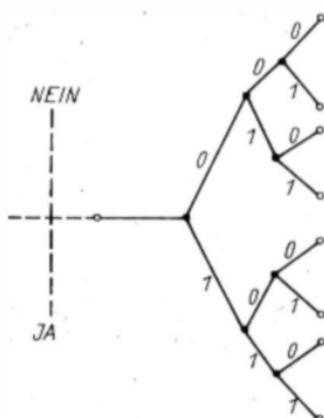


Bild 1
Entscheidungsbaum

Entscheidungsbaum

Die 3 Testfragen müssen

1. so gestellt werden, daß die Anzahl der Zahlen nach jeder Beantwortung halbiert wird, und sind
2. in eine geeignete Reihenfolge zu bringen.

Solche Fragen können in dem Beispiel sein:

1. Ist die gedachte Zahl größer als 3 ($n > 3$)? Damit erhält man bei NEIN die Gruppe 0 bis 3. Bei JA erhält man die Gruppe 4 bis 7, also eine Halbierung des Wertevorrats, der nun durch die 2. Frage wieder halbiert werden muß (s. Tabelle 1).
2. Dividiere die Zahl durch 4! Bleibt ein größerer Rest als 1 ($n : 4, r > 1$)? Es wird nur mit ganzen Zahlen gerechnet, z. B.: $3 : 4 = 0$ Rest 3. Bei NEIN erhält man nun aus der Gruppe 0 bis 3 die Zahlen 0 und 1.
3. Ist die Zahl ungerade ($n = \text{ungerade}$)? Bei NEIN bleibt aus der Gruppe 0 und 1 die 0.

Tabelle 1 Konstruktionshilfe

Zahl	1. Frage $n > 3?$	2. Frage $n: 4, r > 1?$	3. Frage $n = \text{ungerade?}$
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

Logischer Wert: 0 = NEIN $\hat{=}$ L-Pegel

1 = JA $\hat{=}$ H-Pegel

Tabelle 1 faßt diese Ergebnisse in einer elementaren Form als Konstruktionshilfe zusammen. Darin bedeutet n die gemerkte Zahl.

Kontaktpyramide

Die auf diese Weise erarbeiteten Entscheidungen sind in einer Kontaktpyramide zu erfassen (Bild 2). Dazu geht man von einer einheitlichen Schalterstellung aus. Im Beispiel bedeutet die Schalterstellung nach links NEIN. Bei Verwendung von Drucktasten empfiehlt es sich, der nichtgedrückten Taste den Zustand NEIN zuzuordnen.

Realisierung durch Schalter

Bild 2 zeigt die Realisierung mit Schaltern. Es werden benötigt: 1 2poliger Umschalter, 1 4poliger Umschalter, 1 8poliger Umschalter und 1 Taster als Ergebnistaste. Baut man diese Schaltung mit dem *ELEKTRONIK*- oder *POLYTRONIC*-System auf, können die Umschalter durch Relais ersetzt werden. Die Entscheidungstasten schalten in diesem Fall die Betriebsströme für die Relaispulen. Die Relaiskontakte schalten die Signalwege (Bild 3).

Zuordnungsschaltung

Sobald die AG-Teilnehmer genügend Fertigkeiten im Einbau von Schaltkreisen besitzen, ist der Aufbau des *WTG 87* eine lohnende Aufgabe. Das Entwerfen der Schaltung sollte dabei unbedingt in die AG-Tätigkeit mit einbezogen werden. Dazu wird eine Zuordnungsschaltung nach Bild 4 entwickelt. Voraussetzung ist eine Zuordnungsmatrix nach Tabelle 2.

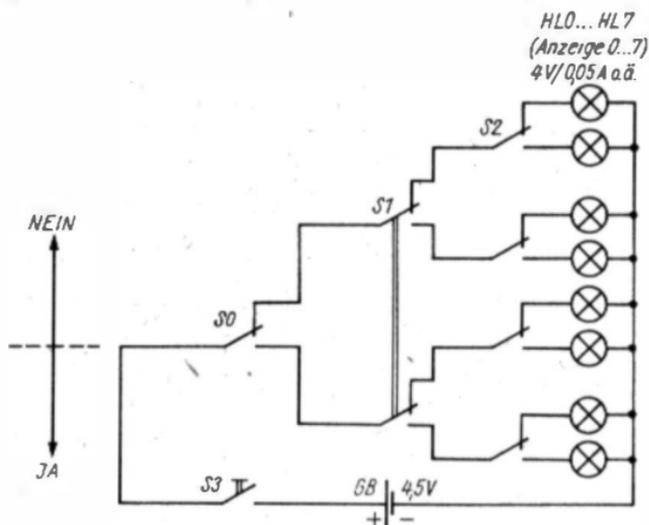


Bild 2 Kontaktschaltung (Schalter S2 ist ein 4poliger Umschalter)

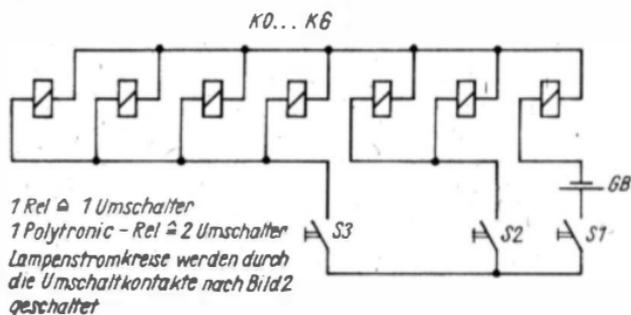


Bild 3 Relaischaltung

Tabelle 2 Zuordnungsmatrix

Zahl	Fragen			Lampen							
	$n > 3?$ x_0	$n: 4, r > 1?$ x_1	$n = \text{ungerade?}$ x_2	0 y_0	1 y_1	2 y_2	3 y_3	4 y_4	5 y_5	6 y_6	7 y_7
0	L	L	L	H	L	L	L	L	L	L	L
1	L	L	H	L	H	L	L	L	L	L	L
2	L	H	L	L	L	H	L	L	L	L	L
3	L	H	H	L	L	L	H	L	L	L	L
4	H	L	L	L	L	L	L	H	L	L	L
5	H	L	H	L	L	L	L	L	H	L	L
6	H	H	L	L	L	L	L	L	L	H	L
7	H	H	H	L	L	L	L	L	L	L	H

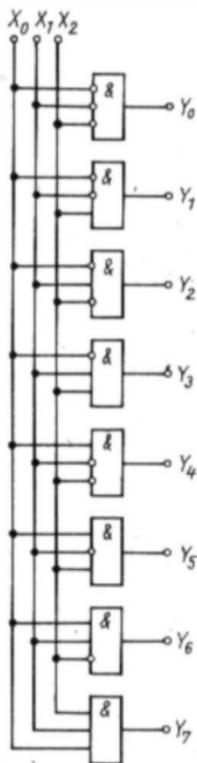


Bild 4 Zuordnungsschaltung

Bild 5
Stromlaufplan des
WTG 87 aus NAND-Gat-
tern und Baukastenteilen
des POLYTRONIC

Beim Entwurf der Zuordnungsmatrix geht man von den geplanten Verknüpfungen und den dazu erforderlichen Gattern und Pegeln aus. Es gilt:

1. An jedem Eingang x_0 bis x_1 kann wahlweise L- oder H-Pegel liegen, ausgelöst durch Umschalter S0 bis S2.
2. Die Verknüpfung geschieht über AND-Gatter.

Da die Ergebnislampen über H-Pegel angesteuert werden sollen, muß man beachten, daß ein AND-Gatter nur dann H an y hat, wenn alle x H-Pegel führen. Es wird daher notwendig, einige Eingänge zu invertieren.

Nun beantwortet man der Reihe nach für jede Anzeige die 3 Eingänge und setzt bei NEIN L- und bei JA H-Pegel an. Um zur Schaltung zu gelangen, ist daran zu denken, daß durch die Schalter S0 bis S2 bereits L- oder H-Pegel an die Schaltung gelegt wird, das gewünschte Gatter aber H an y abgeben muß. Auf diese Weise entsteht Bild 4.

Unter Verwendung von DL.004 (enthält 6 Inverter), DL.011 (enthält 3 3-fach-AND) sowie eines Transistoranzeigeverstärkers an jedem y_0 bis y_7 ist die Schaltung nachbaufähig.

NAND-Schaltung

Die Schaltung aus NAND-Gattern weist keine Besonderheiten auf. Sie ist mit Bauteilen aus den ELEKTRONIK- und POLYTRONIK-Baukästen der

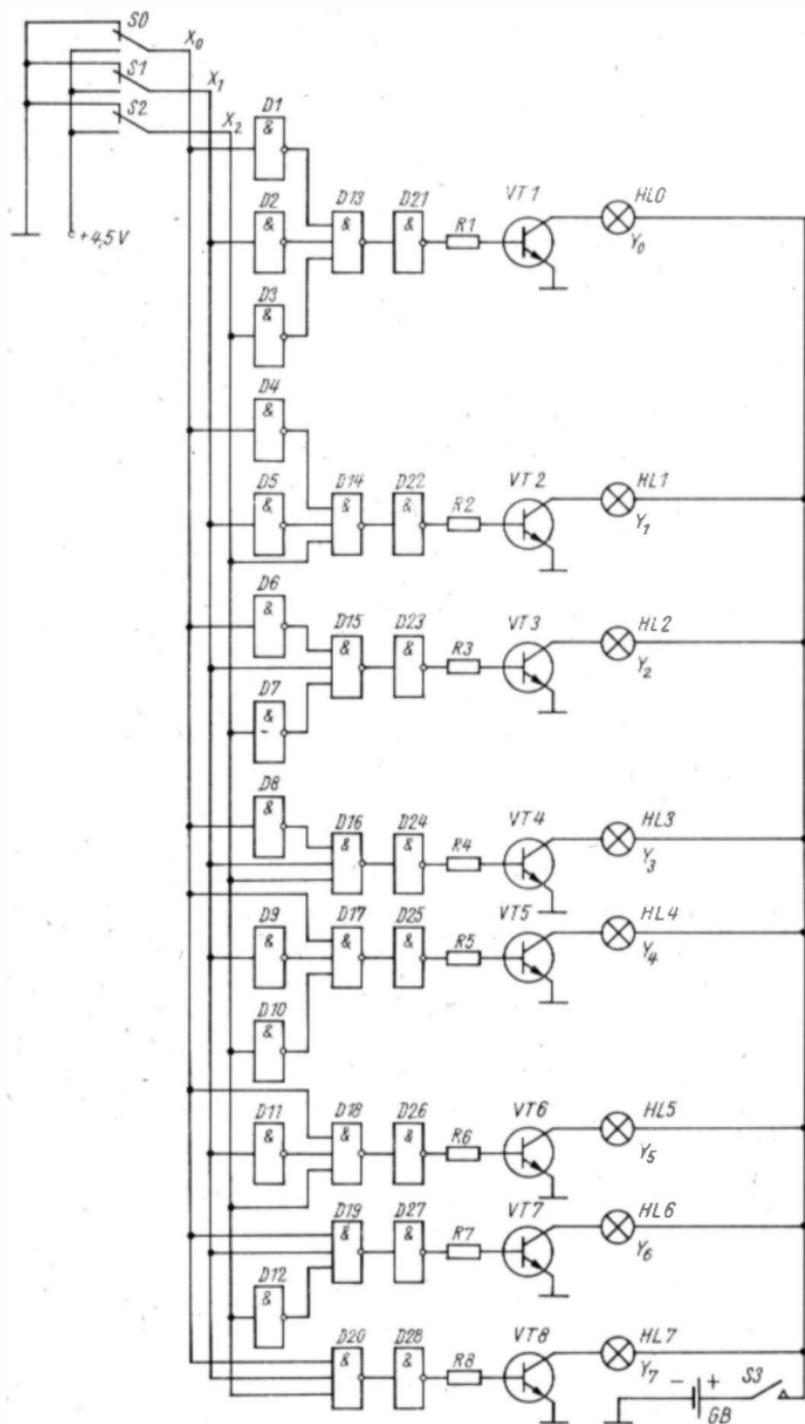


Tabelle 3 Bauelemente für Bild 5

Bezeichnung	Gatter	Bauelement	Stück	Bemerkung
D1...D12	12 mal $\frac{1}{4}$ D 100	D 100 D	3	aus Bastler-
D13...D10	8 mal $\frac{1}{3}$ D 110	D 110 D	3	beutel 8 o. ä.
D21...D28	8 mal $\frac{1}{4}$ D 100	D 100 D	2	Typ
R1...R8	—	1,5 K Ω	8	aus Baukasten-
VT 1...VT8	—	SC 236	8	system
HL0...HL7	—	4 V/0,05 A	8	POLYTRONIC
GB	\supset	4,5 V	1	Flachbatterie

Schulen nachgebaut worden. Die Dimensionierung entspricht den Originalsteckbauelementen. Die Schaltkreise wurden auf Grundplatten aufgelötet, deren Anschlüsse an Schrauben M3 \times 10 geführt wurden, die als Anschlüsse für die Kontaktklemmen der Verbindungskabel aus den Baukästen dienen. Sicher gibt es noch andere Schaltungsvarianten, auch unter Einsatz anderer IS. Diese vorgestellte Schaltung hat sich wegen ihres gleichmäßigen Aufbaus aber bewährt, sie ist leicht verständlich. Dadurch werden die AG-Teilnehmer an das Lösen eigener Konstruktionen herangeführt.

Erweiterung

Statt 0 bis 7 und der 3 dafür gewählten Fragen ist es nun möglich, auch andere Wissensgebiete und Schwierigkeitsgrade zu gestalten.

Beispiel

Fahrzeuge: 1. Schienenfahrzeug? 2. Fremdantrieb? 3. Zweiradfahrzeug? Nun müssen 8 Fahrzeuge gefunden werden, die sich begrifflich einordnen lassen, also 4 Schienenfahrzeuge. Von jeder Gruppe muß nun jeweils die Hälfte Eigenantrieb oder Fremdantrieb aufweisen, von den jetzt verbleibenden 4 Zweiergruppen muß je 1 Fahrzeug 2 und eins mehr Räder haben. Man versuche es einmal! Diese Methode läßt sich auf alle Wissensgebiete, auch auf die Elektro- und Funktechnik ausdehnen.

Es ist zweckmäßig, ein Grundgerät zu bauen, auf das die für jedes Gebiet zusammengestellten Fragen und Bilder als Schablone aufgelegt werden können.

Literatur

- [1] E. Oberst, Entwurf von Kombinationsschaltungen, Reihe Automatisierungstechnik, Band 123, Berlin 1972.
- [2] S. Pilz, Theorie der digitalen Schaltungen, Taschenbuch Elektrotechnik, 1. Auflage, Band 2, Seite 602 ff., Berlin 1977.
- [3] E. Kühn, Handbuch TTL- und CMOS-Schaltkreise, 1. Auflage, Berlin 1985.
- [4] M. Noéacs, Rechenautomaten und logische Spiele, Budapest 1971.

Schaltungsrevue für den Anfänger

Obering. Karl-Heinz Schubert – Y21XE

Miniempfänger mit 1,5 V

Mit einer Betriebsspannung von nur 1,5 V arbeitet der Miniempfänger, dessen Stromlaufplan Bild 1 zeigt. Die Schaltung besteht aus den beiden HF-Verstärkerstufen VT1/VT2, dem Diodendemodulator mit VD1 und der NF-Verstärkerstufe VT3. Zur Wiedergabe (BH) wird ein hochohmiger Kopfhörer oder Ohrhörer verwendet. Der Schwingkreis besteht aus einer Rahmenspule L und einem Miniaturdrehkondensator aus einem alten Taschensuper, beide Drehkondensatorpaketeile parallelgeschaltet. Das in der Originalbeschreibung verwendete Gehäuse mit den Abmessungen $60 \text{ mm} \times 60 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ legt die Abmessungen der Rahmenspule ($L = 330 \mu\text{H}$) fest, die aus $39 + 3$ Wdg., $0,2\text{-mm-CuLS}$, besteht und mit den Abmessungen $56 \text{ mm} \times 56 \text{ mm}$ quadratisch gewickelt ist. Durch Anzapfung an der 3. Wdg. vom masseseitigen Ende wird die HF-Verstärkerstufe VT1 ausgekoppelt. Die fertige Rahmenspule wird mit Bindfaden abgebunden und erhält durch Bestreichen mit farblosem Lack Festigkeit. Sie liegt innen im Gehäuse.

In der Schaltung eingesetzt werden Siliziumtransistoren vom pnp-Typ, z. B. SC 308/SC 309e o. ä., VD1 ist eine HF-Diode GA 100. Die Stromversorgung besteht aus einer 1,5-V-Rundzelle R6. Empfangen wird der Mittelwellenbereich.

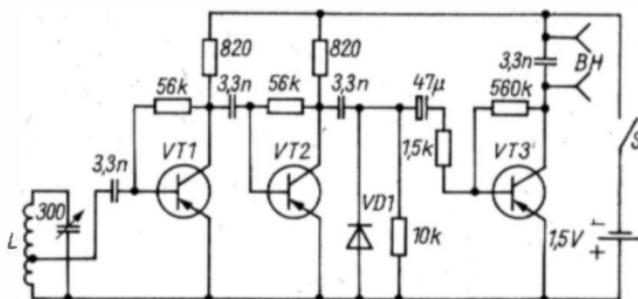


Bild 1 Stromlaufplan eines Miniempfängers für 1,5-V-Betrieb [1]

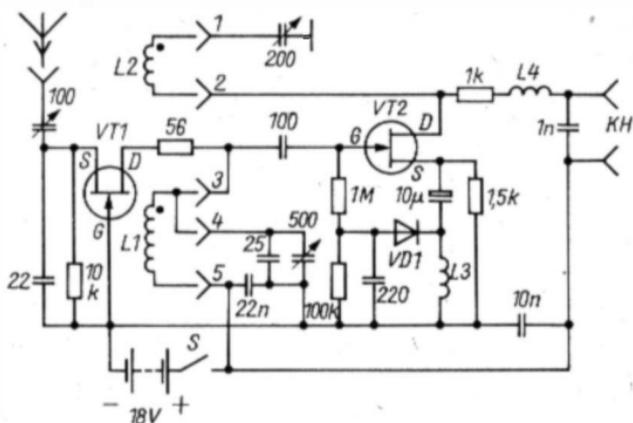


Bild 2 Stromlaufplan einer FET-Empfängerschaltung mit Reflexstufe [2]

Reflexaudion mit FET-Bestückung

Die HF-Eingangsempfindlichkeit einfacher Empfängerschaltungen läßt sich durch die Anwendung der veränderlichen Rückkopplung wesentlich verbessern. Das gelingt bei hochohmigen Schaltungen unproblematisch, so daß sich der Einsatz des Feldeffekttransistors lohnt. Bild 2 zeigt eine Schaltung, die aus einer unabgestimmten HF-Vorstufe VT1 und der Mehrfunktionsstufe VT2 besteht. Letztere arbeitet einmal als HF-Verstärker mit Rückkopplung (über L2), dann geschieht die HF-Demodulation mit VD1, außerdem wird die gewonnene NF-Spannung mit VT2 verstärkt. Daher sind als HF-Sperren die HF-Drosseln L3 und L4 erforderlich (etwa 1 mH, 250 Wdg., 0,1-mm-CuL, HF-Spule 7 mm Durchmesser). Eine solche mehrfache Arbeitsweise eines aktiven Bauelements bezeichnet man als *Reflexschaltung*, VT2 verstärkt ja HF- wie auch NF-Frequenzen.

Soll bei Mittelwelle ohne die HF-Vorstufe VT1 gearbeitet werden, wickelt man zur Ankopplung der Antenne etwa 20 Wdg., 0,2-mm-CuL, auf die Spule L1. In der Originalschaltung sind für die Schwingkreisspulen Steckspulen vorgesehen. Dazu werden Plastrohrstücke (etwa 30 mm Durchmesser, etwa 50 mm lang) mit Stiftsockeln von alten Elektronenröhren verse-

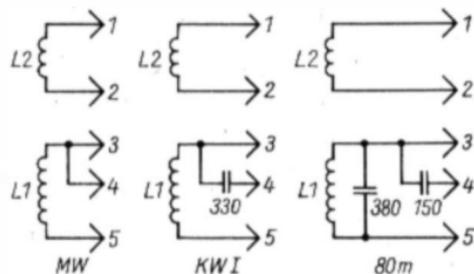


Bild 3 Spulendaten für die FET-Empfängerschaltung

Tabelle Spulendaten zu Bild 3

Luftspulen auf Plastrohr, etwa 30 mm Durchmesser

Mittelwelle 500...1600 kHz

L1 - 220 μ H, 95 Wdg., 0,2-mm-CuLS

L2 - 20 Wdg., 0,2-mm-CuLS

Kurzwellen I 5,8...11,0 MHz

L1 - 5,2 μ H, 13 Wdg., 0,5-mm-CuLS

L2 - 3 Wdg., 0,5-mm-CuLS

80-m-Amateurfunkband 3,5...3,8 MHz

Spulendaten wie bei KW I, nur mit anderer Kondensatorbeschriftung

hen. Bild 3 zeigt die Spulenbeschriftung für Mittelwelle und für 2 verkürzte Kurzwellenbereiche. Die Wickeldaten der Spulen enthält die Tabelle.

Die Stromversorgung geschieht aus 4 in Reihe geschalteten Flachbatterien 4,5 V. Die Rückkopplung wird mit einem Drehkondensator (200 pF) variiert, ebenso die Anpassung der erforderlichen Drahtantenne (100 pF). Für VT1/VT2 eignen sich die FET *BF 245*, *KP 303* o. ä., für VD1 - *GA 100* o. ä.

Aktive Rahmenantenne

Die Anwendung aktiver Antennen wurde an gleicher Stelle im Elektronischen Jahrbuch 1985 dargestellt (da hat sich im Bild 2 ein Fehler eingeschlichen: Der Widerstand 33 k Ω liegt parallel zum Elektrolytkondensator 4,7 μ F im Basisteil von VT1, das untere Ende des Widerstands 47 k Ω befindet sich am Verbindungspunkt von 470 k Ω /33 k Ω /4,7 μ F!). Bild 4a zeigt die Schaltung einer aktiven Antenne mit Richtwirkung. Erreicht wird diese Richtwirkung durch die Rahmenantenne, die mit der Spulenwicklung L1 verbunden ist. Diese Rahmenantenne besteht aus 6 mm starkem Alu-Draht, der mit einem Durchmesser von 650 mm zu einem offenen Kreis gebogen ist. L1/L2 befinden sich auf einem UKW-Doppelloch-Ferritkern, L1 -

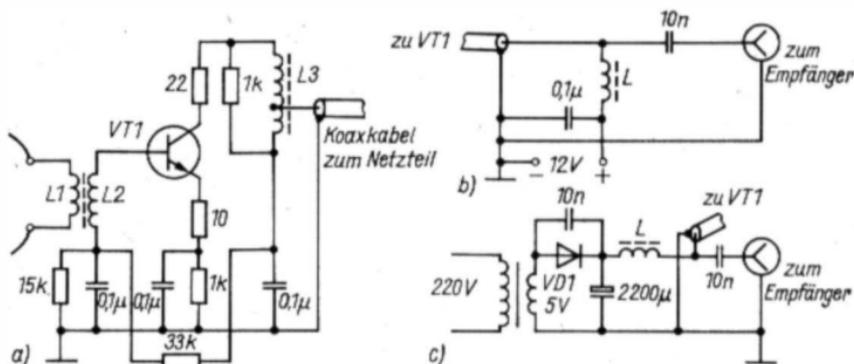


Bild 4 Stromlaufplan einer aktiven Rahmenantenne [3]

3 Wdg., L_2 – 6 Wdg., 0,3-mm-CuL. Für VT1 eignet sich der Transistor SF245. Die Ausgangsspule L_3 besteht aus 15 Wdg., 0,3-mm-CuL, HF-Spulenkörper 8 mm Durchmesser. Die Anzapfung liegt an der 5. Wdg. vom masseseitigen Ende.

Eingesetzt werden kann die Schaltung bis etwa 20 MHz, die Verstärkung ist etwa 15 bis 20 dB. Die Stromversorgung wird über das 75- Ω -Kabel entsprechend Bild 4b/4c vorgenommen; L ist eine HF-Drossel 1 bis 5 mH. Die Rahmenantenne flanscht man am Gehäuse der aktiven Antenne an, über Lötösen wird die Verbindung zu L_1 hergestellt.

Einfacher Equalizer

Bisher vorgestellte Equalizerschaltungen erforderten einen größeren Aufwand an aktiven Bauelementen, z. B. Transistoren oder Operationsverstärker. Die in Bild 5 vorgestellte Equalizerschaltung verzichtet auf diesen Aufwand, über Entkopplungswiderstände sind die frequenzbestimmenden RC-Glieder parallelgeschaltet. Der Regelumfang beträgt daher nur ± 12 dB, was aber für viele Anwendungen ausreicht. Als Transistoren eignen sich rauscharme Si-NF-Typen, z. B. SC237/SC238 o. ä.

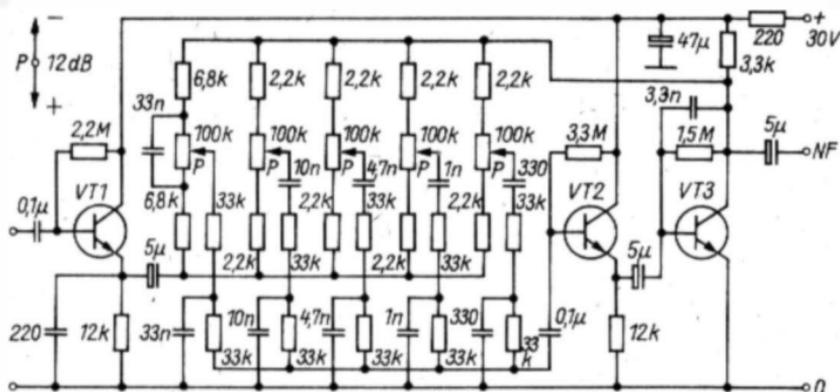
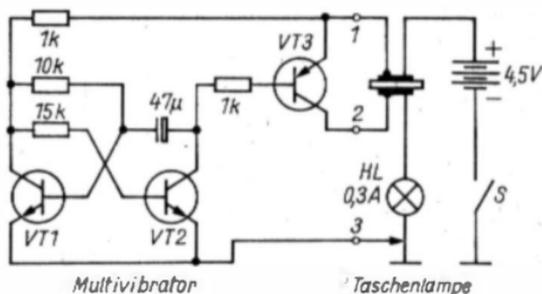


Bild 5 Stromlaufplan eines einfachen Equalizers für 5 Frequenzen [4]

Blinktaschenlampe

Durch eine multivibratorgesteuerte Zusatzschaltung kann man eine Taschenlampe zur Blinklampe umfunktionieren. Bild 6 zeigt diese Zusatzschaltung. Der Multivibrator erzeugt etwa 90 ± 30 Impulse je min und steuert damit die Schaltstufe VT3. Die Anschlüsse 1 und 2 der Schaltstufe werden in den unterbrochenen Lampenstromkreis geschaltet. Lötet man diese Anschlüsse an ein Stück doppeltkaschiertes Leiterplattenmaterial, so kann man das schnell durch Einstecken an geeigneter Stelle in der Ta-

Bild 6
Zusatzschaltung für eine
Blinkaschenlampe [5]



aschenlampe in den Lampenstromkreis schalten, die Taschenlampe arbeitet dann als Blinklampe. Bei Taschenlampen mit Flachbatterie ist meist noch der Platz vorhanden für die kleine Leiterplatte mit der Zusatzschaltung. Die Transistoren sind VT1/VT2 – SC 236, VT3 – SF 126 o. ä.

Autoblacklampe

Als Warngerät muß eine Blinklampe mit größerer Leuchtkraft arbeiten, so daß meist nur der Betrieb aus dem Autoakkumulator in Frage kommt. Bild 7 zeigt eine Blinkschaltung für eine Lampe HL, die bei 12 V eine Leistung von 15 W aufnimmt. Dabei wird die Schaltstufe VT3 mit einer symmetrischen Multivibratorschaltung angesteuert (VT1/VT2). Ausgelegt ist die Schaltung für etwa 60 Impulse je min (0,5 s Hellzeit – 0,5 s Dunkelzeit). Die Transistoren sind VT1 – SC 307, VT2 – SF 116 und VT3 – KT 802A, SD 345 o. ä. Die Lampe HL wird mit einer orangefarbenen Abdeckung versehen.

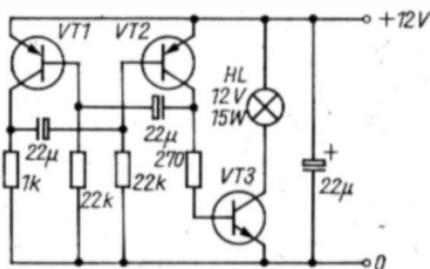


Bild 7
Stromlaufplan für eine Blinklampe größerer
Leistung [6]

Transverter für 8-W-Leuchtstofflampe

Für eine batteriebetriebene Leuchtstofflampe eignet sich der NARVA-Typ LS-8, ein 8-W-Typ. Allerdings muß die Lampenspannung mit einer Transverterschaltung aus der Batteriespannung gewonnen werden. Bild 8 zeigt eine Schaltung dafür. VT2 bildet mit dem Übertrager T den eigentlichen Transverter, der mit einer Frequenz von etwa 30 kHz schwingt. Dabei wird der Basisstrom mit VT1 festgehalten. Die Grundeinstellung nimmt man mit R2/R3 so vor, daß der Lampenstrom etwa 175 mA beträgt. Die Stromauf-

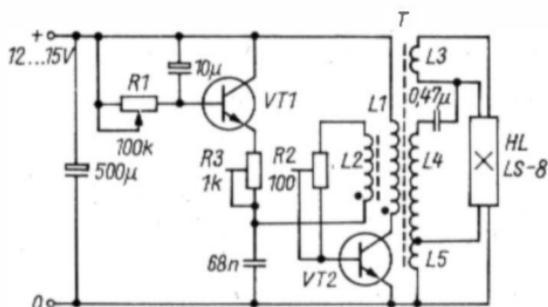


Bild 8
Transverterschaltung für
eine 8-W-Mini-Leuchtstoff-
lampe NARVA LS-8 [7]

nahme bei 15 V ist dann etwa 0,8 A. Mit dem Potentiometer $R1$ kann die Helligkeit der Leuchtstofflampe HL variiert werden. Für den Übertrager T ist ein Ferritschalenkern 26 mm \times 16 mm ($A_L = 630 \text{ nH/w}^2$) vorgesehen. Die Windungszahlen sind $L1 - 32$ Wdg., 0,5-mm-CuL; $L2 - 10$ Wdg., 0,5-mm-CuL; $L3 = L5 - 6$ Wdg., 0,2-mm-CuL; $L4 - 155$ Wdg., 0,2-mm-CuL. Die Transistorbestückung in der Originalschaltung ist VT1 - KF 506 (SF 126) und VT 2 - KD 602 (SD 601).

Einfacher HF-Prüfstift

Mit Gatterschaltungen aufgebaut ist die in Bild 9 gezeigte Schaltung für einen HF-Prüfstift. Die Gatter D1.1/D1.2 erzeugen NF-Impulse (etwa 1 kHz), die über den Kondensator $0,33 \mu\text{F}$ ausgekoppelt werden können. Gleichzeitig modulieren sie die HF-Impulsgeneratorschaltung, die mit den Gattern D1.3/D1.4 arbeitet. Im Rückkopplungszweig befinden sich dafür Serienschwingkreise, die für die AM-Zwischenfrequenz (450 bis 470 kHz) und die FM-Zwischenfrequenz (10,7 MHz) dimensioniert sind und mit S umgeschaltet werden können. Über den Kondensator 33 pF werden die modulierten HF-Impulse für Abgleichzwecke ausgekoppelt.

Als Schwingkreise verwendet man entsprechende ZF-Filter, wobei die Parallelschaltung in eine Serienschaltung zu verändern ist. Bei den angegebenen Kapazitätswerten hat $L1$ etwa $73 \mu\text{H}$ (etwa 55 Wdg., 0,1-mm-CuL) und $L2$ etwa $1,4 \mu\text{H}$ (etwa 14 Wdg., 0,3-mm-CuL). Die Stromversorgung wird aus einer Flachbatterie 4,5 V vorgenommen.

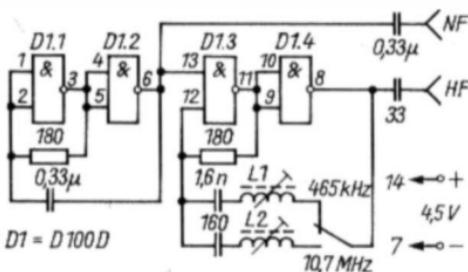


Bild 9
Einfacher Prüfstift für NF- und HF-
Anwendung [8]

Sirene mit Gatterschaltungen

Bei einer elektronischen Sirene steuert ein Tieftongenerator einen Tongenerator höherer Frequenz, so daß ein sirenenähnlicher Klang erzeugt wird. Da Schaltungen mit Transistoren bekannt sind, zeigt Bild 10 eine Sirenen-schaltung mit TTL-Schaltkreis, die als akustischer Signalgeber vielseitig eingesetzt werden kann. Die Gatter D1.1/D1.2 erzeugen ein Tieftonsignal unter 1 Hz, das die 2. Generatorschaltung mit D1.3/D1.4 steuert. Die Frequenz ist beim 2. astabilen Multivibrator etwa 1 kHz. Über eine Transistorstufe VT1 mit einer Hörschale im Kollektorkreis wird der sirenenähnliche Ton abgestrahlt. Der in der Originalschaltung verwendete Transistor KC 508 kann durch den Typ SF 136 o. ä. ersetzt werden.

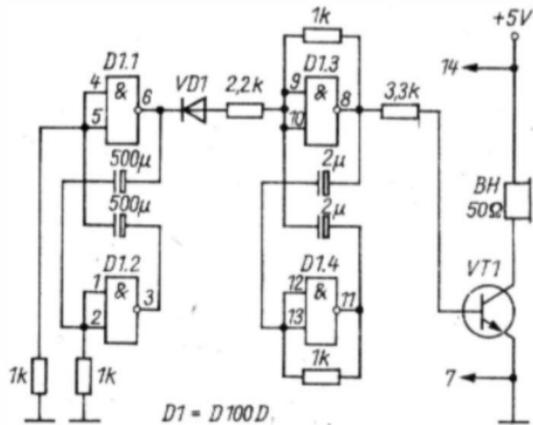


Bild 10
Stromlaufplan für eine elektronische Sirene mit TTL-Schaltkreis [9]

Literatur

- [1] ÖRR, Lehrgang Radiotechnik, Radiotechnika (VRU), Heft 4/1981, Seite 186 bis 188.
- [2] ÖRR, Lehrgang Radiotechnik, Radiotechnika (VRU), Heft 9/1981, Seite 445 bis 446.
- [3] ÖRR, Lehrgang Radiotechnik, Radiotechnika (VRU), Heft 4/1984, Seite 42 bis 43.
- [4] J. Klika, Einfacher Equalizer für 5 Frequenzen, Amaterske Radio (ČSSR), Heft A4/1985, Seite 128.
- [5] M. und W. Nowakowsky, Taschenlampe als Blinker, Radioelektronik (VRP), Heft 5/1985, Seite 24.
- [6] ÖRR, Lehrgang Radiotechnik, Radiotechnika (UVR), Heft 4/1983, Seite 47 bis 48.
- [7] J. Velan, Helligkeitsregler für Miniatur-Leuchtstofflampe, Amaterske Radio (ČSSR), Heft A1/1985, Seite 8.
- [8] A. Janeczek, Einfacher Generatorprüfstift, Radioelektronik (VRP), Heft 10/1985, Seite 12 bis 13.
- [9] O. Lubovsky, Akustischer Signalgeber, Amaterske Radio (ČSSR), Heft A4/1985, Seite 130.

Operationsverstärker in NF-Steuerstufen

Dipl.-Ing. Frank Roscher

Betrachten wir zuerst den Übersichtsschaltplan eines Stereovollverstärkers (nur 1 Kanal), Bild 1 zeigt eine heute übliche Variante. Dort findet man je 1 Vorverstärker für Mikrofone und magnetische Tonabnehmer, die die geringen Quellenspannungen von etwa 2 bis 7 mV beider elektroakustischer Wandler entsprechend verstärken. Da Rundfunktoner und Magnetbandgeräte NF-Signalspannungen von etwa 200 mV liefern, können diese direkt an den Steuerverstärker angeschlossen werden. Dieser besteht aus den Stufen gehörrichtige Lautstärkeregelung, getrennte Höhen- und Tiefeneinstellung sowie Balanceregulierung. Daneben können noch Rausch- und Rumpelfilter vorgesehen sein.

Alle vorgenannten Stufen lassen sich mit Operationsverstärkern (OPV) realisieren. Nur ist das bei hochwertigen Verstärkern nicht zu empfehlen, weil die preiswerten OPV-Universaltypen einen nicht zu unterschätzenden Nachteil aufweisen: das relativ hohe Eigenrauschen. Ebenso muß beachtet werden, daß der Klirrgrad wesentlich vom eingestellten Verstärkungsgrad des OPV abhängt. Bei der Planung von Eigenbaustereoverstärkern muß man also abwägen, wann der Einsatz von OPV sinnvoll ist. Zudem sollten die einzelnen Verstärkerstufen nicht durchweg mit sehr hoher Verstärkung betrieben werden, da sonst Klirrgrad und Rauschen schnell ansteigen können.

Trotz manchem Für und Wider werden nachfolgend einige Einsatzmög-

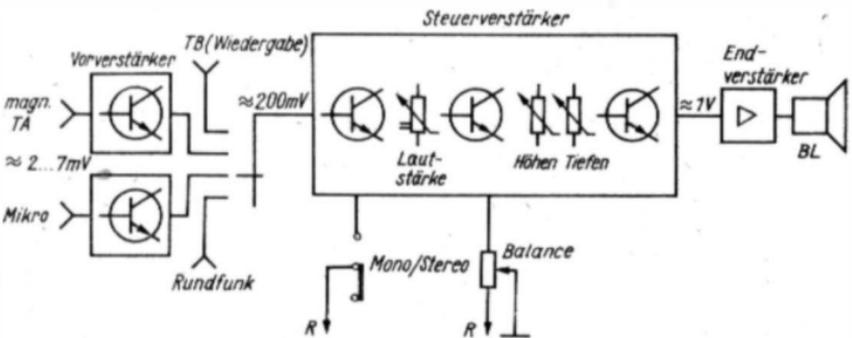


Bild 1 Übersichtsschaltplan eines Stereoverstärkers (nur ein Kanal dargestellt)

lichkeiten für OPV in NF-Steuerverstärkern beschrieben. Die Schaltbeispiele stellen entsprechende Anregungen für den interessierten Elektronikamateur dar.

Hochohmige Eingangsstufen

In der NF-Technik sind vielerlei Anpassungsfragen zu klären. Allgemein sind Vorverstärker mit hohem Eingangs- und niedrigem Ausgangswiderstand erforderlich. Bild 2 zeigt eine Schaltung, die in [4] bereits vorgestellt wurde. Es handelt sich um eine Bootstrapschaltung, die eine hohe Eingangsimpedanz gewährleistet. Die Spannungsverstärkung der Schaltung ergibt sich zu:

$$V_{ub} = \frac{R2 + R3}{R2} \quad (1)$$

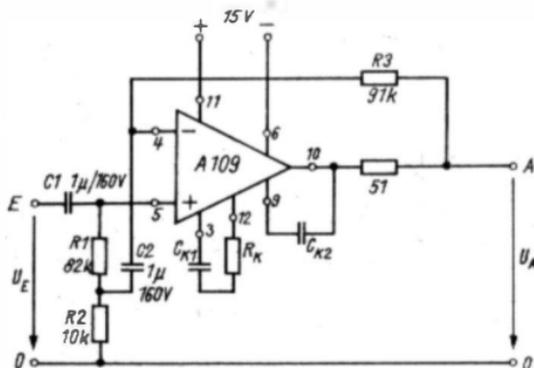


Bild 2 Wechselspannungsverstärker mit hoher Eingangsimpedanz

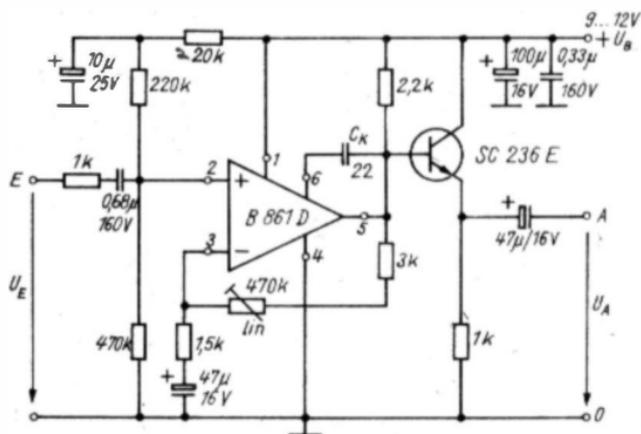


Bild 3 Hochohmiger Vorverstärker, dessen Ausgangswiderstand durch Nachschalten eines Emitterfolgers nochmals verringert wird

Mit der angegebenen Bemessung folgt nach Gl. (1) eine Spannungsverstärkung von 10. Die Eingangsimpedanz erhöht sich mit der über $R1$ bewirkten Mitkopplung.

Um den relativ niedrigen Ausgangswiderstand noch weiter herabzusetzen, kann man dem OPV eine Emitterfolgerstufe nachschalten, wie das in Bild 3 gezeigt wird. Als OPV ist der neue Typ *B 861 D* zugrunde gelegt. Dieser lineare Vorverstärker weist neben dem hochohmigen Eingang einen sehr niederohmigen Ausgang auf. Diese Schaltung kann man vornehmlich dann einsetzen, wenn lange Tonfrequenzleitungen anzupassen sind. Da beide Schaltungen prinzipiell nichts Neues darstellen, mögen diese Hinweise genügen.

Vorverstärker für dynamische Mikrofone

In der Heimelektronik dominiert das dynamische Mikrofon. Kristallmikrofone sind kaum noch üblich, Kondensatormikrofone scheiden auf Grund des hohen Anschaffungspreises meist aus. Aus diesen Gründen sollen nur Vorverstärker für dynamische Mikrofone beschrieben werden.

Mikrofonvorverstärker werden bei Eigenbaugeräten allgemein als separate Baugruppe vorgesehen. Es besteht aber auch die Möglichkeit, einen Entzerrervorverstärker ebenso als Mikrofonvorverstärker mitzubedenken. Das ist aus folgender Überlegung heraus möglich: Die Signalspannungen von magnetischen Tonabnehmern und dynamischen Mikrofonen liegen in etwa der gleichen Größenordnung. Man muß lediglich die frequenzabhängige Gegenkopplung des Entzerrers abschaltbar auslegen, da Mikrofone einen linearen Frequenzverlauf aufweisen (siehe Vorbemerkungen zum Thema Entzerrervorverstärker). Solche Konzeptionen sind durchaus denkbar.

Dynamische Mikrofone geben eine relativ geringe Signalspannung ab. Bei hochohmigen Ausführungen liegen diese bei etwa 2 mV/Pa . Diese geringe Quellenspannung reicht nicht aus, um Steuerverstärker direkt anzusteuern. Ihr Eingangsspannungsbedarf liegt üblicherweise bei 200 bis 300 mV. Also ist eine entsprechende Signalverstärkung notwendig.

Zunächst sollen einfache Überlegungen an einer Schaltung angestellt werden, wie sie in Bild 4 gezeigt ist. Signalquelle soll ein dynamisches Mi-

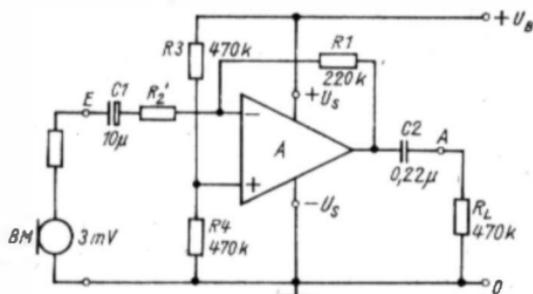


Bild 4
Mikrofonvorverstärker für dynamische Mikrofone

krofon sein, das 3 mV NF-Spannung abgeben kann und einen Innenwiderstand R_1 von 500 Ω hat. Da der Steuerverstärker – angenommen – 300 mV Eingangsspannung benötigt, bedarf es also einer 100fachen Verstärkung. Die Gleichung für die Spannungsverstärkung lautet, auf Bild 4 bezogen:

$$V_{ug} = \frac{R_1}{R_2} \quad (2)$$

Da in Reihe mit R_2 noch der Mikrofoninnenwiderstand R_1 liegt (C_1 vernachlässigt), ergibt sich für Gl. (2):

$$V_{ug} = \frac{R_1}{R_2' + R_1} \quad (3)$$

R_1 kann relativ frei gewählt werden. Bei beispielsweise 220 k Ω ergibt sich durch Umstellung von Gl. (2):

$$R_2 = \frac{R_1}{V_{ug}} = \frac{220 \text{ k}\Omega}{100},$$

$$R_2 = 2,2 \text{ k}\Omega.$$

Unter Berücksichtigung des Innenwiderstands wird der tatsächliche Wert für R_2' :

$$R_2' = R_2 - R_1 \quad (4)$$

$$= 2200 \Omega - 500 \Omega,$$

$$R_2' = 1,7 \text{ k}\Omega,$$

(Normwert: 1,8 k Ω).

Die Kapazität des Koppelkondensators C_1 wird mit folgender Beziehung bestimmt:

$$C_1 \approx \frac{3}{6,28 \cdot f_u \cdot (R_2' + R_1)} \quad (5)$$

f_u – untere Grenzfrequenz.

Soviel zu vereinfachten Überlegungen an Hand einer einfachen Verstärkerschaltung.

Für hochwertige Stereomikrofone muß schaltungstechnisch etwas mehr Aufwand betrieben werden, um die Qualität der Mikrofone entsprechend auszunutzen. Die einfache Lösung gemäß Bild 4 hat einen Nachteil: Bei Verwendung von OPV-Universaltypen – z. B. *A 109 D* – werden zwar die Forderungen nach linearem Frequenzgang und geringen Verzerrungen in etwa erfüllt, aber das bereits erwähnte Rauschen des OPV kann störend wirken. In der Amateurpraxis schaltet man deshalb dem OPV eine rauscharme Transistorstufe vor. Bild 5 zeigt eine dementsprechende Schaltung. Dieser Vorverstärker ist für dynamische Mikrofone geeignet, die Quellenspannungen von 0,1 bis 1,5 mV abgeben.

Mit Transistor VT1 ist die rauscharme Vorstufe realisiert, wobei man einen rauscharmen Transistor einsetzt. Darauf folgt eine Art Universalbau-

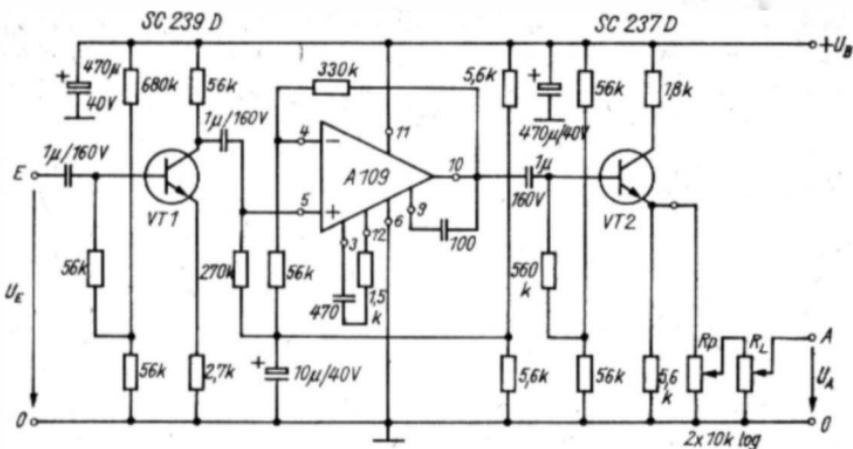


Bild 5 Rauscharmer Vorverstärker für hochwertige Mikrofone

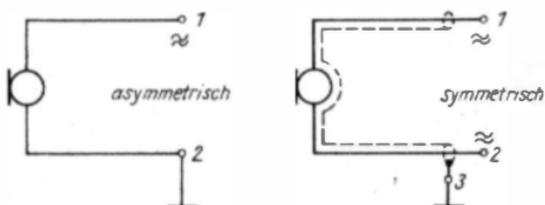


Bild 6 Asymmetrisch und symmetrisch geschaltetes Mikrofon

gruppe mit dem OPV A 109 D. Dieser wiederum ist ein Emitterfolger nachgeschaltet, dessen niederohmiger Ausgang bewirkt, daß keine rückwirkende Belastung durch den Lautstärkesteller entsteht. Die Speisespannung sollte 34 V betragen. Beim Einsatz dieser Baugruppe in Mischpulten kann noch ein Pegelsteller R_p vorgesehen werden.

Abschließend zum Thema der Mikrofonvorverstärker eine etwas ungeübte Lösung. Im professionellen Bereich werden dynamische Mikrofone vielfach symmetrisch angeschlossen, vor allem dann, wenn Kabellängen von mehr als 10 m notwendig sind. Hierzu soll Bild 6 verglichen werden. Im Heimsektor ist das asymmetrisch geschaltete Mikrofon üblich. In diesem Fall führt eine Ader das Tonfrequenzsignal, während die andere zusammen mit der Abschirmung an Masse liegt. Daneben ist in Bild 6 der symmetrische Anschluß gezeigt. Bei großen Kabellängen wirken stets noch Störfelder selbst auf eine abgeschirmte Leitung ein. Diese Störungen haben aber auf beiden Adern die gleiche Phasenlage und können demzufolge mit einem Differenzverstärker weitgehend unterdrückt werden. Somit wird eine 2adrige Signalleitung zu einem Verstärker geführt, während die Abschirmungen beider Adern mit dem Massepunkt des Vorverstärkers zu verbinden sind. Bild 7 veranschaulicht eine für diesen Fall geeignete Schaltung. Sie ist für mittel- und hochohmige Mikrofone ausgelegt.

Als OPV wurde der intern frequenzkompensierte TESLA-Typ MAA 741

gewählt, der als Differenzverstärker beschaltet ist. Danach folgt eine Transistorstufe mit VT1. Über den Lautstärkesteller R_L gelangt das Signal zu einem Emitterfolger mit VT2, wodurch sich wieder ein niederohmiger Ausgang ergibt. Mit dem RC-Glied $R1-C1$ wird die Speisespannung entkoppelt, die im Bereich von 12 bis 24 V liegen darf. Die Schaltung liefert eine effektive Ausgangssignalspannung von etwa 1 V. Die Ausgangsimpedanz beträgt annähernd 200 Ω .

Entzerrervorverstärker für magnetische Tonabnehmer

In der HiFi-Technik werden magnetische Tonabnehmersysteme bevorzugt. Obwohl die entsprechenden Fonozargen den Entzerrer als Baugruppe enthalten, ist es bei Eigenbauverstärkern durchaus möglich, den Entzerrer im Steuerverstärker vorzusehen. Die recht niedrige Quellenspannung magnetischer Tonabnehmer – sie liegt meist bei 2 bis 7 mV – erfordert einen Vorverstärker, um die Mindesteingangsspannung von rund 200 mV für den Steuerverstärker zu gewährleisten. Neben dieser Aufgabe der Signalverstärkung ist noch eine zweite wesentliche zu übernehmen – die Frequenzgangentzerrung.

Wird eine Schallplatte mit einem magnetischen Tonabnehmer abgetastet, werden entsprechend der genormten Schneidkennlinie die tiefen Frequenzen zu schwach, die hohen zu stark wiedergegeben. Um nun einen linearen Wiedergabefrequenzgang zu erhalten, muß der Frequenzgang des Vorverstärkers spiegelbildlich zur Schneidkennlinie verlaufen. Es muß also eine «Entzerrung» erfolgen, d. h., die Bässe müssen angehoben und die Höhen abgesenkt werden.

Um Mißverständnisse auszuschließen: Magnetische Tonabnehmer weisen an sich einen linearen Frequenzgang auf. Magnetische Systeme sind Schnellempfänger, deren Ausgangssignal der Auslenkgeschwindigkeit pro-

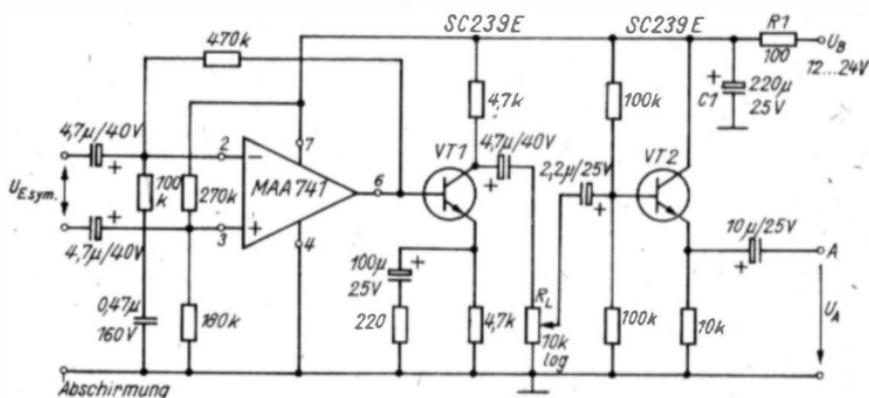


Bild 7 Symmetrischer Vorverstärker für dynamische Mikrofone

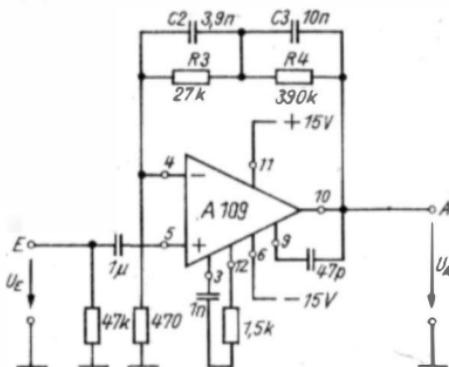


Bild 8
Einfacher Entzerrer für magnetische
Tonabnehmer

portional ist. Sie tasten die Schallplatte demnach frequenzgetreu ab. Der «verbogene» Frequenzverlauf ist nur das Resultat einer nach der Schneidkennlinie geschnittenen Platte. Das ist erforderlich, um unter anderem die Rillendichte zu erhöhen und das Rauschen in Grenzen zu halten. Die Entzerrung wirkt schaltungstechnisch wie eine frequenzabhängige Gegenkopplung eines Verstärkers.

In Bild 8 wird wohl die einfachste Entzerrerschaltung mit OPV gezeigt. Zur Schneidkennlinienentzerrung benutzt man das eben erwähnte Gegenkopplungsnetzwerk, das mit 2 hintereinandergeschalteten RC-Gliedern ($R3/C2$ und $R4/C3$) realisiert wird. Am Ausgang der Schaltung entsteht die Signalspannung mit dem unter anderem in der TGL 27 620 vorgeschriebenen Frequenzverlauf. Höheren Ansprüchen genügt diese Schaltung allerdings kaum.

Analog Bild 5 soll das Rauschverhalten wiederum verbessert werden, indem eine Transistorstufe vorgeschaltet wird. Bild 9 zeigt einen Stromlaufplan für eine verbesserte Variante. Als OPV wurde der MAA 741 von

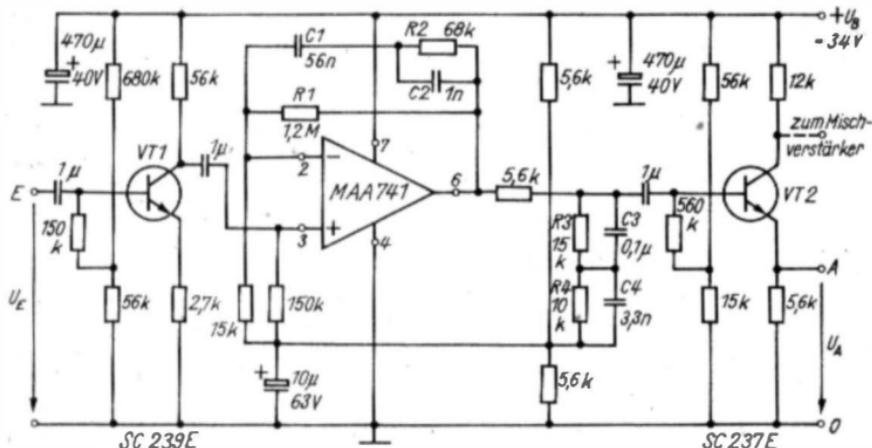


Bild 9 Entzerrervorverstärker mit rauscharmer Transistor-Vorstufe

TESLA eingesetzt. Der rauscharmen Vorstufe mit VT1 folgt der OPV, in dessen Gegenkopplungszweig das RC-Netzwerk ($R1/C1$ und $R2/C2$) zur Frequenzgangbeeinflussung liegt. Ein weiteres RC-Glied ($R3/C3$ und $R4/C4$) wurde am OPV-Ausgang vorgesehen. Es bewirkt eine Art «Nachkorrektur», wodurch der geforderte Frequenzverlauf sehr gut erreicht wird. Transistor VT2 bewirkt die entsprechende Anpassung.

Die Speisespannung darf maximal 34 V betragen. Bei $f = 1$ kHz ist die Gesamtverstärkung etwa 130. Somit steht bei der Nenn Eingangsspannung von 2 mV eine Ausgangssignalspannung von 260 bis 270 mV zur Verfügung. Die maximale Abweichung vom geforderten Frequenzgang liegt bei ± 2 dB. Der Vorverstärker arbeitet bis zu Eingangsspannungen von 20 mV noch zufriedenstellend, vorausgesetzt, die Speisespannung beträgt 34 V.

In diesem Zusammenhang noch folgende Bemerkung: Die OPV, besonders der intern frequenzkompensierte Typ 741, sollten mit der maximal möglichen Speisespannung betrieben werden, andernfalls sinkt die Übersteuerungsfestigkeit. Diese 2 Schaltbeispiele mögen genügen. Leser, die an Entzerrervorverstärkern mit HiFi-Eigenschaften interessiert sind, werden auf [5] verwiesen.

Klangregelschaltungen

Von hochwertigen NF-Verstärkern wird allgemein ein linearer Frequenzgang über den gesamten Hörbereich gefordert. Dennoch ist es erwünscht, den Klangeindruck sowohl dem Geschmackempfinden als auch dem Wohnraum anpassen zu können. Die Erfahrung zeigt, daß z. B. ältere Hörer einen tiefen weichen Klang bevorzugen. HiFi-Fans hingegen wollen alle Höhen dem Verstärker «entlocken». Schon aus diesen Gründen sind manuell einstellbare Klangformglieder notwendig.

Bei Mittelstellung der Höhen- und Tiefensteller arbeitet ein NF-Verstärker theoretisch linear. Bild 10 zeigt beispielsweise diesen Frequenzgang gleichmäßig auf 0 dB bezogen, d. h., weder Höhen noch Tiefen werden angehoben bzw. abgesenkt. Der Frequenzverlauf entspricht dem natürlichen Höreindruck. Da durch jedes Klangregelnetzwerk gewisse Verstärkungsverluste entstehen, muß man das bei der nachfolgenden Verstärkerstufe berücksichtigen. Man beachte: Je aufwendiger die Klangeinstellung betrieben wird, desto höher können die Verstärkungsverluste sein.

Grundlage der Höhen- und Tiefensteller sind RC-Schaltungen, mit denen unterschiedliche Frequenzpunkte eingestellt werden können. Passive Klangregelnetzwerke haben einen gewissen Nachteil. Durch die beiden Potentiometer ließ sich nur ein Bereich von beispielsweise 0 bis -40 dB verändern, wenn mit dem Musiksignal die entsprechenden Frequenzen erreicht wurden. Das heißt, volle Anhebung entsprach 0 dB, volle Absenkung etwa -40 dB. Daher oben der Hinweis auf entstehende Verstärkungsverluste. Bei Verwendung von OPV läßt sich ihre Verstärkung ausnutzen, wodurch man den Ausgang z. B. von +20 dB bis -20 dB verändern kann, wie es Bild 10 zeigt.

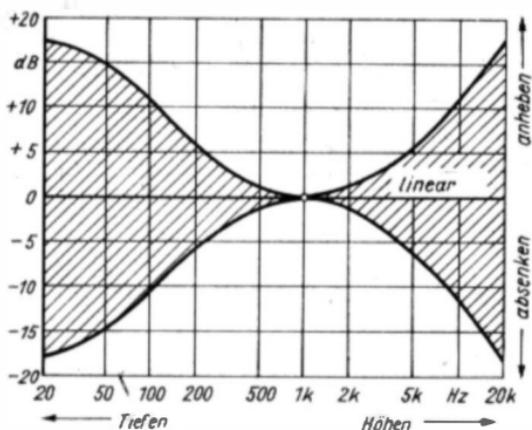


Bild 10
Beispiel für Einstellkurven
eines Höhen- und Tiefenstel-
lers

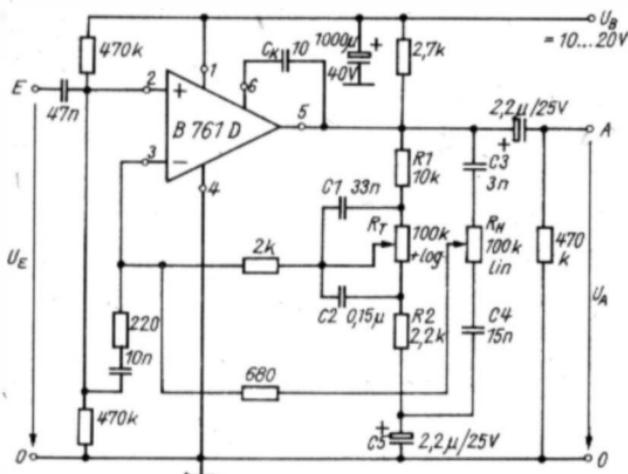


Bild 11 Klangregler in der bekannten Ausführung

Als erstes soll die Klangregelanordnung nach Bild 11 betrachtet werden. Als OPV ist der neue Typ B 761 D zugrunde gelegt [7]. Das Höhen-Tiefen-Klangregelnetzwerk liegt im Gegenkopplungszweig des OPV, d. h., die Gegenkopplung ist frequenzabhängig einstellbar. Bild 12 veranschaulicht den erzielbaren Frequenzverlauf. Bei der Bezugshöhe von $f = 1$ kHz, die weder angehoben noch abgesenkt wird, ergibt sich im Beispiel immerhin eine Spannungsverstärkung von etwa +20 dB. Selbst bei voller Absenkung ist noch eine Verstärkung von +5 dB (10 kHz) zu verzeichnen. Für Gleichspannung beträgt $V_{ug} = 1$.

Nun zur Schaltung selbst. Dem logarithmischen Potentiometer R_T sind am Anfang und Ende noch die Festwiderstände R_1 und R_2 vor- bzw. nachgeschaltet. Dadurch läßt sich der Potentiometereinstellbereich etwas ein-

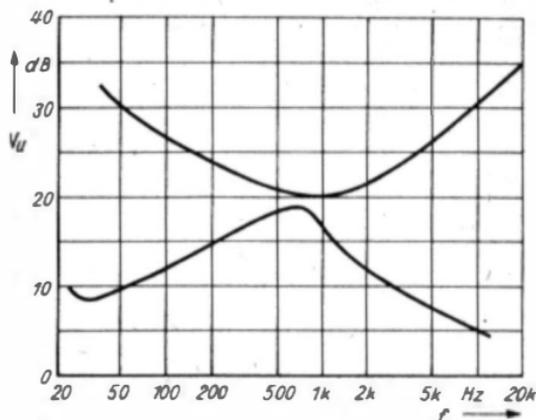


Bild 12
Erreichbare Einstellmöglichkeiten der Schaltung nach Bild 11

schränken. Die Einstellkurve kann durch andere Größenwahl von R_1 und C_1 beeinflusst werden. Kondensator C_5 bestimmt wesentlich die untere Grenzfrequenz mit, die im Schaltbeispiel bei etwa 30 Hz liegt. Soll f_u zu noch tieferen Werten verschoben werden, so ist der Wert von C_5 entsprechend größer zu wählen (etwa bis 47 μF).

In der Unterhaltungselektronik, z. B. in Diskotheken, ist es oft erwünscht, neben Höhen und Tiefen allgemein bestimmte Mittenfrequenzen beeinflussen zu können. So z. B. unsere Sprachfrequenz um etwa 1 kHz. Bild 13 soll dazu eine Anregung geben, wie mit einem Dreipaßfilter – Zusammenschaltung von Hoch-, Band- und Tiefpaß – eine solche gezielte Frequenzbeeinflussung möglich ist. Somit stellt diese Schaltung eine Kombination der üblichen Höhen-Tiefen-Einstellung mit einer «Präsenz»-Regelung dar, denn durch das Anheben der Frequenzen von etwa 1 bis 3 kHz werden Sprache und Gesang hervorgehoben (präsent).

Die einzelnen Pässe sind mit folgenden Bauelementen gegeben:

- Tiefpaß R_T, R_1, R_2, C_1 ;
- Bandpaß R_M, R_4, R_5, C_2, C_3 ;
- Hochpaß R_H, R_6, R_7, C_4 .

Die 3 Schichtdrehwiderstände R_T, R_M und R_H erlauben eine entsprechende Anhebung und Absenkung, wie es in Bild 14 dargestellt ist. Die Potentiometerschleifer sind zusammengefaßt und auf den invertierenden Eingang des OPV geschaltet. Über die 3 RC-Netzwerke ist der OPV gegengekoppelt. Kondensator C_6 ist der übliche Koppelkondensator. Wie Bild 14 zeigt, läßt sich mit dieser Schaltung eine Anhebung bzw. Absenkung von ± 20 dB ermöglichen.

Abschließend zu einer Schaltung, die ein «Leckerbissen» für HiFi-Fans und Diskofreunde sein dürfte. Bild 15 zeigt den Stromlaufplan für einen 10-Ton-Bandpaß. Mit dieser Schaltung ist es möglich, 10 unterschiedliche Frequenzbänder zu verstärken bzw. andere zu unterdrücken. Allerdings ist der Aufwand nicht gering. Es sind 12 OPV erforderlich, 10 davon allein zur Realisierung der RC-Netzwerke. Und das betrifft erst einmal nur einen Stereokanal.

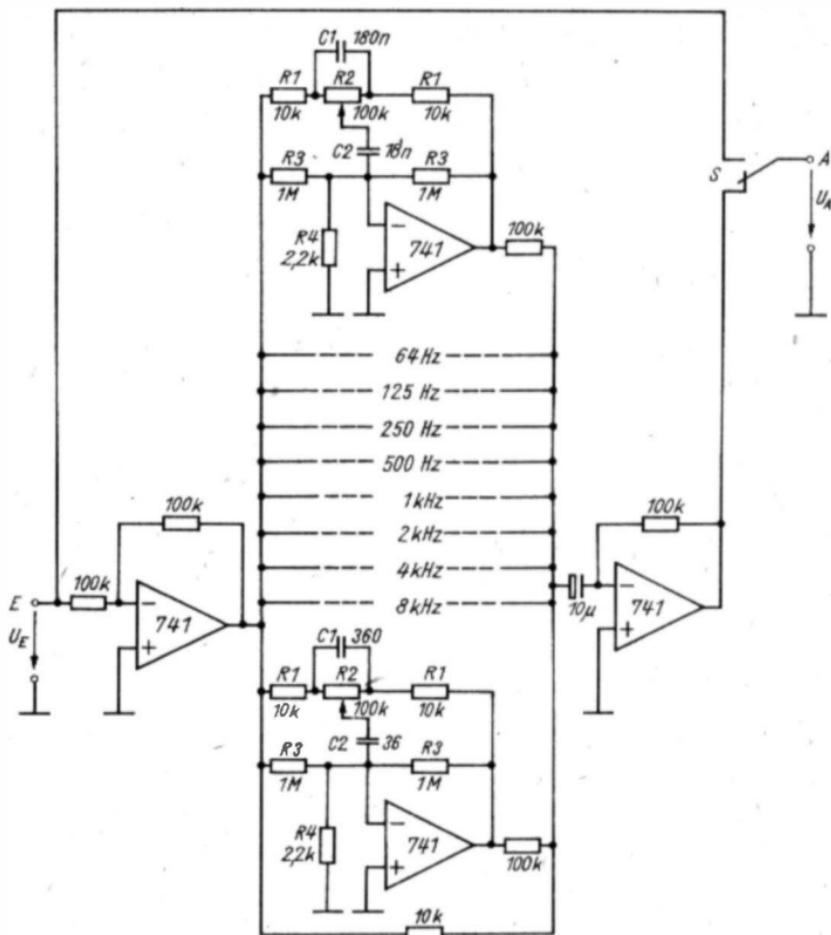


Bild 15 10-Ton-Bandpaß für Heimstudioteknik (nach Bernstein). 10 Mittenfrequenzen können entsprechend verstärkt bzw. unterdrückt werden

Das Eingangssignal kann entweder über das Klangfilter oder direkt (durch Schalter S) zur nachfolgenden Stufe gelangen. Die beispielsweise festgelegten Mittenfrequenzen, errechneten Bandbreiten und Kondensatorwerte enthält die Tabelle.

Zusammenfassung

Wie bereits eingangs erwähnt, sollte der Beitrag zeigen, wo sich OPV in NF-Stuerverstärkern einsetzen lassen. An Hand bemessener Beispiele wurde das erläutert. OPV «um jeden Preis» ist nicht zu empfehlen, schon gar nicht für hochwertige HiFi-Eigenbauanlagen. In diesem Fall ist den speziellen

NF-Schaltkreisen, z. B. *A 273 D* und *A 274 D*, der Vorzug einzuräumen. Man muß das Problem des Eigenrauschens beachten. Die Forderung nach geringem Rauschen ist nur zu erfüllen, wenn man sehr rauscharme Typen einsetzt, die meist als CMOS-OPV angeboten werden. Selbst CMOS-Typen sind nicht immer für HiFi-Schaltungen geeignet. Derartige Typen sind aber derzeit im Amateurhandel nicht erhältlich.

Dennoch lohnen sich für NF-Amateure Versuche, denn durch den Einsatz eines OPV kann manche aufwendige Transistorschaltung umgangen werden. Weitere Schaltbeispiele sind aus der angeführten Literatur zu ersehen.

Literatur

- [1] H. Jakubaschk, Amateurtontechnik, Berlin 1981.
- [2] K.-H. Schubert, Der Operationsverstärker und seine Anwendung. Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1974, Seite 129 bis 140, Berlin 1973.
- X [3] H. Stöckle, Das große Stereo-Bastelbuch, Stuttgart 1975.
- [4] F. Roscher, Hochohmige Wechselspannungsverstärker mit OV. FUNKAMATEUR 30 (1981), Heft 2, Seite 75.
- [5] R. Radant, Aufbau rauscharmer Vorverstärker für magnetische Abtastsysteme. radio fernsehen elektronik 27 (1978), Heft 8, Seite 491 bis 495.
- [6] Kovacs/Winkler, Klangregelschaltungen mit Operationsverstärkern. radio fernsehen elektronik 23 (1974), Heft 6, Seite 182 bis 183.
- [7] E. Kulla, Neue Operationsverstärker. radio fernsehen elektronik 31 (1982), Heft 3, Seite 145 bis 149.
- [8] G. Greiner, Basisbreitenregler und Übersprechkompensator mit einem OV je Kanal. FUNKAMATEUR 27 (1978), Heft 4, Seite 174 bis 178.
- [9] F. Sichla, Einsatz des Operationsverstärkers im NF-Bereich. FUNKAMATEUR 31 (1982), Heft 7, Seite 331 bis 334.

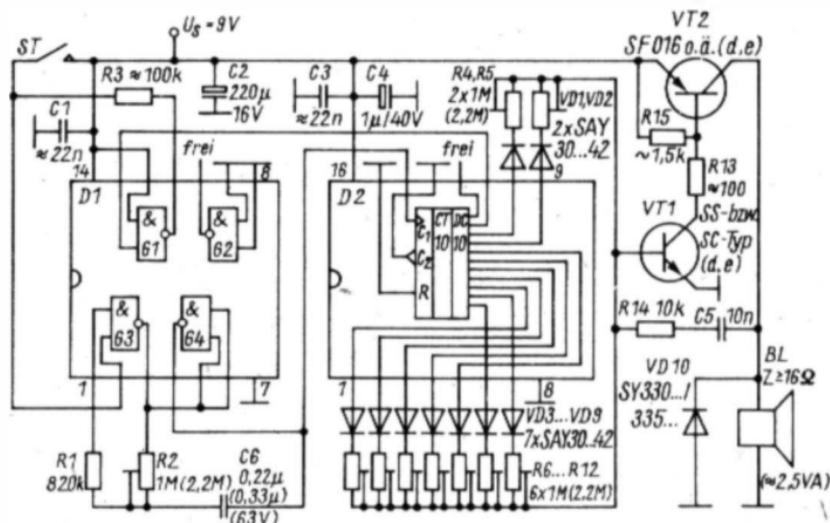
CMOS-Melodiegenerator – geringer Aufwand und minimaler Ruhestrom

Ing. Frank Sichla – Y51UO

Es wird ein Melodiegenerator für 9 Töne vorgestellt, der sich gegenüber herkömmlichen Schaltungen durch einen minimalen Ruhestrom $< 1 \mu\text{A}$ auszeichnet. Außerdem ist der Aufwand zum Erreichen der Funktion relativ gering.

CMOS-IS ermöglicht einfache Schaltung

Die Funktion des Melodiegenerators (Bild 1) ist auch vom Anfänger leicht zu durchschauen. Die Schaltung besteht aus 3 Teilen: Taktingenerator D1, synchroner Dezimalzähler D2 sowie Tongenerator VT1/VT2. Zur besseren Übersichtlichkeit wurde D1 als Gesamtschaltkreis dargestellt. G3 und G4 bilden einen Taktgenerator, dessen Frequenz sich mit R2 einstellen läßt.



D1: V4011, K561 LA7, K176 LA7 D2: V4017, K561 IE8, K176 IE8 (internat. 4017)

Bild 1 Stromlaufplan des CMOS-Melodiegenerators mit geringem Ruhestrom

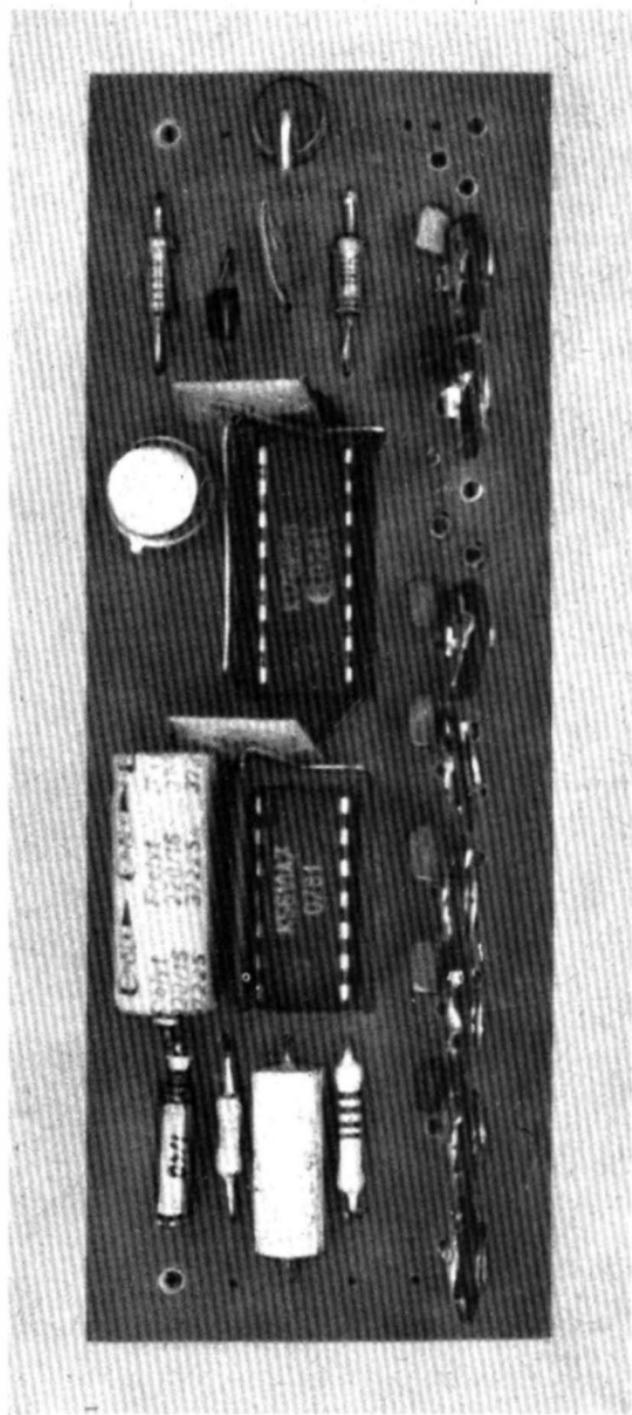


Bild 4 Ansicht der bestückten Leiterplatte des CMOS-Melodiegenerators

Dieser Generator ist über pin 2 steuerbar. Er arbeitet nur, wenn dort H-Pegel anliegt.

Das Kernstück der Schaltung bildet D2, ein Dezimalzähler mit 10 dekodierten Ausgängen. Er besteht aus 5 Flip-Flop, die in einer *Johnson*-Zählschaltung verbunden sind, sowie NAND-Gattern und Invertern zur Dekodierung. Nähere Informationen sind aus [1] oder [2] zu ersehen. Die 10 Ausgänge sind pin 1 bis pin 7 sowie pin 9 bis pin 11. Über den Eingang pin 14 wird der Zähler angesteuert. Bei jeder L/H-Flanke geht nun ein Ausgang bis zum Eintreffen der nächsten Flanke auf H-Pegel. pin 11 nimmt zuletzt H-Potential an. Dieser Impuls wird zum Stoppen des Taktgenerators benutzt. Mit G1 wird das Signal invertiert, und der Taktgeneratoreingang bekommt L-Pegel. Der Ausgang geht dabei ebenfalls auf L-Pegel. Gestartet werden kann der Ablauf nur wieder durch kurzes Betätigen von ST.

Die Zählerausgänge setzen den komplementären Tongenerator VT1/VT2 (in bekannter Schaltungstechnik) in Betrieb. Jedem Ausgang kann mit R4 bis R12 eine bestimmte Frequenz zugeordnet werden. VD 1 bis VD 9 bewirken die Entkopplung. Neben der Stellung des jeweiligen Schichtdrehwiderstands haben noch R14, C5, die Lautsprecherimpedanz und die Betriebsspannung Einfluß auf die Frequenz. Soll die Frequenz erhöht werden, muß man die genannten Größen im Wert senken. Durch den Schalterbetrieb gibt der Lautsprecher wirkungsvoll eine hohe Schalleistung ab.

Miniaturisierter Aufbau – kein Problem

Legt man 2 Streichholzschachteln mit den Stirnseiten aneinander, so ergibt sich die Fläche der Leiterplatte, auf der der komplette Melodiegenerator aufgebaut werden kann (Bild 2 bis Bild 4). Lediglich Stromversorgung, Taster ST und Lautsprecher BL sind noch anzuschließen.

Diese Leiterplatte muß man sorgfältig anfertigen. Dazu wird ein *Skribent*-Schreiber verwendet. Sollten einmal benachbarte Leiterzüge «zusammenlaufen», läßt man den Lack antrocknen und trennt dann mit einem spitzen Messer oder der Zirkelspitze. Der Bohrerdurchmesser beträgt 0,8 bis 1 mm. Die Lötaugen für die Schichtdrehwiderstände bohrt man mit einem Durchmesser von 1,3 mm. Diese Schichtdrehwiderstände sind kleine stehende Ausführungen. Für C6 können statt des 63-V-Typs auch 3 Stück 100-nF-Scheiben eingesetzt werden. Für die Schaltkreise verwendet man Fassungen. In diese können die relativ empfindlichen CMOS-IS dann nach Abschluß aller anderen Arbeiten eingesetzt werden.

Den Tongenerator baut man am besten zunächst einmal als «fliegenden Aufbau» auf und probiert dann den Frequenzvariationsbereich aus. Das Muster kommt z. B. mit 470-k Ω -Schichtdrehwiderständen aus. Mit C5 = 47 nF wurden die Grundtöne des Liedes «Horch, was kommt von draußen rein ...» (c¹, d¹, e¹, f¹, g¹, a¹, g¹) programmiert. Diese Töne sind ja fast ein Melodiegenerator-Standard-Hit.

Zum Abgleich ist parallel zum Ausgang ein Zählfrequenzmesser (notfalls ein Analogfrequenzmesser) anzuschließen. D2 nimmt man aus der Fassung

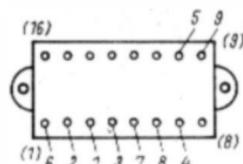


Bild 5
In der Schaltkreisfassung der IS D2 werden die einzelnen Töne angetastet

heraus und tastet die einzelnen Schichtdrehwiderstände mit positiver Betriebsspannung an (Bild 2 und Bild 5). Die Frequenzen der Oktave c^1 bis c^2 sind:

c^1	261,6 Hz	g^1	391,9 Hz
d^1	293,6 Hz	a^1	440 Hz
e^1	329,6 Hz	h^1	493,9 Hz
f^1	349,2 Hz	c^2	523,2 Hz

Steht kein Frequenzmesser zur Verfügung, kann man auch versuchen, die Melodie nach Gehör einzustellen, am besten im Vergleich mit einem Musikinstrument. Im genannten Frequenzbereich läßt sich die Melodie am genauesten einstellen, die Töne klingen aber sehr tief. Im Muster wurde daher nach dem Einstellen $C5 = 10 \text{ nF}$ eingesetzt. Damit verschieben sich alle Töne gleichmäßig zu höheren Frequenzen.

Zum Abgleich wird ein Abgleichstift (bzw. geschnitztes Holzstäbchen) verwendet; beim Muster gab es bei Handberührung der Schleifer eine Frequenzverwerfung um $+50 \text{ Hz}$. Außerdem ist (infolge des Diodensperrstroms) eine geringfügige gegenseitige Beeinflussung festzustellen. Man sollte also nach dem Durchstimmen noch einmal alle Töne genau kontrollieren.

Für die ordnungsgemäße Funktion hat sich besonders C3 als wichtig erwiesen. Ohne ihn könnten vom Tongenerator ausgehende Störsignale den Zähler – seine maximale Zählfrequenz liegt bei einigen Megahertz – schnell weiterschalten, so daß der Ablauf z. B. nach dem ersten Ton abbricht.

Was die Lautstärke des Melodiegenerators angeht, so hängt diese von Betriebsspannung und Lastwiderstand ab. Bei Verwendung der CMOS-*IS K 176 IE 8* wie auch *K 176 LA 7* ist man laut Herstellerforderung an 9 V gebunden. Die Praxis zeigt aber, daß U_S stark gesenkt werden kann, z. B. auf $4,5 \text{ V}$. Die anderen angegebenen CMOS-Schaltkreise können im üblichen CMOS-Speisespannungsbereich betrieben werden. Der Lautsprecherimpedanz setzt der höchstzulässige Kollektorspitzenstrom von 1 A für VT 2 eine Grenze. Bei ungünstiger Dimensionierung kann jedoch das Tastverhältnis so hoch ausfallen, daß man vom maximalen Kollektorstrom (500 mA) bei der Bemessung von Z_{BL} ausgehen muß. Man nimmt daher für Z_{BL} (in Ω) mindestens rund den doppelten Wert von U_S (in V) an und befindet sich damit auf der sicheren Seite. Beim Muster ($9 \text{ V}/16 \Omega$) überstieg die Lautstärke die einer gewöhnlichen Türklingel!

Soll die Lautstärke reduziert werden, kann man U_S senken oder Z_{BL} erhöhen (bzw. Vorwiderstand). Das alles vor dem Bestücken der Leiterplatte ausprobieren!

Vielfältige Anwendungen

Der nahezu ruhestromlose Betrieb und der miniaturisierte Aufbau sind die Faktoren, denen die Schaltung vielfältige und interessante Anwendungen verdankt. Bild 6 a zeigt den altbekannten «Türklingelersatz». Es ist in diesem Fall wichtig, die Brummspannung durch Zweiweggleichrichtung und große Ladeelektrolytkondensatoren gering zu halten, da sie sich infolge des Schalterbetriebs direkt dem Ausgangssignal überlagert. Ferner kann man kaum auf den 68-nF-Kondensator verzichten, da sonst die Funktion leicht durch Schalthandlungen am Netz ausgelöst wird.

Nach Bild 6 b läßt sich eine elektronische Spieldose oder Sparbüchse, bei der nach Einwerfen einer Münze die Melodie erklingt, aufbauen. Das Starten kann man mit einem Druckknopf, einem mit dem Deckel des Kästchens gekoppelten Kontakt oder durch die Münze (die 2 Kontakte überbrückt) vornehmen. Bei allen Schaltvorgängen, die länger als die Zeit zum Ablauf der Melodie in der EIN-Stellung bleiben, kann man nach Bild 6 c dynamisch ankoppeln. Es ist dann ohne Bedeutung, wie lange der Schalter geschlossen bleibt, die Melodie wird nur einmal ablaufen. Der Kondensator braucht eine gewisse Zeit, um sich für den nächsten Einschaltvorgang zu entladen.

Ohne Schwierigkeiten ist es auch möglich, sich von dem Melodiegenerator wecken zu lassen. Bei den Ruhlaer Quarzweckern wird das Wecksignal von einem Summer erzeugt. Der Summer läßt sich dabei mit einem elektrischen Kontakt einschalten. Nach einer gewissen Zeitspanne bzw. jederzeit durch Knopfdruck wird die Kontaktgabe unterbrochen. Man kann daher den Summerstromkreis unterbrechen und den Summerkontakt zum Einschalten des Melodiegenerators benutzen. Oder wie wäre es, eine schon vor-

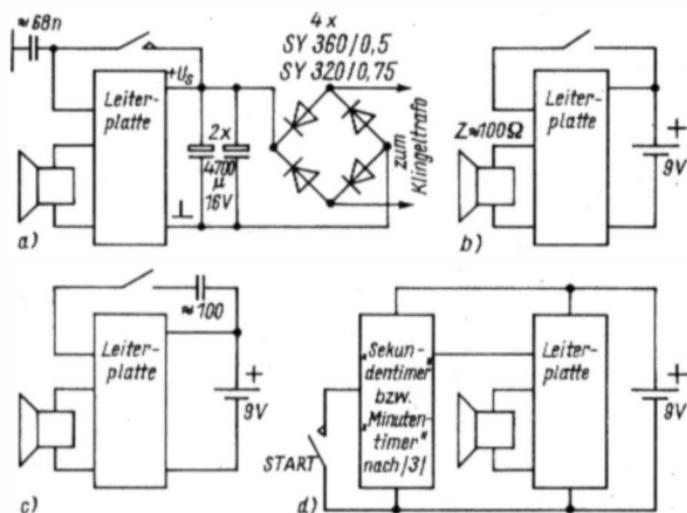


Bild 6 Einige Vorschläge zum Einsatz des Melodiegenerators (Erklärung im Text)

handene elektronische Uhr zu jeder vollen Stunde «schlagen» zu lassen? Der Big-Ben-Westminster-Schlag ist kein Problem für die kleine Schaltung.

Als letzte Anwendungsidee kann man den Melodiegenerator mit einem ruhestromlosen CMOS-Zeitschalter koppeln (Bild 6d). Damit erhält man einen im Haushalt vielseitig verwendbaren Kurzzeitwecker. Dem findigen Bastler wird es nicht schwerfallen, z. B. die dazu geeigneten Schaltungen aus [3] zu modifizieren und die Ankopplung an den Melodiegenerator zu lösen.

(Dieser Beitrag wurde im Konstruktionswettbewerb 1985 der Zeitschrift FUNKAMATEUR mit einem Buchpreis ausgezeichnet.)

Literatur

- [1] Autorenkollektiv, Mikroelektronik in der Amateurpraxis 1. Berlin 1980.
- [2] A. Hertzsch, Elektronische Zähler. Teil 1 und Teil 2, «electronica»-Reihe, Band 191/192, Berlin 1981.
- [3] Autorenkollektiv, Mikroelektronik in der Amateurpraxis 2. Berlin 1984

Varianten einer Identifikationsbaugruppe

Dipl.-Ing. Horst Weber

Mit diesem Beitrag wird das Ziel verfolgt, den Elektronikanfänger für einige Grundfunktionen logischer Schaltungen zu interessieren und eine Bauanleitung für 2 Identifikationsbaugruppen anzubieten, die auch einen gewissen Gebrauchswert aufweist. Die Identifikationsbaugruppe kann überall dort angewendet werden, wo nur ein bestimmter Personenkreis berechtigt ist, einen Schaltvorgang auszulösen. Die vorliegende Schaltungslösung ist durch folgende Merkmale gekennzeichnet:

- der Ziffernkodex befindet sich auf einer Miniaturlochkarte, die am Schlüsselbund getragen werden kann;
- durch die Konstruktion des Lochkartenlesers ausreichende Sicherheit;
- geringe Anzahl von Bauelementen;
- hohe Nachbausicherheit durch Verwendung von IS in der Logikschaltung;
- günstiges Leistungs-/Kosten-Verhältnis;
- geringe Ruhestromaufnahme.

Die vorgestellte elektronische Lösung trägt in erster Linie Demonstrationscharakter und erhebt keinen Anspruch auf eine Optimalvariante.

Elektronische Identifikationsbaugruppe

Die in Bild 1 dargestellte kombinatorische Schaltung verknüpft konjunktiv die an den Eingängen a ... h anliegenden statischen TTL-Pegel entsprechend der Schaltfunktion

$$y = \overline{a \wedge b \wedge c \wedge d \wedge \bar{e} \wedge \bar{f} \wedge \bar{g} \wedge \bar{h}} \quad (1)$$

Der Ausgang der IS D2 führt nur dann L-Potential, wenn an den Eingängen a ... d H-Potential und an den Eingängen e ... h L-Potential anliegt. Bei L-Potential am Ausgang Y der IS D2 wird VT1 gesperrt, an seinem Kollektor entsteht H-Potential. Das bewirkt, daß die Schaltstufe VT2 das Relais K1 zum Anziehen bringt. Die redundanten Relaiskontakte K1.1 und K1.2 lösen den gewünschten Schaltvorgang aus.

Das Kodewort «ABCD» zur Auslösung des Schaltvorgangs läßt 16 Möglichkeiten zu, wobei für eine zuverlässige Auswertung auch seine Negation « \overline{ABCD} » benötigt wird. Die den 16 Möglichkeiten entsprechenden bit-

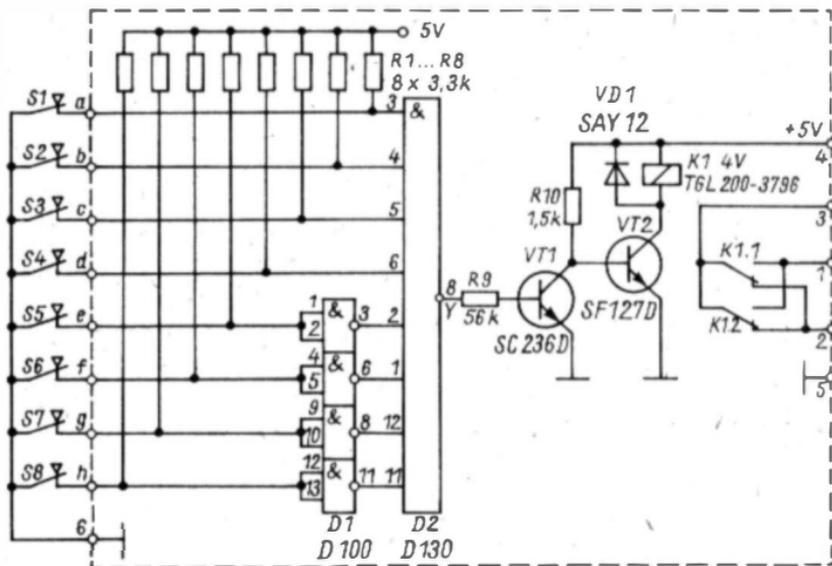


Bild 1 Stromlaufplan der elektronischen Identifikationsbaugruppe

Muster können aus der Tabelle ersehen werden. In Bild 5 c ist das Beispiel einer Miniaturlochkarte gezeigt, auf der das bit-Muster «5» der Tabelle kodiert ist. Die Lochkarte wird durch das Anordnen von Löchern auf den Positionen kodiert, auf denen entsprechend der in der Tabelle angegebenen bit-Muster L-Potential vorgesehen ist. Jede Lochkarte erhält genau 4 Löcher, für deren Anordnung es 16 Möglichkeiten gibt.

Die Ausgänge des Lochkartenlesers LKL sind mit den Eingängen a...h der kombinatorischen Schaltung so zu verbinden, daß bei eingeführter Lochkarte die entstehenden L-Potentiale auf die Eingänge e...h und die H-Potentiale auf die Eingänge a...d gelangen. Die Widerstände $R1...R8$ erzeugen an dem jeweiligen Eingang a...h definierte H-Pege], wenn der betreffende Schalter $S1...S8$ geöffnet ist. Die komplette Schaltung und der Lochkartenleser finden auf einer Leiterplatte (Bild 2) mit den Abmessungen $100\text{ mm} \times 55\text{ mm}$ Platz, die entsprechend Bild 3 zu bestücken ist. Für die Schaltung können nichttypisierte Bauelemente verwendet werden.

Inbetriebnahme der elektronischen Baugruppe

Am Anschluß 4 ist eine stabilisierte Betriebsspannung von $U_B = +5\text{ V}$ und am Anschluß 5 Massepotential anzulegen. Die Eingänge a...h werden nicht beschaltet! Unter diesen Bedingungen darf das Relais K1 nicht anziehen. An den Ausgängen der IS D1 (pin 3, pin 6, pin 8 und pin 11) muß L-Potential und am Ausgang Y der IS D2 H-Potential anliegen. Dadurch ist VT1 durchgesteuert und VT2 gesperrt. Sind diese Funktionen gewährleistet,

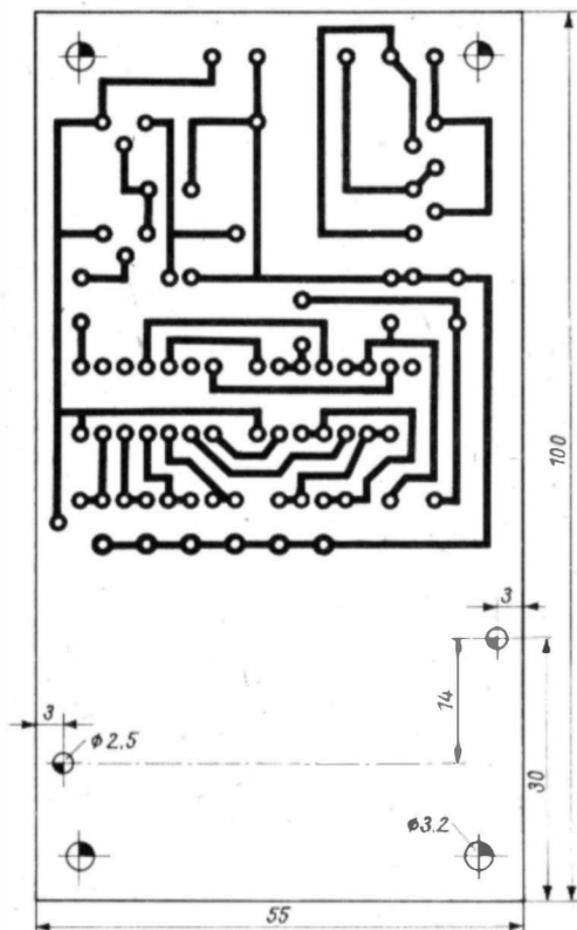


Bild 2 Leiterplatte für die elektronische Identifikationsbaugruppe

verbindet man die Eingänge e...h mit Anschluß 6. Dadurch entsteht an den Ausgängen der NAND-Gatter der IS D1 H-Potential und am Ausgang Y der IS D2 L-Potential, so daß VT1 sperrt sowie VT2 leitet und Relais K1 anzieht. Dann werden die Eingänge a...d nacheinander mit L-Potential (Anschluß 6) angetastet. Relais K1 muß stromlos werden, wenn an einem beliebigen Anschluß a...d L-Potential anliegt. Beim Öffnen der Masseverbindung an einem beliebigen Eingang e...h muß K1 ebenfalls stromlos sein.

Werden diese Funktionen zuverlässig erfüllt, ist damit die richtige Funktion der Logikschaltung gewährleistet, und man kann den Lochkartenleser LKL entsprechend der Tabelle an die Eingänge a...h und Anschluß 6 anschließen. Ist die Lochkarte richtig kodiert und die Anschlüsse a...h sind richtig beschaltet, muß bei eingeführter Lochkarte in den Lochkartenleser Relais K1 anziehen.

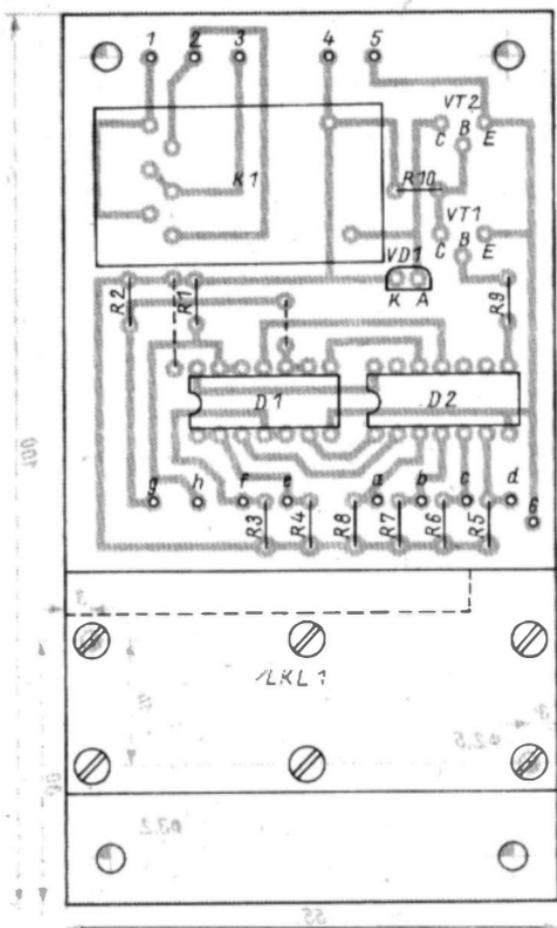


Bild 3 Bestückung der Leiterplatte nach Bild 2

Identifikationsschaltung mit mechanischen Schaltelementen

Bild 4 zeigt den Stromlaufplan einer einfachen Identifikationsschaltung, die ohne Elektronikbaugruppe auskommt und die gleiche Funktion erfüllt, wie die nach Bild 1. Dieses Beispiel soll zeigen, daß man nicht sofort eine elektronische Lösung anstreben muß, sondern auch Alternativen in die Überlegungen für eine optimale Lösung einbeziehen kann. Bei den Schaltern S1...S8 handelt es sich um Mikrotaster, die mit Umschaltkontakten ausgerüstet sind. Das Schaltungsprinzip besteht darin, daß alle Schalter entsprechend der Schaltfunktion

$$y = S1 \wedge S2 \wedge S3 \wedge S4 \wedge S5 \wedge S6 \wedge S7 \wedge S8 \quad (2)$$

konjunktiv verknüpft werden. Mit einem Schalter lassen sich 2 Schaltzustände realisieren:

Bild 4

Stromlaufplan einer Identifikationsbaugruppe mit mechanischen Bauelementen

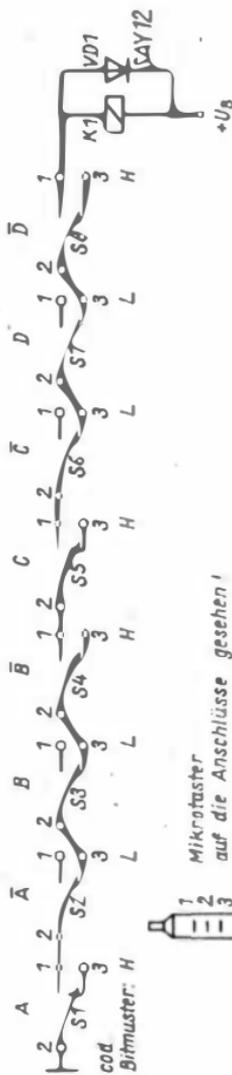
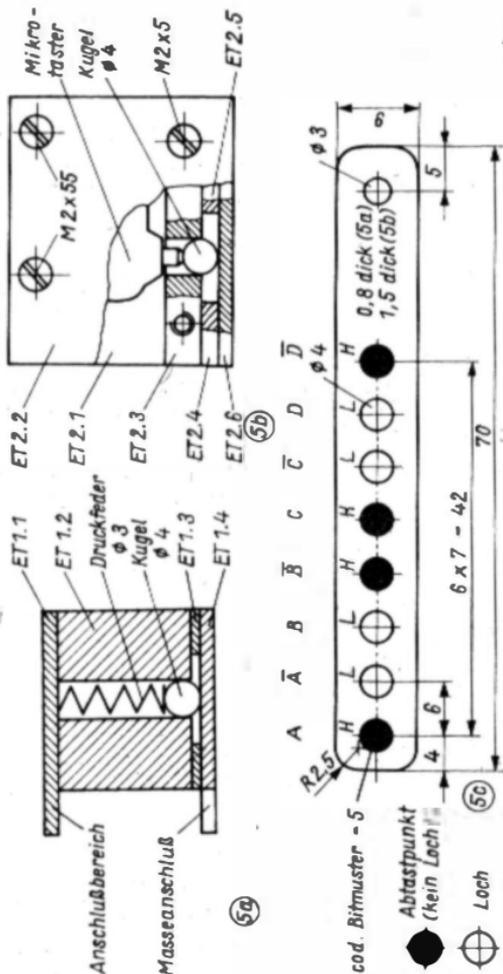


Bild 5

mechanische Baugruppen der Identifikationsbaugruppe; a - Lochkartensysteme mit Feder-Kugelsystem, b - Lochkartensysteme mit Mikrotaster, c - Gestaltung der Miniaturlochkarte



- Schalterkontakt geschlossen ($S = 1$);
- Schalterkontakt geöffnet ($S = 0$).

Die Schaltfunktion kann nur «1» werden, wenn alle Schalter geschlossen sind. Das erfordert, daß die Schalter, die bei eingeführter Lochkarte nicht betätigt werden, trotzdem geschlossen sein müssen. Das ist gewährleistet, wenn man für diese Schalter den Ruhekontakt beschaltet. Die Zustände «H» und «L» in der Tabelle werden wie folgt definiert:

H \triangleq Schalter wird von der Lochkarte betätigt, d. h., Arbeitskontakt beschalten;

L \triangleq Schalter wird von der Lochkarte nicht betätigt (Loch), d. h., Ruhekontakt beschalten.

Entsprechend Bild 4 wurde das bit-Muster «5» kodiert. Relais K1 kann nur dann anziehen und einen Schaltvorgang auslösen, wenn S1, S4, S5 und S8 bei eingeführter Lochkarte betätigt sowie S2, S3, S6 und S7 nicht betätigt sind, d. h., an den Positionen für S2, S3, S6 und S7 ist bei dieser Kombination ein Loch auf der Lochkarte vorzusehen. Relais K1 ist dem jeweiligen Verwendungszweck individuell anzupassen.

Aufbau und Funktion der Lochkartenleser

Bild 5 zeigt den prinzipiellen Aufbau der Lochkartenleser und Bild 6 die konstruktiven Einzelheiten. Die einfachste Variante bildet der in Bild 5a dargestellte LKL mit Feder-Kugelsystem. Diese Variante läßt sich aber nur in der Schaltung nach Bild 1 anwenden. Die Bodenplatte ET 1.4 und die Deckplatte ET 1.1 bestehen aus Hartpapier oder *Cevousit*. ET 1.1 kann entsprechend Bild 6 in Ätz- oder Ritztechnologie gefertigt werden. Die Kugeln stammen aus dem Kugellager einer alten Fahrradpedale. Vom Masseanschluß der Bodenplatte ET 1.4 gelangt negatives Potential über Kugeln und Federn auf die entsprechenden Kontaktlamellen der Deckplatte ET 1.1. Bei eingeführter Lochkarte ist an den mit «H» gekennzeichneten Stellen der Kontakt zwischen Bodenplatte und Kugel unterbrochen. Im Anschlußbereich der Deckplatte stellt sich dann das auf der Lochkarte kodierte bit-Muster ein.

Für den in Bild 5b gezeigten LKL sind 8 Mikrotaster erforderlich, deren Kontakte man entsprechend den Stromlaufplänen Bild 1 oder Bild 4 beschaltet. Dieser LKL läßt sich in beiden Schaltungen einsetzen und weist durch die günstigere Kontaktgestaltung der Mikrotaster eine höhere Zuverlässigkeit auf. Der Schaltweg der Stößel der Mikrotaster beträgt etwa 1,5 mm, d. h., um diesen Weg müssen die Kugeln beim Einführen der Lochkarte in den Lochkartenleser aus ihrer Ruhelage verdrängt werden. Um ein leichtes Stecken und Ziehen der Lochkarte zu erreichen, sollte man die Löcher auf der Lochkarte mit einem Bohrerdurchmesser = 5,5 mm leicht ansenken. Damit ein sicheres Schalten gewährleistet wird, sind die Mikrotaster sorgfältig zu justieren. Die Miniaturlochkarte (Bild 5c) muß für den Lochkartenleser nach Bild 5a aus einem nichtleitenden Werkstoff bestehen und darf maximal 0,8 mm dick sein. Für den Lochkartenleser nach Bild 5b

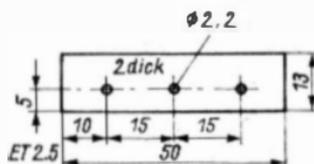
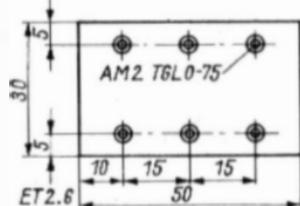
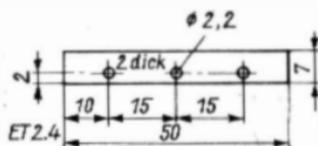
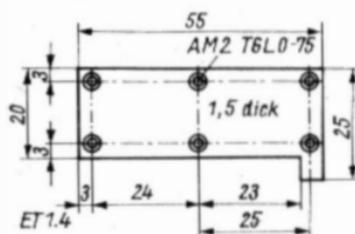
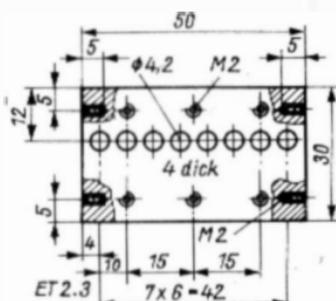
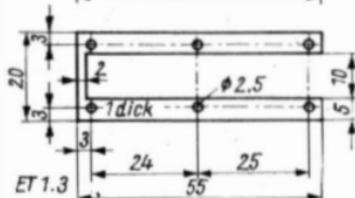
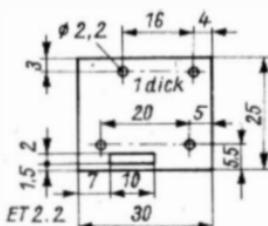
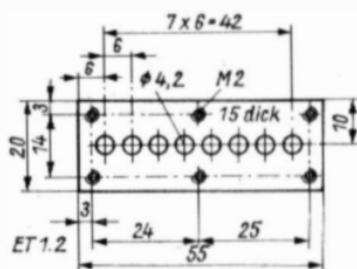
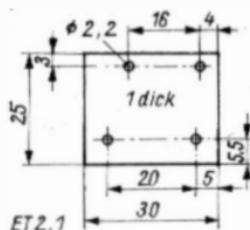
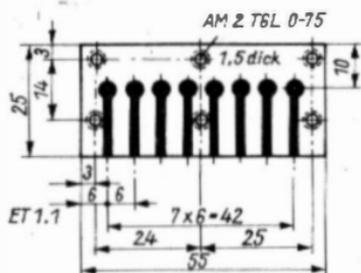


Bild 6 Einzelteilzeichnungen der Lochkartenleser nach Bild 5

empfehlte sich eine Lochkarte aus 1,5 mm dickem *Cevaustit*. Die Konstruktion der Lochkartenleser und die Gestaltung des Aufnahmeschlitzes für die Lochkarte ist den speziellen Erfordernissen anzupassen. Die mechanischen Lochkartenleser lassen sich durch geeignete elektronische Systeme (Lichtschrankenprinzip) mit wesentlich höherer Zuverlässigkeit ersetzen.

Sicherheitsaspekte

Wie bereits dargestellt, ergeben sich bei einem Kodewort «ABCD» 16 Möglichkeiten der Kodierung der Lochkarte. Das Entschlüsseln des Codes scheint bei 16 Möglichkeiten relativ einfach. Jedoch dürfte es selbst für einen Sachkundigen, der diese Systemlösung kennt, schwer sein, unbefugt einen Schaltvorgang auszulösen, wenn vom Anwender eine andere Lochgeometrie für Lochkartenleser und Lochkarte festgelegt wird.

Die in diesem Beitrag vorgestellten Beispiele sollen nur das Funktionsprinzip verdeutlichen, so daß mit verhältnismäßig wenig Aufwand funktionstüchtige Demonstrationsmodelle aufgebaut werden können. Die Sicherheit läßt sich erheblich steigern, wenn ein Kodewort mit 8 bit benutzt wird, so daß sich entsprechend der Formel

$$m = 2^n \quad (3)$$

(m – Anzahl der Kombinationen, n – Anzahl bit des Kodeworts) 256 Möglichkeiten und bei 12 bit dann 4096 Möglichkeiten ergeben. Die Lochkarte erhält dann 2 bzw. 3 Lochreihen mit je 8 Abtastpositionen. Allerdings steigt damit auch der Aufwand erheblich an.

(Dieser Beitrag wurde im Konstruktionswettbewerb 1985 der Zeitschrift FUNKAMATEUR mit einem 2. Preis ausgezeichnet.)

Tabelle Wertetabelle für Kodeworte

bit-Muster- nummer	A	\bar{A}	B	\bar{B}	C	\bar{C}	D	\bar{D}
0	L	H	L	H	L	H	L	H
1	H	L	L	H	L	H	L	H
2	L	H	H	L	L	H	L	H
3	H	L	H	L	L	H	L	H
4	L	H	L	H	H	L	L	H
5	H	L	L	H	H	L	L	H
6	L	H	H	L	H	L	L	H
7	H	L	H	L	H	L	L	H
8	L	H	L	H	L	H	H	L
9	H	L	L	H	L	H	H	L
10	L	H	H	L	L	H	H	L
11	H	L	H	L	L	H	H	L
12	L	H	L	H	H	L	H	L
13	H	L	L	H	H	L	H	L
14	L	H	H	L	H	L	H	L
15	H	L	H	L	H	L	H	L

Vor dem VIII. GST-Kongreß Amateurfunk mit Bild und Ton

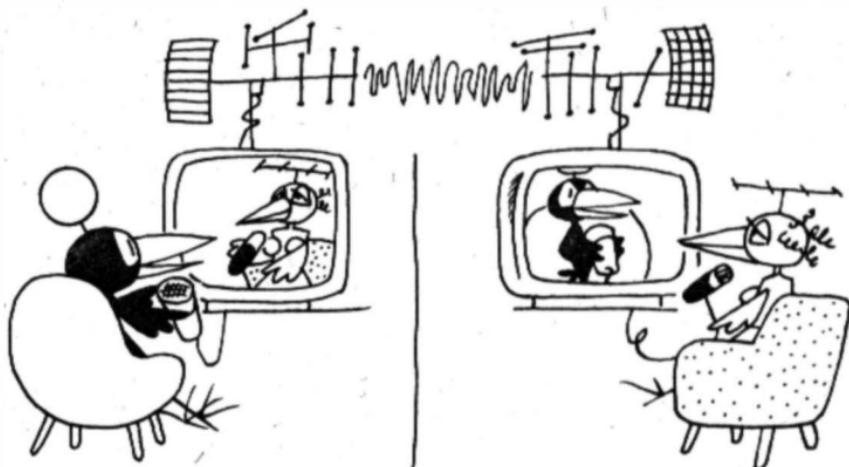
Dipl.-Journ. Harry Radke

Sehen und gesehen werden im Amateurfunk – diese Aussicht interessiert die Funkamateure schon, seitdem internationale Funkverwaltungsgerien dem Amateurfunk solche Möglichkeiten einräumten. Ein Greifswalder OM (Old Man – das ist die Bezeichnung für einen männlichen Funkamateure) hatte auch schon erste technische und praktische Erfahrungen auf diesem Gebiet gesammelt. Und offenbar hat er es verstanden, seine Begeisterung für solche Art Amateurfunkverbindung – QSO genannt – auf andere zu übertragen – auf die Kameraden der Klubstation Y55ZA, die im Greifswalder Pionierhaus ihr Domizil hat.

Industriell gefertigte Geräte für ein QSO über Video gibt es nicht, und außerdem gehört immer noch der Eigenbau zum Amateurfunk wie das Salz zur Suppe. Und so bekam die Begeisterung der einen für diese Sendear

*Bild 1 Das Foto beweist es: Amateurfunkverbindungen sind auch durch Bildschirm möglich
(Foto: H. Ziebarth)*





auch erst Flügel, als sie sich mit dem technischen Interesse einiger anderer Greifswalder Funkamateure paarte, die eine solche Anlage entwickeln und bauen wollten. Reiz des Neuen auf beiden Seiten!

Schmalband ist nicht Schmalspur

Um eine Amateurfunkverbindung über Bildschirm herzustellen, stehen 2 Sendarten zur Verfügung: das Amateurfunkfernsehen (ATV) und das Schmalbandfernsehen (SSTV). Die Greifswalder Funkamateure entschieden sich für die Sendart SSTV, doch sie wollten «richtiges Fernsehen» daraus machen. Die Vorteile erhalten, die Nachteile wettmachen, war ihre Devise.

Womit sie auch Ja sagten zu einem riesengroßen technischen Aufwand. Denn ihr Anspruch läßt sich nur realisieren, wenn ein Mikrorechnersystem die Helligkeitswerte eines jeden Bildpunkts, der auf dem speziellen SSTV-Bildschirm dargestellt wird, ermittelt, speichert und in ein Bild auf einem üblichen Fernsehgerät umsetzt.

Gewußt wie, ist nicht alles

Nachdem die Idee da war, wurde konstruiert. «Geistiger Vater» des Projekts ist *Uwe Koglin*, Funkamateure unter seinem Rufzeichen *Y24XA* bekannt. *Uwe*, von Haus aus Elektroniker und Geräteentwickler im VEB *Nachrichtenelektronik* Greifswald, setzte seinen Ehrgeiz darein, Schaltungsunterlagen zu entwickeln, die dem modernsten Stand der Technik entsprechen und auf Baugruppen und Bauelementen aus dem Angebot in der DDR basieren.

Nun weiß jeder, der sich schon einmal mit Elektronikselbstbau versucht hat, daß so etwas nicht nur ins Geld geht, sondern daß auch die Materialien

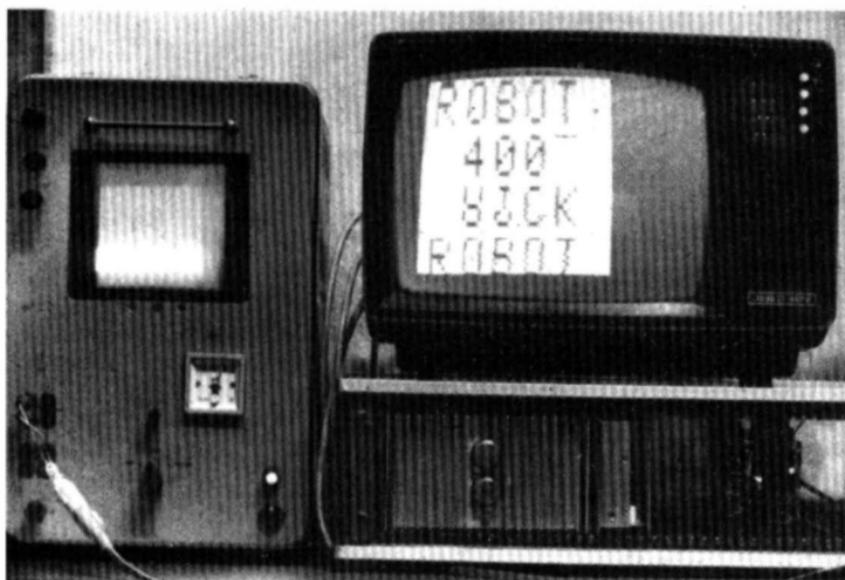


Bild 2 Während auf dem SSTV-Bildschirm (links) das Bild im oberen Teil bereits verblaßt, wird es im unteren Teil noch geschrieben; rechts erkennt man das wesentlich deutlichere Bild auf dem Bildschirm des Fernsehgeräts, erhalten durch die Bildsignalverarbeitung mit dem Mikrorechner (Foto: H. Ziebarth)

für solche Verwendungszwecke schwer zu bekommen sind. Mikrorechnerbaugruppen beispielsweise. Das wundert niemanden, der weiß, welche Schlüsselfunktion die Anwendung der Mikroelektronik in unserer Volkswirtschaft hat.

Um das Projekt zu verwirklichen, wurden Verbündete gebraucht. Der Zentralvorstand der *Gesellschaft für Sport und Technik* förderte die Entwicklung mit einer Neuerervereinbarung und übernahm die Finanzierung. Der GST-Bezirksvorstand Rostock war ständig über den Fortgang der Arbeiten informiert und half, viele Probleme zu lösen. Funkamateure aus Greifswald, von einer anderen Klubstation der *Gesellschaft für Sport und Technik*, halfen tatkräftig. Der VEB *Nachrichtenelektronik* – viele der Funkamateure arbeiten dort – unterstützte das Vorhaben, stellte Meßtechnik zur Verfügung.

Dennoch gab es Zeitverzug, und hin und wieder drohte, sich Mutlosigkeit breit zu machen. Die Materialprobleme schienen schier unlösbar. Mit Einfallsreichtum, Energie und ein bißchen Glück war dann schließlich alles Notwendige da. Die Tastatur zwar in Einzelteilen, aber das schreckte niemanden. Nur wenn der Erfolg zu lange auf sich warten läßt, kann das hemmen. Doch als dann das Bauen wirklich losgehen konnte, war das alles vergessen.

Sieben Kameraden trugen die Hauptlast. Die Aufgaben wurden so verteilt, daß jeder von ihnen seine Kenntnisse und Fertigkeiten ausspielen

konnte. Um in kürzester Zeit die SSTV-Anlage fertig zu bekommen, wurde parallel gebaut. Jeder Funkamateurlatte hatte nach den Schaltungsunterlagen «seine» Leiterplatte zu konstruieren, herzustellen, zu bestücken, zu erproben. Und alles klappte fast auf Anhieb! Gewußt wie. Das Drumherum wurde gebaut, sauber, schön, ordentlich.

Nun muß noch der Sendeteil der Anlage komplettiert werden, um mit einer Fernsehamera aufgenommene Bilder oder die mit der Tastatur erzeugte Schrift und grafische Elemente übertragen zu können, hat eine zweiseitige Funkverbindung doch nur als Dialog einen Sinn.

Nachnutzung ist möglich

Alle Schaltungsunterlagen werden – so sieht es die Neuervereinbarung vor – dem Zentralvorstand der *Gesellschaft für Sport und Technik* zur Verfügung gestellt. Die Nachnutzung ist also möglich.

Als der selbst gesetzte Abschlußtermin immer näher rückte, wurden auch die Jüngsten des Klubstationskollektivs mit einbezogen. Die Ausbildung des Funkamateurnachwuchses übrigens wurde bei Y55ZA während der gesamten Bauzeit nicht ein bißchen vernachlässigt, eher erweitert; für den 14jährigen *Stefan Hübner* beispielsweise – er ist noch lange kein «Old Man», sondern am Beginn seiner Amateurfunkausbildung. *Stefan* war ein wenig stolz, für ein kompliziertes Verbindungskabel mit 29 Kontakten und

Bild 3 Vor der Greifswalder SSTV-Anlage OM Eckhard Kantz, Leiter der GST-Amateurfunkklubstation Y55ZA (Fot: H. Ziebarth)



eine Leiterplatte verantwortlich gemacht zu werden. Das half ihm, im Kreis der gestandenen Funkamateure flügge zu werden.

Und vielleicht hat es ihn angeregt, sich später selbst auf die Sendart SSTV zu spezialisieren, denn so anspruchsvoll die technische Lösung der Greifswalder ist – die Bedienung der SSTV-Anlage ist kinderleicht.

Doch wer das selbständig machen will, muß eine Prüfung abgelegt und eine Genehmigung erhalten haben. Die Ausbildung bis dahin durchzustehen, lohnt sich nun erst recht, kommt der «Old Man» doch jetzt über Video direkt in das Shack, wie die Funkamateure ihr Funkerstübchen nennen.

Wie funktioniert die mikrorechnergekoppelte SSTV-Anlage?

In der Schmalbandfernsehanlage die mit einem Mikrorechner gekoppelt ist, gelangt das NF-Signal einer SSTV-Gegenstation vom Kurzwellenempfänger oder von einer Magnetbandkassette, auf der das Signal gespeichert wurde, über ein Diodenkabel zur Baugruppe Demodulator. Hier wird das frequenzmodulierte Signal in ein amplitudenmoduliertes Signal umgewandelt. Dabei entstehen das Bildinhaltssignal und die Synchronsteuersignale.

Diese Signale werden dem Analog-Digital-Wandler zugeführt. Er verarbeitet die Analogsignale durch eine spezielle Kodierung (*Gray-Kode*) in Digitalsignale, die über mehrere Ausgangssignalleitungen an die Ein-Ausgabe-Baugruppe des Mikrorechnersystems gelangen. Die weitere Verarbeitung des Signals geschieht über den Rechner-BUS und die Zentrale Verarbeitungseinheit, die mit Baugruppen des industriellen Mikrorechnersystems *K 1520* aufgebaut wurde. Das Arbeitsprogramm für die ZVE ist im ROM-Speicher enthalten, der für diese Funktionen programmiert wurde.

Durch die Mikrorechnerverarbeitung des empfangenen Signals soll sich ein stehendes Bild ergeben, das man auf einem üblichen Fernsehgerätbildschirm betrachten kann. Dazu muß für jeden Punkt des Bildschirms der Helligkeitswert ermittelt werden, der dem des eigentlichen SSTV-Bildschirms analog ist. Diese Bildpunkte werden in digitaler Form in den SSTV-Bildspeicher eingegeben, der mit dem Multiplexer verbunden ist. Neben anderen Funktionen übernimmt er die Aufgabe, den SSTV-Bildspeicher auszulesen und das Signal in der üblichen Fernsehnorm (BAS-Signal) dem HF-Modulator für Kanal 3 zuzuleiten. Vom HF-Modulator gelangt das Signal an ein handelsübliches Fernsehgerät.

Die Bilderzeugung für den eigenen SSTV-Sendebetrieb kann man prinzipiell entweder mit der Tastatur (Schrift oder Grafik) oder mit der Fernsehkamera (Realbilder) vornehmen, deren Signale in einer Wandlerbaugruppe in digitale Signale umgewandelt werden müssen. Um neben feststehenden Bildern auch Bilder von bewegten Objekten zu übertragen, ist eine technische Lösung im «Fotografiervorgang» vorgesehen, bei dem das durch die Kamera erfaßte Bild durch Knopfdruck innerhalb von Sekundenbruchteilen in einen SSTV-Speicher eingelesen und danach ausgegeben und umgewandelt wird, um als NF-Signal dem Sender zugeführt zu werden.

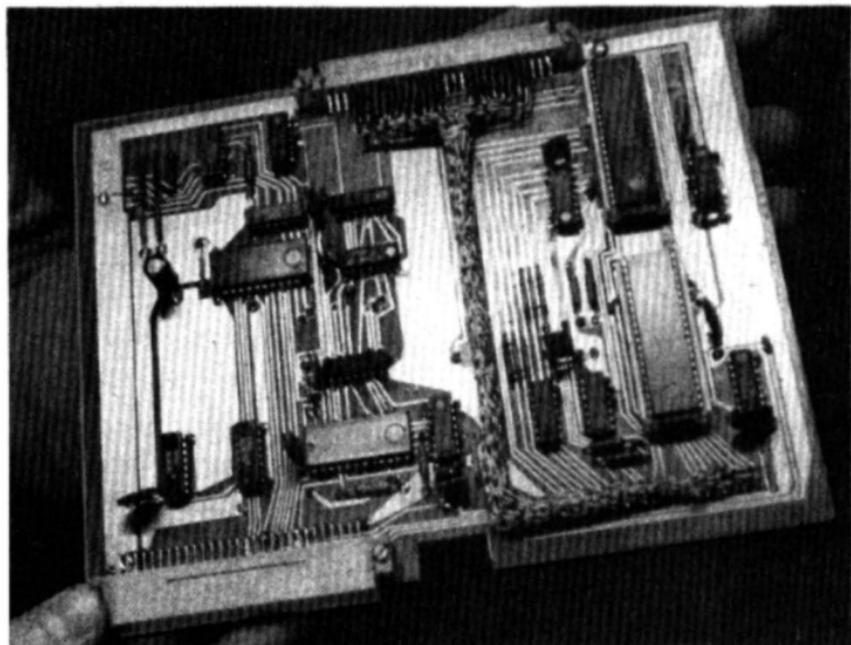
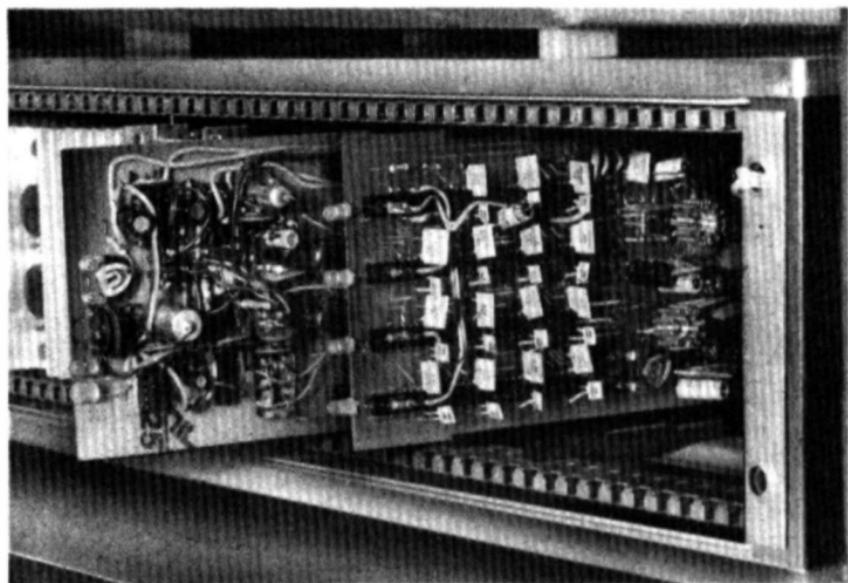


Bild 4 Diese Leiterplatte enthält das technische «Herz» der SSTV-Anlage – das Mikrorechnersystem (Foto: H. Ziebarth)

Bild 5 Die komplette SSTV-Anlage ist in Form eines Steckleiterplattensystems aufgebaut (Foto: H. Ziebarth)



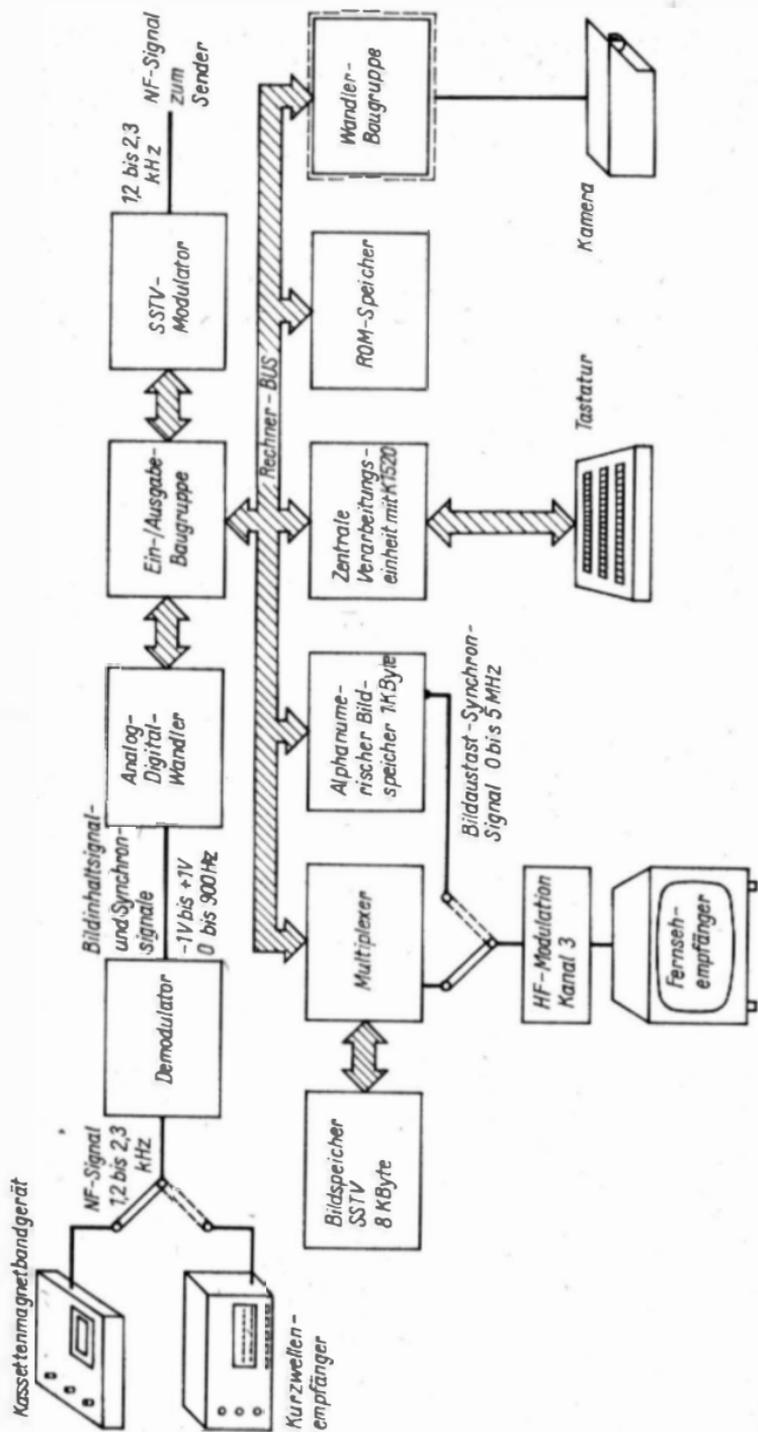


Bild 6 Prinzipschema der Greifswalder SSTV-Anlage, bei der die Bildsignale mit einem Mikrocomputersystem bearbeitet werden (Grafik: K.-H. Döring)

Die mikrorechnergekoppelte SSTV-Anlage erlaubt darüber hinaus weitere Funktionen (z. B. Dialoge wie mit Heimcomputern) sowie andere Amateurfunktendarten (Telegrafie und Funkfern schreiben – RTTY). Dafür wird der alphanumerische Bildspeicher benötigt.

Sendearten für das Fernsehen im Amateurfunk

Das Amateurfunkfernsehen (ATV)

kommt dem allseits bekannten Fernsehen in Qualität und Technik nahe und wird vorwiegend im 70-cm-Band realisiert. Es setzt eine relativ große Bandbreite von etwa 5 MHz voraus. Die Reichweite ist etwa 20 km, unter günstigsten Bedingungen bis zu 100 km. Das schränkt für Funkamateure den sportlichen Reiz wesentlich ein, gibt es doch nur wenige mögliche QSO-Partner.

Das Schmalbandfernsehen (SSTV)

dagegen wird auf einer Kurzwellenfrequenz realisiert – was eine gleichzeitige Tonübertragung ausschließt – und kommt mit einer Bandbreite von nur 3 kHz aus. Da sich Kurzwellensignale rund um den Erdball ausbreiten, können mit SSTV alle entsprechend ausgerüsteten Amateurfunkstationen erreicht werden, die bei den jeweiligen Ausbreitungsbedingungen mit Sprechfunk erreichbar wären. Die Übertragung des Bildsignals auf dem Kurzwellenkanal ist nur mit so geringer Geschwindigkeit möglich, daß auf dem Empfängerbildschirm das Bild punktweise, also nacheinander, in etwa 7,2 s aufgebaut wird. «Punktweise» schließt ein, daß ein solches Bild auf dem 10 cm × 10 cm großen Bildschirm nur für etwa 20 s zu erkennen ist, das wird durch das Nachleuchten des Bildschirms erreicht. Es ist also nicht möglich, das komplette Bild für längere Zeit stehen zu lassen. Es muß immer wieder neu «geschrieben» werden. Dazu ist die Bildqualität geringer als beim üblichen Fernsehen oder beim ATV.

**Dienstag, Mittwoch,
Donnerstag:
Bekannschaft mit
einer «Perle»
von Stabsfeldwebel**

Oberstleutnant Dipl.-Journ. Klaus König

***Einer, der den Weg als Berufsunteroffizier konsequent beschritt
Einer, der bis heute mit Akribie für gefechtsbereite Technik
eintritt***

***Einer, der im Bau von Simulatoren eine Möglichkeit sieht,
das Wort der Partei in die Tat umzusetzen***

Zum wiederholten Mal schrillt das Klingeln des Telefonapparates aufdringlich in die Stecknadelstille der Nachrichtenwerkstatt. Ärgerlich über die unerwünschte Störung legt *Stabsfeldwebel Uwe Boldt* die Stirn in Falten, reißt den Blick vom Zeiger der Meßbrücke los. Heftiger als üblich, landet der Schraubendreher, aus seiner Rechten, zwischen den griffbereit auf dem Arbeitstisch ausgebreiteten Werkzeugen. Dann führt er mit der Linken den Hörer ans Ohr. «Werkstatt, *Stabsfeld Boldt!*» tönt es nun in die Sprechmuschel. Ein knapper Wortwechsel folgt, und als der Hörer mit kurzem Klick

Bild 1 Nach Alarmierung und Kfz-Marsch erreicht der Instandsetzungszug den befohlenen Raum zum Unterziehen (Foto: K. König)





Bild 2 Absitzen und Aufgabenstellung in den Gruppen (Foto: K. König)

ken wieder auf der Gabel liegt, sind die Falten auf der Stirn von *Uwe Boldt* verschwunden. Geschäftig schafft er auf dem Arbeitstisch Platz, legt Verbindungsschnüre, Meßmittel und Schaltpläne zurecht. Die Anlieferung eines defekten Richtfunkgeräts ist angekündigt worden, direkt aus dem Ausbildungsgelände, mit Dringlichkeitsstufe. Der Stabsfeldwebel weiß, ein Richtfunktrupp wird ihm in Kürze die ausgefallene Technik auf den Tisch packen, wird wie auf Kohlen sitzen und warten bis sie wieder einsatzbereit ist. Daß solche Aufträge bei *Stabsfeldwebel Boldt* und seiner Instandsetzungsgruppe in guten Händen sind, ist divisionsweit bekannt. Und die, die täglich mit ihm zu tun haben, meinen, der «Stabsfeld ist eine Perle». Mit anderen Worten: Er ist ein Militärspezialist, der sich disponibel einsetzen läßt, der Menschen erziehen kann und der in der Lage ist, Kampfkollektive zu schmieden.

Wie man zu solch gutem Ruf kommt? Der Stabsfeldwebel zuckt mit den Schultern, nennt im Telegrammstil Stationen seines Werdegangs. Klar, wer spricht schon gern über sich selbst? Über die ersten Schritte im Beruf, die Anfangsnöte, die Mißerfolge und die Erfolge. Es dauert, bis er schließlich tiefer Einblick in sein Leben gewährt.

Zum «sehr gut» die Klassifizierung II

Elektromonteur wäre sein Berufswunsch gewesen, beginnt er nachsinnend zu erzählen. Doch mit seinen Dreien auf dem Zeugnis der 9. Klasse hätte er



*Bild 3
Hand in Hand lösen die
Instandsetzer die Aufga-
ben. Während die einen
die Technik tarnen, si-
chern die anderen die
Stromversorgung mit dem
GAB 1,0 (Foto: K. König)*

sich das selber vermasselt. Stattdessen erlernte er den Beruf eines Zerspannungsfacharbeiters. Und Spitzendreher hieß für ihn die Zukunft. Ob ihm das Spaß machte? Anfangs nicht, erst nach einigen Wochen. Uwe entdeckte da seine Liebe für's Detail.

Eine Handvoll alter Metallteile, auf dem Hausboden, hatte sein Interesse geweckt – sie gehörte ursprünglich zu einer Modelleisenbahn Baujahr 1936. Sie zusammensetzen, die fehlenden Teile selbst anzufertigen, und schließlich die Bahn originalgetreu wieder herzurichten, das beschäftigte ihn. Und sonst? Er kniete sich in die Lehre, glänzte in der theoretischen Ausbildung wie in der Praxis mit sehr guten Leistungen. Als die Musterung heranreifte, wollte er nichts dem Zufall überlassen. Weil er im Beruf bleiben wollte, entschied er sich, länger zu dienen. Ein erster Entschluß, aus dem nach der Einberufung schließlich 10 Jahre wurden, und die mit der Ausbildung an der Militärtechnischen Schule *Erich Habersaath* zum Funkmeister/Obermechaniker begannen.

Das war im Mai 1976. Schwere Hürden, Durststrecken in dieser Zeit? Nein, daran erinnert sich *Uwe Boldt* kaum noch. Oder doch? Da waren die Nachrichtengerätelehre und die Grundlagen der Elektronik. «Man, was habe ich da büffeln müssen», gesteht er. Während andere Freizeit hatten, stapelten sich bei ihm Dienstvorschriften, Handbücher und Betriebsanleitungen auf dem Tisch. So biß er sich durch, hielt konstant einen sehr guten Leistungsdurchschnitt. Und dann wurde er als Gruppenführer für die Grundausbildung eingesetzt. Eine Auszeichnung, wie es hieß. Doch für den *Unteroffiziersschüler Boldt* wurde die Zeit immer knapper. Tags die Ausbildung, abends – mitunter über die Nachtruhe hinaus – das Lernen. Und

schließlich hatte er die schriftlichen Prüfungen in den Grundlagenfächern nachzuholen. Der 19jährige arbeitete ehrgeizig. Am Ende stand das Prädikat «sehr gut» auf seinem Zeugnis. Nur eine 1 hatte am «Ausgezeichnet» gefehlt. Eine reife Leistung, für die dem zum Unteroffizier ernannten die Klassifizierung der Stufe II zuerkannt wurde.

Vom Transistor bis zum EWZ-Satz

Mit seiner Abversetzung in die Truppe – in ein Nachrichtenlager – hatte *Unteroffizier Uwe Boldt* Hoffnungen und Vorstellungen verbunden. Mit Nachrichtentechnik wollte er zu tun haben – ja. Nach Schwerin wollte er, weil dort seine Familie wohnte – ja. Wie trügerisch aber mitunter Hoffnungen und Wünsche sein können, erfuhr der junge Unteroffizier in diesen Tagen. Denn nicht nach Schwerin, wie erhofft, lautete sein Dienstauftrag, sondern nach jwd, wie der Volksmund sagt. Was half's, der junge Unteroffizier haderte nicht lange, fügte sich in das Unvermeidliche. Das heißt, so einfach war es nun auch wieder nicht. Schritt für Schritt ging er seinen Weg. Zuerst ein Telefongespräch mit der Frau, ein weiteres, klärendes im Kurzurlaub, und schließlich die Zusicherung des Kommandeurs auf Wohnraum. Als endlich familiär alles im Lot war, hatte der *Unteroffizier Uwe Boldt* längst seine neue Aufgabe in Angriff genommen. Er hatte für Regale in den Lagerräumen gesorgt, hatte die Bestände in Karteikarten erfaßt und in regelmäßigen Abständen die Neuzugänge, vom Transistor bis zum EWZ-Satz, gebucht. Und zuverlässig verschickt hatte er, was Truppenteile und Werkstätten anforderten. Gut ein Jahr bewältigte der junge Unteroffizier auf diese Weise die Belange der Lagerwirtschaft. Dank der Hilfe eines prächtigen Kollektivs, wie er selbst sagt. Dann aber keimte mehr und mehr in ihm der Gedanke unterfordert zu sein, als Funkmeister an anderer Stelle mehr leisten zu können. Die Gelegenheit, das zu beweisen, sollte noch etwas auf sich warten lassen. Vorerst, im 1. Ausbildungshalbjahr 1979 – genauer kann es der Stabsfeldwebel heute nicht mehr sagen – übernahm er das Nachrichtenlager im *Kurt-Bürger-Bataillon*. Allerdings schon mit dem festen Vorsatz, mehr als Lagerverwalter zu sein. Er wollte nicht nur Geräte und Teile ausgeben, er wollte wissen wofür, weshalb und warum.

Ein guter Militär – ein guter Ökonom

Ein weiteres Mal vertiefte er sich in Betriebsanleitungen und Dienstvorschriften, interessierte sich für Aufbau, Funktion und Wirkungsweise der verschiedensten Bauelemente. Nicht lange dauerte es, bis er so schließlich Teile, die am Lager fehlten, entweder selbst anfertigte oder durch gleichwertige ersetzte. Auch führte ihn sein Weg öfter als nötig zu den Mechanikern in die Werkstatt. Er half hier einen Fernsprecher reparieren, dort eine Handvermittlung instandsetzen. Dabei fiel ihm auf, daß häufig die Teilnehmerkassetten an den Handvermittlungen defekt waren, in unzulässigen



Bild 4 Die Arbeitsbereitschaft der mobilen Werkstatt im Koffer des GAS-66 ist hergestellt. Stabsfeldwebel Boldt meldet den Beginn der Instandsetzung über die Dienstverbindung (Foto: K. König)

Mengen in den Schrott wanderten. Die Forderung der Partei, daß ein guter Militär auch ein guter Ökonom sein müsse, war für *Uwe Boldt* eine Herausforderung. Er arbeitete als erstes die defekten Teilnehmerkassetten mit geringen Mitteln auf. Und als zweites sorgte er dafür, daß alle Handvermittlungen künftig ohne Umweg auf seinen Arbeitstisch kamen. Hinzu gesellten sich später sogar die Wechselsprechanlagen. Der Lagerleiter *Uwe Boldt* sah sich auf diese Weise seinen Wünschen ganz nahe und natürlich auch die meiste Zeit zu den Mechanikern hingezogen. Dem einen sah er bei Abgleicharbeiten zu, einem zweiten bei der Störungssuche und dem dritten bei Reparaturen am Fernschreiber. Dem folgte natürlich unweigerlich, was kommen mußte. Im Lager häuften sich die unerledigten Abbuchungen, die Anlieferungen türmten sich und, und, und.

Zu all dem kam, daß einer seiner sehnlichsten Wünsche – Mechaniker zu werden – in die Tat umgesetzt werden sollte. Ein Nachfolger für den Lagerleiter wurde schnell benannt, der endgültige Übergabetermin bestimmt. Nach Ablauf einer Woche. Das traf *Uwe Boldt* wie der Blitz aus heiterem Himmel. Wie sollte er in der wenigen Zeit die Versäumnisse nachholen? Es half nichts. Er übergab tags die Bestände an den Neuen und abends, lange Abende wurden es, wälzte er die Bestände, buchte Anlieferungen nach. Am Ende schließlich blieb ihm ein Manco im Bestand. Den Unteroffizier kostete das 50,- Mark Regreß. Und was ihn noch viel mehr traf, auch den Bestentitel für dieses Halbjahr. Schwer zu ertragen war das für ihn, doch heilsam. Der heutige Stabsfeldwebel sieht es so: «Eine allzu logische



Bild 5 Stabsfeldwebel Uwe Boldt (links) und Zivilbeschäftigter Klaus-Günter Arndt bei der Fehlersuche an einem Richtfunkeinschub (Foto: K. König)

Konsequenz, denn wer als Ökonom nachlässig handelt, kann auch als Militär nicht Bester sein.»

Präzision mit Fühllehre und Federwaage

Lehren ziehen und weiterlernen, hieß es für *Uwe Boldt* nach dieser schmerzlichen Erkenntnis. Ab August 1979 besuchte er einen Fernschreibmechaniker-Lehrgang. Aufbau, Wirkungsweise und Methoden zur Fehlersuche am mechanischen Fernschreiber lernte er während der 6 Wochen, kam zurück in das Kollektiv mit einem Qualifizierungsnachweis. Mechanikermeister für Fernschreiber war er nun, sattelfest in der Theorie. Und in der Praxis? Auf sich allein gestellt hatte er zu handeln, ohne beratenden Ausbilder im Rücken, mußte er eigene Erfahrungen sammeln. Und bereit standen schon die ersten Fernschreiber, warteten auf seinen Eingriff. Die einen mit abgebrochenen Typen, andere mit defektem Motor. Bei manchen waren auch die Hebel oder die Registerumschalter zu justieren. Und überdies hatte er auch Vermittlungen sowie Schalt- und Verteilerblöcke zu reparieren. Viel, sehr viel für einen, der am Anfang einer neuen Aufgabe steht. Zu viel? Anfangs schien es so, als wollte der junge Unteroffizier resignieren. Mit den Zehntelmillimetern, der Präzision an der Registerumschaltung, kam er nicht zurecht.

Schrauben lösen, gefühlvoll Wellen anpassen, Schrauben festziehen.



*Bild 6
Einstellarbeiten am mechanischen Fernschreiber F 63
(Foto: K. König)*

Kontrolle mit Fühllehre und Federwaage. Wieder und wieder mußte er dieses Geduldspiel wiederholen. *Uwe Boldt* klemmte sich dahinter, widerwillig anfangs, weil es ihm zulange dauerte. Er trainierte seine Finger auf diese Zehntelmillimeter. Erfolg für Erfolg stellte sich ein, auch Mißerfolg. Ein ganzes halbes Jahr dauerte es, bis er endlich auch diese Arbeiten im Griff hatte. «Mann, hat mich das genervt, doch ich wollte es wissen», sagt *Uwe Boldt* heute zu seiner Hartnäckigkeit.

Statt Fach- und Sachkenntnis – die «Du»-Anrede?

Kaum Fuß gefaßt in der neuen Funktion, wartete 1982 auf ihn eine neue Aufgabe – Gruppenführer. Sie verlangte mehr von ihm als den Spezialisten. Es hieß vor allem Verantwortung tragen für Menschen – vom Wecken bis zum Zapfenstreich. Für militärische Disziplin, Ausbildung, Erziehung, Gefechtsbereitschaft und auch die persönlichen Sorgen und Nöte. Kurzum, es verlangte auch von *Feldwebel Uwe Boldt* weiter zu lernen. Wie erziehe ich disziplinierte Soldaten? Wie schaffe ich ein kampfstarkes Kollektiv? Wie wecke ich Initiative? Diesen und anderen Fragen, auf die unsere Partei auf ihren Delegiertenkonferenzen in der NVA und den Grenztruppen der DDR wieder und wieder verwies, galt seine Aufmerksamkeit. Doch so leicht, wie sich das niederschreibt, war es für *Uwe Boldt* nicht. An der Seite eines erfahrenen Gruppenführers ging er Schritt für Schritt. Er griff zu Dienstvorschriften, Methodiken und Normkatalogen, frischte auf, womit er einst seinen Weg in der NVA begann. Er lernte auch in Sachen Nachrichtentechnik weiter. Wollte er als Vorgesetzter bestehen, mußte er mehr kennen als die

Bild 7

Stabsfeldwebel Uwe Boldt – im Besitz von 17 Bestentiteln, der Klassifizierung Stufe II, des Militärischen Sportabzeichens und der Schützen-schnur – kontrolliert Leiterplatten des elektronischen Fernschreibers F 1 300 mit dem TTL-Prüfstift (Foto: K. König)



Fernsprech-Fernschreibtechnik. Mit Konsequenz lernte er deshalb die Richtfunktechnik und auch die Stromversorgungsgeräte beherrschen. Nur konsequent genug war er dennoch nicht. Weil ihm noch manche Fach- und Sachkenntnis fehlte, glaubte er als Vorgesetzter mit der kumpelhaften «Du»-Anrede bei den Unterstellten besser anzukommen. Er hielt die Zügel zu locker, erlitt die ersten Schläppen. Und er begriff, daß er mit dem Grundsatz «Ich fordere dich, weil ich dich achte», besser beraten war. Er setzte sich deshalb mit den Unterstellten zusammen, legte seine Forderungen dar – machte reinen Tisch! Seither bestand er auf dem exakten «Sie»-Verhältnis. Bis heute!

Rütteltische, Gefechtslärm, Lichtblitze und ...

Bis heute? Ja, *Stabsfeldwebel Uwe Boldt* hat sich behauptet, ist konsequent seinen Weg als Berufsunteroffizier gegangen. Er hat die Herausforderung unserer Zeit angenommen. Auch eine der jüngsten – die Intensivierung im Militärwesen. Seit 1983 hat er sich mit dem Bau von Simulatoren einer Aufgabe zugewandt; von der die XIV. SED-Delegiertenkonferenz sagte, daß die Intensivierung – der Hauptweg zur Stärkung der Landesverteidigung – eine politische Aufgabe von weitreichender Bedeutung ist. Wie sie für *Stabsfeldwebel Boldt* begann? Mit Ideen und Gedanken seines Kommandeurs *Major Kapitza*. Von ihm heißt es, er sei ein rastloser, vorwärtsdrängender Zeitgenosse, wenn es um die Intensivierung der Gefechtsausbildung gehe. Seine Gedanken zur Umgestaltung der Lehrbasis zündeten auch bei *Uwe Boldt*. Ihn reizte es, einen Schalt- und Verteilerblock kostengünstig für

die Lehrbasis nachzubauen. Funktionstüchtig wie das Original, versteht sich. Also setzte er sich mit dem Schaltplan an das Original, betätigte Schalter für Schalter und legte sich Fragen vor. Was muß passieren? Was geschieht tatsächlich? Was läßt sich künftig simulieren? Was muß original gebaut werden? Schwierigkeiten traten auf. Hunderte Gatter waren laut Zeichnung eingebaut. Wie würden sie sich durch Draht, Relais und Dioden ersetzen lassen? Und wie würden sich die unterschiedlichen Funktionen verknüpfen lassen? Fragen über Fragen beschäftigten den Stabsfeldwebel. Wenige Antworten fand er – vorerst! Er diskutierte deshalb mit Trupp- und Gruppenführern, konsultierte Spezialisten, ordnete die vielen Gedanken, kam im Kollektiv zu Erkenntnissen.

Abends saß er dann, unterstützt von seiner angeheirateten Bauzeichnerin, und skizzierte Schaltpläne. Schließlich war die Gedankenarbeit die eine Seite, die Dokumentation aber die andere. Und die umfaßte am Ende immerhin 40 Seiten. Wie viele Stunden, Tage sie daran zeichneten? Nein, exakt kann er das heute nicht mehr sagen, darüber hat er kein Buch geführt. Warum auch? Woran er sich jedoch noch genau erinnert, ist das Nadelöhr, das ihnen beinahe Terminverzug eingebracht hätte.

Es war eine Leiterplatte 15 cm mal 20 cm. «Slusch» nannten sie die. Sie diente der optischen und akustischen Anzeige des ankommenden Rufes. Nerven hätten sie an ihr gelassen, das gibt der Stabsfeldwebel ohne Umschweife zu. Doch gepackt hätten sie es am Ende doch, sagt er. Und darin liegt Stolz. Begründeter Stolz, denn inzwischen ersetzen 2 weitere Simulatoren Nachrichtengerätesätze in der Ausbildung. Der letzte wurde zu Ehren des XI. Parteitagess der SED in Betrieb genommen. Ihr Vorteil? Ohne Technik zu bewegen, bei geringstem Energieverbrauch, kann effektiver und intensiver ausgebildet werden. Konnte früher die Einzelausbildung nur am Kfz und das Herstellen der Geschlossenheit nur im Trupp durchgeführt werden, ermöglichen es die Simulatoren heute, ganze Ausbildungsprofile zu unterrichten. Gefechtsnahe Bedingungen selbstverständlich einbegreifen. Dafür sorgen Rütteltische, Lichtblitze, Gefechtslärm ...

Zivilbeschäftigter *Klaus-Günter Arndt* nickt zufrieden in Richtung Werkstattleiter. Etwa 60 Minuten mögen vergangen sein, seit der Richtfunktrupp einen Geräteeinschub mit dem Vermerk «Dringend» angeliefert hatte. *Stabsfeldwebel Uwe Boldt* und sein Kollege haben die Störung eingekreist, die defekten Bauelemente ausgewechselt. Ihre letzte Kontrolle ergibt: «Alles spielt wieder». Will heißen: Technik gefechtsbereit!

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

Nachdem Huggy nach seinem Rundflug über Betriebs-, Kreis- und Bezirks-MMM auf der 28. Zentralen Messe der Meister von morgen in Leipzig eintraf, war er ungeachtet seines guten Eindrucks, den er bereits auf den örtlichen Messen gewonnen hatte, von dem Gesamteindruck dieses MMM-Jahrgangs überwältigt. Der 1. Sekretär des Zentralrats der FDJ, Eberhard Aurich, betonte in seiner Eröffnungsrede, diese Messe demonstriere, daß die Jugendlichen der DDR, allen voran die Mitglieder der FDJ im *Ernst-Thälmann-Aufgebot*, in Vorbereitung auf den XI. Parteitag der SED hervorragende Leistungen vollbracht haben. «Sie tun das mit Leidenschaft und in einer Zeit, da mehr denn je jede Tat für den Sozialismus eine wichtige Tat für den Frieden, gegen die wahnwitzige imperialistische Kriegspolitik ist». Und obwohl die 28. Zentrale Messe der Meister von morgen nur eine Auswahl von Spitzenleistungen vorstellen konnte, zeigte sie doch eindrucksvoll, zu welchen Leistungen die Jugend in einem sozialistischen Staat fähig ist. Und diese «Spitze wachse aus Breite» unterstrich Eberhard Aurich.

Die Erfolge der 28. Messe der Meister von morgen, übrigens die bisher ergiebigste in der Geschichte dieser Massenbewegung, an der mehr als 1 Million Jugendlicher einen ökonomischen Nutzen von fast 560 Millionen Mark erwirtschaftete, sind vor allem bei Lösungen zu verzeichnen, die künftig für die Volkswirtschaft überaus bedeutendes Gewicht haben, wie Mikroelektronik, Optoelektronik, Roboter-, Sensor- und Biotechnik, Rechentechnik sowie rechnergestützte Konstruktion und Produktionsvorbereitung. In 7 Hallen waren 4 570 Exponate ausgestellt, die die wissenschaftlich-technischen Leistungen Tausender junger Neuerer und Erfinder aus allen Bezirken der DDR dokumentieren. Ein weiterer Ausdruck dafür war auch, daß 761 Jugendbrigaden und 518 Jugendforscherkollektive 1 800 Lösungen vorstellten, die es gestatten, wichtige Vorhaben der Pläne Wissenschaft und Technik der Kombinate und Betriebe zu verwirklichen. Für 430 Exponate wurden bereits Patentrechte beantragt.

Wie in jedem Jahr haben auch die Neuerer und Erfinder der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR gewichtige Leistungen erbracht. Wie Generalmajor *Dipl.-Ing.- G. Lorenz* auf der Zentralen Neuererkonferenz des Ministeriums für Nationale Verteidigung anläßlich der 28. Zentralen Messe der Meister von morgen in Leipzig am 15. 11. 1985 feststellte, wurde im 35. Jahr der Deutschen Demokratischen Republik und in Vorbe-

reitung auf den 30. Jahrestag der Nationalen Volksarmee der bisher höchste Leistungszuwachs in der Neuererbewegung und der Bewegung der *Messe der Meister von morgen* erreicht. Über 33 000 Neuerer und Erfinder der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR trugen mit fast 20 000 Neuerungen zur Erhöhung von Kampfkraft und Gefechtsbereitschaft und militärökonomischen Wirkungen bei. Es erhöhte sich auch die Anzahl der wissenschaftlich-technischen Spitzenleistungen und der Lösungen, die der effektiven Rationalisierung auf allen militärischen Gebieten, insbesondere der Intensivierung der Gefechtsausbildung dienen. Damit wurden gleichzeitig 12 Millionen Mark eingespart. 92 Erfindungen konnten seit der *Zentralen Neuererkonferenz* von 1983 im Rahmen des Erfinderwettbewerbs der FDJ zum Patent angemeldet werden. Weiterhin gab es einen starken Aufschwung in der Jugendneuererbewegung, die die stabile Basis der MMM-Bewegung ist. Die Anzahl der Jugendneuererkollektive wuchs im vergangenen Jahr um 35 %.

Zur weiteren Intensivierung der Neuererarbeit und der MMM-Bewegung gilt es, die politische und militärische Führungstätigkeit mit ganzer Kraft auf folgende Schwerpunkte zu richten:

1. Die vom Minister für Nationale Verteidigung für die Neuererbewegung und die Bewegung MMM im Ausbildungsjahr 1985/86 gestellten Aufgaben sind in hoher Qualität zu erfüllen. Dabei ist das Gewicht auf das Bestimmen der Ziele und Aufgaben für die Neuerertätigkeit bis 1990 zu legen.
2. Die Politorgane, die Partei-, Gewerkschafts- und FDJ-Organisationen haben ihren Einfluß auf die Entwicklung einer schöpferischen Atmosphäre weiter zu verstärken. Die Initiative der FDJ, stabile MMM-Kollektive, insbesondere Jugendneuerer- und Jugendforscherkollektive zu bilden, sind umfassend zu unterstützen.
3. Die Neuereraktivs haben mit ihrer koordinierenden Tätigkeit unmittelbar darauf Einfluß zu nehmen, daß die Neuerer- und MMM-Ordnung konsequent durchgesetzt und die erweiterten Möglichkeiten für die Entfaltung des wissenschaftlich-technischen Schöpferertums optimal ausgeschöpft werden. Dabei ist die Arbeit der Neuererorgane durch planmäßige Aus- und Weiterbildungsmaßnahmen weiter zu qualifizieren.
4. Alle Neuererkollektive sind aufgerufen, stets den fortgeschrittenen Stand von Wissenschaft und Technik zu studieren, daran die Ergebnisse ihrer Tätigkeit zu messen und Lösungen für die Nutzung der Schlüsseltechnologien zu finden, die in kürzester Frist militärisch nutzbar sind. Nach Patenten und Erfindungen zu streben, die einen hohen Neuheitsgrad besitzen, ist zum Gütesiegel der geleisteten Arbeit zu machen. Für die Jugendforscherkollektive muß die Teilnahme am Erfinderwettbewerb der FDJ selbstverständlich sein.

«Den besonderen Reiz unserer Arbeit sehe ich vor allem darin, die Menschen für unsere gemeinsame Sache zu mobilisieren, sie für die Lösung neuer, immer anspruchsvollerer Aufgaben zu begeistern, ihr Leistungsvermögen für Spitzenleistungen voll auszuschöpfen sowie mit Freude und dem Stolz über das Ergebnis eine höhere Leistungsbereitschaft zu motivieren.

Dazu wünsche ich uns allen viel Erfolg», sagte *Generalmajor Dipl.-Ing. G. Lorenz*.

Nachstehend nun wieder eine kleine Auswahl von Exponaten sowie die Anschriften der Dienststellen, die Nachutzern von Neuerervorschlägen weitere Auskünfte erteilen. Dabei ist unbedingt zu beachten, daß Dienststelle und Registriernummer des entsprechenden Neuerervorschlags übereinstimmen.

Nationale Volksarmee

7022 Leipzig

Postfach 13 315/H

Registriernummern 10 000 bis 19 900 und 73 900 bis 74 899

Nationale Volksarmee

2040 Neubrandenburg

Postfach 15 515/W

Registriernummern 20 000 bis 29 999

Nationale Volksarmee

1260 Strausberg

Postfach 14 413/6

Registriernummern 30 000 bis 39 999

Nationale Volksarmee

2500 Rostock

Postfach 18 815/B

Registriernummern 40 000 bis 49 999

Grenztruppen der DDR

1600 Königs Wusterhausen

Postfach 16 613 N

Registriernummern 50 000 bis 69 999

Nationale Volksarmee

1501 Wildpark-West 2/Potsdam

Postfach 11 113 A

Registriernummern 70 000 bis 70 999 und 75 000 bis 76 999

Nationale Volksarmee

1260 Strausberg

Postfach 98 421

Alle übrigen Registriernummern

Ausgewählte Exponate

1. Funktionssimulator für Bedienprozesse an Nachrichtengeräten (Bild 1, Reg.-Nr.: 70501/84)

Jugendforscherkollektiv: *Oberleutnant Görlach, Jürgen*

Das Exponat gewährleistet das Training der Auszubildenden an Nachrichtengeräten ohne Nutzung der Originaltechnik. Die pädagogische Führung des Prozesses in unterschiedlichen didaktischen Funktionen (Erstvermittlung, Üben in unterschiedlichen Schwierigkeitsstufen) geschieht über Rechner.

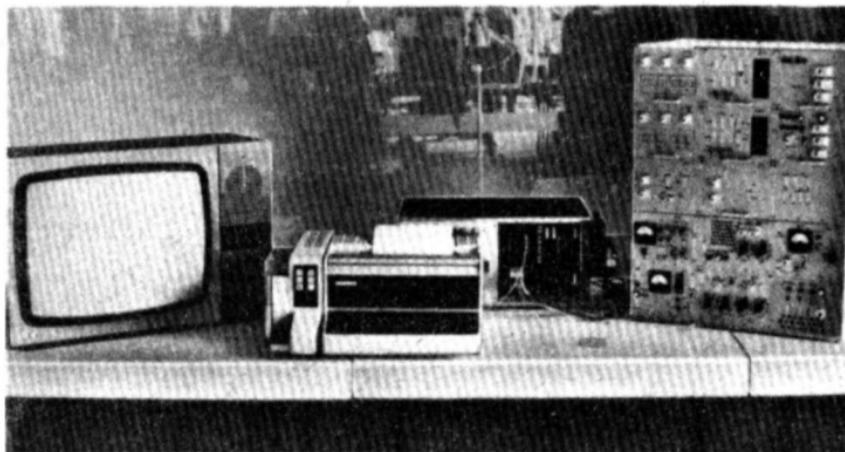
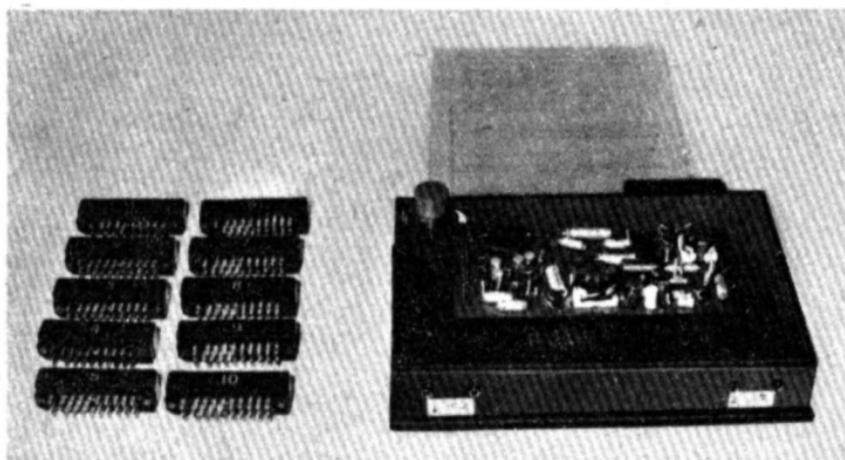


Bild 1 Funktionssimulator für Bedienprozesse an Nachrichtengeräten

Bild 2 Fehlersimulator



2. Fehlersimulator (Bild 2, Reg.-Nr.: 75 050/85) Neuererkollektiv: *Oberleutnant Stolte, Heiko*
Das Gerät ist ein Hilfsmittel zur Ausbildung von Instandsetzungs Kräften an der NF-Baugruppe des *EKV 12*, insbesondere zum Erkennen der Fehlersystematik. Die Simulation der Fehler wird mit Programmsteckern verwirklicht, und die Einsatzbereitschaft des Kurzwellenempfängers bleibt voll erhalten.
3. Lehrarbeitsplatz Mikroelektronik – Löten (Bild 3, Reg.-Nr.: 38 358/85) Jugendneuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Strube, Helmut*
Mit dieser Neuerung können die Mechaniker in der qualitäts- und fachgerechten Durchführung von Meß- und Instandsetzungsarbeiten an Leiterplatten sowie Baugruppen der Mikroelektronik ausgebildet werden. Schwerpunkt ist die Herausbildung von Fertigkeiten im Löten.



Bild 3 Lehrarbeitsplatz Mikroelektronik – Löten

4. Automatisierter Instandsetzungsplatz (Bild 4, Reg.-Nr.: 37 097/84) Neuererkollektiv: *Zivilbeschäftigter Usche, Reiner*
Mit diesem Meßplatzaufbau lassen sich am Gerätesystem *FM 24-400* komplexe Meßvorgänge automatisiert erfassen und Durchlaufprüfungen vornehmen. Alle wichtigen Parameter des Systems werden schnell erfaßt und automatisch dokumentiert.
5. Prüfspannungsnetzteil (Bild 5, Reg.-Nr.: 10/82) Jugendneuererkollektiv: *Major Rinke, Gerhard*

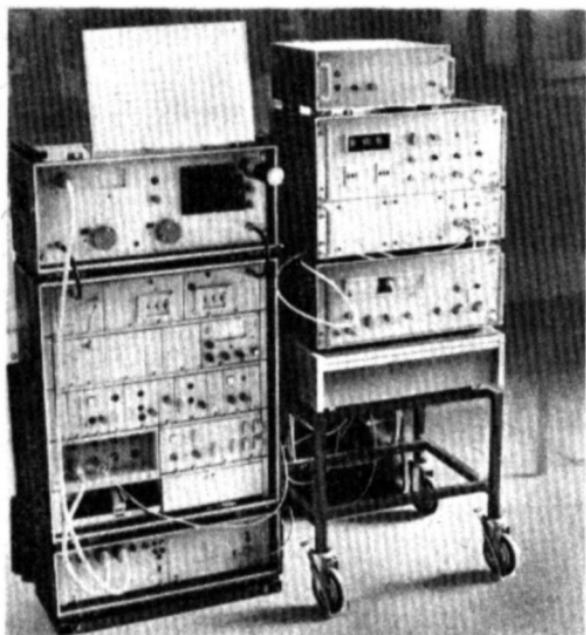


Bild 4
Automatisierter Instand-
setzungsplatz

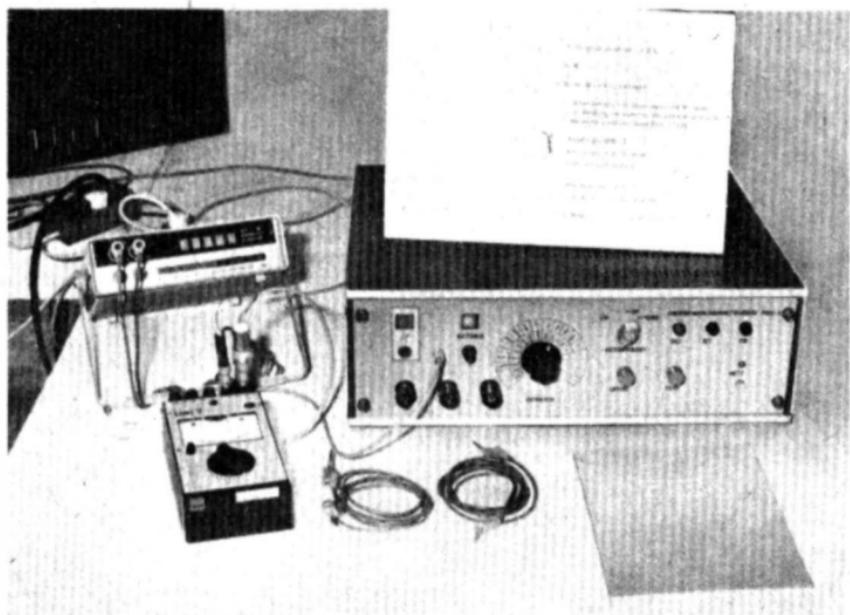


Bild 5 *Prüfspannungsnetzteil*

Mit diesem Prüfspannungsnetzteil lassen sich unterschiedliche Ströme und Spannungen zur Prüfung von elektrischen sowie elektronischen Meßmitteln bereitstellen. Es ersetzt in meßtechnischen Prüfstellen das *ISN-1*.

6. Wobbelsignalgenerator (Bild 6, Reg.-Nr.: 19 437/85)

Jugendneuererkollektiv: *Stabsfährrich Mühl, Wolfgang*

Mit dem Generator können Frequenzgangkurven auf dem Oszillatorgrafenschirm automatisch dargestellt werden. Die zeitaufwendige manuelle Aufnahme der Kurven entfällt. Der maximale Wobbelhub beträgt in allen Bereichen 60 dB, wobei der gesamte NF-Bereich durchfahren wird. Während der Instandsetzung wird die objektive Normwertherstellung der Wiedergabetechnik gesichert.

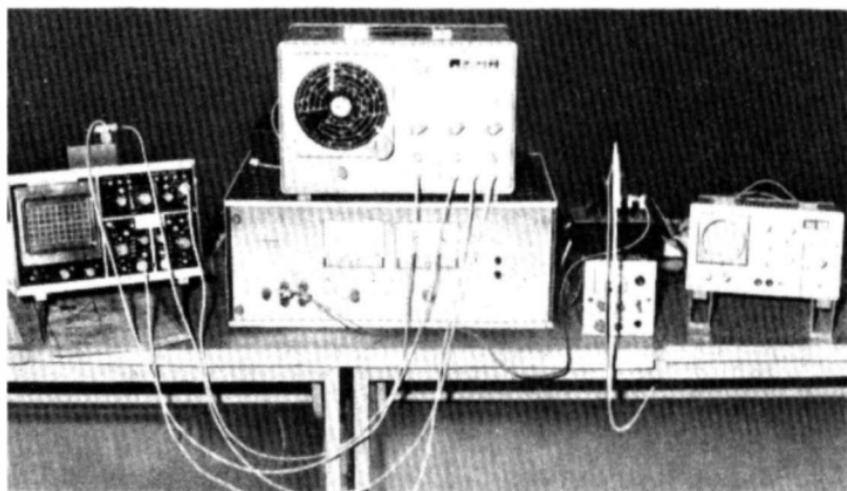


Bild 6 Wobbelsignalgenerator

7. Universalspannungsprüfspitze (Reg.-Nr.: 74 549/85)

Neuererkollektiv: *Stabsfeldwebel Busse, Hans-Joachim*

Mit dieser Prüfspitze ist es möglich, Spannungen unter 100 V zu prüfen. Dazu wurde der 2polige Spannungssucher *Wobla Typ 616* für Prüfungen im Spannungsbereich von 9 bis 230 V Wechselspannung und 4,5 bis 110 V Gleichspannung mit Polarisationsanzeige umgebaut.

Tabellenanhang

Neuere Begriffe

der

Dipl.-Ing. Heinz Bergmann

Kommunikationstechnik (2)

Satellitenfernsehen – Übertragung von Fernsehsendungen an bestimmte Empfangsstellen oder an eine Vielzahl von Teilnehmern innerhalb eines größeren Empfangsgebiets durch vorzugsweise geostationäre Satelliten. Der Satellit (Fernsehsatellit) empfängt Fernsehsendungen, die von einer Bodenstation über Richtantennen zum Satelliten ausgestrahlt werden. Der Satellit sendet die Programme zurück zur Erde an bestimmte Empfangsstellen (andere Bodenstation oder spezielle leistungsstarke Empfangsstellen), die dann ihrerseits eine Einspeisung der Fernsehprogramme in Gemeinschaftsantennenanlagen bewirken oder über Fernsehrundfunksender eine Abstrahlung vornehmen. Bei ausreichender Satellitensendeleistung können die Fernsehsendungen im Versorgungsgebiet des Satelliten direkt von einer Vielzahl von Teilnehmern mit geeigneten Heimsatellitenempfangsanlagen empfangen werden. Dafür erforderlich sind Satellitenfernsehantennen (Parabolantennen) und Spezialempfänger, die eine Umsetzung des Satellitenfernsehsignals in eine von üblichen Fernsehrundfunkempfängern verarbeitbare Signalform vornehmen. Eine Empfangsanlage zum direkten Empfang (Direktempfang) von Satellitenfernsehsignalen besteht aus einer Satellitenfernsehantenne (Parabolantenne von 0,9 oder 1,8 m Durchmesser) und einem unmittelbar am Antennenreflektor angesetzten Frequenzumsetzer (Außeneinheit), der das Satellitenfernsehsignal aus dem 12-GHz-Frequenzbereich in eine 1. Zwischenfrequenz (um 1 GHz) umsetzt. Die sich bereits im Haus befindliche Inneneinheit nimmt eine weitere Signalumsetzung vor. Dazu setzt man das Signal aus dem 1. Zwischenfrequenzbereich in eine 2. Zwischenfrequenz von etwa 120 MHz um, bei der dann die Frequenzdemodulation vorgenommen wird. Es schließt sich eine normgerechte Signalaufbereitung an, so daß sich das danach vorliegende Signal von einem Fernsehrundfunkempfänger verarbeiten läßt. Der Frequenzbereich für das S. (Band IV) von 11,7 bis 12,5 GHz wird in 40 Kanäle eingeteilt, wobei in jedem Kanal ein Fernsehprogramm oder ein äquivalentes Signal von Satelliten abgestrahlt werden kann. Für das Fernsehen ist die Frequenzmodulation vorgesehen, während sich in einem Kanal in digitaler Modulation auch 16 Stereohörrundfunkprogramme übertragen lassen

Schlitzmaskenfarbbildröhre (In-line-Farbbildröhre) – Farbbildröhre, bei der sich die 3 Elektronenstrahlssysteme in einer Ebene (in-line) befinden und bei der als Schattensmaske eine mit Schlitzen versehene Maske verwendet wird. Dementsprechend ist auch der Leuchtschirm streifenförmig mit nebeneinanderliegenden Farbstreifen strukturiert. Bei der S. wird die Ablenkeinheit im Herstellerwerk fest mit der Bildröhre verbunden (Selbstkonvergenz)

Senderkennung – Verfahren und schaltungstechnische Realisierung zur Übertragung und Anzeige bzw. Auswertung von zusätzlich zum oder im Sendesignal übertragenen Signalen (Kennsignale) mit dem Ziel, spezielle, für einen bestimmten Sender und seine Programmausstrahlung typische Informationen zu erhalten. Mit diesen Kenn-

signalen können am Empfangsort über geeignete Anzeigeeinrichtungen Auskünfte gegeben werden über:

- die Frequenz oder Kanalnummer des empfangenen Senders,
- das Sendernetz oder das Programm, zu dem der Sender gehört,
- den Sendestandort,
- die Art des Programms (Musik, Informationen).

Darüber hinaus lassen sich mit Kennsignalen noch weitere, zusätzliche Funktionen realisieren (z. B. automatisches Einschalten von Autorundfunkempfängern bei Verkehrsfunksendungen)

Stereoambiofonie – Verfahren, bei dem zusätzlich zur Richtungsinformation besonders gezielt Rauminformationen übertragen werden. Die über zusätzliche Lautsprecher wiederzugebende Rauminformation kann dabei entweder bei der Wiedergabe aus dem Stereosignal abgeleitet oder über einen oder mehrere Kanäle zusätzlich übertragen werden. Im ersten Fall spricht man auch von *Pseudoquadrofonie*, im zweiten Fall bei einer 4kanaligen Übertragung von *Quadrofonie*

Stereobasisverbreiterung – Schaltung zur scheinbaren Vergrößerung des Abstands des linken vom rechten Lautsprecher. Die S. wird in Koffereempfängern und in Fernsehempfängern bei Stereotonbetrieb eingesetzt

Störunterdrückung – Maßnahmen zur Unterdrückung oder Minderung von Störungen beim Hörrundfunkempfang. Da die Störungen von unterschiedlicher Art sind und die unterschiedlichsten Ursachen aufweisen, läßt sich eine allgemein wirksame Störunterdrückung nicht realisieren, so daß sich Einzelmaßnahmen auf die Minderung von Beeinträchtigungen durch spezielle Störungen beschränken. So können z. B. Störimpulse in Autorundfunkempfängern durch eine kurzzeitige Unterbrechung der niederfrequenten Übertragung zum Lautsprecher ausgeblendet werden. Weiterhin lassen sich AM-Störungen (Störträger) mit 2 Produktmodulatoren oder durch Umschalten auf ein nichtgestörtes Seitenband unterdrücken

Stummabstimmung (Muting) – Schaltungsanordnung, die beim Abstimmen auf unterschiedlichen Sendern das zwischen den Sendern im UKW-Bereich auftretende Rauschen unterdrückt. Die S. läßt sich abschalten, damit schwache Sender beim Abstimmen nicht unterdrückt werden

Synthesetuner – hochwertiger Hörrundfunkempfänger (Tuner), bei dem man sich zum Abstimmen auf die gewünschte Empfangsfrequenz des Prinzips der Frequenzsynthese (seltener Spannungssynthese) bedient. Dabei wird aus einer Bezugsfrequenz hoher Frequenzkonstanz die AM- und FM-Oszillatorfrequenz abgeleitet. Bei der *indirekten Frequenzsynthese* (auch Analyse) wird ein freischwinger Oszillator über einen Regelkreis (z. B. PLL – phase locked circuit) mit der Bezugsfrequenz synchronisiert. Von einer *direkten Frequenzsynthese* spricht man dagegen, wenn aus der Bezugsfrequenz direkt durch entsprechende Schaltungen (Teiler, Vervielfacher, Filter) die gewünschte Ausgangsfrequenz abgeleitet wird

Telecine – Fernsehkamera-Kinofilmprojektor-Kombination zur fernsehmäßigen Aufnahme eines Kinofilms durch eine Fernsehkamera. Dabei sind die unterschiedlichen Bildfolgefrequenzen von 24 Bildern/s beim 35- und 16-mm-Film und von 16 bzw. 18 Bildern/s beim 8-mm-Film an die Bildfrequenz von 25 Vollbildern/s beim Fernsehen anzupassen

terrestrisches Fernsehen – Fernschrundfunk, der über erdgebundene Übertragungs- und Verteilungswege vorgenommen wird. Das t. F. arbeitet mit einem Richtfunkstreckennetz zur Verteilung von Fernsehsendungen vom Fernsehstudio aus an die jeweils ein Gebiet bedeckenden Fernschrundfunksender, die ihrerseits die Fernsehprogramme auf den ihnen zugeordneten Frequenzen innerhalb des von ihrer Senderleistung abhängigen Gebiets an alle Teilnehmer (Verteildienstbetrieb) ausstrahlen

Timeplex – Zeitmultiplexverfahren zur zeilenseriellen Übertragung von Leuchtdichte- und Farbsignal. Das Leuchtdichtesignal wird in der üblichen Zeilendauer ohne Farbsignal übertragen. Die Farbdifferenzsignale werden komprimiert und in der horizontalen Austastlücke eingefügt. Aus den beiden simultan vorliegenden Farbdifferenzsignalen werden über einen elektronischen Schalter zeilensequentielle Signale gewonnen und auf 1 MHz begrenzt. Darauf folgt eine Eingabe der seriellen Signale in ein CCD-Schieberegister, aus dem sie nach Zeilenende mit der 5fachen Taktfrequenz, also schneller, ausgelesen werden. Auf diese Weise erhält man komprimierte, zeilensequentielle Farbdifferenzsignale, die in die Austastlücke eingefügt werden. Leuchtdichte- und Farbdifferenzsignale haben die gleiche Bandbreite von 5 MHz und passen dadurch mit in bestehende Übertragungskanäle. T. führt entsprechend dem Prinzip der Zeitmultiplexübertragung zu keinen Interferenzstörungen zwischen Leuchtdichte- und Farbsignalen, da beide Signalarten in unterschiedlichen Zeitabschnitten übertragen werden. Durch die im Basisband mit Frequenzmodulation aufgezeichneten bzw. übertragenen Farbsignale ergibt sich ein verbesserter Störabstand

Verkehrsfunk – Hörrundfunk, der für Kraftfahrzeugführer spezifische Informationen über den Verkehr (Leitinformation, Verkehrslage, Straßenzustand, Umlenkungen, Wetterberichte und Notrufe) übermittelt, wobei neben üblichen Hörrundfunksendern auch spezielle regionale Sender verwendet werden. Der V. kann auch eine Kerntung enthalten, um die Teilnehmer auf seine Sendungen aufmerksam zu machen oder die Autorundfunkempfänger automatisch bei Sendebeginn, Durchsagen oder beim Einfahren in das Sendegebiet eines Senders ein- oder umzuschalten

Video 2000 – Videokassettenrekordersystem, das mit Wendekassette arbeitet

Video Home System (VHS) – am weitesten verbreitetes Videokassettenrekordersystem

Videospielgerät (Bildschirmspiel) – Zusatzgerät für einen Fernsehempfänger, das auf dem Bildschirm ein Spielfeld erzeugt, auf dem, über das Zusatzgerät gesteuert, einfache und auch komplizierte Spiele zwischen Spielpartnern (Mensch – Mensch; Mensch – Gerät) gespielt werden können. Das V. trägt dazu geeignete Bedienelemente, z. B. zur Bewegung eines Lichtpunkts auf dem Bildschirm. Mit einer austauschbaren Programmkassette können verschiedene Spiele gespielt werden

Videotelefon (Bildfernsprechen) – Fernsprechen mit gleichzeitiger Übertragung des Bildes der Bildfernsprecheteilnehmer oder von Bildvorlagen (Dokumenten, Zeichnungen) in beiden Richtungen. Das V. arbeitet bildseitig mit einer kleinen Fernsehkamera und einem kleinen Monitor und mit gegenüber dem Fernsehen verringerter Bandbreite für die Bildübertragung

Viidotext – Kommunikationsform zur Verbreitung von Nachrichten oder Informationen (Texte, Daten, bildhafte Darstellung), die während der Vertikalaustastlücke des Fernsignals zusätzlich ausgestrahlt werden und aus denen der Teilnehmer (Benutzer) die gewünschten Angaben zur Darstellung auf dem Bildschirm eines Fernschrund-

funkempfängers auswählen kann. Bei V. benutzt man als Übertragungsweg den Fernschrundfunk (Fernsehkana) und als Teilnehmergerät (Terminal) den Fernschrundfunkempfänger. Über einen V.-Dekoder ist der Teilnehmer in der Lage, aus der Anzahl der angebotenen V.-Seiten eine über eine Tastatur auszuwählen und zur Darstellung auf dem Bildschirm aufbereiten zu lassen. Dem Teilnehmer steht dazu auch ein Verzeichnis zur Verfügung, aus dem hervorgeht, welche Art von Informationen auf welchen V.-Seiten vorzufinden sind

Vollbildspeicher – Halbleiterspeicher zur Aufnahme der Information eines Vollbilds im Fernsehstudio zur Trickgestaltung oder in Fernsehempfängern zur Verbesserung der Bildwiedergabequalität (Erhöhung der Bildfrequenz)

Weißabgleich – Einstellen bestimmter Schaltungsstufen einer Farbfernsehkamera oder einer Farbvideokamera, so daß eine weiße, aufgenommene Bildervorlage naturgetreu wiedergegeben werden kann. Beim Einsatz von Farbfernseh- oder Farbvideokamera müssen die unterschiedlichen Farbtemperaturen der jeweiligen Lichtquellen kompensiert werden, damit Weiß bei Glühlampenlicht wie auch bei Sonnenlicht auch weiß bleibt. Die Zielstellung kann durch Filter vor der Videokamera oder durch einen entsprechenden elektronischen Ausgleich der jeweiligen Farbanteile erzielt werden. Beim automatischen Weißabgleich wird die Videokamera bei der vorliegenden Beleuchtung auf eine weiße Fläche gehalten. Bei Tastendruck wird abgeglichen, und die Verstärkungswerte der Farbwertsignale Rot, Grün und Blau werden gespeichert. Dieser Vorgang ist bei einer Änderung der Lichtverhältnisse zu wiederholen. Bei einem vollautomatischen Weißabgleich unterscheidet ein Lichtdetektor automatisch zwischen Tages- und Kunstlicht (Außen- und Innenaufnahmen). Weiterhin kann man über Schalterstellungen zwischen Leuchtstoff- und Glühlampenlicht unterscheiden

Zwischenzeilenflimmern – Flimmern mit halber Bildfrequenz beim Fernsehen, das beim Zeilensprungverfahren besonders bei der Übertragung horizontaler Strukturen und Kanten zwischen benachbarten Zeilen aufeinanderfolgender Halbbilder auftritt

Tabellenteil zum Beitrag «Auswahl und Anwendung von Selenkleinstgleichrichtern» (s. Seite 97 bis 105)

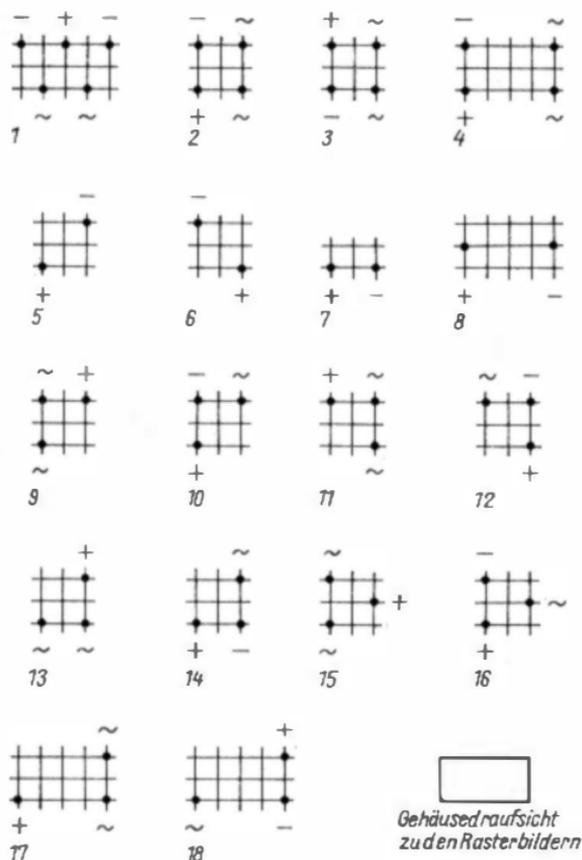


Tabelle 1 Typenübersicht Selenkleinstgleichrichter, Einwegschaltung (E)

Typ	Nenn- anschlus- spannung in V	Nenn- gleich- strom in mA	Platten- anzahl je Zweig	Bau- form-Nr.	Raster- bild-Nr.
E 10 C 60	10	60	1	3	5
E 10 C 120	10	120	1	6	7
E 10 C 240	10	240	2 (P)	6	7
E 10 C 500	10	500	2 (P)	7	8
E 12,5 C 60	12,5	60	1	3	5
E 12,5 C 120	12,5	120	1	6	7

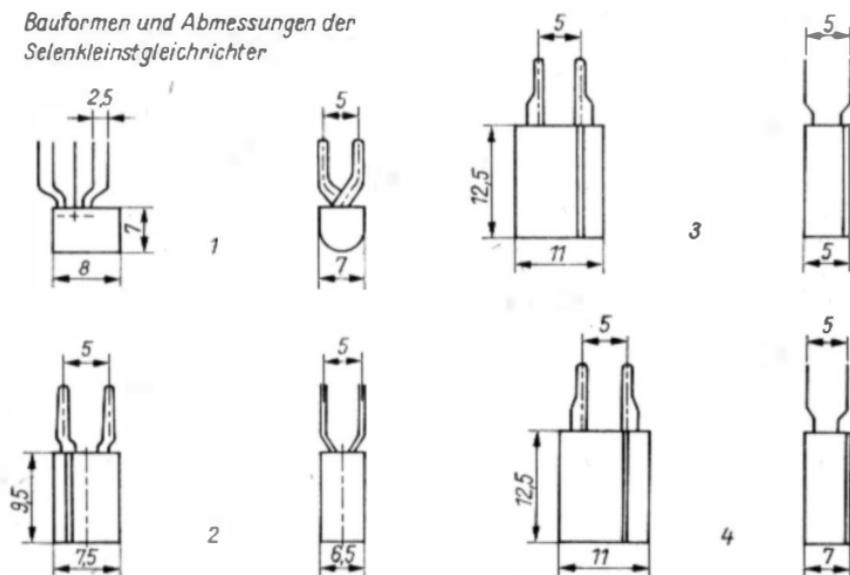
Typ	Nenn- anschluß- spannung in V	Nenn- gleich- strom in mA	Platten- anzahl je Zweig	Bau- form-Nr.	Raster- bild-Nr.
E 12,5 C 240	12,5	240	2 (P)	6	7
E 12,5 C 500	12,5	500	2 (P)	7	8
E 20 C 60	20	60	2	3	5
E 20 C 120	20	120	2	6	7
E 20 C 200	20	200	4 (P)	6	7
E 20 C 400	20	400	4 (P)	7	8
E 25 C 60	25	60	2	3	5
E 25 C 120	25	120	2	6	7
E 25 C 200	25	200	4 (P)	6	7
E 25 C 400	25	400	4 (P)	7	8
E 30 C 60	30	60	3	3	5
E 30 C 100	30	100	3	6	7
E 30 C 300	30	300	6 (P)	7	8
E 37 C 60	37	60	3	3	5
E 37 C 100	37	100	3	6	7
E 37 C 300	37	300	6 (P)	7	8
E 40 C 60	40	60	4	4	6
E 40 C 100	40	100	4	6	7
E 40 C 250	40	250	8 (P)	7	8
E 50 C 50	50	50	5	4	6
E 50 C 60	50	60	4	4	6
E 50 C 70	50	70	5	6	7
E 50 C 100	50	100	4	6	7
E 50 C 200	50	200	5	7	8
E 50 C 250	50	250	8 (P)	7	8
E 60 C 50	60	50	6	4	6
E 60 C 70	60	70	6	6	7
E 60 C 150	60	150	6	7	8
E 62 C 50	62	50	5	4	6
E 62 C 70	62	70	5	6	7
E 62 C 200	62	200	5	7	8
E 70 C 70	70	70	7	6	7
E 70 C 125	70	125	7	7	8
E 75 C 50	75	50	6	4	6
E 75 C 70	75	70	6	6	7
E 75 C 150	75	150	6	7	8
E 80 C 125	80	125	8	7	8
E 87 C 70	87	70	7	6	7
E 87 C 125	87	125	7	7	8
E 100 C 40	100	40	10	5	6
E 100 C 125	100	125	8	7	8
E 125 C 40	125	40	10	5	6

(P = Parallelschaltung von Platten)

Tabelle 2 Typenübersicht Selenkleinstgleichrichter, Mittelpunktschaltung (M)

Typ	Nenn- anschluß- spannung in V	Nenn- gleich- strom in mA	Platten- anzahl je Zweig	Bau- form-Nr.	Raster- bild-Nr.
M 20 C 120	20	120	1	3	9
M 20 C 240	20	240	1	6	13
M 20 C 500	20	500	1	7	17
M 25 C 120	25	120	1	3	9
M 25 C 240	25	240	1	6	13
M 25 C 500	25	500	1	7	17
M 40 C 120	40	120	2	4	11
M 40 C 200	40	200	2	6	13
M 40 C 400	40	400	2	7	17
M 50 C 120	50	120	2	4	11
M 50 C 200	50	200	2	6	13
M 50 C 400	50	400	2	7	17
M 60 C 100	60	100	3	4	11
M 60 C 140	60	140	3	6	13
M 60 C 300	60	300	3	7	17
M 75 C 100	75	100	3	4	11
M 75 C 140	75	140	3	6	13
M 75 C 300	75	300	3	7	17
M 80 C 80	80	80	4	5	15
M 100 C 80	100	80	4	5	15

Bauformen und Abmessungen der Selenkleinstgleichrichter



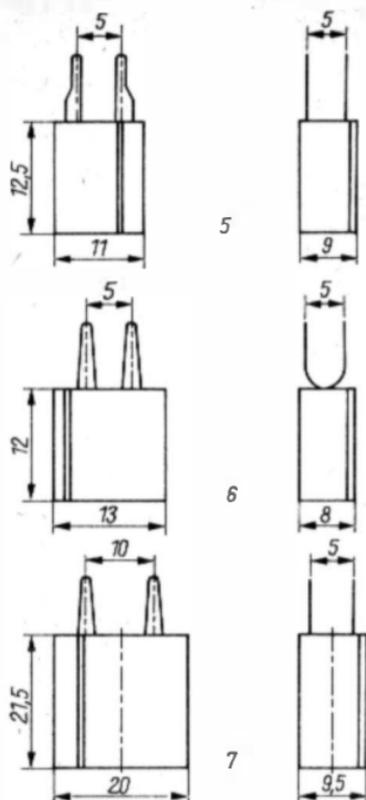


Tabelle 3 Typenübersicht Selenkleinstgleichrichter, Brückenschaltung (B)

Typ	Nenn- anschluß- spannung in V	Nenn- gleich- strom in mA	Platten- anzahl je Zweig	Bau- form-Nr.	Raster- bild-Nr.
B 20 C 25	20	25	1	1	1
B 20 C 50	20	50	1	2	2
B 20 C 120	20	120	1	4	3
B 20 C 200	20	200	1	6	2
B 20 C 400	20	400	1	7	4
B 25 C 25	25	25	1	1	1
B 25 C 50	25	50	1	2	2
B 25 C 120	25	120	1	4	3
B 25 C 200	25	200	1	6	2
B 25 C 400	25	400	1	7	4
B 40 C 80	40	80	2	5	2
B 40 C 250	40	250	2	7	4
B 50 C 80	50	80	2	5	2
B 50 C 250	50	250	2	7	4

Tabelle 4 Typenübersicht Selenkleinstgleichrichter, Verdopplerschaltung (V)

Typ	Nenn- anschluß- spannung in V	Nenn- gleich- strom in mA	Platten- anzahl je Zweig	Bau- form-Nr.	Raster- bild-Nr.
V 10 C 60	10	60	1	3	10
V 10 C 120	10	120	1	6	14
V 10 C 250	10	250	1	7	18
V 12,5 C 60	12,5	60	1	3	10
V 12,5 C 120	12,5	120	1	6	14
V 12,5 C 250	12,5	250	1	7	18
V 20 C 60	20	60	2	4	12
V 20 C 100	20	100	2	6	14
V 20 C 200	20	200	2	7	18
V 25 C 60	25	60	2	4	12
V 25 C 100	25	100	2	6	14
V 25 C 200	25	200	2	7	18
V 30 C 50	30	50	3	4	12
V 30 C 70	30	70	3	6	14
V 30 C 150	30	150	3	7	18
V 37 C 50	37	50	3	4	12
V 37 C 70	37	70	3	6	14
V 37 C 150	37	150	3	7	18
V 40 C 40	40	40	4	5	16
V 50 C 40	50	40	4	5	16

Tabelle 5 Selenkleinstgleichrichter – Grundsaltungen und ableitbare Schaltungsvarianten (Beispiele)

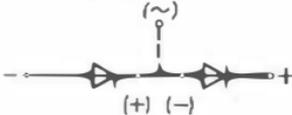
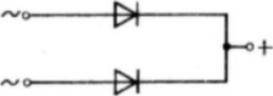
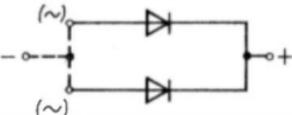
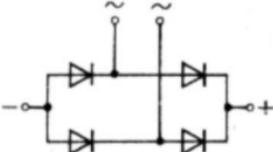
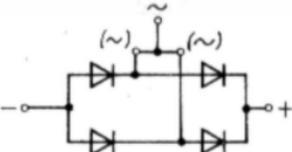
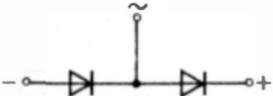
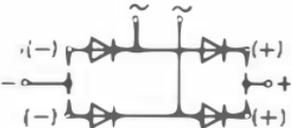
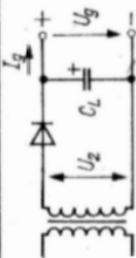
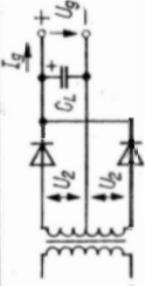
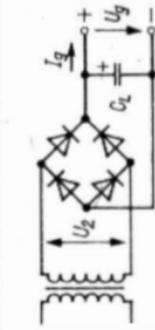
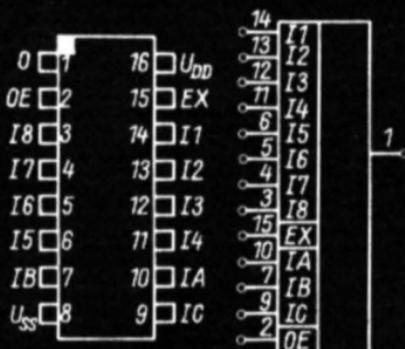
Grundsaltung	Beispiel für abgeleitete Schaltung
Einwegschaltung (E)	Verdopplerschaltung (V)
	
Mittelpunktschaltung (M)	Einwegschaltung (E)
	
Brückenschaltung (B)	Verdopplerschaltung (V)
	
Verdopplerschaltung (V)	Brückenschaltung (B)
	

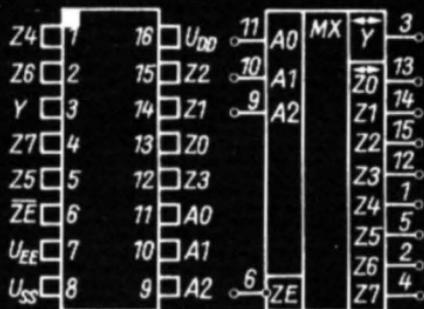
Tabelle 6 Faustformeln für Gleichrichtergrundschaltungen (mit C-Last)

Kenngrößen	Einwegschaltung (E)	Mittelpunktschaltung (M)	Brückenschaltung (B)
Gleichrichter-Grundschaltung			
Transformatorausgangsspannung U_2		$0,77 \cdot (U_g + U_F)$ bei Nennlast	
entnehmbarer Gleichstrom I_g	$0,3 \dots 0,6 \cdot I_{FN}$	$0,6 \dots 1,5 \cdot I_{FN}$	$1,57 \dots 1,93 \cdot I_g$
sekundärer Trafostrom I_2	$2,22 \dots 2,72 \cdot I_g$	$1,71 \dots 1,36 \cdot I_g$	$\sqrt{2} \cdot U_2$
Sperrbeanspruchung je Diode U_{Rmax}	$2 \cdot \sqrt{2} \cdot U_2$		
mittlerer Diodendurchflußstrom I_{FN}	$10 \cdot I_g$	$0,5 \cdot I_g$	
Spannungsbeanspruchung von C_L U_C	$1,41 \cdot U_{20}$	$1,41 \cdot U_{20}$	$1,41 \cdot U_{20}$
Brummfrequenz f_B	50 Hz	100 Hz	100 Hz
Brummspannung U_B	$\approx \frac{4,4 \cdot I_g}{C_L}$; in V, mA, μF	$\approx \frac{2,2 \cdot I_g}{C_L}$; in V, mA, μF	

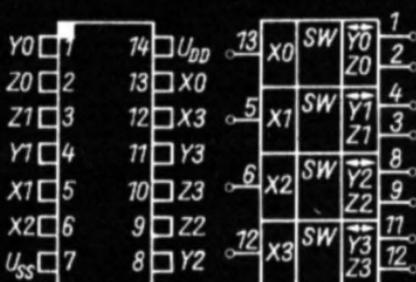
CMOS-Schaltkreise



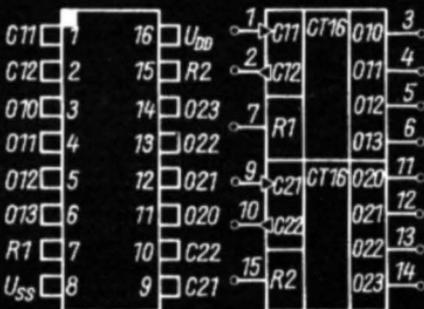
V 4048 D



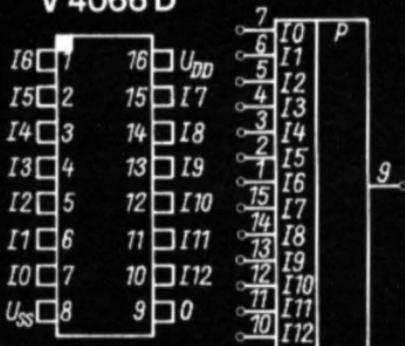
V 4051 D



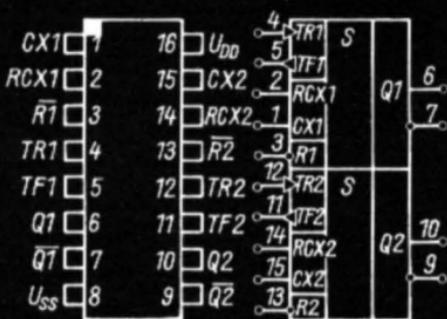
V 4066 D



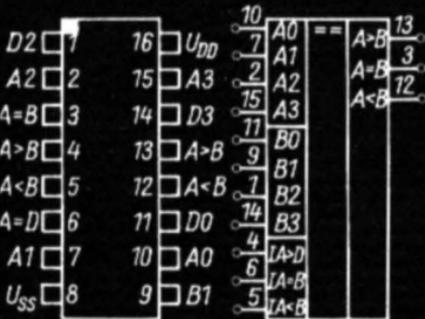
V 4520 D



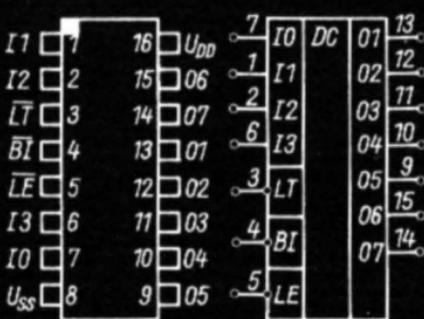
V 4531 D



V 4538 D

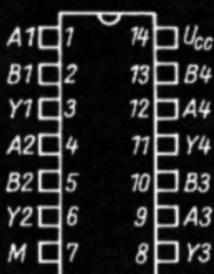


V 4585 D

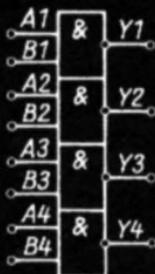


V 40511 D

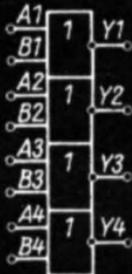
TTL-Low-Power-Schottky-IS



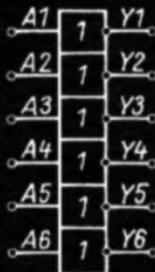
DL 000 D, DL 003 D, DL 003 S



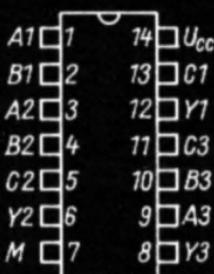
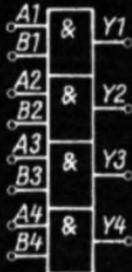
DL 002 D



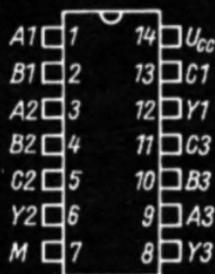
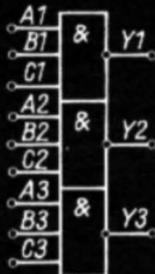
DL 004 D



DL 008 D



DL 010 D



DL 011 D



DL 014 D



DL 020 D, DL 021 D



