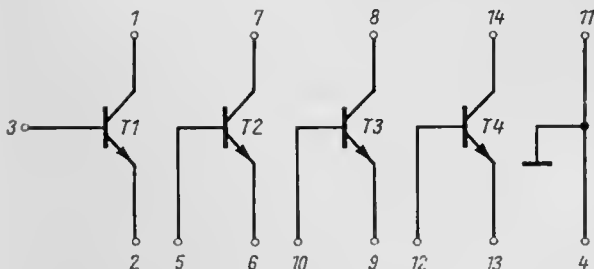




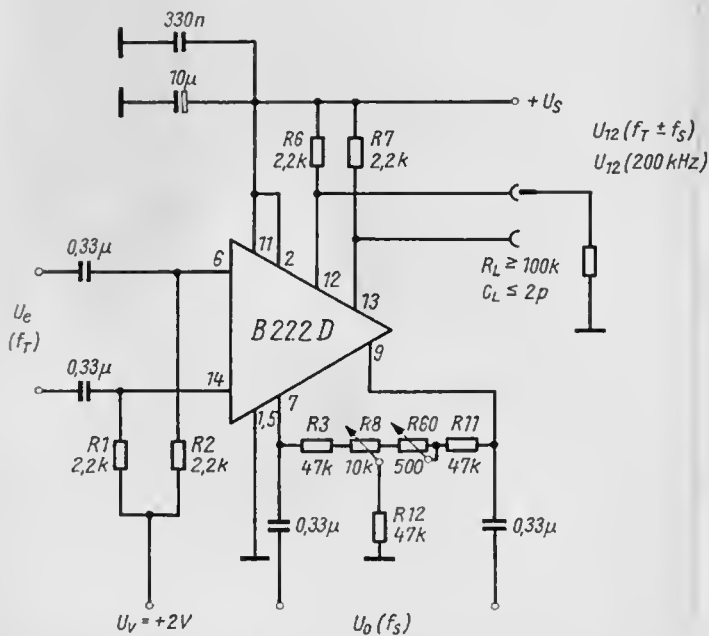
# ELEKTRONISCHES JAHRBUCH 1980



# Grundsaltungen int

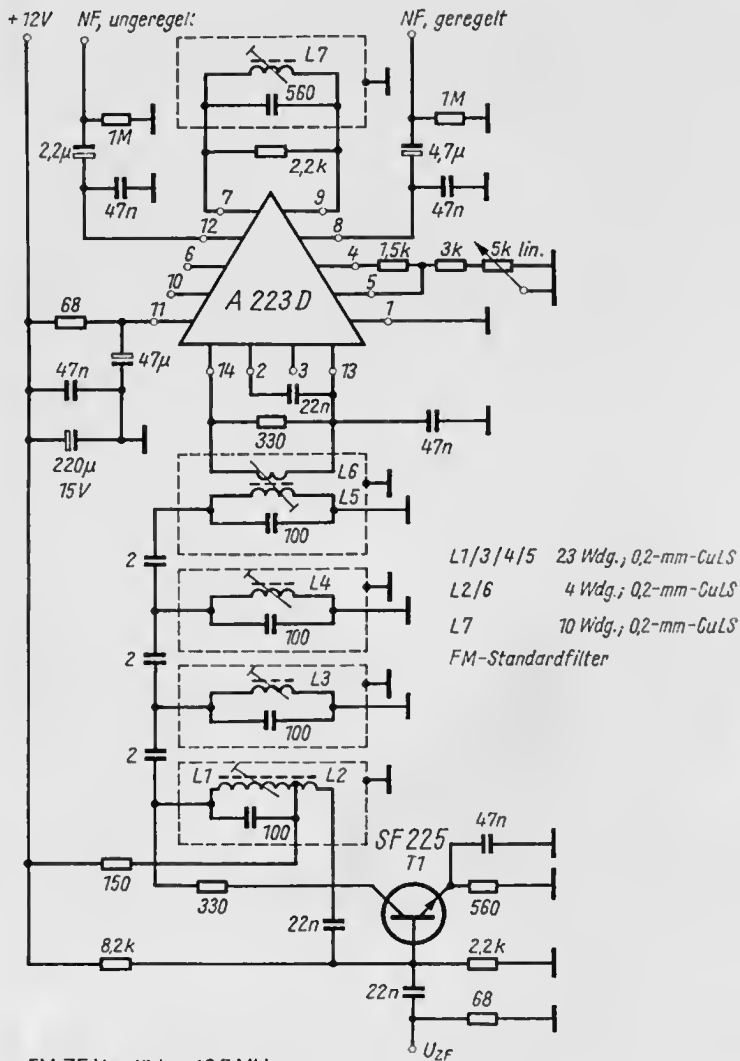


Innenschaltung B 340/341 D



Doppelgeaktmischer B 222 D

# Regrierter Schaltkreise



FM-ZF-Verstärker 10,7 MHz  
mit Demodulator

Herausgeber: Ing. Karl-Heinz Schubert  
DM 2 AXE



# **Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateurl 1980**



Militärverlag  
der Deutschen Demokratischen Republik

1.-60. Tausend

© Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) - Berlin, 1979

Cheflektorat Militärliteratur

Lizenz-Nr. 5 · LSV 3535

Lektor: Wolfgang Stammeler

Illustrationen: Harri Förster, Hans-Joachim Purwin

Zeichnungen: Heinz Grothmann

Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos, Zentralbild, Militärbilddienst

Typografie: Ingeburg Zoschke · Hersteller: Hannelore Lorenz

Voranskorrektor: Gertraut Purfürst · Korrektor: Eva Plake

Printed in the German Democratic Republic

Gesamtherstellung: INTERDRUCK Graphischer Großbetrieb Leipzig - III/18/97

Redaktionsschluß: 15. März 1979

Bestellnummer: 746 078 4

DDR 7,80 M

<i>Dr. Wolfgang Wünsche</i> 25 Jahre Warschauer Vertrag .....	11
<i>A. Gusew</i> Im Berdsker Funkwerk .....	16
Leipziger Frühjahrsmesse 1979 im Jubiläumsjahr der DDR .....	24
<i>Hanns Maaßen</i> Der <i>Deutsche Freiheitssender 29,8</i> – erster deutscher Antifa-Sender ..	40

## Wissenswertes über moderne Technik

<i>Dipl.-Ing. Heinz Bergmann</i> Optische Nachrichtenübertragung .....	49
<i>Dipl.-Ing. H. D. Naumann</i> Schallplatte und Kompaktkassette .....	61
<i>Dipl.-Ing. Friedrich Schulze</i> Kommerzielle UKW-Funkverbindungen über Troposcatter .....	67
<i>Ing. Winfried Müller</i> Fluoreszenzanzeigeröhren – Funktion und Anwendung .....	74
<i>Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig</i> Leiterplatten von der Abreibefolie .....	87

## Neue Bauelemente der Elektronik

<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Integrierte Schaltungen für Stereodekoder .....	94
<i>Ing. Klaus K. Streng</i> Schaltkreise für 20-W-NF-Verstärker .....	103

<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Integrierter Verstärker mit hochohmigem FET-Eingang .....	110
<i>Ing. Klaus K. Streng</i>	
Integrierte NF-Leistungsschaltkreise aus der UdSSR .....	117

### **Moderne Technik für den Funkamateurl**

<i>Dipl.-Ing. Michael Knietzsch – DM 2 GBO</i>	
Ein 10-m-Sende-Empfangs-Umsetzer für die 2-m-Station .....	122
<i>Ulrich Lauenroth – DM 2 BSO</i>	
Elektronische Morsetaste mit C-MOS-Schaltkreisen .....	146
<i>Ing. Hans-Uwe Fortier – DM 2 COO</i>	
10 GHz – ein neuer Frequenzbereich für den Amateurfunk in der DDR .....	152
<i>Karl Rothammel – DM 2 ABK</i>	
Mehr zur Discone-Antenne .....	166
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Der Minitransceiver – nicht nur für Anfänger .....	176
<i>Ing. Karl-Heinz-Schubert – DM 2 AXE</i>	
Internationale Schaltungsrevue <i>Amateurfunk</i> .....	187

### **Bauanleitungen für den Elektroniker**

<i>Hs.-Ing. Reinhard Becher</i>	
Lärmpegel-Überwachungsgerät für Tanzveranstaltungen .....	195
<i>Dipl.-Ing. Wolfgang Schmidt</i>	
Einfaches Transistorprüfgerät .....	200
<i>Dr. Hans-Jürgen Kowalski</i>	
Universelles 5-Kanal-Stereo-Mischpult .....	209
<i>Dipl.-Ing. Gerhard Nicklisch</i>	
Triacgesteuerter Leistungssteller für Steuerleistungen bis 1 kW .....	223
<i>Gerd Marschalek</i>	
FM-ZF-Verstärker mit PLL-Demodulator .....	229
<i>Dipl.-Ing. Siegmur Hecht – DM 4 THK</i>	
Türgong mit elektronischer Melodie .....	239
<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Schaltungsrevue für Elektronikamateure .....	246

<i>Ing. Egon Klaffke – DM 2 BFA</i>	
POLYTRONIK-ABC für die AG <i>Junger Funker</i> .....	256
<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Spannungskontrollschaltung mit LED-Anzeige für 12-V-Akkumulatoren .....	260
<i>Ing. Dieter Müller</i>	
Multivibrator mit in weiten Grenzen veränderbarer Frequenz .....	266
<i>Ing. Harro Kühne</i>	
Einfacher Funktionsgenerator zur Erzeugung von Rechteck-, Dreieck- und Sinusspannungen.....	268

### Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

<i>Ing. Karl-Heinz Schubert – DM 2 AXE</i>	
Die Funkausbildung in der GST .....	275
<i>Dipl.-Phys. Peter Mager</i>	
Erfahrungen bei der Tastfunkausbildung .....	281
MMM-Kalcidoskop: Exponate der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR .....	287
Ernst Theodorowitsch Krenkel – RAEM, Held der Sowjetunion ....	294

### Tabellenanhang

Stromversorgungsgruppen für Transistoren der DDR-Produktion ..	303
Gekürzte Bezeichnung auf Miniplastransistoren .....	303
Kennzeichnung von Magnetbändern .....	304
Bandlängen je Spulendurchmesser .....	305
Magnetbandlaufzeiten in min .....	305
Kennzeichnung der Vorspannbänder .....	305
Kennzeichnung von Abtastsystemen .....	306
Ersatz von älteren Schallplatten-Abtastsystemen .....	306
Auflösung des Preisrätsels 1979 .....	308
Schlagwortverzeichnis für die Jahrbücher 1978, 1979 und 1980 ...	309



## 1980

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





Seit 35 Jahren schweigen in Europa die Waffen. Das verdankt die Welt im entscheidenden Maße der sozialistischen Staatengemeinschaft, die im Warschauer Vertrag 1955 das notwendige Verteidigungsbündnis schuf.

Erinnern wir uns. Damals – 6 Jahre nach der Gründung der NATO – wurde die BRD in dieses imperialistische Kriegsbündnis aufgenommen. Alle Vorschläge der Sowjetunion an die Westmächte, auf Militärbündnisse zu verzichten und den Weg der Abrüstung zu beschreiten, wurden abgelehnt. Mehr noch. Die Aufnahme der BRD mit einer eine halbe Million Mann starken Armee in die NATO erhöhte die Kriegsgefahr in Europa erheblich. Denn die Pläne der NATO waren von Anfang an eindeutig: den Sozialismus in Europa zurückrollen und vernichten.

Das Bündnis der USA mit der BRD, gestützt auf eine scheinbare atomare Überlegenheit, schien vielen imperialistischen Politikern beider Länder ein sicheres Fundament für das Erreichen dieses Zieles zu sein. Aber aus der Sicht des Jahres 1980 wird deutlich, welchen Illusionen man sich in Washington, Bonn und auch anderen Hauptstädten des Westens hingeeben hatte. Der Abschluß des Warschauer Vertrages war ein folgerichtiger Schritt der sozialistischen Staaten Europas angesichts imperialistischer Versuche, den 3. Weltkrieg zu entfesseln. Gestützt auf das mächtige Potential der Sowjetunion und ihre umfangreichen Erfahrungen, erwiesen sich die sozialistischen Staaten Europas als fähig, jeden Versuch imperialistischer Kräfte, ihre Positionen anzutasten oder gar zu untergraben, zu verhindern. Der BRD-Imperialismus konnte es nicht wagen, die DDR anzugreifen. Die von NATO-Kräften gesteuerten Konterrevolutionen 1956 in Ungarn und 1968 in der ČSSR erlitten eine Niederlage. Auch bei ihren außereuropäischen Kriegshandlungen mußten NATO-Staaten den politischen Einfluß, die materielle Hilfe und die Militärmacht der Staaten des Warschauer Vertrages, vor allem die der Sowjetunion, in Rechnung stellen. Kuba, Vietnam, Angola und Äthiopien beweisen das.

In den vergangenen 25 Jahren hat sich die sozialistische Militärkoalition Europas als das politisch stabilste, ökonomisch erfolgreichste und militärisch (im qualitativen Sinne) mächtigste Bündnis unserer Zeit erwiesen.



*Bild 1 Mit herzlicher Freundschaft empfangen werden die Mitglieder der Partei- und Staatsführung der DDR – 1. Erich Honecker, Generalsekretär des Zentralkomitees der SED und Vorsitzender des Staatsrates der DDR, Hintergrund r. Willi Stoph, Mitglied des Zentralkomitees der SED und Vorsitzender des Ministerrates der DDR – beim Besuch eines sowjetischen Truppenteils. Die hohen Gäste wurden von Armeegeneral Jergeni Iwanowski (2. v. r.), Oberkommandierender der Gruppe der sowjetischen Streitkräfte in Deutschland, begleitet*

Das hat seine Ursache in den gesellschaftlichen Grundlagen dieses Bündnisses, im Sozialismus. Der Warschauer Vertrag zeugt von der Lebenskraft des sozialistischen Internationalismus. Ohne die Hilfe und Unterstützung der Sowjetunion würden Polen, die ČSSR, die DDR, Ungarn, Bulgarien und Rumänien nicht über so modern ausgerüstete und gut ausgebildete Streitkräfte verfügen. Die Streitkräfte jedes Koalitionslandes leisten einen wirksamen Beitrag zur kollektiven Verteidigung.

Die NVA schützt an der wichtigsten Nahtstelle zwischen beiden Welt-systemen gemeinsam mit der Gruppe der Sowjetischen Streitkräfte in Deutschland die vorderste westliche Grenze des Sozialismus vor imperialistischem Zugriff. Sie ist wie jede Armee des Bündnisses eine Streit-macht, die von unseren Freunden anerkannt und geachtet und von unseren Feinden in ihrer Kampfkraft in Rechnung gestellt wird. Die Streitkräfte der sozialistischen Militärkoalition verfügen über moderne



**Bild 2** *Groß geschrieben wird der Erfahrungsaustausch zwischen den Soldaten der Sowjetarmee und denen der NVA, um die Kampftechnik perfekt zu beherrschen*



**Bild 3**  
*Bei einer gemeinsamen Übung wird alles daran gesetzt, die Richtfunkantenne schnell und zügig zu entfallen*



*Bild 4* Gemeinsam sichern sie die Grenzen der sozialistischen Staatengemeinschaft, sind sie der Garant für den Frieden in Europa

Kampftechnik, darunter auch solche, die mit modernen elektronischen Mitteln ausgestattet ist. Sie verfügen über eine Vielzahl moderner Nachrichtennittel. Angesichts der langfristigen Aufrüstungspläne der NATO wird das auch künftig so sein. Der Schützenpanzer *BMP* und das Kampfflugzeug *MiG-23* verdeutlichen das. Aber auch solche Kampftechnik, wie der *SPW 60 PB*, der Panzer *T-55* und die *MiG-21* sind modern und können effektiv zur Landesverteidigung eingesetzt werden. Entscheidend ist der Mensch, der sie beherrscht. Die sozialistische Militärwissenschaft sieht in der perfekten Beherrschung der Kampftechnik durch den Soldaten, der zutiefst begriffen hat, wofür er kämpft, in seinem hohen Ausbildungsniveau und seiner moralischen Stabilität, wesentlichste Faktoren unserer Überlegenheit über imperialistische Gegner. Das entspricht den Kampferfahrungen der sowjetischen Streitkräfte, und diese Erfahrungen haben in allen Armeen des Warschauer Vertrages ihren Niederschlag gefunden.

Enorme Bedeutung haben in den vergangenen Jahren jene Führungs-, Aufklärungs- und Nachrichtennittel erlangt, die auf elektronischer Basis arbeiten. Auch in die Streitkräfte des Warschauer Vertrages hat die moderne Elektronik in vollem Umfang ihren Einzug gehalten. Das betrifft nicht nur die Anrüstung der Nachrichtentruppen mit hochleistungsfähigen Funkmitteln. Mittel für die Aufklärung, die Lenkung der Waffen, die

Speicherung und Analyse von Informationen gehören ebenso dazu. Die Angehörigen der NVA betrachten diesen Prozeß der Einführung moderner Waffen und elektronischer Mittel als eine Herausforderung ihres Könnens, als eine Verpflichtung, diese Mittel jederzeit hochwirksam für den Schutz des Sozialismus einzusetzen.

#### Die Streitkräfte des Warschauer Vertrages

Name	Tag der Armee	Verteidigungsminister
Sowjetarmee und Seekriegsflotte	23. Februar	Marschall der SU D. F. Ustinow
Bulgarische Volksarmee	23. September	Armeegeneral D. G. Dshurow
Ungarische Volksarmee	29. September	Armeegeneral L. Czinege
Nationale Volksarmee	1. März	Armeegeneral H. Hoffmann
Polnische Armee	12. Oktober	Armeegeneral W. Jaruzelski
Streitkräfte der Sozialistischen Republik Rumänien	25. Oktober	Generaloberst I. Coman
Tschechoslowakische Volksarmee	6. Oktober	Armeegeneral M. Dzur

*Im 10. Fünfjahrplan hat sich die sowjetische Industrie hohe Ziele gestellt, wobei entsprechend den Schwerpunkten die konsequente Anwendung der wissenschaftlichen Arbeitsorganisation zu einer noch effektiveren Produktion führt und durch eine umfassendere Produktionskontrolle die Qualität der Produkte wesentlich erhöht wird. Daran beteiligt ist auch die sowjetische Rundfunkindustrie, die eine Vielzahl neuer Geräte und Anlagen der Heimelektronik in die Produktion aufgenommen hat. Das sind sowohl traditionelle weiterentwickelte Modelle, die sich bewährt haben, als auch neue Konstruktionen, denen moderne technische und technologische Ideen zugrunde liegen, die aber auch neue und bessere Gebrauchseigenschaften aufweisen. Einen Eindruck davon vermitteln der Beitrag über das Funkwerk in Berdsk und die beigelegten Fotos, die uns freundlicherweise die Redaktion der Zeitschrift «Radio» zur Verfügung gestellt hat.*

In der UdSSR gibt es nicht wenige Fabriken, die schon über 100 Jahre alt sind. Im Vergleich zu ihnen ist das Berdsker Funkwerk\* mit etwas mehr als 30 Jahren jung. Ungeachtet dessen, daß es zu den jüngsten zählt, ist es eines der größten Werke in der UdSSR, das Geräte für die Unterhaltungselektronik produziert.

Man begann das Werk im schweren Nachkriegsjahr 1946 aufzubauen. Von dem Vorläufer des Werkes konnten nur wenige kleine Gebäude, ohne Einrichtungen, die darüber hinaus einer Grundüberholung bedurften, übernommen werden. Aber das schwierigste war, daß Spezialisten auf dem Gebiet der Funkgeräteproduktion fast völlig fehlten. Sie mußten aus der örtlichen Bevölkerung gewonnen, ausgebildet und erzogen werden.

Ungeachtet dieser Schwierigkeiten brachte das neue Werk bereits nach

\* Berdsk ist eine kleine Stadt in Westsibirien in unmittelbarer Nähe von Nowosibirsk, der größten Stadt Sibiriens. War gegen Ende des vorigen Jahrhunderts N. noch ein unbedeutendes Dorf am Ob, so ist heute N. ein wichtiges Industrie-, Verkehrs-, Kultur- und Wissenschaftszentrum. In der Nähe von N. liegt auch die berühmte Stadt der Wissenschaftler Akademgorodok. 1926 lebten in N. etwa 120000 Menschen, heute hat N. etwa 1,3 Millionen Einwohner.

einem Jahr die erste Serie des Empfängers *Rekord-46* nach Schaltunterlagen und mit zugelieferten Teilen aus dem Alexandrowsker Funkwerk heraus.

Zunächst ging die Arbeit nur langsam voran. Während der ersten Monate wurden in einer Schicht nicht mehr als 5 Rundfunkempfänger montiert und abgeglichen. Später waren es 20, und mit der Produktionsaufnahme des Rundfunkempfängers *Rekord* stieg der Ausstoß auf 100 Geräte. Dieses Ereignis wurde wie ein Produktionssieg gefeiert. Es fand eine Belegschaftsversammlung statt. Aber der damals erreichte Produktionserfolg erwies sich in der Geschichte des Werkes als sehr kurzlebig. Bereits nach zwei Jahren wurde vom Werk nicht mehr nach Hunderten von Geräten, sondern nach Tausenden und Zehntausenden abgerechnet. Die Produktion wurde vervollkommenet, die Qualität der *Rekorde* aus dem Berdsker Funkwerk wurde im ganzen Land bekannt.

1950 übertrug man dem Werk eine kompliziertere Aufgabe. Neben dem Rundfunkempfänger *Rekord-47*, der den Typ *Rekord-46* ablöste, sollte die Produktion von Musikschränken aufgenommen werden. Im Vergleich zum Vorjahr war dabei gleichzeitig der Ausstoß an Rundfunkempfängern um 50% zu steigern. Schwierigkeiten gab es dabei nicht wenige zu überwinden. Aber das Kollektiv zeigte sich den neuen Aufgaben gewachsen.

In den folgenden Jahren trugen die größeren Erfahrungen der Konstrukteure und Technologen, die wachsende Meisterschaft der Montierer und Abgleicher dazu bei, qualitativ weitaus bessere und zuverlässigere Geräte zu produzieren. An dieser Stelle sei nur an den Musikschrank vom Typ *Rekord-61* erinnert. Dieser Musikschrank und seine Modifikationen wurden lange produziert. In diesen Geräten lösten neue Miniaturröhrentypen die großen Metallglasröhren ab. Die Produktion dieser Musikschranke war aber auch nur eine Zwischenetappe auf dem Weg zu transistorisierten Geräten.

Eine besondere Seite in der Geschichte des Werkes nimmt das Jahr 1970 ein. Dem Kollektiv wurde damals die Aufgabe gestellt, neben Monogeräten zur Entwicklung und Produktion von Stereogeräten sowie von Röhrenschaltungen zu transistorisierten Schaltungen überzugehen.

Im Werk entstand ein spezielles Konstruktionsbüro. Seine Mitarbeiter suchten nach neuen Wegen für die Konstruktion von Geräten, nach einem originellen Aufbau, der sich auch in der Großserie realisieren ließ. In dieser Zeit fanden die Formgestalter im Werk charakteristische und effektive äußere Formen für die transistorisierten Stereogeräte, die sich von Erzeugnissen anderer Funkwerke deutlich abhoben. Im werkseigenen Konstruktionsbüro wurden bereits mehr als 40 Modelle, hauptsächlich Stereogeräte, Stereokopfhörer und Lautsprecher entwickelt, die in der Mehrzahl auch produziert werden. Jetzt kommen zum Beispiel vom Flicßband das Stereogerät *Arktur-003* und das Gerät *Wega-104*, die Mono-Magnetbandkassettengeräte *Wega-320* und *Wega-326*, der Plattenspieler *Wega-106-Stereo* und der erstklassige Musikschrank *Wega-003-Stereo*.



**Bild 1** Wega-004-Stereo ist ein Rundfunktuner für die Wellenbereiche LW-MW-KWI bis KVV/UKW. Das Gerät ist nach modernsten Gesichtspunkten konstruiert, mit einem modernen Design

**Bild 2** Der Radioplattenspieler Estonia-008-Stereo besteht aus einem UKW-Stereo-rundfunkteil, einem hochwertigen Plattenspieler und einem Stereo-NF-Verstärker mit  $2 \times 25$  W Musikleistung

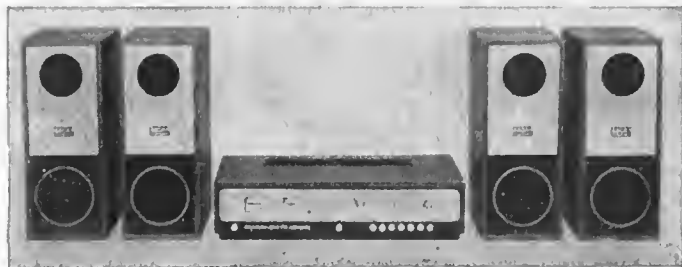


Eines der neuesten Modelle ist der Allwellentuner *Wega-004-Stereo*. Er ist eine moderne Konstruktion, die eine hochwertige Empfangsqualität bietet. Dieser Tuner läßt sich mit beliebigen Stereo-NF-Verstärkern kombinieren. Der neue Tuner hat viele Vorteile. Er weist hervorragende elektrische Parameter auf. Für die Bedienung sind Sensortasten vorgesehen. Im UKW-Bereich ist neben einer kontinuierlichen Abstimmung die Möglichkeit gegeben, vier Sender mit Tasten einzustellen.

Woran arbeiten die Konstrukteure des Werkes jetzt? «Wir arbeiten an sogenannten «Musikzentren», sagt der Hauptkonstrukteur *Viktor Viktorowitsch Wolosnikow*. Das erste Modell wird *Wega-115-Stereo* sein. In diesem Modell ist, wie in anderen «Musikzentren», ein Tuner, leider kein Allwellentuner, aber für Mono- und Stereoempfang im UKW-Bereich ausgelegt, eingebaut. Weiterhin sind ein Plattenspieler, eine Kassettenbandeinrichtung, ein Stereo-NF-Verstärker und Lautsprecher installiert.

Als Zwischenlösung auf dem Weg zum «Musikzentrum» entwickelten wir die Kombination *Wega-114-Stereo*. Der Unterschied zum «Musikzentrum» besteht nur darin, daß der Tuner fehlt. Im Werk neu entwickelte Lautsprecher komplettieren das Gerät. *Wega-114-Stereo* wird im zweiten Halbjahr 1979 in den Rundfunkgeschäften im Angebot sein.

Die Mitarbeiter des Konstruktionsbüros wenden bei der Entwicklung neuer Modelle moderne technologische Verfahren an. Im Detail gehen sie jetzt zur Kompaktbauweise (Funktionalblöcke) über. Ebendieses Prinzip ist bei dem Gerät *Wega-114-Stereo* angewendet worden. Auf dieser Basis entsteht auch das «Musikzentrum» *Wega-115-Stereo*. Die Kompaktbauweise bietet gute Möglichkeiten für eine kontinuierliche Verbesserung der Geräte. Selbst im Prozeß der Massenproduktion ist es möglich, ohne die Grundkonzeption des Gesamtgeräts zu verändern, einen veralteten «Block» gegen einen verbesserten auszutauschen. Diese Methode ver-



**Bild 3** Der hochwertige NF-Verstärker *Rostow-Don-101-Stereo* mit  $2 \times 15$  W Musikleistung enthält eine Zusatzschaltung, mit der aus einem Stereosignal ein 4-Kanal-Signal (Quadro) gebildet wird. Damit erreicht man eine qualitätsvolle Wiedergabe mit Rauntoneffekt



*Bild 4 Das Spitzengerät unter den Stereokassettenbandgeräten ist Ruta-101-Stereo mit einem eingebauten Stereo-NF-Verstärker (2 × 10 W Musikleistung) und einer Geräuschminderungsschaltung*

einfach auch die Einführung von automatischen Kontrollsystemen für die elektrischen Parameter der einzelnen Blöcke. Das hat zur Folge, daß die Qualität der Produktion zielstrebig erhöht werden kann, und ist bedeutsam, da den Qualitätsproblemen im Berdsker Fnnkwerk besondere Aufmerksamkeit geschenkt wird

Derzeitig wird ein komplexes System zur Qualitätssteigerung eingeführt. Es erfaßt alle Abteilungen und Produktionsetappen, die Konstruktion, die technologische Vorbereitung der Produktion, die Serienfertigung, den Absatz und die Nutzung der Geräte. An erster Stelle in diesem System steht die komplexe Beurteilung der Betriebsabteilungen hinsichtlich der Effektivität der Produktion, der Qualität der Arbeit und der Geräte, was bereits sichtbare Ergebnisse zeigt. Hier ein Beispiel: Vor anderthalb Jahren etwa las man in der Zeitschrift *Radio* kritische Bemerkungen zur Qualität der dynamischen Lautsprecher 10GD-30 und 6GD-6. Im Werk begann man durch eine strengere technische Kontrolle die Ausschußquote bei diesen Produkten zu senken. Welche Resultate erbrachte das? Wenn 1976 bis Anfang 1977 die technische Kontrolle 10 bis 12% der Lautsprecher als Ausschuß eingestuft hat, sind es heute nur noch 2 bis 3%.

«Jetzt sichern wir die hundertprozentige Kontrolle der Lautsprecherproduktion nach einer vierundzwanzigstündigen Betriebsdauer», sagt der Stellvertreter des Leiters der Technischen Kontrolle, N. R. Barsukow. Die Kontrollen führen unsere Mitarbeiter in speziellen Kabinen durch. Nach

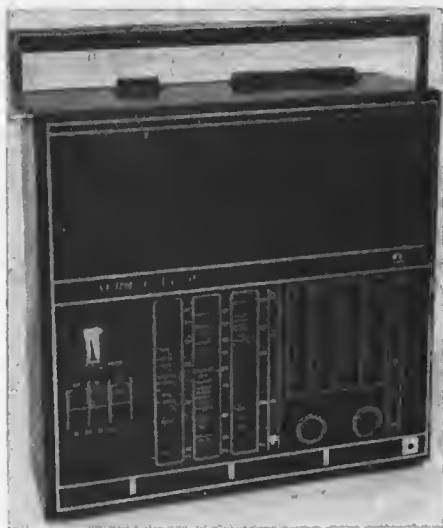


*Bild 5  
Moderne Formgebung  
und großen Bedienungs-  
komfort hat der Koffer-  
super Salsut-001, der  
neben den Wellenberei-  
chen LW-MW-UKW  
auch 5 KW-Bereiche auf-  
weist*

der Verpackung werden Stichproben aus einer Partie gezogen. Die Ergebnisse der geprüften Geräte entscheiden darüber, ob die Auslieferung erfolgt oder die ganze Partie zur Nacharbeit der betreffenden Werkabteilung zurückgegeben wird.

Einen großen Beitrag zur Qualitätssteigerung der Geräte leisten die Neuerer. Ein Bestenkollektiv ist die Wicklerbrigade unter Leitung der Stadtverordneten *Tamaru Afanasjewu Botowa*. Diese Brigade arbeitet unter der Losung *Von der Effektivität der Arbeit des einzelnen zur Effektivität des gesamten Kollektivs*. *T. A. Botowa* gibt dabei mit ihrer Arbeit allen ein Beispiel. Sie erfüllt ihren Plan mit 115 bis 120% und liefert nur Geräte mit ausgezeichnete Qualität. Anlässlich des 1. Jahrestages der neuen Verfassung der UdSSR erfüllte *T. A. Botowa* ihren Plan für das dritte Jahr im 10. Fünfjahrplan.

Eine bedeutende Rolle für die Steigerung der Effektivität und die Qualität der Produktion spielt die Jugend des Werkes, die etwa ein Drittel der Mitarbeiter im Werk ausmacht. Aus diesem Grund besteht eine der wichtigsten Aufgaben für die staatliche Leitung, die Partei-, Gewerkschafts- und Komsomolorganisation darin, den Jungen und Mädchen schöpferische Initiative anzuerziehen, bei ihnen die bewußte Disziplin zu entwickeln und ihre Facharbeiterqualifikation ständig weiter zu erhöhen. Das wird durch die sich im Werk entwickelnde Bewegung



*Bild 6  
Zu den Spitzengeräten ge-  
hört auch der AM/FM-  
Koefersuper Leningrad-  
002. Die Ausgangslei-  
stung ist 2 W. Neben den  
Wellenbereichen LW und  
UKW sind 2 MW-Berei-  
che und 5 KW-Berei-  
che vorhanden. Für den  
UKW-Bereich hat das  
Gerät zusätzlich 3 Fest-  
sendertasten*

der Erziehung durch Paten unterstützt. Zum Ende des Jahres wird die Zahl der Erzieher der Jugend auf 400 gewachsen sein.

Die Komsomolzen sind die Schrittmacher vieler interessanter Anfänge im Werk. Sie bewähren sich in den Komsomol-Jugendbrigaden, die im sozialistischen Wettbewerb an der Spitze stehen. Die Initiative dazu ist von der Leitung der Komsomolorganisation und der staatlichen Leitung ausgegangen. Gute Ergebnisse erbringen auch die jährlichen Berufswettbewerbe, bei denen die besten Facharbeiter unter den Jugendlichen ermittelt werden. Die Komsomol-Kontrollposten bringen dem Werk ebenfalls großen Nutzen.

Das Kollektiv des Berdsker Funkwerks arbeitet zielstrebig an der Realisierung der Pläne des 10. Fünfjahrplans – dem Fünfjahrplan der Effektivität und Qualität. Und die Produkte dieses führenden Funkwerks erreichen von Jahr zu Jahr bei den Sowjetmenschen immer größere Popularität.

Übersetzt aus *Radio*, Heft 11/1978,  
von *Werner Krüger*

## Kurzdaten zur Produktion des Funkwerks Berdsk

### *Arktur-003-Stereo*

Plattenspieler mit Verstärker,  $2 \times 10$  W Musikleistung, magnetisches Abtastsystem, Übertragungsbereich 40 bis 20000 Hz, Klirrfaktor 0,7%. 16/33/45 U/min.

### *Arktur-001-Stereo*

Stereo-NF-Verstärker,  $2 \times 10$  W Musikleistung, Übertragungsbereich 20 bis 20000 Hz, Klirrfaktor 0,7%.

### *Arktur-101-Stereo*

Stereo-NF-Verstärker,  $2 \times 10$  W Musikleistung, Übertragungsbereich 40 bis 18000 Hz, Klirrfaktor 1,5%.

### *Wega-101-Stereo*

Plattenspieler mit Verstärker,  $2 \times 6$  W Musikleistung, Übertragungsbereich 63 bis 12500 Hz, Klirrfaktor 2,5%, 33/45/78 U/min.

### *Wega-104 M-Stereo*

Plattenspieler mit Verstärker,  $2 \times 15$  W Musikleistung, magnetisches Abtastsystem, Übertragungsbereich 40 bis 18000 Hz, Klirrfaktor 0,7%, 33/45/78 U/min.

### *Wega-106-Stereo*

Plattenspieler mit magnetischem Abtastsystem, Übertragungsbereich 31,5 bis 16000 Hz, Klirrfaktor 0,7%, 16/33/45 U/min.

### *Wega 402/404*

Taschensuper für LW/MW, Ausgangsleistung 0,15 bzw. 0,2 W, Übertragungsbereich 315 bis 3550 Hz.

### *Wega-004-Stereo*

Rundfunkuner mit den Wellenbereichen LW/MW/UKW und KW 1 bis KW 5, Übertragungsbereich AM - 40 bis 5600 Hz, FM - 16 bis 16000 Hz.

### *Wega-003-Stereo*

Plattenspieler mit Rundfunkteil und Stereo-NF-Verstärker,  $2 \times 6$  W Musikleistung, LW/MW/5  $\times$  KW/UKW, Übertragungsbereiche wie *Wega-004-Stereo*.

### *Wega-312-Stereo*

Plattenspieler mit Rundfunkteil und Stereo-NF-Verstärker,  $2 \times 2$  W Musikleistung, LW/MW/2  $\times$  KW/UKW, Übertragungsbereich AM - 100 bis 3500 Hz, FM - 100 bis 10000 Hz.

### *Wega-315/315 M*

Plattenspieler mit Rundfunkteil und Mono-NF-Verstärker, 3 W Musikleistung, LW/MW/3  $\times$  KW/UKW, Übertragungsbereiche wie *Wega-312-Stereo*.

### *Wega-319-Stereo*

Plattenspieler mit Rundfunkteil und Stereo-NF-Verstärker,  $2 \times 3$  W Musikleistung, übrige Daten wie *Wega-312-Stereo*.

### *Wega-321-Stereo*

Plattenspieler mit Rundfunkteil und Stereo-NF-Verstärker,  $2 \times 3$  W Musikleistung, übrige Daten wie *Wega-315*.

### *Wega-320*

Radiokassettenrekorder, 0,3 W Ausgangsleistung, LW/MW/3  $\times$  KW/UKW, Übertragungsbereich AM - 200 bis 3550 Hz, FM - 200 bis 7100 Hz, Kassette 63 bis 10000 Hz, 4,76 cm/s.

### *Wega-325-Stereo*

Radiokassettenrekorder,  $2 \times 3$  W Musikleistung, LW/MW/3  $\times$  KW/UKW, Übertragungsbereich AM - 100 bis 3550 Hz, FM - 100 bis 10000 Hz, Kassette 100 bis 10000 Hz, 4,76 cm/s.

### *Wega-326*

Radiokassettenrekorder, 1 W Ausgangsleistung, LW/MW/UKW, Übertragungsbereich AM - 200 bis 3550 Hz, FM - 200 bis 7100 Hz, Kassette 63 bis 12500 Hz, 4,76 cm/s.

## Leipziger Frühjahrmesse 1979 im Jubiläumsjahr der DDR

Weltoffenheit, Internationalität und hoher Informationswert sind auch im Jubiläumsjahr der Deutschen Demokratischen Republik die herausragenden Kennzeichen der Leipziger Frühjahrmesse als bedeutendes Handelsereignis. Neue Impulse verlieh die Leipziger Frühjahrmesse 1979 der Geschäftstätigkeit, dem Leistungsvergleich und der Kontaktpflege über Ländergrenzen hinweg getreu ihrem traditionellen Leitgedanken *Für weltoffenen Handel und technischen Fortschritt*.

Höhepunkt am Eröffnungstag der Leipziger Frühjahrmesse war der mehrstündige Rundgang von Mitgliedern der Partei- und Staatsführung unserer Republik. Gemeinsam mit dem Generalsekretär des Zentralkomitees der SED und Vorsitzenden des Staatsrates der DDR, *Erich Honecker*, nahmen daran Mitglieder und Kandidaten des Politbüros des ZK der SED und weitere Persönlichkeiten teil. Zu Beginn des Rundgangs betonte der Minister für Außenhandel, *Horst Sölle*, in seinen Begrüßungsworten, daß im 30. Jahr des Bestehens der Deutschen Demokratischen Republik und in 30 Jahren erfolgreicher sozialistischer Zusammenarbeit besondere Anstrengungen von den Werktätigen der Republik unternommen wurden, um die Frühjahrmesse 1979 zu einem Spiegelbild der historischen Leistungen des Sozialismus auf deutschem Boden zu gestalten. Die Deutsche Demokratische Republik erfreue sich als leistungsfähiger und zuverlässiger Handels- und Wirtschaftspartner internationaler Wertschätzung.

Die Mitglieder der Partei- und Staatsführung machten sich mit neu- und weiterentwickelten Exporterzeugnissen bedeutender Kombinate der elektrotechnischen und elektronischen Industrie der Deutschen Demokratischen Republik bekannt. An Ausstellungs- und Informationsständen zahlreicher sozialistischer Staaten, junger Nationalstaaten und kapitalistischer Industrieländer führten sie angeregte Gespräche mit Ministern, Diplomaten sowie leitenden Vertretern von Industrie- und Handelsunternehmen, in denen der beiderseitige Wunsch nach Entwicklung und Vertiefung vorteilhafter Wirtschafts- und Handelsbeziehungen mit der Deutschen Demokratischen Republik bekräftigt wurde.

## Beispielhaft: Angewandte Mikroelektronik

Die Mitglieder der Partei- und Staatsführung begannen ihren Messerundgang an den Ständen unserer Elektrotechnik/Elektronik-Industrie. Die Messeofferte der Kombinate dieses Industriezweiges – einschließlich der vielen aus dem eigenen Industriezweig stammenden Zulieferungen, beispielsweise der Bauelemente – gibt einen Einblick, wie gewissenhaft in allen Kollektiven daran gearbeitet wird, jene Verpflichtungen einzulösen, die der Industriezweig unter dem Motto *Kurs DDR 30 – täglich mit guter Bilanz* im Februar 1979 in einem Brief an das Zentralkomitee übernommen hatte.

Zu einer besonders herzlichen Begegnung kam es am Stand des VEB *Numerik* Karl-Marx-Stadt. Es ist jener Betrieb, dem *Erich Honecker* Mitte vorigen Jahres den Namen *Karl Marx* verliehen hatte und mit dessen Kollektiv er intensive Beratungen über die große Verantwortung bei der Verwirklichung der Beschlüsse der 6. Tagung des ZK der SED auf dem Gebiet der Mikroelektronik und als Zulieferer numerischer Steuerungen für den gesamten Be- und Verarbeitungsmaschinenbau der Republik geführt hatte. Werkleiter *Siegfried Zugehör*, der die herzlichen Grüße der Belegschaft übermittelte, berichtete voller Stolz, daß die übernommenen Verpflichtungen gewissenhaft erfüllt werden.

Die Beweise sind unübersehbar: Da ist die nichtnumerische Steuerung *PS 2000*, mit der die bisherigen Relaissteuerungen abgelöst werden können. Im vorigen Jahr noch im harten Industrietest, beginnt in diesem Jahr bereits die Serienproduktion. Da ist vor allem aber die erste in der DDR entwickelte freiprogrammierbare Steuerung, die den Genossen der Partei- und Staatsführung vorgestellt wurde. Das ist bereits voll angewandte Mikroelektronik!

Minister *Steger* erläuterte, daß dieses Erzeugnis, das mit Mikrorechnern aus der DDR-Produktion ausgerüstet ist, zur Weltspitze zählt. 1977 konzipiert, wird es statt der ursprünglich vorgesehenen 4,5 Jahre Entwicklungszeit bereits in diesem Jahr gefertigt. 1980 beginnt die Großserienfertigung. Eine wichtige Ursache dieses Erfolgs, so wurde hervorgehoben, ist die Gemeinschaftsarbeit des Betriebes mit dem Forschungszentrum des Werkzeugmaschinenbaus, dem Forschungszentrum vom VEB Kombinat *Robotron*, der Technischen Universität Dresden, der Technischen Hochschule Karl-Marx-Stadt und vielen anderen Kollektiven im Industriezweig.

Die Steuerung ist in der Lage, sich selbst zu überwachen und auch die mit ihr verbundene Werkzeugmaschine in ihrer Präzision exakt zu diagnostizieren. In ökonomischen Größen ausgedrückt: Die garantierte fehlerfreie Betriebszeit beträgt 3000 Stunden! Beim Anwender dieser Steuerung steigt die Arbeitsproduktivität auf 200 bis 250%, der Programmierungsaufwand sinkt um 60 bis 70%.

In welchem Maß die Mikroelektronik heute die sogenannte klassische Elektrotechnik immer stärker durchdringt und damit völlig neue Leistungsbereiche eröffnet, zeigte sich an den Ständen des Werkes *Elektroprojekt und Anlagenbau* Berlin, gleichfalls ein Betrieb im VEB Kombinat *Automatisierungsanlagenbau*. Dort wurde *Erich Honecker* und den anderen Genossen eine Anlage zur Automatisierung des Walzprozesses in einem Feinstahlwalzwerk erläutert. Die verwandten Mikrorechner gestatten eine Geschwindigkeit beim Warmwalzen von Profilen von 60 m/s, das entspricht etwa 200 km/h. Eingesetzt für die Optimierung des Produktionsprozesses – denn darum handelt es sich letztlich – sind auch hier Mikrorechner vom Typ *1520* aus der Produktion des VEB Kombinat *Robotron*. So führt die Kombination von Starkstromtechnik mit der Mikroelektronik zu Anlagen, die optimale Produktionsleistungen beim Anwender bei gleichzeitig reduziertem Energieeinsatz gestatten, also voll und ganz unserem Kurs der vertieften Intensivierung dienen.

### Sozialistische ökonomische Integration

Die Leipziger Frühjahrsmesse 1979 zeigte auch anschaulich die Erfolge der sozialistischen ökonomischen Integration. Eine Vielzahl von Exponaten verdeutlichte die engen arbeitsteiligen Beziehungen zwischen Betrieben, Forschungszentren und anderen wissenschaftlichen Einrichtungen der RGW-Länder.

Auf der Grundlage der Vereinbarung über die Zusammenarbeit der sozialistischen Länder bei der Entwicklung, Produktion und Anwendung moderner elektronischer Datenverarbeitungsanlagen im Rahmen des Einheitlichen Systems Elektronischer Rechentechnik – ESER – konnten in den letzten Jahren die gerätetechnischen Mittel der ESER-Reihe 1 planmäßig und zielgerichtet eingesetzt sowie anwendungstechnische Lösungen für die Anwender bereitgestellt werden. Mit der Bezeichnung ESER-Reihe 2 werden in den nächsten Jahren den Anwendern neue EDV-Modelle zur Verfügung stehen. Zu den in Leipzig vorgestellten Exponaten aus dem VEB Kombinat *Robotron* gehörte erstmals als Bestandteil der Reihe 2 des ESER das Modell *EC 1055*. Es entspricht als Anlage der mittleren Leistungsklasse den anspruchsvollen Anforderungen kommerzieller und wissenschaftlich-technischer Einsatzgebiete und wird als Leitrechner in Rechnerhierarchien eingesetzt. Mit dem EDV-System *EC 1055* stehen solche branchenorientierten Anwendungslösungen zur Verfügung wie Planung, Steuerung sowie Abrechnung der Pflanzen- und Tierproduktion in der Landwirtschaft; Planung, Verwaltungsarbeit, patientenbezogene Informationsverarbeitung sowie medizinische Unterstützung in Krankenhäusern; Projektierung, technologische Vorbereitung, Bauausführung und Rechnungsführung im Bauwesen; Leitungs- und



Kundeninformation im Finanzwesen; Programmiersysteme für mathematische Verfahren usw.

Ein «Kind» der Integration aus dem VEB Kombinat *Robotron* ist auch das automatische Platzreservierungssystem für die Eisenbahn. Es wurde in Abstimmung mit den Eisenbahnverwaltungen der RGW-Länder entwickelt und basiert auf der Anlage *EC 1055*.

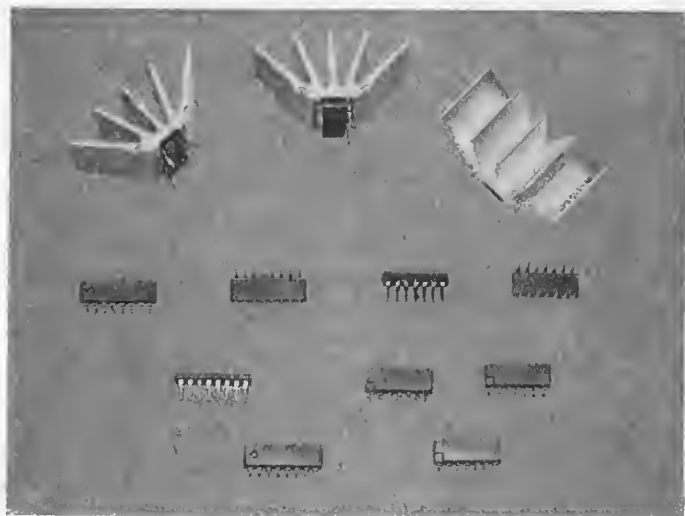
Direkt oder indirekt Ergebnis der sozialistischen ökonomischen Integration ist ein erheblicher Teil der Exponate des DDR-Industriezweiges Nachrichtentechnik. Das gilt beispielsweise für die Typenreihe automatischer Telefonzentralen für den stationären und ortsveränderlichen Einsatz. Diese modernen Koordinatenschaltzentralen zeichnen sich durch hohe Anpassungsfähigkeit, vielfältige Anwendungsmöglichkeiten, wirtschaftlichen Einsatz und niedrigen Montage- sowie Wartungsanwand aus. In die Entwicklung und Produktion dieser Anlagen flossen zahlreiche Erfahrungen ein, die gemeinsam von der UdSSR, der ČSSR und der DDR bei der Entwicklung der städtischen automatischen Telefonzentrale *ATZ-K* (für den Einsatz im Fernsprechnetz der UdSSR) gewonnen wurden. Dabei wurden die Koordinatenschalter und Flachrelais (Hauptbauelemente dieser Anlage) von der UdSSR, der VR Polen, der Ungarischen VR und der DDR gemeinsam weiterentwickelt. Im Rahmen der Industrie finden in den Koordinatenschaltzentralen Koordinatenschalter und Steckverbindungen aus der UVR, Flachrelais bulgarischer und tschechoslowakischer Produktion sowie Sicherungselemente ungarischer Herkunft Verwendung.

Auf dem Gebiet der UKW-Verkehrsfunktechnik, die zur Leipziger Frühjahrsmesse durch eine neue Gerätegeneration (System *U 700*) repräsentiert wird, kooperiert die DDR ebenfalls mit Partnern aus anderen RGW-Ländern. Ein Ergebnis dieser fruchtbaren Zusammenarbeit ist beispielsweise das ortsveränderliche Gerät *UDS 721 C*. Die Ungarische VR als Kooperationspartner liefert hierzu die Duplexweiche.

## Bauelemente der Elektronik

Größter Aussteller elektronischer Bauelemente ist der VEB Kombinat *Mikroelektronik* der DDR. Er offerierte ein breites Angebot an bipolaren und unipolaren integrierten Schaltkreisen, Transistoren, Dioden, optoelektronischen Bauelementen, Halbleitergrundmaterialien und Sondererzeugnissen.

Analoge integrierte Schaltkreise nehmen im Produktionsprogramm des VEB *Halbleiterwerk* Frankfurt (Oder) den ersten Platz ein. Spezielle Typen der Unterhaltungselektronik bilden nicht nur die bauelementeseitige Basis für die Fernsehgeräteindustrie der DDR, sondern – im Rahmen eines Regierungsabkommens – auch für die UdSSR sowie auf



*Bild 1 Vielseitig ist das Angebot an analogen und digitalen integrierten Schaltkreisen für Industrie- und Heimelektronik aus dem VEB Kombinat Mikroelektronik Erfurt*

der Grundlage bilateraler Spezialisierungsverträge für weitere Länder des RGW.

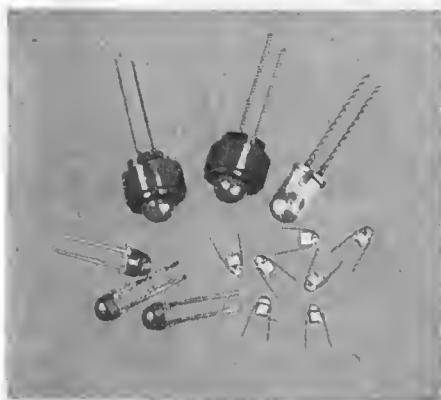
Besondere Aufmerksamkeit wurde der Bereitstellung kompletter Bestückungssätze für Schwarzweiß- und Farbfernsehgeräte sowie für Rundfunkgeräte beigemessen. Hingewiesen sei auf neue NF-Schaltkreise, die erstmals ausgestellt wurden. Es handelt sich hierbei um den *A 202 D* (Aufnahmeverstärker, Mikrofonverstärker und Wiedergabeverstärker für Magnetbandgeräte), den *A 273 D* (gleichspannungsgesteuerter Stereo-Lautstärke- und Balance-Einsteller) sowie den *A 274 D* (gleichspannungsgesteuerter Stereo-Höhen- und -Baß-Einsteller). Neu ist weiterhin der 10,7-MHz-FM-ZF-Verstärker und Demodulator *A 225 D*, der die Funktionen Feldstärkeanzeigeausgang, AFC-Ausgang mit Abschaltautomatik und einstellbare verstimm- und feldstärkeabhängige Rauschsperrung beinhaltet.

Eine interessante Neuentwicklung ist der Kameraschaltkreis *A 302 D*, ein integrierter Schalter mit batteriespannungsgesteuerter Schwellenspannung zur Verschlusszeitensteuerung. Seine günstigen elektrischen Eigenschaften erlauben auch einen Einsatz in der kommerziellen Elektronik. Das Standardangebot des VEB *Halbleiterwerk Frankfurt (Oder)*

bei digitalen bipolaren Schaltkreisen umfaßt die TTL-Normalserie *D 10 D*, eine TTL-high-speed-Serie *D 20 D* sowie TTL-MSI-Schaltkreise. Für das Rechnersystem ESER bilden diese Bausteine zusammen mit ähnlichen Erzeugnissen des RGW die Grundbestückung. Halbleiterbauelemente der Unipolartechnik, MOS-Schaltkreise und MOS-Transistoren bestimmten das Angebot des VEB *Funkwerk* Erfurt auf dem Gebiet der elektronischen Bauelemente. Besonders MOS-Schaltkreise mit geringem bis großem Integrationsgrad (LSI) gewährleisten eine Anwendung in Mikrorechnersystemen, Geräten der Meß-, Steuer- und Regelungstechnik, Taschenrechnern und Erzeugnissen der Heimelektronik. Als Neuentwicklungen stellte der VEB *Funkwerk* Erfurt die Schaltkreise *U 202 D* (statischer 1-Kbit-Schreib-Lese-Speicher/RAM), *U 707 D* (Thyristor-Ansteuer-Schaltkreis) und *U 805 D* (Antriebssteuer-Schaltkreis) vor.

Der Kombinatbetrieb VEB *Röhrenwerk Anna Seghers* Neuhaus, Produzent von Silizium-npn-Miniplast-Transistoren für NF-, HF-, VHF-, UHF- und Schalteranwendung, bietet den rauscharmen Si-npn-NF-Transistor *SC 293 S* aus der Reihe *SC 236 ... SC 239* als Weiterentwicklung an. Er hat eine kleine Rauschspannung im «Funktelnbereich» und trägt dadurch zur Gebrauchswertsteigerung von NF-Verstärkern der HiFi-Norm bei. Weitere Erzeugnisse des Röhrenwerks sind Germanium-pnp-Leistungstransistoren bis 10 W, Germanium-Mesa-Transistoren für VHF/UHF-Anwendung, Silizium-Gleichrichterioden im «Preßfit»-Gehäuse sowie Fotoschablonen für die Halbleiter-Scheibenprozesse der Mikroelektronik.

Der VEB *Halbleiterwerk* Stahnsdorf ist im Messeangebot mit Silizium-Gleichrichtern 1 bis 30 A/1500 V, hochsperrenden Silizium-Leistungs-



**Bild 2**  
*Leuchtdioden in mehreren Ausführungen und für mehrere Farben (oben mit Plaste-Klemmfassung) werden im Kombinatbetrieb VEB Werk für Fernsehelektronik Berlin produziert*

schalttransistoren sowie Ausgangsmaterialien für optoelektronische Halbleiterbauelemente vertreten. Als Neuentwicklungen wurden die schnelle 20-A/600-V-Si-Gleichrichterdiode *SY 185* für Schaltnetzteile bis 20 kHz Schaltfrequenz, die 1-A/400-V<sub>g</sub>-Si-Gleichrichterdiode *SY 360* im Miniatur-Plastgehäuse sowie der Si-npn-Leistungsschalttransistor *SU 160* für Zeilenendstufen von Farbfernsehgeräten gezeigt. Damit wird die Familie der hochsperrenden Transistoren, deren Produktion für das Gleichrichterwerk zunehmend profilbestimmend ist, um ein Spitzenerzeugnis erweitert. Neue Gallium-Phosphid-Scheiben (GaP) zur Herstellung grün- und gelbleuchtender LED ergänzen die bekannte Scheiben-Produktion.

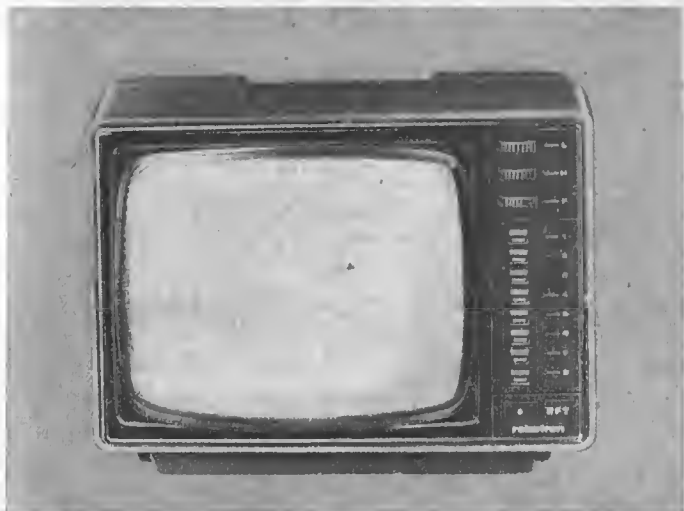
## Rundfunk und Fernsehen

Zur Leipziger Frühjahrsmesse stellte sich der am 1. Januar 1979 gegründete VEB Kombinat *Rundfunk und Fernsehen* als Repräsentant der gesamten DDR-Heimelektronik im RFT-Trakt des Handelshofs vor. Als Partner des internationalen Fachhandels stützt sich das Kombinat auf drei Jahrzehnte guter Exportkontakte und auf die ebenfalls langjährige Tradition seines in 79 Ländern anerkannten RFT-Warenzeichens. Die Marktgeltung seiner etwa 200 Exponate umfassenden Erzeugnisse wurde bis jetzt mit insgesamt 17 Goldmedaillen in Leipzig unterstrichen. International gesehen befindet sich damit das Kombinat in einer exponierten Stellung, um deren Ausbau und Vertiefung es ständig bemüht ist.

Vom ergebnispolitischen und technischen Profil aus gesehen ist das RFT-Angebot auf die Darlegung des erreichten Leistungsstandes im 30. Jahr des Bestehens der Deutschen Demokratischen Republik ausgerichtet. Mit drei entscheidenden Neuentwicklungen wurde die weitere Tendenz in den Bereichen Hörrundfunk und Phontechnik aufgezeigt.

Der TV-Sektor, der vom VEB *Fernsehgerätekombinat* Staßfurt und VEB *Robotron-Elektronik* Radeberg bestritten wird, unterteilt sich in die Bereiche Schwarz/Weiß- und Farbfernsehempfangstechnik. Bei den Schwarz/Weiß-Geräten des VEB *Fernsehgerätekombinat* Staßfurt liegen zehn Modelle der *Luxomat*- und *Luxotron-VT*-Gerätekategorie vor, die volltransistorisiert mit 6- und 8teiligem Programmspeicher und IC ausgestattet sind. Als Weiterentwicklung in diesem Bereich gibt es den 31-cm-Portable *RF 3301* (VEB *Robotron-Elektronik* Radeberg) mit 8teiligem Sendervorwählaggregat, in Steckmodultechnik mit zahlreichen Anschlußmöglichkeiten und neuer Gehäusegestaltung.

Bei den Staßfurter Farbfernsehgeräten handelt es sich um die Modelle der *Chromat*- und *Chromalux*-Reihe. Beide haben IS- und Steckmodul-Ausstattung sowie eine 61-cm-Bildröhre. Die *Chromat*-Typen verfügen in ihrer Grundkonzeption über einen 6teiligen freiwählbaren Programmspeicher und sieben Automatikfunktionen, die *Chromalux*-Geräte haben



*Bild 3 Der neue S/W-Fernseh-Portable RF 3301 des VEB Robotron-Elektronik Radeberg erlaubt Zwei-Normen-Empfang (OIR/CCIR), hat 1 VA Ausgangsleistung, ist mit 4 IS, 22 Transistoren, 31 Dioden, 4 Selen und der Bildröhre B 31 G 1 bestückt*

einen Steiligen freiwählbaren Programmspeicher. Ein Teil der Farbfernsehgeräte ist für den Zweinormenempfang ausgelegt.

Keine Veränderungen gab es im Angebot der Reisesuper, Radiorekorder und Kassettenbandgeräte. Bei den Mono-Heimsupern stellte VEB Robotron-Elektronik Radeberg die beiden 4-Wellenbereichs-Geräte RR 1201 und RR 1211 als Neuentwicklungen vor und VEB Hochfrequenz-Werk Meuselwitz den weiterentwickelten Empfänger Bermuda mit 3 Wellenbereichen.

Im Heimsupersektor gibt es eine Neuentwicklung: die Dreifach-Kombination Stereo-Compact 1100 (VEB Stern-Radio Sonneberg) mit  $2 \times 10$  W Musikausgangsleistung. Sie hat ein 4-Wellenbereichs-Rundfunkteil, einen Kassettenbaustein mit zahlreichen Elektronik-Funktionen sowie ein Phonoteil mit 3-Geschwindigkeits-Laufwerk, keramischem Abtastsystem und automatischer Endabschaltung.

Der Phonobereich weist ebenfalls eine bedeutsame Neuentwicklung auf: den HiFi-Phonoautomat PA 225 des VEB Phonotechnik Zittau. Es handelt sich um einen vollautomatischen Plattenspieler, Frequenzbereich 20 bis 20000 Hz, vollelektronische Steuertechnik sowie Ausstattung mit Sensortechnik und Automatikfunktionen, die praktisch jeden manuellen



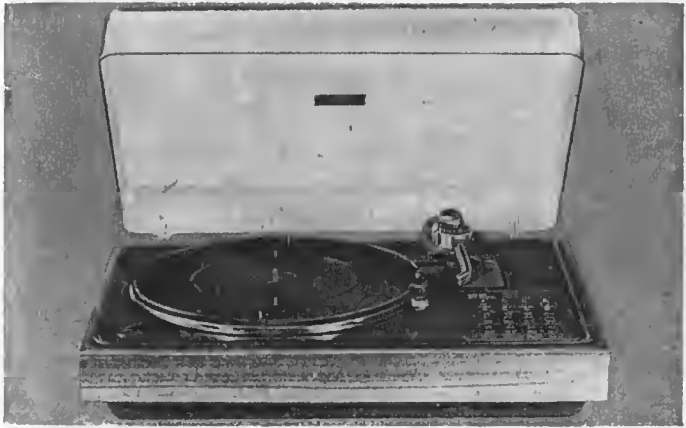
*Bild 4 Die Kompakt-Stereoanlage Stereo-Compact 1100 des VEB Stern-Radio Sonneberg bietet dem Stereofreund alle Möglichkeiten moderner Technik. Unter anderem enthält das Kassellenbandgerät eine elektronische Bandabschaltung, es ist auch für Chromdioxidbänder geeignet*

Einstellvorgang außer der Plattenaufgabe erübrigen. Bestückt ist das Gerät mit 8 Schaltkreisen, 51 Transistoren und 125 Dioden.

Eine völlige Neuentwicklung stellt der Autosuper A 200 dar, der im VEB Elektrotechnik Eisenach produziert wird. Das Gerät hat einen elektronischen Sendersnehlauf, die Senderanzeige erfolgt durch einen Leuchtpunkt auf einer Zeile mit 16 Leuchtdioden. Die Wellenbereiche sind UKW - KW -  $2 \times$  MW - LW, die Ausgangsleistung ist 4 VA bei 12 V Betriebsspannung. Bestückt ist der Autosuper mit 15 IS, 23 Transistoren, 27 Dioden, 16 Leuchtdioden, 4 Piezofiltern.

Zu den wesentlichen Merkmalen des neuen Autosupers zählen

- in zwei Stufen einstellbare Suchlaufempfindlichkeit,
- Speicherung des zuletzt eingestellten Senders,
- Stimmabstimmung auf allen Empfangsbereichen,
- automatische Störunterdrückung im UKW-Bereich,
- automatische UKW-Scharfabstimmung (Computer-AFC),
- optimale Einstellung des Klangbilds mit Klangwaage,
- gehörriichtige Lautstärkeinstellung,
- hohe Trennschärfe durch Piezofilter,
- 5-kHz-Sperre zur Unterdrückung von Pfeifstörungen im KW-Bereich,
- Anschlußmöglichkeiten für Kassettenspieler, Motorantenne, Verkehrsfunkdekoder nach dem Kennfrequenzverfahren.



*Bild 5 Höchststand der Technik präsentiert der Plattenspieler HiFi-Phonautomat PA 225 vom VEB Phonotechnik Zittau, bei dem alle Vorgänge elektronisch gesteuert werden, ausgelöst durch Sensorbedienung*

## Nachrichtentechnik

Der neugebildete VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik*, Leipzig, vereint das Forschungs-, Entwicklungs- und Fertigungspotential der nachrichtentechnischen Industrie der DDR. Er ist Generalauftragnehmer, Generalprojektant und Generallieferant für nachrichtentechnische Anlagen und Objekte sowie Produzent von Nachrichtennetzen für die Gestaltung und den Ausbau von Nachrichtennetzen. Das Kombinat, das seine Erzeugnisse unter dem Warenzeichen RFT anbietet, wird auf den Außenmärkten durch den Volkseigenen Außenhandelsbetrieb *Elektrotechnik Export-Import* vertreten.

Die durch den VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* repräsentierte nachrichtentechnische Industrie der DDR hat in den vergangenen drei Jahrzehnten einen großen Leistungsanstieg zu verzeichnen. Allein seit 1960 konnten die Produktion mehr als verdreifacht und der Export nahezu vernunftfacht werden. Diese progressive Entwicklung ist untrennbar mit dem wirtschaftlichen Wachstum der DDR sowie der wissenschaftlich-technischen Entwicklung, der Industriekooperation und der Arbeitsteilung der sozialistischen Länder verbunden. Unter den Nachrichtennetzen, die einen schnellen Informationsaustausch in vielen Bereichen der Industrie, in der Landwirtschaft, im Verkehrs- und Ret-



*Bild 6*  
*Ansicht der tragbaren*  
*Kompaktstation mit*  
*angeflanschtem Batterie-*  
*kasten des UKW-Systems*  
*U 700 (VEB Funkwerk*  
*Köpenick)*

tungswesen ermöglichen, nimmt die UKW-Verkehrsfunktechnik einen erstrangigen Platz ein. Mit ihr lassen sich die Nachrichten nicht nur schnell, sondern auch mit beweglichen Teilnehmern austauschen. Auch ein Zusammenwirken mit anderen Nachrichtennitteln, beispielsweise drahtgebundenen Fernsprecheinrichtungen, ist möglich. Den vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten und Einsatzerfordernissen der UKW-Verkehrsfunktechnik trägt die neue Gerätegeneration, das System *U 700*, des VEB Kombinat *Nachrichtenelektronik* Rechnung. Aus diesem System lassen sich je nach Bedarf tragbare, mobile oder ortsfeste Anlagen zusammensetzen. Gegenüber dem bisherigen UKW-System *600* zeichnen sich die Geräte des Systems *U 700* durch verringertes Volumen, kleinere Masse und geringeren Leistungsbedarf bei erhöhter Zuverlässigkeit aus. Diese höheren Gebrauchsworteigenschaften werden durch moderne Schaltungskonzeptionen unter Einsatz der Mikroelektronik und von Hybrid-schaltungen erreicht.

Zum tragbaren Gerätesortiment gehören das Sende-Empfangs-Gerät *UFT 721* und das Empfangsgerät *UET 720*. Sie können durch umfangreiches Zubehör zu tragbaren und stationären Anlagen mit Zweitton-Selektivruf ergänzt werden.

Das mobile Gerätesortiment *U 700* umfaßt die Sende-Empfangs-Geräte *UFS 721 C* und *UDS 721 C* und die aus ihnen abgeleiteten Varianten sowie die Bedienteile *UBS 70* und *UBS 71* und ihre Varianten. Grundauführungen sind eine Kompaktstation mit aufgestecktem Bedien-





*Bild 7 UKW-Sprechfunkanlage des VEB Funkwerk Köpenick, bestehend aus dem mobilen Bedienteil UBS, das auf das Sende-Empfangs-Gerät UDS aufgesteckt ist, und der Duplexweiche UW (System 700)*

teil auf das Sende-Empfangs-Gerät und eine Station mit abgesetztem Bedienteil. Durch Baugruppentausch lassen sich Varianten mit 2 W, 10 W und 20 W HF-Leistung, 10, 16 und 100 Kanälen, den Betriebsarten Simplex, Semiduplex und Duplex sowie mit Eintönruf, Zweitönruf und Tonfolgeruf realisieren.

Zum ortsfesten Gerätesortiment *U 700* gehören die Zentraleinheit *UGZ*, die in der Hauptsache das Sende-Empfangs-Gerät und das Netzteil sowie bei Duplex- und Semiduplexanlagen auch die Duplexweiche enthält, ferner die Bedienpulte *UBZ 70* und *UBZ 71* sowie die Zusatzgeräte *UZZ 70* und *UZZ 71*. Dieses Sortiment gestattet den Aufbau von Dispatcherzentralen in UKW-Verkehrsfunknetzen. Die ortsfesten Anlagen arbeiten mit oder ohne Selektivruf.

## Datenverarbeitung

Mit der Bezeichnung ESER Reihe 2 werden in den nächsten Jahren den Anwendern neue EDV-Modelle zur Verfügung stehen. Damit wird der erfolgreich beschrittene Weg der sozialistischen ökonomischen Integration bei der elektronischen Datenverarbeitung fortgesetzt. Das Modell *EC 1055* ist Bestandteil des ESER Reihe 2. Es steht im Mittelpunkt des Angebots des VEB Kombinat *Robotron*, wobei erstmals eine Konfiguration mittlerer Größenordnung des EDV-Systems gezeigt wird.



*Bild 8 Das Strahlungsmeßgerät 20 046 des VEB RFT Meßelektronik Otto Schön Dresden (VEB Kombinat Robotron) ist ein universelles Grundgerät für den Einsatz in Isotopenlaboratorien, es ermöglicht den Betrieb von Sonden mit Zählrohren, Szintillatoren und Halbleiterdetektoren*

*Bild 9 Das elektronische Datenverarbeitungssystem EC 1055 ist als Anlage der mittleren Leistungsklasse für einen vielseitigen Einsatz ausgelegt (VEB Kombinat Robotron)*



*Bild 10  
Mit dem elektronisch  
programmierbaren Daten-  
erfassungsgerät 1372  
werden alphanumerische  
Daten erfaßt  
(VEB Kombinat  
Robotron)*

Das EDV-System *EC 1055* zeichnet sich durch ein neuartiges architektonisches und funktionelles Konzept aus. Als Vielzweckanlage wird es den Forderungen von Wissenschaft, moderner Wirtschaftsführung und universeller Anwendung gerecht. Es entspricht den Bedingungen kommerzieller und wissenschaftlich-technischer Einsatzbereiche, den Erfordernissen der Datenfernverarbeitung und wird als Leitrechner in Rechnerhierarchien eingesetzt. Hauptbestandteile des EDV-Systems *EC 1055* sind die Zentraleinheit *EC 2655* mit Bedieneinheit *7069*, das weiterentwickelte Betriebssystem *OS/ES* sowie ein komplettes Spektrum peripherer Geräte. Die Zentraleinheit *Robotron EC 2655* umfaßt die Zentrale Verarbeitungseinheit, den Operativspeicher und das Ein- und Ausgabesystem. Eine spezielle Bedieneinheit sichert die Kommunikation zwischen Bediener und EDV-Anlage. Sie bietet alle Möglichkeiten der erweiterten Systemsteuerung auf der Grundlage der Operationsprinzipien des *ESER* Reihe 2, zu denen u. a. Anwendung des Prinzips der virtuellen Speichertechnik, Zwei-Byte-Interface, Monitoranordnung, Zeitüberwachungseinrichtungen, Programmereignisregistrierung, Gleitkommaseinrichtung mit erweiterter Genauigkeit, erweiterte Befehlsliste, Einsatz von Blockmultiplexkanälen sowie fehlerkorrigierender Kode im Operativspeicher gehören.

Mit der Realisierung des Prinzips eines virtuellen Speichers wird der für den Anwender nutzbare Speicherbereich bis zu 16 Mio Bytes erhöht. Dadurch werden wesentliche Erleichterungen für den Entwurf von Pro-

grammen geschaffen und die Wirtschaftlichkeit des gesamten Systems erhöht. Zur wirtschaftlichen Nutzung des EDV-Systems *EC 1055* stehen Datenbanklösungen, Programmiersysteme für Produktions- und Zirkulationsprozesse sowie branchenorientierte Anwenderlösungen für Finanzwesen, Verkehrswesen, Bauwesen, Landwirtschaft und Gesundheitswesen zur Verfügung.

*Ing. Karl-Heinz Schubert*

# ELEKTRONIK-SPLITTER

## Preselektor für KW-Amateurempfänger

Zur Verbesserung der Empfangseigenschaften eines älteren KW-Amateurempfängers kann ein HF-Verstärker eingesetzt werden, der umschaltbar für die einzelnen KW-Amateurfunkbänder ausgelegt ist. Da die Bandabstimmung getrennt von der des KW-Amateurempfängers erfolgt, arbeitet die Schaltung wie ein zusätzlicher Preselektor. Der Preselektor wird mit dem Drehkondensator  $2 \times 25 \text{ pF}$  einfach auf die größte Lautstärke der empfangenen Station eingestellt. Um die Empfangsleistungen des KW-Amateurempfängers nicht zu verschlechtern, sollte die Schaltung des Preselektors mit Feldeffekttransistoren bestückt werden.

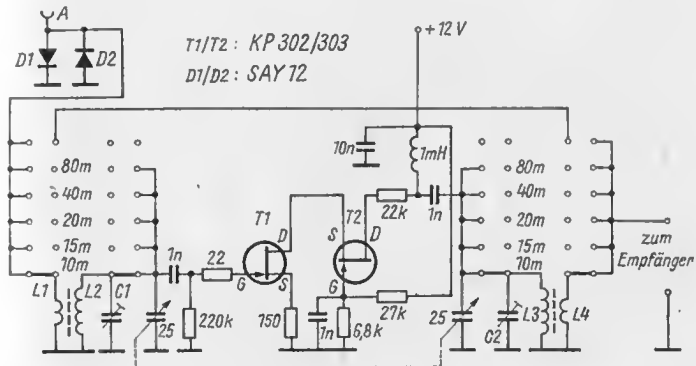
In der Schaltung wird eine FET-Kaskodeschaltung verwendet. Die Daten der umschaltbaren Schwingkreise für die einzelnen KW-Amateurbänder enthält die Tabelle. Die Spulenkörper haben einen Durchmesser von 8 mm. Am Antennen-eingang liegt eine Spannungsbegrenzung mit zwei Siliziumdioden. In der obersten Schalterstellung wird die Antenne direkt zum nachgeschalteten KW-Amateurempfänger geführt.

Werte der Schwingkreise

Band	L1/L4	Wdg.	L2/L3	Wdg.	C1/C2 in pF	Drahtdurchmesser
80 m	5		85		10/80	0,25-mm-CuL
40 m	3		40		5/40	0,25-mm-CuL
20 m	2,5		20		5/40	0,50-mm-CuL
15 m	2		13		5/40	0,50-mm-CuL
10 m	1,5		10		1/8	1,00-mm-CuL

## Literatur

Wasiljew, W. A.: Ausländische Amateurkonstruktionen, Massenradlobibliothek, Band 828, Verlag Energie, Moskau 1977, Seite 67 bis 69



# Der Deutsche Freiheitssender 29,8 – erster deutscher Antifa-Sender

Hanns Maußen

Unter den ersten Freiwilligen, die nach dem vom faschistischen Deutschland unterstützten Militärputsch des treubruchigen Generals *Franco* im Jahre 1936 der Spanischen Republik zu Hilfe eilten, waren auch viele deutsche Antifaschisten, die in das *Thälmann*-Bataillon eintraten. Sie brannten darauf, mit dem Einsatz ihres Lebens das Ansehen Deutschlands in der Welt wiederherzustellen.

Der Kampf gegen den Faschismus wurde aber nicht nur mit der Waffe in der Hand geführt!

In den ersten Januartagen des Jahres 1937 betraten zwei Ausländer das Büro des Informationsministers der Madrider Volksfrontregierung, *Jesus Hernandez*, in dessen Zuständigkeit Radiotelegraphie und Rundfunk



*Bild 1*

*Fotomontage von John Heartfield, die er im April 1937 dem Deutschen Freiheitssender 29,8 widmete, der Abend für Abend trotz Gestapo den Kampf für Frieden, Freiheit und Demokratie führte*

fielen. Es waren der frühere deutsche Landtagsabgeordnete *Franz Dahlem* und der bekannte Publizist *Prof. Gerhart Eisler*. Sie legitimierten sich als beauftragte Vertreter des Zentralkomitees der KPD und unterbreiteten dem Minister den Wunsch ihrer Partei, eine illegale Radiostation auf spanischem Boden für antifaschistische Sendungen nach Deutschland zu errichten.

Die Madrider Regierung erkannte die Bedeutung dieses Vorhabens und stimmte ihm als Kampfmaßnahme gegen jene Regierung zu, die als Aggressor gegen die Spanische Republik auftrat. Man kam überein, für diese Sendungen den leistungsstarken Kurzwellensender einzusetzen, der erst 1936 von der *Deutschen Lufthansa* für ihre Südamerika-Linie in Pozuelo bei Madrid eingerichtet worden war. Die Probesendungen wurden ohne Zeitverlust aufgenommen. Und dann war es soweit! Am 19. Januar 1937 vernahm man eine Stimme im Äther: «Achtung, Achtung! Hier spricht der antifaschistische Sender, die Stimme der *Kommunistischen Partei Deutschlands!*» Von diesem Tage an erklang nunmehr Abend für Abend zur gleichen Stunde, pünktlich 22 Uhr mitteleuropäischer Zeit, nach den Anfangstakten der *Internationale* die mit Spannung erwartete Ansage der ersten deutschen antifaschistischen Rundfunkstation. Nun hatte die antifaschistische Bewegung in unserem Lande einen starken Sender, der in täglich einstündiger Ausstrahlung innerhalb Deutschlands und in aller Welt die Stimme des anderen, des wahren Deutschlands verbreitete und der in der Folgezeit zu einer starken Waffe im Kampf gegen den Faschismus werden sollte.

Mit bewußter Absicht wählten wir für unsere Sendungen eine Wellenlänge in unmittelbarer Nähe der Kurzwelle des Berliner *Deutschlandsenders*, der im 30-m-Band zu empfangen war. Das geschah aus zweierlei Gründen: einmal, um allen Menschen außerhalb Deutschlands, die an deutschsprachige Sendungen des offiziellen Reichssenders auf dieser Welle gewöhnt waren, «unter den Knopf zu» kommen, und andererseits, um faschistische Störversuche aus Nazideutschland in Haaresbreite an der eigenen Welle zu erschweren. Die Erfahrungen sollten die Wahl als eine richtige Entscheidung bestätigen. Um die Orientierung für unsere Hörer zu erleichtern und die Wellenlänge besser einzubürgern, nahmen wir ihre genaue Bezeichnung in die ständige Ansage auf: «... auf Welle 29,8».

Die Redaktion des Senders wurde anfangs in Valencia, später in Barcelona eingerichtet. Die verantwortlichen Redakteure waren zwei bekannte Publizisten mit großer Erfahrung im illegalen Kampf: *Hans Teubner*, der schon vor der Hitlerzeit ein Nachrichtenbüro in Berlin unterhalten hatte, und *Erich Glückauf*, der vordem Sonderkorrespondent der *Deutschen Volkszeitung* in Paris gewesen war. Das Rundfunkstudio befand sich jedoch beim Standort des Senders in Madrid. Ich wurde als Sprecher eingesetzt, wobei mir meine etwas harte norddeutsche Aussprache ausnahms-

weise einmal zustatten kam. Um den Standort absolut geheimzuhalten und die Kontinuität unserer Sendungen bis zum letzten Tage des Bestehens unseres Senders zu sichern, wurde die Sendetätigkeit aufs strengste nach den festgelegten Regeln der illegalen Arbeitsweise betrieben. Sie sahen u. a. die strikte örtliche Trennung aller Glieder des illegalen Apparats vor, um im Fall eines Einbruchs des Gegners in ein Teilgebiet der Organisation diese wie mit Sicherungsschotten in sich abriegeln zu können. Aus diesem Grunde waren beim antifaschistischen Sender 29,8 Redaktion und Studio über 500 km voneinander getrennt und eines wie das andere mit dem Minimum an Mitarbeitern besetzt.

Ich stand also ganz allein auf meinem Posten in Madrid. Mein Studio war geschickt in einem großen Redaktionsgebäude mit viel «Laufkundschaft» im Zentrum der Stadt eingerichtet. In diesem Hause erschienen die Zeitungen von zwei Volksfrontparteien, der *Mundo obrero* und das Zentralorgan der *Izquierda republicana*. In einem der oberen Stockwerke war eine Pension, in der ich unauffällig eine Wohnung bezog, während ich abends zur Sendezeit einen Stock tiefer eine «bekannte Familie» zu besuchen pflegte. Hier war das Studio eingerichtet. Ich brauchte also gar nicht einmal mein Haus zu verlassen, um meine tägliche Arbeit zu verrichten, die auf die Minute genau um 20 Uhr begann, denn zwei volle Stunden betrug der Zeitunterschied zu Mitteleuropa.

Die Atmosphäre in der belagerten Stadt, in der unser Studio stand, war nur dazu angetan, den kämpferischen Geist der Sendungen, die ich täglich sprach, zu heben. Wie oft passierte es mir, daß mitten in der Sendung die Sirenen aufheulten und das E-Werk den Strom abschaltete. Nun arbeitete unser Sender natürlich mit eigenem Aggregat, die Lichtleitung war aber an dem Ortsnetz Madrid angeschlossen. Dann mußte ich die Sendung um einige Sekunden unterbrechen, bis ich meine Notbeleuchtung angezündet hatte. In solchen Fällen pflegte ich mich nicht bei meinen Hörern in Deutschland zu entschuldigen. Wie hätten sie mich auch verstehen sollen, noch hatten sie ja den Krieg nicht im eigenen Hause! Ich setzte dann meine Sendung einfach mit dem nächsten Absatz des Manuskripts fort.

Unsere tägliche Entlarvung der deutschen Intervention in Spanien wurde bereits in den ersten Wochen des Bestehens der Welle 29,8 durch spontane Hörerzuschriften bestätigt. Diese Briefe wurden uns durch Vermittlung illegaler Gewerkschaftsgruppen in Deutschland über Gewerkschaftsbüros im Ausland zugeleitet. So befand sich zum Beispiel in Paris sehr bald ein *Verbindungskomitee für den Geheimsender 29,8*, das von der französischen Gewerkschaft CGT ins Leben gerufen worden war. Es nannte sich *Comité de liaison du poste émetteur de la liberté* und hatte sein Büro im X. Stadtteil in der Rue de Faubourg-St. Denis 148.

Genauigkeit und Wahrhaftigkeit verschafften unseren Sendungen in der Folgezeit großen Kredit bei den Hörern und trugen uns den beson-



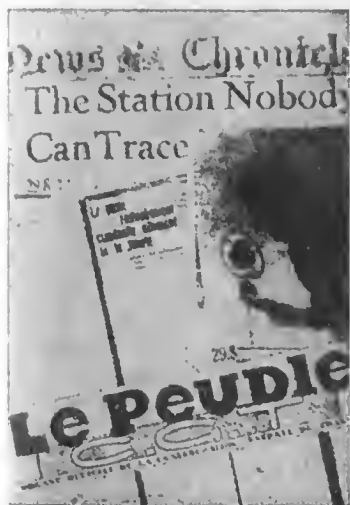


Bild 2

«Der Sender, den niemand finden kann.» Schlagzeilen der großbürgerlichen englischen Presse und der französischen Arbeiterpresse

deren Haß von Goebbels ein. Wir ließen Tatsachen sprechen, Tatsachen und noch einmal Tatsachen und stellten sie immer wieder den Biedermannserklärungen Hitlers und Görings gegenüber. Nur zu gut wußten wir, wie leichtgläubig die Masse des deutschen Volkes vor allem den sozialen Phrasen der Goebbels, Ley und Konsorten auf den Leim kroch. Darum konfrontierten wir mit Vorliebe die tönenden Phrasen aus dem Vokabular der Propagandaredner und aus dem Naziprogramm mit so einfach nachprüfbaren Fakten wie den Jahresberichten der großen Aktiengesellschaften und anderen Monopolunternehmen, die man dem Wirtschaftsteil jeder Zeitung entnehmen konnte. Diese wirkungsvollen Beiträge wurden für unser Sendeprogramm von der Redaktion in Valencia zusammengestellt. Sie erforderten ein genaues Studium der großen Wirtschaftszeitungen und eine wissenschaftliche Arbeitsweise. Mir als Sprecher blieben im allgemeinen an redaktioneller Arbeit nur noch der Kommentar vom Tage sowie die Zusammenstellung der internationalen Nachrichten, mit denen ich die Sendungen abzuschließen pflegte. Natürlich war ich häufig genug vor Tagesfragen gestellt, die keine 24 Stunden Aufschub duldeten und von mir selbst redaktionell bearbeitet werden mußten. Und diese Ausnahmen wurden sogar zur Regel, als später die Redaktion in Barcelona arbeitete, da jedo Landverbindung zu Madrid abgeschnitten und ich auf die Paketboot-Linie oder die Luftpost angewiesen war, die allerdings oft genug ausfielen – denn Spanien war ja im Krieg!

Mit der Gründung des deutschen Volksfrontausschusses im Frühjahr 1937 in Paris wurde unser Sender als *Deutscher Freiheitssender 29,8* dessen ständiges Sprachrohr und entwickelte sich zur wirkungsvollen Tribüne der Einheitsbestrebungen im verstärkten Kampf gegen die faschistische Diktatur.

«Wir sind jetzt verbunden mit Deutschland durch unsere Müh' und Arbeit, durch Welle 29,8», schrieb *Heinrich Mann* in seiner Eigenschaft als Vorsitzender des deutschen Volksfrontausschusses, als wir das Manifest der Gründungsversammlung ins Reich strahlten: «... Reichen wir einander die Hand! Verbünden wir uns gegen den gemeinsamen Feind! Sozialisten, Kommunisten, Demokraten, Angehörige aller Konfessionen! Handeln wir gemeinsam, helfen wir uns gegenseitig, beenden wir jegliche Zersplitterung, die nur *Hitler* nützt. Schließen wir uns zusammen zur großen deutschen Volksfront, die allein unser deutsches Volk zum Sturze *Hitlers* führen kann!» Jetzt wandten wir uns in unseren Sendungen an alle Schichten der Bevölkerung und fanden ein breites Echo; wir gingen auf ihre Nöte und Sorgen ein und stärkten den Willen zur Auflehnung in allen Kreisen, die aus sozialen und politischen, ethischen oder religiösen Gefühlen den Faschismus ablehnten. Es kam darauf an, aus der passiven Resistenz herauszutreten und den Schritt von der gefühlsmäßigen Ablehnung zur organisierten Gegenwehr zu tun!

In diesen Bemühungen unterstützten uns nun, da wir zur Stimme der breiten Front unseres Volkes geworden waren, auch Menschen aus den anderen Ländern – Künstler, Politiker und Geistesgeschaffende –, deren Namen und Werk in aller Welt geachtet wurden und auch dem deutschen Volke etwas galten. *Heinrich Mann* war ihnen vorangegangen, und viele, viele folgten. Stellvertretend für sie sei nur der große flämische Maler und Holzschneider *Frans Masereel* genannt, der Gesinnungsgenosse *Ernst Barlachs* und *Käthe Kollwitz'*, der so viele Jahre in Deutschland gewirkt hatte. Er appellierte über die Welle 29,8 an seine Freunde und alle, die ihn kannten: «Deutsche Freunde, man kann nicht ohne Schmerz zu Euch sprechen, aber noch weniger kann man schweigen und darauf verzichten, Euch zu sagen, wie sehr die freien Menschen hoffen, daß Ihr bald wieder Ihr selbst sein werdet!»

Nun wäre es jedoch ein Irrtum zu glauben, daß jeder, dessen Worte über den illegalen Sender erklangen, auch persönlich an das Mikrofon getreten war. Sie wurden in allen Fällen aus Gründen der strengen Konspiration, die wir uns selbst auferlegt hatten, nur von dem dafür autorisierten Sprecher verlesen, ohne Ausnahme. Ich sprach also nicht nur für die vielen namenlosen Korrespondenten aus dem Reich, sondern ließ meine Stimme auch all jenen, die mit ihrem vollen Namen in den Sendungen auftraten. Wir haben diesen Grundsatz niemals durchbrochen.

Ein Schrei des Entsetzens ging durch die zivilisierte Welt, als der barbarische Überfall der faschistischen deutschen *Condor-Legion* auf das

friedliche Städtchen Guernica bekannt wurde. Zur Ehre der besten Deutschen, die sich ihr Gewissen bewahrten, sei gesagt, daß die Namhaftesten unter ihnen als erste ihre Stimme erhoben und über den *Deutschen Freiheitssender 29,8* vor der Weltöffentlichkeit ihren Abscheu bekundeten. Ihnen voran die Gebrüder *Thomas* und *Heinrich Mann*.

Die Anklagen aus dem Munde unserer Besten verhallten nicht ungehört. Von überallher kamen Briefe und Stellungnahmen von Geistesschaffenden und Politikern, die sich ihnen anschlossen. Unter diesen Zusehriften war auch eine Grammophonplatte von *Paul Robeson* aus den USA. Der große Negersänger hatte seinen Protest auf die Schallplatte gesprochen mit der Bitte, man möge sie im Original bringen, «um den Zorn nicht abzuschwächen, der meinen Worten Kraft verleiht». So kam es, daß *Robesons* Stimme die erste war, die original über unseren Sender lief und von mir nur noch ins Deutsche übersetzt wurde. Sicher waren meine Worte nur ein schwacher Abglanz des zornigen Aufschreis *Robesons*, aber ich erinnere mich noch der aufrüttelnden Wirkung dieser Originalübertragung, als wäre es heute.

Unsere unermüdlichen Bemühungen zur Entlarvung der deutschen Einmischung in den spanischen Bürgerkrieg und der Völkerverhetzung durch *Goebbels'* Presse und Rundfunk fanden die volle Anerkennung durch die fortschrittlichen Kräfte aller Länder. So berichtete die französische Tageszeitung *Le Peuple* am 5. Oktober 1937: «Das Verdienst des *Freiheits-senders* besteht darin, daß er nicht eine einzige Lüge von *Goebbels* durchgehen läßt, ohne sofort darauf zu antworten ... Die dauernde und chau-



Bild 3

In Paris erschien damals in hoher Auflage eine Broschüre «Der deutsche Geheimsender 29,8 - sein Kampf - sein Erfolg»

vinistische Propaganda der *Hitler*-Presse findet im Geheimsender einen geschickten Gegner, der hilft, den Abgrund zu schließen, den *Hitler* zwischen unseren Völkern gräbt.»

Der illegale Sender deutscher Sprache, den das Naziregime krampfhaft totzuschweigen suchte, hatte inzwischen inner- und außerhalb Deutschlands eine solche Resonanz gefunden, daß er ein Politikum ersten Ranges geworden war. Viele unserer deutschen Hörer hatten uns anfangs vielleicht nur zufällig in den Empfänger bekommen, andere waren erst durch die Flüsterpropaganda auf unsere Stimme aufmerksam geworden. Das Gefährliche für die Machthaber im faschistischen Deutschland bestand aber darin, daß jeder, der einmal den *Deutschen Freiheitssender 29,8* gehört hatte, ihn täglich wieder suchte. Nun tauchte unsere Wellenlänge aber auch bereits in den Publikationen der Untergrundbewegung auf, und Widerstandsgruppen wurden dadurch ermuntert, zu offener Propaganda für die Stimme des antifaschistischen Deutschlands überzugehen. An Häuserwänden und Bretterzäunen erschienen über Nacht Parolen, die zum Abhören unseres Senders aufriefen, und später genügte die einfache Ziffer unserer Wellenlänge 29,8, mit Kreide aufs Straßenpflaster geschrieben, um die Aufmerksamkeit auf uns zu lenken, oder die Losung «Hört heute abend 29,8», um auf eine wichtige Sendung hinzuweisen. Da damals die Empfangsgeräte im allgemeinen aber noch nicht auf Kurzwellenempfang eingerichtet waren, gaben wir unseren Hörern auch technische Hinweise, wie man durch den Einbau von Vorsatzgeräten mit jedem normalen Empfänger unsere Welle anpeilen konnte. Radiohändler im deutschsprachigen Ausland unterstützten unsere Bemühungen durch eine als Reklame getarnte Aufklärung. Die bloße Existenz des *Deutschen Freiheitssenders 29,8* demonstrierte die Ohnmacht des Naziregimes und strafte täglich *Hitlers* großmäulige Erklärung Lügen, daß der «Bolschewismus ausgerottet» sei.

Alle Käufer von Kurzwellengeräten wurden registriert. Radiohändlern, die Kurzwellenersatzteile verkauften, ohne die Käufer beim nächsten Polizeiamt zu melden, wurde die Konzession entzogen. Die Haus- und Blockwarte der Nazipartei hatten die strikte Anweisung, den Rundfunkempfang in ihrem Wohnbereich zu überwachen, jeder Gemeinschaftsempfang war von vornherein verdächtig. *Göring*, der sich über *Goebbels'* und *Himmlers* Unfähigkeit, den illegalen Sender zum Schweigen zu bringen, öffentlich mokierte, beauftragte die *Telefunken-AG* mit der systematischen Suche nach dem Standort unseres Senders. Man müsse die althergebrachten Polizeimethoden durch «wissenschaftliche Forschung nach den Tätern» ersetzen, erklärte er großspurig und wies an, daß alle Laboratorien und Versuchsstationen dieser Gesellschaft «in den Dienst der schnellen Aufklärung der Schwarzsendungen gestellt» würden. Aber weder *Goebbels* noch *Himmler* oder *Göring* konnten unsere illegalen Sendungen unterbinden, wir spotteten ihrer.



bis zum letzten Tage seines Bestehens, bis Mitte März 1939, Abend für Abend zum deutschen Volke gesprochen:

«Hier ist die Stimme des antifaschistischen Deutschlands, hier spricht der Deutsche Freiheitssender 29,8 ...»

(Dieser Beitrag entstand in Zusammenarbeit mit dem Lektorat Rundfunkgeschichte, Staatliches Komitee für Rundfunk beim Ministerrat der DDR.)

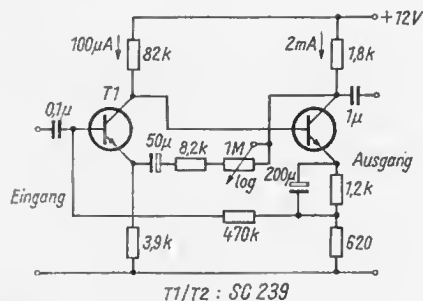
## ELEKTRONIK-SPLITTER

### Vielseitig anwendbarer Mikrofonverstärker

Der mit rauscharmen Miniplast-Transistoren bestückte Mikrofonverstärker kann zum Anschluß nieder- bzw. mittelohmiger Mikrofone verwendet werden. Die wirksame Arbeitspunktstabilisierung wird erreicht durch das Gewinnen der Basisspannung von T1 als Spannungsabfall am nichtüberbrückten Emitterwiderstand von T2. Zwischen dem Emitter T1 und dem Kollektor T2 ist eine wechselstromabhängige Gegenkopplung vorhanden, so daß die Spannungsverstärkung der Schaltung im Bereich  $V_u \approx 10$  bis 30 dB variiert werden kann. Wirkt nur der Widerstand  $8,2 \text{ k}\Omega$ , so beträgt  $V_u \approx 10 \text{ dB}$ , die Eingangsimpedanz ist  $Z_e \approx 500 \text{ k}\Omega$ , die Ausgangsimpedanz  $Z_a \approx 400 \Omega$ . Bei dem wirksamen Widerstand  $1 \text{ M}\Omega$  ist  $V_u \approx 30 \text{ dB}$ ,  $Z_e \approx 40 \text{ k}\Omega$ ,  $Z_a \approx 1,6 \text{ k}\Omega$ . Der Frequenzgang reicht weit bis über 20 kHz.

### Literatur

Halbleiter-Schaltungsbeispiele, VEB Halbleiterwerk Frankfurt/O., Leitbetrieb im VEB Kombinat Mikroelektronik Erfurt



Der ständig steigende Nachrichten- und Informationsaustausch in allen Bereichen der Gesellschaft stellt hohe Anforderungen an bestehende Nachrichtenkanäle, die zukünftig weder technisch noch ökonomisch mit der herkömmlichen Übertragungstechnik zu realisieren sind. Die Entwicklungstendenz der Nachrichtenübertragung richtet sich deshalb auf eine Erhöhung der übertragbaren Bandbreite, der Kanalanzahl und auf die Entwicklung neuer Übertragungsmedien mit günstigeren Eigenschaften. Hier ist es die optische Nachrichtenübertragung, die Möglichkeiten bietet, diese Zielstellungen zu erfüllen. Die optische Nachrichtenübertragung ist in ihrem Grundprinzip nicht neu, hat jedoch durch die Entwicklung dämpfungsarmer Lichtleitfasern in letzter Zeit an Bedeutung gewonnen.

Die Übertragung mit Lichtstrahlen durch die Atmosphäre über größere Entfernungen oder eine Übertragung mit Linsen- und Spiegelsystemen haben sich als unzuverlässig und unzuweckmäßig erwiesen. Deshalb wird der geführten optischen Nachrichtenübertragung über Lichtleitfasern große Bedeutung beigemessen.

Erste Versuche zur optischen Nachrichtenübertragung wurden bereits 1880 vom Erfinder des Telefons, *A. G. Bell*, durchgeführt, der den Aufbau eines *Photophons* vorschlug. Vom irischen Physiker *J. Tyndall* stammt der *Tyndall-Effekt*, der in der Streuung des Lichtes an Teilchen einer kolloidalen Lösung besteht. Auf diese Weise lassen sich Lichtstrahlen innerhalb eines Wasserstrahls auf einer gekrümmten Bahn führen. Erst in den sechziger Jahren dieses Jahrhunderts wurde der Gedanke der optischen Nachrichtenübertragung erneut aufgegriffen, da es gelungen war, zur Realisierung einer optischen Nachrichtenübertragung geeignete Komponenten aufzubauen.

Die Hauptvorteile der optischen Nachrichtenübertragung lassen sich wie folgt umreißen:

- Durch die große übertragbare Bandbreite wird eine hohe Informationsdichte der Übertragung gewährleistet;
- kleine Abmessungen des Übertragungsmediums;

- gute Verlegbarkeit und geringe Masse;
- geringe Dämpfung und dadurch große Verstärkerabstände;
- die übertragenen Signale können nicht durch elektromagnetische Felder beeinflußt werden;
- Konstanz der Übertragungsparameter;
- kein Übersprechen zwischen den Lichtleitfasern;
- Möglichkeit zur digitalen Nachrichtenübertragung;
- geringe Materialkosten für Glasfaserkabel und Einsparung des teuren Kupfers.

## Grundprinzip der optischen Nachrichtenübertragung

Das Prinzip einer optischen Nachrichtenübertragung läßt sich auf das Grundprinzip der optoelektronischen Übertragungskette zurückführen, die aus Modulator, Lichtsender, Übertragungsstrecke, Lichtempfänger und Signalverarbeitungseinheit besteht. Die Übertragung erfolgt über Lichtleitfasern, die sich zu Bündeln oder Kabeln zusammensetzen lassen. Das Prinzip der optischen Nachrichtenübertragung ist in Bild 1 dargestellt. Ein Halbleiterlaser wirkt als Lichtsender und wird von der zu übertragenden Information moduliert. Das von ihm ausgestrahlte, modulierte Licht gelangt über entsprechende Koppellemente in die Lichtleitfaser, die die Informationsübertragung auf der Grundlage ihrer Übertragungsparameter über eine bestimmte Strecke realisiert und den Lichtstrahl an einen Lichtempfänger führt. Der Lichtempfänger bildet den Eingang der Verstärker- oder Empfängerstelle. Im Fall einer Verstärkerstelle schließen sich nach entsprechender Signalaufbereitung und Verstärkung eine erneute Modulation eines Lasers und eine Einkopplung in eine nachfolgende Lichtleitfaser an. In der Verstärkerstelle kann auch eine Verzweigung erfolgen. In der Empfängerstelle gelangt das Signal des Lichtempfängers an entsprechende Dekoderschaltungen, die die ursprüngliche Information wieder bereitstellen. Der besondere Vorteil der optischen Nachrichtenübertragung besteht darin, daß die gesamte Übertragung in digitaler Form vorgenommen werden kann.

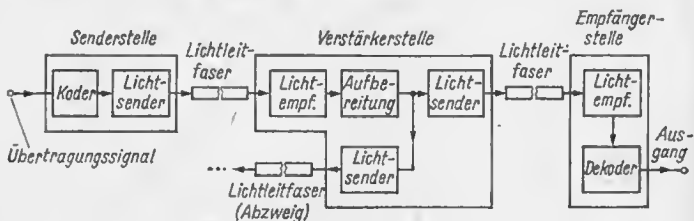


Bild 1 Prinzip der optischen Nachrichtenübertragung



Eine wesentliche Komponente in der optischen Nachrichtenübertragung bilden die Lichtsender. Die Hauptauforderungen leiten sich aus der notwendigen Kompatibilität zur elektrischen Modulationseinrichtung und zum optischen Übertragungsmedium ab. Gefordert werden eine geringe spektrale Breite, eine möglichst direkte Modulierbarkeit mit hohen Signalfrequenzen, eine gute Strahlübertragungsmöglichkeit an die Lichtleitfaser durch geringe Emissionsfläche, eine hohe Lebensdauer und eine Anpaßbarkeit der emittierten Wellenlänge an ein Dämpfungsminimum der Lichtleitfaser. Die einfachste Lichtsenderform ist die planare Leuchtdiode, die aus einem pn-Übergang mit oben für den Lichtaustritt durchlässigem oder offenem Vorderseitenkontakt besteht. Die Strahlungsverteilung dieser Leuchtdiode ist aufgefächert, dadurch ergibt sich ein entsprechend großer Koppelverlust bei der Lichtübertragung an eine Lichtleitfaser mit geringer numerischer Apertur. Bei der *Burrus*-Diode wird in die Vorderseite ein Loch in die Planarstruktur geätzt, das zur Aufnahme einer Einzellichtleitfaser dient. Die Kantencmitterleuchtdiode ist im Prinzip eine hochkant gestellte Planarleuchtdiode, bei der das Licht seitlich austreten kann. Die Lichtbündelung ist in diesem Fall stärker, wodurch sich eine bessere Lichtauskopplung ergibt. In Bild 2 sind einige Leuchtdiodentypen zusammengestellt.

Für die optische Nachrichtenübertragung weist der Halbleiterinjektionslaser die günstigsten Eigenschaften (Tabelle 1) auf, die sich durch Kleinheit, Robustheit, direkte Modulierbarkeit, geringe spektrale Bandbreite




Strahlungsverteilung			
Leuchtdiodentyp	Planar	„Burrus“	Kantencmitter
Strahlungsleistung in Einzelfaser	250 $\mu$ W (N.A. $\approx$ 0,5)	20 ... 100 $\mu$ W (N.A. $\approx$ 0,17)	2 ... 20 $\mu$ W (N.A. $\approx$ 0,17)
Strahlungsleistung in Bündel ( $\varnothing$ 1mm)	7 mW	ungeeignet	< 7 mW
Frequenz	100 MHz	100 MHz	100 MHz

Bild 2 Leuchtdiodentypen (Überblick)

**Tabelle 1 Eigenschaften von Lichtsendern**

Eigenschaft	Laserdiode	Leuchtdiode	
Material	GaAlAs	GaAlAs	GaInAs
Wellenlängenbereich (nm)	800 ... 890	800 ... 890	
maximale Intensität bei (nm)	820	820	1063
spektrale Halbwertsbreite (nm)	2 ... 2,5	40 ... 60	55 ... 60
Lichtleistung (CW)			
- insgesamt (mW)	5 ... 20	0,1 ... 8	0,1 ... 0,5
- in der Faser	1 ... 5 mW	5 ... 500 $\mu$ W	-
Anstiegszeit (ns)	0,1 ... 1	3 ... 19	5 ... 10
elektrische Bandbreite	0,1 ... 1 GHz	32 ... 150 MHz	-
Schwellenstrom	75 ... 350 mA	-	-
Betriebsstrom ( $\mu$ A)	100 ... 400	200 ... 300	50
lichtemittierende Fläche ( $\mu$ m)	13 $\times$ 0,2 bis 40 $\times$ 2	40	50
Koppelverlust			
Lichtsender/Faser	2 ... 7 dB	12 ... 15 dB	
Lebensdauer (h)	2 $\times$ 10 <sup>1</sup> ... 10 <sup>5</sup>	10 <sup>4</sup>	

und hohe Strahlungsichte anszeichnen. Die für den Lasereffekt notwendige Stromdichte konnte in den letzten Jahren reduziert werden, wodurch sich gleichzeitig eine Erhöhung der Lebensdauer ergab. Günstige Eigenschaften hat ein GaAlAs-Doppelheterolaser in SiO<sub>2</sub>-Streifengeometrie, der auch einen Dauerbetrieb bei Raumtemperaturen gestattet. Die Lichtwellenlänge liegt in diesem Fall bei 850 nm und ist damit einem Minimum der Lichtleitfaserdämpfung angepaßt. Arbeitsfrequenzen lassen sich bis zu 1 GHz realisieren. Besonderen Vorteil haben Laser, die kolinear sind und gleichzeitig unterschiedliche Wellenlängen abstrahlen. Sie gestatten damit bei optischen Nachrichtenübertragungen einen Multiplexbetrieb. Es handelt sich hier um Laser mit verteilter Rückkopplung und um Mehrfachresonanzlaser. Mit einer Mehrfachlaseranordnung lassen sich Informationen in eine größere Anzahl von Lichtleitfasern übertragen. Damit bieten sich günstige Möglichkeiten zum Aufbau einer Verstärkerstelle mit einer derartigen Mehrfachlaseranordnung.

Der mit Neodym dotierte Yttrium-Aluminium-Granat-Festkörperlaser (YAG-Laser) wird mit einer Leuchtdiode gepumpt und emittiert bei 1,064  $\mu$ m. In diesem Fall läßt sich die gewünschte Kohärenz wesentlich einfacher als mit Halbleiterlasern erzielen. Allerdings ist eine äußere Modulation erforderlich, d. h., eine Direktmodulation über den Diodenstrom läßt sich nicht ermöglichen.

## Lichtleitfaser

Die Lichtleitfaser hat die Aufgabe, den informationstragenden Lichtstrahl zwischen Lichtsender und Lichtempfänger zu führen. Sie besteht in ihrer einfachsten Form aus zwei konzentrischen Stäben eines dielektrischen Materials mit unterschiedlichem Brechungsindex (Bild 3). Die Lichtleitung innerhalb der Lichtleitfaser erfolgt mit der Totalreflexion an der Grenzschicht zwischen innerem Kern und äußerem Mantel. Sie werden in Einmodenfasern und in Mehrmodenfasern eingeteilt. Bei der Einmodenfaser kann sich die elektromagnetische Welle mit der in Frage kommenden Wellenlänge nur in einer Feldkonfiguration, dem sogenannten Grundmode, ausbreiten. Für Lichtleitfasern nach Bild 3 trifft als Grundmode die sogenannte  $HE_{11}$ -Welle zu. Auffällig bei der Einmodenfaser ist der sehr geringe Querschnitt des Kernfasergebiets im Vergleich zum Gesamtquerschnitt der Lichtleitfaser. Der Kerndurchmesser liegt in der Größenordnung einer Wellenlänge der zu transportierenden Welle.

Die Lichtleitung in Einmodenfasern muß nach den Gesetzen der Wellenoptik betrachtet werden. Die Vergrößerung des Kerndurchmessers hat zur Folge, daß neben der Grundmode noch weitere Moden höherer Ordnung ausbreitungsfähig sind. Man spricht in diesem Fall von der Mehrmodenfaser. Die einzelnen ausbreitungsfähigen Moden unterscheiden sich in ihrer Gruppenlaufzeit, so daß ein am Eingang der Lichtleitfaser eingespeister schmaler Impuls nach Durchlaufen der Faser am Ausgang verbreitert erscheint. Diese Impulsverbreiterung ist einer oberen Grenzfrequenz gleichzusetzen. Die Einmodenfaser hat im Vergleich zur Mehrmodenfaser den Vorteil, daß sie auf Grund ihrer Einmodenwellenführung größere Bandbreiten verarbeiten kann.

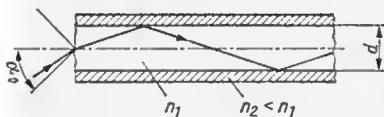


Bild 3  
Prinzip der Lichtübertragung  
über eine Lichtleitfaser

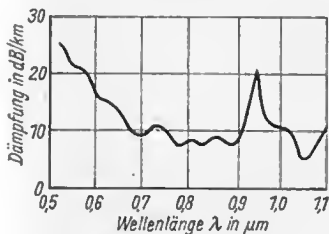


Bild 4  
Dämpfung in Lichtleitfasern  
in Abhängigkeit  
von der Wellenlänge

Die über Mehrmodenfasern zu transportierende Strahlungsleistung verteilt sich auf verschiedene Wellenmoden. Auf Grund der unterschiedlichen Gruppenlaufzeit der verschiedenen Wellenmoden tritt eine Laufzeitverschiebung am Faserausgang für einen Impuls auf. Die Impulsverbreiterung ist auf eine Materialdispersion (Abhängigkeit der dielektrischen Eigenschaften von der Wellenlänge), auf eine Wellenleiterdispersion (Abhängigkeit der Übertragung von den geometrischen Abmessungen) und auf die unterschiedliche Gruppenlaufzeit der verschiedenen Moden zurückzuführen. Die Materialdispersion dominiert bei der Einmodenlichtleitfaser, während die unterschiedlichen Gruppenlaufzeiten der verschiedenen Moden für die Mehrmodenlichtleitfaser charakteristisch sind.

Die Dämpfung von elektromagnetischen Wellen im Lichtwellenbereich, die in Lichtleitfasern auftritt, ist auf Absorption und Streuung zurückzuführen. Die Absorption kann man in atomare und molekulare Absorption unterteilen, die auf atomare und molekulare Verunreinigungen in der Lichtleitfaser zurückzuführen sind. Besonders nachteilig wirken sich in diesem Fall Verunreinigungen durch Schwermetalle sowie durch OH-Ionen aus. Streuverluste sind auf mikroskopische Inhomogenitäten und auf makroskopische Inhomogenitäten zurückzuführen. Die Dämpfung von Lichtleitfasern konnte durch verbesserte Technologien in den letzten Jahren erheblich reduziert werden. Sie ist wellenlängenabhängig und weist Minima bei 850 nm und 1,06  $\mu\text{m}$  (Bild '4) auf. Diesen Minima werden auch nach Möglichkeit andere Komponenten, wie Lichtsender und Lichtempfänger, angepaßt.

Die verbreitetste Lichtleitfaser ist die Kernmantel-Glas-Lichtleitfaser, bei der Kern und Mantel aus dem gleichen Material bestehen. Eine Ein-

Faserart	Profil des Brechungsindex	Ausbreitungsart	Dispersion (ns/km)	Koppelprobleme
Mehrmodem-Stufenindexfaser			70...100	relativ unkritisch
Mehrmodem-Gradientenfaser			0,2...10	erfordern enge Fasertoleranzen
Einmodenfaser			<0,2	sehr kritisch bezüglich Faser- und Spleißtoleranzen

Bild 5 Lichtleitfasertypen

moden-Kernmantel-Glasfaser weist z. B. einen Kerndurchmesser von  $5\ \mu\text{m}$  und einen Manteldurchmesser von  $150\ \mu\text{m}$  auf. Die Dämpfung beträgt 2 bis 3 dB/km. Kernmantel-Lichtleitfasern lassen sich auch mit anderen Materialkombinationen für Kern und Mantel realisieren; z. B. Plast-Plast, Glas-Plast, Plast-Glas. Eine weitere Entwicklung ist die sogenannte Gradientenfaser (Bild 5, Mitte), die an Stelle eines Schichtaufbaus die notwendige Abstufung des Brechungsindex innerhalb der Faser stetig realisiert. Er ändert sich dabei kontinuierlich von einem Maximalwert an der Faserrachse auf geringere Werte am Wellenleiterumfang. Die Lichtleitung erfolgt nicht mehr im Zickzack, sondern entsprechend einer Wellenlinie. Verläuft der Brechungsindex nach einer Parabelfunktion, so erhält man für alle ausbreitungsfähigen Moden gleiche Gruppenlaufzeiten. Damit wird die Gradientenfaser besonders günstig zur Übertragung von Informationen und Nachrichten.

Lichtleitfasern lassen sich als Einzelfasern oder im Verband als Bündel einsetzen. Die Einzelfaser erhält eine Plastummantelung zum Schutz jeder einzelnen Faser oder bei der Zusammenfassung zu Gruppen bzw. Bündeln im Kabel. Um jedes Mittragen der Lichtleitfasern bei der Kabelbelastung zu vermeiden, verseilt man die Fasern um einen gepolsterten und knicksicheren Kern.

Lichtleitfasern werden in zwei Schritten hergestellt:

- Herstellen eines hochreinen Glases aus dem Ausgangsstoff;
- Schmelzen und Ausziehen der Faser aus dem Schmelzgut.

Wichtige Herstellungstechnologien sind das Stab-Rohr-Verfahren, das Doppeltiegelverfahren und das Plasmaverfahren.

## Lichtempfänger

Mit Lichtempfängern wird das optische Signal in ein elektrisches Signal umgewandelt, das sich anschließend weiterverarbeiten läßt. Hohe Empfindlichkeit bei den von den Lichtsendern emittierten Wellenlängen, geringes Eigenrauschen, Verarbeitung großer Bandbreiten, Anpaßbarkeit an Lichtleitfasern und geringe Größe sind Forderungen, die an sie gestellt werden. Sie lassen sich mit Fotodioden erfüllen, wobei pin-Fotodioden und Lawinenfotodioden im Vordergrund stehen. Die Lawinenfotodiode arbeitet mit innerer Verstärkung, bei der Ladungsträger, die die Diode durch Fotonen erzeugt, durch das innere Feld so stark beschleunigt werden, daß sie im Stoß mit Gitteratomen neue Ladungsträger hervorrufen. Sie können als Mesa-, Semi-Planar- und Planardiode realisiert werden. Die Bandbreite bei der pin-Fotodiode beträgt etwa 100 MHz, bei der Lawinenfotodiode lassen sich Bandbreiten von 1 bis 3 GHz realisieren.

## Koppelemente

Eine wesentliche Aufgabe erfüllen beim praktischen Einsatz der optischen Nachrichtenübertragung geeignete Koppelemente zur Verbindung unterschiedlicher optischer Komponenten. Es wird eine verlustarme Übertragung verlangt, deren Realisierung bisher den praktischen Einsatz der optischen Nachrichtenübertragung stark hemmte. Die Verbindung optischer Komponenten betrifft einmal die Verbindung zwischen Lichtsender und Lichtleitfaser und zum anderen die Verbindung zwischen Lichtleitfaser und Lichtempfänger. Eine weitere Koppelart ist die Verkopplung von Lichtleitfasern untereinander. Problematisch bei allen Verbindungsaufgaben ist, daß die Querabmessungen der optisch wirksamen Bereiche aller Komponenten sehr klein sind und dementsprechend eine genaue Justierung erfordern. Bei der Verkopplung zwischen Laserdiode und Lichtleitfaser greift man auf eine zweite, quer zur Laserdiode und Lichtleitfaser liegende Faser zurück, mit der der Strahlenverlauf so verändert werden kann, daß eine Strahlaufweitung des Lasers unterdrückt wird.

Leuchtdioden sind noch nicht in optimaler Weise zum Anschluß an Lichtleitfasern mit geringer numerischer Apertur geeignet. Um die Verluste zu verringern, ist ein Strahl mit guter Bündelung erforderlich, der von einer Diode mit kleiner Abstrahlfläche und einer Strahlverteilung bereitgestellt werden kann, deren Maximum nach vorn zeigt. Leuchtdioden werden deshalb vornehmlich zusammen mit Mehrmodenlichtleitfasern verwendet, die einen breiten gefächerten Strahl aufnehmen können.

Um lösbare Verbindungen zwischen Lichtleitfasern zu realisieren, greift man auf verschiedene Steckerprinzipien zurück, die durch geeignete konstruktive Ausbildungen eine genaue Führung gestatten. Bei der Ankopplung von Lichtleitfasern an Lichtempfänger arbeitet man oftmals mit Strahlaufweitung, um eine entsprechend größere Lichtempfängeroberfläche auszuleuchten.

## Komponenten in der Übertragungskette

Die Leistungsfähigkeit eines optischen Übertragungssystems hängt von den einzelnen Leistungsparametern der Lichtsender, der Lichtempfänger, der Lichtleitfasern und des gewünschten Signal/Rausch-Verhältnisses auf der Empfängerseite ab. Einflußfaktoren auf die Länge einer Übertragungskette bzw. auf den Verstärkerabstand sind Leistung des Lichtsenders, Wirkungsgrad der Verbindungselemente, Dämpfung der Lichtleitfaser sowie Empfindlichkeit der Lichtempfänger. Beim Entwurf eines optischen Nachrichtenübertragungssystems muß die potentielle Leistungsfähigkeit



*Bild 6 Die Infrarotemittierende Diode FV 21 IR (Siemens) hat einen planen Epoxidharzverschluß über dem lichtemittierenden GaAs-Chip, so daß die Glasfasern eines Lichtwellenleiterkabels direkt angesetzt werden können. Das Gehäuse hat einen Durchmesser von 5,4 mm und eine Höhe von 1,3 mm. Bei 100 mA beträgt die Strahlungsleistung 1 bis 2 mW, die Wellenlänge ist 880 nm*

aller Einzelkomponenten im Zusammenhang betrachtet und gegeneinander abgewogen werden.

Auf dem Gebiet der Komponenten für optische Nachrichtenübertragungssysteme hat man in letzter Zeit große Fortschritte erzielt. Es stehen leistungsfähige Leuchtdioden zur Verfügung. Auch bei Lasern wird weiter gearbeitet, um ihre Lebensdauer zu erhöhen und damit ihren breiten Einsatz zu gewährleisten. Die Fortschritte auf dem Gebiete der Lichtleitfasern gestatten es bereits heute, bei optischen Nachrichtenübertragungssystemen größere Verstärkerabstände als bei herkömmlichen Kabelsystemen zu ermöglichen.

### **Optische Nachrichtenübertragungssysteme**

Der Stand der Technologie optischer Komponenten für optische Nachrichtenübertragungssysteme erlaubt es, die Signalübertragung mit Dämpfungswerten zwischen 5 und 10 dB/km bei der für Lichtsender und Lichtempfänger günstigen Wellenlänge von 820 nm zu realisieren. Dazu stehen Gradientenfasern zur Verfügung, die die notwendigen Bandbreiten von einigen hundert Megahertz übertragen.

Die Lichtleitfaser ist ein typisches Breitbandübertragungsmedium und hat für Breitbandsignale wesentlich günstigere Übertragungseigenschaften als zum Beispiel ein Kupferleiter. Diese Eigenschaft legt es nahe, zur Übertragung über größere Entfernungen auch die Vorteile von Modulationsverfahren auszunutzen, die durch Erweiterung der Übertragungsbreite die Auswirkungen von Störungen auf dem Übertragungsweg vermindern. In diesem Fall ist es insbesondere die Pulseodemodulation (PCM), die vielfach angewendet wird. Für sie spricht ferner, daß sie auch wegen der Nichtlinearität, Exemplarstreuung und zeitlichen Inkonzistenz der Lichtsender für die Übertragung von Digitalsignalen vorteilhaft ist. Weiterhin bietet die Regenerierbarkeit von Digitalsignalen die Möglichkeit großer Verstärkerabstände und den Einsatz vieler Verstärker in Kette.

Neben der Digitalübertragung, die besonders bei der Überbrückung größerer Entfernungen vorteilhaft ist, greift man bei kleineren Entfernungen und speziellen Anwendungen auf analoge Modulationsverfahren zurück. Die direkte Amplitudenmodulation des Diodenstroms (Leuchtdiode oder Laserdiode) durch das zu übertragende Signal wird nur bei mäßigen Ansprüchen an die Sendeleistung und die Konstanz der gesamten Verbindung angewendet. Weitaus vorteilhafter ist eine Winkelmodulation des Diodenstroms, wobei die Phasen- bzw. Frequenzmodulation mit sinusförmigem Träger oder Pulsphasen- bzw. Pulsfrequenzmodulation in Frage kommen.

Tabelle 2 gibt eine Übersicht über einige mit analogen bzw. digitalen Verfahren arbeitende optische Nachrichtenübertragungssysteme, die zum großen Teil der Erprobung entwickelter und gefertigter Bauelemente sowie des Gesamtsystems mit dem Ziel weiterer Verbesserungen und der Formulierung künftiger Aufgaben dienen. Deshalb beschränken sich praktisch aufgebaute optische Nachrichtenübertragungssysteme oftmals

Tabelle 2 Übersicht über optische Nachrichtenübertragungssysteme

	Analoge Verfahren			
	1 MHz Intensität	7 MHz Intensität	10 MHz FM	50 MHz
Bandbreite bzw. Bitrate Modulation				
Signal/Rausch-Verhalten bzw. Fehlerrate	60 dB	59 dB	52 dB	23 dB
Lichtleitfasertyp	Mehrmoden- faser	Mehrmoden- faser	Mehrmoden- faser	Mehrmoden- faser
Lichtsender	Leuchtdiode	Leuchtdiode	Leuchtdiode	
Lichtempfänger	Lawinen- diode	pin-Diode	Lawinen- diode	Fotodiode
Verstärkerabstand bzw. Dämpfung	3 km 5 dB/km		5 km	2,5 km 10 dB/km



auch nur auf die Realisierung von Teilaufgaben zukünftiger Systeme, wobei theoretische und praktische Erfahrungen gesammelt werden. Es ist deshalb nicht verwunderlich, daß dabei nicht alle Möglichkeiten ausgenutzt werden, sondern in Anpassung auf die zu realisierende Aufgabe Beschränkungen vorliegen, z. B. im Hinblick auf Bandbreite und Übertragungslänge. So sind verschiedene optische Übertragungssysteme bekannt geworden, die zur Übertragung eines Fernsehkanals und zweier Tonkanäle dienen und dementsprechend nur eine Bandbreite von 7 MHz aufweisen. Sie erfüllen lokale Übertragungsaufgaben. Weiterhin laufen Versuche, Lichtleitkabel nicht zur Programmverteilung für das Fernsehen (Kabelfernsehen) einzusetzen. Optische Kurzstreckenübertragungssysteme mit einzelnen Lichtleitfasern oder Lichtleitfaserbündeln werden bereits in Bordnetzen von Schiffen und Flugzeugen zur Übertragung von Regel-, Meß- und Steuersignalen eingesetzt. Ebenfalls wird die gegenüber elektromagnetischen Störfeldern unempfindliche optische Signalübertragung zu Kontrollzwecken bei der Hochspannungsenergieübertragung in Elektrizitätswerken erprobt. Optische Datenbusse und optische Datenverbindungen werden in Rechnersystemen und für den Anschluß von Terminals eingesetzt.

Zur Realisierung optischer Nachrichtenübertragungssysteme werden künftig neuere Technologien entwickelt und eingesetzt. Dazu zählt auch die integrierte Optik, die integrierte optische Bauelemente und integrierte optische Schaltungen umfaßt. In diesem Fall werden in Analogie zu den integrierten Schaltungen der digitalen Elektronik einmal ganze Systeme von optischen und optoelektronischen Bausteinen auf einem gemeinsamen Substrat zusammen mit den notwendigen elektronischen Schaltungen vereint.

Die optische Nachrichtenübertragung gestattet es, gemeinsame Netze für unterschiedliche Informationsdienste aufzubauen, so daß Fernsehen, Bildtelefon, Datenverkehr, Faksimileübertragung, Fernseh- und Hör-

#### Digitale Verfahren

1 MBit/s	8,4 MBit/s	34 MBit/s	140 MBit/s	300 MBit/s	560 MBit/s
PCM	PCM	DPCM	PCM	PCM	PCM
$10^{-9}$	$10^{-9}$	$10^{-9}$	$10^{-9}$	$10^{-9}$	
Mehrmoden- faser	Mehrmoden- faser	Mehrmoden- faser	Mehrmoden- faser	Einmoden- faser	Einmoden- faser
Leuchtdiode	Leuchtdiode	Laser	Laser	Laser	Laser
pn-Diode	Lawinen- diode	Lawinen- diode	Lawinen- diode	Lawinen- diode	Lawinen- diode
11 km	9 km	5 km	7 km	10 km	5 km
	5 dB/km		5 dB/km	5 dB/km	5 dB/km

rundfunk zeitlich ineinander geschachtelte Impulsfolgen bilden. Experimentelle optische Nachrichtenübertragungssysteme mit digitaler Modulation sind bereits mit Bitraten zwischen 6 und 300 Mbit/s realisiert.

Zur Zeit ist eine entwicklungsbedingte Konzentration optischer Nachrichtenübertragungssysteme für Fernsprechzwecke zu beobachten. Aber auch die Einbeziehung anderer Informationsdienste, zum Beispiel Fernseh- und Datenverkehr, beginnt sich abzuzeichnen. Bei den Versuchssystemen wird auch besonders Aufmerksamkeit auf die eingesetzte Verbindungstechnik und auf die Kabelführung gelegt. Man schätzt ein, daß optische Nachrichtenübertragungssysteme mit Bitraten über 8 Mbit/s vom Kostenstandpunkt aus günstiger sein werden als Kupferkabelsysteme.

Die Fortschritte auf dem Gebiete der Lichtleitfasern und des Halbleiterlasers im Hinblick auf eine künftige optische Nachrichtenübertragung zwingen auch zu Überlegungen, wie Nachrichtenkanäle mit ihren großen Bandbreiten an verschiedene Teilnehmer zu vermitteln sind. In diesem Fall greift man ebenfalls auf optische Prinzipien zurück. Für diese Aufgaben sind digitale Laserstrahlablenker und löschrare Speicherhologramme geeignet. Mit digitalen Laserstrahlablenkern kann man einen Laserstrahl elektronisch steuerbar in kürzester Zeit in eine Vielzahl von unterschiedlichen Richtungen bei wahlfreiem Zugriff ablenken. Ablenkeinheiten für  $10^6$  Positionen bei einer Zugriffszeit unter  $1 \mu\text{s}$  lassen sich bereits technisch realisieren. Weiterhin kann der Laserstrahlablenker in Verbindung mit Matrizen aus Speicherhologrammen arbeiten. Auf diese Weise lassen sich äußerst kleine Vermittlungsmatrizen realisieren.

Bei der Einschätzung der künftigen Entwicklung geht man von der Vorstellung aus, daß die optische Nachrichtenübertragung in ihrer Gesamtheit ein digitaler Kanal ist, der eine störungsarme Informationsverarbeitung und -übertragung bei einer hohen Bandbreite zur Übertragung von einer Vielzahl von Kanälen gestattet. Bei den elektronischen Schaltungen kann man auf der Sender- und auf der Empfängerseite auf den Einsatz von LSI-Schaltungen zur Ansteuerung von Lichtsendern und zur Verarbeitung von Informationen zurückgreifen. Wirtschaftlich verarbeitet gegenwärtig die LSI-Technik bereits Datenflüsse bis zu 250 Mbit/s. Um die Möglichkeiten der Einmodenfaser voll auszunutzen, ist hier eine weitere Steigerung notwendig. Man schätzt ein, daß in den achtziger Jahren die optische Nachrichtenübertragung in öffentlichen Nachrichtennetzen eingeführt wird. Dabei tendiert die weitere Entwicklungsrichtung auf integrierte Systeme zur Übertragung einer Vielzahl von Diensten. Auch ist dabei prinzipiell an die Realisierung eines Rückkanals vom Teilnehmer an eine Informationszentrale möglich, über den bestimmte Informationswünsche abgerufen werden können. Die optische Nachrichtenübertragung bildet damit das technologische Fundament für ein künftiges Kommunikations- und Informationszeitalter.

# Schallplatte und Kompaktkassette

Dipl.-Ing. H. D. Naumann



Diskussionen um das Verhältnis der beiden Tonträger Schallplatte und Magnetband sind so alt, wie beide nebeneinander bestehen. Durch das Aufkommen der Kompaktkassette haben sie in den letzten Jahren erneut Nährstoff erhalten, wobei extrem unterschiedliche, wenngleich heute mehr und mehr nivellierende Standpunkte und Meinungen vertreten werden. Nach einem runden Jahrzehnt Markterfahrungen kann ein gleichberechtigtes Nebeneinander beider Medien konstatiert werden. Freilich ist nicht zu bestreiten, daß sich mit der Kassette gewisse Konsequenzen für den Absatz von Schallplatten ergeben. Jedoch zeigen Produktion und Absatz von Schallplatten international nach wie vor eine steigende Tendenz. Eine Alternative Schallplatte-Kassette steht damit wohl kaum mehr zur Diskussion.

Der bei der Kompaktkassette benutzte Tonträger Magnetband ist der bis heute einzige mit gerienmäßiger Reife, der eigene Aufnahmen in allen Anwendungsbereichen der Konsumtionssphäre bei Lösch- und Wiederverwendbarkeit des Trägers erlaubt. Die für die mechanische Tonspeicherung erforderliche perfektionierte Schnitttechnik hat keine Voraussetzungen, mit einem für den Heingebrauch, zumindest aber für nichtstationäre Anwendungsfälle zumutbaren und technisch-ökonomisch beherrschbaren Aufwand realisiert zu werden. Selbst wenn das einträte, bliebe die Unmöglichkeit der Lösch- und Wiederverwendbarkeit des Trägers, die im Prinzip begründet ist. Auch für den Einsatzbereich ergeben sich unterschiedliche Bewertungen. Die Schallplatte erfordert stationäre, d. h. auf das Gerät bezogene ruhende Betriebsbedingungen.

Die verschiedentlich angebotenen batteriebetriebenen Abspiel- und Wiedergabegeräte sind keinesfalls echte Portablegeräte im Sinne der Interpretation dieses Begriffs der Konsumgüterelektronik, sondern haben als Gebrauchseigenschaft die heute allerdings als gering zu bewertende Netzunabhängigkeit. Die Mehrzahl dieser Geräte ist darüber hinaus nur für geringe Qualitätsansprüche ausgelegt bzw. auslegbar. Die Argumentation einer robusten Einsetzbarkeit läßt sich technisch nicht vertreten, da die Platte als Medium keinen robusten Einsatz erlaubt und gegen-



*Bild 1 Die NF-Stereoeanlage Türkei 524 des VEB Phonotechnik Zittau (VEB Kombinat Stern-Radio Berlin) besteht aus einem Stereoverstärker mit  $2 \times 6 \text{ VA}$  Sinusleistung und einem 3-Geschwindigkeits-Laufwerk mit Keramik-Abtastsystem CS 24 SD*

über geringwertigen Abspielgeräten äußerst anfällig ist. Damit sei gesagt, daß es einen echten Schallplattenportable gar nicht geben kann, da die Schallplatte auf Grund des ihr zugrunde liegenden Speicherprinzips kein für einen Portablebetrieb geeignetes Medium darstellt. Hinzu kommt, daß die Platte selbst wegen ihrer Abmessungen und Empfindlichkeit nur begrenzt transportabel ist.

Die Kassette hat eindeutig breitere Einsatzmöglichkeiten, wobei sie sich für den nichtstationären Betrieb gut eignet. Die Kompaktkassette ist weitaus transportfreundlicher als die Platte, was das etwa dreimal kleinere Volumen sowie das günstigere Dimensionsverhältnis unterstreichen. Hinzu kommt die problemlose Handhabung. Ein Kassettenswechsel z. B. ist durchaus im Dunkeln bei Beibehaltung eines eventuellen Bewegungszustands des Bedienenden möglich. Die Transportfreundlichkeit wird schließlich unterstrichen durch die relativ geringe Störanfälligkeit. Elektrostatische Aufladungen, mechanische Einwirkungen (in bestimmten Grenzen) auf die Trägerspur und Staub sind für die Kassette keine so eminenten Gefahrenquellen wie für die Platte. Auf Grund des Staubs ist für die Platte eine regelmäßige Pflege für Träger und Abtastorgan nach jedem Abspiel, also nach etwa 20 min Betriebszeit, notwendig. In der Kassettentechnik sind es vor allem Staubablagerungen, die eine Reinigung des Abtastorgans nach 30 bis 50 Betriebsstunden verlangen.



*Bild 2 Einfacheren Ansprüchen genügt die Stereoanlage Combo 523 des gleichen Betriebes. Die Sinusleistung ist  $2 \times 2,5 \text{ VA}$ , das 2-Geschwindigkeits-Laufwerk enthält ein Kristall-System KS 23 SD*

Die Kassetto erfordert aber eine ständige Wartung, wie z. B. die regelmäßige Kopfjustage, die bei der Platte nicht auftritt und die sich nur vom Fachmann durchführen läßt.

Im übrigen stellt das Problem der automatischen Reinigung von Abtastorgan und/oder Träger ein sehr wesentliches und bisher vernachlässigtes Entwicklungsprogramm für beide Trägermedien dar, das bis heute für beide nicht zufriedenstellend, weil mit zu hohem Aufwand verbunden, gelöst ist. Man muß dabei bedenken, daß sowohl für Kassetten- als auch für Schallplattengeräte heute ein Aufwand getrieben wird, der sich an der Grenze des technisch Möglichen bewegt und bis zum quartzgesteuerten Laufwerk oder mikroprozessorgesteuerten Bewegungsablauf geht. Für die Reinigung einer Schallplatte oder auch eines Magnetbands kann dem Kunden dagegen nichts Besseres angeboten werden als ein längst antiquiertes und in seiner Wirkung letztlich doch zweifelhaftes Tuch.

Einen auch für den Heimgebrauch nicht zu vernachlässigenden Gebrauchswert von Speichergeräten stellt die Zugriffszeit zu einer bestimmten Speicherstelle dar. Sie ist bei der Schallplatte gering, da sich der Stift an nahezu jeder Platzstelle aufsetzen läßt, und wird durch die erforderlichen Handgriffe bei der Inbetriebnahme bestimmt. Die Kassetto hingegen hat eine lange Zugriffszeit, da das Band immer erst vor- oder rücklaufen muß, ehe eine bestimmte Stelle zugänglich ist. Für beide



*Bild 3*

*Der Radiorecorder Stern 4000 mit den Wellenbereichen MW-2 x KW-UKW hat bei Batteriebetrieb eine Ausgangsleistung von 1,5 VA, bei Netzbetrieb ist sie 3,5 VA. Das Kassettenteil besitzt eine Handabschaltautomatik, eine automatische Bandsortenumschaltung und ein eingebautes Niederrollkondensatormikrofon (Stammbetrieb VEB Kombinat Stern-Radio Berlin)*

Speichermedien ist das Problem des wahlfrei vorprogrammierbaren Abspiels eine perspektivisch zu lösende Aufgabe, für die sich Lösungsmöglichkeiten heute bereits abzeichnen. Die universellste und in ihren Möglichkeiten wohl kaum begrenzte Lösung stellt der Einsatz von Mikroprozessoren dar. Für die Kassette läßt sich damit wesentlich die Zugriffszeit bei frei wählbarer Reihenfolge des Abspiels verringern – was auch für die Schallplatte möglich ist.

Bis zum Zeitpunkt des ökonomisch vertretbaren Einsatzes von Mikroprozessoren in elektronische Konsumgüter sind konventionelle Lösungen möglich. So ist bei Kassettengeräten der Einsatz eines zusätzlichen Tonkopfes vorgeschlagen worden, der eine Auswertung der Pausen zwischen einzelnen Musikstücken vornimmt und damit eine Vorprogrammierung mehrerer Stücke bei Verringerung der Zugriffszeit auf 7 bis 11 s erbringt.

Ein entscheidender Fakt schließlich ist die Qualität. Die Schallplatte vermag heute mühelos eine obere Grenzfrequenz von 15 kHz bei voller Gewährleistung von Hi-Fi-Parametern für Stereosignale zu speichern. Mögliche theoretische obere Grenzwerte werden mit 50 bis 80 kHz benannt! Die Magnetbandkassette unterliegt bezüglich der oberen Grenzfrequenz und des Rauschens (und damit der Dynamik) starken Beschränkungen, bedingt vor allem durch

- die einfache mechanische Konstruktion,
- die niedrige Bandgeschwindigkeit,
- die geringe Spurbreite.

Der «wundeste» Punkt ist dabei zweifellos der Geräuschspannungsabstand. Mit Eisenoxidband lassen sich selbst bei Verwendung hochwertiger Geräte Hi-Fi-Werte nicht erreichen. Die üblichen Mindestforderungen für Heimstudioqualität von 50 dB sind damit nicht zu realisieren, soll ein Klirrfaktor von 5% nicht überschritten werden. Höhere Störabstandswerte sind bei Kassettenrecordern nur mit speziellen technischen Mitteln möglich. Dazu gehört erstens die Verwendung höherenergetischer Bandsorten, wie etwa Chromdioxidband ( $\text{CrO}_2$ -Band). Auf einem dafür vorbereiteten Gerät, d. h. einem Recorder, dessen Vormagnetisierung und Entzerrerauslegung auf  $\text{CrO}_2$ -Band abgestimmt sind, ist dadurch ein um 5 dB größerer Geräuschspannungsabstand möglich.

Als zweiter Weg bietet sich der Einsatz spezieller Dynamikexpanderverfahren an, von denen das bekannteste und wirkungsvollste das Dolby-System ist. Sein Wirkungsprinzip besteht darin, daß bei der Aufnahme alle schwachen Tonsignale, deren Wert einen bestimmten Schwellwert nicht übersteigt, angehoben werden. Bei der Wiedergabe werden diese im Interesse der Erhaltung der klanglichen Balance abgesenkt, mit ihnen zusammen jetzt aber das Bandrauschen, das ebenfalls den schwachen Signalen zuzuordnen ist. Dadurch sind weitere Verbesserungen des Geräuschabstands von etwa 10 dB möglich. Gleichzeitige Verwendung von  $\text{CrO}_2$ -Band und Dolby ergibt somit rund 15 dB, d. h. eine Verbesserung, bei der das Rauschen etwa noch dem einer Stereo-Rundfunk-



*Bild 4 In der neuen Version wurde der NF-Verstärker des Radiorecorders Anett IS mit einer integrierten Schaltung bestückt, die Ausgangsleistung ist 700 mW*

sendung entspricht. Einen Kassettenrecorder mit sonst guten Eigenschaften, insbesondere einem entsprechenden Laufwerk, kann dann durchaus Hi-Fi-Qualität zugesprochen werden.

Zieht man das Resümee dieser zweifellos zahlreiche Detailprobleme außer acht lassenden Vergleiche, kann man konstatieren, daß sich eine unmittelbare Alternative Schallplatte-Kompaktkassette nicht ergibt. Das Domizil der Schallplatte ist die Erfüllung höchster Qualitätsansprüche im Wohnbereich, wofür sie auch unangefochten Fortbestand haben dürfte. Das unterstreicht noch die ökonomische Massenproduktion, die ihr auch künftig den Vorrang bei der Verbreitung von Programmen sichern wird. Um bei der Kassette annähernd die gleiche Qualität zu erreichen, ist ein höherer Aufwand notwendig, der für den Kunden effektiv höhere Kosten sowohl bei Tonträgern als auch bei Geräten zur Folge hat. Die Kassette bietet den weitaus größeren Anwendungsbereich in allen Phasen der Konsumtionssphäre, wobei «Standardtechnik» «Standardansprüche» zu erfüllen vermag. Sie hat deshalb neben der Platte volle Existenzberechtigung, ohne diese zu gefährden. Denn auch der, der für hohe Qualitätsansprüche bei der Schallplatte verbleibt, wird für die Unterhaltung im Garten oder im Auto, nichtstationäre Eigenaufnahmen oder Hintergrund-Unterhaltung im Heim auf die Kassette zurückgreifen. Mögliche wissenschaftlich-technische Weiter- oder Neuentwicklungen bei beiden Medien sollten daran nicht Prinzipielles ändern.

**Wir klären Begriffe**

PERSONENSUCHANLAGE





# Kommerzielle UKW-Funkverbindungen über Troposcatter

Dipl.-Ing. Friedrich Schulze

Vor nahezu dreißig Jahren wurde beim Betreiben von UKW-Funkverbindungen festgestellt, daß diese auch ohne Vorhandensein quasi-optischer Sicht zwischen Sende- und Empfangsantenne möglich sind. Zunächst war man erst der Ansicht, daß solche Überreichweiten nur auftreten können, wenn Erscheinungen der Diffraktion oder Refraktion den Ausbreitungsprozeß der Ultrakurzwellen beeinflussen. Als Ergebnis zahlreich durchgeführter Experimente kam man dann aber sehr bald zu der Erkenntnis, daß für die UKW-Ausbreitung weit über den Horizont hinweg ein anderer Mechanismus in Frage kommt, und zwar die Vorwärtsstreuung der Wellen an den Turbulenzkörpern der Troposphäre. Die auf diesem Prinzip beruhende Nachrichtenübertragung fand unter der Bezeichnung *Troposphärenfunkverbindung (Troposphärenscatter)* breite Anwendung.

## Ausbreitungsmechanismus in der Troposphäre

Ende der fünfziger Jahre tauchten in der Literatur die ersten Theorien über die disperse Ausbreitung der UKW in der Troposphäre auf. Alle gingen davon aus, daß es in den oberen Schichten der Troposphäre, der sogenannten Tropopause (Höhe etwa bei 10 km), einen Raum CDEF gibt, der sowohl von der Sende- als auch von der Empfangsantenne «eingesehen» werden kann (Bild 1). Infolge der in diesem Raum vorhandenen Ungleichmäßigkeiten der Dielektrizitätskonstante  $\epsilon$ , hervorgerufen durch die turbulente Veränderung der Luftfeuchtigkeit, der Temperatur, des Luftdrucks und der Konzentration von Staubpartikeln, kommt es beim Auftreffen der vom Sender abgestrahlten elektromagnetischen Wellen auf diese parasitären Inhomogenitäten dazu, daß in ihnen Hochfrequenzströme, ähnlich wie in einer gewöhnlichen Antenne, induziert werden. Dadurch verwandeln sich die Inhomogenitäten in Sekundärstrahler und streuen die aufgenommene Energie nach allen Richtungen ab (Bild 2).

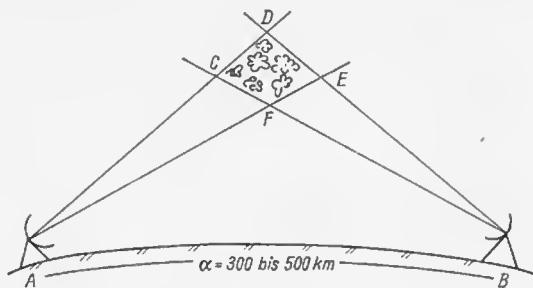


Bild 1 Von den beiden Funkstellen A und B einsehbarer Raum CDEF

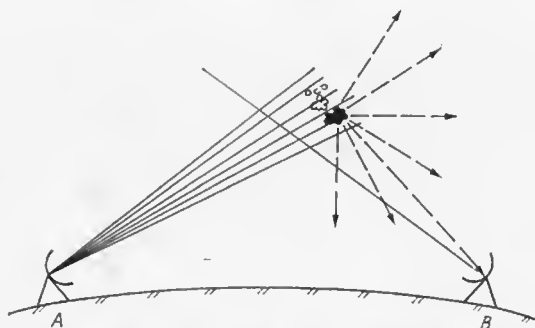


Bild 2 Streuung der an den Inhomogenitäten auftreffenden elektromagnetischen Wellen

Da die Streuung diffus erfolgt, breiten sich die gestreuten Wellen in unterschiedliche Richtungen aus. Dabei gelangt auch ein geringer Teil der Energie weit hinter der Grenze der direkten Sicht wieder zur Erdoberfläche. An ansreichend langgestreckten Schichten können die elektromagnetischen Wellen auch reflektiert werden. Zu einer Reflexion kommt es dann, wenn an Temperaturumkehrschichten (Inversion) in der Troposphäre ein starker vertikaler Gradient des Brechungsindex auftritt.

Mit den zuvor genannten Methoden lassen sich gegenwärtig Troposphärenfunkstrecken auf eine Entfernung von 500 km und mehr aufbauen.

## Technische Besonderheiten von Troposphärenfunkstellen

Troposphärenfunkstellen weisen gegenüber den herkömmlichen UKW-Funk- und Richtfunkverbindungen eine Reihe technischer Besonderheiten auf. Sie resultieren vorrangig aus der Ausbreitungscharakteristik der UKW in der Troposphäre.

Wenn man von der Theorie der Streustrahlung ausgeht, kann man annehmen, daß die durch die Turbulenzkörper vorwärts gestreute Energie sehr klein ist. Das ist auch der Fall. Ein großer Teil der abgestrahlten Leistung geht für den beabsichtigten Zweck verloren, am Empfangsort besteht nur eine geringe Feldstärke. Die Dämpfung des Signals kann auf Troposphärenstrecken bis 250 dB erreichen. Das sind etwa 70 bis 80 dB mehr als bei Satellitenverbindungen und 120 dB mehr als bei gewöhnlichen Richtfunkstrecken.

Darüber hinaus gilt es den tageszeitlichen und jahreszeitlichen Gang der troposphärischen Ausbreitungsbedingungen zu berücksichtigen. Während der tageszeitliche Gang der Feldstärke gering ist, muß man mit einer jahreszeitlichen Veränderung der Meridianwerte der Feldstärke von etwa 10 bis 12 dB rechnen. Dieser in Abhängigkeit von Tages- und Jahreszeit entstehende Langzeitschwund läßt sich jedoch durch Erhöhen der Sendeleistung ausgleichen. Deshalb werden als Troposphärenfunkstellen leistungsstarke Sender in der Größenordnung von einigen Kilowatt eingesetzt. Um den Verlust der abgestrahlten Leistung in vertretbaren Grenzen zu halten, verwendet man außerdem ausreichend bündelnde Sende- und Empfangsantennen mit großer Richtcharakteristik (Antennengewinn). Je nach Frequenz werden für derartige Zwecke meist große Parabolspiegel oder *Yagi*-Antennen mit einem Öffnungswinkel von 1 bis  $10^\circ$  ausgewählt. Daneben werden für den Empfängereingang rauscharme Verstärker (parametrische und Tunnelkiodenverstärker) mit einer hohen Empfindlichkeit genutzt, die bis an die Rauschgrenze heranreicht.

Ganz anders dagegen verhält es sich mit den Kurzzeitfading. Auf Grund der dauernd vorhandenen troposphärischen Turbulenz, insbesondere durch Verändern der Intensität und der Anzahl der Sekundärstrahler sowie deren Bewegung im Streuvolumen CDEF, ergeben sich für die am Empfangsort auftreffenden Wellen unterschiedliche Laufzeiten, und es treten kurzperiodische Interferenzerscheinungen auf. Diese haben den Fadingeffekt zur Folge. Solche Kurzzeitfading erreichen beträchtliche Amplituden (20 bis 30 dB) und sind darum beim Betreiben von Funkverbindungen unzulässig. Eine Kompensation derartiger kurzperiodischen Schwankungen mit einem weiteren Erhöhen der Sendeleistung wäre jedoch verfehlt.

Wenn man davon ausgeht, daß für den Ausgleich einer Schwankungsamplitude von 10 dB etwa die 10fache Sendeleistung kurzzeitig auf-

zubringen ist, so wird sofort verständlich, daß man nach anderen Wegen suchen muß, um derartige negative Begleiterscheinungen der Streustrahlübertragung herabzusetzen. Ein geeignetes Mittel fand man dabei im Mehrwegeempfang (Diversity-Empfang).

## Diversity-Empfang

Der Diversity-Empfang läßt sich auf zwei Wegen verwirklichen. Beim Frequenz-Diversity-Empfang wird das Signal gleichzeitig auf zwei unterschiedlichen Frequenzen ( $\Delta f \geq 2$  MHz) von zwei Sendern mit einer Antenne abgestrahlt und mit einer Antenne empfangen (Bild 3), an der zwei Funkempfänger angeschlossen sind.

Beim Raum-Diversity-Empfang wird das Signal über zwei räumlich, mindestens 50 bis 100 Wellenlängen voneinander entfernt stehenden Antennen empfangen und über ein Diversity-Gerät an einen Empfänger-eingang weitergeleitet (Bild 4). Der Diversity-Empfang beruht auf der Annahme, daß zur gleichen Zeit auf verschiedenen Frequenzen (oder an unterschiedlichen Orten) wohl kaum die gleichen Schwunderscheinungen auftreten werden.

Somit erhält man zwei weitgehend unkorrelierte Signale, die entweder im Antennen-Diversity-Gerät (bei Raum-Diversity-Empfang) oder im Summator (bei Frequenz-Diversity-Empfang) analysiert oder zusammengesetzt werden. Bleiben dennoch gewisse Feldstärkeschwankungen bestehen, so läßt sich das mit der Methode des Vierfachempfangs beseitigen.

Beim Vierfachempfang wendet man beide Diversity-Arten gleichzeitig an. Der Vierfachempfang ermöglicht mit zwei Antennen zu senden und zu empfangen. Am Empfängerausgang wird aus der aufgenommenen Signalkombination automatisch das unverzerrte Signal ausgewählt. Zur Endstelle einer Troposphärenfunkstrecke gehören daher immer zwei Sender und vier Empfänger (Bild 5). Das abzustrahlende Funksignal gelangt

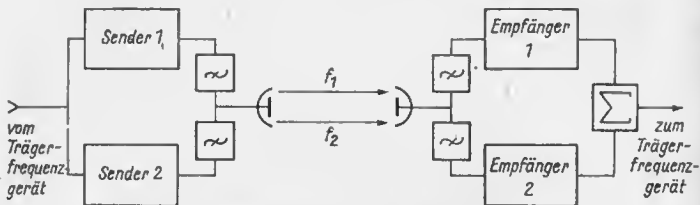


Bild 3 Darstellung des Frequenz-Diversity-Empfangs

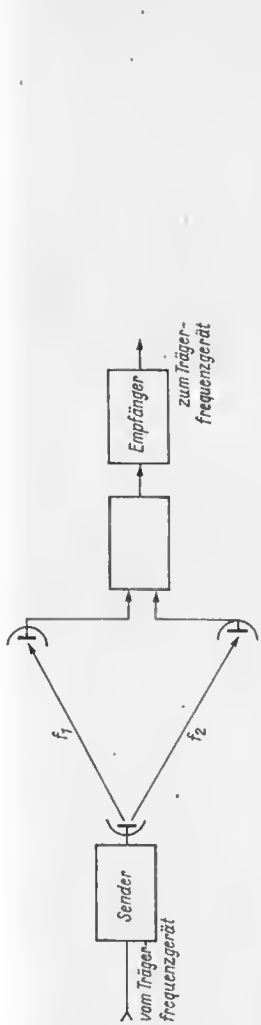


Bild 4 Darstellung des Raum-Diversity-Empfangs

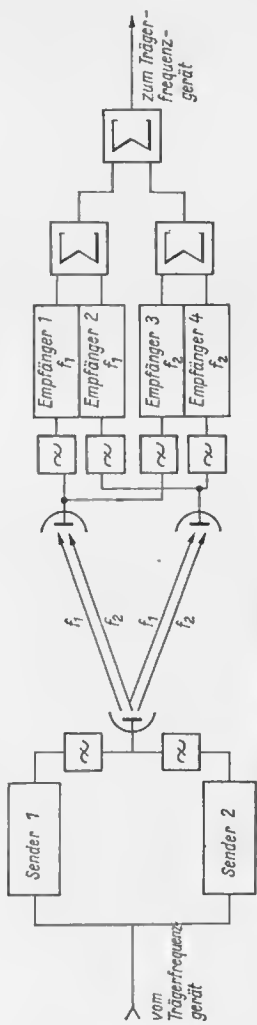


Bild 5 Darstellung des Diversity-Vierfachempfangs

vom Trägerfrequenzgerät zu den beiden Sendern. In diesen wird das Signal moduliert in die Hochfrequenzanlage umgesetzt. Danach wird es über zwei Antennen auf jeweils zwei Frequenzen abgestrahlt.

Auf der Gegenstelle gelangen die Signale, die auf zwei im Raum verteilte Antennen empfangen werden, auf zwei unterschiedlichen Frequenzen zu vier Empfängern. Von jeder Antenne werden sie dem entsprechenden Empfängerpaar über Frequenzweichen (Filter) zugeführt. Die nachfolgenden Summierungseinrichtungen addieren dann paarweise die Signale der Empfänger, die auf eine Frequenz abgestimmt sind, auf der Zwischenfrequenz (vor der Demodulation). Die Signale der beiden Empfängerpaare, die auf unterschiedliche Frequenzen abgestimmt sind, wandelt man in Gruppenspektren um. Danach werden sie in einer zweiten Summierungseinrichtung addiert und dem Trägerfrequenzgerät zugeführt.

Hier werden die einzelnen Kanäle in die NF-Lage umgesetzt. Auf die zuvor dargelegte Art und Weise läßt sich durch Addition von vier Signalen, die ein und dieselbe Mitteilung tragen, bei Schwund ein unverzerrter Empfang der übertragenen Information sichern.

### Praktische Anwendung

Obwohl es bis heute noch keine einheitliche verbindliche Theorie über die troposphäre Streuung der Funkwellen gibt, sind solche Verbindungssysteme doch in den letzten Jahren in sozialistischen wie auch in kapitalistischen Ländern viel angewendet worden.

Dafür gibt es vor allem zwei Gründe: Erstens, die Möglichkeit von Breitbandübertragungen über die Grenzen der optischen Sicht hinaus und zweitens, die rentablere Ausnutzung der komplizierten und teuren Nachrichtentechnik.

Um beispielsweise eine UKW-Richtfunkstrecke über 400 km aufzubauen, benötigt man zwei Endstellen und neun Relaisstellen. Die gleiche Entfernung läßt sich aber mit zwei Troposphärenfunkstellen überbrücken. Damit werden nicht nur die Ausgaben für den Aufbau der Relaisstellen eingespart, sondern es entfallen auch die Kosten für Unterhaltung, Wartung und Instandhaltung. Trotz komplizierter und teurer Endtechnik werden demnach die troposphärischen Nachrichtenverbindungen häufig als ökonomisch vertretbarer als die Richtfunkstrecken angesehen.

Einen besonders umfangreichen Platz nehmen die Troposphärenscatterstrecken bei der Entwicklung der Volkswirtschaft der UdSSR in den Jahren 1976 bis 1980 ein. Das in der Sowjetunion mit Erfolg in Betrieb genommene Troposphärenfunksystem *AKKORD* gestattet, alle modernen Informationsarten in die weitabgelegenen und schwer zugänglichen Gebiete des Fernen Ostens und des Hohen Nordens zu übertragen.

Mit zunehmender Vervollkommnung der Technik erweitert sich das Anwendungsgebiet der troposphärischen Funkverbindungen. Durch die Weiterentwicklung hochempfindlicher Empfänger für frequenzmodulierte Signale und parametrischer Verstärker, mit denen der Rauschpegel der Empfänger gesenkt werden konnte, wurden Voraussetzungen für eine Herabsetzung der Sendeleistung geschaffen, und es ergab sich die Möglichkeit für die Entwicklung mobiler Troposphärenfunkstellen. Die Schaffung kleiner, leicht beweglicher Troposphärenfunkstellen ist vor allem für das militärische Nachrichtenwesen von außerordentlich großer Bedeutung. Im anderen Fall will man durch Erhöhen der Sendeleistungen und durch Verbessern der Empfindlichkeit der Empfangsanlagen die Reichweite der Nachrichtenverbindung (eines Intervalls) auf 800 bis 1000 km ausdehnen.

Neben den bereits genannten Vorteilen der Einsparung von Personal, Zeit und Technik, wie sie für den Aufbau und die Unterhaltung der Richtfunktrassen charakteristisch sind, spielt in diesem Fall besonders die Tatsache eine Rolle, daß die troposphärische Funkverbindung überhaupt nicht durch Kernwaffendetonation gestört werden soll. Die erhöhte Ionisation der Atmosphäre bei einer Kerndetonation trägt einerseits zur Erhöhung der Energiestreuung der Funkwellen bei, was den Funkempfang verbessert, andererseits aber wird ihre Absorption etwas stärker. So wird die eine Auswirkung durch die andere ausgeglichen, und infolgedessen bleiben beide ohne negativen Einfluß auf die Standhaftigkeit der Nachrichtenverbindungen.

Das steigende Interesse an den Troposphärenfunkverbindungen läßt erwarten, daß in nächster Zukunft immer mehr Troposcatterstrecken eingerichtet werden. Jedoch wäre es falsch, wollte man den Troposcatterverbindungen eine Vorrangstellung gegenüber allen anderen Nachrichtenverbindungen einräumen. Wenn man Scatterstrecken einsetzt, dann meist zur Überbrückung von großen Entfernungen und von Gelände, in dem sich Relaisstellen nicht oder nur schwer aufbauen lassen.

Fluoreszenzanzeigeröhren sind ihrem Funktionsprinzip nach den Elektronenstrahlröhren zuzuordnen. Sie sind prinzipiell keine neue Erfindung, sondern in anderer Form als «Magisches Auge», in röhrenbestückten Rundfunkempfängern als Ahstimmhilfe benutzt, bereits schon dagewesen. Es handelt sich um Vakuumröhren, deren geheizte Katode Elektronen emittiert, die durch ein von den mit Leuchtstoff beschichteten Anoden ausgehendes elektrisches Feld zu diesen hin beschleunigt werden und die bei ihrem Auftreffen den Leuchtstoff zum Leuchten anregen. Als neu ist die Idee anzusehen, die Anode in balkenförmige Segmente aufzuteilen, mit denen dann eine Ziffer zusammengesetzt werden kann.

## Entwicklungsgeschichte

Wie kam es zur Entwicklung dieses Röhrentyps, wenn bedacht wird, daß etwa zum gleichen Zeitpunkt (1967) die Arbeiten an den LED-Anzeigebaulementen erfolgreich im Gange waren? Warum also zu diesem Zeitpunkt noch ein Bauelement, das so wenig in die Halbleiterbauelementeszene hineinpaßte?

Die Geräteindustrie, vornehmlich zunächst die Tischrechnerindustrie, suchte nach einem Anzeigebaulement, das in einfacher Weise durch die nunmehr preisgünstig zur Verfügung stehenden MOS-Schaltkreise angesteuert werden konnte. Die Umstellung der Modelle von diskreten Bauelementen zu wenigen MOS-Schaltkreisen war in Vorbereitung. Mit MOS-Schaltkreisen ausgerüstete Tischrechner wiederum mit hohe Betriebsspannungen verlangenden Gasentladungs-Ziffernanzeigeröhren zu betreiben, erschien wenig attraktiv. Gewünscht wurde ein Anzeigesystem, das möglichst mit den für den Betrieb von MOS-Schaltkreisen erforderlichen Betriebsspannungen auskam und von diesen ansteuerbar war.

Die heute verbreitetste Form der Fluoreszenzanzeigeröhre, vielfach auch *Digitron* genannt, ist das Ergebnis von Entwicklungsarbeiten, die vorrangig in Japan durchgeführt und zu einem weltweiten Erfolg geworden



sind. Gegenwärtig sind nahezu sämtliche Tischrechner und die Mehrzahl aller Taschenrechner mit Anzeigesystemen dieses Wirkungsprinzips ausgestattet. Letzteres ist um so bemerkenswerter, da dieses Anzeigesystem, nachdem es durch die Einführung neuartiger Technologien miniaturisierbar gemacht worden ist, auch gegenüber den in dieser Rechnerkategorie bereits etablierten LED-Anzeigen sich durchgesetzt hat. Im Gebiet des RGW stellt die UdSSR Fluoreszenzanzeigeröhren unterschiedlichster Bauform her. Weiterhin ist die Firma *Tungsram* (Ungarische Volksrepublik) zu nennen, die sich mit Entwicklungsarbeiten für Bauelemente dieses Anzeigeprinzips befaßt.

## Aufbau

Bild 1 zeigt die schematische Anordnung der Elektroden in einer Fluoreszenzanzeigeröhre und ihre Versorgungsspannungen. Man sieht auf dem Anzeigesystem, daß in diesem ein oder zwei sehr dünne Wolframheizfäden gespannt sind, die von einer Erdalkali-Oxidsehicht umgeben werden und auf diese Weise als direktgeheizte Katode fungieren. Die Heizfädentemperatur ist niedrig gehalten, damit das Glühen der Heizfäden nicht stört. Außerdem wird der in der Nähe befindliche Leuchtstoff der Anodensegmente durch die Strahlungswärme nicht nachteilig beeinflußt.

Dem Heizfaden folgt als nächste Elektrode das siebartige Steuergitter. Es ist mit einer weiteren, nicht als solche erkennbaren Elektrode, dem Schirmgitter, elektrisch verbunden. Das Schirmgitter kann als Blendenblech – es enthält entsprechend der 7-Segment-Anordnung Aussparungen –

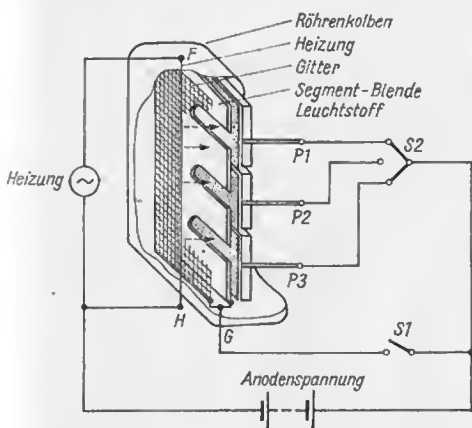


Bild 1  
Schematische Anordnung  
der Elektroden einer  
Fluoreszenzanzeigeröhre

oder als leitende, die Segmentanoden umschließende Siebdruckfläche auf dem Trägermaterial ausgeführt sein. Das Steuergitter wird für den Zeitmultiplexbetrieb zum periodischen Ein- und Ausschalten der Anzeigeröhren einer Anzeigeeinheit benötigt. Bei statischer Ansteuerung einer Fluoreszenzröhre wird das nicht benötigte Steuergitter mit Anodenpotential versehen.

Das Schirmgitter hat die Aufgabe, vagabundierende Elektronen, die nicht auf die Segmentflächen zufliegen, aufzunehmen und abzuleiten. Wäre kein Schirmgitter vorhanden, würden diese Elektronen auf die die Segmente umgehenden Substratflächen auftreffen und dort eine negative Oberflächenladung hervorrufen. Das negative Potential, wird es nicht abgeleitet, nimmt Einfluß auf die Flugbahn der sich den Segmenten nähernden Elektronen. Es kommt zu einer Konzentration in der Segmentmitte, so daß sich das als Leuchtdichteabfall von der Mitte zu den Segmenträndern hin bemerkbar macht. Wie bereits angedeutet, haben die sieben Segmente zur Darstellung der Ziffern Anodenfunktion. Das gleiche trifft auch für ein vorhandenes Dezimalzeichen oder Stellenordnungszeichen zu. Der Aufbau der Anoden ist mehrschichtig, wie in Bild 2 dargestellt.

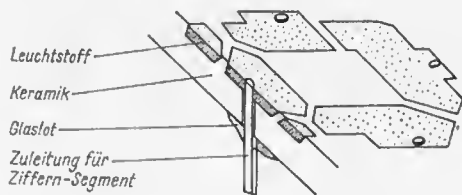


Bild 2  
Schematischer Aufbau  
eines Anodensegments

Als Trägerunterlage wird Keramik oder Glas verwendet. Auf dieses Material sind metallische Flächen aufgedampft, die nachfolgend mit Leuchtstoff belegt werden. Durch das Trägermaterial hindurch erfolgt die Kontaktierung mit den metallischen Kontaktflächen und deren elektrische Verbindung außerhalb des Röhrensystems.

Als Leuchtstoff mit geringer Anregungsenergie wird Zinkoxid verwendet. Die Leuchtfarbe ist intensiv grün. Gitter und Heizfaden sind ebenfalls auf dem Trägermaterial mechanisch befestigt, so daß das ganze als komplettes Elektrodensystem im Vakuumgefäß (Röhrenkolben) eingebracht, evakuiert und verschlossen werden kann.

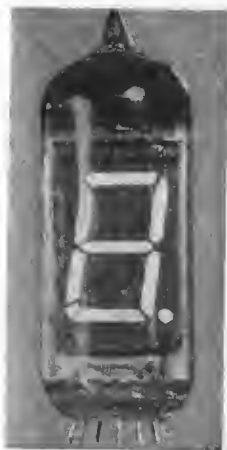
Die existierenden Bauformen von Fluoreszenzanzeigeröhren sind vielfältig. Anfänglich wurde das Anzeigesystem von Fluoreszenzanzeigeröhren nur in traditionelle Röhrenkolben (Bild 3), wie sie für Empfängeröhren verwendet werden, eingebaut. Es handelte sich um Istelligo

Anzeigeröhren, deren Symbol/Ziffernhöhe 8 bis 20 mm groß war. Nicht nur 7-Segment-Konfigurationen sind üblich, sondern auch 9-Segment-Ausführungen. Seltener dagegen anzutreffen sind Anzeigeröhren für die Darstellung alphanumerischer Symbole (Typ *IW-4*, UdSSR), entsprechend Bild 4.

Da die Einzelröhren vornehmlich von den Tischrechnerherstellern für den Zeitmultiplexbetrieb segmentweise parallelgeschaltet werden mußten und das in der Fertigung erheblichen Aufwand bereitet, entstanden bald mehrstellige Anzeigesysteme, die intern bereits für den Zeitmultiplexbetrieb verschaltet sind. Derartige Anzeigeröhren haben, gemessen an ihrer Stellenzahl, relativ wenige äußere Zuführungen, sie lassen sich deshalb in einfacher Weise montieren.

Für Taschenrechner sind besonders kleine, im allgemeinen 9stellige Anzeigeeinheiten üblich. Erst mit dem Einsatz zeitgemäßer Technologien, besonders der Siebdrucktechnik und verbesserter Verschlußmethoden für das Vakuumgefäß, war eine Miniaturisierung mehrstelliger Anzeigesysteme, wie sie für Taschenrechner benötigt werden, möglich. Nachdem solche Anzeigesysteme zur Verfügung standen, wurden Fluoreszenzanzeigeeinheiten auch im Taschenrechner eingesetzt.

Die Segmente und ihre Verbindungen untereinander werden entsprechend Bild 5 auf einer Glasplatte durch Siebdruck hergestellt. Die Leiterzuganordnung wird nachfolgend mit einer Isolationsschicht bedruckt, die über den Segmentflächen Öffnungen hat. Über die Kontaktlöcher werden die Anodensegmentflächen aus einem leitenden Material aufgebracht, die als leitende Unterlage für die nachfolgende Leuchtstoffbelegung wirkt.



*Bild 3*  
*Fluoreszenzanzeigeröhre IW-3*  
*(UdSSR)*

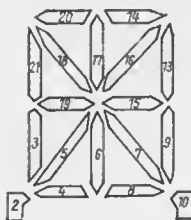


Bild 4  
Segmentanordnung einer alpha-  
numerischen Anzeigeröhre

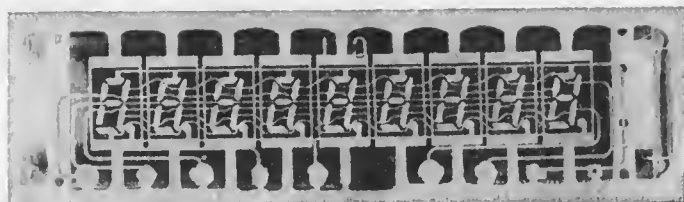


Bild 5 Darstellung der Zeitmultiplexverbindungen der Segmente

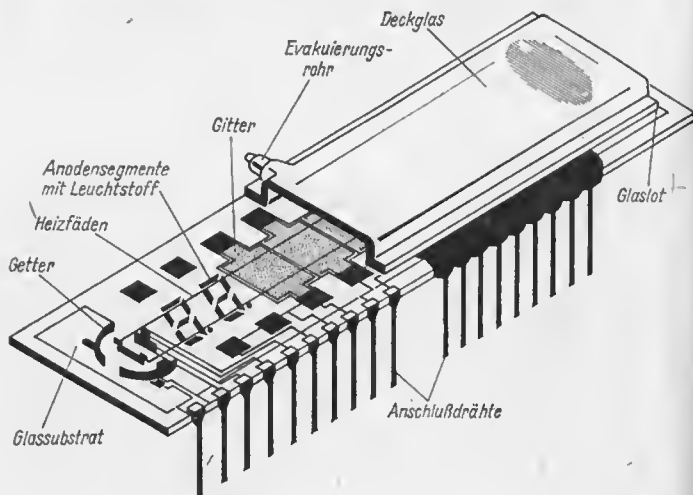
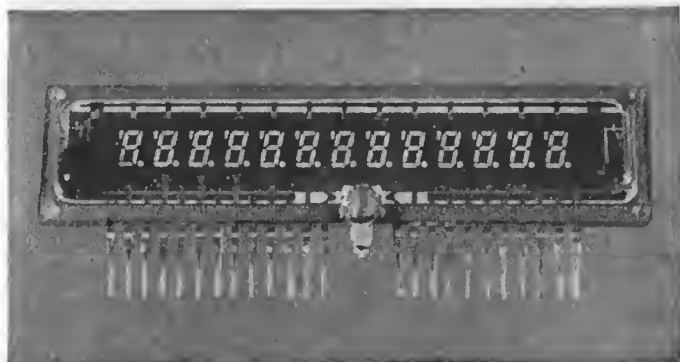
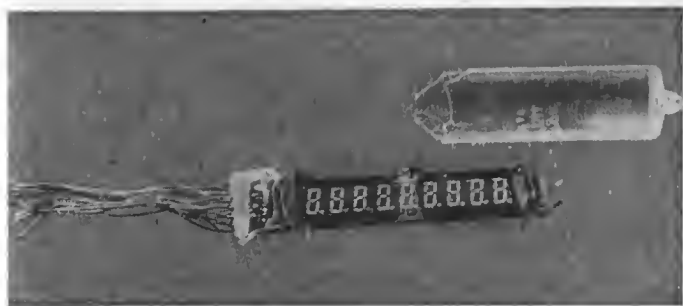


Bild 6 Konstruktionsprinzip einer Fluoreszenzanzeigeeinheit

Die Leuchtstoffsegmente sind umgeben von einer leitenden Fläche, die das Schirmgitter darstellt. Diesem Schichtenaufbau folgen die Elektroden, Gitter und, für alle Stellen gemeinsam, die direktgeheizte Katode. Das gesamte Elektrodensystem wird bei der beschriebenen planaren Ausführung einer mehrstelligen Fluoreszenzanzeigeeinheit durch ein wannenförmiges Deckglas verschlossen. Bild 6 zeigt das Konstruktionsprinzip. Vorgänger dieser planaren Anzeigeeinheiten (Bild 7) sind solche, deren Elektrodensystem in einen röhrenförmigen Kolben (Bild 8) eingebaut ist.



*Bild 7 Flache Taschenrechneranzeigeeinheit*



*Bild 8 Röhrenförmige Taschenrechneranzeigeeinheit DG 95 (ein Gitter ist hochgeklappt)*

## Funktion

Die Heizfäden der direktgeheizten Katode einer Fluoreszenzanzeigeröhre werden mit Gleich- oder Wechselfspannung betrieben. Die dabei von der Katode emittierten Elektronen fliegen bevorzugt zu der auf ein positives Potential gelegten Anode. Die mit Leuchtstoff versehenen Anodensegmente leuchten durch die aufprallenden Elektronen auf. Das Gitter erhält ebenfalls Anodenpotential, wenn die Anzeigeröhre nicht zeitmultiplex betrieben wird.

Für den Zeitmultiplexbetrieb ist es erforderlich, die durch die leuchtenden Anodensegmente dargestellten Ziffern intervallweise abzdunkeln. Das geschieht mit dem Gitter. Beträgt der Potentialunterschied zwischen Katode und Gitter 0 V, so können dennoch einige wenige Elektronen zu den Anodensegmenten gelangen und den Leuchtstoff geringfügig, aber in störender Weise, zum Aufleuchten anregen. Um diese Anfangsemission sicher zu unterdrücken, sollte die Gittervorspannung negative Werte annehmen. Mit Sicherheit läßt sich ein partielles oder noch so geringfügiges Segmentleuchten unterbinden, wenn die vom Hersteller empfohlene «Grid cut off-Spannung» (Gittersperrspannung) benutzt wird. Sie beträgt  $-4$  bis  $-5$  V. Auf nachfolgend beschriebenen Effekt sei hingewiesen, der sich häufig bei Fluoreszenzanzeigeröhren älterer Fertigung störend bemerkbar gemacht hat. Durch reibende Berührung des Röhrenkolbens oder durch andere Weise auf den Röhrenkolben gelangende elektrische Ladungen beeinflussen den Elektronenflug im Röhrensystem dahingehend, daß für eine befristete Zeit die angesteuerten Anodensegmente nicht von Elektronen getroffen werden. Mit dem selbständigen Abbau der statischen Ladung wird die Anzeigeröhre wieder zusehends funktionsfähig. Moderne Fluoreszenzanzeigeröhren sind auf der Kolbeninnenwand mit einer transparenten, elektrisch leitenden Metallaufdampfung versehen, die mit der Katode kontaktiert ist und jegliche entstehenden Oberflächenauf Ladungen dorthin ableitet.

## Kenndaten

Für Fluoreszenzanzeigeröhren typische Kennlinien, hier am Beispiel des Typs *IW-3* (UdSSR), zeigen Bild 9 bis Bild 11. Da Fluoreszenzanzeigeröhren in den überwiegenden Anwendungsfällen unter Zeitmultiplexbedingungen betrieben werden, beziehen sich die Kennliniendarstellungen auf die Verhaltensweise der Anzeigeröhren unter diesen Betriebsbedingungen. Die Leuchtdichte der angesteuerten Anodensegmente wird beim Zeitmultiplexbetrieb vom angewendeten Tastverhältnis, das von der Stellenzahl des Anzeigesystems abhängig ist, beeinflußt. Um eine vergleichsweise gleiche Leuchtdichte des Ziffernbilds bei unterschiedlichen

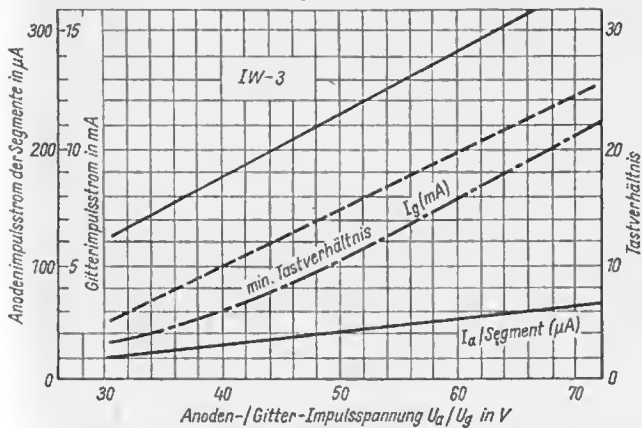


Bild 9 Kennlinie für Impulsbetrieb der Fluoreszenzanzeigeröhre IW-3 (UdSSR)

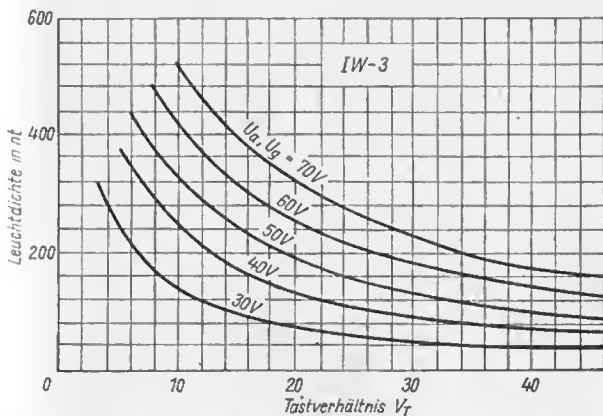


Bild 10 Kennlinie für Impulsbetrieb der Fluoreszenzanzeigeröhre IW-3 (UdSSR)

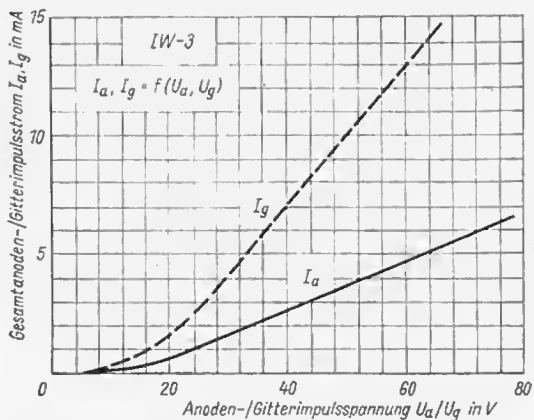


Bild 11 Kennlinie für Impulsbetrieb der Fluoreszenzanzeigeröhre IW-3 (UdSSR)

Tastverhältnissen zu erhalten, muß man mit zunehmendem Tastverhältnis die Anodenbetriebsspannung erhöhen.

Verglichen mit der erzeugten Lichtstärke einer statisch angesteuerten Fluoreszenzanzeigeröhre, ergeben sich für die angegebenen Tastverhältnisse  $v_t$  folgende Richtwertgrößen für die bereitzustellende Anodenbetriebsspannung:

$v_t$	1 : 4	1 : 8	1 : 16	1 : 20
$U_a / U_g$	30	40	55	60 V (Spitze-Spitze-Spannung)

Zur Information nachfolgend die elektrischen Parameter zweier typischer Vertreter von Fluoreszenzanzeigeröhren.

#### Elektrische Parameter

IW-3 (UdSSR) – 10 mm Ziffernhöhe, 9 Segmente	} Einzelröhre
IW-3A (UdSSR) – 10 mm Ziffernhöhe, 7 Segmente	
Heizstrom	50 mA
Heizspannung	0,85 V
Anodenspannung	20 V
Gitterspannung	20 V
Anodenstrom gesamt	0,5 mA
Gitterstrom	3 mA
Anodenimpulsspannung	50 V
Gitterimpulsspannung	50 V
Tastverhältnis	1 : 12,5



### Maximal zulässige Betriebsparameter

Anodenspannung maximal	25 V
Anodenimpulsspannung maximal	70 V
Gitterspannung maximal	25 V
Gitterimpulsspannung maximal	70 V
Gitterimpulsstrom maximal	15 mA
(bei $U_a = 50$ V)	
Tastverhältnis maximal (U/20)	2,5

### Elektrische Parameter

F - 95 A - 5 mm Ziffernhöhe 9stellig für Taschenrechner

Heizstrom	22 mA
Heizspannung	3 V
Anoden/Gitterimpulsspannung maximal	24 V
Anodenstrom/digit	1,5 mA
Gitterstrom	2 mA
Gittersperrspannung	-4,3 V
Tastverhältnis	1 : 10
Impulsbreite	40 $\mu$ s

## Ansteuerung von Fluoreszenzanzeigeröhren

### Statische Ansteuerung

Zwei prinzipielle Ansteuermöglichkeiten bieten sich an, die Shunt- und die Seriennmethode. Bild 12a zeigt die Shuntmethode. Die Segmente leuchten, wenn der der Logik nachgeschaltete Transistor gesperrt ist (L-Pegel an der Basis). Führt der Transistor Strom, werden die Anodenspannung über den Widerstand R und auch die Segmente an Masse gelegt. Da das zwischen Anode und Katode noch verbleibende Potential nahezu 0 ist, kann kein Anodenstrom fließen, der Leuchtstoff der Segmente wird nicht zum Leuchten angeregt. Diese Schaltungsart benötigt den meisten Strom bei ausgeschalteten Segmentanoden.

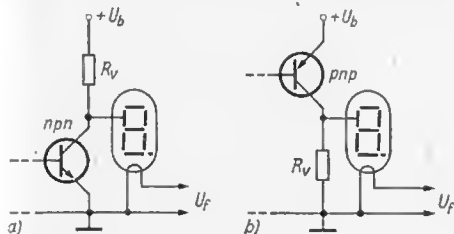


Bild 12  
Ansteuerhaltung nach  
der Shuntmethode (a),  
Ansteuerhaltung nach  
der Seriennmethode (b)

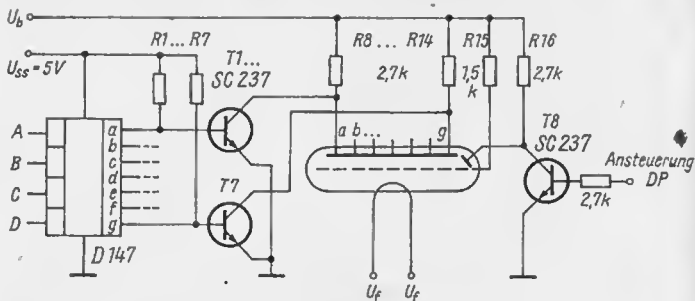


Bild 13 Ansteuerung mit IS D 147 (Shuntmethode)

Bild 12b zeigt die Schaltung nach der Serienmethode. Bei angesteuertem Transistor leuchtet das entsprechende Segment. In dieser Schaltung tritt maximaler Stromverbrauch bei angesteuerten Segmentanoden auf.

Die Shuntmethode wird in Verbindung mit dem Dekoder/Treiber-Schaltkreis D 147 angewendet. Bild 13 zeigt die dimensionierte Schaltung.

Durch die niedrige Betriebsspannung von z. B. 25 V und die kleinen Segmentströme von etwa 0,5 mA wird erst der äußerst vorteilhafte Betrieb einer Fluoreszenzanzeigeröhre durch die Ausgangsstufen eines MOS-Schaltkreises möglich. Im Schaltungsbeispiel ist es der MOS-Zähler-Speicher-Dekoder-Schaltkreis U 121 D des VEB Funkwerk Erfurt (Bild 14). Die Betriebsspannung  $U_1 = 27\text{ V}$  des MOS-IS U 121 D ist kompatibel mit den Betriebsspannungsforderungen von Fluoreszenzanzeigeröhren. Bis auf die Diodengruppe D1 bis D4 weist die Schaltung keine Besonderheiten auf. Durch die über die Dioden D1 bis D4 fließenden Segmentanodenströme fällt über diese die Summe der Flußspannungen der Dioden ab. Der Betrag des Spannungsabfalls entspricht der

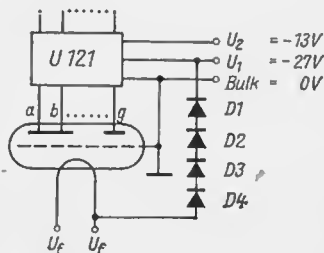


Bild 14 Ansteuerung mit MOS-IS U 121 D

«Grid out off»-Bedingung für die Fluoreszenzanzeigeröhre. Diese Dioden können gegebenenfalls auch entfallen.

## Zeitmultiplexbetrieb

Der Zeitmultiplexbetrieb von Anzeigeröhren dominiert in Tisch- und Taschenrechnern. Für beide Gerätekategorien stehen entsprechend konstruierte mehrstellige Anzeigeeinheiten zur Verfügung. Bei Tischrechnern sind häufig aus Einzelröhren zusammengestellte Anzeigeeinheiten anzutreffen. Vom Anzeigesystem her betrachtet, ist für den Zeitmultiplexbetrieb Voraussetzung, daß sämtliche gleichartige Segmente oder Stellen untereinander parallelgeschaltet sind.

Die Schaltung Bild 15 zeigt ausschnittsweise eine Ziffernstelle aus einer Anzeigeeinheit mit Ziffern- und Stellentreiber für einen Rechner-schaltkreis des Typs *U 820 D*. An Hand des vorhandenen Netzteils läßt sich ersehen, daß dieser Schaltungsvorschlag für einen Tischrechner mit Netzbetrieb gedacht ist. Die notwendige Betriebsspannung für die Fluoreszenzanzeigeröhre von etwa 50 V bezieht sich auf eine Einzelröhre, z. B. *1W-3*, *1W-11*, *DG 12* o. ä. Die Katode wird um diesen Betrag negativ vorgespannt.

Für kleinformatige Anzeigen (Taschenrechneranzeigesysteme) ist der

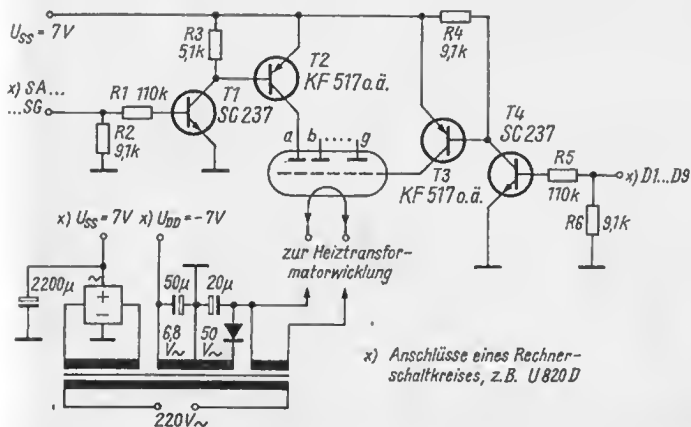


Bild 15 Teilschaltung einer Zeitmultiplexansteuerung der Fluoreszenzanzeigeeinheit durch einen Rechnerschaltkreis

Anodenspannungsbedarf wesentlich geringer (20 V). Bei neuartigen Rechner Schaltkreisen entfällt die Vielzahl der Ziffern- und Stellentreibertransistoren.

### Literatur

- [1] Häußler, E.: Fluoreszenz-Anzeigeröhren, Nachrichtentechnik-Elektronik 28 (1978) Heft 2 und Heft 3
- [2] Pfür, M.: Elektronischer Rechner zum Selbstbau, Funkschau (1972) Heft 18, Seite 667 bis 671
- [3] Müller, W.: Elektronische Anzeigenelemente, Reihe «electronica», Band 171, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1979

## ELEKTRONIK-SPLITTER

### NF-Filter für Telegrafieempfang

Zur besseren Aufnahme von Telegrafenzeichen (CW) empfiehlt es sich, den NF-Kanal des Amateurrempfängers selektiv auszulegen. Im *Elektronischen Jahrbuch* wurden dafür schon mehrfach geeignete Schaltungen veröffentlicht. Mit einem Operationsverstärker und einem Doppel-T-RC-Filter in dessen Gegenkopplungszweig arbeitet die untenstehende Schaltung. Das Filter ist mit den angegebenen Werten für  $f = 830$  Hz dimensioniert. Die erzielbare Baudbreite ist abhängig vom Widerstandswert  $R_9$ .

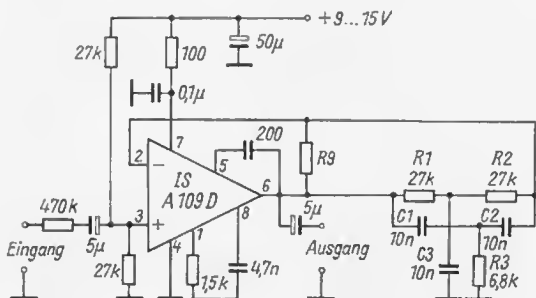
Mit  $R_9 = 1,5$  M $\Omega$  ist  $B_{3dB} = 50$  Hz und  $B_{20dB} = 500$  Hz.

Mit  $R_9 = 330$  k $\Omega$  ist  $B_{3dB} = 300$  Hz und  $B_{20dB} = 2000$  Hz.

Bei  $R_9$  größer 2,2 M $\Omega$  arbeitet die Schaltung als RC-Generator mit  $f = 830$  Hz. Verwendet man Operationsverstärker des Typs  $\mu A 741$  bzw.  $\mu A 749$ , so entfällt die Frequenzkompensation an den Anschlüssen 1, 5 und 8.

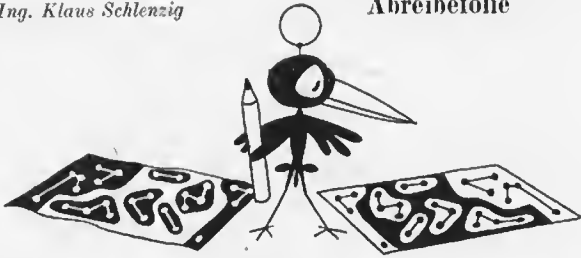
### Literatur

OK I A V V: NF-Filter für Telegrafie, Radioamaterske Zpravodaj, Heft 9/1978, Seite 7 bis 9



## Leiterplatten von der Abreibefolie

Dipl.-Ing. Klaus Schlenzig



Frontplatten in Labor und Amateurfunkstation gewinnen im Aussehen, wenn sie mit Abreibebuchstaben und -zahlen von *typofix*-Folie beschriftet werden. Diese Blätter gibt es im Papierwarenhandel, und ein Standard-sortiment kann der Amateur seit 1978 auch im Elektronik-Versand Wermsdorf, 7264 Wermsdorf, Clara-Zetkin-Str. 21, Telefon 333, beziehen. (Bestell-Nr. 5 und 744 in A5 für 1,65 M, 2007, 2008 und 2019 in A4 für 2,35 M. Bestellung auf schmalen Abschnitt einer Postanweisung vermerken und zusätzlich 0,40 M Porto überweisen.) *Typofix*-Folie ist jedoch auch ätzfest, sowohl in Eisen(III)-chlorid wie auch in Ammoniumpersulfat. Das wurde – unabhängig voneinander – z. B. an der *Technischen Universität* Dresden, der *Wilhelm-Pieck-Universität* Rostock und der Akademie der Wissenschaften der DDR Berlin festgestellt. Man entwarf und bestellte entsprechende Spezialblätter für den Eigenbedarf. Der Amateur erhielt von diesen Möglichkeiten erst Kenntnis und konnte sie anwenden, als ein *Ing. Theus* – wiederum ohne von anderen zu wissen – «auf eigene Faust» die Mindeststückzahl eines solchen Blattes im Grafischen Spezialbetrieb Saalfeld anfertigen ließ. Auf diese Weise wurde das erste *typofix-electronic-universal*-Blatt geboren. Handel und leitendes Wirtschaftsorgan des Herstellers zeigten Interesse, und dadurch kam der Stein ins Rollen. Die bisherigen Umsätze geben dem Sinn der Sache recht. Aus einem Sortiment Leiterzugstreifen und Lötäugen in zwei Größen kann nun jeder Amateur «industriegenau» Leiterbilder auf Kupferfolie aufreiben und ätzen.

### **typofix-electronic-special**

In den Beratungen der ersten Phase mit dem Entwickler des Blattes entstand der Gedanke, gleichzeitig einen Test mit kompletten Leiterbildern durchzuführen. So kamen die beiden Leiterbilder aus *Originalbauplan Nr. 33* – er wurde damals gerade erarbeitet – auf das Blatt, ebenso die beiden IS-Versuchsplatten (Bild 1). Auch dieser Test verlief positiv.

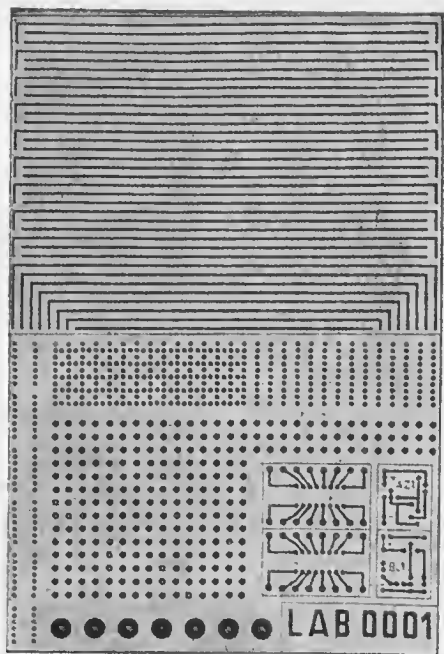


Bild 1  
Das erste typofix-Blatt electronic-universal zur Gestaltung von Leiterplatten (die Leiterplatten AZ1 und BL1 gehören zum Originalbauplan Nr. 33), Blattgröße 190 mm × 280 mm (A4)

Nun entschloß sich der Hersteller zu einer zweiseitigen neuen Produktionsreihe: Neben *typofix-electronic-universal*, von dem ab 1979 mehrere Standardblätter stabil im Angebot sein werden (IS-Anordnungen, Lötangengruppen, kurze und handliche Leiterstücke, Relais- und Steckeranschlußbilder, Anschlüsse für optoelektronische Bauelemente usw.), kam eine permanente Kopplung mit der Reihe der *Originalbaupläne* des Militärverlags der DDR zustande. Sie begann mit dem *Originalbauplan Nr. 37* (Bild 2). Nachstehend die Kurzinformation zum Folieblatt.

## Digital-Mosaik II

Herausgegeben vom Militärverlag der DDR, erschienen im Mai 1978, zugehörnde *typofix-electronic-special*-Folie: Format A5, EVP 1,65 M (*Grafischer Spezialbetrieb Saalfeld*).

Der Bauplan enthält zum einen die Kenndaten der vom Institut für Mikroelektronik Dresden (IMD) angebotenen klein- und mittelintegrierten Digitalschaltkreise (Basteltypen) und zum anderen eine Reihe von Anwen-

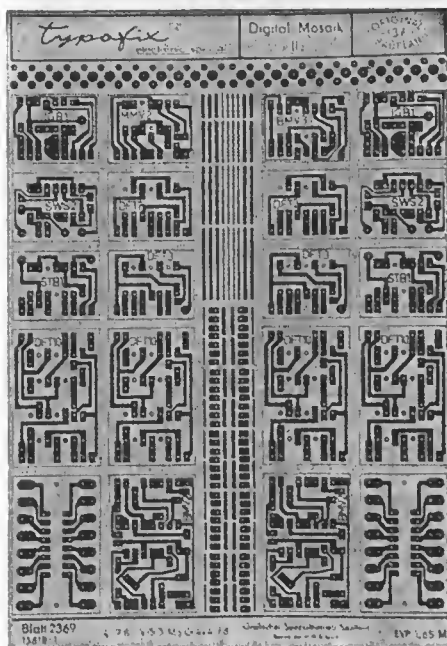


Bild 2  
 Aus dem ersten typofix-  
 Blatt *electronic-special*  
 können 20 Leiterplatten  
 für den Originalbauplan  
 Nr. 37 gewonnen werden,  
 Blattgröße  
 140 mm × 195 mm (A5)

dungsbeispielen dafür (Frequenzteiler, bistabile Multivibratoren, monostabile Multivibratoren, Impulsgeneratoren und Schwellwertschalter).

Diese Grundschaltungen, die sowohl für Amateure wie für Arbeitsgemeinschaften von großem Interesse sind, wurden auf den beiden Kleinformaten 20 mm × 25 mm und 25 mm × 40 mm untergebracht. Damit sind sie eine thematische Fortsetzung zum bekannten System *Amateur-elektronik*. Gegenüber jenem genügt der Erwerb eines *typofix-electronic-special*-Blattes, um durch Abreiben der ätzzfesten Leiterbilder und anschließendes Ätzen zu den Leiterplatten dieser auch steckbaren Module zu gelangen. Das *typofix*-Blatt bietet 20 Leiterbilder; die meisten sind 2-, einige 4fach vorhanden. Zwei Experimentierplatten können bis zu 16polige Integrierte Schaltkreise für Versuchszwecke aufnehmen, deren Anschlüsse dauerhaft über Stecklötösen zugänglich gemacht werden. Bestellbezeichnung der Folie: *typofix*-Blatt 2369.

Wer an diesen relativ kleinen, aber vielseitigen Leiterbildern genügend geübt hatte (üben ist dabei schon erforderlich!), der konnte mit dem folgenden *Originalbauplan Nr. 38* bereits ein recht attraktives Objekt anfertigen (Bild 3).

## Spiele mit Schall

Herausgegeben vom Militärverlag der DDR, erschienen im August 1978, zugehörnde *typofix-electronic-special*-Folie: Format A5, EVP 1,65 M (Grafischer Spezialbetrieb Saalfeld).

Der Bauplan enthält zwei Objekte:

- eine «mini-Orgel» für Kinder in 2 Varianten (Transistor- und IS-Generator) und für 2 Oktaven,
- einen automatischen 7-Ton-Melodiegenerator für Signalzwecke:

Das ist eine Wohnungsklingel mit einstellbaren Tönen, z. B. für die Melodie «Horch, was kommt von draußen 'rein», die auf kurzen Knopfdruck stets vollständig abläuft, und mit zusätzlicher Möglichkeit einer Tonlängensteuerung, Betrieb aus Klingeltransformator. Neben dem Hauptlautsprecher im Gerät (es kann auch eine Telefonhörkapsel sein) läßt sich ein Außenlautsprecher an beliebiger Stelle der Wohnung installieren. Die Anlage ist mit 2 Schieberegistern *P 195 C* (IMD) und einigen Gattern (*P 200 C*,  $3 \times P 210 C$ , *P 230 C*) bestückt.

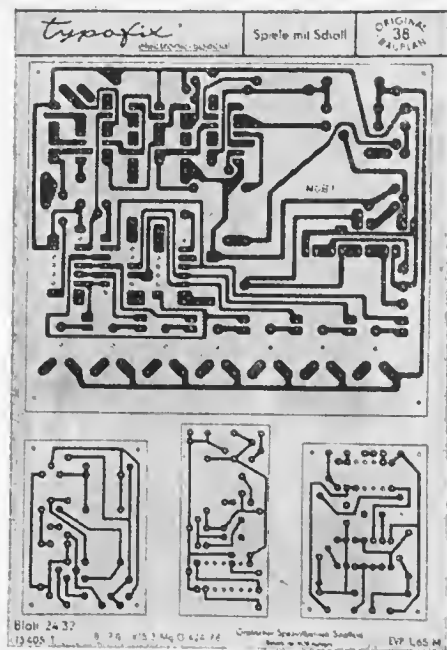


Bild 3  
Das zweite *typofix*-Blatt *electronic-special* bringt die Leiterplatten für einen automatischen 7-Ton-Melodiegenerator und für eine «mini-Orgel» (Originalbauplan Nr. 38), Blattgröße 140 mm × 195 mm (A5)

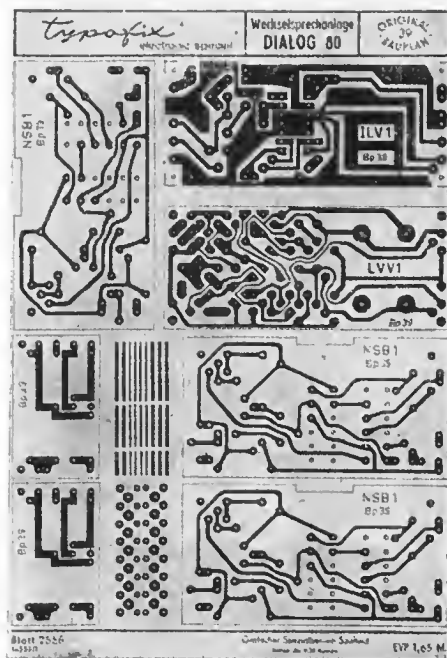


Die *typofix*-Folie enthält die ätzfesten Leiterbilder der «mini-Orgel» in beiden Varianten (Transistorgenerator und IS-Generator sowie Regelteil für diesen) und des Melodiegenerators. Bestellbezeichnung der Folie: *typofix*-Blatt 2432.

Bei Manuskriptabschluß lag die Fotokopie des *Originalbauplans Nr. 39* vor (Erscheinungsmonat: Januar 1979). Für die in ihm enthaltene Wechselsprechanlage in Transistor- und Schaltkreisvariante lassen sich nach Bild 4 abreiben und ätzen: Verstärkerplatte für A 211 D, Verstärkerplatte für Transistoren (wahlweise); 3× Nebenstelle mit Rufgenerator; 2× Filterplatte. Einige Leiterstreifen und Lötäugen für Korrekturen ergänzen das Blatt (Bestellbezeichnung der Folie: *typofix*-Blatt 2558).

## Der Umfang wächst

Während alle bisherigen «special»-Blätter im Format A5 gehalten waren (EVP 1,65 M), erforderte der im Mai 1979 erschienene *Originalbauplan*



*Bild 4*  
Die Leiterplatten für eine Wechselsprechanlage mit 2 Hauptstellen-Varianten und 3 aktiven Nebenstellen enthält das dritte *typofix*-Blatt *electronic special* (*Originalbauplan Nr. 39*), Blattgröße 140 mm × 195 mm (A5); man beachte die in *Originalbauplan Nr. 42* (erscheint Januar 1980) enthaltene Änderungsmöglichkeit

Nr. 40 für seine beiden Objekte *Digitaluhr* und *Rundenzähler* ein A5- und ein A4-Blatt (dieses für 2,35 M). Davon lagen bei Manuskriptabschluß noch keine Bilder vor. Für *Originalbauplan Nr. 41* werden im August 1979 Foliebogen erhältlich sein, die sich speziell an Anfänger und Arbeitsgemeinschaften wenden. Es geht dabei um Grundsaltungen der Elektronik in Anlehnung an den *polytronic-ABC*-Baukasten, die viele interessante Anwendungen zulassen.

### Wie wird's gemacht?

Nach *Originalbauplan Nr. 39* ist so zu verfahren: Beim Verarbeiten gewünschten Blatteil abschneiden, auf gesäubertes kupferkaschiertes Halbzeug legen, am Rand einseitig mit Klebestreifen sichern, zügig z. B. mit leicht verrundetem weichem Bleistift «2B» Leiterbahnen nachziehen, am besten längs eines breiten, fest anliegenden Lineals. Nach Abreiben einiger nebeneinanderliegender Leiterbahnen (Übertragung ist durch Graufärbung erkennbar) Folie vorsichtig hochheben (Klebestreifen sichert dabei ihre Lage) und abgeriebene Partie mit dem Finger andrücken. Fertiges Leiterbild gegebenenfalls vorsichtig mit Waschbenzin in Wattebausch von abgeriebenen Wachsrändern um die Leiterzüge befreien, da diese ätzhemmend wirken. Fehlstellen können mit Lötangon und Leiterstücken eines *typofix-electronic-universal*-Blattes oder mit Zeichendecklack aus dem Ätzsatz repariert werden. Dem ist nur noch hinzuzufügen, daß die besonders bei breiteren Leiterzügen vor allem bei größerem Druck auftretende Balligkeit in der Trägerfolie beachtet werden muß. Es empfiehlt sich, das Blatt öfter mit der Handfläche wieder anzudrücken. Zusammenhängende Leiterzüge sind möglichst in einen Zuge zu übertragen. Ränder gut ausziehen, wegen des Wachses zwischen den Leiterzügen aber sauber arbeiten.

Das alles klingt vielleicht kompliziert. Dem Autor gelang dennoch der erste Melodiegenerator nach *Originalbauplan Nr. 38* in etwa 30 min zufriedenstellend, beim zweiten waren es sogar nur noch 20 min. Hauptsache, das Blatt war nicht vorher unsachgemäß gelagert!

### Woher nehmen?

Die *RFT-Amateurfilialen* Berlin, Erfurt und Leipzig erhalten rechtzeitig zu jedem neuen Blatt die notwendigen Informationen, ebenso der *Elektronik-Versand* Wermsdorf. Beim *Elektronik-Versand* Wermsdorf kann man von jedem Ort der DDR aus nach dem eingangs genannten Modus bestellen und erhält dann die gewünschten Blätter in einer Spezialverpackung. So wird *typofix-electronic*, ob aktuell *special* oder zeitlos

*universal*, sicherlich bald zum Standardmaterial jedes Amateurs gehören und ihn von industriellen Leiterplatten und deren «Lieferzufälligkeiten» auf vielen Gebieten unabhängig machen.

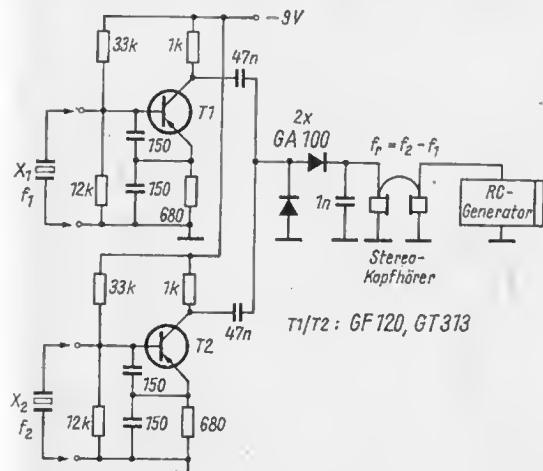
## ELEKTRONIK-SPLITTER

### Ausmessen von Filterquarzen

Für den Aufbau von Quarzfiltern sind Quarze etwa gleicher Frequenz erforderlich. Je nach der gewünschten Durchlaßbandbreite des Filters benötigt man Quarzfrequenzabstände von wenigen hundert Hertz bis einige Kilohertz. Stehen ein *RC*-Tonfrequenzgenerator und ein Stereokopfhörerpaar zur Verfügung, so läßt sich mit untenstehender Schaltung leicht der Frequenzabstand zweier für das Filter geeigneter Quarze ermitteln. Die Schaltung besteht aus zwei gleich aufgebauten Quarzoszillatorstufen. Beide HF-Spannungen gelangen an den Diodenmischer, so daß in der angeschlossenen Kopfhörerkapsel die Differenzfrequenz  $f_r$  hörbar ist. Der anderen Kopfhörerkapsel wird mit etwa gleicher Lautstärke das Ausgangssignal des *RC*-Tonfrequenzgenerators zugeführt und dieser in der Frequenz durchgedreht. Stimmen Differenzfrequenz und Generatorfrequenz überein, kann man den Wert der Frequenzabweichung am *RC*-Tonfrequenzgenerator ablesen.

### Literatur

*Szpakowski, Z.*: Meßgeräte in der Amateurfunkpraxis, Verlag WKŁ, Warszawa 1978, Seite 57 bis 60



Zu den interessantesten integrierten Schaltkreisen der Konsumgüterelektronik gehören zweifellos die für Stereodekoder. Sie sind eine gewaltige Ersparnis an Bauelementen gegenüber der konventionellen Dekoderschaltung mit diskreten Bauelementen, der Platzbedarf wird wesentlich geringer; Produktionskosten und Zuverlässigkeit liegen weitaus günstiger. Durch die Entwicklung der PLL-Stereodekoder entfallen außerdem die 19-kHz-Filter und ihr Abgleich. Im folgenden sollen die bekanntesten Stereodekoder-LS kurz vorgestellt werden.

## Unitra CEM1 (VR Polen)

Die polnische Elektronikindustrie stellt zwei Stereodekoder-LS für Schaltungen mit Spulen her. Es sind die Schaltkreise *UL 1601 N* und *UL 1611 N* [1]. Bild 1 zeigt die Innenschaltung des LS *UL 1601 N*, in Bild 2 ist ein kompletter Stereodekoder mit diesem Schaltkreis zu sehen. Die Werte der Induktivitäten in der Schaltung nach Bild 2:  $L_1$  hat 7 mH bei  $Q = 50$  (245 Wdg., 0,15-mm-CuL),  $L_2$  hat ebenfalls 7 mH (gleicher Aufbau, jedoch bei  $1/10$  der Windungen angezapft).  $L_3$  und  $L_4$  haben je 40 mH (600 Wdg., 0,1-mm-CuL). Die Spulenkern des Modells hatten einen  $A_L$ -Wert von 125. Der 1-k $\Omega$ -Regler an Anschluß 5 wird auf maximale Übersprechdämpfung eingestellt.

Die wichtigsten Daten des LS *UL 1601 N*:

Betriebsspannung $U_B$	4 bis 12 V,
maximale Verlustleistung $P_{v \max}$	80 mW,
Eingangsspannung $U_e$	100 mV, maximal 350 mV,
Eingangswiderstand $Z_e$	20 k $\Omega$ ,
Klirrfaktor $k$	1%,
Kanaltrennung	minimal 30 dB bei $f = 1$ kHz.

Ähnlich aufgebaut ist auch der Schaltkreis *UL 1611 N* [2]. In Bild 3 ist seine Innenschaltung zu sehen. Bild 4 zeigt den kompletten Dekoder mit

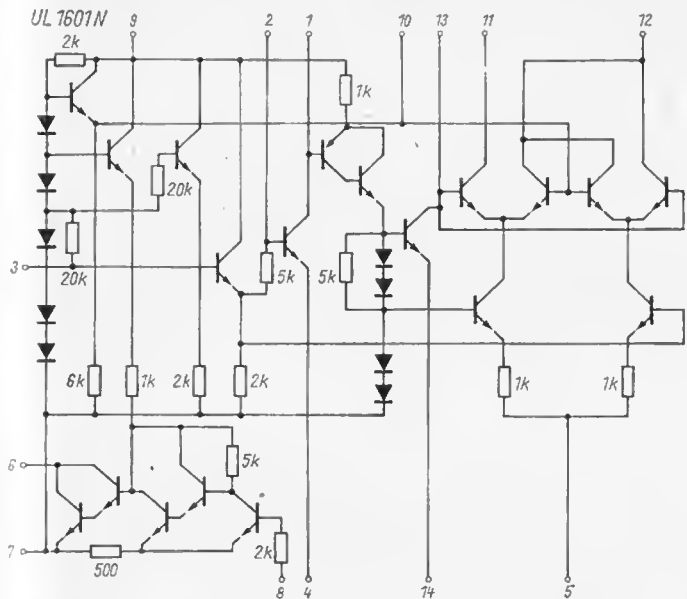


Bild 1 Innenschaltung des IS UL 1601

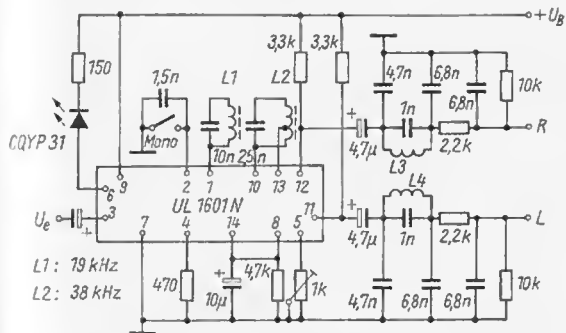


Bild 2 Vollständiger Stromlaufplan eines Stereodecoders mit dem IS UL 1601 N

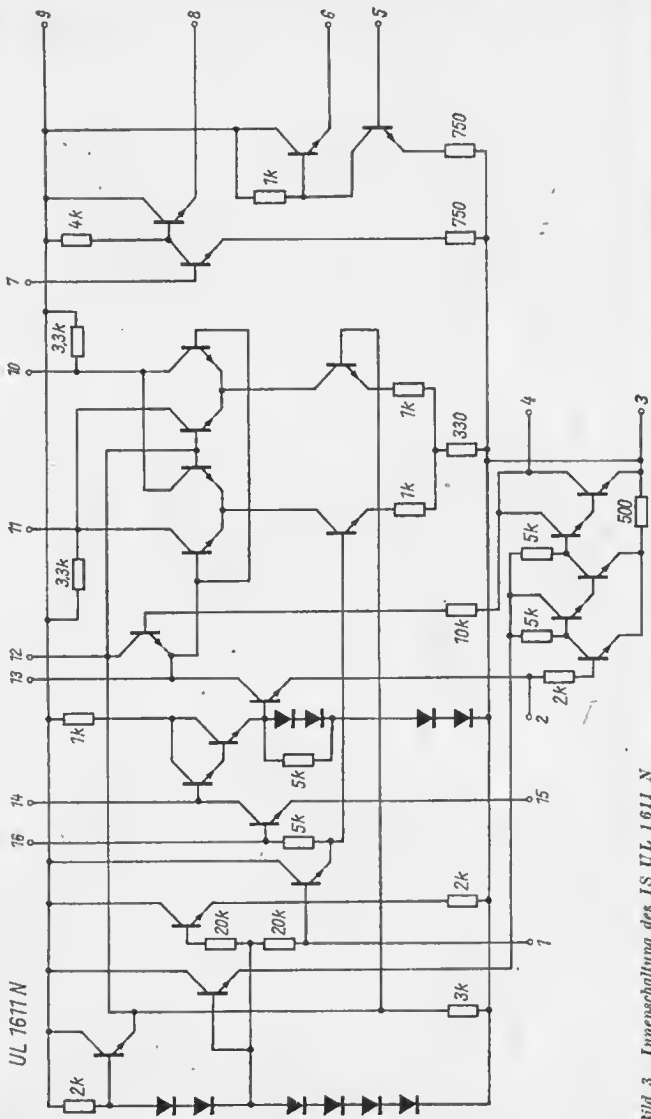


Bild 3 Innenschaltung des IS UL 1611 N

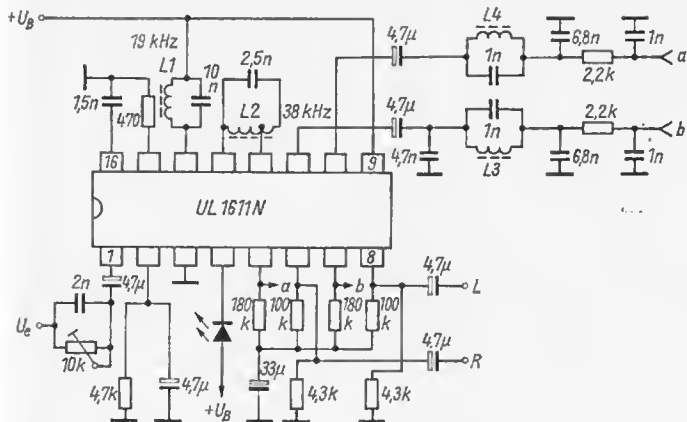


Bild 4 Vollständiger Stromlaufplan eines Stereodekoders mit dem IS UL 1611 N

diesem IS. Die Induktivitäten nach der Schaltung in Bild 4 haben die gleichen Werte wie die in der Schaltung nach Bild 2.

Die wichtigsten Daten des IS UL 1611 N:

maximale Betriebsspannung $U_{B \max}$	20 V (typisch: 7,5 bis 12 V),
maximale Stromaufnahme $I_{B \max}$	40 mA (typisch: 12 mA),
Eingangsspannung $U_e$	typisch 100 mV.
Ausgangsspannung $U_{aus}$	typisch: 200 bis 400 mV,
Klirrfaktor $k$	maximal 1,5%,
Kanaltrennung	minimal 30 dB bei $f = 1$ kHz.

Der größte Unterschied zwischen den beiden Stereodekoder-IS von Unutra CEMI besteht darin, daß der IS UL 1601 N einen Mono/Stereo-Umschalter hat, während beim IS UL 1611 N diese Umschaltung automatisch bei ausreichender Eingangsspannung erfolgt (etwa 50 mV). Der Vollständigkeit halber noch die Daten der Lumineszenzdiode CQYP 31 (Unutra CEMI):  $I_{F \max} = 20$  mA,  $U_r \max = 4$  V.

## Tungsram (Ungarische VR)

Einen modernen Stereodekoder-IS stellt Tungsram (Ungarische VR) unter der Bezeichnung  $\mu A 758 PC$  her (Lizenz Fairchild) [3]. Es ist ein PLL-Stereodekoder, der keinen Abgleich von 19-kHz-Induktivitäten

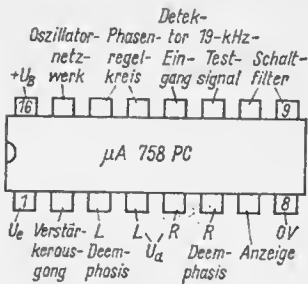


Bild 5  
Sockelschaltung des IS  $\mu A$  758 PC

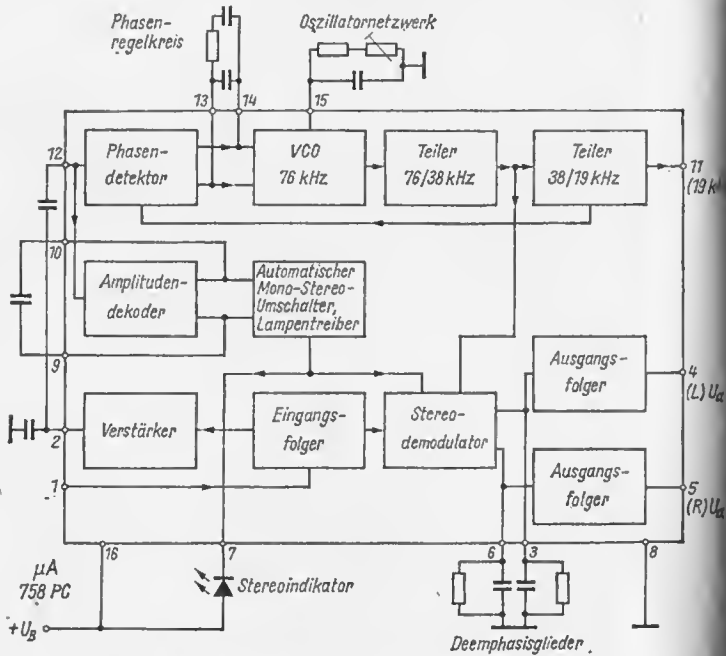


Bild 6 Übersichtstromlaufplan eines PLL-Dekoders mit dem IS  $\mu A$  758 PC



erfordert. Bild 5 gibt die Sockelschaltung dieses IS wieder. Zu seiner äußeren Beschaltung (Bild 6):

Die MPX-Eingangsspannung gelangt an Anschluß 1, bei dem sie in einem Vorverstärker verstärkt und am Anschluß 2 wieder ausgekoppelt wird. Von hier wird sie zum Anschluß 12 (Eingang des Detektors) weitergeleitet. Im Inneren des IS steuert sie über einen Lampentreiber eine Lampe bzw. Leuchtdiode (Anschluß 7), die das Vorhandensein des 19-kHz-Pilottons anzeigt («Stereo»). Vom Phasendetektor gelangt gleichzeitig dieser Pilotton über die Phasenregelschleife (phase loop filter, Anschlüsse 13 und 14) zum 76-kHz-Oszillator, dessen Frequenz über ein Oszillatorknetzwerk (Anschluß 15) genau eingestellt wird.

Nach Passieren von 3 Teilern (jeweils 2 : 1) kann die auf diese Weise entstandene 19-kHz-Frequenz zu Testzwecken am Anschluß 11 abgenommen werden. Gleichzeitig wird die 38-kHz-Frequenz (der Hilfs-träger) dem MPX-Signal zugesetzt und demoduliert. Das Ergebnis sind die beiden Stereosignale (L und R). An den Anschlüssen 3 (L) und 6 (R) wird jeweils ein RC-Glied zur Deemphasis angeschlossen. Die Signale selbst können an den Anschlüssen 4 (L) und 5 (R) nach Durchlaufen jeweils einer Ausgangsfolgerstufe abgenommen werden [4].

Einige technische Daten zu dem IS  $\mu A 758 PC$ :

Betriebsspannung $U_B$	10 bis 18 V, typisch: 12 V,
Stromaufnahme $I_B$	typisch: 26 mA,
Eingangswiderstand $Z_e$	35 k $\Omega$ ,
Klirrfaktor $k$	0,4%
Kanaltrennung	45 dB bei $f = 400$ Hz,
Lampenstrom $I_7$	150 mA.

Dieser PLL-Dekoder ist dem Typ *SN 76116 N* von *Texas Instruments* äquivalent.

Nicht zu verwechseln ist der  $\mu A 758 PC$  bzw. *SN 76116 N* mit dem *MC 1310 P* (*Motorola* [10] bzw. *LM 1310* von *National Semiconductors* oder *SN 76115 N* von *Texas Instruments* [im folgenden *1310* genannt]):

Diese IS sind zwar ebenfalls PLL-Stereodekoder, sie unterscheiden sich jedoch von den erstgenannten Typen z. B. dadurch, daß sie keine Ausgangsfolgerstufe haben.

Der *1310* wird gelegentlich von unserem Facheinzelhandel verkauft. Da die mitgelieferten technischen Daten meist nicht ausreichen, sollen die wichtigsten genannt werden [5]:

Betriebsspannung $U_B$	8 bis 16 V, typisch: 12 V,
Stromaufnahme $I_B$	13 mA,
Eingangswiderstand $Z_e$	50 k $\Omega$ ,
Klirrfaktor $k$	0,5 bis 1%.
Kanaltrennung	40 dB bei $f = 1$ kHz,
Lampenstrom	75 mA.

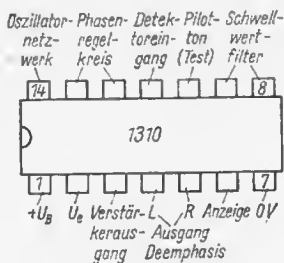


Bild 7  
 Sockelschaltung des IS 1310

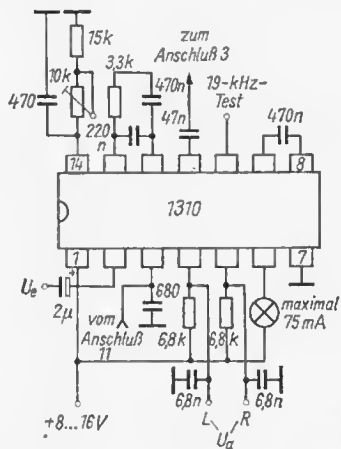


Bild 8  
 Beschaltung des IS 1310 als PLL-Stereo-decoder

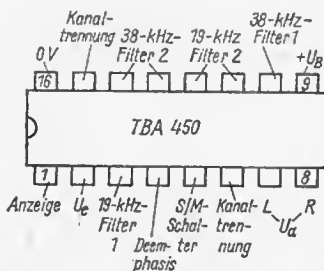


Bild 9  
 Sockelschaltung des IS TBA 450

In Bild 7 ist die Sockelschaltung (DIL-14) des 1310 zu sehen. In Bild 8 wird die Beschaltung des 1310 als PLL-Stereodekoder gezeigt (mit Werten der Bauelemente) [6].

Der inzwischen in die Fertigung übergeführte IS A 290 [10] vom Kombinat Halbleiterwerk Frankfurt(Oder) ist äquivalent dem Typ 1310.

### Andere integrierte Stereodekoder

Außer den besprochenen Stereodekoder-IS gibt es noch andere, speziell aus dem NSW. Sie sind meist konventionelle Dekoder (Matrix- oder Hüllkurvenverfahren mit 19-kHz-Induktivitäten). Ihre technischen Daten bieten keine Besonderheiten. Sie lassen sich mit den eingangs genannten Dekodern von *Unutra CEMI* vergleichen, lediglich ihre Sockelschaltung unterscheidet sich erheblich. Der Vollständigkeit halber sollen die Sockelschaltungen von *TBA 450* (Siemens, Bild 9), *TBA 490* (Valvo, Bild 10) und *TCA 290 (A)* (Valvo, Bild 11) gezeigt werden [7].

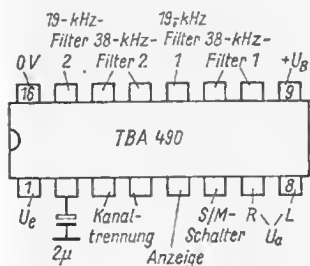


Bild 10  
Sockelschaltung des IS TBA 490

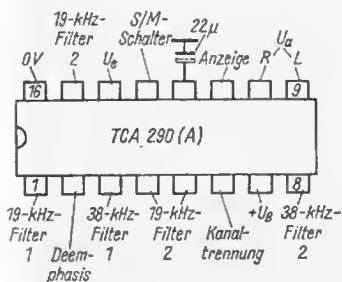


Bild 11  
Sockelschaltung des IS TCA 290 (A)

## Zusammenfassung

Die wichtigsten Typen der integrierten Stereodekoder sind kurz beschrieben worden (*Unutra CEMI*, VR Polen: *Tungsram*, Ungarische VR und einige Firmen aus dem NSW). Den sogenannten PLL-Dekodern, die eine einfache Schaltung bzw. Fertigung gestatten, kommt dabei eine besondere Bedeutung zu.

Diese Übersicht erhebt keinen Anspruch auf Vollständigkeit. Sie kann das schon deshalb nicht, weil ständig neue Dekoder-IS entwickelt werden. Erwähnt sollen nur noch der *TDA 1005* (*Valvo*) [8] und der *TDA 1055* (*Siemens*) [9] werden. Beide sind PLL-Dekoder und gestatten das Arbeiten sowohl nach dem Schalterverfahren (Zeitmultiplex) als auch nach dem Matrixverfahren (Frequenzmultiplex). Beide IS sind untereinander nicht kompatibel! Für den Elektronikamateur der DDR spielen sie zur Zeit noch keine wichtige Rolle. Der auf der Leipziger Frühjahrsmesse vorgestellte *A 290 D* ist noch nicht im Handel (Sommer 1978).

### Literatur

- [1] ...: *Elementy półprzewodnikowe i układy scalone*, katalog skrócony 1977/78, Unutra Cemi, Warszawa 1977
- [2] ...: Dekoder sygnału stereofonicznego – monolityczny analogowy scalony UL 1611 N, *Elektronika*, Warszawa 17 (1976) 6, Seite 228 (4) bis 230 (6)
- [3] ...: Halbleiter-Übersicht '77/78, *Tungsram*, Budapest
- [4] ...: Leipziger Frühjahrsmesse 1975, Bauelemente, Halbleiterbauelemente und Mikroelektronik, *radio fernsehen elektronik* 24 (1975) 11, Seite 349 bis 352
- [5] *Müller, H.*: Integrierte Schaltungen Taschen-Tabelle (lineare), Franzis-Verlag GmbH, München 1975
- [6] *Jahn, G.*: PLL-Technik in integrierten Stereo-Dekodern, *Funkschau* 47 (1975) 7, Seite 85 bis 88
- [7] ...: Pro Elektron Datenbuch Integrierte Schaltungen (analog), 1. Ausgabe 1974/75, Franzis-Verlag, München
- [8] ...: Integrierte Schaltungen für Fernseh-, Rundfunk und NF-Anwendungen 1976, *Valvo GmbH*, Hamburg
- [9] ...: Lineare Schaltungen, Datenbuch 1976/77, *Siemens AG*, Bereich Bauelemente, München
- [10] ...: Analoge Integrierte Schaltungen 1978/79, VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Leitbetrieb im Kombinat Mikroelektronik

Es sind keine nostalgischen Erinnerungen, wenn man an die Zeit denkt, da eine NF-Leistung von 20 W zwei in Gegentakt arbeitende Spezialröhren erforderte. Und doch ist das noch nicht allzu lange her: Ende der fünfziger Jahre gab es dann NF-Leistungstransistoren (erst Germanium-, später Siliziumtypen), die das gleiche ohne aufwendige Stromversorgung leisteten. Aber 20 W Ausgangsleistung aus einem integrierten Schaltkreis (IS) – das scheint auch heute beachtlich. TESLA Rožnov, das Halbleiterbauelementewerk in der benachbarten ČSSR, zeigt mit seinem Schaltkreis *MDA 2020*, daß das heute möglich ist.

## MDA 2020 von TESLA

Nachstehend soll das «Innenleben» dieses bemerkenswerten Schaltkreises (Bild 1) etwas näher betrachtet werden: Die Eingangsspannung gelangt in Gegentakt an die Anschlüsse 7. und 8. Das erinnert an Operationsverstärker, und in der Tat kann man den *MDA 2020* gewissermaßen als Leistungsoperationsverstärker bezeichnen. Man findet deshalb auch einen Anschluß für  $+U_{CC}$  (Anschluß 1) und einen für  $-U_{CC}$  (Anschluß 5), die beide vom Gehäuse (Masse) isoliert sind. Der Ausgang liegt an Anschluß 14, der optimale Lastwiderstand beträgt 4 bis 8  $\Omega$ . Vom Ausgang wird ein Kondensator (etwa 68 pF) an Anschluß 9 zur Frequenzgangkompensation geschaltet sowie eine direkte Verbindung zum Anschluß 12 (Temperaturfühler). Über eine Phasenumkehrstufe (T7) gelangt die vorverstärkte NF-Spannung an die *Darlington-Kombination* T15/T16 und T17/T18, die Endstufentransistoren selbst sind T16 und T18. Hier könnte man fragen: Warum eine Gegentakteingangsspannung, wenn doch später die Nutzsapaunung eines Halbzugs mit einer Phasenumkehrstufe für die Gegentaktausgangsstufe erst «aufbereitet» wird? Die Erklärung dafür ist, daß eine absolute Symmetrie im IS selbst und seiner Beschaltung unbedingt notwendig sind, um besonders bei tiefen Frequenzen Rückwirkungen vom Ausgang auf den Eingang zu ver-

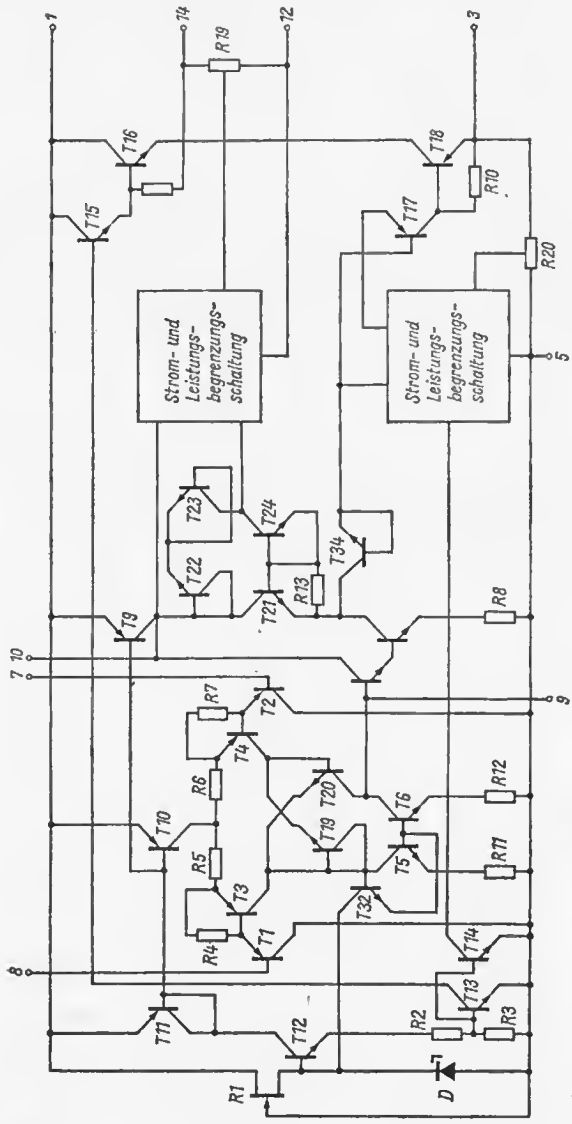


Bild 1 Innenschaltung des MDA 2010 bzw. MDA 2020

inciden. Der Erfolg dieser Maßnahme zeigt sich in einem geringen Klirrfaktor (0,2 bis 1,0%).

Das Hauptproblem bei jedem Leistungs-IS ist die Abführung der Verlustwärme. Die Sperrschichttemperaturen dürfen 150 °C nicht überschreiten, die in dem Schaltkreis bei 75 °C Gehäusetemperatur umgesetzte *Verlustleistung* beträgt 25 W! Bei diesem engen Spielraum ist der Einsatz einer automatischen Schutzschaltung zu empfehlen, die bei Überschreiten der Sperrschichttemperatur oder des maximalen Ausgangsstroms von 3,5 A die Aussteuerung auf ungefährliche Werte reduziert. Diese Schutzschaltung wird von den als Temperaturfühler wirkenden Transistoren T13 und T14 und durch die als Übersichtsschaltplan in Bild 1 gezeichneten Schaltungen verwirklicht. Bei Überschreiten der zulässigen Sperrschichttemperaturen werden T13/T14 leitend und begrenzen die Steuerspannungen der Endstufen und damit die weitere Aufheizung.

Dieser thermische Überlastungsschutz ist relativ langdauernd, wogegen z. B. ein Kurzschluß der Ausgangsspannung bzw. des Ausgangsstroms ein schnelles Reagieren erfordert. Das wird durch die beiden «Blöcke» erzielt, die die Verlustleistung in T16 und T18 direkt messen und bei zu großen Werten die Basiselektroden über T15 und T17 sofort nach unkritischen Werten steuern.

Die Anschlußbelegung des QIL-14-Sockels ist:

1 + $U_{CC}$	14 Ausgang
2 frei	13 frei
3 0 V, Masse	12 Temperaturfühler
4 frei	11 frei
5 - $U_{CC}$	10 Eingang Endstufe
6 frei	9 Gegenkopplung
7 + Eingang	8 - Eingang

*Erreichte Werte (vorläufige Daten)*

Die Sprache des Technikers ist die Zahl, und so geben die Grenz- und Betriebswerte des *MDA 2020* am besten Einblick in das, was mit ihm möglich ist.

*Grenzwerte*

Speisespannung $U_{CC}$	$\pm 5$ bis $\pm 22$ V
Laststrom $I_L$	3,5 A maximal
Verlustleistung $P_v$	25 W
Sperrschichttemperatur $\vartheta_j$	-40 bis +150 °C
Lagertemperatur $\vartheta_{stg}$	-40 bis +150 °C
Wärmewiderstand $R_{thjc}$	3 K/W

Betriebswerte	min	nom	max	
Ruhestrom		60	140	mA
Ausgangsunsymmetrie ( $U_{CC} = \pm 17 \text{ V}$ )		10	100	mV
Ausgangsrauschspannung ( $f = 10$ bis $20000 \text{ Hz}$ )		1,5	5	mV
Ausgangsleistung ( $k = 1\%$ , $f = 50$ bis $15000 \text{ Hz}$ )				
bei $U_{CC} = \pm 5 \text{ V}$ , $\vartheta_c = 70^\circ\text{C}$		1,2		W
bei $U_{CC} = \pm 17 \text{ V}$ , $\vartheta_c = 70^\circ\text{C}$	15	18,5		W
Klirrfaktor ( $U_{CC} = \pm 17 \text{ V}$ )		0,2	1,0	%
Bandbreite ( $U_{CC} = \pm 17 \text{ V}$ , $P_{out} = 6 \text{ W}$ )			30 bis 100	kHz
Eingangswiderstand $R_e$ ( $f = 1 \text{ kHz}$ )	80	98		k $\Omega$
Spannungsverstärkung $V_u$ ( $f = 1 \text{ kHz}$ )	29,5	30	30,5	dB
Leerlaufspannungsverstärkung $V_{ul}$		100		dB

In Bild 2 wird die Wirkung der Kühlblechgrößen gezeigt.

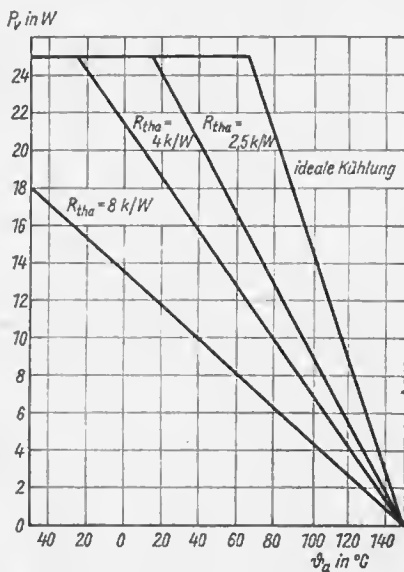


Bild 2  
Einfluß unterschiedlicher  
Kühlbleche beim  
MDA 2020



## Ähnliche Schaltkreise

Außer dem beschriebenen *MDA 2020* stellt TESLA Rožnov noch einen «leistungsschwächeren Bruder» mit der Bezeichnung *MDA 2010* her. Er ist bis auf einige eingeschränkte Grenzwerte in seinen Daten und seiner Schaltung identisch mit dem *MDA 2020*. Bei ihm darf  $U_{CC \max}$  nur  $\pm 18$  V betragen, daraus ergibt sich auch eine geringere Ausgangsleistung  $P_0 = 12$  W bei  $U_{CC} = \pm 14$  V.

Man sieht, daß der *MDA 2010* für viele Zwecke eingesetzt werden kann, bei denen es nicht auf alle Möglichkeiten des *MDA 2020* ankommt – die Qualität beider Schaltkreise ist die gleiche.

Nahe liegt die irrije Vermutung, daß *MDA 2020* bzw. *MDA 2010* Varianten der Schaltkreise *TDA 2020* bzw. *TDA 2010* von *SGS-ATES* wären. Diese Schaltkreise haben zwar sehr große Ähnlichkeit mit den beschriebenen TESLA-Schaltkreisen, unterscheiden sich jedoch geringfügig sowohl in ihren Daten als auch in der Sockelbelegung. Deshalb Vorsicht beim einfachen Austausch der Schaltkreise! Der Schaltkreis *L 068* von *SGS-ATES* ist ein Entwicklungsmuster der erwähnten Schaltkreise von *SGS-ATES* und dürfte heute keine Bedeutung mehr haben.

## Schaltungsbeispiele

Mit den *MDA 2020* bzw. *MDA 2010* lassen sich sowohl Kleinleistungsverstärker realisieren als auch Endstufen größerer Leistung für Rundfunkempfänger.

Bild 3 gibt eine NF-Endstufe wieder. Die Eingangsspannung gelangt zunächst in die Phasenumkehrstufe mit T1, die an den IS zwei um  $180^\circ$  verschobene Spannungen abgibt. Zu beachten ist besonders die Gegenkopplung vom Ausgang auf den invertierenden Eingang.

Aus dem Schaltbeispiel in Bild 4 geht hervor, wie mit zwei IS vom Typ *MDA 2020* eine Ausgangsleistung von  $2 \times 18$  W erreicht werden

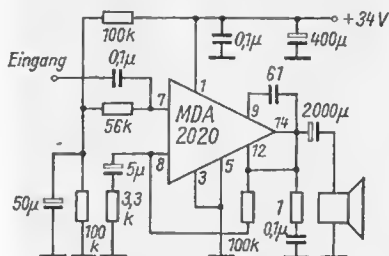


Bild 3  
Stromlaufplan einer einfachen  
NF-Endstufe mit dem *MDA 2020*

kaun – eine Endstufenleistung, die wohl die meisten Hi-Fi-Liebhaber befriedigen dürfte!

In Bild 5 schließlich wird ein einfacher NF-Verstärker für etwa 18,5 W Ausgangsleistung mit einem MDA 2020 gezeigt. Die Eingangsspannung für die genannte Ausgangsleistung beträgt etwa 300 mV.

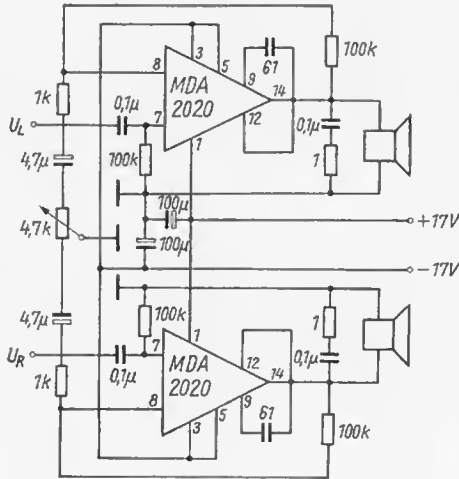


Bild 4  
Stereo-NF-Verstärker  
mit 2 Schaltkreisen  
MDA 2020

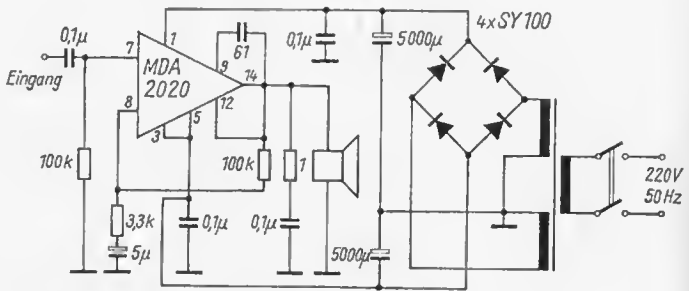


Bild 5 Kleiner 18-W-NF-Verstärker mit MDA 2020

## Zusammenfassung

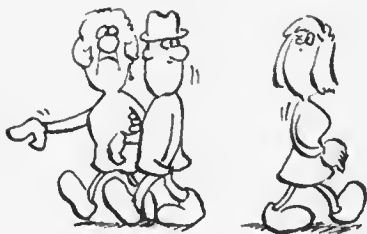
Vorge stellt wurden der neu entwickelte Leistungsschaltkreis *MDA 2020* sowie seine leistungsschwächere Ausführung, der *MDA 2010*. Seine technischen Daten und seine bemerkenswert geringen Abmessungen (QIL-14-Gehäuse) zeigen, welche beachtlichen Fortschritte die Integration von Leistungsschaltkreisen in den zurückliegenden Jahren erreicht hat. Durch den Einsatz von Schaltkreisen, wie die hier beschriebenen, sind Leistungs-transistoren in der Konsumgüterelektronik weitgehend überflüssig.

### Literatur

- [1] ...: Integrierte Schaltkreise 1978-79, TESLA Rožnov, národní podnik, Rožnov pod Radhoštěm
- [2] Erdmeier, U.: Integrierte 20-W-Verstärker mit Kurzschlußschutz, Funkschau, München 48 (1976) 2, Seite 66
- [3] ...: Monolithische NF-Verstärker für 20 W Ausgangsleistung, Funk-Technik, München/Heidelberg 30 (1975) 3, Seite 52 bis 54
- [4] ...: Předběžné technické údaje nových součástek, prosinec 1977, TESLA Rožnov, národní podnik, Rožnov pod Radhoštěm
- [5] Machalík, L.: Výkonový zesilovač s integrovaný obvodem MDA 2010, Amatérské Radio 27 (1978) 8, Seite 289 bis 290

**Wir klären Begriffe**

**ABLENKUNG**



# Integrierter Verstärker mit hochohmigem FET-Eingang

Ing. Dieter Müller

Die sowjetische integrierte Schaltung *K 140 UD8* ist ein Operationsverstärker mit Sperrschicht-FETs als Eingangstransistoren. Bild 1 zeigt ein stark vereinfachtes Prinzipschaltbild [1]. Die ausführliche Innenschaltung wird in [2] wiedergegeben. Die besonderen Eigenschaften dieser IS sind ein sehr großer Eingangswiderstand bis zu mehreren Megaohm, geringes Eigenrauschen und eine hohe Spannungsverstärkung  $v_u$ . Diese beträgt für den *K 140 UD8A*  $v_u \geq 50000$  und für den *K 140 UD8B*  $v_u \geq 20000$ . Durch eine innere Frequenzkompensation wird keine äußere Beschaltung wie beim *A 109* benötigt, der Schaltkreis arbeitet auch ohne diese bei verschiedenen Gegenkopplungsgraden stabil. Bild 2 zeigt das Schaltsymbol mit Angabe der Bedeutung der Anschlüsse, und Bild 3 gibt die Anschlußbelegung des 8poligen IS-Gehäuses wieder.

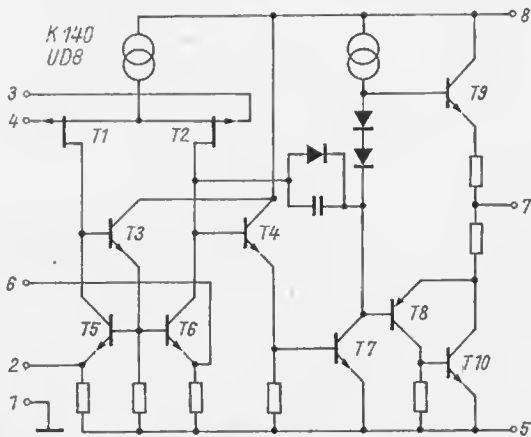


Bild 1 Vereinfachte Ersatzschaltung des *K 140 UD8*

Die günstigste Schaltungsvariante eines Verstärkers mit hochohmigem Eingang mit dem K140 UD8 zeigt Bild 4. Die Schaltungsart – nicht-invertierender Verstärker – erlaubt es, den hohen Eingangswiderstand der IS auch wirklich zu nutzen. Der Verstärkungsgrad bei Gegenkopplung  $v_u'$  ergibt sich aus

$$v_u' = \frac{R1 + R_f}{R1} = \frac{R_f}{R1} + 1.$$

Für den invertierenden Verstärker errechnet sich die Verstärkung zu

$$v_u' = \frac{R_f}{R1}. \quad [3]$$

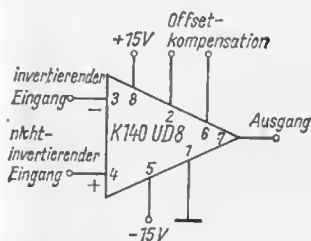


Bild 2  
Anschlussschema des K140 UD8



Bild 3  
Ansicht auf die Anschlüsse  
des K140 UD8

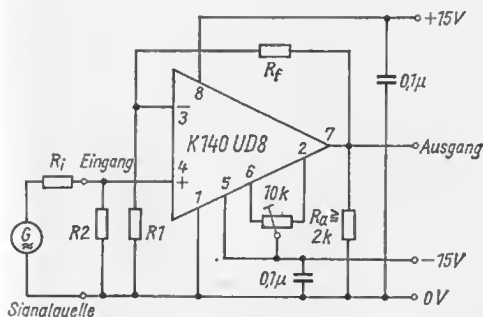


Bild 4 Schaltung eines nichtinvertierenden Verstärkers mit dem K140 UD8;  
a)  $R1 = 200 \Omega$ ,  $v_u' = 5001$ ,  $R2 = 20 \text{ k}\Omega$ , b)  $R1 = 20 \text{ k}\Omega$ ,  $v_u' = 51$ ,  
 $R2 = 0,5 \dots 1 \text{ M}\Omega$

Der Verstärkungsgrad beider Grundschaltungen unterscheidet sich nur um die Größe «+1». Anders liegen die Verhältnisse beim Eingangswiderstand. Der Eingangswiderstand des invertierenden Verstärkers wird wesentlich durch  $R_1$  gebildet.  $R_1$  kann aber nicht beliebig groß gewählt werden, da von ihm und  $R_f$  die Größe der Verstärkung abhängt, und zwar in beiden Schaltungsarten. Nimmt man für  $R_f$  einen maximal üblichen Wert von  $1\text{ M}\Omega$  an, so wird  $R_1$  bei einer Verstärkung von 100fach etwa  $10\text{ k}\Omega$  groß. Am invertierenden Eingang (Anschluß 3) hat der Eingangswiderstand folglich den Wert  $10\text{ k}\Omega$ . Verwendet man dagegen den nichtinvertierenden Eingang (Anschluß 4), so ist der (innere) Eingangswiderstand der IS, bedingt durch den Sperrschicht-FET, sehr groß. Da er um Größenordnungen über  $1\text{ M}\Omega$  liegt, kann ihn der Elektronikamateur für seine Anwendungsfälle vernachlässigen. Gegenüber einer Signalquelle  $G$  wirkt wesentlich  $R_2$  als Eingangswiderstand, wobei sich  $R_2$  in weiten Grenzen frei wählen läßt.

Während beim  $A\ 109$  z. B.  $R_2$  etwa der Parallelschaltung von  $R_1$  und  $R_f$  entsprechen soll [3], um eine möglichst geringe Offset-Drift, d. h. eine möglichst kleine und zeitlich konstante Abweichung der Ausgangsspannung von «0» bei fehlendem Eingangssignal zu erreichen, braucht das beim  $K\ 140\text{ UD}8$  nur wenig oder gar nicht berücksichtigt zu werden. Dieser IS hat an den Anschlüssen 2 und 6 (Bild 1 und Bild 2) zwei besondere Eingänge zur Offsetkompensation. Ein Einstellregler von  $10\text{ k}\Omega$  wird, wie Bild 4 zeigt, mit beiden Enden an die Emitter der als Konstantstromquellen arbeitenden Transistoren  $T_5$  und  $T_6$  der IS angeschlossen und der Schleifer mit  $-15\text{ V}$  verbunden. Eine Unsymmetrie bzw. eine Nullpunktabweichung der Ausgangsspannung (Anschluß 7) bei fehlendem Eingangssignal, die durch den Gegenkopplungszweig und einen relativ großen Widerstandswert von  $R_2$  hervorgerufen wird, läßt sich damit vollständig ausgleichen.  $R_2$  kann dadurch sehr große Werte annehmen ( $\geq 1\text{ M}\Omega$ ) oder bei kleinen Verstärkungsgraden unter Umständen völlig entfallen. Bei relativ kleinen Werten von  $R_2$  ( $R_2 \leq 10 \times R_1$ ) kann die Offsetkompensation und damit der  $10\text{-k}\Omega$ -Einstellregler dann entfallen, wenn der Schaltkreis nur zur Verstärkung von Wechselspannungssignalen benutzt werden soll, wobei die Ausgangsgleichspannung bei fehlendem Signal nicht unbedingt gleich «0» sein muß.

Den vielen guten Eigenschaften des  $K\ 140\text{ UD}8$  steht der Nachteil einer relativ niedrigen Grenzfrequenz gegenüber. Sie ist mit  $1\text{ MHz}$  angegeben. Das bedeutet, daß die Spannungsverstärkung bei  $1\text{ MHz}$  auf den Wert «1» abgefallen ist (Mindestwert). Andere Ausführungen von Operationsverstärkern, wie der  $A\ 109$ , weisen eine weit höhere Grenzfrequenz auf, haben dafür aber keine innere Frequenzkompensation. Um ein stabiles Arbeiten zu gewährleisten, müssen diese je nach Gegenkopplungsgrad mit unterschiedlichen äußeren Frequenzkompensationsgliedern beschaltet werden [4]. Durch diese wird erreicht, daß die Verstärkung ohne

Gegenkopplung im Arbeitsbereich um 20 dB/Dekade abfällt. Die gegengekoppelte Verstärkung dagegen bleibt bis zu einer durch die Kompensation bestimmten oberen Grenzfrequenz [4] konstant. Bei solchen integrierten Operationsverstärkern, die keine äußere Frequenzkompensation benötigen, wird ein Abfall der offenen (nicht gegengekoppelten) Verstärkung um etwa 20 dB/Dekade durch innere Schaltungsmaßnahmen erreicht.

Bild 5 zeigt den nach den Kenndaten des *K 140 UD8* konstruierten theoretischen Frequenzgang unter Berücksichtigung einer Grenzfrequenz von 1 MHz und einem Verstärkungsabfall von 20 dB/Dekade im Bereich von 100 Hz bis 1 MHz. In diesem Bereich verläuft der Frequenzgang

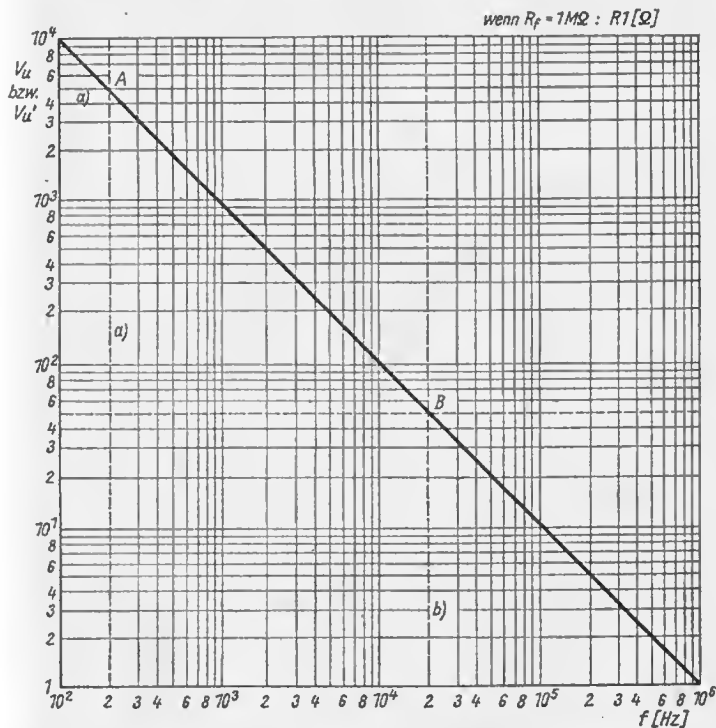


Bild 5 Verstärkung eines *K 140 UD8* in Abhängigkeit von der Frequenz für  $f \geq 100$  Hz; eingezeichnet die Eckfrequenzen A für Beispiel a) ( $v_u' = 5001$ ), B für Beispiel b) ( $v_u' = 51$ )

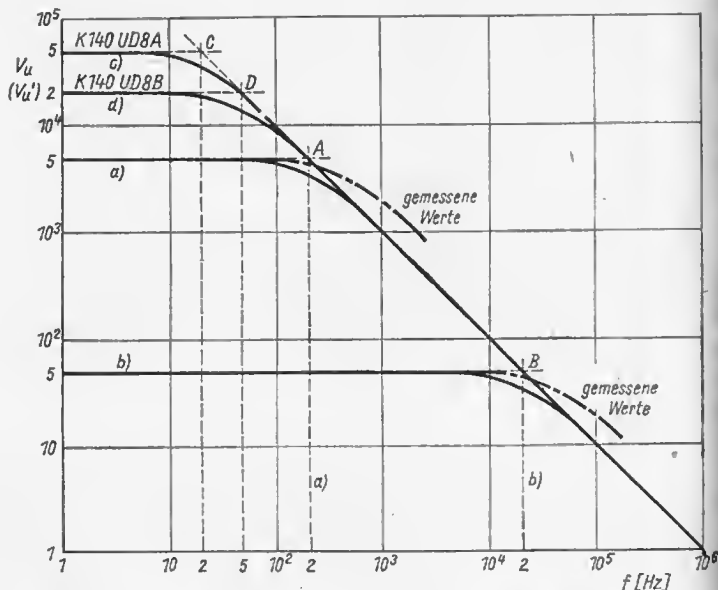


Bild 6 Frequenzgang der offenen bzw. gegengekoppelten Verstärkung des K 140 UD 8 im Bereich 1 Hz bis 1 MHz; a)  $v_u' = 5001$ , b)  $v_u' = 51$ , c)  $v_u'$  (offene Verstärkung) K 140 UD 8 A, d)  $v_u$  (offene Verstärkung) K 140 UD 8 B

in der doppeltlogarithmischen Darstellung annähernd nach einer Geraden mit einer Neigung von  $45^\circ$ . Bei einer Frequenz von 100 Hz beträgt die Verstärkung bereits 10000. Da für den K 140 UD 8 B eine Mindestverstärkung von 20000 angegeben ist, muß damit gerechnet werden, daß sich bei noch niedrigeren Frequenzen kein gleichbleibender Anstieg mehr erreichen läßt. Sie geht vielmehr, wie im Bild 6 dargestellt, in eine Waagerechte über.

Operationsverstärker werden überwiegend mit einer durch Gegenkopplung verringerten, definierten Verstärkung  $v_u'$  betrieben. Dabei wird das Verhältnis der offenen Verstärkung  $v_u$  zur gegengekoppelten Verstärkung  $v_u'$  meistens zu

$$\frac{v_u'}{v_u} \geq \frac{1}{10}$$

gewählt. Für den K 140 UD 8 A käme dafür ein Maximalwert von  $v_u' \approx 5000$  in Frage. Eine entsprechende Versuchsschaltung nach Bild 4 wurde mit



folgenden Werten aufgebaut:  $R_f = 1 \text{ M}\Omega$ ,  $R_1 = 200 \Omega$  und  $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ . Die Verstärkung bei Gegenkopplung  $v_u'$  ergibt sich aus

$$v_u' = \frac{R_f}{R_1} + 1 = 5000 + 1 = 5001.$$

In Bild 5 ist bei  $v_u \approx 5000$  eine Waagerechte (a) eingezeichnet, die die Kennlinie des Versuchsverstärkers darstellt. Diese schneidet die Kennlinie der offenen Verstärkung bei der Frequenz 200 Hz (Punkt A). Das bedeutet, daß sich eine Verstärkung von 5000 nur bis zu einer Frequenz von 200 Hz erreichen läßt. Bei höheren Frequenzen fällt die Verstärkung nach der 45°-Kurve ab.

In der Praxis tritt ein so scharfer Knick nicht auf, sondern es erfolgt bereits bei tieferen Frequenzen ein allmählicher Abfall, der dann bei Erreichen der Eckfrequenz (in diesem Fall 200 Hz) etwa 3 dB beträgt. In Bild 6 ist das dargestellt. Es zeigt den theoretischen Frequenzgang (Kurve a, ausgezogene Linie) und den tatsächlich gemessenen (strichpunktierte Linie). Die Unterschiede resultieren daraus, daß die Kennlinien in Bild 5 und in Bild 6 auf Grund des angegebenen Minimalwerts für die Grenzfrequenz von 1 MHz konstruiert worden ist. Bei den meisten Exemplaren der 1S wird dieser Wert etwas höher liegen, was auch beim Muster der Fall ist, so daß der Verstärkungsabfall bei 200 Hz noch keine Bedeutung hat.

Ein Verstärker mit einer Grenzfrequenz von 200 Hz kann in der Gleichstrom- bzw. Spannungsmelßtechnik eingesetzt werden, z. B. als Gleichspannungs-Millivoltmeter. Für Anwendungen in der NF-Technik wird ein Frequenzbereich bis etwa 20 kHz benötigt. Aus Bild 5 ergibt sich für eine Grenzfrequenz von 20 kHz (b) ein Verstärkungsgrad von 50fach. Unter Beibehaltung eines Wertes von 1 M $\Omega$  für  $R_f$  ergibt sich für  $R_1$  eine Größe von 20 k $\Omega$ .  $R_2$  wird zu 500 k $\Omega$  bis 1 M $\Omega$  gewählt. Ein solcher Verstärker eignet sich als Eingangsstufe für hochohmige NF-Signalquellen wie Kristalltonabnehmer oder -mikrofone. Bild 6 stellt den theoretischen Frequenzgang als ausgezogene Linie (h), den tatsächlich gemessenen Frequenzgang als strichpunktierte Linie dar, der wie im vorigen Beispiel wieder «besser» ist als der theoretische. Bild 6 zeigt den theoretischen Frequenzgang der beschriebenen Operationsverstärker bis zur Frequenz von 1 Hz. Es sind die Eckfrequenzen Punkt C und Punkt D zu erkennen, bei denen die Verstärkung in den 20 dB/Dekade-Ablauf übergeht. Für den *K 140 UD8A* geschieht das bei etwa 20 Hz und für den *K 140 UD8B* bei etwa 50 Hz.

Es kann festgestellt werden, daß der *K 140 UD8* ein relativ unkompliziert zu handhabendes Bauelement ist. Mit der Kennlinie (Bild 5) ist es leicht möglich, für einen gewünschten Frequenzbereich die maximal mögliche Verstärkung zu ermitteln und die Gegenkopplungsglieder festzulegen. Sofern für den Gegenkopplungswiderstand  $R_f$  ein Wert von

1 M $\Omega$  festgelegt wird, entspricht der Widerstand  $R_1$  dem Zahlenwert der Grenzfrequenz. Bild 5 weist am oberen Rand eine Ohm-Skala für  $R_1$  auf, an der seine Größe für eine bestimmte Verstärkung direkt abgelesen werden kann.

Die angegebenen Beispiele stellen etwa die Grenzen dar, in denen sich dieser Schaltkreis vom Elektronikamateurl vorteilhaft einsetzen läßt. Das Beispiel (a) liegt an der oberen Grenze der Verstärkung, wobei nur sehr niedrige Frequenzen verarbeitet werden können. Das Beispiel (b) befindet sich an der oberen Grenze des (NF-) Frequenzbereichs. Die Verstärkung ist mit  $v_u' \approx 50$  schon recht klein. In Verbindung mit den guten Rausch-eigenschaften und dem großen Eingangswiderstand eignet sich die Schaltung sehr gut zur Verarbeitung kleiner NF-Signale hochohmiger Quellen. Bei der Auslegung von Schaltungen kann man den 3-dB-Abfall bei der Eckfrequenz berücksichtigen und gleich eine etwas kleinere Verstärkung wählen oder wie beim Mustergerät darauf vertrauen, daß die meisten Bauelemente ohnehin eine etwas höhere Grenzfrequenz haben als angegeben.

#### Literatur

- [1] Datenblatt des sowjetischen Operationsverstärkers K 140 UD8
- [2] Böttger, K.-D./Göhler, K.-P.: Integrierte Schaltungen, radio-fernsehen-elektronik 25 (1976) Heft 19/20, Seite 662
- [3] Schubert, K.-H.: Der Operationsverstärker und seine Anwendung, Elektronisches Jahrbuch 1974, Seite 129 bis 153, Militärverlag der DDR, Berlin 1973
- [4] Knopke, K. E.: Frequenzkompensation des Operationsverstärkers A 109C, radio-fernsehen-elektronik 23 (1974) Heft 10, Seite 595 bis 598

# Integrierte NF-Leistungsschaltkreise aus der UdSSR

Ing. Klaus K. Streng

Durch zahlreiche Veröffentlichungen auch in der DDR-Fachpresse ist seit Jahren bekannt, daß die sowjetische Elektronikindustrie eine große Typenzahl linearer IS herstellt. Gut eingeführt sind bei uns die Operationsverstärker *1 Y T 402*. Weniger bekannt sind die NF-Leistungsschaltkreise der Reihe *K 174*, die im folgenden kurz vorgestellt werden sollen.

Die Typen *K 147 YH 5* und *K 147 YH 7* haben ein ähnliches Gehäuse wie der *MBA 810 AS* von TESLA (Bild 1). Bild 2 und Bild 3 zeigen die Innenschaltung dieser Schaltkreise, Bild 4 und Bild 5 die Meßschaltung.

Weitere NF-Leistungsverstärker-Schaltkreise sind *K 1 YC 744 A* und *K 1 YC 744*, von denen Bild 6 und Bild 7 Innenschaltung und Sockel wiedergeben. Die Meßschaltung für diese Kreise ist in Bild 8 zu sehen.

## Die Sockelschaltungen

*K 147 YH 5* (Bild 2)

1 0 V, Masse

2 Ausgang

12 0 V, Masse

11 Frequenzkorrektur

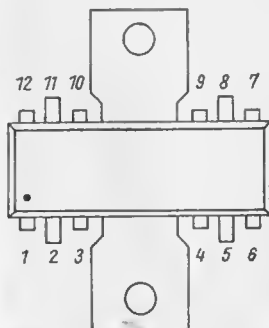


Bild 1  
Sockel der Schaltkreise *K 147 YH 5* und  
*K 147 YH 7* (nicht maßstabgerecht)

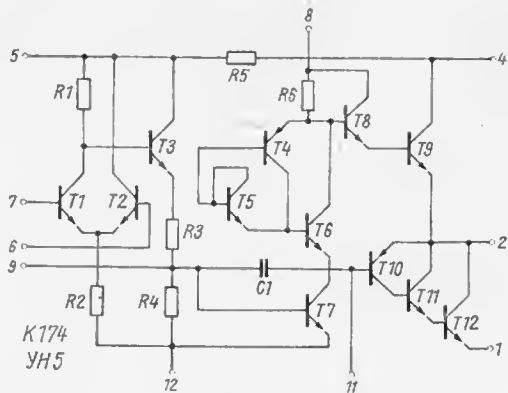


Bild 2 Innenschaltung des Schaltkreises K 147 YH 5

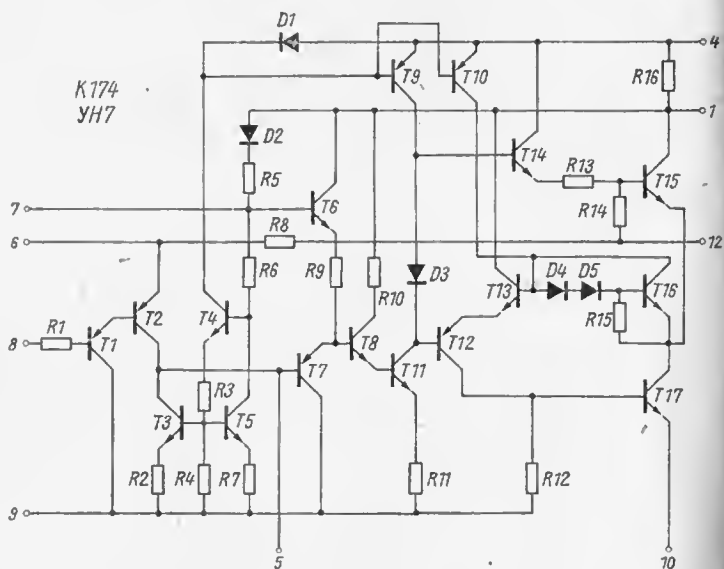


Bild 3 Innenschaltung des Schaltkreises K 147 YH 7

- 3 frei
- 4 +  $U_{CC}$
- 5 +  $U$  für Vorstufen
- 6 Eingang -

- 10 frei
- 9 Frequenzkorrektur
- 8 Bootstrap
- 7 Eingang +

K 147 YH 7 (Bild 3)

- 1 +  $U_{CC}$
- 2 frei
- 3 frei
- 4 Bootstrap
- 5 Frequenzkorrektur
- 6 Entkopplung

- 12 Ausgang
- 11 frei
- 10 0 V, Masse
- 9 0 V, Masse
- 8 Eingang
- 7 +  $U$  für Vorstufen

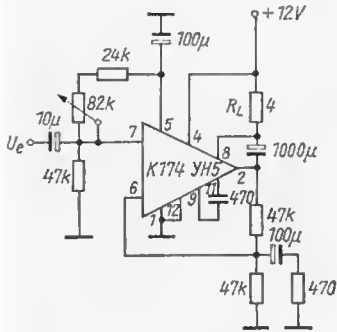


Bild 4  
Meßschaltung des Schaltkreises  
K 147 YH 5

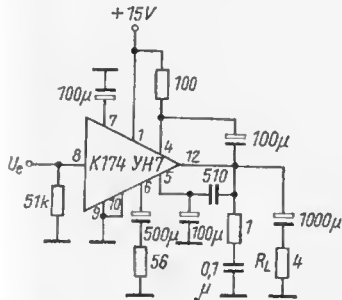


Bild 5  
Meßschaltung des Schaltkreises  
K 147 YH 7

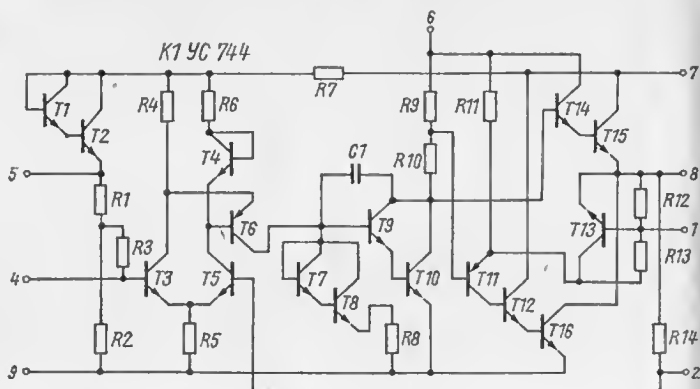


Bild 6 Innenschaltung der Schaltkreise K 1 YC 744

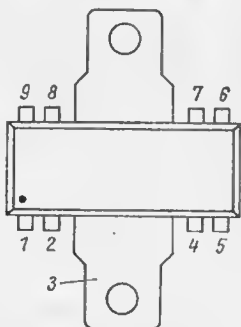


Bild 7 Sockel der Schaltkreise K 1 YC 744

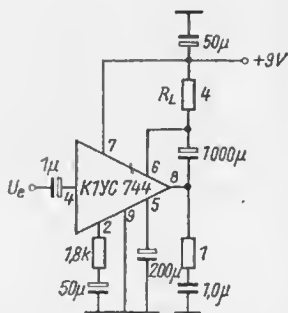


Bild 8 Meßschaltung der Schaltkreise K 1 YC 744

### K 1 YC 744 (Bild 6)

1 Ruhestromeinstellung

2 Entkopplung

3 0 V, Masse

4 Eingang

5 Frequenzkompensation

9 0 V, Masse

8 Ausgang

7  $+U_{CC}$

6 Bootstrap

Die technischen Daten der NF-Leistungsschaltkreise der Reihe K 147 gehen aus folgender Tabelle hervor:

	K147YH5	K147YH7	K1YC744A	K1YC744
Betriebsspannung $U_{CC}$ in V	$12 \pm 1,2$	$15 \pm 1,5$	5,4 ... 9,9	5,4 ... 9,9
Ruhestrom $I_0$ in mA	30	20	10	10
maximale Ausgangsleistung in W an 4 $\Omega$ Lastwiderstand	2	4,5	1	0,7
Eingangswiderstand in $k\Omega$	10	10	10	10
Klirrfaktor in %	10	50	10	10
Bandbreite in Hz	30 ... 20 k	40 ... 20 k	30 ... 20 k	30 ... 20 k

In Bild 9 ist der Stromlaufplan eines kleinen NF-Leistungsverstärkers mit 2 Schaltkreisen des Typs K 147 YH 7 zu sehen. Er gibt an den 8- $\Omega$ -Lastwiderstand eine NF-Leistung von 5 bis 6 W, bei  $k = 1,5\%$  ab.

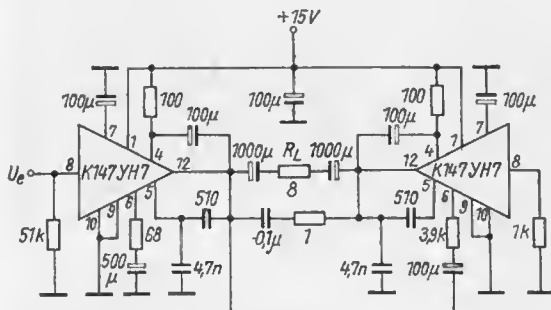


Bild 9 Stromlaufplan eines NF-Leistungsverstärkers mit  $2 \times K 147 YH 7$

### Literatur

- ЛАГУНОВА, Р./СТОЛБОВА, Г./ШМАКОВА, Т.: МИКРОСХЕМЫ СЕРИИ К 174, Radio (Moskva) 54 (1977) 2, Seite 57 und 58  
 ЮРБЕВ, Г./АНДРЕЕВ, И.: ПРИМЕНЕНИЕ МИКРОСХЕМЫ К 174 YH 7, Radio (Moskva) 55 (1978) 7, Seite 47 und 48

# Ein 10-m-Sende- Empfangs-Umsetzer für die 2-m-Station

*Dipl.-Ing. Michael Knietzsch*  
- DM 2 GBO

Mit der neuen Amateurfunkordnung [1] hat sich der Kreis von Funkamateuren der DDR erweitert, die im 10-m-Band arbeiten können. Viele UKW-Amateure überlegen nun, wie sie ihre 2-m-Station für den 10-m-Betrieb ergänzen können.

Im folgenden wird ein 10-m-Sende-Empfangs-Umsetzer beschrieben, der ein vorhandenes 2-m-Sende-Empfangs-Gerät beliebiger Sendart für das 10-m-Band erweitert. Hierbei wurde nicht Wert darauf gelegt, eine besonders einfache Lösung nur für die Umsetzung auf das 10-m-Band zu finden, sondern es wird ständig die Erweiterung eines 2-m-Transceivers für alle KW-Bänder berücksichtigt. Die Unterteilung der Baugruppen ist unter dem Gesichtspunkt einer möglichst multivalenten Nutzung der einzelnen Bausteine für andere Konzeptionen eines transistorisierten KW-Transceivers vorgenommen.

Der Schluß des Beitrages gibt Hinweise für Ergänzungen, Verbesserungen und andere Nutzungsmöglichkeiten.

## Das Grundprinzip der Signalumsetzung

Das Grundprinzip der Signalverarbeitung des Sende-Empfangs-Umsetzers ist aus Bild 1 zu erkennen. Ausgehend von einem 2-m-Transceiver wird das 2-m-Sendesignal (RF) einer Mischstufe zugeführt und mit dem Oszillatorsignal (LO) in das 10-m-Band gemischt. Dem Ausgang X der Mischstufe folgt ein Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz, die oberhalb der maximal gewünschten Senderausgangsfrequenz liegt. Das X-Signal wird im weiteren durch einen Linearverstärker und die Transistor-PA verstärkt. Alle aktiven Stufen hinter dem Tiefpaß sind für einen breitbandigen Betrieb von 3,5 MHz bis 30 MHz dimensioniert.

Das der PA folgende Oberwellenfilter ist für jedes KW-Band extra zu gestalten. Im Empfangsbetrieb wird das Empfangssignal über einen Bandpaß für das 10-m-Band und den Tiefpaß an den X-Anschluß der Mischstufe geführt und in das 2-m-Band umgesetzt. Das umgesetzte



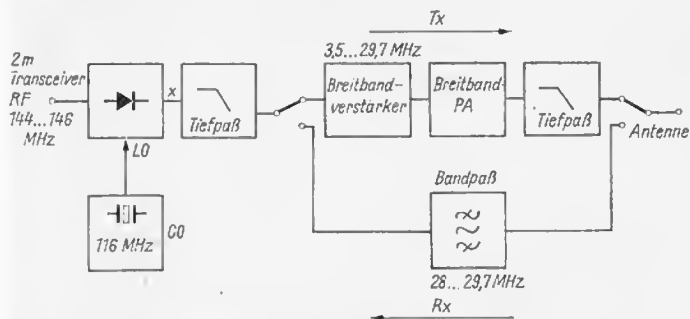


Bild 1 Prinzipdarstellung der Signalverarbeitung

Signal wird vom RF-Anschluß des Mischers dem 2-m-Empfangsteil zugeführt. Für die Umsetzung in das 10-m-Band beträgt die Oszillatorfrequenz (LO) 116 MHz.

Nun stellt sich die Frage, warum kann der Sendetrakt breitbandig gestaltet werden, ohne für die einzelnen Bänder Bandpässe hinter der Mischstufe vorzusehen? Zum anderen interessiert die Frage nach der geforderten Nebenwellen- und Oberwellenfreiheit des 2-m-Sende-Signals, das ja breitbandig im Mischer umgesetzt werden soll. Dazu ist festzustellen, daß für den betrachteten Fall sowohl die Basisfrequenz RF (144 bis 146 MHz) als auch die Oszillatorfrequenz LO (116 MHz) oberhalb der gewünschten maximalen Ausgangsfrequenz von 29,7 MHz liegen. Das Frequenzverhältnis von LO und RF zur oberen Bandgrenze von X legt den Grad der Nebenwellenmischprodukte fest, die in das Band zwischen «Null» und der oberen Bandgrenze fallen. Mischprodukte, die oberhalb der Grenzfrequenz des Tiefpasses auftreten, werden in Abhängigkeit vom Dämpfungsverlauf des Filters im Sperrbereich zusätzlich gedämpft. Damit man sich über die möglichen Mischprodukte einen Überblick verschaffen kann, werden die Frequenzkombinationen der Form  $|n \cdot RF \pm m \cdot LO|$  für  $n, m = 1, 2, 3, \dots, 9$  bis  $n + m = 10$  gebildet. Im vorliegenden Fall sind nur die Differenzmischprodukte von Bedeutung. Die Bedingung  $n + m = 10$  besagt, daß alle Mischprodukte bis zum 10. Grad berücksichtigt werden. Mit  $RF = 144$  bis  $146$  MHz sowie  $LO = 116$  MHz ergeben sich neben anderen Mischprodukten das erwünschte Mischprodukt  $|RF - LO| = 28$  bis  $30$  MHz, aber auch die Nebenwellenmischprodukte 7. Ordnung  $|3RF - 4LO| = 32$  bis  $26$  MHz, 9. Ordnung  $|4RF - 5LO| = 4$  bis  $0$  und  $0$  bis  $4$  MHz und 11. Ordnung  $|5RF - 6LO| = 24$  bis  $34$  MHz. Das Nebenwellenmischprodukt  $|3RF - 4LO|$  wird als stärkste Nebenwelle am Mischeranfang auftreten. Mit Einsatz eines Ringmischers ist das Mischprodukt 7. Ordnung sicher zu beherrschen.

Bei dosierter Ansteuerung des Ringmischers ist ein Nebenwellenabstand von größer 80 dB ohne Schwierigkeiten zu realisieren. Damit werden auch die postalischen Bedingungen [1] ausreichend erfüllt. Gleichzeitig muß dabei sehr deutlich betont werden, daß zur Erzielung eines Nebenwellenabstands von größer 80 dB ein oberwellenfreies RF-Signal erforderlich ist. Für die 3. Harmonische von RF ist ein Oberwellenabstand größer 60 dB gefordert, da sonst die entsprechende Oberwelle des RF-Signals als Mischprodukt 5. Ordnung  $/RF \pm 4LO/$  den Nebenwellenabstand beeinflussen würde. Zum anderen muß das 2-m-Steuersignal selbst einen Nebenwellenabstand von 80 dB aufweisen, da alle Nebenwellen von  $/RF \pm 30 \text{ MHz}/$  direkt umgesetzt werden.

80-dB Nebenwellenabstand bedeuten aber auch, daß der Entkopplung der einzelnen Baugruppen und ihrer gegenseitigen Abschirmung große Aufmerksamkeit zu widmen ist.

Entsprechend den postalischen Bestimmungen [1] wird unterhalb von 40 MHz nur ein Nebenwellenabstand von 40 dB verlangt, so daß auch noch die wesentlich geringere Forderung von 40-dB Nebenwellenfreiheit für das Ausgangssignal ausreichen würde. Damit verringern sich auch die Anforderungen an das 2-m-Sendesignal. Im Sinne einer besseren Beherrschung unerwünschter Aussendungen und ihrer meist unliebsamen Wirkungen bei wesentlich höheren Sendeleistungen wurde vom Autor eine Nebenwellenfreiheit um 80 dB angestrebt.

Die durchgeführten Betrachtungen sind ebenfalls für den Empfangsfall durchzuführen, um einen Einblick über die Verhältnisse eines unerwünschten Nebenwellenempfangs zu finden. Dazu ist  $/n \cdot X + m \cdot LO/ = 144$  bis 146 MHz mit  $n, m = 1, 2, 3, \dots, 9$ , bis  $n + m = 10$  zu berechnen. Abschließend sei noch bemerkt, falls die Frequenz LO größer als die Frequenz RF gewählt wird, also 144 MHz + 29,7 MHz (oder auch 174 MHz), daß dann im Sendefall das Nebenwellenmischprodukt  $/5RF - 4LO/$  von 9. Ordnung das niedrigste Nebenwellenmischprodukt ist, das in das Band fällt. Damit bietet sich eine günstigere Realisierung eines Nebenwellenabstands von größer 80 dB an. Dann kann der Ausgangsmischer auch mit einem größeren RF-Signalpegel betrieben werden, was einem besseren Nutz-/Rauschleistungs-Verhältnis am Ausgang des Senders entgegenkommt.

Das vorgestellte und angewendete Prinzip ist nicht neu und wird seit langer Zeit in der kommerziellen KW-Funktechnik und in der Meßtechnik angewendet.

### Der 116-MHz-Quarzoszillator

Zur Gestaltung des Quarzoszillators stand ein Obertonquarz von NARVA (QDSBS - 38,667 MHz) zur Verfügung. Mit einem Griddipper wurde

festgestellt, daß der Quarz für eine Obertonerrregung dritten Grades ausgelegt ist. Damit werden Versuche möglich, den Quarz auf dem 9. Oberton seiner Grundwelle (= 12,889 MHz) zu erregen. Die Möglichkeit der Erregung des Quarzes auf 116 MHz würde die spektrale Reinheit des 116-MHz-Signals wesentlich verbessern, da dann die bei einer Erregung auf 38,667 MHz notwendige Verdreifachung entfallen kann. Die Selektionsmittel vereinfachen sich ebenfalls. Bei der Entwicklung des Quarzoszillators wurden zwei Varianten untersucht. Bei der ersten Variante wurde ein SF 235 in Basisschaltung verwendet. Dabei erfolgte die Rückkopplung über den Quarz vom Kollektorkreis auf den Emitter. In dieser Schaltung ließ sich kein Aussetzen der Schwingungen des Quarzoszillators bei entferntem Quarz erzielen.

Die verwendete zweite Variante ist in Bild 2 zu sehen. Als Oszillatortransistor T1 wird der SF 245 in Basisschaltung verwendet. Die Synchronisation des Oszillators wird durch eine frequenzabhängige Erdung der Basis über den Quarz erzielt. Diese Schaltung ließ eine stabile Erregung des vorhandenen Obertonquarzes auf dem 9. Oberton der Quarzgrundwelle zu. Ein Schwingen des Oszillators bei entferntem Quarz wurde nicht festgestellt. Im Basiskreis von T1 liegt in Reihe zum Quarz zur Frequenzfeinstellung des Oszillators die Abgleichspule L1. Der Kollektorkreis L2 ist auf 116 MHz abgestimmt und durch den Widerstand 1 k $\Omega$  zusätzlich bedämpft. Dadurch ist der Einfluß des Kollektorkreises auf die Schwingfrequenz des Oszillators reduziert. Mit dem Kollektorkreis, ohne Bedämpfung durch den Widerstand, ließ sich die Schwingfrequenz um mehr als  $\pm 10$  kHz ziehen.

Dem Oszillator folgt die Trennstufe T2. Die Basis von T2 ist über einen kapazitiven Spannungsteiler an den Kollektorkreis gekoppelt. Der Kollektorkreis L4 ist ebenfalls auf 116 MHz abgestimmt. Der Einsatz des SF 245 gestattete einen stabilen Betrieb der Trennstufe. Im Ausgang liegt ein Leistungsteilerhybrid, so daß zwei entkoppelte Oszillator-

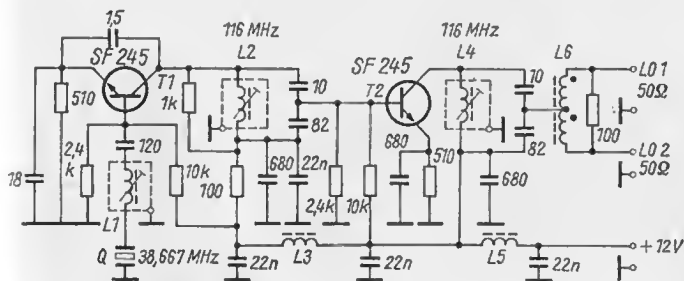


Bild 2 Stromlaufplan des 116-MHz-Quarzoszillators

ausgänge LO1 und LO2 zur Verfügung stehen. Der nicht benutzte Ausgang wird mit einem 50- $\Omega$ -Widerstand abgeschlossen.

Der Oszillatorbaustein ist auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 40 mm  $\times$  60 mm aufgebaut. Der Aufbau ist aus Bild 3 ersichtlich. Für die erste Inbetriebnahme wird der Quarz durch einen 1-nF-Kondensator ersetzt. Jetzt arbeitet der Oszillator im freischwingenden Betrieb. Der Kollektorkreis wird auf 116 MHz und L4 auf Maximum der Ausgangsspannung abgeglichen. Nach Entfernen des 1-nF-Kondensators darf keine Schwingung mehr auftreten. Anschließend ist der Quarz einzusetzen und mit L2 des Kollektorkreises der Schwingeneinsatz abzugleichen. Man wird feststellen, daß mit Eindrehen des Kernes, und damit verbundener Erniedrigung der Kollektorkreisfrequenz, die Schwingungen abrupt abreißen. Jetzt ist der Abgleich des Kernes auf einen Punkt oberhalb des Schwingungseinsatzes vorzunehmen.

Die genaue Frequenz ist im Wechselspiel von L2 und L1 einzustellen. Prinzipiell müssen alle Kerne von Abgleichspulen gegen eine Kernverdrehung durch eine entsprechende Kernbremse gesichert sein. Es können sonst auf Grund der großen Abstimmteilheit des Kernes im Kollektorkreis L2 durch Herausspringen aus dem Synchronisationsbereich die Schwingungen abreißen. Das gleiche gilt für eine exakte Befestigung der Spulenkörper und der Abschirmhauben der Kreise. Der Einfluß des Kollektorkreises L4 ist infolge der Trennwirkung von T2 und seiner losen Ankopplung an den Kreis L2 gering. Es wurde für Maximumabgleich von L4 ein Frequenzversatz kleiner 5 Hz festgestellt. An beiden Ausgängen stehen jeweils 630 mV an 50  $\Omega$  zur Verfügung. Die erste Oberwelle ist um 52 dB gedämpft. Alle anderen Oberwellen weisen einen höheren Oberwellenabstand auf.

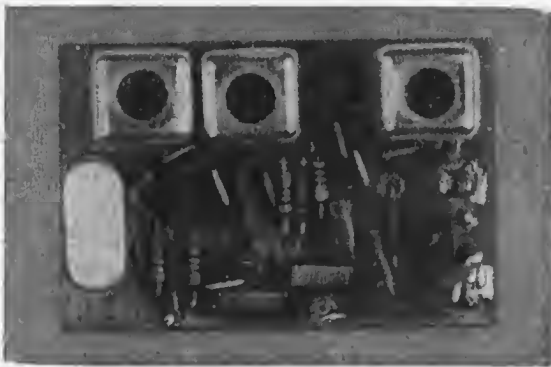


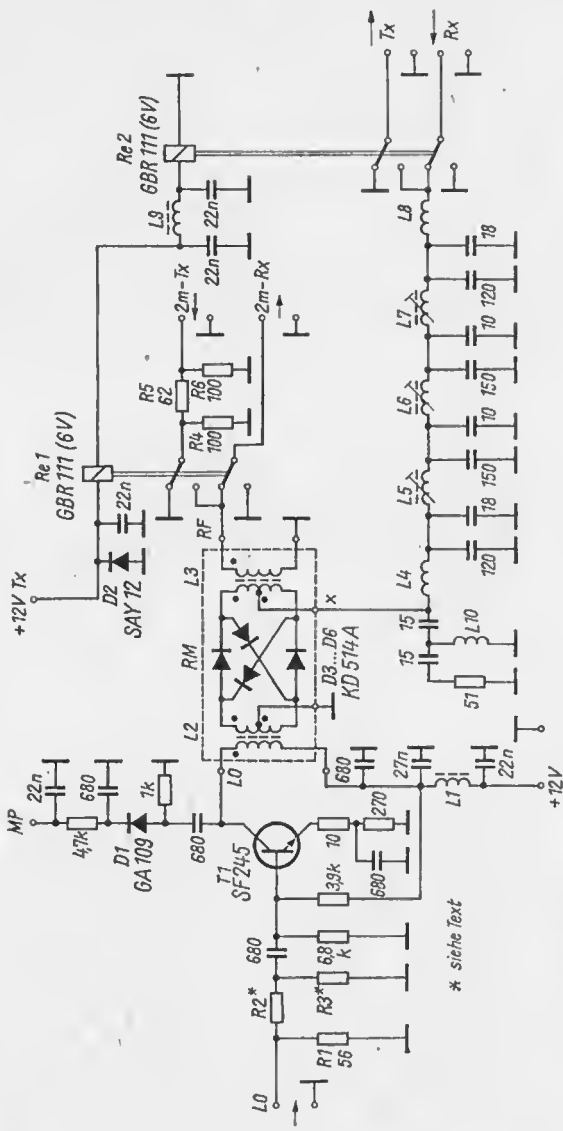
Bild 3 Ansicht der bestückten Leiterplatte für den Quarzoszillator

## Der Signalumsetzer

Der Signalumsetzer (Bild 4) bewirkt die Mischung des 2-m-Sendesignals in das 10-m-Band für den Sendebetrieb, und für den Empfangsbetrieb arbeitet er als Umsetzer der 10-m-Band-Empfangssignale in das 2-m-Band. Als Mischstufe wird ein Ringmischer verwendet. Dieser Ringmischer ist mit der sowjetischen *Schottky*-Diode *KD 514 A* bestückt und als eigenständige Baugruppe auf einer kleinen Leiterplatte aufgebaut. In Bild 5 ist der Ringmischeraufbau im linken Bildteil zu erkennen. Über den Schaltverstärker T1 wird dem Ringmischer das Oszillator-signal LO zugeführt. Die aperiodische Anlegung der Stufe erlaubt die Ansteuerung mit anderen LO-Frequenzen, ohne daß dazu zusätzliche Änderungen der Baugruppe erforderlich werden. Die Verstärkung des Transistors T1 beträgt 7 dB für  $LO = 116 \text{ MHz}$  und eine Last von  $50 \Omega$ . Die HF-Gegenkopplung im Emittierkreis erhöht den Eingangswiderstand der Stufe und wirkt Parameterstreuungen der Verstärkerstufe für unterschiedliche *SF 245* entgegen. In Abhängigkeit von dem zur Verfügung stehenden LO-Pegel ist der Stufe T1 ein Dämpfungsglied vorzuschalten. Bei Ansteuerung mit dem LO-Baustein (Bild 2) entfallen R2 und R3. Der Oszillatorspannungsbedarf liegt bei 500 mV an  $50 \Omega$ . Die mit D1 aufgebaute Gleichrichterschaltung ermöglicht eine Ansteuerungsüberprüfung.

Das vom 2-m-Transceiver kommende 2-m-Sendesignal ist dem Eingang «2-m-Tx» zuzuführen. Über das Dämpfungsglied und den Arbeitskontakt des Relais Rel wird der RF-Eingang des Ringmischers angesteuert. Das Dämpfungsglied bewirkt die Pegelreduzierung des Steuersignals. Die Widerstandswerte des Dämpfungsglieds sind für eine Dämpfung von 10 dB an  $50 \Omega$  festgelegt. Maßgebend für die Festlegung der Dämpfungswerte ist, daß der Pegel am RF-Eingang zwischen 20 und maximal 100 mV an  $50 \Omega$  liegen darf. Am X-Anschluß des Ringmischers steht das umgesetzte Sendesignal zur Verfügung. Die Umsetzdämpfung des Ringmischers beträgt 5,4 dB. Da die Verzerrungseigenschaften des Ringmischers im hohen Maß von einem breitbandigen Abschluß am X-Eingang und RF-Eingang abhängen, ist dem Ringmischer eine Hoch-Tiefpaß-Weiche nachgeschaltet.

Der Tiefpaß 9. Grades (L4 bis L8) wurde mit Hilfe von [2] dimensioniert. Der Berechnung des *Tschebyscheff*-Tiefpaßfilters ist ein Reflexionsfaktor von 8% (Welligkeit im Durchlaßbereich 0,02 dB), eine Grenzfrequenz von 33,65 MHz sowie Quell- und Lastwiderstände von  $50 \Omega$  zugrunde gelegt. Die Durchlaßdämpfung des aufgebauten Filters beträgt bei 30 MHz 0,6 dB. Die Welligkeit ist kleiner 0,1 dB. Bild 6 zeigt den Frequenzgang des Tiefpaßfilters. Durch den gewählten Aufbau des Filters und die mit höher werdender Frequenz zunehmende Wirksamkeit der parasitären Komponenten der Filterbauelemente ist die eigent-



\* siehe Text

Bild 4 Stromlaufplan des Signumsetzers



Bild 5 Ansicht des Ringmischerbausteins in der linken Bildhälfte

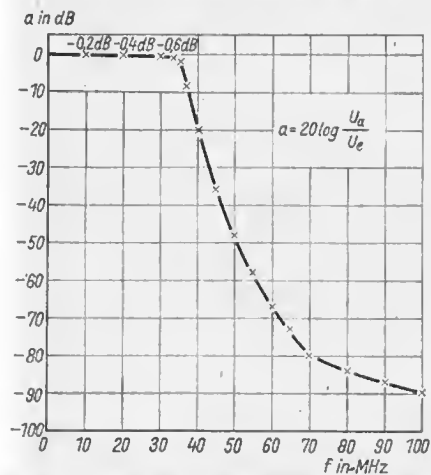


Bild 6  
Frequenzgang des  
Tiefpasses



Bild 7 Ansicht des Signalumsetzers

lich monoton zunehmende Dämpfung mit steigender Frequenz begrenzt. Der Hochpaß L10 ist ein *Tschebyscheff*-Typ 3. Grades. Die Grenzfrequenz wird mit 112 MHz gewählt. Der 51- $\Omega$ -Widerstand arbeitet als Abschlußwiderstand des Hochpasses und damit als Abschluß des Ringmischers oberhalb von 112 MHz. Somit wird dem Ringmischer für die Spiegel­frequenz der Umsetzung ein reellerer Abschluß geboten, als es das Tiefpaßfilter für  $/RF + LO/$  tun würde.

Durch den zusätzlichen Hochpaß konnte bei einem RF-Pegel von 100 mV (144 MHz) eine Verbesserung des Nebenwellenabstands für das Nebenwellenmischprodukt 32 MHz ( $/3RF - 4LO/$ ) von 17 dB gegenüber alleinigem Tiefpaßabschluß gemessen werden. Das Nebenwellen­produkt liegt 75 dB unter dem Nutzpegel von 50 mV am Tiefpaßausgang. Alle anderen Nebenwellenprodukte sind mehr als 94 dB gedämpft. Um die gemessenen Nebenwellenabstände zu erlangen, wird vorausgesetzt, daß das 2-m-Sendesignal selbst nebenwellenfrei und oberwellenarm ist. Eine Nebenwellenfreiheit von größer 80 dB und eine Oberwellendämpfung von größer 60 dB sind gefordert. Am Ausgang des Tiefpasses folgt das Umschaltrelais Re2. Beide Relais sind 6-V-Ausführungen und werden über die Betriebsspannung  $+12\text{ V/Tx/}$  umgeschaltet.

Während des Empfangsbetriebes gelangt das 10-m-Signal über den Tiefpaß an den X-Eingang des Ringmischers und steht am Ausgang «2-m-Rx» zur weiteren Verarbeitung zur Verfügung. Die umgesetzten 10-m-Signale sind in ihrem Pegel um die Umsetzdämpfung (5,4 dB) reduziert. Um auch im Empfangsfall optimale Verzerrungsarmut zu erreichen, müßte eine Abschlußkombination folgen, die sowohl für  $/X + LO/$  als auch  $/LO - X/$  einen reellen Abschluß des Ringmischers garantiert. Im vorhandenen Aufbau wurde darauf verzichtet. Bild 7 zeigt den Aufbau der Umsetzerplatine. Zum Zeitpunkt der Aufnahme war die Platine noch nicht mit dem Hochpaßfilter bestückt. Die Abmessungen betragen 40 mm  $\times$  140 mm.

## Der Breitbandverstärker

Die Baugruppe Breitbandverstärker hat die Aufgabe, das vom Signalumsetzer kommende Sendesignal mit für SSB-Betrieb ausreichender Amplitudenlinearität auf 400 mW PEP (4,47 V an 50  $\Omega$ ) anzuheben. Der dafür maximal erforderliche Eingangspegel soll 10 mV an 50  $\Omega$  betragen. Daraus ergibt sich die erforderliche Mindestverstärkung von 53 dB. Gleichzeitig soll der Breitbandverstärker den Frequenzbereich von 3,5 bis 29,7 MHz mit geringem Amplitudenfrequenzgang verstärken. Der geforderte Verstärkungswert wird mit dem in Bild 8 vorgestellten 4stufigen Breitbandverstärker erreicht. Im Eingang des Verstärkers befindet sich ein Pegelregler. Der Pegelregelumfang ist 17 dB.



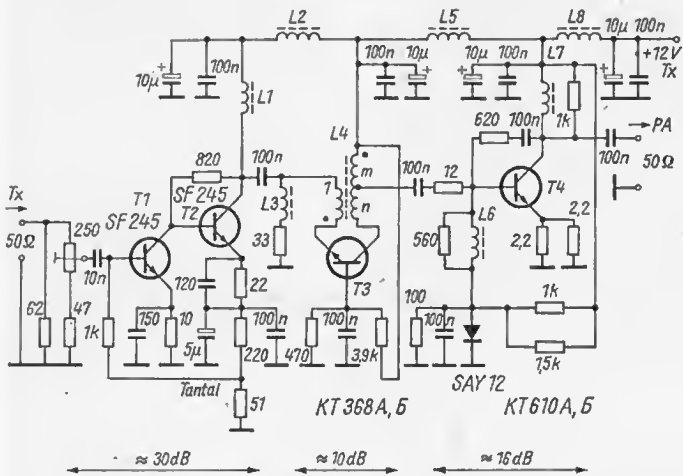


Bild 8 Stromlaufplan des Breitbandverstärkers

Man kann den Verstärker in einzelnen aus drei Baustufen zusammengesetzt betrachten. T1 und T2 bilden eine Doppelstufe mit frequenzabhängiger Emitttergegenkopplung zur Frequenzgangkorrektur. Der Frequenzgang wird auch durch die Spannungsgegenkopplung von T2 verbessert, die unter anderem den Ausgangswiderstand der Doppelstufe auf Werte um 50 Ω reduziert. Die Transistoren T1 und T2 sind gleichspannungsgekoppelt. Für 30 MHz beträgt die Verstärkung der Doppelstufe 30 dB an 50 Ω. Die Verstärkungsabweichung zwischen 3,5 und 30 MHz ist kleiner als 0,8 dB. Die Stromaufnahme von T1 + T2 beträgt 24 mA. Es ist wichtig, auf den Tantalkondensator 5 μF im Emittterzweig von T2 zu verweisen, da dieser niederfrequente Schwingungen der Stufe vermeidet. Die Doppelstufe T1/T2 kann SSB-Pegel um 1 mW bereitstellen.

Die T2 folgende Breitbandstufe T3 geht auf ein in [3] publiziertes Schaltungsprinzip zurück. Praktische Anwendungen dieser Stufe findet der Leser zusätzlich in [4]. Bild 9 skizziert das Schaltungsprinzip der Breitbandstufe. Die nebenstehende Tabelle führt die wichtigsten Eigenschaften unter idealisierten Bedingungen auf. T3 arbeitet in Basischaltung und ist über den Ausgangsübertrager gegengekoppelt. Durch die Gegenkopplung werden die Linearitätseigenschaften und die Breitbandigkeit verbessert. Der Aufbau der Transformatorwicklung ist aus Bild 10 zu ersehen. Mit der aufgebauten Stufe konnte eine Verstärkung von 10 dB bei einem weit über 30 MHz auftretenden Verstärkungsabfall

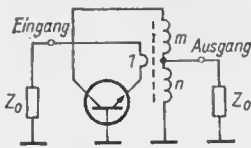
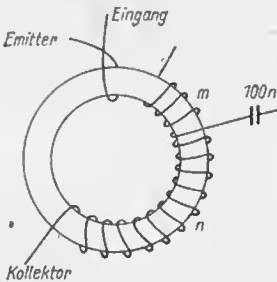


Bild 9  
Prinzipschaltung der gegengekoppelten  
Breitbandstufe

V =	6 dB	9,5 dB	12 dB
$m =$	2	3	4
$n =$	1	5	11
$R_C =$	$3 Z_0$	$8 Z_0$	$15 Z_0$
$n =$	$m^2 - m - 1$		
$V_P =$	$m^2$		
$R_C =$	$(u + m) Z_0$		



$m = 4$  Wdg., CuL,  $\phi 0,28$   
 $n = 11$  Wdg., CuL,  $\phi 0,28$

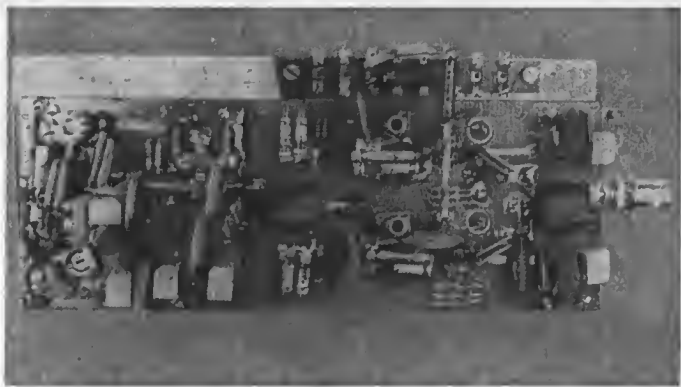
Bild 10  
Gestaltung des Gegenkopplungstransformators

erzielt werden. Die untere Grenzfrequenz ist durch den verwendeten Ringkern festgelegt. Der Parallelverlustwiderstand der kollektorseitigen Wicklung bewirkt, daß der theoretische Verstärkungswert von 12 dB nicht erreicht wird. Man beachte den richtigen Wicklungssinn der Gegenkopplungswicklung. Für T2 wird der sowjetische Transistor *KT 368 A* verwendet. Zur verbesserten Wärmeabführung ist ein Kühlstern aufgesetzt. Die Stufe liefert bis zu 40 mW Ausgangsleistung im linearen Betrieb. Im Anwendungsfall muß die Stufe 10 mW abgeben. Die gemessene Verstärkungsabweichung der Stufen T1 bis T3 im Bereich von 3,5 bis 30 MHz ist kleiner 1 dB.

Im Gegensatz zu den Stufen T1 bis T3, die im A-Betrieb arbeiten, wird die Ausgangsstufe T4 im AB-Betrieb betrieben. T4 ist zur Reduzierung des Frequenzgangs der Verstärkung über den Emitterwiderstand stroungegekoppelt, und mit dem Kollektor-Basis-Widerstand wird zusätzlich eine Spannungsgegenkopplung angewendet. Zur Erhöhung des Eingangswiderstands der Stufe wurde der 12- $\Omega$ -Widerstand eingefügt. Eventuell ist hier noch eine Frequenzgangskorrektur mit einer kapazitiven Überbrückung möglich. Die Verstärkung der Stufe beträgt 16 dB, und sie kann mehr als 400 mW PEP liefern. Der sowjetische Transistor

*KT 610* wird mit einem Ruhestrom von 9 mA betrieben. Die Diode *SAY 12* ist in der Nähe von T4 angeordnet und realisiert einen negativen Temperaturkoeffizienten der Basisvorspannung. Über die Vorwiderstände der Diode *SAY 12* stellt man den Ruhestrom ein. T4 ist auf ein Kühlblech zu montieren.

Im folgenden einige Daten der gesamten 4stufigen Anordnung. Die Ruhestromaufnahme beträgt 70 mA. Bei Aussteuerung mit einem Eintonsignal von 6,3 mV ( $f = 29$  MHz) wurde eine Ausgangsleistung von 400 mW und eine Gesamtstromaufnahme von 175 mA gemessen. Als Verstärkungswert wurden 57 dB ermittelt. Die Verstärkungsabweichung innerhalb des 10-m-Bandes ist kleiner als 0,2 dB. Im Frequenzbereich von 3,5 bis 30 MHz nimmt die Verstärkung zu tiefen Frequenzen etwas zu. Bei 3,5 MHz beträgt die Verstärkung 59 dB. Die Linearitätsuntersuchung bezüglich der SSB-Tauglichkeit nimmt man mit einer Zweitonsmessung vor. Für ein Zweitonsignal von 400 mW PEP wurde eine Gleichstromaufnahme von 140 mA und ein Intermodulationsabstand IM3 von besser 40 dB gemessen, bezogen auf einen Einzelton des Zweitonsignals. Die Intermodulationsprodukte 5. Ordnung sind kleiner 51 dB sowie für Produkte größer 7. Ordnung kleiner als 60 dB. Ein erhöhter Ruhestrom von T4 verkleinert die Produkte größer der 3. Ordnung. Diese Maßnahme wird aber durch die Verzerrungen der Endstufe überdeckt. Der Aufbau des Breitbandverstärkers ist im linken Bildteil von Bild 11 zu sehen. Wichtig für den Aufbau ist eine ausreichende Massefläche und eine gute Entkopplung der Betriebsspannungsleitung zwischen den einzelnen Stufen. Die Abmessungen der Leiterplatte betragen 65 mm × 65 mm.



*Bild 11 Ansicht der bestückten Leiterplatten des Breitbandverstärkers und der Leistungsendstufe*



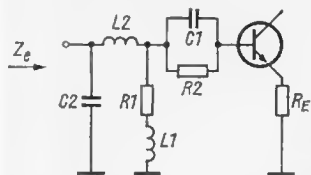


Bild 13  
Das Kompensationsnetzwerk

dem zu hohen Frequenzen hin auftretenden Verstärkungsabfall der Transistoren entgegen. Zusätzlich wirken  $L2$  und  $C2$  als Transformationsnetzwerk und Kompensationselement für die reaktiven Anteile des Eingangswiderstands, die an der oberen Frequenzgrenze größeren Einfluß auf den Transistoroingangswiderstand haben.

Die Transistoren T1 und T2 arbeiten im AB-Betrieb. Die im Emittierzweig eingefügten Widerstände werden nicht abgeblockt. Das würde auf Grund der unvermeidlichen Zuleitungsinduktivitäten der Kondensatoren ohnehin nicht gelingen. Die durch die nicht erfolgte Abblockung auftretende Verstärkungsreduzierung und Erhöhung des Eingangswiderstands sind bei der Berechnung der Kompensationsnetzwerke berücksichtigt. Auf Grund der am Transistor auftretenden, nicht idealen Phasendrehung leistet die HF-Gegenkopplung keinen Beitrag zur Linearitätsverbesserung. Kollektorseitig arbeiten die Transistoren auf einen Arbeitswiderstand von  $25 \Omega$ . Über die Hybridanordnung Ü3 werden die Einzelleistungen zusammengefaßt und mit dem Symmetrierübertrager Ü4 asymmetrisch dem Lastwiderstand von  $50 \Omega$  zugeführt. Beide Leistungsteiler und Symmetrieübertrager sind gleichartig aufgebaut. Verwendet wurden die großen Doppellochkerne Mf 240, wie man sie auch für die TV-Symmetrierübertrager verwendet. Diese Doppellochkerne eignen sich zur Übertragung von HF-Leistungen im Bereich 15 bis 20 W. Die für die Übertrager benötigten  $50\text{-}\Omega$ - und  $25\text{-}\Omega$ -Leitungen sind durch zwei verdrehte CuL-Drähte bzw. durch eine verdrehte Vierdrahtleitung realisiert. Aus Bild 14 ist die Zusammenschaltung der Einzeldrähte der Vierdrahtleitung ersichtlich.

Die maximale Ausgangsleistung des Leistungsverstärkers ist durch die verwendeten Transistoren, die Wahl der Arbeitswiderstände und die

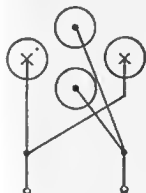


Bild 14  
Die Zusammenschaltung der Einzeldrähte für die Vierdrahtleitung

Doppellochkerne begrenzt. Anhaltswerte für die maximale Ausgangsleistung sind 15 W PEP im SSB-Betrieb, 20 W kann man für den CW-Betrieb ansetzen. Die Transistoren arbeiten mit einem kleinen Ruhestrom (AB-Betrieb) von 6 mA. Zur Verbesserung der Gleichstromstabilität des Arbeitspunkts sind die Einitterwiderstände eingefügt. Die Dioden D1, D2 verwirklichen eine Vorspannungsquelle mit negativen Temperaturkoeffizienten. Damit eine gute thermische Kopplung erreicht wird, werden Si-Dioden mit einem Metallgehäuse verwendet. Dabei muß man darauf achten, daß der Katodenanschluß mit dem Gehäuse verbunden ist. Der Autor verwendete in Durchlaßrichtung betriebene Z-Dioden (SZ 600), die mit ihrem Gewindestutzen direkt neben dem Transistor auf dem Kühlblech montiert wurden. Es werden zwei getrennte Dioden zur Vorspannungserzeugung verwendet, um eine getrennte Arbeitspunkteinstellung vornehmen zu können. Die Ruhestrome sind über die Vorwiderstände einzustellen. Um die Verlustwärme zu reduzieren, wird die 12-V-Spannung verwendet.

Der Leistungsverstärker hat im Frequenzbereich von 3,5 bis 30 MHz eine Leistungsverstärkung ( $P_{\text{out}} = 10 \text{ W}$ ) von 19 dB (3,5 MHz) bis 16 dB (30 MHz). Für 29 MHz beträgt bei einer Ausgangsleistung von 10 W PEP der Intermodulationsabstand IM3 33 dB. Bei einer Betriebsspannung von 24 V beträgt die Gleichstromaufnahme 700 mA für die Zweitonaussteuerung. Die Gleichstromaufnahme bei Eintonaussteuerung ergibt 1,14 A für eine Ausgangsleistung von 10 W. Damit beträgt der Wirkungsgrad 36,5%. Bei Eintonaussteuerung ist im vorliegenden Aufbau die Gleichstromaufnahme der Transistoren 520 mA und 620 mA. Auf Paarigkeit konnten die Transistoren nicht ausgewählt werden. Für den Oberwellenabstand der ersten Oberwelle ergaben sich 22 dB. 19 dB beträgt der Oberwellenabstand für die zweite Oberwelle. Dieser für breitbandige Transistorleistungsverstärker typische Oberwellenabstand erfordert unbedingt das Nachschalten eines Oberwellenfilters für das jeweilige Band. Die Meßwerte sind bei Ansteuerung der Endstufe mit dem Breitbandverstärker und einer ohmschen Last von  $50 \Omega$  bestimmt worden. Das Stehwellenverhältnis am Eingang des Leistungsverstärkers ist 1,5 ( $f = 29 \text{ MHz}$ ).

Der Leistungsverstärker hat die Leiterplattenabmessungen  $65 \text{ mm} \times 105 \text{ mm}$ , er ist im rechten Teil von Bild 11 wiedergegeben. Die Bauelemente werden auf der Bestückungsseite verdrahtet, während die andere Kupferseite der doppeltkaschierten Leiterplatte als durchgehende Masse verwendet wird. Zur Abführung der Verlustleistungswärme sind die beiden Transistoren gemeinsam mit dem KT 610 des Breitbandverstärkers auf einem Kühlblech von  $170 \text{ mm} \times 65 \text{ mm} \times 4 \text{ mm}$  montiert. Für SSB-Betrieb hat sich der Kühlkörper als ausreichend erwiesen. Im Dauerstrichbetrieb ist die Betriebszeit begrenzt, oder es muß ein größerer Kühlkörper eingesetzt werden.

## Das Oberwellenfilter

Die Baugruppe Oberwellenfilter (Bild 15) umfaßt das Tiefpaßfilter für den Leistungsverstärker, einen Leistungs- und Fehlanpassungsmesser sowie das Antennenumschaltrelais. Aus der notwendigen Mindestsperrdämpfung für die erste Oberwelle ergibt sich der Grad des Oberwellenfilters. Zum anderen muß das Filter für eine geringe Welligkeit bzw. einen geringen Reflexionsfaktor ausgelegt werden, da diese Parameter unter anderem die maximale Schwankung des Eingangswiderstands des Filters bestimmen. Ein über der Frequenz schwankender Eingangswiderstand bedeutet eine unterschiedliche Last für den Leistungsverstärker. Es wurde für den Tiefpaß ein *Tschebyscheff-Filter* 7. Ordnung und ein Reflexionsfaktor von 5% gewählt. Die der Berechnung zugrunde gelegte Grenzfrequenz ist 32,22 MHz. Bild 16 zeigt den Frequenzgang der gesamten Baugruppe des Oberwellenfilters. Die im Durchlaßbereich auftretenden Verluste von 0,5 dB für 30 MHz berücksichtigen die Durchlaßdämpfung des Fehlanpassungsmessers und die des Antennenrelais von jeweils 0,1 dB. Im Sperrbereich zeigt sich oberhalb von 80 MHz eine durch den Aufbau bedingte konstante Sperrdämpfung um 66 dB. Wie aus Bild 17 ersichtlich, ist auf eine Kammerbauweise des Filters verzichtet worden. Durch wechselweises Versetzen der Spulenchse ist ihre gegenseitige Kopplung verringert.

Auf das Tiefpaßfilter folgt der Leistungs- und Fehlanpassungsmesser, der über Addition bzw. Subtraktion einer von dem HF-Stromwandler se-

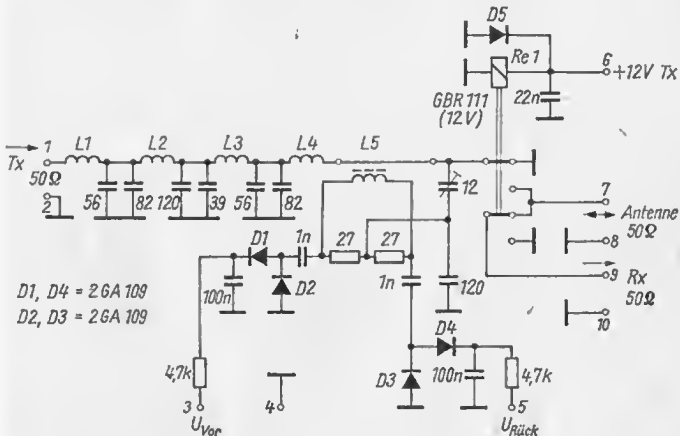


Bild 15 Stromlaufplan der Baugruppe Oberwellenfilter

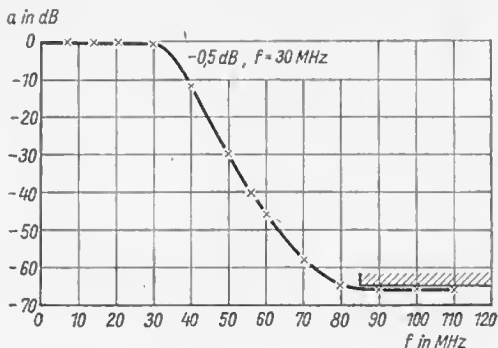


Bild 16 Frequenzgang der Baugruppe Oberwellenfilter



Bild 17 Ansicht der bestückten Leiterplatte der Baugruppe Oberwellenfilter

wie einem kapazitiven Spannungsteiler gewonnenen Spannung die Bestimmung der Fehlanpassung, der Vorlauf- und Rücklaufleistung und damit der wirksamen HF-Leistung ermöglicht. Der HF-Stromwandler  $L5$  ist ein bewickelter Ferritringkern, der über die Energieleitung geschoben wird. Als Energieleitung dient ein kurzes Stück massive  $50\text{-}\Omega$ -Leitung (Rohrleitung). Dem Ringkern unmittelbar folgend ist der kapazitive Spannungsteiler angeordnet. Durch die Gleichrichterschaltung  $D1, D2$  und  $D3, D4$  wird eine von der Vor- und Rücklaufleistung abhängige Spannung gewonnen. Neben der Anzeige der Fehlanpassung können die beiden Gleichspannungsgrößen für eine HF-Leistungspegelung sowie für eine zwangsweise Ausgangsleistungsreduzierung bei Fehlanpassung am Senderausgang herangezogen werden.

Anregungen für die Spannungsauswertung findet der Leser in [10]. Zum Abgleich des Anpassungsmessers wird die Baugruppe mit  $50\text{-}\Omega$  abgeschlossen und der Trimmer  $12\text{ pF}$  auf minimale Rückwärtsspannung abgeglichen. Bild 18 zeigt den Zusammenhang zwischen der Ausgangs-



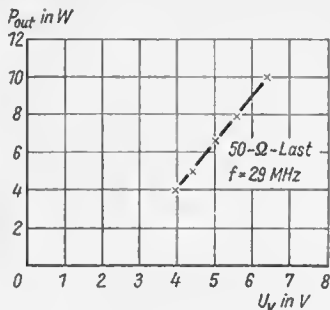


Bild 18  
Der Zusammenhang zwischen  
Vorlaufspannung und Ausgangs-  
leistung

leistung und der Spannungsanzeige bei  $50 \Omega$  Last. Als Antennenrelais wirkt das bekannte Kleinrelais GBR III. Jeweils nicht benutzte Kontakte sind auf Masse gehalten. Die Einfügedämpfung beträgt 0,1 dB, und die Eutkopplung zwischen dem benutzten Signalweg sowie dem kurzgeschlossenen Kontakt ist 50 dB. Das Oberwellenfilter ist auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen  $40 \text{ mm} \times 140 \text{ mm}$  aufgebaut.

Nach dem Zusammenschalten des Leistungsverstärkers mit dem Oberwellenfilter wurde für eine Ausgangsleistung von 10 W der Oberwellenabstand für die erste Oberwelle zu 84 dB und der für die zweite Oberwelle zu 82 dB gemessen.

## 28-MHz-Bandpaß

Im Sendebetrieb ist nach dem Signalumsetzer eine breitbandige Verstärkung möglich. Im Abschnitt «Das Grundprinzip der Signalumsetzung» werden die Zusammenhänge erläutert. Für den Empfangsbetrieb eignet sich keine breitbandige Eingangsschaltung. In diesem Fall ist eine zusätzliche Selektion durch Bandpässe für die einzelnen KW-Bänder notwendig. Bei der Dimensionierung des in Bild 19 angegebenen Bandpasses sind die Forderungen wie Bandbreite, Welligkeit, Selektion und Durchlaßdämpfung die Ausgangspunkte. Zur Berechnung des Bandfilters und der Transformationselemente sei u. a. auf [12] verwiesen. Vor allem ist bei der Berechnung ein Kompromiß zwischen den Selektionsforderungen und der Durchlaßdämpfung zu schließen. Eine zu hohe Durchlaßdämpfung wirkt sich negativ auf die Empfindlichkeit bzw. Rauschzahl des Empfangsteils aus. Das realisierte Bandfilter hat eine Durchlaßdämpfung von 2 dB an den Bandgrenzen des 10-m-Bands. Die Welligkeit im Durchlaßbereich ist kleiner als 0,1 dB. Bild 20 zeigt den Frequenzgang des Filters. Infolge der verwendeten kapazitiven Ankopplung und Kopplung der Kreise wird

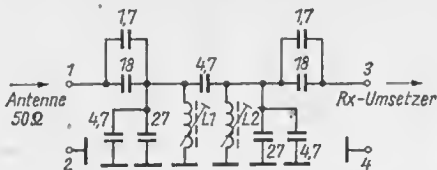


Bild 19  
Stromlaufplan des  
Bandpasses für das  
10-m-Band

oberhalb von 40 MHz kein monoton ansteigender Dämpfungsverlauf erzielt. Dieser Nachteil ist unbedeutend, da für die Frequenzen oberhalb 30 MHz der Tiefpaß des Signalumsetzers zusätzlich zur Selektion beiträgt. Zum Vergleich ist in Bild 20 auch der Frequenzgang der Zusammenschaltung Bandpaß plus Tiefpaß dargestellt. Den Abgleich des 2kreisigen Filters nimmt man mit der Frequenz 28,84 MHz vor. Der zweite Kreis wird mit  $220 \Omega$  bedämpft und der Eingangskreis auf maximales Ausgangssignal abgeglichen. Anschließend ist dieser Vorgang für Kreis 2 umgekehrt zu wiederholen.

### Zur Rauschzahl des Empfängerteils

Es ist u. a. in [11] gezeigt, daß im Kurzwellenbereich auf eine Empfänger-eingangsstufe im allgemeinen verzichtet werden kann. Erst an der oberen Grenze kann es in bestimmten Fällen (Satellitenempfang) sinnvoll sein, eine geringe Vorverstärkung einzusetzen. Als Maß für die Empfindlichkeit des Eingangsteils wird die Rauschzahl beschrieben, da diese unabhängig

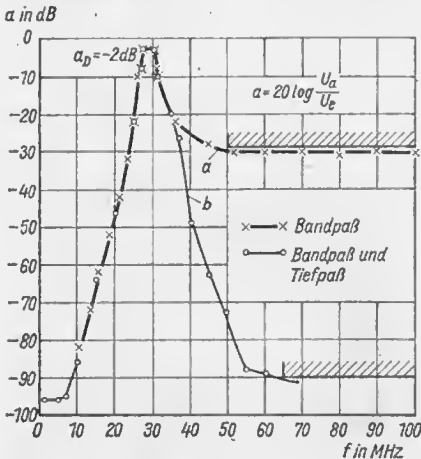


Bild 20  
Frequenzgang des  
Bandpasses (a) und der  
Kombination mit dem  
Signalumsetzertiefpaß (b)

von der Bandbreite des 2-m-Empfängers ist. Zur Abschätzung des Gesamt-rauschfaktors betrachtet man die in Bild 21 angegebene Kettenschaltung von einzelnen Vierpolen, wie sie im Empfangssignalweg vorkommen. Der Rauschfaktor des Ringmischers wurde zu  $F = 4,12$  bzw. die Rauschzahl 6,15 dB gemessen. Für den Gesamt-rauschfaktor gilt der folgende Zusammenhang:

$$F_{\Sigma} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{V_{p1}} + \frac{F_3 - 1}{V_{p1} \cdot V_{p2}} + \frac{F_4 - 1}{V_{p1} \cdot V_{p2} \cdot V_{p3}}$$

Dabei ist  $F$  der Rauschfaktor als das Verhältnis zweier Leistungen und nicht die in dB angegebene Rauschzahl. Ebenso muß man beachten, daß es sich bei  $V_p$  um die Leistungsverstärkung handelt und diese nicht in dB eingesetzt wird.

Für die in Bild 21 angeführte Anordnung ergibt sich bei Verwendung eines 2-m-Empfängers mit einer Rauschzahl von 3 dB ein Gesamt-rauschfaktor von 13,8. Dieser Wert wurde durch Messung bestätigt.

### Spiegelfrequenzdämpfung und ZF-Durchschlagsfestigkeit

Die ZF-Dämpfung (ZF = 144 bis 146 MHz) ist durch die Selektion des Eingangsbandpasses und des Signalumsetzer-Tiefpasses sowie durch die Entkopplung des Ringmischers zwischen X und RF bestimmt. Für die ZF-Durchschlagsfestigkeit wurde ein Wert von 114 dB gemessen. Grundvoraussetzung dafür ist eine solide Abschirmung der einzelnen Baugruppen. Die Spiegelfrequenzdämpfung für die Frequenzen (144 bis 146 MHz) + 116 MHz = 260 bis 262 MHz beträgt 95 dB. Zur Ausnutzung dieser

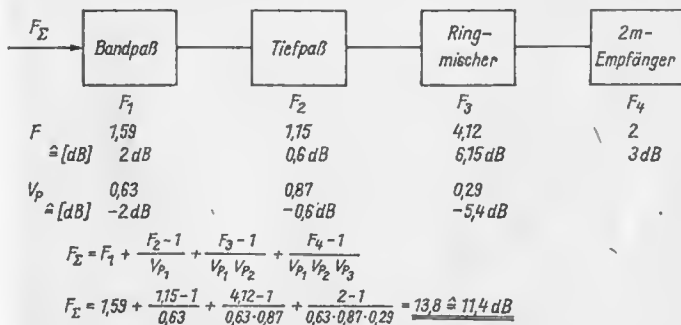


Bild 21 Berechnung des Gesamt-rauschfaktors

Meßwerte, speziell der ZF-Durchschlagsfestigkeit, muß der 2-m-Empfänger selbstverständlich hochfrequenzdicht sein.

## Einige Betriebserfahrungen

Alle vorgestellten Baugruppen wurden aufgebaut, gemessen und im praktischen Amateurfunkbetrieb erprobt. Zur gegenseitigen Abschirmung sind alle Leiterplatten in entsprechende Kassetten aus Weißblech eingelötet. Die Zusammenschaltung der Baugruppen ist in Bild 22 angegeben. Als Steuergerät für den Sende-Empfangs-Umsetzer wurde der 2-m-SSB-Transceiver des Autors verwendet. Dieser Transceiver erlaubt den direkten Zugriff zum Empfängereingang und die Bereitstellung eines 2-m-Sendesignals in der Größenordnung von 1 mW. Über ein Leistungsteilerhybrid wird diese Leistung vor der 2-m-Endstufe abgegriffen.

Als Antenne wurde ein Halbwellendipol für das 10-m-Band verwendet. Es konnten in wenigen Tagen auf Grund der ausgezeichneten Bedingungen zahlreiche europäische Länder, der asiatische Teil der Sowjetunion sowie Stationen aus Nordamerika gearbeitet werden. Es dürfte jedem Amateur klar sein, daß 10 W HF auf 10 m etwas ermöglichen, aber eine gute Antenne und viel Ausdauer hoch im Kurs stehen. Dennoch ist diese Leistung von 10 W ein wesentlicher Schritt nach vorn und ein Ausgangspunkt für eine weitere Leistungsanhebung durch eine Transistorendstufe. Gegenwärtig wird man wohl noch vorwiegend auf Röhren für HF-Leistungen um 100 W zurückgreifen. Dabei ist eine direkte Ansteuerung mit dem Breitbandverstärker denkbar.

Erfahrungsmäßig muß eingeschätzt werden, daß zu den gegebenen Bedingungen auf dem Band (Erprobungszeitraum Dezember 1978/Januar 1979) trotz einfacher und fixierter Antenne die Empfangssignale äußerst stark waren und die Empfindlichkeit als völlig ausreichend empfunden wurde. Störungen durch 2-m-Stationen konnten nicht festgestellt werden. Ergänzende Baugruppen wie Antennenanpaßglied, Fehlanpassungsschutz und zusätzliche HF-Vorstufe sind in Entwicklung.

Soll der Umsetzer für die anderen Bänder aktiviert werden, so muß man entsprechende Quarzoszillatoren, Oberwellenfilter und Empfängereingangfilter bauen. Weitere Änderungen sind an den Baugruppen bei Betrieb auf anderen Bändern nicht erforderlich. Die Baugruppen lassen sich auch für Signalwegkonzeptionen mit einer Basisfrequenz von z. B. 9 MHz verwenden. Dabei sind aber zusätzliche Bandfilter zwischen Signalumsetzerausgang und Breitbandverstärkereingang zu schalten. Der Einsatz der Empfängereingangfilter ist denkbar. Bei einer variablen oder im 2-MHz-Raster umschaltbaren LO-Frequenz läßt sich der Empfängereingang für den gesamten Frequenzbereich bis 30 MHz als Empfänger oder auch selektives Meßgerät benutzen.

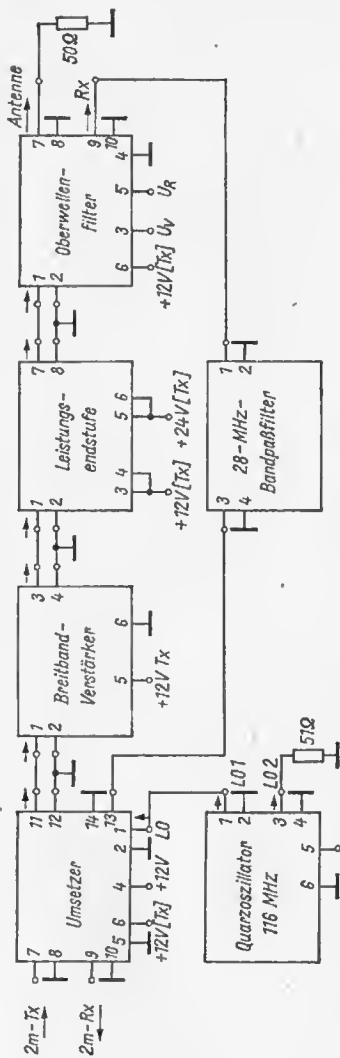


Bild 22 Übersichtsschaltplan für den beschriebenen Sende-Empfangs-Umsetzer

## Bild 2: Quarzoszillator

- L1, L2, L4* - 4,75 Wdg., 0,8-mm-CuAg, 7 mm lang,  $L = 0,12$  bis  $0,2 \mu\text{H}$ , Spulenkörper 5 mm Durchmesser, Gewindekern  $M4 \times 0,5 \times 8$ , *Mf 320, TGL 4817* oder *KKWH 5113.3-4112.62*, 8 mm Kernlänge
- L3, L5* - UKW-Drossel  $10 \mu\text{H}$
- L6* -  $2 \times 3$  Wdg., 0,16-mm-CuL, Verdrillung 3/em, bifilar auf Innenschenkel des Doppellochkerns gewickelt, Doppellochkern (keine) *Mf 340* oder *KKWH 5171.3-1112.67*

Die Abmessungen der Abschirmbehälter der Spulen *L1, L2, L4* sind  $13 \text{ mm} \times 13 \text{ mm} \times 20 \text{ mm}$ .

## Bild 4: Umsetzer

- L1, L9* - UKW-Drossel  $10 \mu\text{H}$
- L2, L3* - Ringkernübertrager  $3 \times 6$  Wdg., trifilar, 0,12-mm-CuL, verdrillt, Ringkern  $B4 \times 2,4 \times 1,2$ , *TGL 24724, Mf 183* oder *KKWH 5231.3-1124.24*
- L4, L8* - 7,45 Wdg., 0,6-mm-CuL, Wdg. an Wdg.,  $L = 225 \text{ nH}$
- L5, L7* - 6,45 Wdg., 0,6-mm-CuL, Wdg. an Wdg.,  $L = 455 \text{ nH}$
- L6* - 7,45 Wdg., 0,6-mm-CuL, Wdg. an Wdg.,  $L = 475 \text{ nH}$
- L10* - 3,75 Wdg., 0,8-mm-CuAg,  $L = 61 \text{ nH}$

Spulenkörper *L2* bis *L8* und *L10* 5 mm Durchmesser

*L5* bis *L7* Gewindekern  $M4 \times 0,5 \times 8$  *TGL 4817, Mf 330* oder *KKWH 5113.3-4112.65*, Kernlänge 8 mm

## Bild 8: Breitbandverstärker

- L1, L3, L6* - Drossel 10 Wdg., 0,28-mm-CuL, Ringkern B6,  $3 \times 3,8 \times 1,9$ , *TGL 24724, Mf 183* oder *KKWH 5231.3-1148.24*,  $L$  etwa  $37 \mu\text{H}$
- L2, L5, L8* - Drossel 2 Wdg., 0,6-mm-CuL, Vierlochkern, *Mf 150* oder *KKWH 5172.3-1112.14*,  $L$  etwa  $3 \mu\text{H}$
- L4* - Aufbau siehe Bild 10, Ringkern B6,  $3 \times 3,8 \times 1,9$ , *TGL 24724, Mf 183* oder *KKWH 5231.3-1148.24*
- L7* - UKW-Drossel  $10 \mu\text{H}$

## Bild 12: Leistungsverstärker

- L1, L2* - 5,75 Wdg., 0,6-mm-CuL,  $L = 142 \text{ nH}$ , freitragend, Innendurchmesser 5 mm
- L3, L4* - 15,75 Wdg., 0,6-mm-CuL,  $L = 502 \text{ nH}$ , Spulenkörperdurchmesser 5 mm
- L5, L6* - 20 Wdg., 0,35-mm-CuL, Ringkern B  $10 \times 6 \times 3$ , *TGL 24724, Mf 183* oder *KKWH-Ringkern 5231.3-1145.24*
- L7, L8* - UKW-Drossel  $10 \mu\text{H}$
- Ü1, Ü4* -  $2 \times 4$  Wdg., bifilare Wicklung, 0,35-mm-CuL, Verdrillung 6/em
- Ü2, Ü3* -  $4 \times 4$  Wdg., 0,35-mm-CuL, Verdrillung 6,5/em
- Ü1* bis *Ü4* - Die Wicklungen werden auf den Innenschenkel des Doppellochkerns *Mf 240* ( $8 \text{ mm} \times 14 \text{ mm} \times 12 \text{ mm}$ ) oder *KKWH 5171.3-1111.44* aufgebracht

---

**Bild 14: Oberwellenfilter**

---

- L1, L4* - 5 Wdg., 1-mm-CuL, 5 mm lang, freitragend, Innendurchmesser 8 mm,  $L = 199$  nH
- L2, L3* - 10 Wdg., 1-mm-CuL, 12,5 mm lang, freitragend, Innendurchmesser 8 mm,  $L = 433$  nH
- L5* - 8 Wdg., 0,6-mm-CuL, Ringkern B  $10 \times 6 \times 3$ , TGL 24724, Mf 183 oder KKW 5231.3-1145.24
- 

**Bild 17: Bandpaß**

---

- L1, L2* - 7,75 Wdg., 0,6-mm-CuL, 8 mm lang, Gewindekern M  $4 \times 0,5 \times 8$ , TGL 4817, Mf 330 oder KKW 5113.3-4112.65, Kernlänge 8 mm, Spulenkörperdurchmesser 5 mm,  $L = 550$  nH
- 

**Literatur**

- [1] Gesetzblatt der Deutschen Demokratischen Republik, Teil I, Nr. 27, 1977, Anordnung über den Amateurfunkdienst - Amateurfunkordnung - vom 1. August 1977
- [2] *Hausell, G. E.*: Filter Design and Evaluation, Van Nostrand Reinhold Company, New York 1969, in Russisch erschienen im Verlag Советское радио, Москва 1974, T. Ханзел: Справочник по разчёму фильтров
- [3] *Norton, D. E.*: High Dynamic Range Transistor Amplifiers Using Lossless Feedback, MICROWAVE JOURNAL (1976) Heft 5, Seite 53 bis 54 und 57
- [4] *Martin, M.*: Neuartiger Vorverstärker für UKW-(KW)-Empfänger, CQ-DL (1978) Heft 2, Seite 64 bis 65
- [5] *Mulder, J.*: Input network design for a high-frequency wideband power amplifier, E.A.B. 32 (1973) Heft 3, Seite 101 bis 109
- [6] *Pitzalis, O./Horn, R. J.*: Broadband 60-W-HF Linear Amplifier, IEEE Journal of Solid-State Circuits SC-6 (1971) Heft 3, Seite 93 bis 103
- [7] *Schmidt, M.*: Transistor-Breitband-Linearverstärker für 3,5 ... 30 MHz, FUNKAMATEUR (1977) Heft 12, Seite 601 bis 604, 27 (1978) Heft 1, Seite 33 bis 36, 27 (1978) Heft 2, Seite 82 bis 85
- [8] *Hilbers, A. H.*: High-frequency Wideband Power Transformers, E.A.B. 30 (1971) Heft 2, Seite 64 bis 73
- [9] *Schmidt, M.*: Leitungsübertrager zur Anpassung und Symmetrierung, FUNKAMATEUR (1977) Heft 3, Seite 136 bis 137, Heft 4, Seite 189 bis 192
- [10] *Simon, A.*: Ein HF-Leitungsmeßer, dessen Anzeigevon der Fehlanpassung unabhängig ist, NTZ (1964) Heft 14, Seite 527 bis 531
- [11] *Rohde, U. L.*: Effects of noise in receiving systems, ham radio (1977) Heft 11, Seite 34 bis 41
- [12] *Zinke, O./Brunswig, H.*: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik, Erster Band, «Kopplfilter, Leitungen, Antennen», 2. Auflage, Springer Verlag Berlin, Heidelberg, New York 1973
- [13] Firmenschrift Kombinat VEB Keramische Werke Hermsdorf, Manferebauelemente für Rundfunk und Fernsehen, Ausgabe 1975

In [1] wird eine elektronische Morsetaste beschrieben, die mit C-MOS-Schaltkreisen von *RCA* bestückt ist. Diese Schaltung ist mit den äquivalenten sowjetischen Schaltkreisen nachgebaut worden. Bei der C-MOS-Schaltkreisserie handelt es sich um digitale Schaltkreise in Transistorlogik mit direkter Kopplung in Planar-Epitaxietechnik, auf der Grundlage von komplementären MOS-Strukturen. Es liegt eine positive Logik vor, d. h., log «1» = High-Pegel, log «0» = Low-Pegel.

Nachstehend die wichtigsten elektrischen Daten der IS der sowjetischen Serie *K 176* (bei  $25^{\circ}\text{C} \pm 5^{\circ}\text{C}$  Umgebungstemperatur) [2]:

Betriebsspannung	$U_B = 9,0 \text{ V} \pm 0,45 \text{ V}$
Ausgangslastfaktor	$N_0 = 50$
statische Stromaufnahme	$I_{\text{BST}} \leq 0,1 \mu\text{A}$
dynamische Stromaufnahme	$I_{\text{Bdyn}} \leq 1,3 \text{ mA}$
Eingangsstrom	$-I_{\text{IL}} = 0,1 \mu\text{A}$
	$I_{\text{IH}} = 0,1 \mu\text{A}$
Ausgangsspannung	$U_{\text{OL}} \leq 0,3 \text{ V}$
	$U_{\text{OH}} \geq 8,2 \text{ V}$
Arbeitsfrequenz	$f \leq 1,0 \text{ MHz}$

Da die C-MOS-Technik künftig auch für den Funkamateur an Bedeutung gewinnen wird, soll kurz auf ihre Wirkungsweise an Hand der NAND- und NOR-Schaltkreise eingegangen werden.

Bild 1 zeigt die Schaltung eines NOR-Gatters des  $4 \times 2$  Input-NOR *K 176 LE 5*. Es besteht aus einem n-Kanal-ODER-Glied und einem p-Kanal-UND-Glied. Die n-Kanal-MOS-Transistoren sperren bei  $0\text{V} \triangleq \text{log «0»$ , die p-Kanal-MOS-Transistoren werden bei  $0\text{V}$  leitend. Daraus ist ersichtlich, daß A nur auf High-Pegel geht, wenn beide Eingänge E1 und E2 auf Low-Pegel liegen; oder anders, ein High-Pegel an einem Eingang reicht aus, um A auf Low-Pegel zu bringen. Das ist aber genau das NOR-Verhalten.

Bild 2 zeigt die Schaltung eines NAND-Gatters des  $3 \times 3$  Input-NAND *K 176 LA 9*. Es besteht aus einem p-Kanal-ODER-Glied und



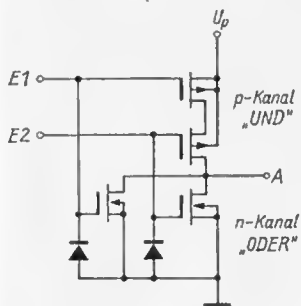


Bild 1  
Schaltung eines NOR-Gatters

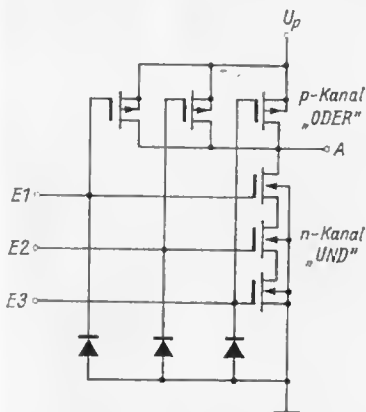


Bild 2  
Schaltung eines NAND-Gatters

einem n-Kanal-UND-Glied. Nur wenn alle drei Eingänge (E1, E2, E3) High-Pegel haben, liegt A auf Low-Pegel; oder ein Low-Pegel an einem Eingang reicht aus, um A auf High-Pegel zu bringen. Das ist genau NAND-Verhalten.

Der Schaltkreis *K 176 TM 2* entspricht in der Wirkungsweise dem bekannten  $2 \times$  D-Flip-Flop *D 174*. Bei jeder an C liegenden Low/High-Flanke schaltet das Flip-Flop den an D liegenden Pegel nach Q durch.

### Schaltungsbeschreibung

Mit dem Stromlaufplan (Bild 3) wird die Zeichenbildung beschrieben. Punkte werden erzeugt, indem mit dem Tasthebel Low-Pegel an NAND1/2 gelegt wird. NAND 1 wirkt für Low-Potential wie ein ODER-Glied. Das



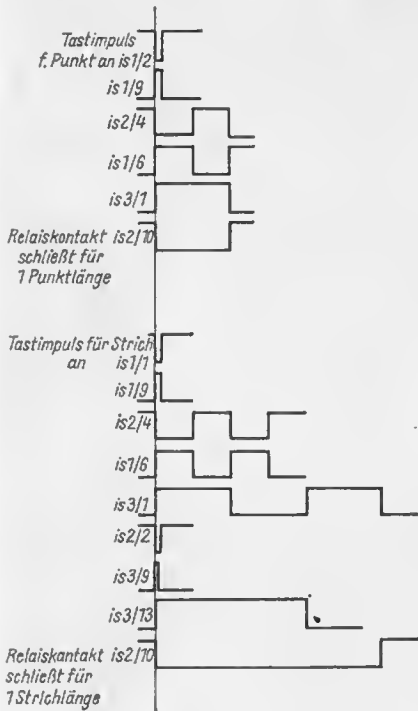


Bild 4  
Impulsdiagramme

auf Nullpotential schaltet. Zusammen ergibt sich dadurch das Strichsignal genau aus drei Punktlängen. Anschließend folgt automatisch eine Pause. Bild 4 zeigt den Impulsplan für die Punkt- und die Stricherzeugung.

### Mechanische Konstruktion

Die Schaltung der Taste ohne Tasthebel und Geschwindigkeitspotentiometer ist auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 80 mm × 45 mm untergebracht. Bild 5 zeigt die Bestückung, und Bild 6 gibt das Leiterbild der Schaltung wieder.

Der mechanische Geber ist eine Konstruktion von OM *Weißhuhn*, *DM 3 OG*. Er ist in einem gefrästen Messingblock mit den Abmessungen 40 mm × 40 mm × 40 mm untergebracht. Sämtliche beweglichen Teile

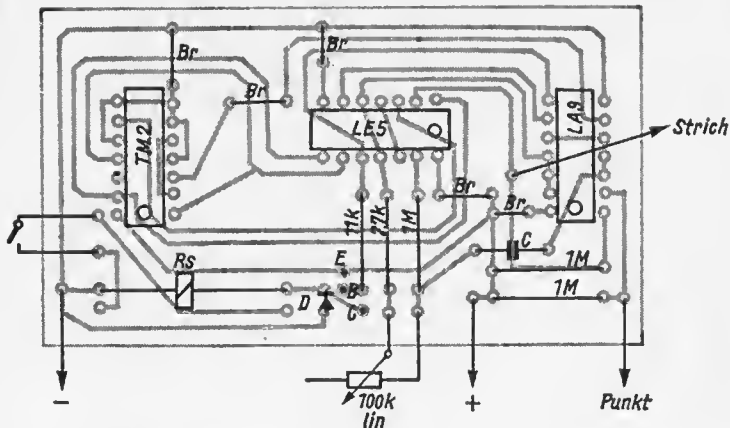


Bild 5 Bestückungsplan

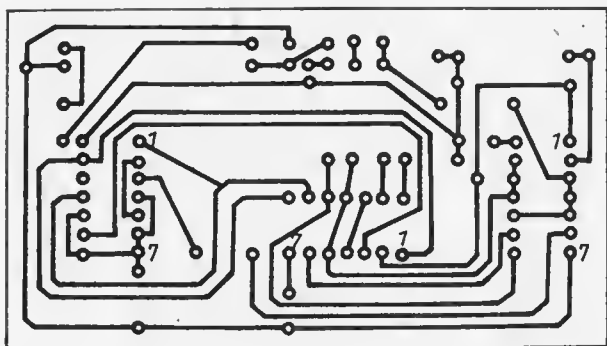


Bild 6 Leiterbild

sind kugelgelagert. Durch eine Mechanik, auf die nicht näher eingegangen werden soll, wird eine definierte gerastete Mittellage des Tasthebels erreicht, dessen Federspannung man nach rechts und links durch eine einzige Stellschraube variieren kann. Das Tastengehäuse hat die Abmessungen 100 mm × 70 mm × 50 mm. Als Grundplatte wird eine 8 mm starke Messingplatte mit Gummifüßen verwendet, die durch ihr Gewicht ein Wegrutschen der Taste verhindert.

## Vorteile

Der besondere Vorteil aller C-MOS-Schaltungen ergibt sich aus der Tatsache, daß in beiden logischen Zuständen jeweils einer der beiden komplementären Transistoren gesperrt ist. Die statische oder Ruheverlustleistung ist damit fast 0 (in realen Schaltungen nur einige Nanowatt). Im dynamischen Betrieb steigt die Verlustleistung infolge der notwendigen Umladevorgänge, vor allem der Lastkapazität, linear mit der Frequenz und der Lastkapazität sowie dem Quadrat der Versorgungsspannung an.

## Erfahrungen

Die Taste wird seit einem Jahr mit einer 9-V-Miniaturbatterie betrieben. Auf einen Aussehalter hat man verzichtet, da der Stromverbrauch im Ruhezustand so gering ist, daß sich im 100- $\mu$ A-Bereich eines *Multizets* kein erkennbarer Ausschlag ergibt. Der Relaisstrom des Tastrelais bestimmt praktisch allein den Stromverbrauch der Taste.

Damit ist diese Taste unabhängig vom Netz und kann wie eine normale Morsetaste überall eingesetzt werden. Im harten Stationseinsatz funktioniert die Taste zuverlässig und wird durch die HF des Senders nicht beeinflußt.

## Literatur

[1] QST 9/1975

# 10 GHz – ein neuer Frequenzbereich für den Amateurfunk, in der DDR

Ing. Hans-Uwe Fortier –  
DM 2 COO

Mit dem Inkrafttreten der neuen Amateurfunkordnung vom 01.08.1977 ist es den Funkamateuren der Deutschen Demokratischen Republik gestattet, im Frequenzbereich von 10,0 bis 10,5 GHz zu arbeiten. Aus der Zeitschrift FUNKAMATEUR ist bekannt, daß sich die Klubstation DM 3 HL bei der Erschließung des 10-GHz-Bands in DM besonders verdient gemacht hat. Um einem größeren Kreis von Funkamateuren diese spezielle Technik vorzustellen, werden nachfolgend einige Grundlagen des 10-GHz-Amateurfunks behandelt.

## Hohlleiter

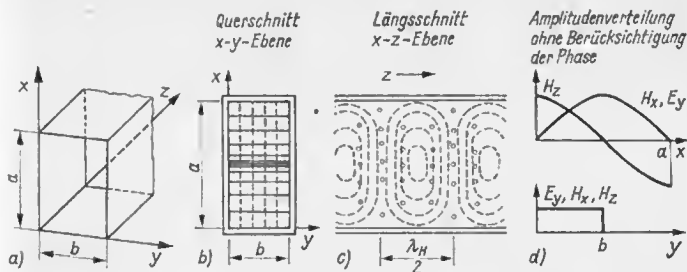
Für den interessierenden Frequenzbereich können zur Fortleitung der HF-Energie nur Hohlleiter verwendet werden. Koaxiale Leitungen, wie sie im 70-cm-Band noch üblich sind, scheiden wegen der hohen Dämpfung und durch die entstehende Wellentypumwandlung aus.

Entsprechend der Theorie der Hohlleiter [1], [2] hat ein rechteckiger Hohlleiter mit der Wellenform  $H_{10}$  (gesprochen H-eins-null) mit dem Seitenverhältnis  $a = 2b$  die geringste Dämpfung, dazu ist die Wellenform  $H_{10}$  sehr stabil. Ihre elektrischen Feldlinien laufen von einer Breitseite der Hohlleiterwand zur gegenüberliegenden, während die magnetischen Feldlinien in sich geschlossene Kurven parallel zu den Hohlleiterbreitseiten bilden, Bild 1 veranschaulicht das. Die Grenzwellenlänge, bei der der Energietransport beginnt, liegt bei  $\lambda = 2a$ . Die Wellenlänge für die  $H_{10}$ -Welle im Hohlleiter ist

$$\lambda_H = \frac{120 \pi}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}} ;$$

Abmessungen in mm.

Sie ist also größer als die Wellenlänge in Luft.



**Bild 1** Koordinatensystem des Hohlleiters (a), Querschnitt in der  $x$ - $y$ -Ebene mit der Verteilung der magnetischen und elektrischen Feldstärken (b), Längsschnitt in der  $x$ - $z$ -Ebene (c), Amplitudenverteilung ohne Berücksichtigung der Phase im Hohlleiter (d). Die Darstellungen beziehen sich auf den Wellentyp  $H_{10}$  im Hohlleiter

Da im Hohlleiter auch Wandströme fließen, muß er aus gut leitendem Material bestehen, besser deshalb innen versilbert sein. Um die Dämpfung möglichst gering zu halten, dürfen die Innenflächen keine Unebenheiten haben. Bei der Montage ist darauf zu achten, daß beim Zusammenschrauben oder -löten keine Verkantungen auftreten, es kommt sonst zu hohen Verlusten. Ausgezeichnet geeignet für den Amateur sind die Rechteckhohlleiter  $R100$  und  $R120$  nach TGL 200-15-63. Hersteller ist der VEB Kombinat Wilhelm Pieck, Berliner Metallhütten- und Halbzugwerke; in Cu - ELN 1225 1189, in Ms - ELN 1225 1299. Die Innenabmessungen des Typs  $R100$  betragen  $22,86 \text{ mm} \times 10,16 \text{ mm}$ , der Frequenzbereich der  $H_{10}$ -Welle liegt zwischen 8200 und 12500 MHz. Die Abmessungen des Typs  $R120$  betragen  $19,05 \text{ mm} \times 9,53 \text{ mm}$ , die  $H_{10}$ -Welle liegt zwischen 9840 und 15000 MHz. Es können auch andere Hohlleiter eingesetzt werden, die die genannten Bedingungen erfüllen und die eine untere Grenzfrequenz zwischen 7000 und 8000 MHz haben.

Das Erzeugen der  $H_{10}$ -Welle geschieht einfach dadurch, daß man eine Komponente des Feldes, entweder die elektrische auf kapazitivem Wege oder die magnetische auf induktivem Wege, anregt. Dieser Vorgang kann auch umgekehrt werden. Man kann also auf die gleiche Art die HF-Energie wieder aus dem Hohlleiter auskoppeln. Da sich die Welle nach beiden Seiten im Hohlleiter ausbreitet, muß auf einer Seite ein Kurzschluß angebracht werden. Dieser muß sich  $\lambda_G/2$  von der Anregungsstelle entfernt befinden, damit die reflektierte Welle phasenrichtig zum Anregungspunkt zurückkehrt. Das ist zur optimalen Anpassung unbedingt erforderlich, und deshalb macht man diesen Kurzschluß verschiebbar. Die Anregungsstelle selbst soll möglichst reflexionsfrei sein und dem Hohlleiter die notwendige Anpassung bieten.

## Hornstrahler

Die Fortleitung der HF-Energie des X-Bands ist damit klar. Nun muß man noch die Frage beantworten, wie die HF-Energie in den freien Raum ausgekoppelt werden kann. Dazu ist eine Antenne erforderlich, die aber ein gänzlich anderes Aussehen hat als die beim UKW-Amateurfunk eingesetzte Yagi-Antenne. Da der Wellenwiderstand des Hohlleiters und der des freien Raumes nicht übereinstimmen, würde man starke Reflexionen erhalten, wenn man den Hohlleiter einfach offen enden ließe. Deshalb schafft man einen allmählichen Übergang durch Aufweiten der Hohlleiterwände, und das führt dann zum Hornstrahler. Je allmählicher man aufweitet und je länger die Aufweitungsstrecke ist, desto ungehinderter ist der Übergang der  $H_{10}$ -Welle in den freien Raum. Gleichzeitig steigt damit auch der Gewinn der Anordnung an.

Durch ihre einfache Realisierung hat sich die Hornantenne im 10-GHz-Band durchgesetzt. Bild 2 zeigt einige Bauformen der Hornantenne. Aus der Tabelle sind die Abmessungen für den Selbstbau zu ersehen [2], [4].

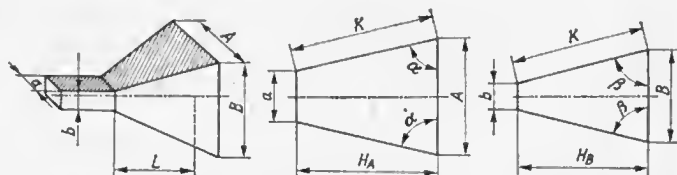


Bild 2 Maßskizze für den Aufbau eines Hornstrahlers. Die Abmessungen sind aus der Tabelle 1 zu ersehen

Tabelle 1 Daten zum Aufbau von 10-GHz-Hornantennen (Bild 2)

Für den Blechzusechnitt und das Anreißer der Abkantlinien benötigt man folgende Daten für eine mittlere Betriebsfrequenz von 10,3 GHz. Die Speisung erfolgt mit dem R-100-Hohlleiter.

Gewinn in dB	Seite A in mm	Seite B in mm	Horn- länge L in mm	Höhe $H_A$ in mm	Höhe $H_B$ in mm	a in grad	b in grad	Seiten- kante K in mm
15	76,5	56,7	36,5	43,4	45,3	58,2	62,8	50,9
18	108,1	80,0	88,5	95,1	98,2	65,9	70,4	104,2
21	152,6	113,1	196,6	203,2	207,0	72,3	76,6	213,3
25	241,9	179,2	534,5	541,1	545,6	78,6	81,2	552,1



## HF-Erzeugung im 10-GHz-Bereich

Da es eine Vielzahl von Bauelementen gibt, die im 3-cm-Band HF-Energie erzeugen können, ist die Entscheidung für ein Bauelement nur nach ökonomischen Gründen vorzunehmen, es spielt aber auch die Beschaffbarkeit dieser Bauelemente eine sehr große Rolle. Daher wird in diesem Beitrag nicht auf solche Bauelemente eingegangen wie Laufzeitröhren (Klystrons und Wanderfeldröhren), Magnetrons, IMPATT-Dioden und auf die neuesten Entwicklungen der Halbleitertechnik, die aus der Familie der Gallium-Arsenid-Feldeffekt-Transistoren (GaAs-FETs) stammen.

Wenn sich in absehbarer Zeit das 11-GHz-Fernsehen durchsetzt, das durch Direktsendungen von Satelliten ermöglicht werden soll, so erhalten diese speziellen Transistoren auch für den Funkamateurland Bedeutung. Als geeignet für den Funkamateurland haben sich die *Gunn*-Dioden herausgestellt. Mit ihnen lassen sich 10-GHz-Oszillatoren aufbauen.

### Gunn-Oszillatoren

Wie schon erwähnt, hat die *Gunn*-Diode wesentlichen Anteil an der schnellen Aufwärtsentwicklung der 3-cm-Amateurlandigkeit. Mit dieser Diode läßt sich preiswert ein einfacher Oszillator sowohl für Sender als auch für Empfänger aufbauen. Die Signalverarbeitung mit IS trägt weiter dazu bei, daß Funkgeräte recht klein und mit geringem Aufwand gebaut werden können, die sich viele Stunden lang aus einer Batterie betreiben lassen. Die Frequenzkonstanz von *Gunn*-Oszillatoren ist nicht sehr groß. Unsachgemäß aufgebaute *Gunn*-Oszillatoren können sogar ausgesprochen instabil sein. Deshalb bedient man sich der Breitband-FM-Technik. Die ZF-Bandbreiten liegen dabei meist zwischen 200 und 300 kHz. Aus diesem Grund ist es möglich, daß UKW-Rundfunkgeräte als Nachsetzempfänger benutzt werden.

*Gunn*-Oszillatoren kann man auch als selbstschwingende Mischstufen einsetzen und sie auf diese Weise gleichzeitig für Sender und Empfänger benutzen. Da die Empfangsfrequenz dabei um die eigene ZF versetzt ist, muß die Gegenstation die gleiche ZF verwenden und ihre Station auf die Empfangsfrequenz der ersten Station abstimmen. Die *Gunn*-Diode ist allerdings als Mischer sehr unempfindlich (etwa  $300 kT_0$ ) und einer richtigen Mischdiode in diesem Bereich um etwa 20 dB unterlegen. Daher sollte der nächste Schritt nach der Erprobung einer einfachen Station dahingehen, daß eine echte Mischdiode für den Empfänger eingesetzt wird. Mit dieser Technik ist eine Reichweitenerhöhung um etwa das 8fache gegenüber der selbstschwingenden Mischstufe möglich. Eine Gegenüberstellung der Rauschzahlen beider Prinzipien soll den Vorteil einer Station mit gesonderter Mischdiode noch eingehender verdeutlichen:

a) *Gunn*-Diodenoszillator als selbstschwingende Mischstufe

Eigenrauschen der Eingangsstufe	+ 25 dB
ZF-Spiegel	+ 3 dB
Bandbreite (1 MHz)	+ 30 dB
Rauschzahl des ersten ZF-Verstärkers (100 MHz)	+ 2 dB (min)
Gesamtrauschzahl	+ 60 dB

b) *Gunn*-Oszillator mit Richtkoppler und Mischdiode 1 N 23 F

Eigenrauschen der Mischdiode	+ 7 dB
Bandbreite (500 kHz)	+ 27 dB
ZF-Spiegel	+ 3 dB
Rauschzahl des 1. ZF-Verstärkers (100 MHz)	+ 2 dB (min)
Gesamtrauschzahl	+ 39 dB

Schmalbandssysteme haben gegenüber der zweiten Art der Breitband-systeme noch einen zusätzlichen Gewinn von 30 dB zu verzeichnen, sind aber im Aufbau sehr aufwendig.

Zur weiteren Verbesserung der Station sollte man eine Möglichkeit zur Frequenznachstimmung (AFC) für den *Gunn*-Diodenoszillator vorsehen. Diese elektrische Abstimmung ist mit einem Abstimmvaraktor im Resonator des *Gunn*-Oszillators möglich. Der elektrische Abstimmungsbereich von nur etwa 60 MHz bedingt allerdings eine niedrigere ZF als 100 MHz. Ein derartiges Konzept ist in [3] ausführlich beschrieben.

### Aufbau eines einfachen *Gunn*-Diodenoszillators

Die Konstruktion dieses *Gunn*-Oszillators geht auf einen Vorschlag von G 3 RPE [5] zurück. Weitere einfache Konstruktionen sind in [6] und [7] zu finden. Der Bau eines *Gunn*-Oszillators erfordert viel Sorgfalt, doch auch mit relativ einfachen Mitteln ist eine Realisierung möglich. Wichtig ist nicht «die Genauigkeit», hier gibt es noch einige Korrekturmöglichkeiten, sondern die mechanische Zuverlässigkeit. Der Oszillator darf praktisch bei einer ZF-Bandbreite von 100 kHz nur eine Drift von  $1 \times 10^{-5}$  haben, und das bedeutet für den Hohlraumresonator außerordentlich viel. Der Hohlraumresonator wird daher aus einem Stück Hohlleitermaterial R100 hergestellt. Die *Gunn*-Diode überbrückt die Schmalseite des Resonators von einem Stempel aus.

Die höchste Schwingfrequenz wird bei dieser Konstruktion durch die Länge des Hohlraumresonators bestimmt. Sie wird, wie aus der Maßskizze (Bild 3) zu ersehen ist, zwischen der Mittellinie des Stempels und der Frontfläche des Befestigungsflansches, gegen die man die Iris schraubt, gemessen. Die Länge liegt etwa bei der halben Hohlleiterwellenlänge

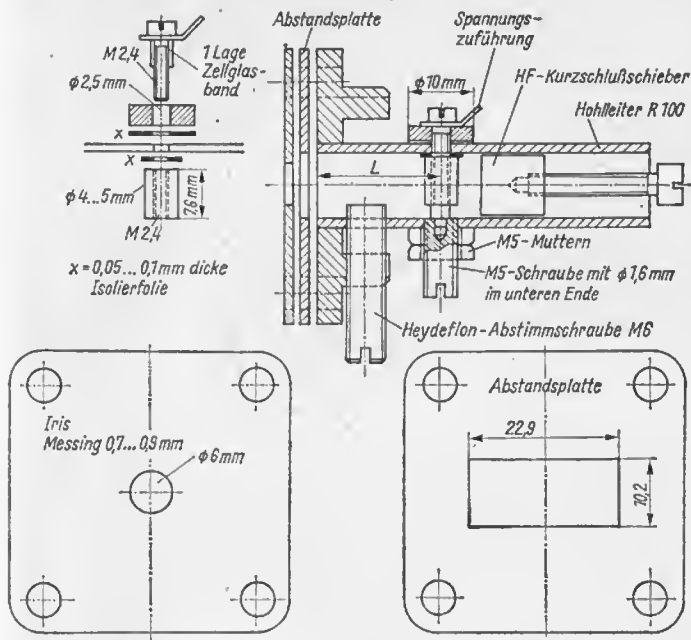


Bild 3 Aufbausketzen für einen Gunn-Oszillator. Die Länge  $L$  bestimmt die Oszillatorfrequenz.  $L$  ist aus dem Text zu ersehen

$\lambda_H/2$ . Die folgenden Werte sollen für das Material R100 als Anhaltspunkt dienen:

Oszillatorfrequenz in GHz	Länge $L$ in mm
10,0	19,8
10,2	19,2
10,4	18,6

Für die Konstruktion ist es günstiger, wenn man die Abmessungen etwas kleiner wählt. Damit schwingt zwar der Oszillator auf einer etwas höheren Frequenz, aber durch Zwischenlegen eines Distanzstücks zwischen Iris und Hohlraumresonator kann man die Frequenz nach unten hin verschieben. Zu lang geratene Resonatoren lassen sich später schlecht auf die richtige Frequenz ziehen.

Tabelle 2 Daten der Gunn-Diode VCG 200 von TESLA

Betriebsspannung $U_p$	8 V
maximale Spannung $U_{\max}$	9 V
Betriebsstrom $I_p$	100 ... 150 mA
Arbeitsfrequenzbereich $f_0$	9 ... 10 GHz
minimale Ausgangsleistung $P_q$	10 mW
maximale Kristalltemperatur $T_{j\max}$	250 °C
Kapazität $C_p$	0,5 pF
Serieninduktivität $L_n$	0,6 nH

Als erstes ist auf der Mittellinie der Hohlleiterbreite, etwa 22 mm vom Ende entfernt, ein 2,4-mm-Loch durch die obere und untere Wandung in einem Arbeitsgang zu bohren. Die untere Bohrung wird auf etwa 4 mm aufgebohrt und ein M5-Gewinde eingeschnitten. Nun wird eine M5-Schraube mit Mutter eingedreht und – wenn vorhanden – ein Standardflansch auf das Hohlleiterende geschoben und die wie oben angegebene, gewünschte Länge für die entsprechende Frequenz angemessen. Als nächstes werden wieder in einem Arbeitsgang der Flansch und die Mutter festgelötet. Den überstehenden Hohlleiterrest feilt man sorgfältig ab und nimmt im Anschluß daran sehr feines Schleifpapier, das auf einer Glasplatte liegen muß, und stellt eine glatte plane Flanschoberfläche her.

Hat man keinen Flansch zur Hand, so ist die Lösung der Aufgabe etwas komplizierter. Der Hohlleiter wird auf die gewünschte Länge geschnitten. Jedoch muß man darauf achten, daß die Schnittflächen parallel laufen und sauber nachgearbeitet werden. Im Anschluß daran muß die Iris bzw. Abstandsplatte sehr präzise von außen angelötet werden. Es darf auf keinen Fall Lötmaterial in den Hohlraum gelangen. Vor den Lötarbeiten sollte man noch die 4,8-mm-Bohrung für die Feinabstimmung an der Unterseite, etwa 10 mm vom Flanschabschluß, in Mittellinie anbringen. In diese Bohrung wird dann ein M6-Gewinde geschnitten.

Der HF-Kurzschluß im Hohlleiter sollte vorzugsweise ein gut sitzender Schleifkontakt sein. Hat der Kurzschlußschieber keinen richtigen Sitz, muß er durch Schrauben, die durch die Hohlleiterwände gehen, fixiert werden, wenn die optimale Position bekannt ist. Man muß unbedingt darauf achten, daß die Bohrung in der M5-Befestigungsschraube für die Gunn-Diode exakt zentrisch ist, weil sonst eventuell die Gunn-Diode beim Festdrehen abgeschert wird. Besser ist es noch, die M5-Befestigungsschraube mit einer Teleskopfederung zu versehen, damit die Gunn-Diode auf einer Seite federnd gelagert wird.

Sind alle Teile angefertigt und montiert, dann kann mit der Inbetriebnahme des Gunn-Oszillators begonnen werden. Vor Anlegen der Betriebsspannung sollte man sich noch einmal überzeugen, daß die Diode auch

richtig in ihrer Polarität eingesetzt ist. Üblich ist, daß sie mit Minus an Masse betrieben wird. Verpolungen können die Diode zerstören!

Als Diode steht der Typ *VCG 200* von *TESLA* zur Verfügung. Dieses *Gunn*-Element erzeugt im 10-GHz-Band bei einem Input von etwa 1 W dann etwa 10 mW Output. Das ist keine große Leistung, reicht aber, um einige zehn Kilometer zu überbrücken. Der HF-Kurzschluß wird anfangs auf einige Millimeter Abstand vom Diodenstempel eingestellt und eine Spannung von etwa 7 V angelegt. Die Spannung wird weiter langsam erhöht, bis der Oszillator zuverlässig abgestimmt werden kann und bei jedem Anlegen der Betriebsspannung wieder anschwingt. Nun ermittelt man den richtigen Abstand des HF-Kurzschlußschiebers. Der HF-Kurzschluß hat nur sehr wenig Einfluß auf die Betriebsfrequenz des *Gunn*-Oszillators, aber sehr großen Einfluß auf die abgegebene Leistung. Die Abstimmerschraube sollte unbedingt aus *Heydeston* hergestellt werden, da ihr Verlustfaktor bei dieser dielektrischen Abstimmung eine große Rolle spielt. Mit dieser Schraube hat man etwa eine Abstimmsteilheit von 100 MHz je Umdrehung. Sie kann mit einem Feintrieb versehen werden; denn dadurch bietet sie eine zuverlässige mechanische Frequenzabstimmung.

Die Oszillatorfrequenz läßt sich auch durch Ändern der Betriebsspannung des *Gunn*-Elements verstimmen. Diese Änderung liegt je nach Güte des Hohlraumresonators und Arbeitspunkt der Diode im Bereich von 1 bis 20 MHz/V. Diesen Umstand macht man sich zunutze und moduliert das Ausgangssignal über die Betriebsspannung der Diode. Die entstehende Modulation kann ausgezeichnet sein. Über die Betriebsspannung läßt sich aber auch die schon erwähnte AFC durchführen.

Nun noch einige Hinweise zur Iris. Bei dieser Art der Auslegung des Hohlraumresonators muß ein Abschluß so angeführt werden wie gezeigt. Die Lochgröße bildet einen Kompromiß zwischen Anpassung und vom Oszillator abgegebener Leistung. Mit der Anpassung erreicht man auch eine Verbesserung der Abstimmbarkeit und Stabilität des Oszillators. Es gibt, wie noch an einem anderen Beispiel eines *Gunn*-Oszillators zu sehen ist, Möglichkeiten, ohne Iris auszukommen. Bei diesem Aufbau ist die HF-Ausbeute bei gleicher Diode höher.

## Stromversorgung und Modulator

Die Spannungsversorgung sollte etwa für 200 mA ausgelegt werden und für eine Spannung zwischen 7 und 9 V einstellbar sein. Die Betriebsspannung muß dazu mit einem Ton bzw. mit Sprache modulierbar sein. Die Tonmodulation ist für einige Abgleicharbeiten gut geeignet und hilft, im Empfängeroszillator unmodulierte Signale hörbar zu machen. Die Versorgungsspannung muß man unbedingt nach parasitären Schwingungen

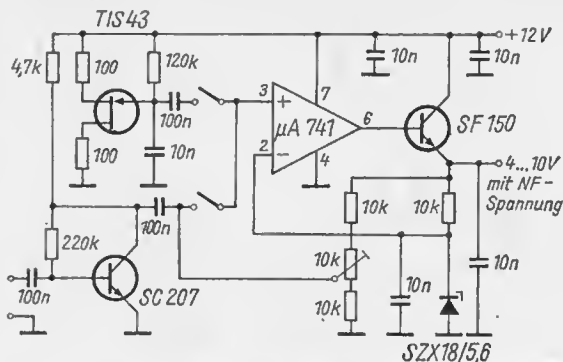


Bild 4 Stromlaufplan einer Spannungsversorgung mit dem Tongenerator, gebildet durch den TIS 43, den Modulationsverstärker mit dem SC 207 und dem OV, der die Modulation verstärkt und den Längstransistor steuert

hin untersuchen. Bei der Überprüfung der Spannung ist ein Oszillograf eine gute Hilfe. Da die Gunn-Diode ein Bauelement mit negativem Widerstand ist, neigt sie dazu, mit Streuinduktivitäten unerwünscht zu schwingen. Es ist daher angebracht, an den Spannungsversorgungsanschlüssen des Gunn-Oszillators Siebgließer zwischenzuschalten, etwa 10 nF mit Reihenwiderstand zwischen 10 und 100  $\Omega$ .

Bild 4 zeigt eine typische Spannungsversorgung mit Modulator. Diese Schaltung besteht aus einem Mikrofonverstärker, dem Operationsverstärker, der den als veränderlichen Widerstand arbeitenden Transistor steuert, und dem Multivibrator, der mit einer Doppelbasisdiode aufgebaut ist. Dieser Multivibrator kann auch herkömmlich dimensioniert werden. Eine weitere Möglichkeit zur Modulation ist in Bild 5 wiedergegeben. Die Besonderheit gegenüber der Schaltung in Bild 4 besteht darin, daß zur

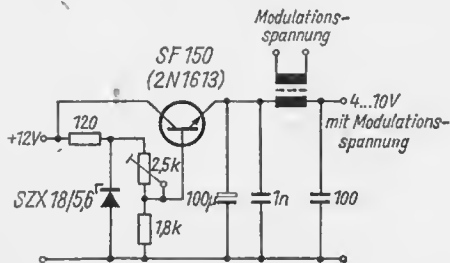


Bild 5 Stromlaufbahn einer Spannungsversorgung mit Modulationstransformator für einen Gunn-Oszillator

Modulation ein Übertrager, etwa ein Ausgangstransformator eines Transistorempfängers, eingesetzt wird. Über die Sekundärwicklung führt man die Betriebsspannung. Die auf die Weise erzeugte Modulation ist ausgezeichnet und sauberer als die, die mit einem Operationsverstärker erzeugt wird.

## ZF-Weiterverarbeitung

Üblicherweise haben sich für Breitbandssysteme Zwischenfrequenzen von 100 MHz bzw. 30 MHz durchgesetzt. Schmalbandssysteme arbeiten entsprechend der Frequenzanfbereitung mit 10,7 MHz bzw. 9 MHz als ZF. Der Nachsetzer für Breitbandssysteme ist hauptsächlich ein FM-Rundfunkempfänger mit entsprechender Modifikation. Ist die Empfindlichkeit des Nachsetzers nicht ausreichend, dann kann ein 2stufiger Breitbandverstärker der Gunn-Dioden- oder Si-Diodenmischstufe nachgeschaltet werden. Bild 6 zeigt diese Möglichkeit.

## 10-GHz-Transceiver mit Si-Mischdiode

Eine interessante Lösung stellen *F 1 AVY* und *F 1 CVJ* in [8] vor. Der Mischer ist in einem gesonderten Hohlraumresonator untergebracht, und durch einen Kunstgriff wird ohne Verwendung eines Zirkulators oder Lochkopplers die Oszillatorenergie dem Mischer zugeführt. Das Überkoppeln der Energie geschieht durch die M3-Schraube im Hornstrahler. Durch Verstellen der Eintauchtiefe muß für die Mischdiode ein Richtstrom von etwa 500  $\mu\text{A}$  eingestellt werden.

Gegenüber der vorherigen Konstruktion ist der Hohlraumresonator anders aufgebaut. Verwendet wird auch in diesem Fall Hohlleitermaterial *R100*, nur sind zwei solcher Profile mit ihrer Schmalseite nebeneinander angeordnet, so daß ein Resonator, wie schon geschildert, als Sender-

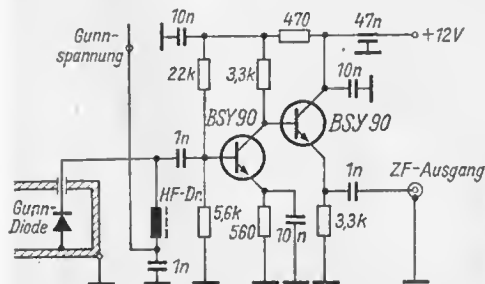


Bild 6  
Stromlaufplan eines Breitband-ZF-Verstärkers zur Erhöhung der Empfindlichkeit eines Nachsetzempfängers

oszillator und der andere als Empfängermischer arbeitet. Alle konstruktiven Einzelheiten sind aus den Aufbauskizzen (Bild 7 bis Bild 9) zu ersehen. Auf eine Besonderheit sei noch hingewiesen. Gegenüber dem Hohlraumresonator von G 3 RPE ist hier ein anderer Weg beschrrieben worden. Durch die Anordnung der Gunn-Diode, die  $\lambda_H/2$  vom Ende des Hohlraumresonators eingebaut ist, entfällt der HF-Kurzschlußschieber. Der gleiche Weg wurde beim Empfängermischer beschrrieben. In diesem Fall ist die Mischdiode  $\lambda_H/4$  vom Ende des Resonators entfernt.

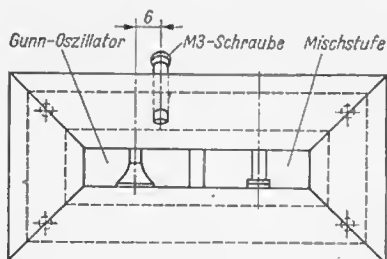


Bild 7  
Vorderansicht des Gunn-Plexers  
nach F 1 AVY und F 1 CVJ

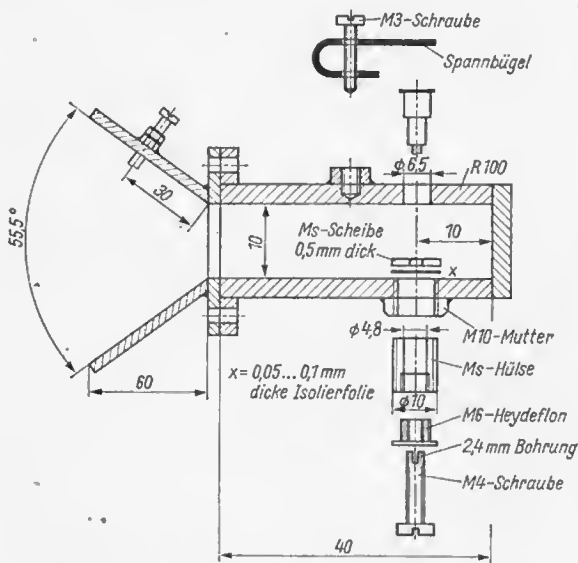


Bild 8 Maßskizze für den Aufbau des Hohlraumresonators des Empfangsteils



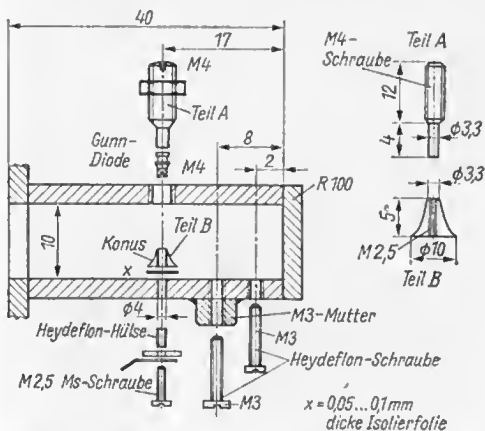


Bild 9 Maßskizze für den Aufbau des Gunn-Oszillators

#### 1ARU-Bandplan für 10 GHz

(nach Dokument M/T 11, Anlage 1)

10000 MHz	Bandanfang für DM, DL, G, LA, OK, ON, OZ, PA, HA, F, SP und OH <sup>a</sup>
10080 ... 10082 MHz	Unterband für 10368 ... 10370 MHz mit 144-MHz-ZF
10224 ... 10226 MHz	Schmalband Duplex mit 144-MHz-ZF
10226 ... 10228 MHz	Schmalband Relais mit 144-MHz-ZF
10260 ... 10300 MHz	ATV-Duplex mit 175-MHz-ZF
10300 ... 10335 MHz	Breitbandsystem für FM mit 100-MHz-ZF
10338 ... 10340 MHz	Schmalbandssysteme für Duplex mit 30-MHz-ZF
10368 ... 10370 MHz	Schmalbandssysteme, Gleichwellenverkehr (CW, SSB)
10368 MHz	Baken hoher Stabilität
10368,9 MHz	Schmalbandssysteme, Anrufrequenz
10400 MHz	unstabilisierte Baken
10400 ... 10435 MHz	Breitbandssysteme für Simplex und Duplex mit 30-MHz-ZF
10435 ... 10475 MHz	ATV-Duplex mit 175-MHz-ZF
10475 ... 10500 MHz	vorgeschlagenes Band für Weltraumfunk
10500 MHz	Bandende
10250 MHz	<sup>a</sup> Bandanfang für HB, OE, LX und YU
10400 MHz	Bandanfang für I

Ein weiterer Vorteil ergibt sich durch den Wegfall der Iris; dadurch kann ein höherer HF-Output erzielt werden. Der Hornstrahler ist aus

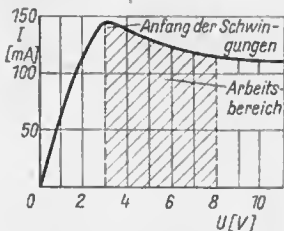


Bild 10  
Strom/Spannungs-Kennlinie der  
Gunn-Diode VCG 200 von TESLA

1-mm-Blech gefertigt und hat keinen hohen Gewinn (12 dB). Daher ist diese Anordnung vor einem Parabolspiegel mit 1,40 m Durchmesser betrieben worden.

OEIRVW unterbreitet in [9] einen weiteren interessanten Bauvorschlag. In diesem Fall ist in einem Hohlraumresonator die Gunn-Diode, die Mischdiode und zur elektrischen Abstimmung noch eine Varaktordiode untergebracht. Mit der Abstimmung durch eine Kapazitätsdiode läßt sich ein Bereich von etwa 60 MHz überstreichen. Als Material für den Hohlraumresonator wird auch hier R100-Material eingesetzt. Der Aufbau des Hohlraumresonators hält sich an den Vorschlag von G 3 RPE. Leider liegen zu diesem Aufbauvorschlag keine Erfahrungswerte vor.

Als Mischdiode bietet sich die sowjetische SHF-Diode D 405 an. Sie entspricht in ihren elektrischen Parametern der 1 N 25 F und bringt etwa 20 dB Gewinn. Durchans eine Investition, die sich lohnt. Der Buchstabe am Schluß der Typenbezeichnung ist ein Maß für das Eigenrauschen der Diode. Je weiter dieser Buchstabe im Alphabet steht, um so besser ist die Rauschzahl.

### Ausbreitung bei 10 GHz

Der größte Teil der 10-GHz-Verbindungen wurde bisher über optische Wege hergestellt. Diese Wege sind in erster Linie von den Standorten der Stationen abhängig. Die Streckendämpfung liegt bei solchen Verbindungen relativ hoch und ist nach der Beziehung

$$a = 113 \cdot 20 \log 2D,$$

2D Abstand der Antennen in km,

a Dämpfung in dB.

zu ermitteln.

Diese Grunddämpfung nimmt bei starkem Nebel (30 m Sicht) um etwa 0,1 dB/km zu. Bei schwerem Regen (12 mm in der h) muß man mit

etwa 0,3 dB/km rechnen und bei Wolkenbrüchen sogar mit dem 4- bis 10fachen Wert.

In ruhender Troposphäre mit normaler Verteilung von Temperatur, Luftfeuchte und Dichte krümmen sich elektromagnetische Wellen durch Brechung in den oben dünner werdenden Luftschichten leicht zur Erde zurück. Die Wellen folgen also der Erdkrümmung. Man spricht daher von der quasi-optischen Sicht, die um etwa 16% größer ist als die optische Sichtweite (Horizont). Neben diesen beiden «einfachen» Extremen spielen die «Super»-Extremen, wie sie auch im UHF-Bereich gegeben sind, eine große Rolle bei der Ausbreitung im 10-GHz-Bereich. Unter «Super»-Extremen sind die Verbindungen über troposphärische Inversionen, Reflexionen, Beugung und Troposcatter zu verstehen. Über ihre Funktion ist in [10] nachzuschlagen.

### Schlußbemerkung

Mit diesem Beitrag ist der Versuch unternommen worden, einem größeren Kreis von UKW-Amateuren die 10-GHz-Technik darzulegen, zumal das Angebot an Literatur zu diesem Thema noch sehr gering ist.

Als Hinweis sei noch gesagt, daß man zur Abwicklung eines 10-GHz-QSOs meist eine Querverbindung benötigt. Regional werden dazu Relais- oder Ortsfrequenzen benutzt. Überregional und als allgemeiner Treff zur Verabredung von 10-GHz-Versuchen bis etwa 300 km wird die SSB-Frequenz 144.368 MHz  $\pm$  QRM empfohlen.

### Literatur

- [1] *Megla, G.*: Dezimeterwellentechnik, Abschnitt 9.1., Theorie der Hohlleiter, VEB Verlag Technik Berlin 1961, 5. Auflage, Seite 270
- [2] *Heubusch, B./Hock, A./Knauf, H.*: Ein Sende-Empfänger für das 10-GHz-Band, Teil 1, UKW-Berichte 16 (1976) Heft 3, Seite 184
- [3] *Hirschelmann, K.-H.*: 10-GHz-Amateurlinkbetrieb mit dem Gunnplexer-MA-87127, CQ-DL 48 (1977) Heft 10, Seite 383
- [4] *Kölplin, Th.*: Hilfsdaten zum Aufbau von 10-GHz-Hornantennen, UKW-Berichte 17 (1977) Heft 2, Seite 107
- [5] *Evans, D.*: Microwaves, a simplified 10-GHz-Gunn-Oscillator, RADIO COMMUNICATION 52 (1976) Heft 2, Seite 123
- [6] *Vondra, R.*: X-Band Transceiver von OE 1 RVM, DUBUS 1975, Heft 4, Seite 174
- [7] *Heubusch, B./Hock, A./Knauf, H.*: Ein Sende-Empfänger für das 10-GHz-Band, Teil 2, UKW-Berichte 16 (1976) Heft 4, Seite 245
- [8] *Garnier, Y./Ducroux, M.*: Emetteur-recepteur telephonie et video, RADIO-REF, 50 (1978) Heft 2, Seite 129
- [9] *Vondra, R.*: 10-GHz-Gunn-Oscillator with additional in mixer - diode and tuning - varactor, DUBUS 1978, Heft 2, Seite 73
- [10] *Vollhardt, D.*: Das 10-GHz-Amateurband - Betrachtung zur Technik, UKW-Berichte 18 (1978) Heft 2, Seite 87

Erstmalig 1946 wurden Einzelheiten über die von *A. G. Kandoian* entwickelte Discone-Antenne von diesem in [1] veröffentlicht. Es handelt sich dabei um einen vertikalpolarisierten Strahler mit horizontaler Rundstrahlecharakteristik, die weitgehend der eines vertikalen Halbwellendipols entspricht. Der Hauptvorteil der Discone-Antenne ist ihre sehr große Frequenzbandbreite, über deren Bereich sie mit einem Koaxialkabel symmetrie- und impedanzrichtig gespeist werden kann. Sie ist mechanisch relativ unkompliziert aufzubauen und in ihren Bemessungsdaten weitgehend unkritisch. Wegen der vielen guten Eigenschaften findet die Discone-Antenne seit langer Zeit bei vielen Sektoren des kommerziellen Funks im VHF- und UHF-Bereich breite Anwendung. Auch im Amateurfunk gewinnt sie neuerdings an Bedeutung.

Wie Bild 1a darstellt, besteht die Discone-Antenne aus einem Metallkegel (engl.: cone = Kegel), der mit einer Dachscheibe (engl.: disk = Scheibe) versehen ist. In deutscher Übersetzung ist es eine Scheibenkegelantenne, die als obengespeiste Antenne mit Dachscheibe und konisch ausgebildetem Außenleiter definiert wird.

In ihrer Urform findet man die Discone-Antenne nur noch für UHF-Anwendungen. Im VHF-Bereich ist die Skelettförmigkeit vorherrschend, d. h., daß die Metallflächen durch ein Skelett aus einzelnen Metallstäben, -streifen, -rohren oder Drähten ersetzt werden (Bild 1b). Dadurch erzielt man eine bedeutende Material- und Gewichtseinsparung, verbunden mit einem erheblich geringeren Windwiderstand; ohne daß sich dabei die elektrischen Eigenschaften der Antenne merkbar verschlechtern. Diese Skelettförmigkeit ist auch unter der Bezeichnung *Umbrella* (engl.: = Regenschirm) bekannt. Bei kommerziellen Ausführungen werden Scheibe und Kegel im Minimum aus je 6 Stäben aufgebaut; üblich sind je 8 Stäbe, und im Sonderfall findet man auch je 12 Stäbe. Ausführungen aus dünnen Drähten oder aus Maschendraht sind ebenfalls möglich. Es existiert auch eine Mischform, bei der die Scheibe aus Metallblech und der Kegel aus Stäben hergestellt ist (Bild 1e).

Bild 2 zeigt die Prinzipskizze einer Discone-Antenne. Das speisende

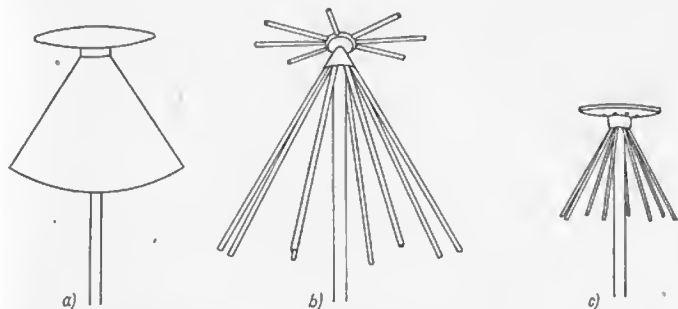


Bild 1 Die Discone-Antenne und ihre Abwandlungen; a - Urform nach Kandoian, b - Skelettforn, c - Mischform

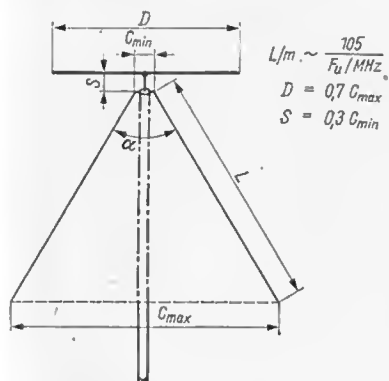


Bild 2  
Das Prinzipschema einer  
Discone-Antenne

Koaxialkabel verläuft innerhalb des Kegels bis zu dessen Spitze. Dort ist der Kabelaußenleiter mit dem Kegel metallisch leitend verbunden, so daß man den Kegel als eine Verlängerung des Kabelaußenleiters betrachten kann. Der Kabelinnenleiter wird bis zum Mittelpunkt der kreisrunden Scheibe weitergeführt und dort mit dieser verlötet. Scheibe und Kegel sind voneinander isoliert.

Die Discone-Antenne stellt einen *Vertikaldipol* dar, dem durch die besondere Formgebung als *Flächendipol* eine sehr große Frequenzbandbreite verliehen wird. Wie jeder Vertikaldipol hat auch die Discone-Antenne in der *H-Ebene* Rundcharakteristik (horizontaler Rundstrahler) und in der *E-Ebene* das bekannte *Achterdiagramm* eines Halbwelldipols, das sich allerdings abhängig von der gewählten Arbeitsfrequenz mehr oder

weniger stark verformt. Oberhalb der unteren Grenzfrequenz  $f_u$ , für die die Antenne bemessen wird, bleibt der Welligkeitsfaktor  $s$  auf einem 50- $\Omega$ -Koaxialkabel über eine Frequenzbandbreite von mindestens 1:10 kleiner als 2. Das erklärt die Beliebtheit dieser Antenne im kommerziellen Funk, wo häufiger Frequenzwechsel vorkommt oder große Frequenzbereiche erfaßt werden müssen.

Eingehende Untersuchungen zur Bemessung von Discone-Antennen wurden von *Nail* durchgeführt und in [2] veröffentlicht. Der wichtigste Kennwert ist die untere Grenzfrequenz  $f_u$ . Man kann  $f_u$  als die niedrigste Arbeitsfrequenz definieren, bei der der Welligkeitsfaktor  $s$  (= Stehwellenverhältnis) auf dem 50- $\Omega$ -Koaxialkabel den Wert 3 unterschreitet. Unterhalb  $f_u$  steigt die Welligkeit sehr steil an, oberhalb  $f_u$  sinkt sie allmählich auf Durchschnittswerte von  $s < 1,5$ . Die in Bild 3 dargestellte idealisierte Kurve zeigt den typischen Impedanzverlauf, ausgedrückt als Welligkeit  $s$ , auf einem 50- $\Omega$ -Koaxialkabel in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz, wobei  $f_u$  als Faktor  $K$  mit dem Wert 1,0 eingesetzt ist. Man kann daraus erkennen, daß sich die Discone-Antenne elektrisch wie ein relativ steilflankiger Hochpaß verhält.

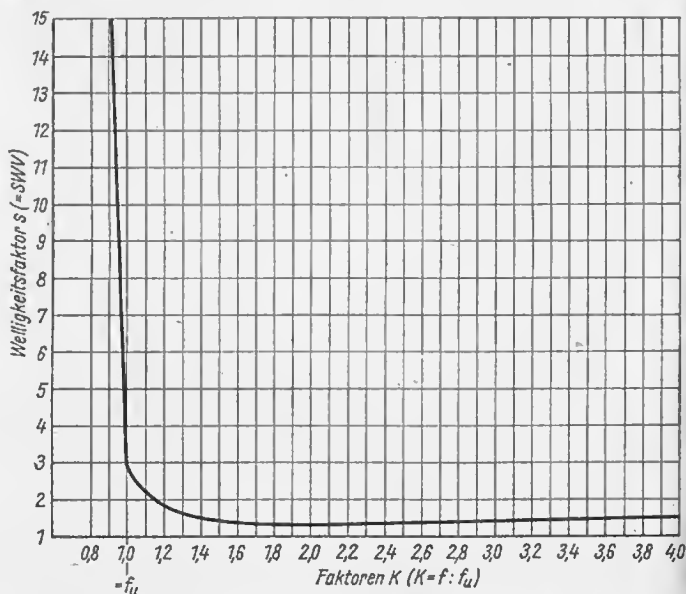


Bild 3 Typischer Impedanzverlauf einer Discone-Antenne bei Speisung über ein 50- $\Omega$ -Koaxialkabel in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz

Die Bemessung für die niedrigste Arbeitsfrequenz  $f_u$  ist von der Kegellänge  $L$ , dem Scheibendurchmesser  $D$  und dem Öffnungswinkel  $\alpha$  abhängig. Experimentelle Untersuchungen von *Nail* haben ergeben, daß  $D$  unabhängig vom Öffnungswinkel  $\alpha$  optimal mit  $0,7 C_{\max}$  bemessen werden kann.

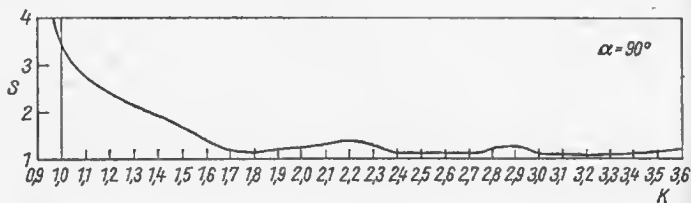
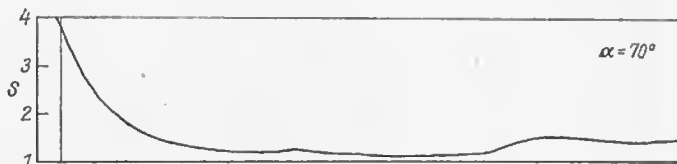
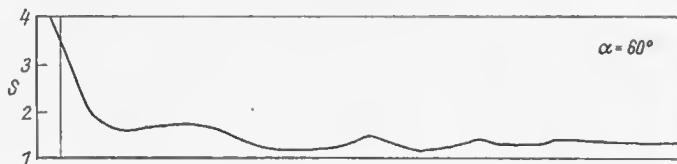
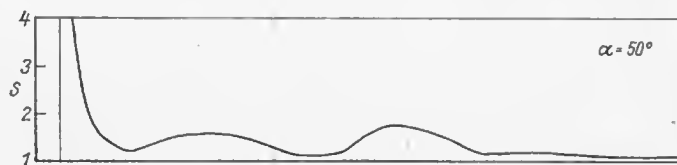
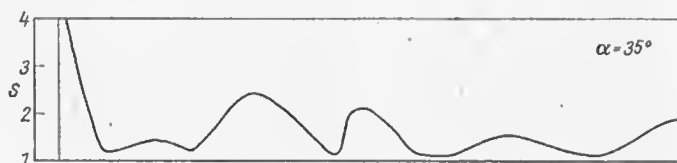
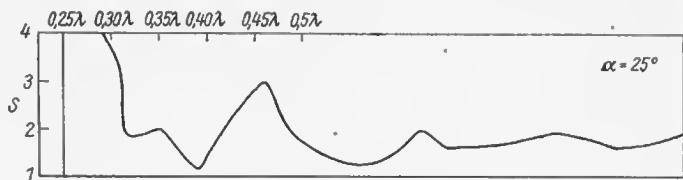
Die Länge  $L$  wird von  $\alpha$  mitbestimmt. *Kandoian* gibt sie mit annähernd  $0,25 \lambda$ , bezogen auf die niedrigste Betriebsfrequenz  $f_u$ , an; *Nail* bestimmt  $L$  mit etwas größer als  $0,25$ , und *Tai* [3] kommt auf eine Länge von mindestens  $0,33 \lambda$ .

Klarheit über die Verhältnisse schaffen die von *Nail* experimentell gewonnenen Frequenz-/Anpassungs-Kurven, die in etwas modifizierter Form in Bild 4 wiedergegeben werden. Auf der waagerechten Achse befinden sich die Faktoren  $K$ , wobei  $L = 0,25 \lambda$  als Bezugsgröße dem Faktor  $K = 1,0$  entspricht. Die zu den einzelnen Faktoren  $K$  gehörenden Längen  $L$  in  $\lambda$  erhält man durch Multiplikation von  $K$  mit  $0,25$ . In keinem Fall ist für  $f_u$  ein brauchbares Stehwellenverhältnis auf einem 50- $\Omega$ -Kabel zu erwarten, wenn  $L$  mit  $0,25 \lambda$  bemessen wird. Bei  $\alpha = 90^\circ$  beträgt die Welligkeit  $s$  in diesem Fall annähernd  $3,5$ ; sie steigt mit kleiner werdendem Öffnungswinkel erheblich an.

Aus den Kurven ist abzulesen, daß  $s$  bei allen aufgeführten Öffnungswinkeln  $\leq 2$  wird, wenn man  $K$  mit  $1,4$  wählt; das entspricht einer Länge  $L$  von  $0,35 \lambda$  ( $0,25 \lambda \cdot 1,4$ ), bezogen auf die größte Betriebswellenlänge.  $K$  stellt gleichzeitig den Vervielfachungsfaktor für  $f_u$  dar, so daß das Frequenz-/Anpassungs-Verhalten deutlich wird. Bild 4 läßt ferner erkennen, daß die Hochpaßcharakteristik der Discone-Antenne nur bei relativ großen Öffnungswinkeln gut ausgeprägt ist. Bei  $\alpha < 50^\circ$  treten zunehmend Höcker in der Anpassungskurve auf, die für viele Anwendungsfälle unerwünscht sind. Sicher wird die Skelettform der Discone-Antenne etwas andere Werte, aber gleiche Tendenz des Anpassungs-/Frequenz-Gangs aufweisen.

Allgemein wird ein Öffnungswinkel  $\alpha$  von  $60^\circ$  bevorzugt. In diesem Fall hat der Kegelquerschnitt die Form eines gleichseitigen Dreiecks, und  $C_{\max}$  ist gleich  $L$ . Die Schwankungsbreite von  $\alpha$  liegt bei industriell hergestellten Discone-Antennen etwa zwischen  $50^\circ$  und  $70^\circ$ .  $C_{\min}$  begrenzt die Frequenzbandbreite nach höheren Frequenzen dergestalt, daß die Bandbreite um so größer wird, je kleiner  $C_{\min}$  gewählt werden kann. Zwischen  $C_{\min}$  und dem Abstand  $S$  besteht die Beziehung  $S = 0,3 C_{\min}$ , sie ist abhängig vom Öffnungswinkel  $\alpha$ .

Das Strahlungsdiagramm in der  $H$ -Ebene ist bei allen Arbeitsfrequenzen kreisrund und unabhängig vom Öffnungswinkel  $\alpha$ . Nach Industrieangaben beträgt die Abweichung von der Kreisform innerhalb des Arbeitsbereichs  $\pm 0,5$  dB. Das  $E$ -Diagramm entspricht bei  $f_u$  weitgehend dem eines vertikalen Halbwelldipols, die Hauptstrahlung erfolgt senkrecht zur Antennenmittenachse. Ein geringer Einfluß des Öffnungswinkels  $\alpha$





ist auch bei  $f_u$  im  $E$ -Diagramm vorhanden. Mit wachsender Betriebsfrequenz findet eine Verformung des ursprünglich reinen Achterdiagramms statt. Das zeigen die von *Nail* ermittelten Diagramme der  $E$ -Ebene bei Öffnungswinkeln  $\alpha$  von  $35^\circ$ ,  $60^\circ$  und  $90^\circ$  (Bild 5). Bis zu Betriebsfrequenzen von etwa  $1,5 f_u$  liegt das Strahlungsmaximum bei allen Öffnungswinkeln noch weitgehend in der Horizontalen. Bei  $2 f_u$  sind die Diagramme bereits so verformt, daß in der Horizontalebene die Feldstärke um etwa 1,5 dB absinkt. Bei  $3 f_u$  beträgt der Verlust für die  $60^\circ$ -Discone-Antenne bereits etwa  $-2$  dB, bezogen auf das Strahlungsmaximum eines resonanten vertikalen Halbwelldipols.

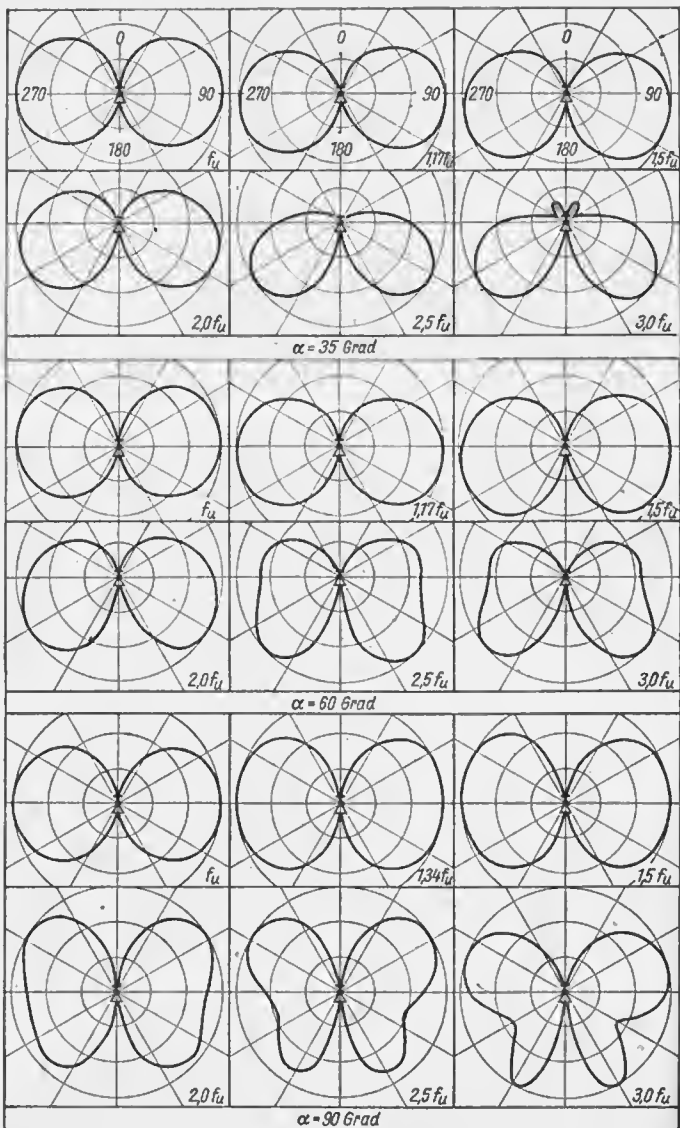
Nach Messungen von *Nail* steigt dieser Verlust auf ein Maximum von  $-3,3$  dB bei  $3,75 f_u$  und fällt bei  $4,85 f_u$  wieder auf  $-2,5$  dB ab. Die Strahlungscharakteristik bei höheren Frequenzen läßt erkennen, daß die höchste Arbeitsfrequenz  $f_0$  weniger durch die Anpassung, sondern viel mehr durch die praktische Brauchbarkeit der  $E$ -Diagramme begrenzt ist. Daher geben industrielle Hersteller meist erheblich geringere Arbeitsbereiche an, als sie rein anpassungsmäßig gerechtfertigt wären.

Nach [3] hat auch der Scheibendurchmesser  $D$  einen großen Einfluß auf das  $E$ -Diagramm bei Frequenzen  $> f_u$ . Demnach soll eine große Scheibe die Strahlung oberhalb der Horizontalen vermindern, während eine zu kleine Scheibe die Breitbandcharakteristik stört und die Strahlung in Richtung Kegel neigt.

Schon aus den  $E$ -Diagrammen läßt sich ablesen, daß bei der Discone-Antenne ein Gewinn, bezogen auf einen Halbwelldipol, nicht auftreten wird. Deshalb geben auch die meisten seriösen Hersteller überhaupt keinen Gewinn an, andere weisen den Gewinn richtig mit 0 dB (bezogen auf einen Halbwelldipol) bzw. mit 2,14 dB (bezogen auf Isotropstrahler) an. Eine französische Firma unterstellt ihrem Fabrikat einen Gewinn von «etwa 4 dB über Isotropstrahler» (= 1,86 dB über Halbwelldipol). Aus dem Rahmen fällt ein japanischer Hersteller, sowohl bezüglich der Gewinnangabe wie auch beim Bezugsstrahler. Für den Typ *GDX-1*, eine Discone-Antenne in Skelettausführung mit einem Arbeitsbereich von 80 MHz bis 480 MHz, wird ein Gewinn von «3,4 dB über  $\lambda/4$ -Grundplane» angegeben. Diese Antenne unterscheidet sich prinzipiell nicht von den üblichen Ausführungen, sie ist bei den Funkamatenren als «japanischer Regenschirm» bekannt und wird in [4] und [5] kurz beschrieben. Sie ist nicht speziell für das 2-m-Amateurband bemessen, da der Arbeitsbereich bereits bei  $f_u = 80$  MHz beginnt.

Für die Arbeit im 2-m-Band und im 70-m-Band wäre es viel günstiger, die untere Grenzfrequenz  $f_u$  auf 144 MHz zu verlegen. Dadurch ver-

Bild 4 Das Anpassungsverhalten von Discone-Antennen mit unterschiedlichen Öffnungswinkeln  $\alpha$  in Abhängigkeit von der Betriebsfrequenz (Anpassung an 50- $\Omega$ -Koaxialkabel)



bessern sich die  $E$ -Diagramme für die bevorzugten Arbeitsfrequenzen, und die Abmessungen verringern sich fast auf die Hälfte. Gestützt auf die Anpassungskurven in Bild 4, könnte eine 2-m-/70-em-Skelett-Disccone-Antenne folgende Abmessungen haben: Öffnungswinkel  $\alpha = 50^\circ$ , Länge  $L = 68$  em,  $C_{\max} = 57$  em und  $D = 40$  em. Unter diesen Bedingungen wäre im 2-m-Band und im 70-em-Band mit einem Welligkeitsfaktor  $s \leq 1,3$  zu rechnen, bezogen auf ein koaxiales 50- $\Omega$ -Speisekabel. Selbst wenn man ein 60- $\Omega$ - oder 75- $\Omega$ -Koaxialkabel einsetzen müßte, würde im ungünstigsten Fall die Welligkeit auf dem Kabel nicht größer als  $s = 2$  werden.

Um einen Überblick darüber zu erhalten, wie die Antennenindustrie heute Disccone-Antennen für kommerzielle Anwendungen baut, sind aus Firmenschriften von 20 unterschiedlichen Typen aller gebräuchlichen Frequenzbereiche die wichtigsten Parameter in Tabelle 1 erfaßt worden.

**Tabelle 1** Vergleichsliste mit den Bemessungsparametern für 20 verschiedene Disccone-Antennen

Typ Nr.	Angegebener Frequenzbereich	$f_o/f_u$	$\alpha$	$D/C_{\max}$	$L/\lambda_{\max}$	Gewinnangabe
1	26 ... 146 MHz	5,8	$60^\circ$	0,63	0,25	ohne
2	30 ... 130 MHz	4,33	$50^\circ$	0,7	0,48	ohne
3	30 ... 88 MHz	2,9	$56^\circ$	?	0,28	ohne
4	35 ... 100 MHz	2,86	$70^\circ$	0,67	0,40	$\pm 1$ dB <sub>d</sub>
5	55 ... 145 MHz	2,6	$58^\circ$	0,67	0,33	1,86 dB <sub>d</sub>
6	60 ... 260 MHz	4,3	$50^\circ$	0,7	0,48	ohne
7	75 ... 325 MHz	4,3	$50^\circ$	0,7	0,45	ohne
8	80 ... 480 MHz	6,0	$66^\circ$	1,0	0,32	3,4 dB <sub>GFP</sub>
9	100 ... 230 MHz	2,3	$55^\circ$	0,6	0,47	$\pm 1$ dB <sub>d</sub>
10	100 ... 240 MHz	2,4	$60^\circ$	0,5	0,32	$\emptyset$ dB <sub>d</sub>
11	100 ... 425 MHz	4,25	$50^\circ$	0,7	0,39	ohne
12	118 ... 354 MHz	3,0	$58^\circ$	0,67	0,33	1,86 dB <sub>d</sub>
13	125 ... 500 MHz	4,0	$50^\circ$	0,7	0,41	ohne
14	150 ... 470 MHz	3,13	$80^\circ$	0,85	0,235	ohne
15	150 ... 650 MHz	4,3	$50^\circ$	0,7	0,39	ohne
16	200 ... 850 MHz	4,25	$50^\circ$	0,7	0,34	ohne
17	300 ... 1300 MHz	4,3	$50^\circ$	0,7	0,394	ohne
18	350 ... 1300 MHz	3,7	$60^\circ$	0,7	0,25	$\emptyset$ dB <sub>d</sub>
19	600 ... 2600 MHz	4,3	$50^\circ$	0,7	0,394	ohne
20	800 ... 3400 MHz	4,25	$50^\circ$	0,7	0,48	ohne

Anmerkungen zu Tabelle 1:  $f_o$  = höchste Arbeitsfrequenz,  $f_u$  = niedrigste Arbeitsfrequenz; dB<sub>d</sub> = Dezibel, bezogen auf Halbwellendipol, dB<sub>GFP</sub> = Dezibel, bezogen auf  $\lambda/4$ -Groundplane. Die Ausführungen 1 bis 15 weisen Skelettbauart nach Bild 1 b auf, Nr. 16 bis 20 bestehen aus Blech, nach Bild 1 a.

Bild 5 Normierte  $E$ -Diagramme für Disccone-Antennen mit Öffnungswinkeln  $\alpha$  von  $35^\circ$ ,  $60^\circ$  und  $90^\circ$  (nach Nail)

Zunächst geht aus Tabelle 1 hervor, daß die von *Nail* angegebenen Bemessungsrichtlinien allgemein befolgt werden. Etwas aus dem Rahmen fällt der Typ 14, dessen Länge  $L$  nur  $0,235 \lambda$  beträgt, der aber dafür einen Scheibendurchmesser  $D$  von  $0,85 C_{\max}$  und mit einem  $\alpha$  von  $80^\circ$  den größten Öffnungswinkel aufweist. Diese beiden »Übergrößen« dürften die Minderlänge von  $L$  ausgleichen, so daß auch hier mit einer guten Anpassung bei  $f_u$  gerechnet werden kann. Beim Vergleich mit den Anpassungskurven in Bild 4 zeigt sich, daß der Welligkeitsfaktor  $s$  bezogen auf  $f_u$  bei Typ 1 und Typ 18  $\leq 3,5$  beträgt. Für alle anderen Ausführungen ist das Stehwellenverhältnis auf einem 50- $\Omega$ -Koaxialkabel  $< 2$ . Als Durchschnittswerte der Bemessungsparameter ergeben sich:

$$\begin{aligned} \text{Öffnungswinkel } \alpha &= 56,15^\circ \\ \text{Scheibengröße } D/C_{\max} &= 0,699, \\ \text{Kegellänge } L/\lambda_{\max} &= 0,37 \lambda_{\max}, \\ \text{Arbeitsbereich } f_o/f_u &= 3,86. \end{aligned}$$

Die relativ geringen Abmessungen einer Disccone-Antenne in Skelettausführung rechtfertigen ihren Einsatz für das 10-m-Amateurband. Durch den geradezu ideal flachen Erhebungswinkel (siehe  $E$ -Diagramm in Bild 5) ist sie ein ausgezeichnetes DX-Rundstrahler. *Orr* beschreibt in [6] sogar Disccone-Antennen, deren untere Grenzfrequenzen im 15-m- oder im 20-m-Amateurband liegen. Zum Aufbau des Kegels wird eine Vielzahl von Metalldrähten (Kupfer oder Stahl, verzinkt) mit 2 mm Durchmesser empfohlen, die gleichzeitig als Abspannungen für den zentralen Tragemast dienen und auf diese Weise seine Standsicherheit gewährleisten. Die Scheibe ist ein spinnwebartiges Gebilde aus Drähten, die von diagonalen Metallspeichen getragen werden. Über einen kleinen Spannturm wird der Durchhang der Scheibe verhindert. Die von *Orr* empfohlenen Bemessungsdaten sind in Tabelle 2 aufgeführt.

**Tabelle 2** Bemessungsdaten für Draht-Disccone-Antennen mit  $f_u \leq 28$  MHz (nach *Orr*)

$f_u$	$\alpha$	$C_{\max} (= L)$	$D$	$S$	Kegelhöhe
14 MHz	$60^\circ$	5500 mm	3660 mm	250 mm	4770 mm
21 MHz	$60^\circ$	3660 mm	2440 mm	150 mm	3170 mm
28 MHz	$60^\circ$	2900 mm	1830 mm	100 mm	2510 mm

(Bemessungssymbole nach Bild 2)

Auch für den Portablebetrieb von Disccone-Antennen gibt es industrielle Beispiele. So liefert die Firma *Hy-Gain* (Tabelle 1, Typ 3) eine steckbare Ausführung mit  $f_u = 30$  MHz, die einschließlich eines etwa 9 m langen

Steckmastes und dessen Abspannungen in einer Tragetasche mit den Abmessungen 130 cm  $\times$  33 cm  $\times$  28 cm untergebracht ist. Nach Firmenangaben kann diese Antenne von 2 Personen in 10 min komplett aufgebaut werden. Eine norwegische Firma fertigt eine zusammenklappbare Ausführung mit  $f_u = 100$  MHz (Tabelle 1, Typ 10), die in einem 110 cm langen Kunststoffrohr von 20 cm Durchmesser transportiert werden kann.

## Zusammenfassung

Im Prinzip entspricht die Discone-Antenne einem vertikalen Dipol. Durch die großflächige Ausführung als «dicker Dipol» wird eine sehr erhebliche Bandbreite erzielt. Im Gegensatz zum vertikalen Halbwelldipol ist das  $E$ -Diagramm unabhängig von der Aufbauhöhe, der Speiseleitungszuführung und den Erdverhältnissen. Das bedeutet, daß ein vertikaler Erhebungswinkel zumindest im Arbeitsbereich zwischen  $f_u$  und  $1,5 f_u$  nicht vorhanden ist, die Hauptstrahlung erfolgt rein rechtwinklig zur Antennenmittelenachse.

Zur Speisung über Koaxialkabel sind weder Symmetrieeinrichtungen (wie beim Halbwelldipol) noch Anpassungsglieder (wie bei der Groundplane) erforderlich. Als Breitbandantenne ist die Discone-Antenne unkritisch in ihren Abmessungen, ein Abgleich der fertiggestellten Antenne entfällt.

Der UKW-Amateur findet in der Discone-Antenne einen hervorragend geeigneten Strahler für den Funkverkehr mit Mobilstationen und über Amateurfunkrelais im 2-m- und 70-cm-Amateurband. Auch der am 10-m-Bund interessierte Funkamateur kann sich mit bestem Erfolg einer Skelett-Discone bedienen, wenn der Aufbau eines Drehrichtstrahlers nicht möglich ist.

## Literatur

- [1] *Kandoian, A. G.*: Three New Antenna Types and Their Applications. Proc. IRE, 34, Waves and Electronics, p. 70 W ... 75 W, February, 1946
- [2] *Nail, J. J.*: Designing Discone Antennas, ELECTRONICS, August 1953, p. 167 bis 168
- [3] *Tai, C. T.*: Miscellaneous Linear Radiators, in: Antenna Engineering Handbook, New York - Toronto - London, 1961, Chapt. 3.8
- [4] ...: Neu aus JA die «Discone Antenne», QRV, Stuttgart, 31 (1977) Heft 5, Seite 253
- [5] *Borig, K.*: Ein japanischer Regenschirm ..., QRV, Stuttgart, 51 (1977) Heft 5, Seite 253 bis 255
- [6] *Orr, W. J.*: The Low-Frequency Discone, in: The Radio Handbook, Sixteenth Edition, Summerland (Cal.), 1962, Seite 488 bis 489

Etwa bis 1960 verwendeten die Funkamateure für den Amateurfunkverkehr vorwiegend getrennte Sende- und Empfangsgeräte. Der Sender wie auch der Empfänger hatten eine in Frequenzen geeichte Abstimmskale, durch das Einpeifen wurden Sender- und Empfangsfrequenz in Übereinstimmung gebracht. Heute hat sich bei den Funkamateuren sowohl auf den KW-Amateurbändern wie auch auf dem UKW-Band der «transceive»-Betrieb durchgesetzt, so daß als Amateurfunkstation das komplette Sende-Empfangs-Gerät, genannt *Transceiver* - von *trans*-mitter (Sender) + *re-ceiver*' (Empfänger) -, vorherrscht.

Ein Transceiver arbeitet mit einem einzigen VFO (frequenzvariabler Oszillator), so daß nur eine in Frequenzen geeichte Abstimmskale erforderlich ist. Dazu stimmen Sende- und Empfangsfrequenz stets überein, damit kann man eine gehörte Station sofort durch Umschaltung des Transceivers auf Sendebetrieb anrufen. Günstig ist es, wenn man bei Empfangsbetrieb des Transceivers die Empfangsfrequenz geringfügig gegenüber der Sendefrequenz verstimmen kann (RIT-Empfängerverstimmung, maximal  $\pm 5$  kHz). Damit kann man Gegenstationen besser aufnehmen, wenn sie sich nicht genau auf die eigene Sendefrequenz abgestimmt haben. Je nach der Konzeption des Transceivers werden auch weitere Stufen bzw. Baugruppen sowohl für den Sende- als auch für den Empfangsbetrieb gemeinsam genutzt. Das gilt im besonderen Maße für die hochwertigen HF-Filter (Quarzfilter, mechanische Filter).

Die Eigenkonstruktion eines 5-Band-Transceivers für die KW-Amateurbänder erfordert neben umfangreichem Wissen und Können einen erheblichen Aufwand an Meßmitteln und Material. Es hat daher nicht an Versuchen gefehlt, für den Anfänger und für den QRP-Betrieb (Betrieb mit kleiner Senderleistung, 0,5 bis 5 W) sogenannte Minitransceiver zu konstruieren, deren konstruktiver, meßtechnischer und materieller Aufwand wesentlich geringer ist. Natürlich sind die erreichbaren Ergebnisse im Amateurfunkbetrieb eingeschränkt, aber ein Minitransceiver ist ja nicht für die Teilnahme an einem weltweiten Contest gedacht. Die Ära des Minitransceivers begann etwa 1970, weltweit bekannt wurde der Mini-

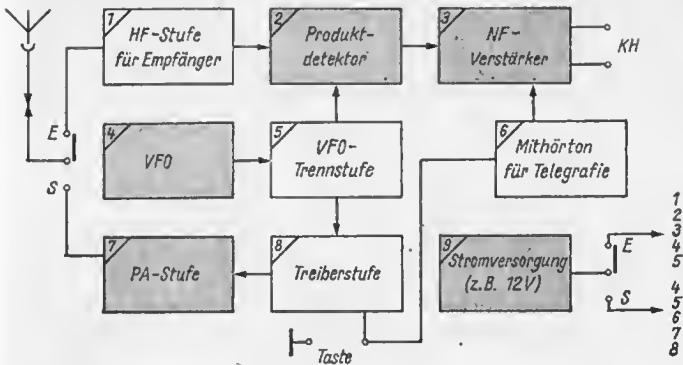


Bild 1 Übersichtsschaltplan für die Baustufen eines Minitransceivers

transceiver, als der schwedische Funkamateurl Karl Kottenhoff, SM4BSN, in der schwedischen Klubzeitung *QTC* (Nr. 6/7 - 1972) seinen Minitransceiver *Optimist* vorstellte.

Doeh bevor auf Schaltungen näher eingegangen werden soll, einige Bemerkungen zu den für einen Minitransceiver erforderlichen Baustufen. Bild 1 zeigt dazu einen Übersichtsschaltplan. Die Sendart, die beim Minitransceiver verwendet wird, ist die Telegrafie (CW, A1, Tastfunk). Das Empfangsprinzip ist das Direktmischverfahren, so daß bei Empfang und bei Senden der gleiche VFO unverändert verwendet werden kann. Als Demodulator wird der aus der SSB-Technik bekannte Produktdetektor eingesetzt. Außerdem werden neben der Stromversorgung die PA-Stufe für den Sendebetrieb und ein entsprechend hochverstärkender, möglichst selektiv ausgelegter NF-Verstärker für Kopfhörerbetrieb im Empfangsteil benötigt.

Damit umfaßt der Minimalaufwand für einen Minitransceiver die in Bild 1 mit dem Rasterdruck versehenen Baugruppen (2), (3), (4), (7) und (9). Um die HF-Empfindlichkeit des Empfangsteils zu verbessern, kann man vor dem Produktdetektor eine HF-Verstärkerstufe vorsehen, die wegen der Kreuzmodulation mit einem Feldeffekttransistor bestückt werden sollte - Baugruppe (1). Damit die Frequenzstabilität des VFO verbessert wird, ist eine Trennstufe zur Auskopplung der Oszillatorfrequenz günstig - Baugruppe (5). Für die Verbesserung des Sendeteils sollte eine Treiberstufe vorgesehen werden, in der dann auch die Tastung vorgenommen wird - Baugruppe (8). Weil der VFO bei Sendebetrieb an den Senderteil geschaltet ist, können die Telegrafiesignale über den Emp-

fänger nicht mitgehört werden. Daher kann in der Baugruppe (6) der Mithörton, gesteuert von der Taste, erzeugt und über den NF-Verstärker abgehört werden.

### Minitransceiver Optimist

Der von *SM 4 BSN* vorgestellte Minitransceiver arbeitet mit einem minimalen Aufwand. Die mit dem Transistor T1 bestückte Quarzoszillatorstufe ist zugleich Senderstufe (Emitter an Masse, etwa 1 W HF-Leistung) als auch Empfängeroszillator (mit Emitterwiderstand 500  $\Omega$ ). Auf den einfachen Produktdetektor mit 2 Germanium-HF-Dioden folgt ein RC-Tiefpaßfilter, danach die integrierte Schaltung TAA 141 als NF-Verstärker. Diese entspricht dem TESLA-Typ MAA 115 und stellt einen direktgekoppelten, 3stufigen Verstärker für NF-Anwendungen dar.

Die beiden Schwingkreise sind auf die Quarzfrequenz abgestimmt (3,5 bis 3,6 MHz, CW-Band 80 m). Der Transistor T1 kann ersetzt werden durch den Typ SF 150 bzw. BFY 34, KT 602 usw. Für die Umsechtung wird ein Umschalter mit  $4 \times 2$  Kontakten benötigt. Die Betriebsspannung kann im Bereich von 9 V bis 15 V liegen. Der hochohmige Kopfhörer ist über einen Treiberübertrager aus einem alten Transistorempfänger angeschlossen.

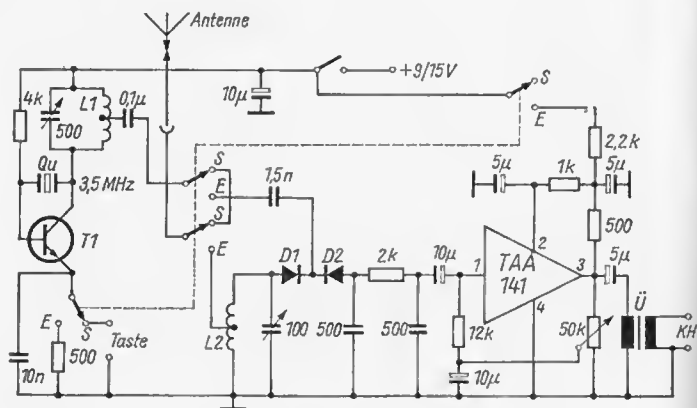


Bild 2 Stromlaufplan des Minitransceivers Optimist [1]



## TenTec-Module

Die US-Firma *TenTec* brachte Ende 1969 den einfachen KW-Transceiver *PM 1* heraus, der quartzgesteuerten CW-Betrieb auf den Bändern 80 m, 40 m und 15 m ermöglichte. Der Empfangsteil war für 80/40 m ausgelegt, für 15 m sah man einen entsprechenden Konverter vor. Interessant war dieser Transceiver dadurch, weil alle erforderlichen Stufen konsequent als kleine Baugruppen (Module) in der Größe  $2'' \times 4''$  ( $50,8 \text{ mm} \times 101,6 \text{ mm}$ ) konstruiert waren. Da diese Baugruppen einzeln erhältlich waren, konnten einfache CW-Transceiver für Einband- oder Mehrbandbetrieb leicht aufgebaut werden. Bild 3 zeigt die erforderlichen Baugruppen für den 80/40-m-Betrieb.

- MX-1 – Produktdetektor mit Dual-Gate-MOSFET,
- AA-1 – NF-Kopfhörerverstärker mit IS,
- VO-1 – VFO mit Trennstufe,
- TX-1 – Treiber- und PA-Stufe.

Diese Baugruppen lassen sich auch mit anderen aktiven Bauelementen (Transistoren, IS) aufbauen, wobei die Schwingkreise entsprechend der Bandfrequenz zu dimensionieren sind. Nachfolgend sollen deshalb die Stromlaufpläne der *TenTec*-Module vorgestellt werden.

MX-1 – Bild 4 zeigt den Empfängereingangsteil mit Direktmischung. Der Schwingkreis ist im Bereich 3,5 bis 7,1 MHz (80/40-m-Band) abstimbar. Die 2 Siliziumdioden D1/D2 verhindern eine Beschädigung des MOSFET bei Sendebetrieb. Der Dual-Gate-MOSFET, für den auch der sowjetische Typ *KP 350* geeignet ist, arbeitet als Produktdetektor. Am Gate 1 liegt das vom Schwingkreis kommende Eingangssignal. Das VFO-Signal gleicher Frequenz kommt an Gate 2. An der Drain-Elektrode wird das NF-Signal entnommen und über ein Tiefpaßfilter mit einer Grenzfrequenz von 2 kHz geführt.

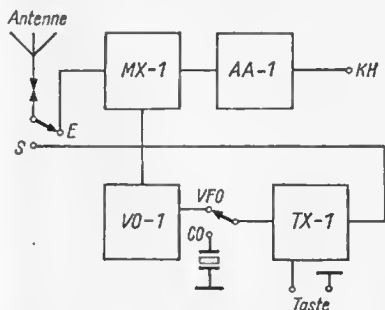


Bild 3  
Übersichtsschaltplan des  
Mini-Transceivers von *TenTec* [2]

AA-1 - Bild 5 stellt den NF-Kopfhörerverstärker dar. Die IS CA 3035 ist ein mehrstufiger Breitbandverstärker, so daß eine Verstärkung des Signals um etwa 70 dB erfolgt. Beim Tastbetrieb ist es nicht günstig, die Betriebsspannung des AA-1 zu unterbrechen, da durch die Elektrolytkondensatoren nicht sofort die Verstärkung unterbrochen wird. Es hat deshalb Vorteile, bei Sendebetrieb den Anschluß 2 mit Masse zu ver-

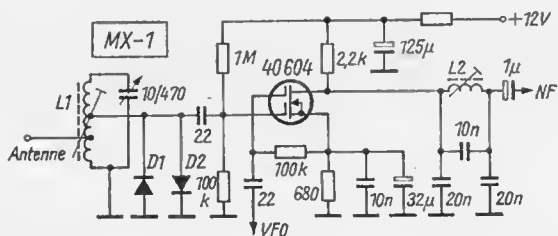


Bild 4 Stromlaufplan der Empfänger-Baugruppe [2]

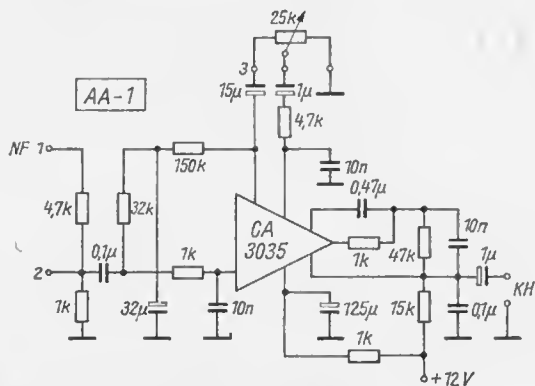


Bild 5 Stromlaufplan der NF-Baugruppe [2]

binden. Ein Nachbau des AA-1 ist mit Transistorbestückung wie auch mit IS möglich (A 109, A 211).

VO-1 - Das Herzstück des Minitransceivers stellt der VFO (Bild 6) dar, der umschaltbar das 80-m-Band (3,5 bis 3,6 MHz) und das 40-m-Band (7,0 bis 7,1 MHz) erfaßt. T1 ist der Oszillator, T2 die Trennstufe zur Verringerung der Rückwirkungen. Für den Nachbau eignen sich Silizium-HF-Transistoren wie SF 131, SF 136 u. a.

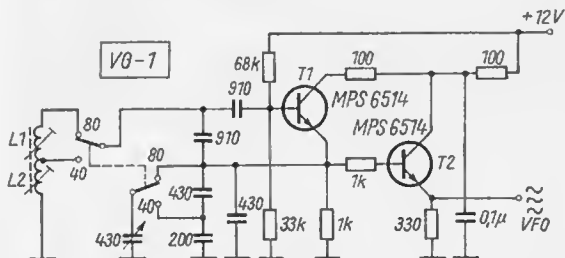


Bild 6 Stromlaufplan der VFO-Baugruppe [2]

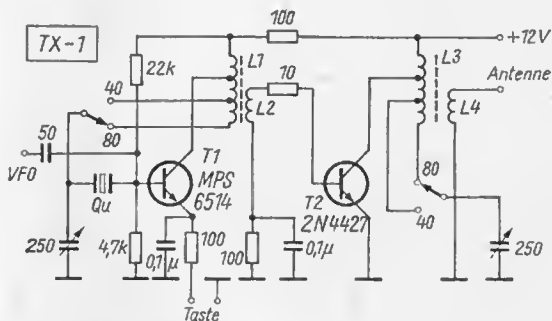


Bild 7 Stromlaufplan der Sender-Baugruppe [2]

TX-1 – Bild 7 zeigt den Senderteil. T1 kann als Quarzoszillator arbeiten, aber auch vom VFO angesteuert werden (Quarz herausgezogen!). Die PA-Stufe ist mit T2 bestückt, die Ausgangsleistung ist maximal 1,75 W (80 m). Beide Kollektorkreise sind umschaltbar, mit Drehkondensatoren werden sie abgestimmt. Die CW-Tastung erfolgt am Emitter von T1. Für den Nachbau eignen sich Silizium-HF-Transistoren *SF 131*, *SF 136* (T1) und *KF 507*, *BSY 3A*, *KT 604* u. a.

### Minitransceiver für 80 m

Der Minitransceiver von *W 9SCH* ist für Telegrafiebetrieb im 80-m-Band ausgelegt. An einem 80-m-Dipol in etwa 6 m Höhe werden sicher 500 km überbrückt (Input 1,4 bis 2,0 W, Output 0,9 bis 1,3 W). Die Eingangsempfindlichkeit des Empfängers liegt bei  $1 \mu\text{V}$ . Die Stromversorgung benötigt bei 12 V für Empfangsbetrieb etwa 30 mA, für Sendebetrieb etwa 200 mA. Bild 8 zeigt den Empfängereingangsteil (mit Diodenprodukt-detektor) und den 3stufigen NF-Kopfhörer-Verstärker (T5/T7 etwa *SC 239*). Günstiger wäre es, wenn zwischen Produkt-detektor und NF-Kopfhörerverstärker ein NF-Tiefpaßfilter angeordnet wird. Der VFO (Bild 9a) ist im Oszillator und in der Trennstufe mit Feldeffekttransistoren bestückt. Für den Nachbau eignet sich der sowjetische Typ *KP 302/303*. Die VFO-Spule *L1* ist eine Keramikspule mit festgeklebten Windungen, Induktivität etwa  $6 \mu\text{H}$ . Bild 10 zeigt Treiber- und PA-Stufe. Die CW-Tastung erfolgt in der Treiberstufe. Die Sende-Empfangs-Umschaltung ist in Bild 9b dargestellt. Als Treibertransistor eignet sich der Typ *SF 131/136*, für die PA-Stufe der Typ *BSY 3A*, *KF 507*, *KT 604* u. a. In Tabelle 1 werden Anhaltswerte für die Spulen gegeben.

Tabelle 1 Spulendaten zu Bild 8 bis Bild 10

Spule	Wdg.	Draht- durchmesser	Anzapfung
<i>L1</i>	siehe Text	—	—
<i>L2</i>	25	0,5-mm-CuL	8. vom kalten Ende
<i>L3</i>	25	0,5-mm-CuL	5. vom kalten Ende
<i>L4</i>	6	0,5-mm-CuL	—
<i>L5</i>	5 ... 8	0,5-mm-CuL	—
<i>L6</i>	51	0,3-mm-CuL	( <i>L</i> etwa $40 \mu\text{H}$ )
<i>L7</i>	$15 \mu\text{H}$	0,5-mm-CuL	—

Spulendurchmesser 30 mm; Dr = 5 Wdg., 0,2-mm-CuL. 6 mm Durchmesser

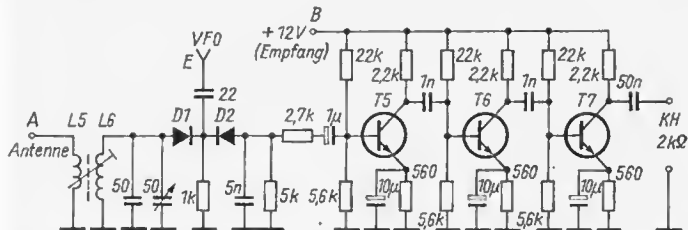


Bild 8 Empfangs- und NF-Teil des Minitransceivers von W 9 SCH [3]

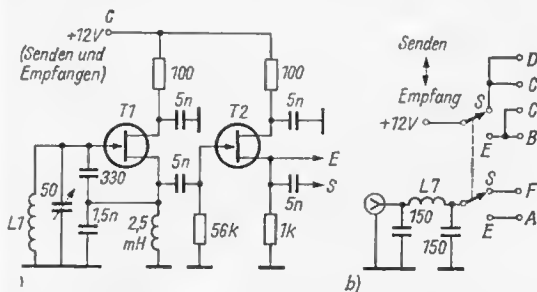


Bild 9 VFO-Schaltung des Minitransceivers von W 9 SCH (a) und Sende-Empfangs-Umschaltung (b) [3]

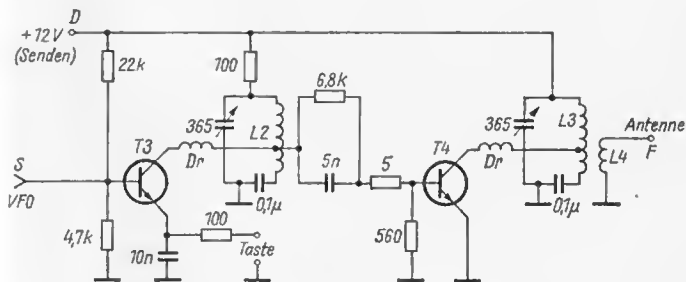


Bild 10 Treiber- und P.A.-Stufe des Minitransceivers von W 9 SCH [3]

## Minitransceiver Tramp

Für den CW-Betrieb im 80-m-Band ist der von OM P. Novák, OK 1 WPN, vorgestellte Minitransceiver *Tramp* ausgelegt (Bild 11). Mit einem MOSFET bestückt ist die HF-Vorstufe (T1) des Empfangsteils. 3 HF-Kreise auf Bandmitte bewirken eine ausreichende Vorselektion. Als Produktdetektor wird der aus der SSB-Technik bekannte Diodenmischer (D1 ... D4) verwendet. T2/T4 bilden einen selektiven NF-Kopfhörerverstärker für die Frequenz von etwa 800 Hz. Der Multivibrator (T5/T6) erzeugt den Mithörton bei der CW-Tastung.

**Tabelle 2** Spulenwerte zu Bild 11

Spule	Wdg.	Drahtdurchmesser	Anzapfung
L1	10	0,1-mm-CuL	—
L2	50	0,1-mm-CuL	—
L3	10	0,1-mm-CuL	—
L4	50	0,1-mm-CuL	—
L5	50	0,1-mm-CuL	—
L6	525	0,1-mm-CuL	—
L7	52	0,3-mm-CuL	—
L8	40	0,5-mm-CuL	—
L9	11	0,8-mm-CuL	3. und 5.
L10	12	2,0-mm-CuL	6. und 9.
Tr1, 2	3 × 15	0,2-mm-CuL	trifilar
Dr1, 2	150	0,1-mm-CuL	—
Dr3	1 mH	—	—

Der VFO (T7) wird elektronisch über eine Kapazitätsdiode (D7) abgestimmt, wobei bei Empfangsbetrieb eine zusätzliche Verstärkung mit P2 möglich ist. T8 und T9 sind die Trennstufen, wobei im Emitter von T9 die CW-Tastung erfolgt. Das VFO-Signal für den Empfangsteil wird am Kollektor von T8 ausgekoppelt. Die Treiberstufe (T10/T11) arbeitet mit 2 parallelgeschalteten Transistoren. In der PA-Stufe wird der 10-W-Transistor *KU 601* eingesetzt.

Für die Spulenkörper wurden z. B. Bandfilter aus Transistorsupern verwendet. L6 befindet sich auf einem Ferritschalenkern, L7/L8 haben etwa 6 bis 8 mm Durchmesser. Auf Spulenkörpern mit 30 bis 40 mm Durchmesser befinden sich L9 und C10. Die Symmetrieübertrager werden trifilar auf Ferritkerne (z. B. Doppellochkern) gewickelt.

Einen einfacheren Vorläufer dieses CW-Minitransceivers für 80 m findet der Leser in *Amaterske Radio*, Heft 9/1972, Seite 353 bis 354. Die ungarische Amateurzeitschrift *Radiotechnika* (Heft 4/1975, Seite 155 bis 157, und Heft 5/1975, Seite 203 bis 204) enthält den einfachen CW-Mini-

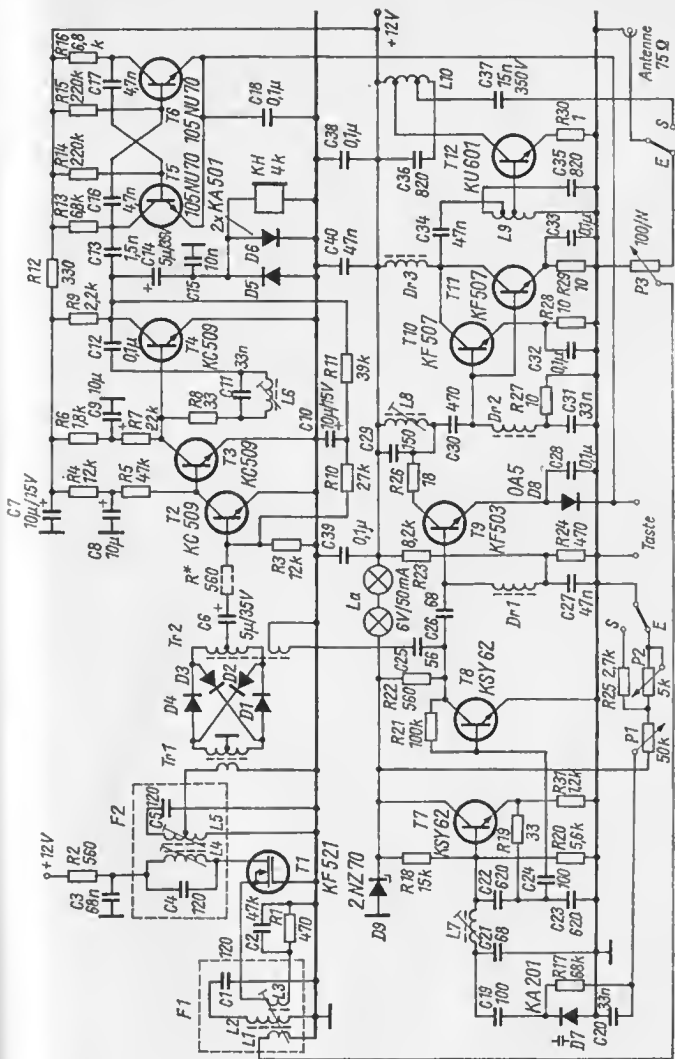


Bild 11 Stromlaufplan des Minitransceivers Tramp (4)

transceiver *Mini* für das 80-m-Band. Das Gerät ist bestückt mit 1 FET, 1 IS und 8 Transistoren. Mit  $2 \times$  *BFY 34* in der PA-Stufe werden etwa 2,5 W an die Antenne abgegeben.

### Literatur

- [1] *Hawker, P.*: Aktuelle Technik, Radio Communication, Heft 8/1972, Seite 524/525
- [2] *Schultz, J. J.*: Anwendung der TenTec-Module, Zeitschrift «73», Heft 2/1972, Seite 77 bis 84
- [3] *Weiss, A.*: Der Transceiver von W 9 SCH, Zeitschrift «CQ», Heft 3/1977, Seite 28/29 und 73
- [4] *Novák, P.*: CW-Transceiver mit Transistoren, Amaterske Radio, Heft 6/1975, Seite 232 bis 234 und Heft 7/1975, Seite 271 bis 274

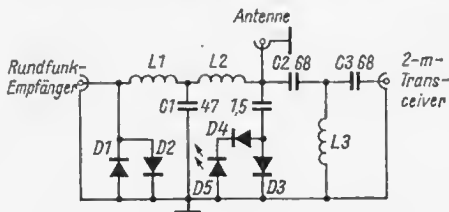
## ELEKTRONIK-SPLITTER

### Antennenweiche für Mobilantenne

An einem Kraftfahrzeug kann man keinen «Antennenwald» anbringen, das würde der Verkehrssicherheit widersprechen. Baut man z. B. im Fahrzeug einen 2-m-Transceiver mit der entsprechenden Mobilantenne ein, so sollte die Mobilantenne auch für den Autosuper als Antenne verwendet werden. Um das lästige Umstecken des Antennenkabels zu umgehen, empfiehlt sich der Einsatz einer geeigneten Antennenweiche (Diplexer). Die Schaltung nach *SM 4 EMO* ist für die angegebene Situation geeignet.  $L1$ ,  $L2$  und  $C1$  als Tiefpaß verhindern, daß das 2-m-Signal an den Autosuperzugang gelangt. Über den Kondensator 1,5 pF leuchtet bei Sendebetrieb die Leuchtdiode  $D5$  auf. Die Dioden  $D1/D2$  begrenzen das Eingangssignal für den Autosuper bei Sendebetrieb. Vor dem Eingang des 2-m-Transceivers liegt ein Hochpaßfilter, das nur Frequenzen oberhalb des KW-Bereiches passieren läßt. Die Spulenkörper haben einen Durchmesser 6,5 mm;  $L1 = L2 = 4$  Wdg., 1,2-mm-CuL;  $L3 = 20$  Wdg., 0,5-mm-CuL.

### Literatur

K. R.: Aus ausländischen Zeitschriften, Radioamatersky Zpravodaj, Heft 2/1978, Seite 15, 18 bis 21



$D1/D2$ : SAY 12  $D3/D4$ : GA 104  $D5$ : VQA 12



### Antennascope für 2-m-Antenne

Zum Ermitteln des Fußpunktwidestands einer Antenne verwendet man eine Brückenschaltung nach *Wheatstone*, wobei der Brücke eine Hochfrequenzspannung zugeführt wird. Bekannt ist das Antennascope, wobei als HF-Generator meist ein Grid-Dip-Meter benutzt wird. Bild 1 zeigt eine für das 2-m-Band geeignete Schaltung, mit der Fußpunktwidestände von 2-m-Antennen im Bereich von etwa  $20 \Omega$  bis  $150 \Omega$  gemessen werden können. Als HF-Generatorsignal verwendet man ein Rauschsignal, das von der Diode D1 herrührt und das 2stufig (T1/T2) verstärkt wird. Über einen Symmetrieübertrager mit den Wicklungen I bis III gelangt das Rauschsignal an die Brückenschaltung (Antennascope).

An der Buchse Bu1 wird der 2-m-Empfänger angeschlossen, den man als Nullindikator verwendet. Die 2-m-Antenne wird an Buchse Bu2 angeschlossen. Das Potentiometer  $150 \Omega$  eicht man in Widerstandswerten. Für den Symmetrieübertrager eignet sich ein Doppelloehkern. Mit 0,3-mm-CuL-Draht werden  $3 \times 9$  Wdg. aufgebracht, und zwar die Wicklungen I und III bifilar durch ein Loch, die Wicklung II durch das andere Loch; alle im gleichen Wickelsinn. Mit dem Trimmerkonden-

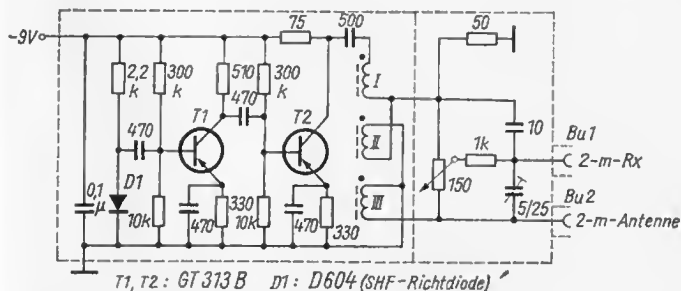


Bild 1 Antennascope für das 2-m-Band mit Rauschspannung als Brückensignal [1]

sator 5/25 pF kompensiert man induktive Anteile im Brückenaufbau, indem man ihn auf Rauschminimum abgleicht.

In der Originalarbeit wird als Rauschquelle eine Siliziumrichtdiode für den Dezimeterwellenbereich verwendet. Geeignet dafür sind auch Silizium-Z-Dioden, die mit geringem Strom betrieben werden (Z-Spannungsbereich 5 bis 7 V). Setzt man für T1/T2 Siliziumtransistoren ein, so müssen D1 und die Batterie umgepolt werden.

## Einfacher Quarzprüfer

Das Schaltungsprinzip des in Bild 2 gezeigten Quarzprüfers ist schon vielfach publiziert worden. Die Schaltung selbst besteht aus einer Quarzoszillatorstufe T1, der HF-Gleichrichterschaltung D1/D2 sowie der Anzeigestufe T2. In der Anzeigestufe kann man als Indikator ein Meßwerk einsetzen oder eine kleine Skalenlampe. Eleganter ist natürlich die in der Schaltung nach Bild 2 als Indikator eingesetzte Leuchtdiode, für die sich der Typ VQA 12 oder VQA 13 eignet. Schwingt der Quarz, so wird durch die gleichgerichtete HF-Spannung der Transistor T2 durchgesteuert, und die Leuchtdiode leuchtet auf.

## 2-m-Antennenverstärker

Zur Verbesserung der Empfangsanlage einer 2-m-Amateurfunkstation eignet sich ein Antennenverstärker, der direkt an der Antenne am Mast angeordnet wird. Bild 3a zeigt den Stromlaufplan des Antennenverstärkers, dessen beide Verstärkerstufen mit Dual-Gate-MOSFET bestückt sind, die mit einem Drainstrom von etwa 5 mA betrieben werden. Die Verstärkung wird mit etwa 36 dB angegeben ( $F < 3$  dB).

Die Betriebsspannung 12 V wird über das Antennenkabel dem Verstärker zugeführt. Dazu ist an der Station ein Verteiler (Bild 3b) erforder-

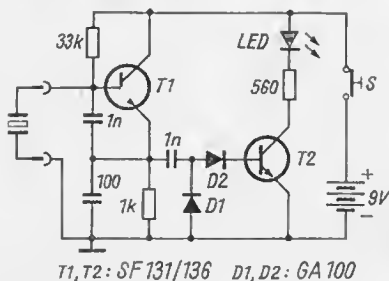


Bild 2  
Einfacher Quarzprüfer mit  
Leuchtdiode als Indikator [2]



Eingangs- und Ausgangsimpedanz sind mit  $50 \Omega$  festgelegt. Zur Anpassung an den niedrigen Transistoreingangswiderstand ist der Impedanzübertrager  $\dot{U}$  mit dem Übersetzungsverhältnis 16:1 vorgesehen. Verwendet werden kann als Übertragerkern ein Doppellochkern, primär sind 32 Wdg., sekundär 8 Wdg., 0,5-mm-CuL, vorzusehen. In der Tabelle 1 findet man die Angaben für den PA-Ausgangskreis.

Tabelle 1 Werte für den PA-Ausgangskreis (Bild 4)

Band	L1	L2	C1
3,5 MHz	1,10 $\mu$ H	2,25 $\mu$ H	3 300 pF
7,0 MHz	0,60 $\mu$ H	1,10 $\mu$ H	820 pF
14,0 MHz	0,30 $\mu$ H	0,55 $\mu$ H	220 pF
21,0 MHz	0,19 $\mu$ H	0,39 $\mu$ H	—

CuL-Draht, 0,7 bis 0,8 mm Durchmesser

### HF-Breitbandverstärker mit V-MOS-Transistor

In [5] sind das Prinzip und der Aufbau des V-MOS-Transistors («Vertikaler MOS-Transistor») beschrieben, der sich auf Grund seiner guten Schalteigenschaften und der möglichen großen Verlustleistung auch in Senderstufen einsetzen läßt. Bild 5 zeigt die Applikationsschaltung vom Siliconix für einen Breitbandverstärker mit dem V-MOS-Transistor VMP 4, entworfen für den VHF-Bereich 40 bis 265 MHz. Bei einer Eingangsleistung von etwa 0,2 W ist die Ausgangsleistung 4 W. Der Breitbandverstärker ist unempfindlich gegenüber Fehlabschluß und zeigt zwischen Leerlauf und Kurzschluß am Ausgang ein stabiles Verhalten. Der Breitbandverstärker  $\dot{U}$  (1:4) besteht aus einem Ringkern mit 4 Wdg. Doppelleitung 0,6-mm-CuL. Die Drossel 0,15  $\mu$ H muß kapazitätsarm aufgebaut sein, für die Drosseln in der Drainzuleitung muß der große Strom beachtet werden.

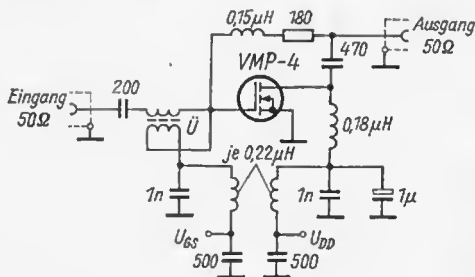


Bild 5  
Stromlaufplan für einen  
HF-Breitbandverstärker  
mit dem V-MOS-Transistor  
VMP 4 von  
Siliconix [6]

Der V-MOS-Transistor *VMP 4* von *Siliconix* ist ein Anreichererstyp in P-Kanal-Technik, dessen Leistungsverstärkung bei 200 MHz mindestens 10 dB beträgt. Weitere Daten:

$$\begin{aligned} \text{Rauschzahl} &= 2,4 \text{ dB bei } 146 \text{ MHz,} \\ U_{\text{DS}} &= 60 \text{ V, } I_{\text{Dmax}} = 1,6 \text{ A, } P_{\text{DSmax}} = 35 \text{ W.} \end{aligned}$$

### Antennenfilter für KW-Sender

Zur Unterdrückung unerwünschter harmonischer Frequenzen schaltet man zwischen Senderausgang und Antenne ein Filter mit Tiefpaßeigenschaften. Dieses Filter läßt alle Frequenzen bis etwa 35 MHz passieren, während alle Frequenzen darüber unterdrückt werden. Für die Spulen wird 2 mm starker CuAg-Draht verwendet, der Spulendurchmesser ist 12,5 mm, für die Wickellänge gilt 3 Wdg. je cm.

$$\begin{aligned} L1 &= L5 = 6 \text{ Wdg.,} & C1 &= C4 = 40 \text{ pF,} \\ L2 &= L4 = 11 \text{ Wdg.,} & C2 &= C3 = 120 \text{ pF.} \\ L3 &= 13 \text{ Wdg.,} \end{aligned}$$

Für den Abgleich gilt etwa, daß  $L1/C1$ ,  $L2/C2$ ,  $L4/C3$  und  $L5/C4$  die Resonanzfrequenz 31,6 MHz haben müssen und  $L3/C2/C3$  die Resonanzfrequenz 25,2 MHz erreichen soll.

Der Autor hat eine Filtervariante angeführt, bei der die Kondensatoren als Flächenkapazität mit doppeltkaschierter Leiterplatte ausgeführt sind. Für das 1,5 mm starke Leiterplattenmaterial hat er ermittelt: 100 pF für 30 cm<sup>2</sup>. Also sind die Kondensatorflächen 60 mm × 60 mm (120 pF) und 60 mm × 20 mm (40 pF).

### Antennenfilter für KW-Transceiver

Vor allem bei Transistor-PA-Stufen sind Antennenfilter angebracht, um Rundfunk- und Fernsehstörungen mit dem Amateursender zu vermeiden.

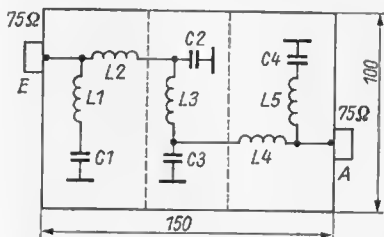


Bild 6  
Antennenfilter für KW-Sender [7]

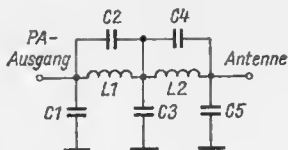


Bild 7  
Antennenfilter für Transistor-  
PA-Stufen [8]

Bild 7 zeigt einen Filtertyp, der als Tiefpaß wirkt, er wird zwischen Senderausgang und Antenne geschaltet. Die Werte der Bauelemente für die einzelnen KW-Amateurbänder gibt Tabelle 2 an. Zweckmäßigerweise baut man die 5 Filter in ein kleines Gehäuse und schaltet sie mit einem Schalter mit  $5 \times 2$  Kontakten um.

Tabelle 2 Werte für die Filterschaltung (Bild 7)

	80 m	40 m	20 m	15 m	10 m
L1	1,90	1,08	0,57	0,41	0,33
L2	1,46	0,76	0,41	0,27	0,19
C1	560	270	150	100	68
C2	100	51	24	15	10
C3	910	500	250	160	120
C4	300	160	75	51	39
C5	390	200	100	68	51

L in  $\mu\text{H}$ , C in pF

Entsprechend der Dimensionierung für ein Amateurband werden Frequenzen bis zur oberen Frequenzbandgrenze durchgelassen und darüberliegende Frequenzen stark gedämpft.

### Mischoszillator für 80-m-Band

Je höher zu erzeugende Oszillatorfrequenzen sind, um so schwieriger ist es, eine bestimmte Frequenzkonstanz einzuhalten. Einen möglichen Ausweg hat man mit der Methode gefunden, ein erforderliches Oszillator-signal aus zwei Frequenzen zusammenzumischen. Dazu mischt man ein stabiles Quarzoszillatorsignal mit einem niederfrequenten Oszillator-signal, dessen Frequenzkonstanz auf Grund der niedrigeren Frequenz günstiger ist, als würde es für die Ausgangsfrequenz erzeugt. Bild 8 zeigt einen solchen Mischoszillator für das 80-m-Band. Die Quarzfrequenz 4635 kHz wird mit T1 erzeugt. Die VFO-Frequenz (835 bis 1135 kHz) wird in Clapp-Schaltung mit T5 gewonnen, die Transistorstufe T6 wirkt

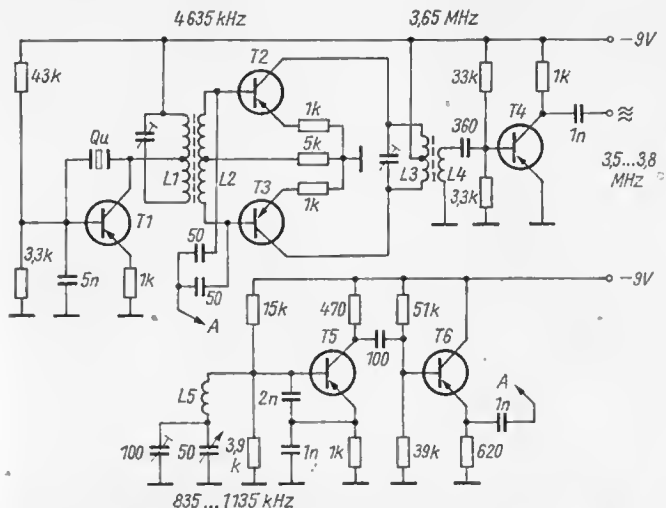


Bild 8 Stromlaufplan für einen Mischoszillator (VFX) für das 80-m-Band

als Pufferstufe zur Entkopplung. Die Mischung erfolgt mit den Transistoren T2 und T3, den Ausgangskreis stimmt man auf die Bandmitte des Ausgangsfrequenzbereichs (3650 kHz) ab. Entsprechend der Frequenzumsetzung  $f_q \pm f_o$  ist

$$4635 - 835 \text{ kHz} = 3800 \text{ kHz,}$$

$$4635 - 1135 \text{ kHz} = 3500 \text{ kHz.}$$

Die Dimensionierung von L1 und L3 ist abhängig von der Parallelkapazität, L2 besteht aus  $2 \times 6$  Wdg., L4 aus 24 Wdg.; L5 ist eine Luftspule, 10 mm Durchmesser, 160 Wdg., 0,5-mm-CuL-Draht. Als Transistoren eignen sich alle Germanium-HF-Transistoren, z. B. GT 313.

### Literatur

- [1] Gluschinsky, W.: Antennascope für das Frequenzband 144 MHz, RADIO, Heft 6/1978, Seite 19
- [2] Michálek, F.: Interessantes über praktische Schaltungen, Amaterske Radio, Heft B3/1978, Seite 92 (Reprint ELO, Heft 12/1977)
- [3] Rieger, I.: VHF-Tips, Radiotechnika, Heft 2/1978, Seite 64/65
- [4] Basso, A.: Amaterschaltungen, Radiotechnika, Heft 8/1978, Seite 361
- [5] Bergmann, H.: V-MOS-Bauelement – ein neuer Typ von Leistungstransistor, FUNKAMATEUR, Heft 4/1978, Seite 168/169
- [6] Birehel, R.: V-MOS-Transistoren in der HF-Technik, Funktechnik 33 (1978) Heft 17, Seite 285/286

- [7] Neckar, J.: Antennenfilter, Amaterske Radio, Heft A12/1977, Seite 473/474  
 [8] Basso, A.: Amateurschaltungen, Radiotechnika, Heft 8/1978, Seite 362/363  
 [9] Tudoran, C.: VFX für 3,5 MHz, Tebnum, Heft 5/1978, Seite 7

## ELEKTRONIK-SPLITTER

### Zeitschalter mit IS und Transistoren

Der im Bild dargestellte Zeitschalter ist für Fotoarbeiten geeignet. Die Schaltung besteht aus einem Multivibrator und der Relaischaltstufe. Mit dem Relaiskontakt  $rl$  wird die Lampe des Vergrößerungsgerätes eingeschaltet. Die beiden Gatter bewirken nach Drücken der Starttaste  $Ta$ , daß die Relaischaltstufe so lange Strom zieht, bis der jeweils eingeschaltete Kondensator  $C1$  entladen ist. Danach fällt das Relais ab, und der Schaltvorgang kann erneut gestartet werden. Für die Zeitdauer maßgebend ist der Widerstand  $R1$  und der Kondensator  $C1$ , es gilt

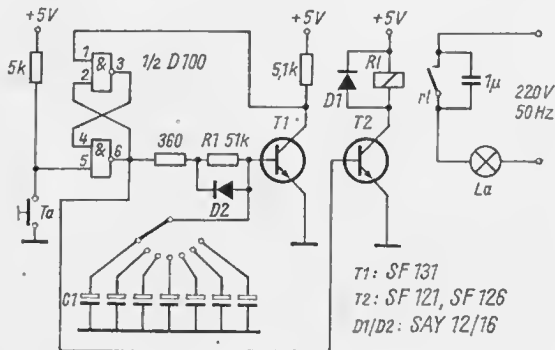
$$t = R1 \cdot C1;$$

$t$  in s,  $R1$  in  $M\Omega$ ,  $C1$  in  $\mu F$ .

Mit  $R1 = 51 \text{ k}\Omega$  und  $C1 = 100 \mu F$  ist  $t \approx 5 \text{ s}$ .

### Literatur

Koleva, S./Kolev, N.: Zeitrelais, Radio-Televizija-Elektronika, Heft 12/1977  
 Seite 16/17

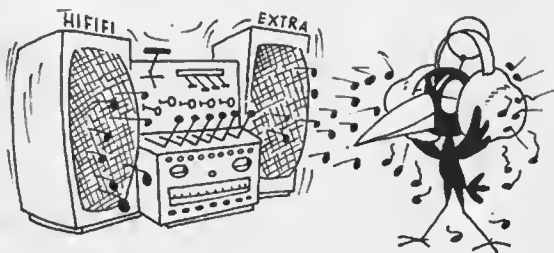




Bei Tanzveranstaltungen mit Musikgruppen oder in Diskotheken beklagen sich Besucher oft über zu große Lautstärke. In vielen Fällen läßt sich diese von den Musikgruppen oder vom Schallplattenunterhalter schwer kontrollieren. Der Grund hierfür liegt darin, daß sich die Musiker oder der Schallplattenunterhalter hinter den Lautsprecherboxen befinden und dort die Lautstärke bedeutend geringer ist. Mit dem vorgestellten Gerät soll eine Möglichkeit gezeigt werden, die Lautstärke von der Bühne aus zu überwachen und anzupassen. Dazu schließt man das Gerät an ein Mikrophon an, das im Saal bei den Besuchern aufgestellt wird. Durch das Aufleuchten der roten oder der grünen Kontrolllampe läßt sich nun auf der Bühne feststellen, ob die gewünschte Lautstärke eingehalten wird.

## Funktion

Die vom Mikrophon aufgenommenen Schallschwingungen werden in elektrische Schwingungen umgesetzt und gelangen über einen Diodenschluß zum Gerät. Mit dem Trimpotentiometer P1 wird der gewünschte Bereich eingestellt. Der Kondensator C1 beschneidet die Impulsspitzen. Das Signal wird mit dem Transistor T1 verstärkt und gelangt an das Potentiometer P2. Mit diesem Potentiometer kann der





*Bild 1*  
 Ansicht des Lärmpegel-  
 Überwachungsgeräts

gewünschte Pegel eingestellt werden. Durch den Transistor T2 erfolgt eine weitere Verstärkung. Der Transistor T3 bewirkt die Gleichrichtung des Signals und das Aufladen des Kondensators C7. Durch die Spannung, die über den Kondensator C7 anliegt, wird die Basisspannung vom Transistor T4 bestimmt. Bei entsprechend hohem, positivem Pegel schaltet der Transistor T4 durch und gibt Spannung auf das Relais A1. Dadurch wird von der grünen auf die rote Kontrollampe umgeschaltet.

Zur Stromversorgung benutzt man einen einfachen Heiztransformator mit 6,3 V Ausgangsspannung. Die aufzubringende Leistung des Transformators richtet sich hauptsächlich nach der Leistung der Kontrolllampen.

### Aufbau

Das Gerät wird in einen Transportkasten mit den Abmessungen 178 mm × 132 mm × 55 mm eingebaut. Diese Kästen sind zum Preis von 1,15 M im Handel erhältlich. Als Frontplatte wird eine *Piaeryl*-Scheibe von 5 mm Stärke benutzt. Auf der Frontplatte werden die Diodenbuchse, die beiden Kontrolllampen, der Einschalter, die Sicherungshalterung und das Potentiometer P2 befestigt. Die Frontplatte wird beschriftet, indem man auf einer Pappe mit Abreibebuchstaben den gewünschten Text



aufbringt und diese dann hinter der *Piacryl*-Scheibe anordnet. Beim Bearbeiten der Frontplatte ist darauf zu achten, daß keine Kratzer entstehen.

Im Inneren des Geräts werden die Bauelemente der Schaltung auf einer Leiterplatte 100 mm × 160 mm angeordnet. Diese Leiterplatte wird mit 4 Senkschrauben am Boden des Kastens befestigt. Die Netzschur wird über ein Loch, das sich auf der rechten Seite des Kastens befindet, eingeführt. Im Inneren baut man dafür eine Zugentlastung ein.

Wichtig ist noch der Hinweis, daß das Mikrofon nicht mit in das Gerät eingebaut werden darf. Die vom Netztransformator ausgehenden magnetischen Einflüsse werden vom dynamischen Mikrofon empfangen und führen zu einer Verfälschung der Anzeige.

### Inbetriebnahme

Zur Inbetriebnahme werden die Potentiometer P1 und P2 voll aufgeregelt. Das Gerät wird jetzt mit angeschlossenem Mikrofon am Netz betrieben. Nach dem Einschalten leuchtet die grüne Kontrollampe auf. Gelangt auf das Mikrofon ein Schallpegel (Musik oder Sprache), so wird von der grünen auf die rote Kontrollampe umgeschaltet. Mit dem Einstellregler P1 wird der Umschaltpunkt so herabgesetzt, daß bei der maximalen Lautstärke die rote Kontrollampe Dauerlicht gibt. Danach regelt man das Potentiometer P2 von außen so ein, daß beide Lampen bei einer gewünschten Lautstärke ständig umschalten. Dadurch, daß das Potentiometer P2 bei geschlossenem Gerät eingestellt werden kann, läßt sich das Gerät an unterschiedlichen Standorten und in beliebigen Sälen einsetzen.

Da das Gerät durch die Musiker oder den Schallplattenunterhalter einfach zu bedienen ist, läßt sich die für den Besucher angenehme Lautstärke ohne weiteres einstellen. Der Musiker oder der Schallplattenunterhalter muß nur noch darauf achten, daß ein *ständiger Wechsel* zwischen der roten und der grünen Kontrollampe eintritt. Die grüne Kontrollampe zeigt zu geringe, die rote dagegen zu hohe Lautstärke an.

### Erfahrungen

Das vorgestellte Gerät ist seit einiger Zeit im Kreiskulturhaus Jessen im Einsatz. Es ist besonders für die Musikgruppen und Diskotheken eine große Hilfe, ihre Lautstärke angemessen einzupegeln. Bei den Veranstaltern, die bisher dort aufgetreten sind, hat dieses Gerät Zustimmung gefunden.

Es sei noch der Hinweis gestattet, daß das Gerät auch überall dort, wo es gilt, eine Lautstärke zu überwachen, angewendet werden kann. Bei entsprechender Eichung mit einem Schallmeßgerät läßt es sich auch für den Arbeitsschutz in Betrieben einsetzen.

### Literatur

- Buhss, U.:* Ein elektronischer Schalter für universelle Anwendung, FUNK-AMATEUR 18 (1969) Heft 8, Seite 383 und 384  
*Willisch, R.:* Berechnung einer einfachen Relaischaltstufe, FUNKAMATEUR 25 (1976) Heft 3, Seite 129  
*Jakubaschek, H.:* Das große Elektronikbastelbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967  
*Fischer, H. J.:* elektronica, Band 103, Einführung in die Dioden- und Transistertechnik, Teil II, Deutscher Militärverlag, Berlin 1971

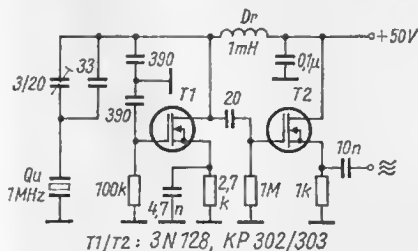
## ELEKTRONIK-SPLITTER

### Stabile Eichfrequenz

Eine sehr genaue Frequenz 1 MHz benötigt man z. B. für Eichpunktgeber, für elektronische Digitaluhren oder als Zeitbasis für digitale Meßgeräte. Die mit zwei MOSFET-Transistoren aufgebaute Schaltung besteht aus der Quarzoszillatorstufe T1 und der Trennstufe T2. Letztere vermindert die Belastung der Oszillatorstufe und gibt am niederohmigen Ausgang etwa 0,7 V HF-Spannung ab. Die Oszillatorstufe entspricht dem Oszillator nach *Vackar*, arbeitet äußerst stabil, ohne besondere Vorkehrungen ist die Frequenzabweichung kleiner  $1 \cdot 10^{-6}$ . Bei Einsatz eines Thermostaten und dem Stabilisieren der Betriebsspannung kann eine Frequenzabweichung von kleiner  $1 \cdot 10^{-6}$  in 24 h erreicht werden. Die Kondensatoren in der Oszillatorstufe müssen hochwertige Ausführungen sein, für die Widerstände werden I-W-Ausführungen verwendet.

### Literatur

- OK 1 VJG:* Kristallgesteuerte Oszillatoren, Radioamatersky Zpravodaj, Heft 11-12/1978, Seite 13 bis 17



Ein einfaches Transistorprüfgerät, mit dem man außer der Funktionstüchtigkeit mindestens noch den Kollektor-Emitter-Reststrom (bei Germaniumtransistoren) und den Stromverstärkungsfaktor messen kann, sollte bei keinem Elektronikamateur fehlen. Mit dem Gerät können diese wichtigen Transistorenkennwerte bei einem minimalen Aufwand ermittelt werden. Der unkomplizierte Aufbau läßt sich auch von Anfänger mühelos bewältigen.

### Beschreibung der Schaltung (Bild 1)

Das Transistorprüfgerät läßt sich sowohl für pnp- als auch für npn-Transistoren anwenden. Es enthält zu diesem Zweck je drei 2-V-Trockenakkumulatoren, die eine positive und eine negative Betriebsspannung von je 6 V liefern. Auf die erforderliche Spannung wird mit S1 für den jeweiligen Leitfähigkeitstyp umgeschaltet. Während eine Stromquelle den Basis- und Kollektorstrom für den Prüfling liefert, kann die andere bei Bedarf zur Kollektorreststromkompensation genutzt werden.

Auf den Einbau eines Meßwerks für die Strommessung wird aus ökonomischen Gründen verzichtet. Über zwei Buchsen kann man den meist vorhandenen Vielfachmesser oder ein anderes geeignetes Meßwerk anschließen, das mit S2 wahlweise zur Messung des Basis- oder des Kollektorstroms umgeschaltet wird. Den Meßbereich des Vielfachmessers wählt man entsprechend dem zu erwartenden Strom.

In die Kollektorleitung des Prüflings kann der Widerstand R2 geschaltet werden. Dieser erfüllt zwei Funktionen. Einmal bewirkt er bei der Kurzschlußprüfung der Emitter-Kollektor-Strecke eine Strombegrenzung auf einen Wert von 2 mA. Zum anderen kann er den Lastwiderstand des Prüflings bilden. Auf diese Weise entsteht eine Verstärkerstufe in Emitterschaltung. Über die Kondensatoren C1 und C2, die wegen der Transistoren unterschiedlichen Leitfähigkeitstyps keine

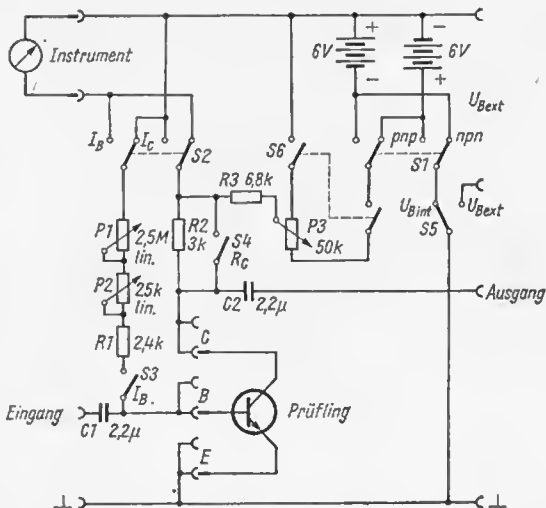


Bild 1 Stromlaufplan des Transistorprüfgeräts

Elektrolytkondensatoren sein dürfen, kann ein Signal in diese Verstärkerstufe ein- bzw. ausgekoppelt werden.

Über P1, P2 und R1 erhält der Prüfling seinen Basisstrom, wobei mit P1 eine Grob- und mit P2 eine Feineinstellung möglich ist. Mit P3 wird die Kollektorreststromkompensation durchgeführt, R3 bewirkt dabei die Strombegrenzung. Mit S6 (mit P3 gekoppelt) kann der Kompensationsstrom abgeschaltet werden.

Wenn für bestimmte Messungen eine andere Betriebsspannung als 6 V erforderlich ist, kann man eine externe Stromquelle über zwei Buchsen anschließen. Mit S5 schaltet man von interner auf externe Stromquelle um. Bei nicht angeschlossener externer Stromquelle wird mit diesem Schalter die Betriebsspannung abgeschaltet.

## Messung der Transistorkennwerte

### Schlußprüfung der Kollektor-Emitter-Strecke

Zu dieser Prüfung bleibt S3 (Basisstrom) offen, ebenso S4, so daß R2 zur Begrenzung des Stromes im Kurzschlußfall wirksam wird. Den Wahlschalter S2 bringt man in Stellung « $I_C$ » und schaltet den Vielfachmesser

auf den 2,5-mA-Bereich. Wird nun mit S5 die Betriebsspannung eingeschaltet, dann muß der gemessene Strom wesentlich unter 2 mA liegen. Zeigt das Meßwerk etwa 2 mA an, so liegt ein Kollektor-Emitter-Schluß vor. In diesem Fall darf nicht weitergeprüft werden.

### *Messung des Kollektor-Emitter-Reststroms*

Zur Messung des Kollektor-Emitter-Reststroms  $I_{CEO}$  bei offener Basis wird S4 geschlossen, d. h. R2 überbrückt. Bei Bedarf kann der Vielfachmesser je nach Größe von  $I_{CEO}$  dabei auch auf einen stromempfindlicheren Meßbereich geschaltet werden.

Für bestimmte Zwecke ist es auch üblich, den Kollektor-Emitter-Reststrom  $I_{CER}$  zu messen. Dieser fließt im Kollektorkreis, wenn ein äußerer Basis-Emitter-Widerstand  $R_{BE}$  vorhanden ist. Für eine solche Messung kann  $R_{BE}$  an den zur Transistorfassung des Prüflings parallelliegenden Buchsen angeschlossen werden.

### *Messung des Großsignal-Stromverstärkungsfaktors B*

Unter dem Großsignal-Stromverstärkungsfaktor versteht man die Größe

$$B = \frac{I_C - I_{CEO}}{I_B}; \quad (1)$$

$I_C$  – Kollektorstrom in mA,

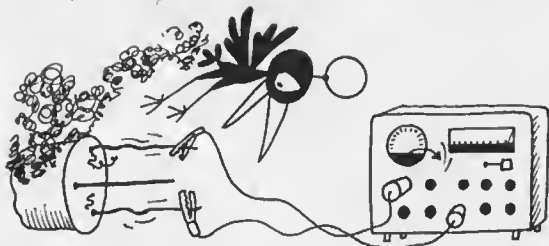
$I_{CEO}$  – Kollektor-Emitter-Reststrom in mA,

$I_B$  – Basisstrom in mA.

Dieser Stromverstärkungsfaktor darf nicht mit dem Kleinsignal-Stromverstärkungsfaktor (Wechselstromverstärkungsfaktor) in Emitterschaltung  $h_{21c}$  verwechselt werden, ist jedoch bei Vorstufen- und Kleinleistungstransistoren auf Grund der annähernd linearen  $I_C/I_B$ -Kennlinie letzterem zahlenmäßig etwa gleich, so daß sich der Amateur mit der Messung von  $B$  begnügen kann.

Soll eine größere Anzahl von Transistoren ausgemessen werden, so ist die Berechnung von  $B$  nach Gl. (1) oft zu zeitaufwendig. Um in diesem Fall die Messung rationeller zu gestalten, bedient man sich eines schaltungstechnischen Kniffs. Mit einer zweiten Stromquelle entgegengesetzter Polarität (im Gerät ja vorhanden) erzeugt man einen Strom durch das Meßwerk, der den gleichen Betrag, jedoch entgegengesetzte Richtung wie der Kollektor-Emitter-Reststrom aufweist. Dieser Kompensationsstrom wird mit S6 eingeschaltet und mit P3 so eingestellt, daß der angezeigte Reststrom auf 0 zurückgeht. Ist diese Kompensation durch-





geführt, können die folgenden Messungen so durchgeführt werden, als ob  $I_{CE0} = 0$  wäre. Aus Gl. (1) wird dann

$$B = \frac{I_C}{I_B}. \quad (2)$$

Im allgemeinen ist es üblich, den Stromverstärkungsfaktor bei einem bestimmten Arbeitspunkt zu messen. Die Kollektor-Emitter-Spannung  $U_{CE}$  ist durch die Spannungsquelle mit 6 V vorgegeben. Für den Kollektorstrom  $I_C$  wählt man bei Vorstufentransistoren 1 bis 5 mA.

Mit S3 wird der Basisstrom eingeschaltet sowie mit P1 (grob) und P2 (fein) der gewünschte Kollektorstrom eingestellt. Dann schaltet man S2 um und mißt den dazugehörigen Basisstrom. Hierbei ist zu beachten, daß meist auch der Meßbereich am Vielfachmesser umgeschaltet werden muß.

Sind  $I_C$  und  $I_B$  bekannt, kann man den Stromverstärkungsfaktor nach Gl. (1) bzw. Gl. (2) berechnen.

Diese Rechnung läßt sich vermeiden, wenn man umgekehrt einen bestimmten Basisstrom (z. B.  $10 \mu\text{A}$ ) einstellt und den zugehörigen Kollektorstrom mißt. Der Stromverstärkungsfaktor kann nun direkt abgelesen werden, ein Kollektorstrom von beispielsweise 1,4 mA entspricht dann  $B = 140$ .

## Rauschprüfung

Für viele Anwendungsfälle ist es erforderlich, Transistoren mit geringem Eigenrauschen einzusetzen. Von den Halbleiterherstellern werden Typen angeboten, bei denen ein bestimmter Rauschfaktor garantiert nicht überschritten wird. Der Amateur verwendet jedoch vorwiegend die preiswerten Bastlertransistoren, so daß ein Ausschauen auf Rauscharmheit notwendig ist.

Eine exakte Bestimmung des Rauschfaktors erfordert eine umfangreiche Meßschaltung und scheidet daher für den Amateur aus. Da es jedoch meist nur darauf ankommt, aus einer größeren Anzahl von Transistoren einige rauscharme Exemplare auszusuchen, genügt im allgemeinen eine relative Rauschmessung. Eine solche Rauschmessung läßt sich mit dem beschriebenen Gerät durchführen, wenn zusätzlich ein NF-Verstärker mit etwa 10000facher Verstärkung zur Verfügung steht.

Für die Rauschmessung benötigt der Prüfling einen Lastwiderstand im Kollektorkreis, d. h., S4 wird geöffnet. Die am Lastwiderstand abfallende Rauschspannung gelangt über C2 an den Eingang des angeschlossenen NF-Verstärkers. Mit P1 und P2 wird ein geeigneter Arbeitspunkt eingestellt, wobei Kollektorströme von  $< 2$  mA möglich sind. Bei Germaniumtransistoren ist auch eine Rauschmessung beim Kollektor-Emitter-Reststrom möglich, der Prüfling erhält dann keinen Basisstrom.

Die verstärkte Rauschspannung am Ausgang des NF-Verstärkers wird mit dem 2,5-V-Wechselspannungsbereich des Vielfachmessers gemessen. Da bei diesem Meßverfahren nur eine relative Anzeige erfolgt, ist zu ermitteln, bis zu welcher Rauschspannung der Prüfling als «rauscharm» klassifiziert werden kann. Zu diesem Zweck wird die beschriebene Messung zunächst mit einigen typisierten rauscharmen Transistoren durchgeführt, z. B. SC 207 mit  $F \leq 8$  dB, SC 238 mit  $F \leq 8$  dB, SC 239 mit  $F \leq 4$  dB. Auf diese Weise gewinnt man schnell einen Anhaltspunkt.

## Weitere Einsatzmöglichkeiten des Transistorprüfgeräts

Mit dem Transistorprüfgerät können noch weitere statische und dynamische Messungen durchgeführt werden, wie die Bestimmung der Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung und der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung. Mit der Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung ist es möglich, bei untypisierten Bauelementen Planartransistoren von Planar-Epitaxie-Transistoren zu unterscheiden.

Bei zugeschaltetem Kollektorwiderstand R2 können Verstärkungs- und Frequenzgangmessungen durchgeführt werden, wenn mit einem durchstimmbaren Sinusgenerator ein Signal auf den Eingang gegeben und die verstärkte Ausgangsspannung mit einem NF-Millivoltmeter oder dem Vielfachmesser gemessen wird.

## Mechanischer Aufbau

Der Aufbau des Prüfgeräts ist völlig unkritisch. Als Gehäuse kann jeder Plastbehälter geeigneter Größe verwendet werden, wie sie in Haushaltwarengeschäften für verschiedene Zwecke erhältlich sind (Kühlschranksdosen o. ä.).

Für das Mustergerät wurde ein Gehäuse aus 3 mm dickem PVC, hart, mit den Abmessungen 160 mm × 100 mm × 60 mm gefertigt. Das PVC läßt sich gut mechanisch bearbeiten (sägen, feilen, bohren) und mit speziellem Kleber (z. B. *PUD 13*) sehr haltbar zusammenfügen. Da die hier angewendeten Gehäusekonstruktionen bereits bei kleinen Meß- und Prüfgeräten eingesetzt wurden und sich ausgezeichnet bewährten, soll etwas näher auf den Aufbau eingegangen werden.

Bild 2 zeigt eine Schnittdarstellung des Gehäuses, aus der alle notwendigen Abmessungen zu ersehen sind. Die vier Seitenwände 1 und 2 sind zusammengeklebt, während Boden 3 und Deckel 4 angeschraubt werden. Mit den vier Klötzchen 5 mit Gewindebohrung, die man in die Ecken klebt, wird der Deckel befestigt. Der Boden wird an zwei Leisten 6 angeschraubt, die ebenfalls mit den Seitenwänden verklebt sind und maßgeblich zur Stabilität des Gehäuses beitragen. Zwei weitere Leisten 7 bilden die Auflage für den Batteriekasten 8. Durch einen Schaumstoffstreifen 9, der auf den Boden geklebt ist, erreicht man, daß der Batteriekasten fest im Gehäuse sitzt und nicht klappert.

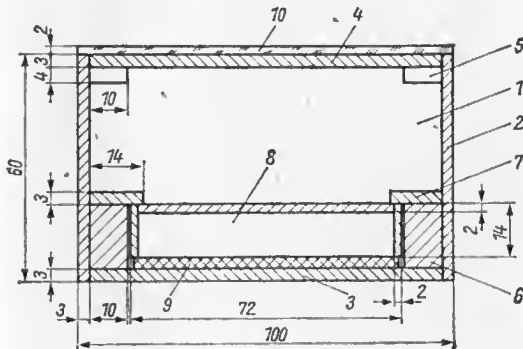


Bild 2 Schnitt durch das Gehäuse

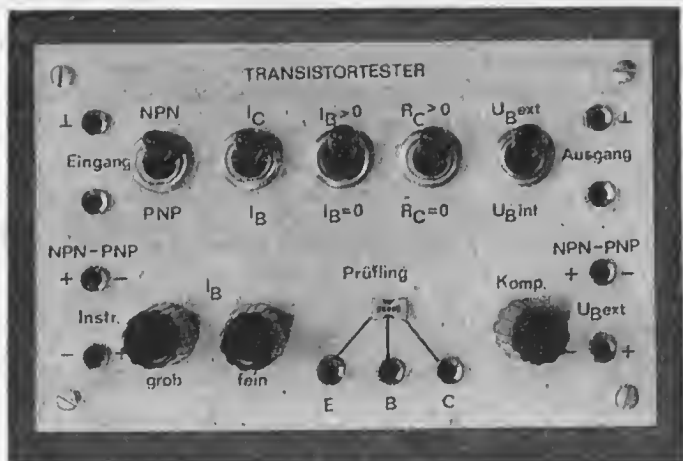


Bild 3 Ansicht der Frontplatte des Transistorprüfgeräts

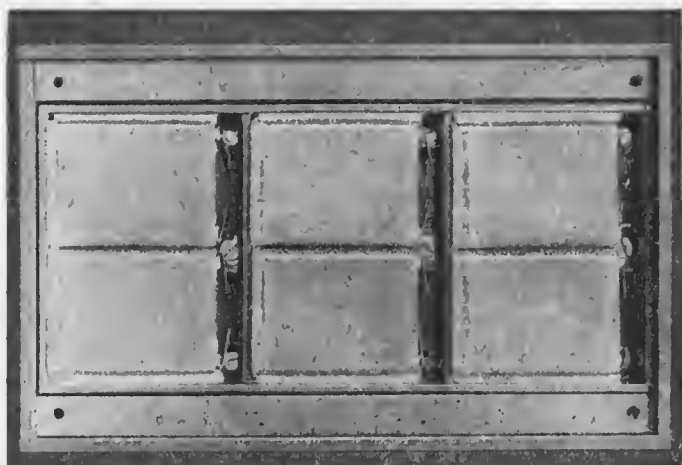
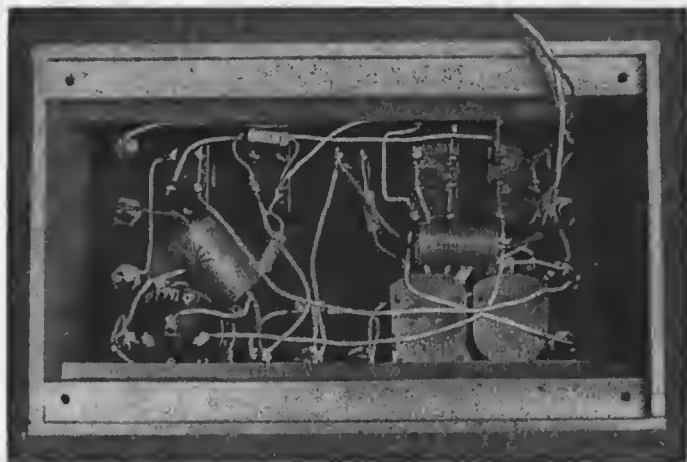
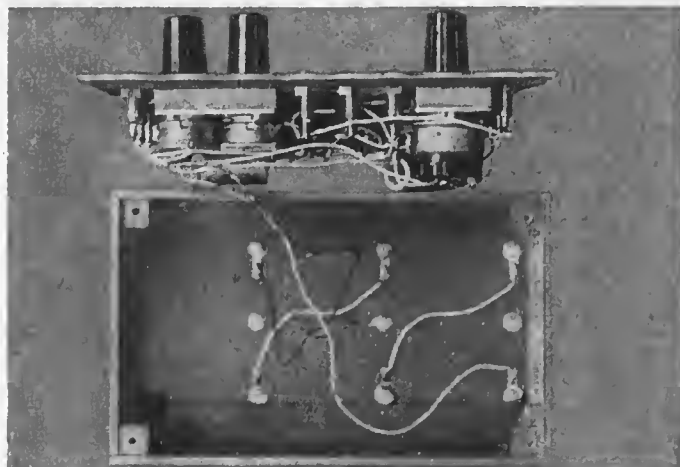


Bild 4 Ansicht des Batteriekastens, Bodenplatte abgenommen



*Bild 5 Blick in das Gehäuse (Batteriekasten herausgenommen) mit Rückansicht der Frontplatte, an der sämtliche Bauelemente montiert sind*



*Bild 6 Blick von oben in das Gehäuse; an der abgenommenen Frontplatte ist die Befestigung der Potentiometer gut zu erkennen*

Der Batteriekasten besteht aus 2 mm starkem PVC. Er enthält drei Fächer für je zwei Trockenakkumulatoren (Bild 4). Als Kontakte für die Akkumulatoren benutzt man entsprechend zurechtgebogene Lötösen, die am Boden des Kastens angeschraubt sind.

Sämtliche Schalter, Potentiometer und Buchsen werden am Deckel befestigt. S1 bis S5 sind Kippschalter, S6 ist mit P3 kombiniert. An Stelle der Kippschalter kann auch ein moderner Tastenschalter mit unabhängig rastenden Tasten verwendet werden, wobei man jedoch die Einbautiefe beachten muß.

Auf dem Deckel befindet sich ein Blatt weißes Papier, das mit Abreibebuchstaben *typofix* beschriftet ist (Bild 3). Dieses Papier ist mit einer *Piacryl*-Platte 10 abgedeckt. PVC-Deckel, Papier und *Piacryl*-Platte werden mit den Schaltern und Buchsen zusammengeschaubt.

Weitere Einzelheiten zum Aufbau des Gehäuses sind aus Bild 3 bis Bild 6 zu ersehen.

**Wir klären Begriffe**

**DÄMPFUNGSSCHREIBER**



## Einleitung

Die derzeit im Handel erhältlichen Mischpulte [1], [2], [3] sind für einen breiten Interessentenkreis gedacht. Sie müssen individuelle Wünsche offenlassen, da ihre Konzeption in erster Linie von ökonomischen Gesichtspunkten bestimmt wird.

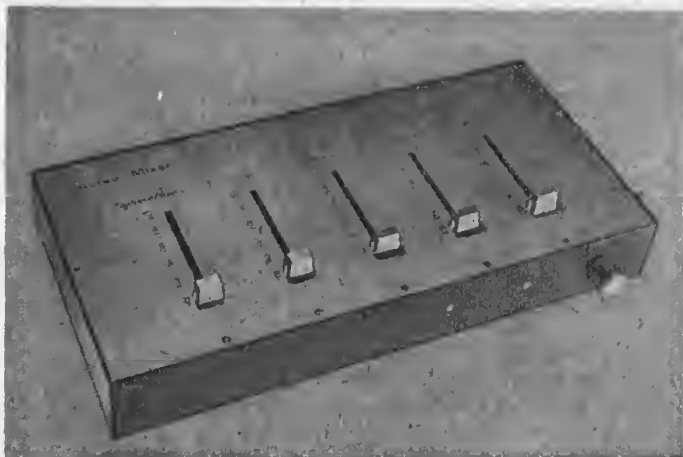
Im folgenden soll ein 5-Kanal-Stereo-Mischpult beschrieben werden, das vom Konzept her flexibel gehalten ist und sich entsprechend erweitern läßt (z. B. durch Klangregelschaltungen, Halleinrichtungen, Aussteuerungsanzeige), aber auch «abgemagert» bleiben kann, beispielsweise durch Verzicht auf die Impedanzwandler (Bild 5) und den Mikrofonvorverstärker (Bild 6).

Insbesondere kann man mit dem Abhörverstärker (Bild 7) sowie dem Mikrofonverstärker als separate Baugruppen bereits vorhandene Mischpulte, Verstärker u. ä. vorteilhaft erweitern, da sich auf Grund ihrer schaltungstechnischen Dimensionierung universelle Einsatzmöglichkeiten ergeben.

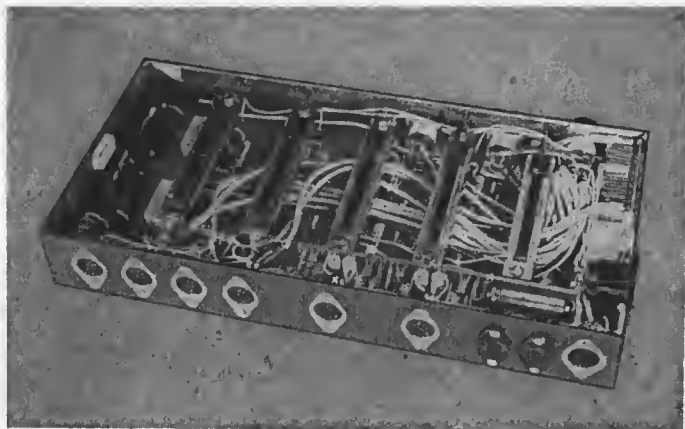
Bei der Realisierung der einzelnen Baugruppen wird auf bewährte Industrieschaltungen zurückgegriffen [4], [5], [6], so daß sich die Schaltungsbeschreibung auf die prinzipielle Wirkungsweise beschränken kann. Ebenso wird auf detaillierte Hinweise zur konstruktiven Gestaltung verzichtet, da gerade sie weitgehend vom hauptsächlich vorgesehenen Einsatz und Geschmack des einzelnen bestimmt werden. Bild 1 und Bild 2 sind als Realisierungsvorschlag gedacht.

Leiterplattenentwurf und -anordnung sind so ausgelegt, daß man lediglich für die Verbindung der einzelnen Eingänge des Mischpults mit dem Eingang des Abhörverstärkers geschirmte Kabel verwenden muß. Die Leiterplatte des Mischverstärkers (Bild 4), die im wesentlichen die Abmessungen des Mischpults bestimmt, wird so ausgelegt, daß an Stelle der eingesetzten Stereofachbahuregler auch entsprechende Monoausführungen nebeneinander angeordnet werden können.

Deckplatte und Unterteil des Gehäuses sind aus Aluminium hergestellt, die Seitenteile aus Leiterplattenmaterial, gespritzt mit im Handel erhält-



**Bild 1** Ansicht des 5-Kanal-Stereo-Mischpults  
(Abmessungen: 40 mm × 140 mm × 290 mm)



**Bild 2** Ansicht des 5-Kanal-Stereo-Mischpults mit abgenommenem Gehäuseoberteil



lichem Rallye-Lack-Spray (mattschwarz, Lizenz der Firma: *DUPLI-COLOR-PRODUCTS Co., Inc., Chicago*), so daß sich mit einem Minimum an Aufwand ein gefälliges Design ergibt.

## Beschreibung der Gesamtschaltung des Mischpults

Bild 3 zeigt den Übersichtsschaltplan des 5-Kanal-Stereo-Mischpults.

Da das Mischpult ausschließlich für stationären Heimbetrieb gedacht ist, wird auf eine eigene Stromversorgung verzichtet. Für  $U_B = 24 \text{ V}$  beträgt die Gesamtstromaufnahme etwa 65 mA, ein Wert, den man dem ohnehin erforderlichen NF-Leistungsverstärker problemlos zusätzlich entnehmen kann. Ebenso wird auf eine Umschaltung Stereo/Mono verzichtet, da sie bereits im nachfolgenden Verstärker [9], siehe auch [10], vorhanden war.

Mit dem Stereoabhöhrverstärker, der getrennte Lautstärkereger hat, können alle 5 Eingänge sowie der Ausgang des Mischpults stereofon abgehört werden. Synchron mit der entsprechenden Schalterstellung des Mehrebenenschalters wird durch Lumineszenzdioden (D5 bis D9) angezeigt, welchen Kanal man gerade abhört (siehe Bild 1). Leuchtet keine Diode, dann ist der Abhöhrverstärker mit dem Ausgang des Mischpults verbunden. Die relativ hohe Eingangsimpedanz des Abhöhrverstärkers verhindert beim Umschalten an die verschiedenen Signalquellen Pegelsprünge.

Ebenso ist die Eingangsimpedanz des an Buchse 1 anzuschließenden Stereoverstärkers unkritisch, da der Mischverstärker einen geringen Ausgangswiderstand hat (Emitterfolger). Sollte der nachfolgende Verstärker einen Eingangswiderstand  $R_E < 50 \text{ k}\Omega$  aufweisen, müssen u. U. die Koppelkondensatoren  $C_{13}$  und  $C_{16}$  (siehe Bild 4) entsprechend der Beziehung  $f_u = 1/(2 \pi R_E C_K) - f_u =$  untere Grenzfrequenz,  $C_K =$  Koppelkondensatoren, hier  $C_{13}$  bzw.  $C_{16}$  - vergrößert werden.

An Buchse 1 lassen sich auch ein Magnetbandgerät zur Aufnahme mit Überspielkabel oder ein Rundfunkempfänger als Verstärker anschließen. Buchse 2 gestattet den Anschluß eines Magnetbandgeräts oder Kassettenrecorders, wobei Aufnahme oder Wiedergabe möglich ist. An Buchse 3 kann jedes moderne Rundfunkgerät mit eingebautem NF-Verstärker angeschlossen werden, wobei sich die Buchse sowohl als Ein- und Ausgang benutzen läßt. Wird die Taste TA des Rundfunkempfängers gedrückt, wirkt sein NF-Verstärker für alle an das Mischpult angeschlossenen Signalquellen. Drückt man dagegen die Tasten LW, MW, KW und UKW, so arbeitet das Rundfunkgerät als Signalquelle und die Buchse 3 als Eingang, z. B. für Magnetbandaufnahmen.

Rundfunkuner, Plattenspieler mit dynamischem oder Magnetsystem und eingebautem Entzerrerverstärker, Magnetbandgerät (Wiedergabe), elektrische Gitarre usw. lassen sich an Buchse 4 anschließen.

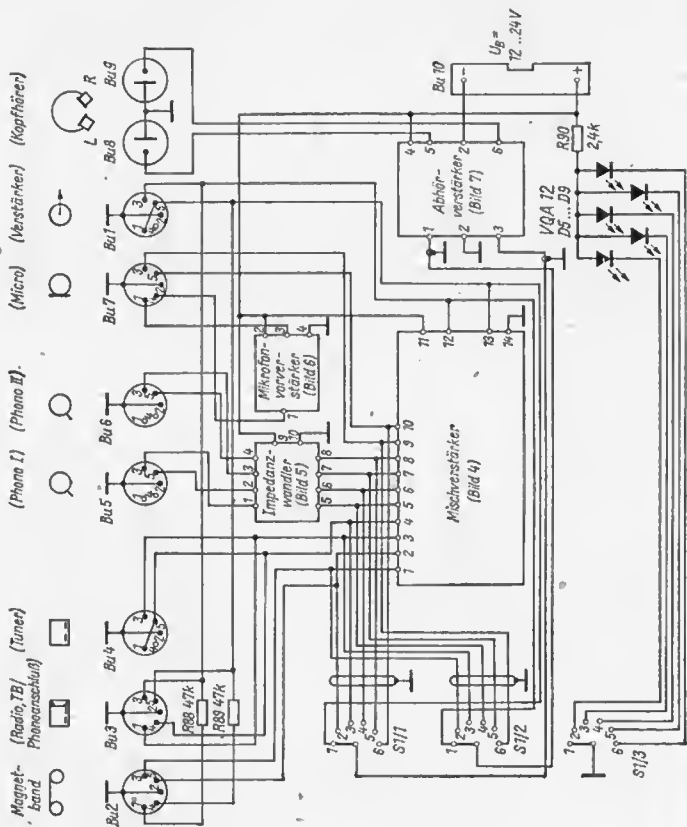


Bild 3 Gesamtstromlaufplan  
des 5-Kanal-Stereo-Mischpults

Für die Buchse 5 und Buchse 6 gilt das bereits zu Buchse 4 Gesagte, wobei zusätzlich, bedingt durch die hohe Eingangsimpedanz der Impedanzwandler, auch Phonogeräte mit Kristalltonabnehmer angeschlossen werden können. Buchse 7 kann als Stereoeingang analog Buchse 4 verwendet werden, wobei (Achtung, keine normgerechte Beschaltung, siehe Bild 8) zusätzlich durch entsprechende Beschaltung des Mikrofonsteckers (siehe Bild 6), ein Monovorverstärker für dynamische Mikrofone auf beide Kanäle (L, R) geschaltet wird.

An die Buchse 8 und Buchse 9 lassen sich Stereokopfhörer mit einer Impedanz von  $200 \Omega$  bis  $> 2000 \Omega$  anschließen. Mit den Drahtbrücken zwischen Stift 1 und Stift 5 der Buchse 1 und Buchse 4 wird noch die alte Stereobeschaltung berücksichtigt. Wenn ausschließlich moderne Geräte angeschlossen werden, können sie entfallen.

## Mischverstärker

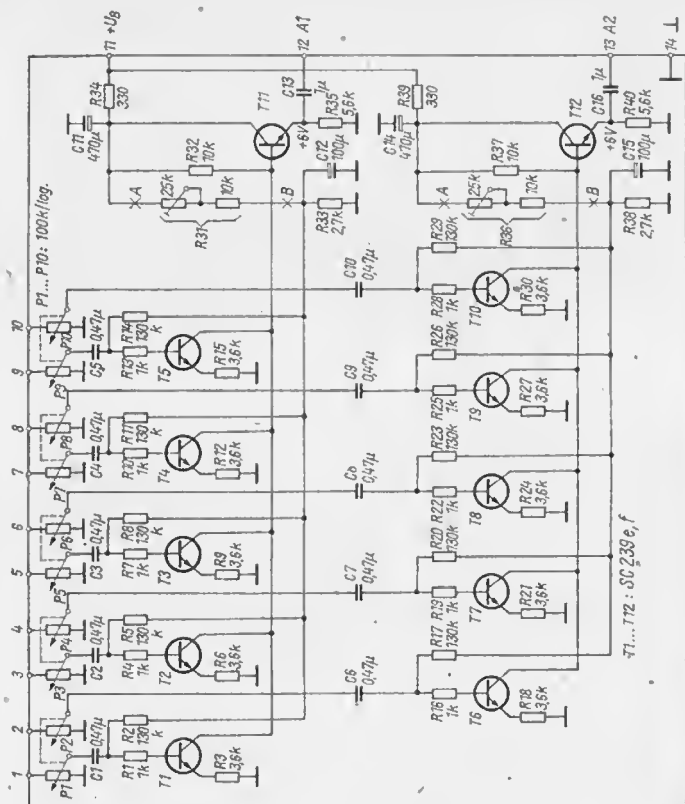
Kernstück des 5-Kanal-Stereo-Mischpults ist der Mischverstärker nach Bild 4. Setzt man an Stelle der Transistoren *SC 239* die Typen *SC 206/SC 207* ein, was prinzipiell möglich ist, so muß man darauf achten, daß mit der Spannung  $U_B$  nicht die maximal zulässigen Grenzwerte der Transistoren überschritten werden [8].

Die Eingangsempfindlichkeit des Mischverstärkers wurde so gewählt, daß der direkte Anschluß der meisten NF-Quellen, wie Rundfunk-, Magnetbandgeräte, Entzerrerverstärker, möglich ist. Die Eingangsimpedanz hängt von der Stellung der Regler P1 bis P10 ab und beträgt im ungünstigsten Fall etwa  $50 \text{ k}\Omega$ , und die Verstärkung der Mischstufen ergibt etwa  $8,5 \text{ dB}$ .

Die Transistoren T1 bis T10 arbeiten auf die gemeinsamen Kollektorwiderstände *R32* bzw. *R37*. Die relativ große Gegenkopplung durch die jeweiligen Emittterwiderstände der Transistoren T1 bis T10 bedingt rückwirkungsfreie Signalmischung sowie geringe Signalverzerrungen (Klirrfaktor:  $U_a = 1,5 \text{ V}$ ,  $f = 30 \text{ Hz}$  bis  $16 \text{ kHz}$ ,  $< 0,3\%$ ). Die exakten Werte für *R31* bzw. *R36* sind abhängig von der Betriebsspannung  $U_B$ , sie können nach Abgleich - Spannung am Emittter von T11 bzw. T12 etwa  $6 \text{ V}$  - durch entsprechende Festwiderstände ersetzt werden.

## Impedanzwandler

Bei der Schaltung der Impedanzwandler (siehe Bild 5) handelt es sich um Emittterfolger mit erhöhtem Eingangswiderstand (Bootstrapvariante), wobei sich nach [7], einem  $B$  (Stromverstärkung) von 200 bis 400 entsprechend, für  $R_E$  Werte von  $2,4$  bis  $4,8 \text{ M}\Omega$  ergeben. Da Eingangsimpedanzen


 Bild 4  
 Stromlaufplan des Mischverstärkers

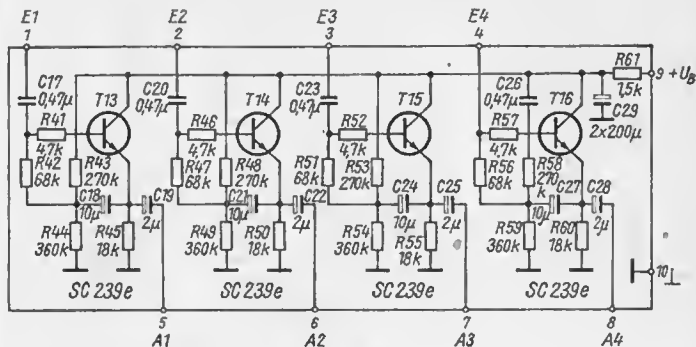


Bild 5 Stromlaufplan der Impedanzwandler

in dieser Größenordnung hohe Brummempfindlichkeit haben, wurde die Platine mit den Impedanzwandlern in unmittelbarer Nähe der Buchse 5 und Buchse 6 montiert (siehe Bild 2).

### Mikrofonvorverstärker

Der Verstärker besteht aus zwei galvanisch gekoppelten Transistoren T17 und T18, wobei für T17 unbedingt ein rauscharmer Typ eingesetzt werden muß (Bild 6). Die Verstärkung läßt sich mit P11 von etwa 12 dB bis 57 dB variieren. Dabei ist es zweckmäßig, für P11 an Stelle des vorhandenen Einstellreglers ein Potentiometer vorzusehen, wodurch eine große Übersteuerungssicherheit gewährleistet wird. Mit dem oberen

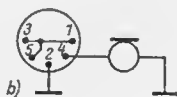
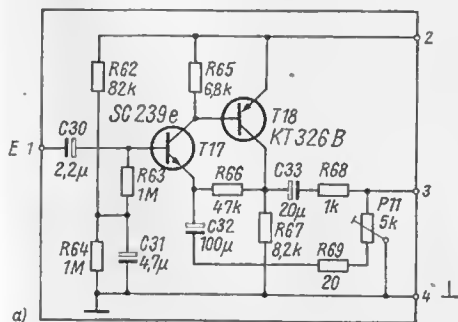


Bild 6  
a) Stromlaufplan des Mikrofonverstärkers,  
b) Beschaltung des Mikrofonsteckers  
Ansicht: Lötseite  
(Achtung, nicht normgerecht, s. Text!)

Teilwiderstand des Potentiometers wird die Ausgangsspannung geteilt, der untere Teilwiderstand wirkt als Gegenkopplung.

Der Eingangswiderstand des Mikrofonverstärkers beträgt bei  $V_{u \max}$  (57 dB) etwa 70 k $\Omega$  und bei  $V_{u \min}$  (12 dB) etwa 600 k $\Omega$ . Der Klirrfaktorverlauf in Abhängigkeit von der Spannungsverstärkung bleibt bis zu einer Ausgangsspannung von 2 V unter 1%.

Wie oben bereits angedeutet, wird der Mikrofonvorverstärker der Einfachheit halber durch spezielles, aber nicht normgerechtes Beschalten der Buchse 7 sowie des Mikrofonsteckers in den Signalweg gelegt. Um diese Abweichung von der Norm zu verdeutlichen und das Verständnis der Buchsenbeschalung in Bild 3 zu erleichtern, ist in Bild 8 das normgerechte Beschalten von NF-Buchsen und -Steckern zusammengestellt.

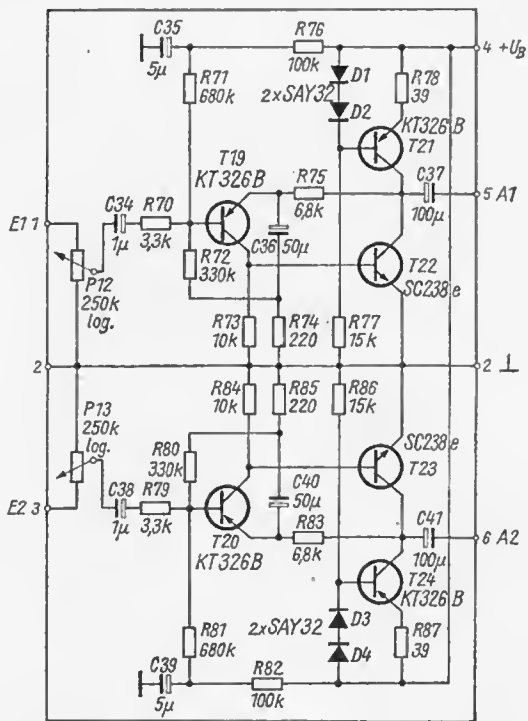


Bild 7 Stromlaufplan des Abhörverstärkers

## Kopfhörerverstärker

Der Kopfhörerverstärker (Bild 7) entspricht im Klirrfaktor und Spannungsfrequenzgang wie alle beschriebenen Baugruppen der Hi-Fi-Norm. Sein Eingangswiderstand beträgt (ohne P12 bzw. P13) etwa  $250 \Omega$ , so daß er im ungünstigsten Fall mit P12 bzw. P13 (P12 und P13 voll aufgedreht) auf die Hälfte absinkt, die maximale Spannungsverstärkung ist 28 dB. Die Kopfhörer sind gleichstromfrei angeschlossen.

Der Verstärker hat A-Endstufen (T22 bzw. T24), die auf Konstantstromquellen (T21, D1, D2 bzw. T24, D3, D4) arbeiten, wodurch sich ein großer Aussteuerungs- und Betriebsspannungsbereich sowie die Anschlußmöglichkeit für Kopfhörer mit Impedanzen von  $200 \Omega$  bis  $> 2000 \Omega$  ergeben. Der Klirrfaktor beträgt für  $R_L = 200 \Omega$  mit  $U_a \leq 1 \text{ V}$   $< 0,5\%$  und für  $R_L = 2000 \Omega$  mit  $U_a \leq 3 \text{ V}$   $< 0,1\%$ .

Leitungsführungen der Leiterplatten und die Bestückungspläne der einzelnen Baugruppen sind in Bild 9 bis Bild 16 dargestellt.

### Literatur

- [1] ...: Disco 2000, RFT-Firmenschrift
- [2] ...: Regie 2000, RFT-Firmenschrift
- [3] ...: Stereo-Mischpult regie 2000, radio-fernsehen-elektronik 26 (1977) Heft 2, Seite 46 bis 47
- [4] ...: Halbleiter-Schaltbeispiele, Siemens-Aktiengesellschaft, München 1972/74
- [5] ...: Transistor-Kompendium, Teil III, Niederfrequenzverstärker, Valvo, Hamburg 1970
- [6] Böhme, G./Freitag, D.: Stereostereogerät rema toccata 940 hifi, radio-fernsehen-elektronik 26 (1977) Heft 3, Seite 83 bis 90, 93
- [7] Schröder, H.: Elektrische Nachrichtentechnik, Band III, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde 1972, Seite 210 ff.
- [8] RFT-Elektronische Bauelemente 1977/78, VVB Bauelemente und Vakuumtechnik, Berlin 1977
- [9] Kowalski, H.-J.: Hochwertiger 25-W-Stereoverstärker, FUNKAMATEUR 20 (1971) Heft 3, Seite 138 bis 144
- [10] Wilken, W.: Bauanleitung für einen Stereoverstärker mit 25 W Musikleistung je Kanal, FUNKAMATEUR 27 (1978) Heft 1, Seite 16 bis 17

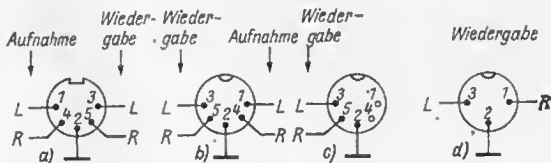


Bild 8 Beschriftung von NF-Buchsen und -Steckern (Stereoanschlüsse);  
 a) Rundfunkgerät (Magnetband/Phono-Buchse) Ansicht: Lötseite,  
 b) Magnetbandgerät (Stecker) Ansicht: Lötseite,  
 c) Phonogerät (Stecker) Ansicht: Lötseite,  
 d) alte Stereobeschaltung (3-Stift) Phonogerät (Stecker) Ansicht: Lötseite

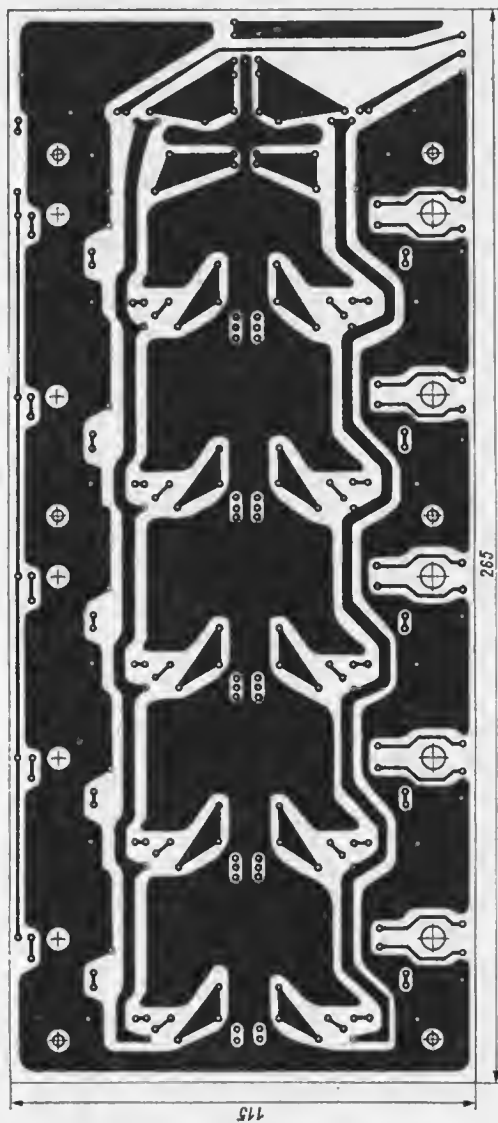


Bild 9 Leitungsführung der Leiterplatte des Mischverstärkers (Cu-Seite)







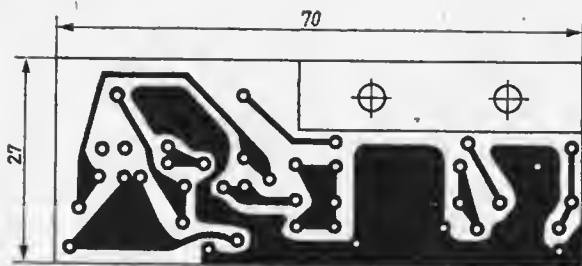


Bild 13 Leitungsführung der Leiterplatte des Mikrofonverstärkers (Cu-Seite)

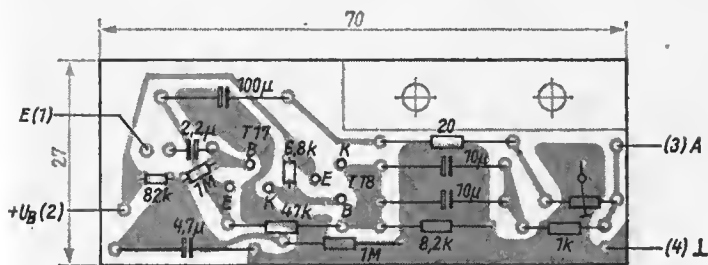


Bild 14 Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 13

Bild 11 Leitungsführung der Leiterplatte der Impedanzwandler (Cu-Seite)

Bild 12 Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 11



# Triacgesteuerter Leistungssteller für Steuerleistungen bis 1 kW

Dipl.-Ing. Gerhard Nicklisch

Der beschriebene Leistungssteller ermöglicht es, mit geringem Aufwand beliebige Lasten (ohmsche, kapazitive, induktive) leistungsmäßig stufenlos einzustellen. Die Leistung der angeschlossenen Geräte kann dabei bis 1 kW reichen. Es ist ersichtlich, daß sich dieser Leistungssteller für unterschiedliche Zwecke nutzen läßt (z. B. zur Helligkeitssteuerung von Lichtquellen, zur Drehzahlsteuerung von Motoren, zur Steuerung von Heizleistungen).

Im Gegensatz zu ähnlichen Schaltungen wird an Stelle der beiden Thyristoren ein Triac eingesetzt. Das hat wesentlich geringere Materialkosten und einen geringeren Platzbedarf zur Folge. Die Ansteuerung des Triac wird durch eine RC-Ladeschaltung und einen Diac bewirkt. Dadurch erhält die Schaltung eine höhere Störsicherheit im Verhältnis zu Ansteuer-schaltungen mit Transistoren.

Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Leistungsstellers. Seine Funktion beruht auf der Grundlage der Phasenanschnittsteuerung. Entsprechend der Einstellung des Potentiometers P1 lädt sich der Kondensator C1 über die Widerstände R1 und R2 auf. Erreicht die Spannung an C1 die Durchbruchspannung des Diac, wird dieser leitend, und der Triac erhält einen Zündimpuls. Die Kombination C3, R4 schützt den Triac, wenn eine induktive oder kapazitive Last gesteuert wird. Um Störeinstreuungen

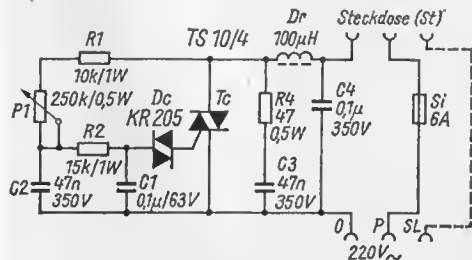


Bild 1  
Stromlaufplan des Leistungsstellers. Die Drossel Dr besteht aus 70 Wdg., 1-mm-CuL; Ferritkern, 10 mm Durchmesser

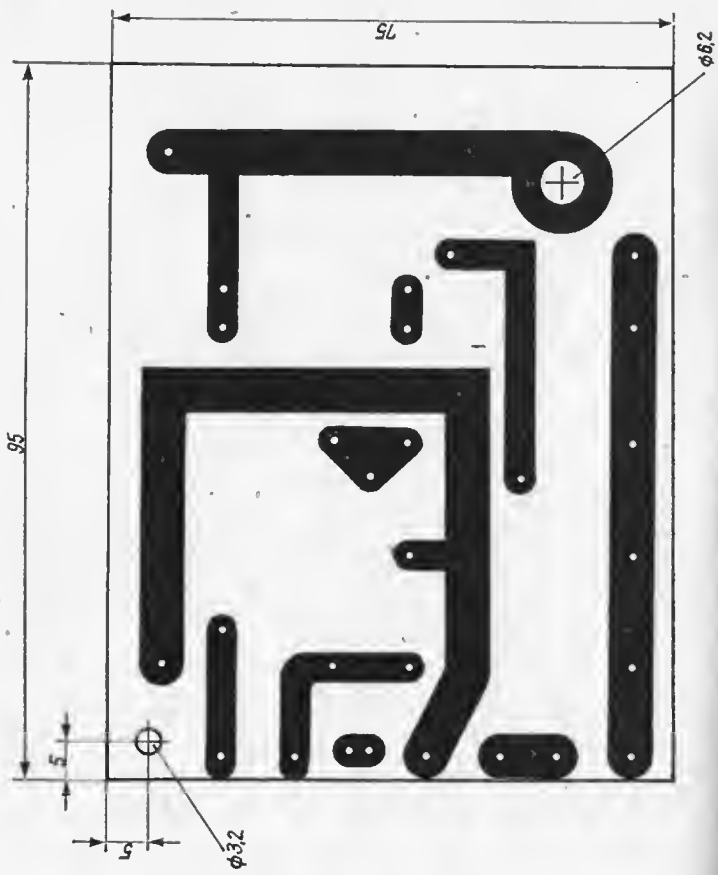


Bild 2  
 Leitungsführung der  
 Platine



in Rundfunkgeräte u. ä. zu vermeiden, lötet man die Drossel Dr und den Kondensator C4 ein.

Für die praktische Realisierung des triacgesteuerten Leistungsstellers wird als Gehäuse das Unterteil einer Haushaltsdose gewählt. Dementsprechend ergeben sich die Abmessungen der Leiterplatte. Bild 2 zeigt die Leitungsführung der Platine. Die Bauelemente sind an Hand des Bestückungsplans Bild 3 in die Leiterplatte einzulöten. An dem Gehäuse sind die Steckdose, die Einschraub-sicherung und das Potentiometer P1 befestigt (Bild 4).

Die Leiterplatte wird auf eine etwa 5 bis 10 mm starke Hartpapierplatte geschraubt, wobei das Gewindestück des Triac (M6-Gewinde) als ein Befestigungspunkt dient. Auf eine gute Isolierung nach außen ist zu achten. Das Gewinde M6 erfordert eine Grundbohrung! Die Bohrung für den zweiten Stützpunkt ist auf der Leiterplatte gekennzeichnet. Zur Halterung wird eine Schraube M4 × 10 verwendet. Die Abmessungen der Hartpapierplatte richten sich nach dem gewählten Gehäuse. Sie dient damit als Grundplatte des Geräts.

Der Zusammenbau der einzelnen Teile ist in folgender Weise durchzuführen: Die Kabel für das Potentiometer, die Stromzuführung und die Steckdose werden an die Leiterplatte gelötet. Dann ist die Platine an die Pertinaxplatte zu schrauben.

Nach der Verdrahtung der Sicherung, des Potentiometers, der Steckdose und des Anschlusses der Stromzuführung wird das Gerät zusammengebaut (Bild 5 bis Bild 7). Zur Erhöhung der steuerbaren Leistung kann der Triac mit einem Kühlblech versehen werden.

Bei einer vorhandenen Berechtigung für den Umgang mit Schukomaterial ist es möglich, eine Schukosteckdose einzubauen und die Strom-

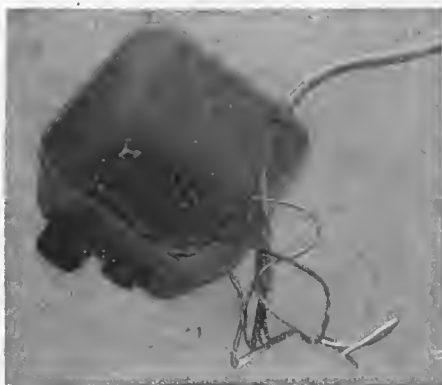


Bild 4  
Innenansicht des  
Gehäuseoberteils





*Bild 5  
Leiterplatte und  
Hartpapierplatte*



*Bild 6  
Zusammenbau des  
Leistungsstellers*



*Bild 7  
Der komplette  
Leistungssteller*

zuführung über einen Schukostecker vorzunehmen. Durch die Verwendung eines Potentiometers mit Schalter läßt sich das öftere Herausziehen des Steckers aus der Steckdose vermeiden.

Der eingesetzte Triac *TS 10/4* ist ein sowjetischer Importtyp und konnte vom Elektronikversand Wermsdorf bezogen werden. Weitere Angaben über sowjetische Triacs sind der Zeitschrift «Elektrie» 1975, Heft 12, Seite 629 bis 634, zu entnehmen. Der zur Ansteuerung verwendete Diac wird in der CSSR produziert. Es kann an Stelle des *KR 205* auch der *KR 206* oder *KR 207* verwendet werden.

Mit diesem Leistungssteller ist es möglich, die Spannung über dem Lastwiderstand im Bereich zwischen 10 V und 212 V stufenlos zu steuern. Während eines zweijährigen Einsatzes hat sich das Gerät bestens bewährt.

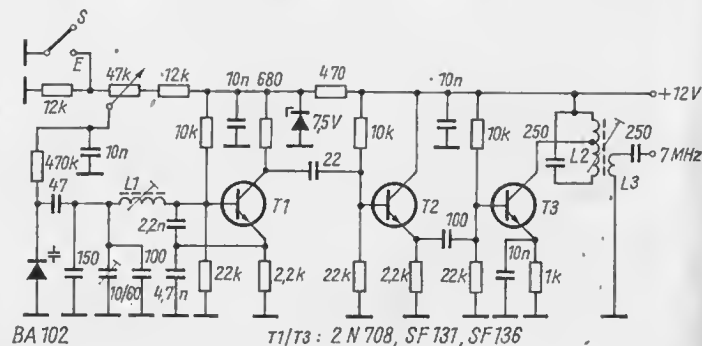
## ELEKTRONIK-SPLITTER

### VFO für QRP-Sender 7 MHz

Im *Elektronischen Jahrbuch 1979*, Seite 196, wurde in Bild 9 ein quarzgesteuerter QRP-Telegrafensender für das 40-m-Band vorgestellt. Inzwischen hat *F C COZ* dafür einen frequenzvariablen Oszillator (VFO) entwickelt, der mit einer Kapazitätsdiode elektronisch abgestimmt wird. In der Schaltung arbeitet der Clapp-Oszillator im Bereich 3500 bis 3525 kHz. Mit der Transistorstufe T3 erfolgt eine Frequenzverdopplung, dazu ist der Kreis  $L2/250$  pF auf 7025 kHz abzustimmen. Der Ausgangsfrequenzbereich ist 7000 bis 7050 kHz. Die Spulenkörper haben einen Durchmesser von 8 mm. Für  $L1$  werden 26 Wdg., 0,5-mm-CuL, benötigt.  $L2$  hat 16 Wdg., 0,5-mm-CuL, die Anzapfung liegt an der 6. Wdg., vom kalten Ende aus gerechnet. Über  $L2$  liegt die Auskoppelwicklung  $L3$  mit 5 Wdg., 0,5-mm-CuL.

### Literatur

*Bouffet, M.*: VFO für QRP-Sender 7 MHz, *Radio-REF*, Heft 11/1977, Seite 895 bis 898



BA 102

T1/T3: 2N 708, SF 131, SF 136

Auf vielen Gebieten der kommerziellen und Unterhaltungselektronik werden mehr und mehr PLL-Schaltungen (PLL = Phase-locked-loop) angewendet. Ob nun zur Nachsteuerung von Rasteroszillatoren bei digitaler Frequenzsynthese im UKW-Empfänger, in Stereodekodern oder in FM-Demodulatorschaltungen, die PLL-Schaltungstechnik ermöglicht eine Verbesserung der Ausgangsparameter bzw. eine Erhöhung des Bedienungskomforts der Geräte.

In diesem Beitrag soll eine FM-ZF-Verstärkerschaltung beschrieben werden, die das FM-Signal mit einem PLL-Demodulator demoduliert. Es wird davon ausgegangen, im allgemeinen Bauelemente und Schaltkreise der DDR-Produktion zu verwenden, um einer großen Anzahl von Interessenten den Nachbau zu ermöglichen. Die Baugruppe (FM-ZF-Verstärker und PLL-Demodulator) ist stereotüchtig und erfüllt die Hi-Fi-Norm. Gegenüber der FM-ZF-Verstärkerschaltung mit Quadraturdemodulator bzw. mit 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 großem 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 gering bleibt.

Die Anwendung dieser Schaltung ist nicht nur auf die Unterhaltungselektronik beschränkt, sondern kann auch dem UKW-Funkamateurler von Nutzen sein.

### **Funktionsprinzip des PLL-Demodulators**

Auf die theoretischen Abhandlungen und Berechnungen von Phasengliedern kann unter Hinweis auf [1] bis [4] weitgehend verzichtet werden. Das Prinzip des PLL-Demodulators soll an Hand von Bild 1 erläutert werden. Ein spannungsgesteuerter Oszillator, der VCO (voltage

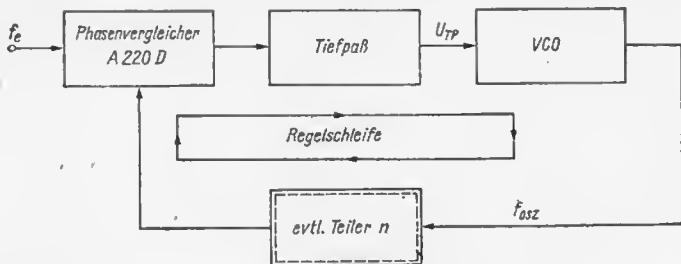


Bild 1 Funktionsprinzip der PLL-Schaltung

controlled oscillator), erzeugt eine Frequenz, in diesem Fall 10,7 MHz. Diese Oszillatorfrequenz  $f_{osz}$  wird der Phasenvergleichlerstufe PV zugeführt. Als Referenzfrequenz gelangt die begrenzte, frequenzmodulierte ZF-Spannung  $f_e$  ebenfalls zur Phasenvergleichlerstufe. Beide Frequenzen werden miteinander verglichen in bezug auf Frequenz und Phasenlage. Am Ausgang der PV entsteht eine Fehlspannung, die proportional der Frequenzdifferenz beider Frequenzen ist.

Diese Fehlspannung wird als Stenervspannung  $U_{TP}$  über einen Tiefpaß TP dem VCO zugeführt und steuert ihn nach, bis beide Frequenzen in Phase liegen bzw. um einen konstanten Betrag phasenverschoben sind (je nach PV-Schaltung). Da die Referenzfrequenz mit einem NF-Signal frequenzmoduliert ist, wird der VCO im Rhythmus der NF ständig nachgesteuert. Diese Nachsteuerung kann man in bezug auf den Frequenzhub im UKW-Bereich von etwa  $\pm 53$  kHz (stereo) als völlig trägheitslos betrachten. Die Steuerspannung für den VCO ist demzufolge ein Abbild der Frequenzänderung infolge der Frequenzmodulation, also die Niederfrequenz, die im Sender auf den Träger moduliert worden ist. Der Tiefpaß hat in der Demodulatorerschaltung zwei Aufgaben. Zum einen unterdrückt er unerwünschte Mischprodukte und Regelschwingungen, die sich als Störspannungen bemerkbar machen, und zum anderen wirkt er als Deemphasis für die gewonnenen NF-Signale.

Die Grenzfrequenz des Tiefpasses bestimmt den Fangbereich der PLL und die Bandbreite des zu verarbeitenden NF-Signals. Bild 2 zeigt den Übersichtsschaltplan des kompletten ZF-Verstärkers mit Demodulator und Feldstärkemesser. Bei der Erarbeitung der Schaltung wurde davon ausgegangen, eine möglichst moderne und optimale Konzeption zu finden, um einen leistungsfähigen FM-ZF-Verstärker aufzubauen. Aus diesen Gründen fiel die Wahl auf einen Piezofilter an Stelle von LC-Bandfiltern.

## FM-ZF-Verstärker mit PLL-Demodulator

Die Eingangsstufe des ZF-Verstärkers ist als Kaskodestufe ausgelegt. Diese Konzeption erwies sich als vorteilhaft, weil damit eine optimalere Anpassung an das nachfolgende LC-Filter möglich wurde als bei einer Emittierstufe. Außerdem kann auch bei Verwendung von Transistoren geringerer Grenzfrequenz (z. B. SF 136) auf jegliche Neutralisation verzichtet werden. Die Kaskodeschaltung verbindet die Vorteile der Basischaltung (hohe Grenzfrequenz, geringere Transistorkapazitäten) mit den Vorteilen der Emitterschaltung (hoher Eingangswiderstand). Den Arbeitspunkt stellt man mit  $R_2$  so ein, daß etwa 1,5 mA Kollektorstrom fließen bzw. am Feldstärkemesser bei eingestelltem Sender oder Prüfsignal ein Maximum abzulesen ist. Der Eingangswiderstand der Kaskodestufe ist relativ hochohmig, was man bei der Dimensionierung des ZF-Auskoppelkreises des UKW-Tuners berücksichtigen muß, wenn optimale Ergebnisse erzielt werden sollen. Auf die Zwischenschaltung einer Induktivität zwischen Kollektor von T1 und Emitter von T2 ( $\pi$ -Filter) wurde verzichtet, weil sich daraus keine wesentlichen Verbesserungen ergaben.

An die Kaskodestufe schließt sich ein zweikreisiges, induktiv gekoppeltes Bandfilter (Fi1) an. Für das LC-Filter wurde ein handelsübliches FM-Filter mit Kern (z. B. Transstereo) umgewickelt. Die Wickelraten sind in einer Tabelle zusammengestellt. Die Koppelwicklungen  $L_3$  und  $L_4$  sind zusätzlich (im gleichen Wickelsinn) aufzubringen. Um eine gute Durchlaßkurve (steile Flanken) und einfachen Abgleich zu ermöglichen, wurde das zweite Filter als Piezofilter ausgelegt. Mit dem Einstellregler P1 wird eine möglichst gute Anpassung zwischen Fi1 und dem Piezofilter Fi2 erreicht, was sich in einer entsprechenden Durchlaßkurve äußert.

Tabelle der Spulenwerte

$L_1$	$L_2$	$L_3$	$L_4$	$L_5$	$L_6$	$L_7$	
14	14	3	3	22	26	20	Wdg.
0,35						0,23	CuL-Draht in mm

$L_1$  ...  $L_6$  - siehe Text

$L_7$  - Spulendurchmesser 4 mm

Vom Piezofilter gelangt das FM-ZF-Signal direkt an den LS A 220 D, der das ankommende Signal symmetrisch verstärkt und begrenzt. Auf die Wirkungsweise des LS A 220 D soll nicht weiter eingegangen werden,

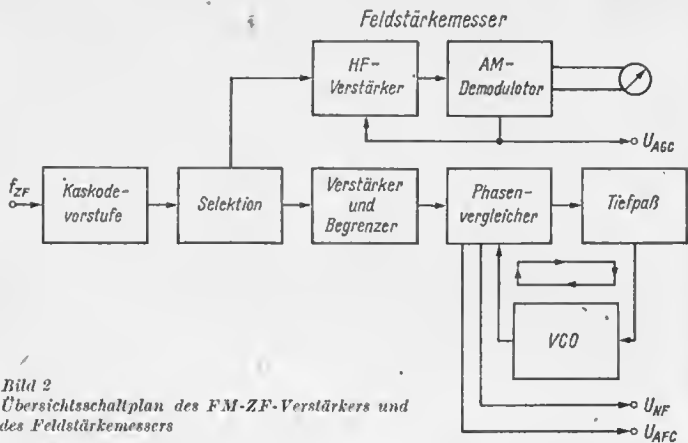


Bild 2  
Übersichtsschaltplan des FM-ZF-Verstärkers und  
des Feldstärkemessers

da dieser Schaltkreis in [5] und [6] ausführlich beschrieben ist. Der Quadraturdemodulator des IS A 220 D wird als solcher nicht zur Demodulation des frequenzmodulierten Signals herangezogen. Er übernimmt in dieser Schaltung die Funktion des Phasenvergleichers PV und gehört somit bereits zum, im vorigen Abschnitt beschriebenen, PLL-Demodulator. Auf die genaue Wirkungsweise des Quadratur- oder Koizidenzdemodulators als Phasenvergleichler soll nicht eingegangen werden, da das zu weit führen würde. Den Anschluß 9 legt man auf Grund der anderen Arbeitsweise kapazitiv an Masse, und am Anschluß 7 wird die VCO-Frequenz eingekoppelt. Am Anschluß 8 erhält man die bereits erwähnte Steuerspannung. Der Ausgangswiderstand des IS A 220 D wirkt in Verbindung mit R10 und C12 als Tiefpaß für die ankommende Fehlspannung. Die Steuerspannung entspricht aber der NF, so daß diese am Anschluß 8 kapazitiv ausgekoppelt werden kann. Für den VCO wurde unter vielen Varianten (astabiler Multivibrator usw.) der Clapp-Oszillator gewählt, da er den geforderten Parametern (Stabilität, leichte Steuerbarkeit durch Kapazitätsdioden, dadurch geringe Steuersteilheit und wenig Oberwellengehalt der Ausgangsspannung) am besten entsprach. Zu seiner Wirkungsweise nur soviel, daß es sich um eine Dreipunktschaltung mit kapazitiver Spannungsteilung handelt, wobei der Transistor T3 nur sehr lose an den Schwingkreis gekoppelt ist. Die HF-Ausgangsspannung des Clapp-Oszillators ist zwar relativ gering, doch völlig ausreichend für den Phasenvergleichler, so daß auf eine Pufferstufe verzichtet werden konnte. Auch die Frequenzabhängigkeit der Höhe der Ausgangsspannung hat keine negativen Auswirkungen, da der Frequenzhub im Vergleich zur Zwischenfrequenz nur einen geringen Teil ausmacht.

Die Kopplung zwischen Tiefpaß und VCO erfolgt über den Widerstand  $R_{11}$ .

Zur Stenerung des VCO werden vier Kapazitätsdioden vom Typ  $BB\ 105\ G$  verwendet. Die große Anzahl mag überraschen, doch einmal muß die Grundkapazität von etwa  $30\ \text{pF}$  erreicht werden. Zum anderen ist eine möglichst lineare Kennlinie der Kapazitätsdioden im Bereich der Nachsteuerspannung des  $IS\ A\ 220\ D$  erforderlich, um den Klirrfaktor und die nichtlinearen Verzerrungen klein zu halten. Aus der Parallelschaltung der vier Kapazitätsdioden resultiert eine sich aus den voneinander abweichenden Kennlinien der Dioden ergebende Scherung, die zu einer Linearisierung der Gesamtkennlinie führt. Der Widerstand  $R_{11}$  ist relativ kritisch, da er eine Anpassung zwischen Tiefpaß und VCO bewirkt und somit Einfluß auf Klirrfaktor und Verzerrungen der NF-Spannung hat. Am Kollektor von  $T_3$  wird die VCO-Frequenz abgenommen und kapazitiv an den Anschluß 7 des  $IS\ A\ 220\ D$  angekoppelt. Somit ist der Regelkreis geschlossen, und es stellt sich am Anschluß 8 eine Regelspannung ein, die der aufmodulierten NF-Spannung entspricht.

Die Daten der Oszillatorschaltung sind in der Tabelle enthalten. Es wurde ein einkreisiges AM-Filter (z. B. *Transstereo*) ungewickelt und mit einem FM-Kern (orangefarbene Kappe) versehen.

## FM-Feldstärkemesser

Eine Feldstärkeanzeige gehört zu jedem hochwertigen FM-Empfänger, deshalb hat man auch in dieser Schaltung nicht darauf verzichtet. Dieser FM-Feldstärkemesser erfordert zwar einen relativ hohen Aufwand, der aber gerechtfertigt ist. Die herkömmlichen Methoden der Feldstärkemessung befriedigen nicht, da sie die Höhe des einfallenden Pegels meist linear wiedergeben, d. h., schwache Sender können kaum und starke nicht mehr angezeigt werden, da das Instrument bereits Endausschlag hat. Eine optimale Feldstärkeanzeige ist demzufolge nur mit logarithmischer Anzeige möglich.

Dieses Problem läßt sich mit dem  $IS\ A\ 281\ D$  modern lösen. In [6] ist ein Applikationsbeispiel für eine Schaltung mit dem  $IS\ A\ 281\ D$  als Feldstärkemesser beschrieben. Neben der logarithmischen Feldstärkeanzeige hat die Schaltung den Vorteil, daß man eine feldstärkeabhängige Steuerspannung auskoppeln kann, mit der z. B. die UKW-Vorstufe des Tuners geregelt wird.

Die ZF-Spannung wird mit  $L_3$  ausgekoppelt und gelangt zum Spannungsteiler  $P_2$ , mit dem sich die Eingangsempfindlichkeit einstellen läßt. Der  $IS\ A\ 281\ D$  arbeitet in dieser Schaltung als selbstgeregelter ZF-Verstärker, woraus sich auch die logarithmische Durchgangskennlinie ergibt. Das verstärkte ZF-Signal wird über  $F_3$  ausgekoppelt und durch die





Germaniumdiode D5 demoduliert. C27 glättet das demodulierte Signal und befreit es von NF-Resten. Die gewonnene Gleichspannung regelt den IS A 281 D und wird am Feldstärkeinstrument angezeigt. Für die Anzeige läßt sich ein herkömmliches Indikatorinstrument verwenden. Die Wickelkdaten des Filters Fi3 sind aus der Tabelle ersichtlich. Der Anzeigebereich des Feldstärkemessers beträgt mehr als 60 dB.

### Stromversorgung der Schaltung

Alle Baugruppen und Stufen sind mit Drosseln und Siebkondensatoren abgeblockt, um HF-Störungen und Verkopplungen zu vermeiden. Die Betriebsspannung sollte auf jeden Fall stabilisiert sein, um eine zufriedenstellende Arbeitsweise aller Baugruppen zu gewährleisten. Besonders der VCO und der Phasenvergleicher (IS A 220 D) erfordern eine konstante Betriebsspannung, da es ansonsten zu VCO-Frequenzänderungen kommen kann, die ein Ausrasten der PLL zur Folge haben. Die Stabilisierung mit einer Leistungs-Z-Diode reicht nur dann aus, wenn die Betriebsspannung  $U_B$  bereits stabilisiert ist (z. B. durch das Tunernetzteil).

Günstiger ist eine temperaturkompensierte Stromversorgungsschaltung nach Bild 4. Die Schaltung hat einen Stabilisierungsfaktor von etwa 5200, was für diese Anwendung völlig ausreicht. Die Konstantstromquelle T4 bewirkt eine höhere Spannungsverstärkung von T5, was zu einer Verringerung des Innenwiderstands des Netzteils beiträgt. Der Kollektorstrom durch die Konstantstromquelle T4 ist weitgehend unabhängig von den Betriebsspannungsschwankungen, wodurch das Netzgerät eine sehr stabile Ausgangsspannung hat. Da Z-Dioden mit Z-Spannungen um 8 V

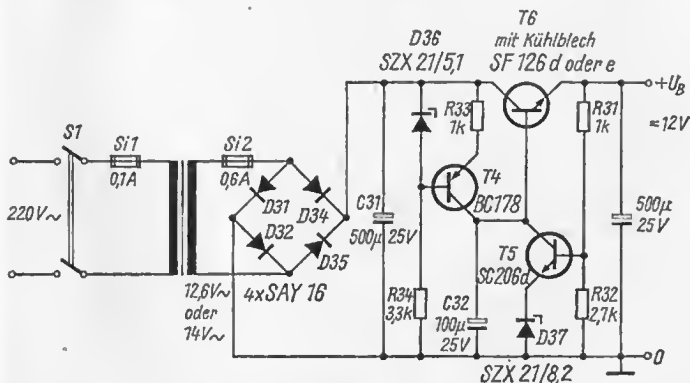


Bild 4 Stromlaufplan des verwendeten Netzteils

angewendet werden, wird eine gute Temperaturkompensation gewährleistet. Der Einsatz von Referenzelementen bzw. temperaturkompensierten Z-Dioden ist nicht notwendig.

### Mechanischer Aufbau, Inbetriebnahme und Abgleich

Die gesamte Schaltung nach Bild 3 findet auf einer Leiterplatte Platz, wie aus Bild 5 und Bild 6 zu ersehen ist. Bei der Gestaltung der Leiterplatte muß darauf geachtet werden, daß die VCO-Frequenz nicht auf den ZF-Eingang koppelt, da sich sonst die PLL selbstsynchronisieren würde. Um eine möglichst gute Abschirmung der Leiterbahnen zum übrigen Teil der Schaltung zu erreichen, wird doppeltkaschiertes Leiterplattenmaterial verwendet. Auf der Bestückungsseite müssen deshalb die Löcher für die Bauelemente angesenkt werden, um Kurzschlüsse auszuschließen. Der VCO benötigt keine besondere Abschirmung.

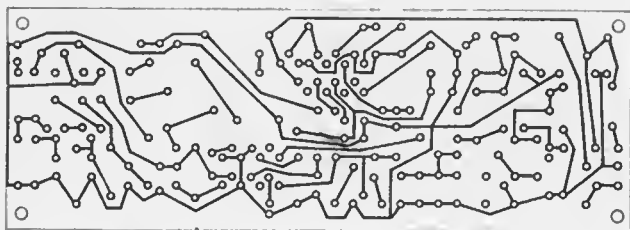


Bild 5 Leitungsführung der Leiterplatte für die Schaltung nach Bild 3

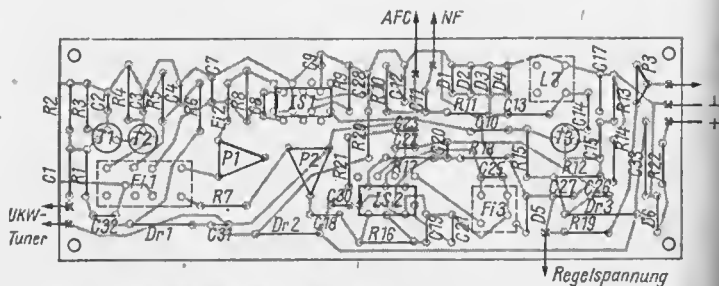


Bild 6 Bestückungsplan für die Leiterplatte in Bild 5

Die Anschlüsse der beiden integrierten Schaltkreise werden gegeneinander etwas versetzt, um eine bessere Leitungsführung zu gewährleisten. Beim Lötén ist darauf zu achten, daß der Lötvorgang besonders an den Halbleitern und Filtern möglichst schnell vonstatten geht, um eine übermäßige Temperaturbeanspruchung dieser Teile zu vermeiden. Es sollen nach Möglichkeit typisierte Bauelemente zum Einsatz kommen, da eine einwandfreie Funktion der Schaltung nur dann gewährleistet ist. Für den IS A 281 D könnte eventuell auch ein R-Typ eingesetzt werden.

Beim Umwickeln der Filter muß man besondere Sorgfalt üben und darauf achten, daß das Anschlußschema nach Bild 7 eingehalten wird.

Der FM-ZF-Verstärker läßt sich relativ einfach abgleichen, weil nur ein zweikreisiges LC-Bandfilter vorhanden ist. Mit einem Prüfsender oder besser noch einem Wobbler wird die optimale ZF-Durchlaßkurve eingestellt. Das Bandfilter des Feldstärkemessers ist auf Maximum abzugleichen, allerdings nur so weit, daß noch keine Schwingneigung auftritt. Während dieser Abgleichvorgänge ist die Betriebsspannungszuführung zum VCO (Dr3) zu unterbrechen, da es andernfalls zur Verfälschung des Abgleichs kommen kann. Nach dem Abgleich wird die Betriebsspannung wieder zugeführt und überprüft, ob der Oszillator anschwíngt. Sollte das nicht der Fall sein, so muß eventuell der Basisspannungsteiler von T3 verändert werden. Bei einem Transistor mit hoher Stromverstärkung ( $\beta$  etwa 200), treten solche Probleme allerdings kaum auf. Schwingt der VCO, so wird die Oszillatorfrequenz mit dem Spulenkern grob auf 10,7 MHz eingestellt.

Den präzisen Abgleich der Demodulatorkennlinie (S-Kurve) nimmt man dann mit dem Wobbler vor, wobei R10 und R11 eventuell noch zu variieren sind. Sollte kein Prüfsender bzw. Wobbler zur Verfügung stehen, sind alle Kreise (Fi1 und Fi3) bei einem stark einfallenden Sender zunächst erst einmal auf Maximum abzugleichen (nach Feldstärkeinstrument). Dann versucht man mit Durchdrehen des Kernes der Oszillatorspule des VCO die PLL zum Einrasten zu bringen. Der Fangbereich der PLL ist so einzustellen, daß das Feldstärkemaximum etwa in der Mitte des Bereichs liegt. Mit einer solchen Abgleichmethode lassen sich allerdings kaum optimale Ergebnisse erzielen.

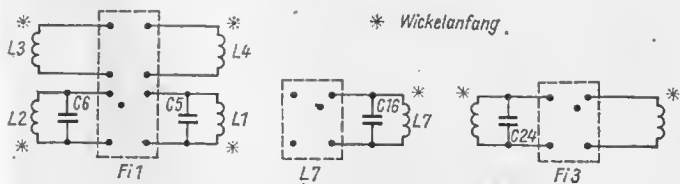


Bild 7 Anschlußbelegung der Spulen und Filter

Am Anschluß 8 des IS A 220 D kann eine AFC-Spannung abgenommen werden, wie es Bild 2 zeigt. Dabei sollte man allerdings beachten, daß dieser Spannung eine Gleichspannung überlagert ist, so daß die Nachstimm-diode im UKW-Tuner entsprechend vorgespannt werden muß.

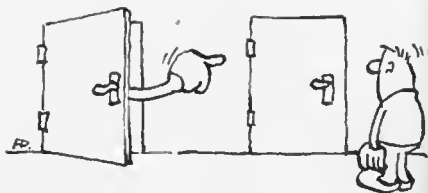
Die beschriebene Schaltung des FM-ZF-Verstärkers mit PLL-Demodulator arbeitet beim Verfasser bereits lange Zeit ohne jegliche Beanstandungen.

#### Literatur

- [1] Rohländer, W.: Der Phasensynchron- oder Raster-Oszillator, FUNKAMATEUR 22 (1973) Heft 7, Seite 343
- [2] Knietsch, M.: Eine Einführung in die PLL-Technik, FUNKAMATEUR 23 (1974) Heft 10, Seite 503
- [3] Müller, K. H.: Der Phasenregelkreis, Internationale Elektronische Rundschau 25 (1971) Heft 8, Seite 191
- [4] Conrad, M.: Phasenregelkreis für 2-m-Sender, FUNKAMATEUR 26 (1977) Heft 5, Seite 238
- [5] Matthes, H.: Rundfunk-ZF-Verstärker mit der IS A 220 D, FUNKAMATEUR 26 (1977) Heft 4, Seite 174
- [6] Schubert, K.-H.: Integrierte Schaltkreise aus der DDR-Produktion, Elektronisches Jahrbuch 1977, Militärverlag der DDR, Berlin 1976, Seite 100 bis 104
- [7] Tietze, U./Schenk, Chr.: Halbleiterschaltungstechnik, Springer-Verlag, Berlin 1974

#### Wir klären Begriffe

#### AMTSWEICHE



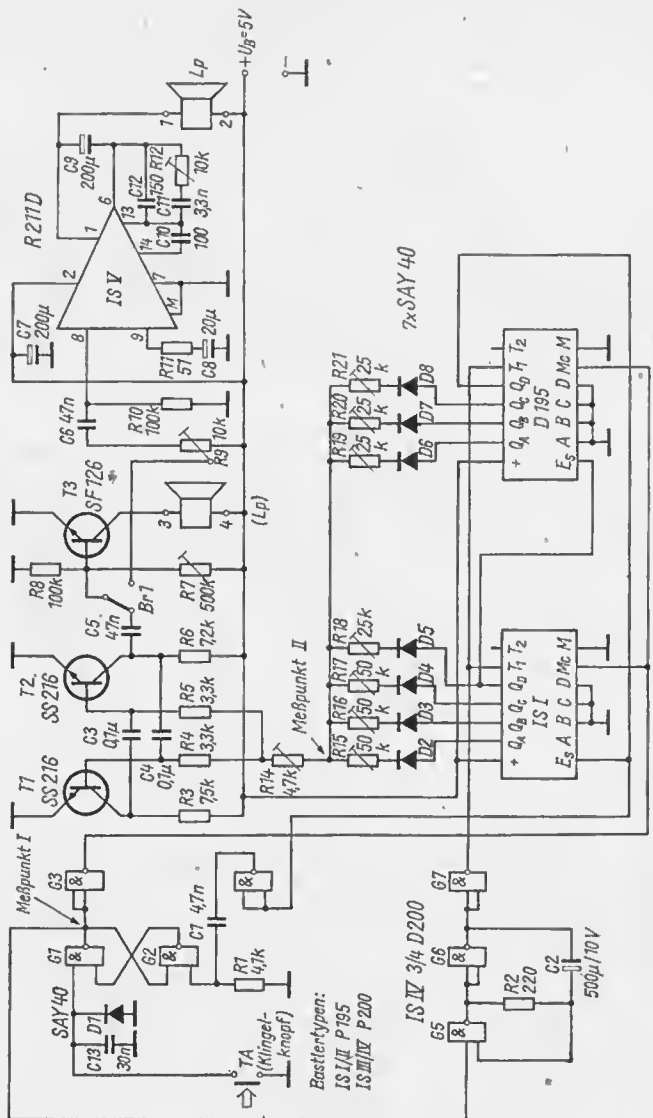
## Verwendungszweck

Der Türgong mit elektronisch erzeugter Melodie kann an Stelle der üblichen Hanstürklingel verwendet werden. Nach Betätigen des Klingelknopfes kündigt er mit der Melodie «Horeh, was kommt von draußen 'rein» den Besucher an. In der Literatur wurden schon eine Reihe solcher Melodiegeneratoren mit mehr oder weniger großem Aufwand an Bauelementen beschrieben [1], [2].

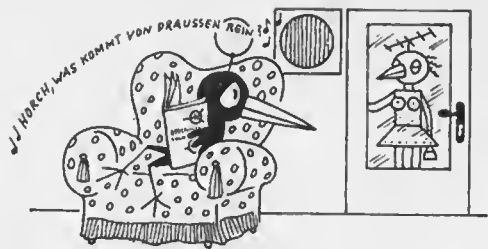
Dieser Beitrag soll eine Möglichkeit anzeigen, mit relativ geringem Aufwand auszukommen. Man hat nach einem optimalen Verhältnis zwischen diskretem Aufwand und Preis gesucht, daher werden nur Bastelkreisläufe und Basteltransistoren verwendet. Die Schaltung selbst geht auf eine Veröffentlichung in [2] zurück, wobei in der vorliegenden Variante nur vier Schaltkreise, davon zwei 4-bit-Schieberegister *P 195* eingesetzt werden, die preiswert im Fachhandel erhältlich sind. Die Melodie läßt sich wahlweise programmieren, wenn sie den Umfang von sieben Tönen nicht überschreitet. Will man mehr als sieben Töne wiedergeben, kann man durch Zufügen weiterer Schieberegister den Umfang beliebig erweitern.

## Funktionsbeschreibung

Die Funktion des elektronischen Türgongs ist relativ einfach. Herzstück der Schaltung bildet der astabile Multivibrator mit T1 und T2, der den Ton erzeugt. Die Tonhöhe ist abhängig von den Basisvorwiderständen, wobei man mit den Einstellreglern *R15* bis *R21* einen für die entsprechende Tonhöhe erforderlichen Widerstandswert einstellt. Die Schieberegister schalten im Takt, der von Taktgenerator G5 und G6 erzeugt wird und in der Taktfrequenz beliebig ausgelegt werden kann, die entsprechenden Einstellregler der Reihe nach auf positives Potential und erzeugen auf diese Weise den Ablauf der Melodie. Die Schieberegister sind dabei als Ringzähler zusammengeschaltet, in denen eine logische «1» durchgeschoben wird.



Bastertypen:  
 IS I/II P195  
 IS III/IV P200



Der Gesamt Ablauf ist folgender: Im Ruhezustand (Ta nicht gedrückt) liegt der Punkt I des RS-Flip-Flop (G1, G2) auf «Tief»; Damit arbeitet der Taktgenerator (G5 und G6) nicht, da der Eingang 1 von G5 ebenfalls auf «Tief» liegt. An den MC-Eingängen (MC = mode control, Steuerungseingang für Betriebsart) der Schieberegister liegt «Hoch»-Potential, wobei diese für Rechtsschieben gesperrt sind. Dann liegen die Ausgänge  $Q_{A1}$  bis  $Q_{D1}$  und  $Q_{AII}$  bis  $Q_{DII}$  auf «Tief»-Potential. Damit erhält der astabile Multivibrator keine positive Vorspannung und gibt keinen Ton an den NF-Verstärker ab.

Betätigt man nun den Klingelknopf (Ta) kurzzeitig, erscheint an Punkt I des RS-Flip-Flop «Hoch»-Potential, und der Taktgenerator wird ebenso wie die Schieberegister freigegeben. An den Schieberegistern erscheint nacheinander, bestimmt durch die Impulsfolgefrequenz des Taktgebers, das «Hoch»-Potential, und somit wird der astabile Multivibrator durch die Einstellregler mit positiver Vorspannung versorgt. Damit gibt er die gewünschte Melodie an den NF-Verstärker ab. Die Dioden D2 bis D8 wirken als Entkopplung zwischen den Einstellreglern und den Schieberegistern, um bei Einstellarbeiten keine Fremdsignale zu erzeugen.

Die beiden Schieberegister sind als Ringzähler zusammengeschaltet. Betätigt man Ta länger als der Melodiezyklus dauert, beginnt die Melodie wieder von vorn. Dabei ist zu beachten, daß der Dateneingang «A» von IS I hoch liegt, da damit die logische «1» zum Rechtsschieben vorprogrammiert wird. Befindet sich Ta in Ruhelage, wird nach dem siebenten Ton, mit dem achten Takt, über G4 und C1 ein differenzierter Rückstellimpuls an das RS-Flip-Flop gegeben, damit kippt das Flip-Flop um, am Ausgang I (G1) liegt wieder «Tief»-Potential, und die Schaltung ist wieder in Ruhestellung. Die Taktfrequenz kann mit C2 beliebig, entsprechend

Bild 1 Stromlaufplan des Türgongs mit elektronischer Melodie

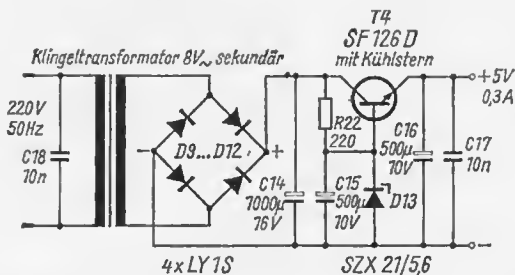


Bild 2 Stromlaufplan für den erforderlichen Netzteil

dem gewünschten Rhythmus der Melodie, geändert werden [3].  $R14$  wirkt als Oktavenregler, mit ihm kann die Tonhöhe um etwa zwei Oktaven verschoben werden.

Als NF-Verstärker wird ein IS vom Typ  $R 211 D$  (Bastelausführung des  $A 211 D$ ) in üblicher Besetzung verwendet, sie weist keine Besonderheiten auf. Die Ausgangsleistung ist bei 5 V für übliche Wohnräume bei weitem ausreichend. Die Lautstärke kann mit  $R9$  eingestellt werden. Für geringere Lautstärke reicht auch schon die Transistorstufe mit  $T3$  und Lautsprecher im Kollektorkreis aus. Man kann in diesem Fall auf den Schaltungsteil mit dem  $R 211 D$  ganz verzichten. Bild 2 zeigt das Netzteil, es kann aus dem vorhandenen Klingeltransformator versorgt werden. Den Regel- und Siebaufwand muß man auf jeden Fall in Kauf nehmen, da die Schaltkreise eine konstante Spannung von  $5\text{ V} \pm 0,25\text{ V}$  erfordern.

## Mechanische Konstruktion

Die gesamte Schaltung ist, bis auf den Netzteil, auf einer Leiterplatte untergebracht, die zur besseren Kühlung des IS  $R 211 D$  doppeltkaschiert sein kann. Bild 3 zeigt die Leiterzüge und Bild 4 den dazugehörigen Bestückungsplan. Den NF-Verstärker mit dem IS  $R 211 D$  kann man abschneiden, wenn er nicht benötigt wird. Mit der Brücke «Br1» (Bild 4) wird die NF an den gewünschten Verstärker geschaltet.

Die Platine mit dem Lautsprecher und dem Netzteil (ohne Klingeltransformator) wird in ein flaches Gehäuse eingebaut und neben der vorhandenen Haustürklingel befestigt. Mit einem zusätzlichen Umschalter kann wahlweise auf Tür Gong oder Klingel geschaltet werden.



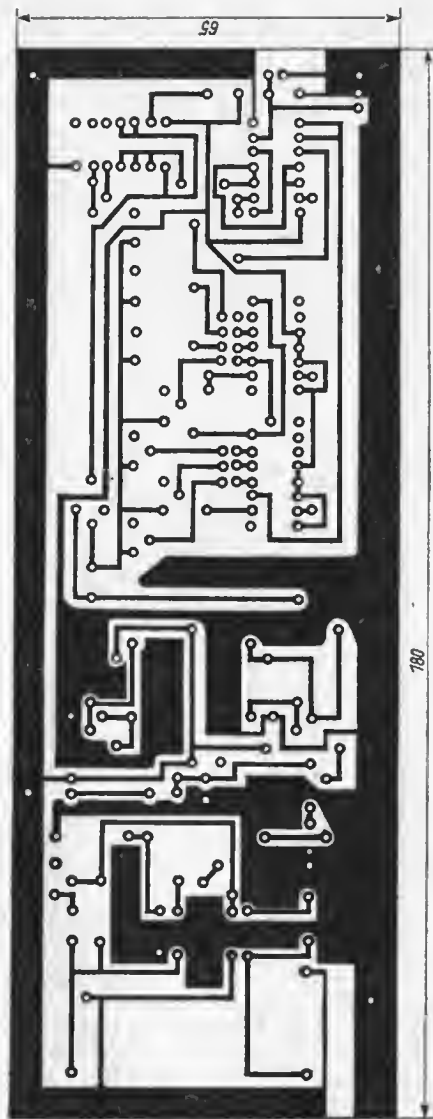


Bild 3 Leiterplatte für den beschriebenen Türgong (180 mm x 65 mm)

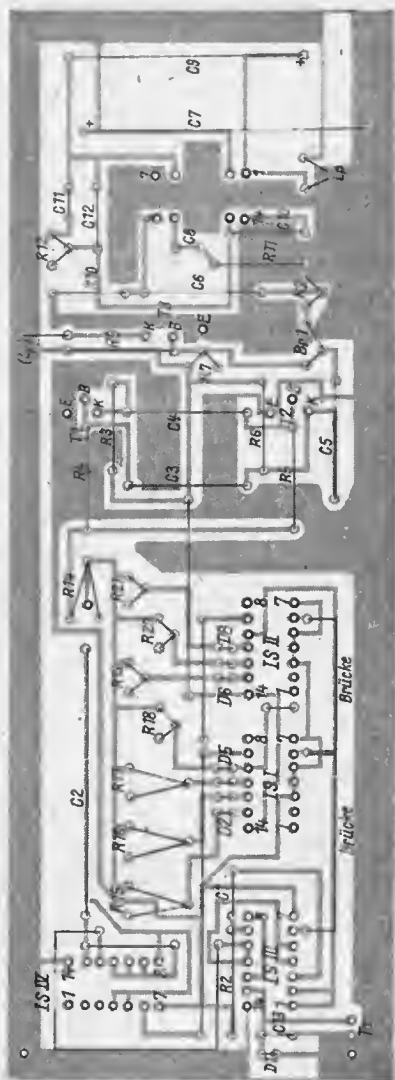


Bild 4 Bestückungsplan für die Leiterplatte in Bild 3

## Inbetriebnahme

Nachdem die Platine mit allen passiven Bauelementen bestückt wurde, wird zuerst der astabile Multivibrator in Betrieb genommen. Dazu werden die Transistoren T1 und T2 (die einen Wert B von etwa 100 haben sollen) eingelötet und die Betriebsspannung von 5 V angelegt. Mit einem hochohmigen Kopfhörer, den man über 47 nF an den Kollektor von T2 anschließt, ist das Anschwingen zu überprüfen, wenn Punkt II an  $+U_s$  gelegt wird. Ist das der Fall, lötet man den IS R 211 D ein, schließt den Lautsprecher an und verbindet den Kondensator 47 nF mit dem Lautstärkereglern R9.

Dann wird IS I eingelötet und das RS-Flip-Flop in Betrieb genommen. Mit einem Multiprüfer überprüft man eine Funktion an Meßpunkt I (Hoch-Potential  $\hat{=} 2,4$  V bis 4 V). Danach werden die beiden Schaltkreise P 195 eingelötet, dabei darf der Meßpunkt II nicht mehr auf  $+U_s$  liegen. Ta wird kurz gedrückt, damit können nun von Hand (da der Taktgeber mit IS IV noch nicht in Betrieb ist) die Takteingänge TI beider Schieberegister betätigt werden (periodisch an Masse schalten), und es läßt sich auf diese Weise eine gewünschte Melodie mit den Einstellreglern einstellen. Den Einstellzyklus wiederholt man so lange, bis die gewünschte Melodie «programmiert» ist. Dann wird IS IV eingelötet und der Taktgeber in Betrieb genommen. Damit ist das Gerät betriebsbereit.

## Erfahrungen

Der beschriebene Türgong funktioniert seit über 1 Jahr mit hoher Zuverlässigkeit. Probleme der Fremdauslösung durch Störimpulse, hervorgerufen durch zu lange Klingelleitungen, konnten durch Zwischenschalten eines Relais beseitigt werden. Bei kurzen Zuleitungen ist das nicht unbedingt notwendig.

Nachteilig wirkte sich auch der gemeinsame Klingeltransformator zur Versorgung aller Haushalte eines Wohnblocks aus. Dieses Problem wurde durch einen eigenen Klingeltransformator beseitigt. Wenn es dann noch Fohlauslösungen gibt, ist zusätzlich die Netzzuleitung zu verdrosseln. Schafft das keine Abhilfe, muß man ein RS-Flip-Flop aus Relais aufbauen.

## Literatur

- [1] Kühne, H.: Schaltbeispiele mit TTL-Gattern der Schaltkreisserie D 10 - Teil 2, Amateurreihe electronica, Band 155, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1976
- [2] Kramer, M.: Impulstechnik mit TTL-Schaltkreisen, Amateurreihe electronica, Band 156, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1976
- [3] Kühn/Schmied: Integrierte Schaltkreise, VEB Verlag Technik, Berlin 1976

### MW-Radioteil für Kassettenbandgerät

Die konstruktive Verbindung von Rundfunkempfänger und Kassettenbandgerät, allgemein als Radiorecorder bezeichnet, hat in der Aufnahme- und Wiedergabepraxis einige Vorteile. Durch einen einfachen Tastendruck kann man interessierende Rundfunksendungen sofort aufnehmen. Und ist kein geeignetes Rundfunkprogramm-Angebot vorhanden, läßt sich Musik von der Kassette abspielen.

Für Kassettenbandgeräte ohne eingebauten Rundfunkteil zeigt Bild 1 eine einfache Empfangsschaltung, die über einen entsprechenden NF-Stecker an der NF-Eingangsbuchse des Kassettenbandgeräts anschließbar ist. Durch einen zusätzlichen Umschalter am Kassettenbandgerät muß man nur dafür sorgen, daß bei «Radio-Wiedergabe» der NF-Eingang des Anfrahme/Wiedergabe-Verstärkers nicht am kombinierten Aufnahme/Wiedergabe-Kopf, sondern an der NF-Eingangsbuchse liegt!

Die Schaltung in Bild 1 besteht aus zwei HF-Verstärkerstufen (T1/T2), denen mit der Transistorstufe T3 ein Trioden-AM-Gleichrichter folgt, der

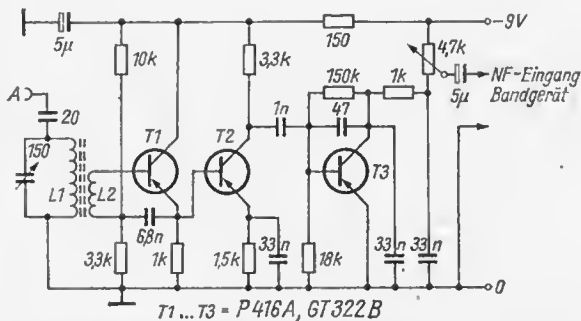


Bild 1 Stromlaufplan des einfachen MW-Eingangsteils [1]

eine günstigere Demodulation als ein Diodengleichrichter ermöglicht. Am Kollektorwiderstand 4,7 k $\Omega$  steht die NF-Ausgangsspannung regelbar zur Verfügung. Davor liegen der Widerstand 1 k $\Omega$  und die beiden Kondensatoren 33 nF, die zusammen ein HF-Siebglied bilden.

Im Eingang der Schaltung liegt der MW-Schwingkreis mit dem Drehkondensator 150 pF. Die Spulen  $L1/L2$  befinden sich auf einem Ferritstab, 8 mm Durchmesser und 100 mm lang. Für  $L1$  werden 100 Wdg. dünne HF-Litze benötigt,  $L2$  hat 15 Wdg. Die Spulenlänge ist für  $L1$  etwa 45 mm, für  $L2$  etwa 10 mm, der Spulenabstand beträgt etwa 15 mm.

### Rundfunkteil ohne Spulen

Das Prinzip der in Bild 2 gezeigten Empfängereingangsschaltung beruht auf der RC-Schaltungstechnik, so daß man ohne Spulen auskommt. Die Transistoren T1 bis T3 bilden einen RC-Generator, die Mitkopplungsbedingung erfüllt der Kondensator 330 pF zwischen Ausgang T3 und Eingang T1. Das am Emitter von T1 liegende Antennensignal synchronisiert den RC-Generator, wenn beide Frequenzen übereinstimmen. Bei dieser Synchronisation wird aber auch das RC-Generatorsignal mit der Sendermodulation moduliert. Das über den Kondensator 1 nF am Kollektor T3 ausgekoppelte RC-Generatorsignal wird mit D1 begrenzt und wie D2 demoduliert. Am Ausgangspotentiometer steht dann das NF-Signal zur Verfügung.

Beim RC-Generator bilden T1 und T2 sogenannte Phasenschieber, die das Signal um 90° phasenverschieben. Mit T3 erfolgt eine Phasen-

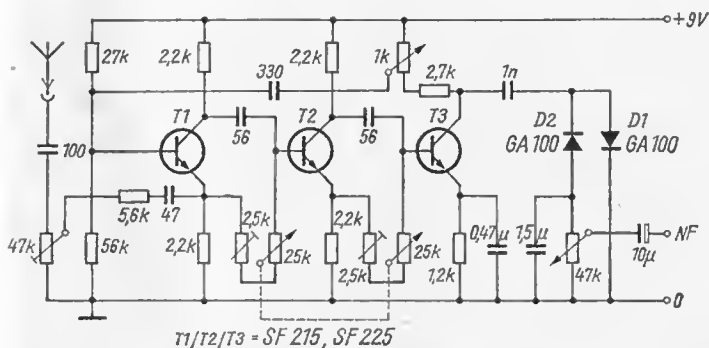
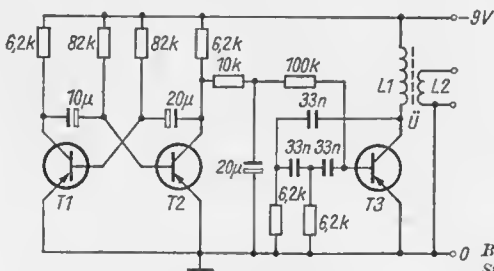


Bild 2 Stromlaufplan für ein Rundfunkeingangsteil ohne Spulen [2]

verschiebung um  $180^\circ$ . Da das insgesamt um  $360^\circ$  phasenverschobene Signal auf den Eingang zurückgeführt wird (mit dem Potentiometer  $1\text{ k}\Omega$  in der Amplitude regelbar), ist die Oszillatorarbeitsweise gegeben. Frequenzbestimmend für den  $RC$ -Generator sind die  $RC$ -Glieder der beiden Phasenschieber ( $56\text{ pF}$  und  $2,5\text{ k}\Omega$  plus  $25\text{ k}\Omega$ ). Die Abstimmung wird mit einem Tandempotentiometer  $2 \times 25\text{ k}\Omega$  lin. vorgenommen, wobei die Trimmerwiderstände bei hohen Frequenzen eine Korrektur der Abweichung der Widerstandswerte gestatten. Mit dem Potentiometer  $1\text{ k}\Omega$  wird auf beste Wiedergabelautstärke eingestellt. Mit den angegebenen  $RC$ -Werten der Phasenschieber reicht der Empfangsbereich etwa von  $170\text{ kHz}$  bis  $1650\text{ kHz}$ .

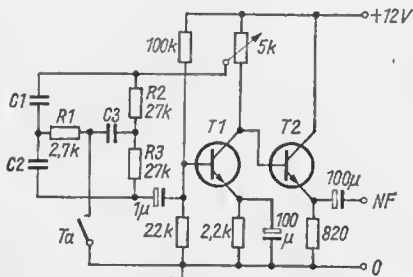
### Zweitongenerator «Miau»

Ein Zweitongenerator besteht aus zwei miteinander gekoppelten NF-Generatoren. Einer der beiden arbeitet im Bereich weniger Hertz und steuert den anderen, der im Tonfrequenzbereich hörbare Schwingungen



$T1/T2/T3 = \text{MP39B, GC116}$

Bild 3  
Stromlaufplan für einen  
Zweitongenerator [3]



$T1/T2 = \text{SF215, SF132, SC236}$

Bild 4  
Stromlaufplan des ein-  
fachen Tongenerators [4]

erzeugt. Je nach verwendeten Frequenzbereichen können Sirenantöne oder andere Geräusche realisiert werden. Bild 3 zeigt eine Schaltung, die in der Lautsprecherwiedergabe wie das Miauen eines Kätzchens klingt. T1 und T2 arbeiten in der Multivibratorschaltung, die erzeugte Frequenz beträgt etwa 0,6 Hz. Die Ausgangsspannung steuert die Basiselektrode von T3, der ein Tongenerator mit RC-Kette ist. Über den Spulenübertrager L1/L2 kann ein NF-Verstärker angeschlossen werden. Die Spule ist mit einem Schalenkern 22 × 13 aufgebaut. L1 hat 900 Wdg., und L2 hat 90 Wdg., CuL-Draht 0,1 mm.

### Einfacher Tongenerator

Der in Bild 4 dargestellte Tongenerator arbeitet mit einem RC-Glied in Doppel-T-Schaltung zwischen Basis- und Kollektorelektrode von T1. Direkt angekoppelt ist T2 in Kollektorgrundschaltung, so daß an der Emittierelektrode das erzeugte NF-Signal niederohmig ausgekoppelt werden kann. Die günstigste Schwingungsform wird mit dem Potentiometer 5 kΩ eingestellt. Mit der Taste Ta kann der erzeugte NF-Ton getastet werden (z. B. als Morseübungsgenerator). Für die angegebenen Widerstandswerte des RC-Glieds gibt Tabelle 1 für die einzelnen Frequenzwerte die erforderliche Kapazität der Kondensatoren an.

Tabelle 1 RC-Werte für Tongenerator (Bild 4)

Frequenz	C1 = C2	C3
175 kHz	50 pF	100 pF
95 kHz	100 pF	200 pF
20 kHz	500 pF	1 nF
10 kHz	1 nF	2 nF
2 kHz	5 nF	10 nF
1 kHz	10 nF	20 nF
750 Hz	15 nF	30 nF
200 Hz	50 nF	0,1 µF
100 Hz	0,1 µF	0,2 µF
20 Hz	0,5 µF	1,0 µF
10 Hz	1,0 µF	2,0 µF

### 3-Kanal-Lichtorgel

Bei Mehrkanallichtorgeln, die vom Ausgang eines NF-Verstärkers angesteuert werden, ordnet man jedem Kanal einen NF-Teilfrequenzbereich und eine bestimmte Farbe zu. Bei 3-Kanal-Lichtorgeln teilt man den NF-Frequenzbereich meist in die Bereiche tiefe Frequenzen, mittlere

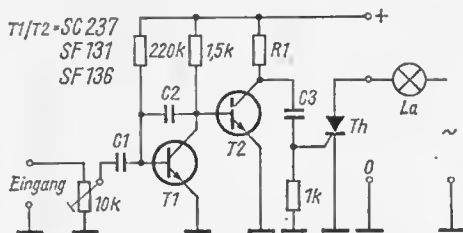


Bild 5  
Stromlaufplan für einen  
Kanal der 3-Kanal-  
Lichtorgel [5]

Frequenzen und hohe Frequenzen. Diese Aufteilung erreicht man durch eine entsprechende Bemessung der Kondensatoren, die den Verstärkungsfrequenzgang der NF-Vorverstärker bestimmen. Bild 5 zeigt den Stromlaufplan für einen Kanal der Lichtorgel. Die Bemessungswerte für die 3 Kanäle ( $R_1$ ,  $C_2$  ...  $C_3$ ) ersieht man aus der Tabelle 2.

Tabelle 2 Bauelementewerte für die 3 Kanäle der Lichtorgel (Bild 5)

	$C_1$	$C_2$	$C_3$	$R_1$
Kanal 1 tiefe Frequenzen	2000 $\mu\text{F}$	0,15 $\mu\text{F}$	10 $\mu\text{F}$	150 $\Omega$
Kanal 2 mittlere Frequenzen	0,25 $\mu\text{F}$	3,3 nF	5 $\mu\text{F}$	180 $\Omega$
Kanal 3 hohe Frequenzen	10 nF	180 pF	0,15 $\mu\text{F}$	230 $\Omega$

In der Originalschaltung wird ein *TESLA*-Thyristor *KT 712* verwendet, mit dem bei 220 V ein maximaler Lampenstrom von 3 A gesteuert werden kann. Für den Nachbau ist der HFO-Typ *ST 103/4* geeignet, so daß man bei jedem Kanal eine Lampenlast von etwa 600 W anschließen kann, wenn der Thyristor auf einem Kühlblech befestigt wird.

### Steuerung für Effektlicht

Während Lichtorgeln über NF-Signale der Verstärkeranlage gesteuert werden, so daß sie im Takt der Musik aufleuchten, leuchten Effektanlagen willkürlich auf. Eine geeignete Steuerschaltung zeigt Bild 6, wobei alle 3 Transistoren als verkoppelte Multivibratorstufen arbeiten. Der mit dem Potentiometer 5 k $\Omega$  einstellbare Frequenzbereich reicht von etwa 1 Hz bis 4 Hz. Über die Emittierelektroden werden die Thyristoren Th 1 bis Th 3 gesteuert. Die Betriebsspannung für die Transistoren wird über den Kondensator 1  $\mu\text{F}$  direkt aus der Netzwechselfspannung gewonnen.



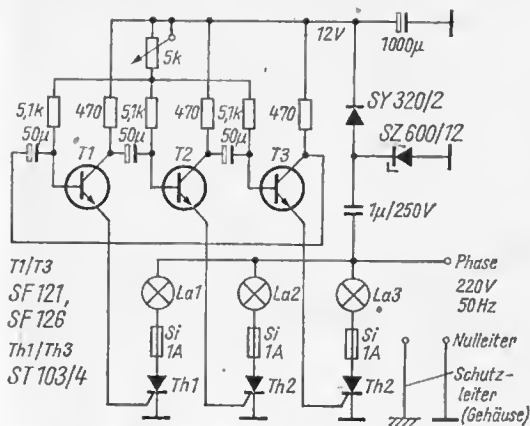


Bild 6 Steuerschaltung für Effektlucht [6]

Beim Nachbau ist darauf zu achten, daß die Schaltung berührungssicher aufgebaut wird. Die Masseverbindungen liegen isoliert vom Gehäuse. Das Gehäuse ist mit dem Schutzleiter zu verbinden.

### Metronom mit Ton und Licht

Für verschiedene Ausbildungen, z. B. Musik, Tastfunkausbildung n. a., ist ein Metronom sehr nützlich, das den Takt angibt. Gegenüber dem mechanischen Metronom hat die Elektronikausführung den Vorteil, daß ein lauterer Ton erzeugt werden kann. Außerdem läßt sich einfach auch ein Lichtsignal für die Taktanzeige realisieren. Eine geeignete Schaltung zeigt Bild 7, die einen Multivibrator mit 2 Leistungstransistoren darstellt.

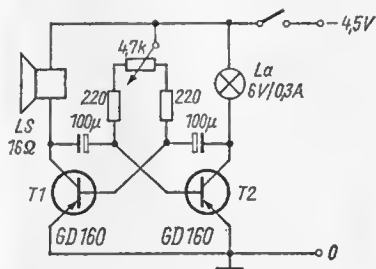


Bild 7 Stromlaufplan eines Metronoms mit Ton- und Lichtanzeige für den Takt [7]

Ein Kollektorwiderstand wird vom Lautsprecher LS gebildet, während im anderen Kollektorkreis die Skalenlampe La als Kollektorwiderstand wirkt. Die Taktfrequenz kann mit dem Potentiometer  $4,7\text{ k}\Omega$  so verändert werden, daß die Taktzeiten im Bereich von etwa  $0,2\text{ s}$  bis  $2\text{ s}$  einstellbar sind.

### Einfache RC-Meßbrücke

Zum Bestimmen der Werte von Widerständen und von Kondensatoren reicht in der Amateurpraxis eine einfache *RC*-Meßbrücke aus, die nach dem Prinzip von *Wheatstone* arbeitet. Die Schaltung in Bild 8a besteht aus dem Multivibrator T1/T2, der den NF-Meßton erzeugt (etwa  $1\text{ kHz}$ ), und der Auskoppelstufe mit T3. Im Kollektor von T3 befindet sich das Potentiometer  $1\text{ k}\Omega$ -lin. für den Brückenabgleich, über dem die Meßspannung liegt. Die beiden anderen Brückenarme werden gebildet vom bekannten und vom unbekanntem Widerstand bzw. Kondensator, und im Brücken-Nullzweig liegt der Kopfhörer, mit dem beim Brückenabgleich das Tonminimum abgehört wird.

Mit den angegebenen Festwerten von Widerstand und Kondensator ergeben sich folgende Meßbereiche:  $10\ \Omega$  bis  $1000\ \Omega$  und  $1\text{ k}\Omega$  bis  $100\text{ k}\Omega$ ,  $10\text{ pF}$  bis  $1000\text{ pF}$  und  $1\text{ nF}$  bis  $100\text{ nF}$  ( $0,1\ \mu\text{F}$ ). Den Skalenverlauf für das Brückenabgleichpotentiometer  $1\text{ k}\Omega$ -lin. zeigt Bild 8b. Die Skalen für Widerstands- und Kapazitätsmessung verlaufen entgegengesetzt.

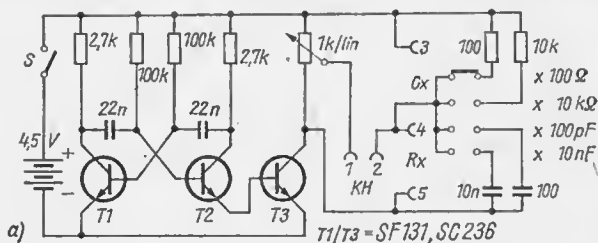


Bild 8a  
Stromlaufplan für eine einfache *RC*-Meßbrücke [8]

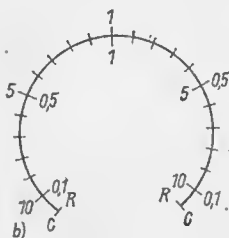


Bild 8b  
Skalenverlauf für Brückenabgleichpotentiometer für Widerstands- bzw. Kapazitätsmessung

## Zusatzgerät zum HF-Prüfgenerator

Mit dem HF-Prüfgenerator kann man zwar Empfängerschaltungen abgleichen, aber Messungen an HF-Spulen, Kondensatoren oder einzelnen Schwingkreisen lassen sich nicht direkt vornehmen. Bild 9 zeigt den Stromlaufplan für ein einfaches Zusatzgerät, das aus einer HF-Verstärkerstufe (T1), einem HF-Demodulator (D) und einem NF-Verstärker (T2/T3) mit niederohmiger Auskopplung besteht. Praktisch stellt die Schaltung einen einfachen Empfänger dar.

Am Buchsenpaar 1/2 wird das modulierte HF-Signal eines HF-Generators eingespeist. HF-Spulen bzw. Kondensatoren (oder Drehkondensatoren, Trimmerkondensatoren) können an den Buchsenpaaren 3/4 und 5/6 angeschlossen werden, sie bilden einen HF-Schwingkreis. Den Ausgang der Schaltung bildet das Buchsenpaar 7/8, an dem das demodulierte NF-Signal des HF-Prüfgenerators anliegt. Dort kann man als Indikator für den Abgleich einen Oszillografen, ein NF-Millivoltmeter oder einen Kopfhörer anschließen. Durch Verändern der Frequenz am HF-Prüfgenerator kann man bei maximalem NF-Ton am Ausgang die Resonanzfrequenz des angeschlossenen Schwingkreises ermitteln. Ebenfalls läßt sich mit der *Thomson'schen* Schwingungsformel bei bekannter Spuleninduktivität bzw. Kondensatorkapazität der Wert des Schwingkreis-kondensators bzw. der Schwingkreisspule errechnen. Auch der von einem Drehkondensator erfaßte Frequenzbereich bei einer bestimmten Spule läßt sich mit dem Zusatzgerät ermitteln.

Der Aufbau der Schaltung ist unproblematisch. Durch einen anderen Wert für den Basisvorwiderstand 8,2 k $\Omega$  läßt sich ein gewünschter Kollektorstrom für T1 erreichen.

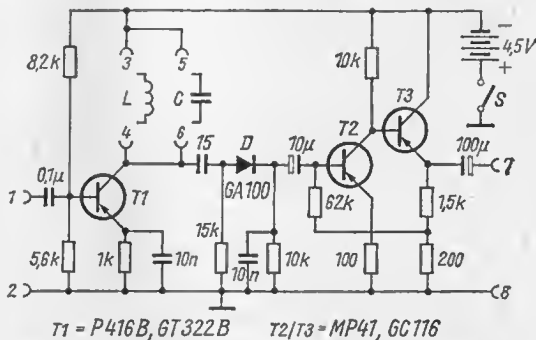


Bild 9 Stromlaufplan des Zusatzgeräts zum HF-Prüfgenerator [9]



Die Schaltung des Prüfgenerators besteht aus dem NF-Oszillator (T1, 1 kHz), der über den NF-Übertrager Tr auf den 2-Dioden-Balancemodulator arbeitet. Der HF-Oszillator (T2/T3) stellt eine Kaskodeschaltung dar (T2 Basis an Masse, T3 Kollektor an Masse), die Rückkopplung erfolgt über den Kondensator  $C_r$  (5 ... 51 pF). An der Basis von T1 ist der frequenzbestimmende Schwingkreis angeschlossen. Am Kollektor von T2 wird die erzeugte HF-Spannung regelbar entnommen und dem Balancemodulator zugeführt. Vom Balancemodulator gelangt das modulierte HF-Signal an den 4stufigen Abschwächer (S4), der das HF-Signal bis um den Faktor 10000 herabsetzt.

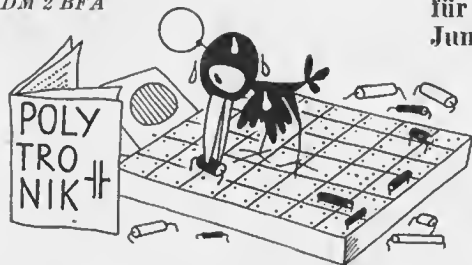
Für den Übertrager Tr eignet sich der Kern eines NF-Übertragers aus einem älteren Transistorsehensuper. Mit dem CuL-Draht von 0,15 mm Durchmesser ergeben sich folgende Windungsanzahlen: I - 220 Wdg., II -  $2 \times 110$  Wdg., III - 40 Wdg. Die Tabelle 3 gibt Auskunft über die HF-Spulen. Als HF-Spulenkörper werden für L1/L3 Vierkammerkörper mit 3-mm-HF-Abgleichstift und für L4/L5 HF-Spulenkörper mit 8 mm Durchmesser (6-mm-HF-Abgleichkern) verwendet.

**Tabelle 3 Spulenergebnisse für HF-Prüfgenerator (Bild 10)**

	Induktivität	Wdg.	Draht
L1	2200 $\mu$ H	4 $\times$ 125	0,1-mm-CuL
L2	240 $\mu$ H	3 $\times$ 55	Litze 8 $\times$ 0,05
L3	27 $\mu$ H	56	Litze 8 $\times$ 0,05
L4	3 $\mu$ H	21	0,5-mm-CuL
L5	0,33 $\mu$ H	7	0,8-mm-CuL

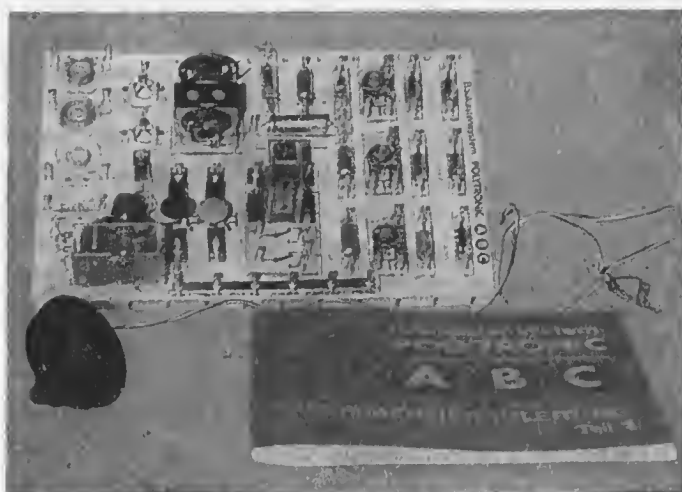
### Literatur

- [1] Iwanow, B.: Radioeingangsteil für Kassettenbandgerät, RADIO, Heft 3/1978, Seite 49/50 und Beilageseite IV
- [2] Marianski, A.: Tuner ohne LC-Schaltung, Radioamator, Heft 7 bis 8/1978, Seite 195/196
- [3] Borisov, W.: Radiokonstrukteur, RADIO, Heft 7/1978, Seite 49/50 und Beilageseite IV
- [4] A. W.: Transistorerschaltungen für den NF-Bereich, Radioamator, Heft 3/1978, Seite 61 und 66
- [5] Jarath, M.: Lichtorgel, Amaterske Radio, Heft A8/1978, Seite 290/291
- [6] Sibow, L.: Steuerung für Effektlicht, Radio-Telewisia-Elektronika, Heft 11/1977, Seite 28
- [7] ...: Metronom, Tehnium, Heft 11/1978, Seite 5
- [8] Hellebrand, J.: Messungen mit Brücken, Amaterske Radio, Heft A11/1978, Seite 416 bis 418
- [9] Putjatin, N.: Zusatzgerät zum HF-Prüfgenerator, RADIO, Heft 7/1978, Seite 52
- [10] Kirikow, N.: 2 Schaltungen für Signalgeneratoren, Radio-Telewisia-Elektronika, Heft 4/1978, Seite 11 bis 14



Das Baukastensystem *POLYTRONIK* ist nicht nur für den an der Elektronik oder Funktechnik interessierten Amateur geeignet, sondern es läßt sich auch vorteilhaft und zeitsparend in den Arbeitsgemeinschaften *Junge Funker* der Volksbildung und in den Ausbildungsgruppen *Funk* im Rahmen des Wehrsports der *Gesellschaft für Sport und Technik* einsetzen.

Bild 1 zeigt die Speicherplatte des Baukastensystems mit allen Bauelementen der Stufen A bis C. Im Vordergrund ist das Anleitungsheft, Teil 1, zu sehen.



**Bild 1** Speicherplatte und Anleitungsheft Teil 1 zum Baukastensystem *POLYTRONIK*

In den beiden Anleitungsheften sind 70 Experimente als Anregung vorgegeben. Sie lassen sich nach eigenen Vorstellungen im Rahmen des Bauelementevorrats erweitern und variieren. Der Autor hat wahllos aus den drei Stufen A, B und C des Baukastens Versuche herausgegriffen und experimentiert. Alle Versuche haben auf Anhieb funktioniert. In der Arbeitsgemeinschaft hat man Funktionsmodelle mit *POLYTRONIK* aus der Broschüre *Funkbetrieb in Arbeitsgemeinschaften* [1] mit Erfolg nachgebaut. Für die Arbeitsgemeinschaften und Ausbildungsgruppen empfiehlt sich die Anschaffung mehrerer Baukastensysteme. Der Einzelbastler sollte unbedingt mit der Stufe A beginnen, da sie als Grundstufe anzusehen ist.

### Stufe A

Sie umfaßt das Gebiet Elektrotechnik und enthält die dafür erforderlichen Bauelemente. Zu den Experimenten gehören der einfache und der verzweigte Stromkreis, logische Grundschaltungen wie UND und ODER, einfache Transistorschaltungen, z. B. Transistor als Schalter, als 1stufiger NF-Verstärker, sowie die 3 Grundschaltungen der Multivibratoren. Diese Grundlagen werden in 30 Experimenten erarbeitet. Im Anleitungsheft sind dafür die Schaltbilder, Erklärungen und Auswertungen der Experimente enthalten.

### Stufe B

Die Experimente der Stufe B sind im Teil 2 der Anleitungshefte beschrieben. Die Stufe B enthält weitere Bauteile unter der Bezeichnung *Zusatz Funktechnik*. Daraus geht hervor, daß die Stufe A vorhanden sein muß, wenn auf dem Gebiet der Funktechnik weiter experimentiert werden soll. Wie auch in Stufe A wird vom Kennenlernen der Bauelemente ausgegangen. Als neue Bauelemente kommen u. a. die Diode, der Drehkondensator, ein MW- und ein LW-Spulensatz und ein Kopfhörer hinzu. Die Experimente geben Aufschluß über die Funktionsweise eines 2stufigen NF-Verstärkers, eines Diodenempfängers, eines Audionempfängers, eines HF-Generators mit Basismodulation und einiger Elektronikschaltungen.

### Stufe C

Auch die Stufe C enthält neue Bauelemente, sie ist mit *Ergänzung Elektronik* bezeichnet. Zu den neuen Bauelementen gehören ein Thermi-

stor, ein Relais, ein Elektromotor, eine Lochscheibe und ein Paar Elektroden. Zu den Experimenten zählen neben den Grundschaltungen eines Relais auch Temperaturschalter, Temperaturregler, akustische Schalter und Füllstandsregler, insgesamt auch hier 20 weiterführende Schaltungen.

Inhalt und Umfang der in dieser Kurzbeschreibung dargestellten Möglichkeiten lassen bereits erkennen, daß dieses Baukastensystem Experimente und Erläuterungen ermöglicht, die für die Arbeit in den Arbeitsgemeinschaften *Junge Funker* der Volksbildung und in den Ausbildungsgruppen *Funk der Gesellschaft für Sport und Technik* ausreichend sind.

## Experimente auf Langwelle

Für das Baukastensystem *POLYTRONIK* hat das *Ministerium für Post und Fernmeldewesen* die Festfrequenz 135 kHz freigegeben [2]. Dabei ist zu beachten, daß nur die im Anleitungsheft für den Versuch angegebenen Bauelemente verwendet werden dürfen. Zum Nachweis der Schwingungen ist der HF-Generator mit 2 kurzen Drähten über Antennen- und Erdbuchse direkt mit dem Empfänger zu verbinden. Bild 2 zeigt den Stromlaufplan für den Versuch B6 *HF-Generator mit Basismodulation* mit Anschlußschema für den Rundfunkempfänger. Entsprechend Bild 3 wurde ein Röhrenrundfunksuper verwendet. Empfangen wird die 1. Oberwelle 270 kHz, da 135 kHz außerhalb des Langwellenbereichs liegt. Der Versuch wurde mit dem sowjetischen Transistorempfänger *WEGA 402* wiederholt. Die Einspeisung erfolgte über die Antennenbuchse für die Außenantenne und den Masseanschluß in der Batteriekammer.

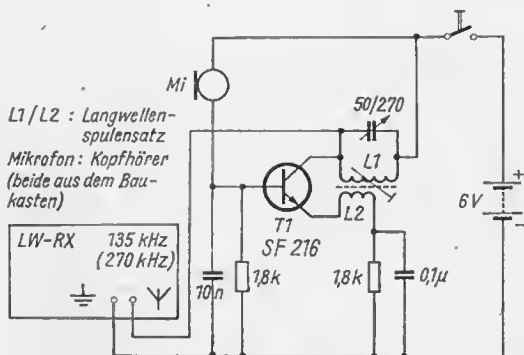
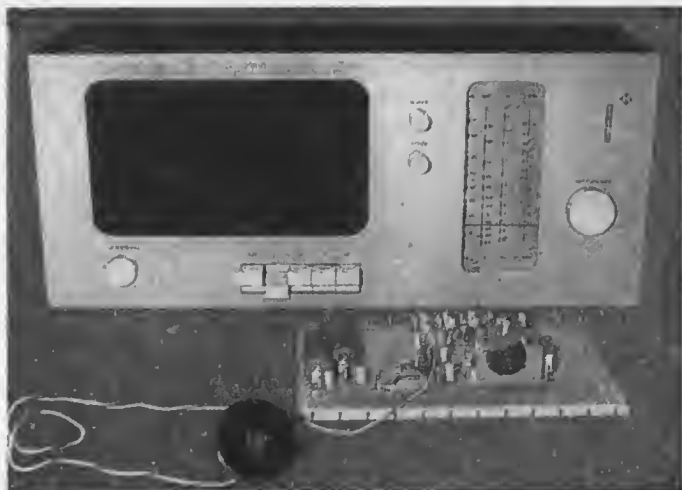


Bild 2 Basismodulierter HF-Generator für 135 kHz mit angeschlossenem Rundfunkempfänger, empfangen wird die 1. Harmonische (270 kHz)





*Bild 3 Aufgebaute Schaltung mit Rundfunkempfänger*

Beide Versuche funktionierten einwandfrei. In der Arbeitsgemeinschaft rief dieser Versuch viel Erstaunen und Freude hervor, zumal man sich selbst im Radio hören konnte. Auf den richtigen Anschluß der Spulen ist unbedingt zu achten. Sollte der Versuch einmal nicht sofort gelingen, so können vertauschte Spulenanschlüsse die Ursache sein.

Wie durch den Hersteller, VEB *POLYTRONIK* Saalfeld, verlautete, sollen auch Schaltkreise für dieses System aufbereitet werden. Es wird daher auf die Beschreibung einer selbst anzufertigenden Grundplatte verzichtet. Ferner wären Zusatzbeutel mit Plasträgern, auf die Bauelemente nach eigenen Wünschen montiert werden können, eine weitere vom Hersteller zu realisierende Ergänzung.

Zu bemerken ist, daß sich die Bauelemente für alle 3 Stufen A-B-C komplett in einem Kasten des Baukastensystems *POLYTRONIK* befinden.

#### Literatur

- [1] *Klaffke, E.*: Funkbetrieb in Arbeitsgemeinschaften, Broschürenreihe «Der junge Funker», Heft 21, Militärverlag der DDR (VEB) – Berlin, 1978
- [2] Experimentieranleitung Teil 2 zum Baukastensystem *POLYTRONIK*, Seite 107, VEB *POLYTRONIK* Saalfeld

# Spannungskontrollschaltung mit LED-Anzeige für 12-V-Akkumulatoren

Ing. Dieter Müller

Die Lebensdauer von Akkumulatoren hängt wesentlich von ihrem Ladezustand ab. Über- und Unterspannung bzw. -ladung schaden gleichermaßen. Der Ladezustand läßt sich durch eine Messung der Spannung kontrollieren, bei der nur die Über- bzw. Unterschreitung eines Toleranzbereichs signalisiert wird. Zahlreiche dafür bekannte Schaltungen sind aber im Vergleich zu der beschriebenen komplizierter und benötigen wesentlich mehr Bauelemente.

Die Spannung einer Bleiakkumulatorzelle darf den Wert von 1,8 V bei der Entladung nicht unterschreiten, sie erreicht bei der Ladung einen Endwert von etwa 2,7 V. Die Spannung einer aus 6 Zellen bestehenden 12-V-Batterie, wie sie in Kraftfahrzeug- und Bootsanlagen wie auch für den Betrieb tragbarer Fernsehgeräte und als Pufferstromquelle für stationäre elektronische Uhren verwendet wird, darf demnach im Bereich von  $6 \times 1,8 \text{ V} = 10,8 \text{ V}$  bis  $6 \times 2,7 \text{ V} = 16,2 \text{ V}$  schwanken. Aus Sicherheitsgründen sollte bei nichtgepufferten Akkumulatoren ein Bereich von 11,5 bis 16 V nicht überschritten werden. Bei Akkumulatoren, die fast ständig mit einer Ladestromquelle verbunden sind, wie z. B. im Kfz bei laufendem Motor, sollte ein Wert von 12,6 bis 13 V die untere Grenze sein.

Bild 1 zeigt eine einfache Kontrollschaltung für Über- und Unter-

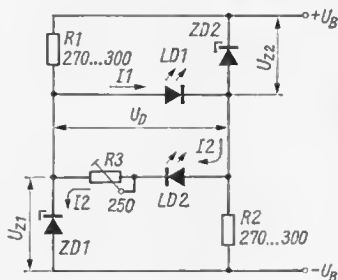


Bild 1  
Einfache Schaltung mit Lumineszenz-  
diodenanzeige zur Signalisierung von  
Über- bzw. Unterspannung einer  
12-V-Anlage. LD1 und LD2:  
Lumineszenzdioden, z. B. VQA 12;  
ZD1 und ZD2: Z-Dioden SZX 19/6,8  
bzw. SZX 19/6,2 oder SZX 21/6,8  
bzw. SZX 21/6,2

spannung einer 12-V-Batterie mit Lumineszenzdioden ähnlich [1]. Die Widerstände  $R1$  und  $R2$  bilden mit den Z-Dioden  $ZD1$  und  $ZD2$  eine Brückenschaltung. Die Z-Spannungen von  $ZD1$  und  $ZD2$  sollen annähernd gleich groß sein. Ihre Summe soll etwa dem Mittelwert der zu kontrollierenden Spannung  $U_B$  entsprechen.

Ist die Batteriespannung  $U_B$  kleiner als die Summe der Z-Spannungen beider Dioden ( $U_B < [U_{Z1} + U_{Z2}]$ ), so fließt ein Strom  $I1$ , der Unterspannung signalisiert, durch  $R1$ ,  $LD1$  und  $R2$ . Die in der Brückendiagonale liegende Lumineszenzdiode  $LD1$  leuchtet auf, während  $LD2$  in Sperrichtung betrieben wird und somit dunkel bleibt. Erreicht bei steigender Spannung der Spannungsabfall über  $R1$  und  $R2$  annähernd die Größe der Z-Spannungen von  $ZD1$  bzw.  $ZD2$ , so werden die Spannung an der Brückendiagonale und somit der Strom  $I1$  durch  $LD1$  sehr klein, und  $LD1$  wird dunkel. Beim weiteren Ansteigen von  $U_B$  werden  $ZD1$  und  $ZD2$  leitend. An ihnen entsteht ein Spannungsabfall, die Z-Spannung, die auch bei weiter steigender Batteriespannung konstant bleibt. Die Spannung  $U_D$  der Brückendiagonale ergibt sich dann aus

$$U_D = U_B - (U_{Z1} + U_{Z2}),$$

wobei der Knotenpunkt  $ZD2$ - $R2$  positives Potential gegenüber dem Knotenpunkt  $R1$ - $ZD1$  aufweist.

Durch die Lumineszenzdiode  $LD2$  fließt nun ein Strom  $I2$ , der Überspannung signalisiert.  $LD1$  ist in Sperrichtung vorgespannt und bleibt somit dunkel. Die Spannung  $U_D$  wird bei leitenden Z-Dioden von einer Spannungsquelle mit sehr kleinem Innenwiderstand geliefert. Beim Ansteigen von  $U_D$  würde der Strom  $I2$  schnell eine Größe erreichen, die die Lumineszenzdiode zerstört. Zu ihrem Schutze ist ein Widerstand  $R3$  eingefügt, der  $I2$  auf eine Größe von 20 mA bei maximaler Batteriespannung begrenzt. Für viele handelsübliche LED, wie der beim Muster verwendete Typ *VQA 12*, ist ein maximaler Strom von 20 mA zulässig. Bild 3a zeigt grafisch die mit der Schaltung nach Bild 1 erzielten Ergebnisse. Kurve 1 gilt für Z-Dioden mit den Z-Spannungen

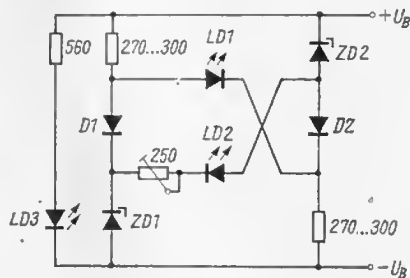
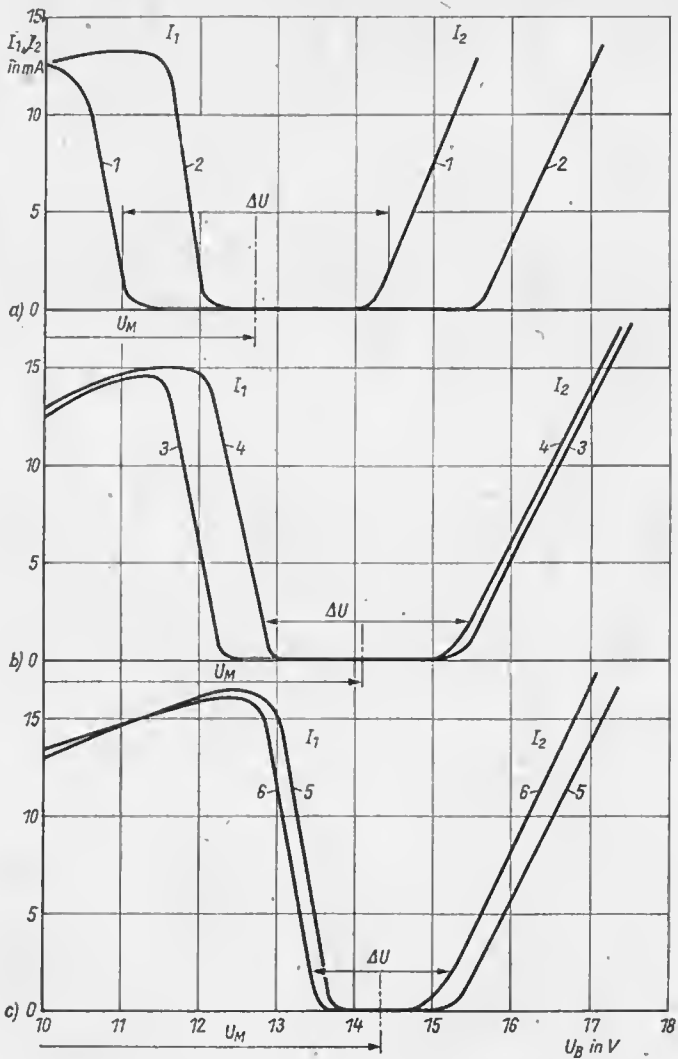


Bild 2  
Kontrollschaltung  
ähnlich Bild 1 mit ein-  
geengtem „Gut-Bereich“,  
 $D1$  und  $D2$ : Si-Dioden,  
z. B. *SAY 12*



$$U_{Z1} = 6,2 \text{ V} \quad \text{und} \quad U_{Z2} = 6,4 \text{ V}.$$

Es ist zu erkennen, daß der Strom  $I_1$  der Unterspannungsanzeige bei etwa 11 V eine Größe von 2 mA unterschreitet. Unterhalb von 2 mA leuchtet die Diode nur noch schwach. Ein Diodenstrom von 2 mA wird als Ansprechgrenze angenommen. Der Strom  $I_2$ , der Überspannung signalisiert, überschreitet diese Ansprechschwelle bei 14,4 V. Die Mitte  $U_M$  dieses «Gut»-Bereichs liegt bei

$$U_M \approx 11 + \frac{14,4 - 11}{2} = 11 + \frac{3,4}{2} = 12,7 \text{ V}.$$

Das entspricht recht genau der Summe der Z-Spannungen von ZD1 und ZD2.

$$U_M \approx U_{Z1} + U_{Z2} = 6,2 + 6,4 = 12,6 \text{ V}.$$

Die Breite des «Gut»-Bereichs  $\Delta U$  beträgt etwa 3,4 V. Das entspricht der Summe der Schleusenspannung beider Lumineszenzdiode  $U_{LS}$ , die bei 1,6 bis 1,8 V liegt. Für die Schaltung Bild 1 gilt somit

$$\Delta U \approx 2 \times U_{LS} \approx 2 \times 1,7 \text{ V} = 3,4 \text{ V}.$$

Kurve 2 ist mit Z-Dioden ermittelt worden, deren Z-Spannungen 6,2 V und 7,1 V betragen. Für die Kurve 3 (Bild 3b) gilt:  $U_{Z1} = 7,2 \text{ V}$  und  $U_{Z2} = 6,4 \text{ V}$ . Die Ansprechgrenzen liegen hier bei 12 V und 15,8 V. Fügt man in die Schaltung (Bild 1) zwischen R1 und ZD1 eine Si-Diode (z. B. *SAY 12*) ein, ähnlich wie Bild 2 zeigt (wobei an Stelle von D2 in der Schaltung nach Bild 2 ein Kurzschluß zu denken ist), wird die untere Ansprechgrenze um den Betrag  $U_S$  der Schleusenspannung von D1 (etwa 0,8 V) nach größeren Spannungswerten von  $U_B$  hin verschoben. Kurve 4 in Bild 3b zeigt diese Verschiebung gegenüber Kurve 3. Da die übrigen Bauelemente der Schaltung, insbesondere die Z-Dioden, beibehalten werden, bleibt die obere Ansprechgrenze nahezu unverändert. Die Größe der Mittenspannung  $U_M$  des «Gut»-Bereichs kann für diese Schaltung

$$U_M \approx U_{Z1} + U_{Z2} + \frac{U_S}{2} = 7,2 + 6,4 + \frac{0,8}{2} = 14,0 \text{ V}$$

überschlägig ermittelt werden.

**Bild 3** *Lumineszenzdiodenströme von LD1 bei Unterspannung (I1) und von LD2 bei Überspannung (I2) in Abhängigkeit von der Batteriespannung  $U_B$ , entsprechend den Schaltungen Bild 1 und Bild 2 a - Kurve 1 für  $U_{Z1} = 6,2 \text{ V}$ ,  $U_{Z2} = 6,4 \text{ V}$ . Kurve 2 für  $U_{Z1} = 6,2 \text{ V}$ ,  $U_{Z2} = 7,1 \text{ V}$  (entsprechend Bild 1); b - Kurve 3 für  $U_{Z1} = 7,2 \text{ V}$ ,  $U_{Z2} = 6,4 \text{ V}$ , Kurve 4 für  $U_{Z1} = 7,2 \text{ V}$ ,  $U_{Z2} = 6,4 \text{ V}$  (D1 eingefügt); c - Kurve 5 für  $U_{Z1} = 7,2 \text{ V}$ ,  $U_{Z2} = 6,4 \text{ V}$ , Kurve 6 für  $U_{Z1} = 7,1 \text{ V}$ ,  $U_{Z2} = 6,2 \text{ V}$  (beide entsprechend Bild 2)*

Aus Kurve 4 ergibt sich für  $U_M$

$$U_M \approx 12,8 + \frac{15,4 - 12,8}{2} = 12,8 + \frac{2,6}{2} = 14,1 \text{ V.}$$

Die Breite des «Gut»-Bereichs  $\Delta U$  kann aus

$$\Delta U \approx 2 \times U_{LS} - U_S = 2 \times 1,7 - 0,8 = 2,6 \text{ V}$$

überschlägig bestimmt werden.

Aus Kurve 4 läßt sich für  $\Delta U$

$$\Delta U = 15,4 - 12,8 = 2,6 \text{ V}$$

ermitteln.

Es zeigt sich auch dabei eine gute Übereinstimmung von errechneter und gemessener Größe.

Um den «Gut»-Bereich weiter einzuengen, wird eine Diode D2 in Durchlaßrichtung auch in den anderen Brückenweig geschaltet. Die beiden Lumineszenzdioden LD1 und LD2 werden über Kreuz an diese angeschlossen, wie Bild 2 zeigt. Eine zusätzliche Lumineszenzdiode LD3 signalisiert allgemein, daß die Spannung  $U_B$  vorhanden ist. Durch D2 wird die untere Ansprechschwelle weiter nach größeren Werten von  $U_B$  hin verschoben. Bild 3c zeigt die damit erzielten Ergebnisse. Für Kurve 5 gilt  $U_{Z1} = 7,2 \text{ V}$  und  $U_{Z2} = 6,4 \text{ V}$ , für Kurve 6  $U_{Z1} = 7,1 \text{ V}$  und  $U_{Z2} = 6,2 \text{ V}$ . Für den «Gut»-Bereich  $\Delta U$  ist in diesem Fall

$$\begin{aligned} \Delta U &\approx 2 \times U_{LS} - 2 \times U_S = 2 \times 1,7 \text{ V} - 2 \times 0,8 \text{ V} \\ &= 3,4 \text{ V} - 1,6 \text{ V} = 1,8 \text{ V.} \end{aligned}$$

Die Größe der Mittenspannung  $U_M$  ergibt sich aus

$$U_M \approx U_{Z1} + U_{Z2} + U_S = 7,1 + 6,2 + 0,8 = 14,1 \text{ V.}$$

Aus Kurve 6 kann für  $\Delta U$  eine Größe von etwa 2 V und für  $U_M$  von 14,35 V abgelesen werden. Bei Berücksichtigung der Bauelementetoleranzen, besonders der Schwellenspannungen von LD1, LD2, D1 und D2 sowie der unterschiedlichen Z-Spannungen von ZD1 und ZD2, ist die Übereinstimmung von Rechnung und Messung gut.

Die Ansprechschwelle der Schaltung und damit die Breite des «Gut»-Bereichs ist im vorliegenden Beitrag dadurch definiert, daß die Lumineszenzdiodenströme 2 mA betragen. Dabei ist eine deutliche Lichtemission der Dioden festzustellen. Auch ergibt sich bei dieser Vorgabe eine relativ große Übereinstimmung von Rechnung und Versuch. Das Einsetzen bzw. Verschwinden der Lichtemission ist zwar ein objektiver Vorgang, ihr Erkennen hängt aber stark von subjektiven Faktoren ab. Je nach Schüchternheit und individuellem Eindruck kann man die Signalgabe bei Diodenströmen zwischen 1 und 4 mA deutlich erkennen. Die Breite des «Gut»-Bereichs kann dadurch um einige zehntel Volt schwanken. Die

Lage der Mittenspannung  $U_M$  dagegen wird davon kaum beeinflusst, da sich hierbei die subjektiven Fehler weitgehend kompensieren.

In allen beschriebenen Fällen hat man für  $R_1$  und  $R_2$  Widerstände von  $300 \Omega$  eingesetzt und  $R_3$  auf etwa  $80 \Omega$  eingestellt. Verringert man  $R_1$  und  $R_2$  auf  $270 \Omega$ , ergeben sich etwas größere Werte für  $I_1$ , wodurch sich die untere Ansprechschwelle ( $I_1 = 2 \text{ mA}$ ) geringfügig nach oben verschiebt. Werden höhere Betriebsspannungen als  $17,5 \text{ V}$  erwartet, muß man  $R_3$  vergrößern. Es ergeben sich dann kleinere Werte für  $I_2$ . Die obere Ansprechschwelle ( $I_2 = 2 \text{ mA}$ ) verschiebt sich geringfügig nach oben.

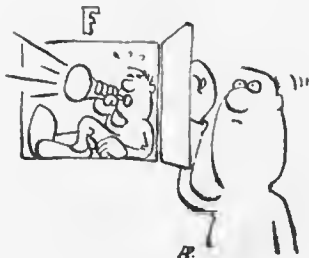
Geht man von den eingangs getroffenen Festlegungen aus, daß die Spannung eines 12-V-Akkumulators eine Größe von  $11,5 \text{ V}$ , die eines ständig gepufferten Akkumulators  $12,6 \text{ V}$  nicht unter- und  $16 \text{ V}$  nicht überschreiten soll, kann eine entsprechend Bild 1 und Kurve 2, besser nach Kurve 4 (mit Diode  $D_1$ ) dimensionierte Schaltung zur Kontrolle eines 12-V-Akkumulators verwendet werden, der getrennt von einer Ladestromquelle eingesetzt wird. Der bei ständigem Pufferbetrieb erforderliche schmalere «Gut»-Bereich ist bei Einsatz der Schaltung nach Kurve 4, besser noch nach Bild 2, Kurve 6 zu erreichen. Durch geschickte Auswahl der Z-Dioden läßt sich der Bereich nach oben oder unten verschieben. Die Z-Spannungen beider Dioden sollen möglichst gleich groß sein, damit sich ein symmetrischer Aufbau und damit ein möglichst schmaler «Gut»-Bereich ergibt. Eine Abweichung beider Z-Spannungen bis zu  $1 \text{ V}$  ist zulässig, ohne daß die Eigenschaften der Schaltung wesentlich verschlechtert werden. Dadurch werden die Variationsmöglichkeiten beim Aussuchen von zwei geeigneten Dioden erheblich vergrößert.

#### Literatur

- [1] *M. J. Moss*: Voltage monitor uses LED-indicators to show out-of-tolerance voltage, *Electronic Design* 22 (1974) 19, Seite 176

### Wir klären Begriffe

#### ALARMANLAGE



# Multivibrator mit in weiten Grenzen veränderbarer Frequenz

Ing. Dieter Müller

Bild 1 zeigt die Schaltung eines astabilen Multivibrators, dessen Impulsfrequenz in relativ weiten Grenzen geändert werden kann. Durch die Dioden D2, D3 und die Widerstände R4, R5 wird eine herkömmliche Multivibratorerschaltung erweitert. Ohne diesen Zusatz entladen sich die Koppelkondensatoren C beim Kippen der Schaltung über die Widerstände R3 und R6. Über D2, D3 und R4, R5 wird ein zusätzlicher Entladeweg hergestellt, der zu einer Verkürzung der Entladezeit und somit zu einer Vergrößerung der Schaltfrequenz führt. Je kleiner R4, R5 sind, um so höher liegt die Frequenz.

Für die Transistoren ist in [1] der Importtyp 2 N 5305 angegeben. Im Mustergerät werden SF 121 (Stromverstärkungsgruppe F) eingesetzt. T1 und T2 sollen deshalb eine sehr große Stromverstärkung aufweisen, damit sich ein möglichst großer Frequenzbereich überstreichen läßt. Auf die Widerstände bezogen, ergibt sich daraus, daß R3 und R6 sehr groß sein müssen gegenüber  $R4 + R5$ . Die Schaltung muß ohne die zusätzlichen Bauteile schon sicher schwingen. Für R3 und R6 sind in [1]

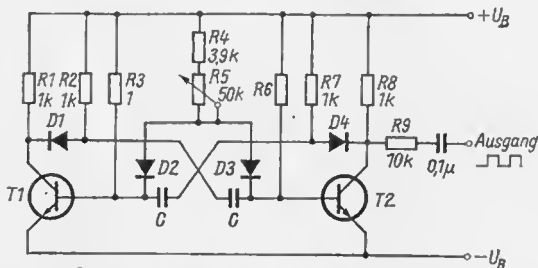


Bild 1 Schaltung des beschriebenen Multivibrators mit großer Frequenzvariation. T1, T2: 2 N 5305 (SF 121 bis SF 128, Gruppe F); D1 bis D4: 1 S 940 (GA 100 bis GA 103); C: 0,022  $\mu$ F bis 0,22  $\mu$ F, je nach gewähltem Frequenzbereich; R3, R6: 330 bis 470 k $\Omega$  (s. Text)



470 k $\Omega$  angegeben. Beim Mustergerät hat der Wert auf 390 k $\Omega$  verringert werden müssen. Ist die Bedingung  $R3$  bzw.  $R6 \geq R4 + R5$  nicht erfüllt, so ergibt sich (bei großen Einstellwerten von  $R5$ ) eine Verformung der Impulse.

Die allgemein gute Form der Rechteckimpulse kann dann über den Bereich erhalten bleiben, wenn dieser durch Verkleinerung von  $R4 + R5$  etwas eingengt wird. Das kann geschehen durch Parallelschalten von einigen hundert Kilohm zu  $R4 + R5$  oder im Extremfall durch Verkleinern von  $R5$  auf 25 k $\Omega$ . Durch eine entsprechende Größe von  $C$  läßt sich der Bereich nach höheren oder niedrigeren Frequenzen verschieben. Durch den Einsatz mehrerer umschaltbarer Kondensatoren geeigneter Stufung kann ein sehr weiter Bereich überstrichen werden.

Das Mustergerät ist mit Werten für  $C$  von 0,1  $\mu\text{F}$  und 0,047  $\mu\text{F}$  erprobt worden. Es haben sich dabei folgende Frequenzbereiche ergeben:

$C$	Frequenzbereich
0,047 $\mu\text{F}$	etwa 300 Hz bis 2 kHz,
0,1 $\mu\text{F}$	etwa 500 Hz bis 3,4 kHz.

Für D1 bis D4 ist in [1] der Importtyp *1 S 940* angegeben. Im Mustergerät werden beliebige Ge-Typen (z. B. *GA 100*) eingesetzt. Die Schaltung ist mit einer Betriebsspannung von 12 V erprobt worden. Sie schwingt auch noch bei  $U_B = 3$  V.

#### Literatur

- [1] Astabiler Multivibrator mit großem Frequenzbereich, radio, fernsehen, elektronik 19 (1970) Heft 10, Seite 312 (rfe-Nachrichten)

# Einfacher Funktionsgenerator zur Erzeugung von Rechteck-, Dreieck- und Sinusspannungen

Ing. Harro Kühne

In diesem Beitrag wird ein einfacher Funktionsgenerator beschrieben, der wahlweise Rechteck-, Dreieck- oder Sinusspannungen abgibt. Der Generator verfügt über die vier Frequenzbereiche 2,2 Hz bis 25 Hz, 22 Hz bis 250 Hz, 220 Hz bis 2,5 kHz und 2,2 kHz bis 23 kHz. Der Spitzenwert der Ausgangsamplitude beträgt bei allen drei Signalformen  $\hat{u}_a = 5,0 \text{ V}$  und kann mit einem Potentiometer bis auf  $u_a = 0 \text{ V}$  vermindert werden. Der Ausgang des Generators ist kurzschlußfest.

Für den Elektronikamateur, der sich vorwiegend auf den Gebieten NF-Technik und Musikelektronik betätigt, ist ein Funktionsgenerator, der die drei gebräuchlichsten Wechselspannungen liefert, ein nützliches Hilfsmittel. Durch die nahezu ausschließliche Verwendung von Operationsverstärkern für die aktiven Elemente der Generatorschaltung vereinfacht sich deren Aufbau erheblich, so daß man ihn leicht realisieren kann. Der Generator gliedert sich in die Funktionsgruppen Trigger, Integrator, Sinusformer und Ausgangsverstärker. Als eigentlicher Generator arbeitet der als Stromtrigger geschaltete Operationsverstärker V1 mit dem als Integrator betriebenen Operationsverstärker V2 zusammen. Diese Schaltungsgruppe liefert die Rechteck- und die Dreieckspannung.

Zur Erläuterung der Arbeitsweise sei angenommen, daß der Stromtrigger sich in dem Schaltzustand befindet, bei dem die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers V1 positiv ist. Die Kombination aus R9, D1 und D2 begrenzt und stabilisiert sowohl bei positiver als auch negativer Ausgangsspannung von V1 die Spannung über R13 auf  $u_{R13} = \pm 0,65 \text{ V}$ . Bei positiver Spannung über R13 fließt in den Summationspunkt des Integrators V2 (sein invertierender Eingang) ein positiver Strom. Die Höhe dieses Stromes ist proportional der Spannung  $u_{R13}$  und umgekehrt proportional der Widerstandssumme R8 plus R15. Auf Grund der Integratorwirkung verursacht der in den Summationspunkt von V2 fließende Strom einen zeitlinearen Abfall der Integratorausgangsspannung in negativer Richtung. Die Änderungsgeschwindigkeit ist proportional dem Strom durch R8 bzw. R15 und umgekehrt proportional dem Wert des mit S1 eingeschalteten Integrationskondensators.

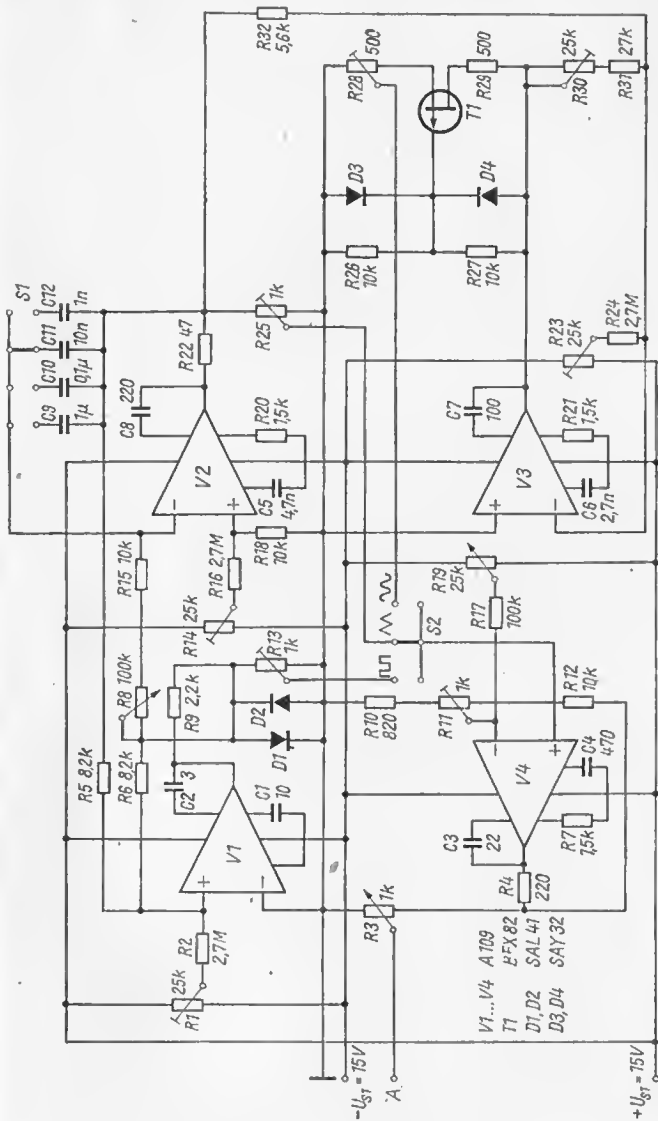


Bild 1 Schaltung des Funktionsgenerators

Der Ausgang des Integrators ist mit dem Eingang des Stromtriggers verbunden. Der Spannungsabfall in negativer Richtung setzt sich deshalb so lange fort, bis der zweite Triggerpegel erreicht wird. Der Stromtrigger schaltet dann um, und seine Ausgangsspannung wechselt momentan ihr Vorzeichen. Damit ändert sich aber auch das Vorzeichen des in den Summationspunkt von V2 fließenden Stromes, und die Ausgangsspannung des Integrators steigt jetzt in positiver Richtung zeitlinear an. Wenn die Ausgangsspannung von V2 dann den im positiven Spannungsbereich liegenden Triggerpegel erreicht, kippt der Stromtrigger erneut, und die beschriebenen Vorgänge beginnen von vorn. Die Umschaltunkte des Stromtriggers liegen symmetrisch zum Massepotential und unterscheiden sich nur durch das Vorzeichen.

Das Ergebnis der erläuterten Vorgänge sind deshalb symmetrische Rechteck- und Dreieckspannungen über R13 bzw. R25. Dabei entspricht der Spitzenwert der Rechteckspannung dem Wert der Flußspannung von D1 oder D2. Der Spitzenwert der Dreieckspannung ist gleich der positiven oder der - betragsmäßig identischen - negativen Umschaltspannung des Stromtriggers. Die Einstellregler R1 und R14 bewirken einmal die Justierung der spannungsmäßigen Lage der Dreieckspannung - bezogen auf das Massepotential - und zum anderen die Symmetrierung der Dreieckspannung. R14 stellt man so ein, daß die Zeiten für den Spannungsanstieg und den Spannungsabfall der Dreieckspannung identisch sind. Für diesen Einstellvorgang ist ein Oszilloskop erforderlich. Anschließend wird R1 so verstellt, daß die Dreieckspannung zum Massepotential symmetrisch liegt.

Die Dimensionierung des Erprobungsmusters nimmt man so vor, daß die Ein- bzw. Ausschaltspannung des Stromtriggers  $U_{\text{ein}} = -U_{\text{aus}} = 0,65 \text{ V}$  betragen.  $U_{\text{ein}}$  und  $-U_{\text{aus}}$  ergeben sich aus den nachstehenden Gleichungen:

$$U_{\text{ein}} = \frac{R5 \cdot U_{\text{FD2}}}{R6}, \quad (1)$$

$$-U_{\text{aus}} = \frac{R5 \cdot U_{\text{FD1}}}{R6}. \quad (2)$$

Der Spitze-Spitze-Wert der Dreieckspannung ist gleich der Schalthysterese  $U_{\text{hys}}$  des Stromtriggers:

$$U_{\text{hys}} = \frac{R5 \cdot (U_{\text{FD1}} + U_{\text{FD2}})}{R6}. \quad (3)$$

Die Frequenz der Dreieckspannung oder der Rechteckspannung ist mit dem Potentiometer R8 in Verhältnis von 11:1 variabel. Es gilt für  $f$ ,

wenn vorausgesetzt werden kann  $U_{FD1} = U_{FD2}$ , die Beziehung:

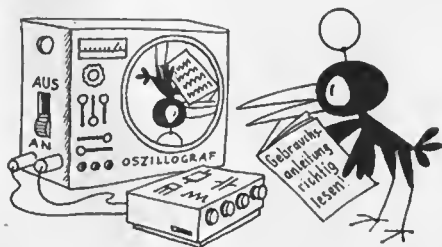
$$f = \frac{R6}{4 \cdot R5 \cdot C \cdot (R8 + R15)} \quad (4)$$

In dieser Gleichung steht  $C$  für einen der mit  $S1$  einschaltbaren Kondensatoren. Die verwendeten Operationsverstärkertypen erlauben eine obere Frequenzgrenze von etwa  $f_{max} = 30$  kHz. Besonders nachteilig wirken sich oberhalb dieser Frequenz die Sättigungszeiten des als Stromtrigger benutzten Verstärkers  $V1$  aus. Der Einfluß der maximal möglichen Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von  $V2$  mit  $S = 0,2$  V/ $\mu$ s macht sich exemplarabhängig bei Arbeitsfrequenzen von  $f > 50$  kHz störend bemerkbar.

Soll der Generator für Arbeitsfrequenzen von  $f_{max} = 100$  kHz bis 500 kHz ausgelegt werden, dann muß der Stromtrigger ungesättigt arbeiten, und die Verstärker  $V2$  bis  $V4$  müssen eine Spannungsanstiegsgeschwindigkeit von  $S = 5$  V/ $\mu$ s aufweisen. Der sowjetische Operationsverstärker mit SFET-Eingangsstufe  $K140UD8$  ließe sich dann sehr gut verwenden. Für den Trigger ist eine diskret realisierte Variante möglich, bei der die Transistoren im ungesättigten Betrieb arbeiten, damit kurze Umschaltzeiten möglich werden.

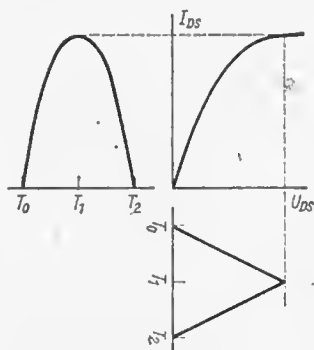
Die Dreiecksspannung verläuft in der Nähe des Nullpunkts wie eine Sinusspannung. Durchläuft die Dreiecksspannung nun einen speziellen Begrenzer, durch den die Spitzen abgerundet werden, so erhält man aus der Dreiecksspannung eine frequenz- und phasengleiche Sinusspannung. Bei Begrenzern für diesen Zweck verwendet man meist eine relativ große Anzahl von mit Gleichspannung vorgespannten Dioden. Sie sind deshalb relativ aufwendig zu dimensionieren und abzugleichen.

Kennzeichen für die Güte des Begrenzers oder Sinussynthesators ist der Klirrfaktor des erzeugten Sinussignals. Nach [1] erreicht man mit sechs Dioden je Halbwelle – bei guter Dimensionierung – Werte für den Gesamtklirrfaktor von  $k_{ges} = 1\%$ .



Der große Aufwand für einen mit Dioden arbeitenden Sinussynthetisator war Ursache für die Suche nach anderen Lösungsmöglichkeiten der gestellten Aufgabe. Als besonders brauchbar erwies sich die Verwendung eines p- oder n-Kanal-SFET als progressiver Begrenzer zur Umwandlung einer Dreiecksschwingung in eine Sinusspannung. Ausführlich wurde über eine Lösung dieser Art in [2] berichtet. Bei unkritischer Dimensionierung und einfachem Abgleich kann der Gesamtklirrfaktor eines solchen Sinussynthetisators leicht auf  $k_{ges} < 1\%$  gedrückt werden. Diese Tatsache wurde auch bei dem Musteraufbau bestätigt. Es ließ sich bei  $f = 1$  kHz ein Klirrfaktor von  $k_{ges} = 0,5\%$  erreichen.

Als eigentlicher Synthetisator arbeiten der p-Kanal-SFET T1 und die Bauelemente R26 bis R29 sowie D3 und D4 zusammen. Nutzt man für T1 einen n-Kanal-SFET, dann müssen die Dioden D3 und D4 umgepolt werden. Der Operationsverstärker V3 verstärkt die am Ausgang von V2 liegende Dreiecksspannung auf die für den Begrenzer erforderliche Amplitude. Wenn am Ausgang von V3 die negative Halbwelle der Dreiecksspannung anliegt, sperrt die Diode D4, und D3 leitet. Von T1 wirkt jetzt die mit R28 verbundene Elektrode als Source, während die mit R29 verbundene Elektrode als Drain fungiert. Zur Formung der Sinusspannung wird der nichtlineare Zusammenhang zwischen dem Drainstrom und der Drain-Sourcespannung des SFET T1 benutzt. Bild 2 verdeutlicht das Funktionsprinzip. Solange die Drainspannung noch relativ niedrig ist, steigt der Drainstrom etwa linear mit der Drain-Sourcespannung an. Erreicht die Drain-Sourcespannung den Wert der Kniespannung, so bleibt der Drainstrom bei dem weiteren Anstieg der Drain-Sourcespannung nahezu konstant. Der Strom wird also durch den Widerstand R28 begrenzt. Während der positiven Halbwelle leitet D4, und die Diode D3 sperrt. Jetzt ist die mit R29 verbundene Elektrode der Sourceanschluß,



**Bild 2**  
Wirkungsprinzip eines progressiven Begrenzers zur Umwandlung einer Dreieck- in eine Sinusspannung mit einem SFET

während die mit  $R_{28}$  gekoppelte Elektrode als Drain wirkt. Der Strom wird durch  $R_{28}$ ,  $T1$  und  $R_{29}$  auch bei dieser Halbwelle in der schon beschriebenen Weise begrenzt. Das Ergebnis der Begrenzerfunktion von  $T1$  ist eine über  $R_{28}$  liegende sinusförmige Wechselspannung.

Damit der Klirrfaktor möglichst niedrig ist, müssen  $R_{28}$  und  $R_{29}$  in Abhängigkeit von den Daten des SFET  $T1$  dimensioniert werden. Zunächst ermittelt man die Schwellspannung  $U_p$  von  $T1$ . Das ist die Gate-Sourcespannung, bei der der Drainstrom des selbstleitenden SFET auf sehr kleine Werte absinkt. Gleichzeitig ist der Betrag der Schwellspannung gleich dem Betrag der Kniespannung, wenn der SFET ohne Gate-Sourcespannung  $U_{GS} = 0 \text{ V}$  betrieben wird. Die Schwellspannung kann z. B. bei einer Drain-Sourcespannung von  $-U_{DS} = 10 \text{ V}$  gemessen werden. Aus meßtechnischen Gründen definiert man als  $U_p$  den Spannungswert, bei dem  $-I_D = 10 \mu\text{A}$  beträgt. Anschließend wird der Drainstrom  $-I_{DSO}$  gemessen, der sich ergibt, wenn die Elektroden Gate und Source verbunden sind und die Drain-Sourcespannung  $-U_{DS} = U_p$  ist. Für eine optimale Dimensionierung von  $R_{28}$  und  $R_{29}$  gilt dann die Gleichung:

$$R_{28} = R_{29} = \frac{-U_p}{2 \cdot I_{DSO}} \quad (5)$$

Der Spitzenwert  $\hat{u}_{V3}$  der Dreieckspannung am Ausgang von  $V3$  soll der nachstehenden Bedingung genügen:

$$\hat{u}_{V3} = 1,33 \cdot U_p \quad (6)$$

Die Größe der effektiven Amplitude der sinusförmigen Spannung über dem Widerstand  $R_{28}$  erhält man schließlich näherungsweise aus folgender Beziehung:

$$u_{R_{28}} = \frac{-I_{DSO} \cdot R_{28}}{2} \quad (7)$$

Der Wert der Gl. (6) läßt sich mit  $R_{30}$  verändern, damit der Sinus-synthetisator auf geringsten Klirrfaktor abgeglichen werden kann. Diese Einstellung erfordert allerdings ein entsprechendes Meßgerät, das nur selten vorhanden ist. Steht kein Klirrfaktormesser zur Verfügung, so

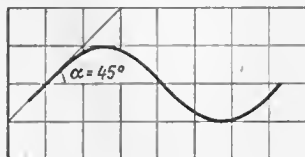


Bild 3  
Visueller Abgleich des synthetischen Sinussignals auf möglichst niedrigen Klirrfaktor

kann folgendermaßen vorgegangen werden: Zunächst erfüllt man durch Variation von  $R30$  die Bedingung Gl. (6) und gleicht mit  $R23$  den Nullpunkt des Verstärkers  $V3$  ab. Anschließend oszillographiert man die Wechselspannung über  $R28$ . Das Oszilloskop mit quadratischem Bildschirmraster wird nun so eingestellt, daß eine Periode der Sinusschwingung genau  $2 \cdot \pi$  Rastereinheiten dauert und der Spitze-Spitze-Wert der Sinusspannung 2 Rastereinheiten beträgt. Der Winkel im Nulldurchgang der Sinusschwingung muß jetzt entsprechend Bild 3  $45^\circ$  betragen. Ist der Winkel z. B. zu klein, so vergrößert man mit  $R30$  die Verstärkung von  $V3$ . Anschließend regelt man am Oszilloskop die Amplitude wieder auf 2 Rastereinheiten ein und kontrolliert erneut den Winkel.

Ein Winkel von größer als  $45^\circ$  erfordert eine geringere Verstärkung von  $V3$  und damit einen kleineren Wert für  $R30$ . Mit diesem Abgleich kann bei sorgfältiger Arbeitsweise der Klirrfaktor auf Werte in der Größenordnung von  $k_{ges} 1\%$  gebracht werden. Abschließend stellt man die Regler  $R13$ ,  $R25$  und  $R28$  so ein, daß die Spitze-Spitze-Amplitude aller drei an  $S2$  liegenden Spannungsformen identisch  $\hat{u} = 1\text{ V}$  betragen. Der Operationsverstärker  $V4$  weist eine Verstärkung von  $v = 10$  auf, so daß die oben angegebenen Ausgangsamplituden ermöglicht werden. Mit dem Potentiometer  $R19$  kann man den Gleichspannungsanteil der Ausgangsspannung verändern.

### Literatur

- [1] Tietze, U./Schenk, Ch.: Halbleiter-Schaltungstechnik, Springer-Verlag 1969, Berlin
- [2] Middlebrook, R. D./Richter, I.: Nonreactive filter converts triangular waves to sines, Electronics 38 (1965) Heft 5, Seite 36 bis 43

Wir klären Begriffe

HÖRHILFE





Eine Forderung des VI. Kongresses der GST ist, breite Kreise der Bevölkerung der DDR in die wehrsportliche Arbeit der GST einzubeziehen. Für die nachrichtensportliche Arbeit bedeutet das, mit klugen Ideen und realistischen Zielstellungen die dazu notwendige Ausbildung sowie die darauf aufbauende Übungs-, Trainings- und Wettkampftätigkeit weiter zu aktivieren. Die nachrichtensportliche Ausbildung wird an Hand des neuen Ausbildungsprogramms Nachrichtensport in Ausbildungsgruppen organisiert. Grundlage der in Übungsgruppen erfolgenden Übungs-, Trainings- und Wettkampftätigkeit sind die überarbeiteten Globalausschreibungen im Nachrichtensport (Funkmehrkampf, Funkpeilmehrkampf, Fernschreibmehrkampf) und die noch zu schaffenden Übungs- und Trainingshinweise.

Das neue Ausbildungsprogramm Nachrichtensport, das mit Beginn des Ausbildungsjahres 1978/79 wirksam wurde, ist die einheitliche und verbindliche Ausbildungsgrundlage für die Funkausbildung und die Fernschreibausbildung in der wehrsportlichen Arbeit der GST. Und weil der Amateurfunk die interessanteste Wehrsportdisziplin im Nachrichtensport ist, das zeigen die vielfältigen Erfahrungen der vergangenen Jahre, wurde das neue Ausbildungsprogramm sehr eng mit dem Amateurfunk verknüpft. Das verlangt aber, daß die Amateurfunk-Klubstationen der GST zu Ausbildungszentren des Nachrichtensports zu entwickeln sind.

Dabei haben wir es heute in dieser Ausbildungsarbeit viel leichter, weil wir Erfolgserlebnisse wesentlich früher schaffen können. Für den angehenden Funkamateurl sind solche Erfolgserlebnisse sicher die ersten eigenen Funkverbindungen, die man im Rahmen des internationalen Amateurfunkverkehrs abwickelt. Bis es dahin kam, war in der Vergangenheit eine zeitaufwendige Ausbildung zu absolvieren. Die neue Anordnung über den Amateurfunkdienst [1] - Amateurfunkordnung - vom 1. August 1977 gibt heute die gesetzliche Grundlage dafür, daß auszubildende Kameraden schon während der Ausbildung aktiv am internationalen Amateurfunkverkehr teilnehmen können. Voraussetzungen dafür sind,

daß der Funkverkehr unter Aufsicht des dazu befugten Ausbilders für Amateurfunk erfolgt.

daß als Rufzeichen das der Klubstation zugewiesene Ausbildungszeichen verwendet wird,

daß der Nachrichtensportler ordnungsgemäß an der nachrichtensportlichen Ausbildung der GST teilnimmt und über entsprechende Grundkenntnisse verfügt.

Da es uns immer darum geht, den gesellschaftlichen Auftrag der GST zu erfüllen, sind Amateurfunk-Klubstationen vor allem dort zu entwickeln und zu fördern, wo auch die vornilitärische Nachrichtenausbildung Schwerpunkt ist. Denn nachrichtensportlich ausgebildete Jugendliche in solchen Schwerpunktbereichen bedeutet einen Vorlauf zu haben für die vornilitärische Nachrichtenausbildung, wobei neben den spezialfachlichen Kenntnissen vor allem die in der wehrpolitischen Schulung erzeugten politischen und moralischen Einsichten wertvoll sind.

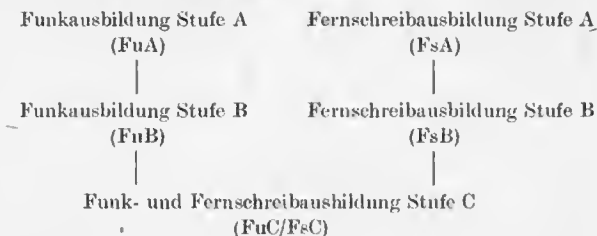
Was kann man durch die Teilnahme an der nachrichtensportlichen Ausbildung erreichen? Wie ist sie aufgebaut? Welche Themenkomplexe werden vermittelt? Diese Fragen werden oft von interessierten Lesern gestellt. Deshalb dazu einige Ausführungen.

Einfach gesehen gibt es die 3 Programmstufen A - B - C. Dabei werden die Programmstufen A und B getrennt für die Funkausbildung und



*Bild 1 Kamerad V. Schramm, Sektionsleiter Nachrichtensport der GST-Grundorganisation Hermann Matern der BS des Braunkohlenwerks Jugend Lübbenau, bei der Tastfunkausbildung junger Nachrichtensportler*

für die Fernschreibausbildung organisiert. Die Programmstufe C ist kombiniert für die Funk- und Fernschreibausbildung ausgelegt. Übersichtsmäßig würde das wie folgt aussehen:



Alle Programmstufen sind aufgebaut als ein einheitlicher Prozeß von wehrpolitischer Erziehung und Bildung sowie der Aneignung spezialfachlicher Kenntnisse, Fähigkeiten und Fertigkeiten. An der Ausbildung in der nächsthöheren Programmstufe kann nur teilnehmen, wer das Ziel der vorhergehenden Programmstufe erreicht hat und die entsprechenden Prüfungen ablegte.

### **Funkausbildung Stufe A (FuA)**

In der ersten Stufe der Funkausbildung werden Grundkenntnisse vermittelt zu den gesetzlichen Bestimmungen und zu Vorschriften der GST, zur Funkgerätelehre, zum Sprechfunk, zum Nachrichtenbetriebsdienst in der Betriebsart Sprechfunk, zum Amateurfunkbetriebsdienst und zur Elektro- und Hochfrequenztechnik. Im Geben und Hören von Morsezeichen im Tempo 6 Gruppen/Minute werden die ersten 10 Zeichen erlernt.

Im Ergebnis dieser Ausbildung werden die Betriebsberechtigung Sprechfunk und die DM-EA-Berechtigung erworben. Damit kann der Nachrichtensportler unter Beachtung der gesetzlichen Vorschriften als Empfangs-Anwärter (Hörer) am Amateurfunk teilnehmen.

### **Funkausbildung Stufe B (FuB)**

Der weitaus größere Teil der Ausbildungsstunden dieser Programmstufe wird für das Geben und Hören von Morsezeichen verwendet. Dabei sind alle Zeichen zu erlernen und das Tempo auf 8 Gruppen/Minute zu steigern. Weitere Kenntnisse werden vermittelt im Nachrichtenbetriebsdienst in der Betriebsart Tastfunk, im Amateurfunkbetriebsdienst und zu den Grundlagen der Elektro- und Hochfrequenztechnik.

Erworben werden zum Abschluß die Betriebsberechtigung Tastfunk, so daß auch persönlicher Amateurfunkverkehr an der Ausbildungsstation (bei Beachtung der vorher gegebenen Hinweise) möglich ist, sowie die DM-SWL-Berechtigung. Damit kann der Nachrichtensportler als Hör-amateur am internationalen Amateurfunk teilnehmen.

### **Fernschreibausbildung Stufe A (FsA)**

In der ersten Stufe der Fernschreibausbildung werden Grundkenntnisse vermittelt zu gesetzlichen Bestimmungen und zu Vorschriften der GST, zur Fernschreibgerätelehre, zur Funkgerätelehre, zum Sprechfunk und zum Nachrichtenbetriebsdienst in der Betriebsart Sprechfunk. Etwa die Hälfte der Ausbildungszeit wird verwendet für das Erlernen des Zehnfinger-Blindschreibens bis zum sicheren Beherrschen des gesamten Tastenfelds.

Beim Abschluß dieser Programmstufe wird die Betriebsberechtigung Sprechfunk erworben.

### **Fernschreibausbildung Stufe B (FsB)**

Das Zehnfinger-Blindschreiben wird in der Ausbildung auf das Tempo 80 Anschläge/Minute gesteigert. Fortgeführt wird die Kenntnisvermittlung mit den gesetzlichen Bestimmungen, mit dem Fernschreibbetriebsdienst, zur Fernschreib- und Funkgerätelehre, mit den Grundlagen der Elektro- und Hochfrequenztechnik und mit dem Amateurfunkbetriebsdienst. Letzterer wird im Inhalt so weit geführt, daß man zum Abschluß die DM-SWL-Berechtigung erwirbt, so daß der Nachrichtensportler als Hör-amateur am internationalen Amateurfunk teilnehmen kann. An der Ausbildungsstation kann er SSB- und RTTY-Betrieb unter Aufsicht durchführen. Man versteht unter SSB – Einseitenband-Sprechfunkverbindungen und unter RTTY – Funkferschreibverbindungen.

### **Funk- und Fernschreibausbildung Stufe C (FuC/FsC)**

Diese Programmstufe dient zur weiteren Qualifizierung zum Funkamateur der Genehmigungsklasse 2A, d. h., der Inhaber darf als Mitbenutzer eine Amateurfunkstelle (Klubstation) betreiben. Vermittelt werden weitere Kenntnisse zu gesetzlichen Bestimmungen und zu Vorschriften der GST, zur Elektro- und Hochfrequenztechnik und zum Amateurfunkbetriebsdienst. Für die Funker erfolgt eine Steigerung des Tempos auf 12 Gruppen/Minute, die Fernschreiber festigen das Zehnfinger-Blindschreiben auf 100 Anschläge/Minute.



*Bild 2 Zu den vielen Initiativen der Nachrichtensportler der GST-Kreisorganisation Torgau gehört auch die Ausbildung junger Kameraden im Fernschreiben*



*Bild 3 Nach Beenden der nachrichtensportlichen Ausbildung bietet die Übungs-, Trainings- und Wettkampftätigkeit im Funkmehrkampf dem Nachrichtensportler eine interessante und erlebnisreiche Mitarbeit*

Die abschließende Prüfung zur Erlangung der Genehmigung zum Betreiben (Mitbenutzer) von Amateurfunkstellen wird entsprechend den Prüfungsbedingungen von einer Prüfungskommission im Bezirk abgenommen.

Die Genehmigungsklasse 1 zum Herstellen, Errichten und Betreiben einer Amateurfunkstelle wird in einer besonderen Programmstufe D nach den Lehrprogrammen des Lehrbereichs Nachrichtenausbildung des Schulkombinats der GST *Ernst Schneller* erworben. Diese Ausbildung ist daher nicht Bestandteil des Ausbildungsprogramms Nachrichtensport.



*Bild 4 Die Teilnahme am internationalen Amateurfunkverkehr ist das begehrte Ziel vieler junger Nachrichtensportler. Unser Foto zeigt OM Lutz (links, DM 4 TUG) und OM Wilfried (DM 4 VUG), beide sind Mitbenutzer an der Klubstation DM 4 UG in Salzwedel*

Wehrpolitische Erziehung und Bildung sowie spezialfachliche Qualifizierung bedingen einander bei der nachrichtensportlichen Ausbildung. Das ist gut so, weil dann jeder Nachrichtensportler versteht, was er zur Erfüllung des gesellschaftlichen Auftrags der GST beitragen kann. Für den aktiv tätigen Funkamateur, der bei seinen Funkverbindungen ständig mit QSO-Partnern aus verschiedenen Ländern mit unterschiedlichen Gesellschaftsordnungen spricht, ist die politische Qualifizierung besonders wichtig. Dazu bieten viele Themen des Amateurfunkbetriebsdienstes Gelegenheit. Der hohe Vertrauensbeweis, den unser Staat mit der Genehmigung zum Herstellen, Errichten und Betreiben von Amateurfunkstellen den Funkamateuren entgegenbringt, verlangt stets im Sinne des proletarischen Internationalismus und sozialistischen Patriotismus zu handeln. In keinem Land der Welt existiert der Amateurfunk losgelöst von der jeweils herrschenden Gesellschaftsordnung. Deshalb, ein Funkamateur der Deutschen Demokratischen Republik repräsentiert den sozialistischen Staat der Arbeiter und Bauern, den er bei seinen Funkverbindungen würdig zu vertreten hat.

#### Literatur

- [1] Anordnung über den Amateurfunkdienst – Amateurfunkordnung –, GBl. I, Nr. 27 v. 6. 9. 1977, Seite 325 bis 329  
 Prüfungsbedingungen für den Erwerb der Amateurfunkgenehmigung, FUNK-AMATEUR, Heft 3/1978, Seite 110  
 Übergangsregelung für Amateurfunkgenehmigungen, FUNKAMATEUR, Heft 3/1978, Seite 110

Im *Elektronischen Jahrbuch 1979* haben wir zu Problemen der Tastfunkausbildung den Beitrag «Die Melodie der Morsezeichen» von *Dipl.-Ing. F. Schulze* veröffentlicht. Damit soll dem interessierten Tastfunkausbilder gezeigt werden, welche Möglichkeiten zu untersuchen sind, um die Ausbildungsergebnisse in der Tastfunkausbildung zu verbessern. Die Veröffentlichung derartiger Beiträge ist keinesfalls so zu verstehen, daß die dargestellten Ergebnisse in die gegenwärtige Ausbildungspraxis der GST-Nachrichtenausbildung zu übernehmen sind. Die Tastfunkausbildung in der GST erfolgt grundsätzlich nach den gültigen Ausbildungsrichtlinien.

Mit dem nachfolgenden Beitrag setzen wir die Vermittlung weiterer Erfahrungen aus der Tastfunkausbildung fort. Wissenschaftlich ist erwiesen, daß die Leistungen des menschlichen Gedächtnisses wesentlich höher liegen, als sie heute genutzt werden. Das erklärt sich wahrscheinlich vor allem aus der spontanen Bildung der Einprägungsmethoden. In diesem Zusammenhang gewinnen neue Erkenntnisse der Mnemotechnik große Bedeutung, da durch die Anwendung solcher wissenschaftlicher Techniken die Gedächtnisleistung frappierend gesteigert werden kann. Interessierte Leser möchten wir daher auf die Bücher von *Prof. F. Loeser* aufmerksam machen:

*Gedächtnistraining*, Urania-Verlag, Leipzig-Jena-Berlin, 2. Auflage 1978,  
*Wie groß ist der Mensch?*, Wissenswertes für junge Leute, Band 9, Verlag Neues Leben, Berlin 1973.

*Der Herausgeber*

Die Funkzugführer suchen unablässig nach neuen, besseren Ausbildungsmethoden im Tastfunk, damit die neueinberufenen Nachrichtensoldaten in immer kürzerer Zeit als vollwertige Tastfunker in ihre Kampfkollektive eingegliedert werden können. Nicht alle «Neuen» haben bei der *Gesellschaft für Sport und Technik* eine Laufbahnausbildung als Tastfunker absolviert. Deshalb steht vor dem Funkausbilder immer wieder



*Bild 1 Eine vorbildliche Ausbildungsarbeit für die Laufbahnen Tastjunker bzw. Fernschreiber der NVA wird im GST-Ausbildungszentrum Berlin-Friedrichshain geleistet*

das Problem, sie schon während der militärischen Grundausbildung zur sicheren Aufnahme aller Morsezeichen zu befähigen.

Es sollen einige Erfahrungen dargelegt und zur Diskussion gestellt werden. Die Anregung dazu gab der Beitrag von Fähnrich *A. Chudoshin* [1], der in seiner Ausbildung ebenfalls die Methode des Erlernens der Morsezeichen nach «Klangbildwörtern» benutzt. Im weiteren stützen sich diese Ausführungen auf Darlegungen zur Methodik der Funkausbildung von Oberstleutnant Dipl.-Ing. *F. Schulze* [2].

### **Musik in den Ohren**

Die Psychologie beschreibt den Prozeß des Hörempfangs als eine komplizierte psychomotorische Reaktion, die aus drei Phasen besteht. Die erste Phase umfaßt das Aufnehmen der rhythmischen Struktur des Morsezeichens durch das Gehör. In der zweiten Phase wird dem Morsezeichen durch das Gedächtnis die Buchstaben- oder Zahlenbedeutung zugeordnet. Schließlich muß das auf diese Weise erkannte Zeichen lesbar niedergeschrieben werden. Selbstverständlich spielt sich der Gesamtvorgang bei einem ausgebildeten Funker in Sekundenschnelle ab, und die erwähnten Phasen kommen ihm wohl kaum zu Bewußtsein. Will man jedoch immer bessere Ergebnisse in der Ausbildung erzielen, sind die Methoden von den wissenschaftlichen Erkenntnissen abzuleiten.





*Bild 2*

*In der Hör- und Gebearausbildung im Fach Funkbetriebsdienst ist natürlich der Offizierschüler gut dran, der bereits in der GST solche Spezialkenntnisse erworben hat*

Wesentlich ist die Maßgabe, daß sich die psychomotorische Reaktion nicht abstrakt, sondern konkret vollzieht. Folglich ist es richtig, beim Auswendiglernen schwer zu behaltenden Stoffes «Gedächtnishilfen» zu benutzen. Jeder wird diese Methode selbst schon einmal beim Lernen willkürlicher Zahlenkombinationen angewendet haben (Geschichtszahlen, Telefonnummern) [3].

Ebenso lassen sich für das Erlernen der Morsezeichen – willkürlicher Kombinationen langer und kurzer Zeichen – solche Gedankenstützen bauen: Wörter, die in der rhythmischen Struktur der Sprechweise mit dem Rhythmus des Morsezeichens indentisch sind, deren «Melodie» der des Morsezeichens entspricht. Die Verwendung von «Melodiewörtern» oder «Klangbildwörtern» hat zwei Effekte. Zum einen wird das Aufnehmen der Morsezeichen durch die Ausnutzung des musikalischen Empfindungsvermögens erleichtert: Verwechslungen ähnlich klingender Zeichen (Siegfried und Heinrich) werden seltener, und das Mitzählen der einzelnen Lautelemente (Heinrich = 4mal dit) ist unnötig. Zum zweiten vollzieht sich auch die Reproduktion der Bedeutung der Zeichenkombination dank der gedächtnisunterstützenden Funktion des «Klangbildworts» leichter. Auf diese Weise erklärt sich wohl auch die von allen Funkausbildern bestätigte Tatsache, daß ein gänzlich unmusikalischer Mensch noch nie ein guter Funker geworden ist.

## Ausbildung ohne lange Vorrede

Allein mit der Verwendung von Klangbildwörtern ist natürlich der Erfolg noch nicht gesichert. Dazu bedarf es vor allem der wohlgedachten Organisation der Hörausbildung.

Es sind dabei die folgenden Tatsachen zu berücksichtigen. Da es sich um einen umfangreichen Lernprozeß handelt, ist sehr viel Hörtraining notwendig. Aber nicht zu jeder Zeit: Der Funker lernt am besten dann, wenn er im Vollbesitz seiner Kräfte ist, also nicht nach hohen physischen und psychischen Belastungen. (Selbstverständlich gilt diese Aussage nur für die Zeit des Erlernens der Morsezeichen; später muß der Funker sehr wohl in der Lage sein, nach hohen Belastungen Funkbetriebsdienst durchzuführen). Als besonders günstig hat es sich erwiesen, die ersten beiden Ausbildungsstunden sowie die Zeit etwa ein bis zwei Stunden vor der Nachtruhe zu nutzen. Für das abendliche Training spricht auch die Psychologie: Es wird ein besserer Behaltunseffekt erzielt.

Nun zum Erlernen der Morsezeichen selbst. Es wird auf einen längeren einleitenden Teil zu Beginn der Funkausbildung sowie zu jeder Ausbildungsstunde verzichtet. Am Abend vor dem Erlernen neuer Morsezeichen werden ihre Klangbilder und Klangbildwörter bekanntgegeben. Der Funker notiert sie lediglich ins Heft. Am nächsten Tag aber hat er sich gedanklich auf die neuen Zeichen eingestellt, und das gedächtnismäßige Einschleifen kann sofort beginnen.

Zunächst gibt der Ausbilder jedes Zeichen mehrmals mit der Taste und spricht laut Klangbild und Klangbildwort vor. Danach sprechen die Soldaten bei jedem gegebenen Zeichen Klangbild und Klangbildwort im Chor mit. Sind die Zeichen genügend gefestigt, wird jedes gehörte Zeichen niedergeschrieben. Der Funker summt dabei das Klangbildwort leise mit. Der Aufbau der Hörtexte entspricht dem der üblichen.

Um der nachlassenden Konzentration des Funkers zu begegnen, wendet man die Methode der «alternierenden Aufmerksamkeit» an. Der neu-auszubildende Funker hat noch nicht genügend Konzentrationsfähigkeit. Wie Lewi schreibt [3], ist es leichter, die Aufmerksamkeit abwechselnd auf verschiedene Gegenstände zu richten. Demzufolge streue man nach jedem gehörten 50-Gruppen-Text einige Ausführungen ein, die mit der Funkausbildung in Zusammenhang stehen. (Vom Inhalt der Funkausbildung abweichende Fragen sollte man nicht besprechen, da dann die Aufmerksamkeit in unkontrollierbare Richtungen gelenkt wird.) Zu Beginn der Funkausbildung erläutere man dem Soldaten lediglich die Struktur von Morsezeichen sowie die richtige Sitz- und Schreibweise. Alle anderen Fragen, wie Korrekturhinweise oder Erläuterungen zu Ziel, Inhalt und Ablauf der Funkausbildung [4], behandle man in den Hörpausen. Dadurch gelingt es, die Aufmerksamkeit der Funker während der gesamten Ausbildungszeit aufrechtzuerhalten.

## Exakte Funkerschrift

Das Umlernen von der üblichen Schreibweise der Buchstaben auf die geforderte Funkerschrift vollzieht sich ohne Probleme, wenn der Funkerausbilder von Anfang an und im weiteren ununterbrochen streng auf die richtige Schreibweise der Zeichen achtet. Nach jeder Ausbildung werden die Hörhefte kontrolliert und Schönschreibübungen befohlen. Allerdings macht man immer wieder die Erfahrung, daß die Funker die Schönschreibübungen vorbildlich ausführen, jedoch beim Hören von Übungstexten in nachlässige Schreibgewohnheiten zurückfallen.

Aus diesem Grund wird in jede Ausbildung eine Schnellschreibübung aufgenommen, die den Funker bis an die Grenze seiner Schreibleistung belastet. Bei der Auswertung dieser Texte treten Schwächen in der Schreibweise deutlich zutage. Aber auch die Schreibleistung selbst wird dabei verbessert, und dem Funker fällt es bald nicht mehr so schwer, die Zeichen ruhig und sicher niederzuschreiben. Während der Ausbildung muß man immer wieder darauf hinweisen, das aufgenommene Zeichen erst dann niederzuschreiben, wenn das nächste bereits gesendet wird.

### A - tom oder A - larm

An dieser Stelle noch einige Bemerkungen zur Auswahl von Klangbildwörtern. Fertige und eingehend erprobte «Alphabete» gibt es nicht. Aber die Ausbilder lösen die Aufgaben mit Einfallsreichtum und Intuition. Den bekannten Grundforderungen an Klangbildwörter soll noch hinzugefügt werden, daß sie nicht zu abstrakt sein dürfen, sondern bei den Soldaten eine vertraute Vorstellung wachrufen müssen.

Der Klang langer und kurzer Zeichen wird am besten durch «da» und «dit» wiedergegeben. Man hat sich deshalb bemüht, Wörter zu finden, deren lange und kurze Silben dem Klang von «da» und «dit» am nächsten kommen. Zwar wäre das Ganze ein aussichtsloses Unterfangen, wenn man nur solche Wörter gelten lassen wollte, doch diene dieses Kriterium dazu, aus mehreren Vorschlägen den besten Vorschlag auszuwählen. Beispielsweise wurde beim Buchstaben Anton dem Wort A - larm gegen A - tom der Vorzug gegeben. In besonders ungünstigen Fällen mußte auch die Sprechweise des Wortes im Sinne des Morsezeichens verzerrt werden.

Die Reihenfolge des Erlernens der Morsezeichen wich nur unwesentlich von der bei Fähnrich *Chudoshin* ab. Dazu gilt gegenwärtig die Erkenntnis, daß zuerst die schwierigen Morsezeichen zu erlernen sind.

Die nachstehende Liste der verwendeten Klangbildwörter soll nicht endgültig sein, denn für verschiedene Morsezeichen lassen sich gewiß noch bessere Varianten finden. Bei der Ausbildung neuer Funker müssen jedoch die einmal eingeführten Klangbildwörter beibehalten werden.

a - A - larm	p - die - Pau - la kommt
b - Beat - mu - si - kant	q - Quark - Quark - macht - stark
c - Ck - sar - ba - det	r - Re - na - te
d - Dah - le - witz	s - Sl - sy - plus
e - echt	t - Tag
f - fet - te - Da - me	u - U - ni - on
g - Ga - ra - ge	v - Vl - ta - li - tät
h - Hil - le - bil - le	w - Wl - ka - na
i - Im - me	x - Xer - xes - ver - lor
j - Je - ru - sa - lem	y - A - ll - ba - ba
k - Ko - pi - lot	z - Zah - len - bit - te
l - leh - le - be - dleh	ä - Äs - the - ten - tum
m - Ma - ma	ö - Öl - helz - o - fen,
n - Na - gel	û - ü - ber - trag - bar
o - O - ren - burg	

### Zum Abschluß: Bedeutende Zeitersparnis

Die beschriebenen Methoden zur Ausbildung neuer Funker werden seit einem Jahr angewendet. Benötigte man zuvor etwa 6 Wochen, bis die Funker fähig waren, alle Morsezeichen im Tempo 6 Gr./min niederzuschreiben, so können das heute die meisten schon nach 3 Wochen.

Das bedeutet: Der Funker kann nach der militärischen Grundausbildung in kürzester Zeit seine Gefechtsaufgaben erfüllen, denn das Erlernen der Morsezeichen im Geben ist unkompliziert. In allen Nachrichteneinheiten der NVA wird nach optimalen Methoden gesucht. Erfahrungsaustausch ist also ein dringendes Bedürfnis. Vielleicht regt dieser Beitrag andere Ausbilder an, ebenfalls zur Feder zu greifen.

### Literatur

- [1] Chudoshin, A.: «Wir bilden nach einer neuen Methode aus». AUSBILDER 7/77, Spezialteil A
- [2] Schulze, F.: «Die Melodie der Morsezeichen». Vortragsmanuskript zur Methodik der Funkausbildung 1977, siehe auch Elektronisches Jahrbuch 1979, Seite 291 bis 297, Militärverlag der DDR (VEB) - Berlin, 1978
- [3] Lewi, W. L.: «Vom Umgang mit sich selbst». Urania-Verlag Leipzig, 1977
- [4] A 040/1/003 - Anleitung zur Funkausbildung. Ministerium für Nationale Verteidigung, 1969

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

Obwohl Huggy im Hinblick auf den 30. Jahrestag unserer Deutschen Demokratischen Republik ein umfangreiches Pensum an Aufgaben zu erfüllen hat, ließ er es sich nicht nehmen, die zentrale *XXI. Messe der Meister von morgen* in Leipzig zu besuchen. Diese Messe der jungen Neuerer, Rationalisatoren und Erfinder hat ebenfalls dazu beigetragen, ein Stück Geschichte unseres Arbeiter-und-Bauern-Staates zu schreiben, indem hier die junge Generation das der Öffentlichkeit vorstellte, was sie an hervorragenden Leistungen für ihren Staat erbracht hat. Mit dieser *XXI. Leistungsschau* zog die junge Generation Bilanz im *FDJ-Aufgebot DDR 30* zur Vorbereitung auf das Nationale Jugendfestival der FDJ.

Die in den Hallen 1, 2, 3, 4 und 4.11 auf dem Messengelände vom 13. bis 24. November 1978 durchgeführte zentrale *XXI. Messe der Meister von morgen* ließ Huggy nicht aus dem Staunen kommen. Solch viele ausgezeichnete Exponate hatte er bisher noch auf keiner dieser Messen gesehen – und er hatte alle besucht. Auf einer Fläche von rund 20000 m<sup>2</sup> hatten 18219 Kollektive und Einzelaussteller über 1700 Spitzenexponate ausgestellt, die die besten Leistungen der MMM-Bewegung des Jahrgangs 1978 dokumentierten. Über 2,4 Millionen Mädchen und Jungen beteiligten sich 1978 an der MMM-Bewegung, die bereits zuvor in 15 Bezirksmessen und mehreren tausend Betriebs- und Kreis-messen ihre Exponate ausgestellt hatten. Besonders hervorzuheben ist, daß etwa zwei Drittel der auf der zentralen Messe gezeigten Ausstellungsstücke auf der Grundlage der betrieblichen Pläne und der Staatspläne für Wissenschaft und Technik erarbeitet wurden. Den Nutzen – so hat Huggy in Erfahrung gebracht –, den nur die Exponate der zentralen *XXI. Messe der Meister von morgen* erbringen, beläuft sich auf die Einsparung von etwa 1000 Arbeitskräften, 2,5 Millionen Stunden Arbeitszeit, nahezu 13000 Tonnen Material und Hilfsstoffe sowie 16770690 Kilowattstunden.

Einen nicht geringen Anteil an diesen Erfolgen hatten ebenfalls die jungen Neuerer, Rationalisatoren und Erfinder der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR, die übrigens im Jahr 1978 zum 20. Mal an dieser zentralen Leistungsschau teilnahmen. Auch Rationali-

satoren und Erfinder der Gruppe der Sowjetischen Streitkräfte in Deutschland beteiligten sich zum 12. Mal innerhalb des Bereiches der Nationalen Volksarmee an dieser Ausstellung.

Wie sich die Neuererbewegung in der Nationalen Volksarmee und den Grenztruppen der DDR entwickelt hat, zeigt die Gegenüberstellung der Neuerervorschläge aus dem Jahr 1959 und denen des Ausbildungsjahres 1977/78. Im Jahr 1959 wurden lediglich 1485 Neuerervorschläge eingereicht, während es 1977/78 etwa 15000 waren! Dabei stehen jetzt der wissenschaftlich-technische Fortschritt und das ökonomische Denken im Vordergrund. Der Stellvertreter des Ministers für Nationale Verteidigung, Generaloberst *Fleißner*, sagte auf der Auszeichnungsveranstaltung anläßlich der zentralen *XXI. Messe der Meister von morgen*: «Während der vergangenen zwanzig Jahre entwickelte sich unsere Neuerer- und MMM-Bewegung zu einem untrennbaren Bestandteil des sozialistischen Wettbewerbs in der NVA und bei den Grenztruppen der DDR, trug sie immer mehr zur Lösung der politischen, militärischen und militärökonomischen Aufgaben bei.»

Auf der *XXI. Messe der Meister von morgen* konnten auf Grund der guten Leistungen 28 Neuererkollektive<sup>1</sup> und 27 Einzelneuerer der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR mit der *Medaille für hervorragende Leistungen in der Bewegung Messe der Meister von morgen*, mit dem Titel *Bestes Kollektiv* und mit der Urkunde der *XXI. Messe der Meister von morgen* ausgezeichnet werden.

Auch im Ausbildungsjahr 1978/79 stehen vor den jungen Neuerern, Rationalisatoren und Erfindern der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR große Aufgaben. Im Rahmen des sozialistischen Wettbewerbs *Salut DDR 30 – Für unser sozialistisches Vaterland, wachsam und gefechtsbereit!* und der *ZV-Initiative 30 – Für den Schutz des Lebens und der Errungenschaften in unserem sozialistischen Vaterland* ergeben sich folgende Schwerpunkte:

- Die Aufgaben der Vorgesetzten, der Partei-, FDJ- und Gewerkschaftsorganisationen bestehen darin: «... bei allen Neuerern ideologische Klarheit darüber zu schaffen, daß es keinerlei Veranlassung gibt, in den Anstrengungen zur Erhöhung der Gefechts- bzw. Einsatzbereitschaft nachzulassen».
- Die Neuererarbeit hat sich «vorrangig auf die Entwicklung von Mitteln und Methoden zur Verbesserung der Gefechtsausbildung und zur weiteren Vervollkommnung der Ausbildungsbasen zu richten». Dabei stehen «die effektive Nutzung der Dienst- und Arbeitszeit, die Einsparung von materiellen und finanziellen Mitteln, ... die weitere Verbesserung der Dienst-, Arbeits- und Lebensbedingungen» im Mittelpunkt.

- Um die Qualität der Neuerer- und MMM-Bewegung weiter zu verbessern, ist in der Neuererarbeit ein höheres Niveau und eine straffe Plandisziplin durchzusetzen.
- Weiter zu entwickeln ist die Zusammenarbeit mit den Rationalisatoren und Erfindern der Gruppe der Sowjetischen Streitkräfte in Deutschland.

Bei dem gegenwärtigen Stand der Neuererbewegung innerhalb der Nationalen Volksarmee und der Grenztruppen der DDR kann man optimistisch sein, daß die jungen Neuerer und Rationalisatoren diese Aufgaben mit Initiative und Ideenreichtum im 30. Jahr unserer Deutschen Demokratischen Republik zum Wohle aller unserer Bürger erfüllen werden und damit unser sozialistisches Vaterland gegen jeden imperialistischen Aggressor sicher schützen.

Für die Leser des *Elektronischen Jahrbuches*, die nicht die XXI. Messe der Meister von morgen besuchen konnten, stellt Huggy nun wieder eine kleine Auswahl von Exponaten vor. Nachstehend zunächst die Anschriften der Dienststellen, die Nachutzern von Neuerervorschlägen weitere Auskünfte erteilen.

#### **Bereich der Landstreitkräfte**

Nationale Volksarmee  
1501 Potsdam-Geltow  
Postfach 11 115

#### **Bereich der Luftstreitkräfte/Luftverteidigung**

Nationale Volksarmee  
126 Strausberg  
Postfach 14 415c

#### **Bereich der Volksmarine**

Nationale Volksarmee  
25 Rostock 10  
Postfach 18 815B

#### **Andere Bereiche der Nationalen Volksarmee**

Nationale Volksarmee  
126 Strausberg  
Postfach 98 421

#### **Bereich der Grenztruppen der DDR**

16 Königs Wusterhausen  
Postfach 16 614

### *Ausgewählte Exponate*

1. Frequenzteiler (Bild 1, Reg.-Nr.: 40 071/77)

Neuererkollektiv: Maat *Böttcher, Klaus*

Durch den Einsatz des Frequenzteilers 10:1 können die zur Verfügung stehenden Digitalfrequenzzähler bis 1,5 MHz auf einen Meßbereich bis 15 MHz erweitert werden.

Es wird zusätzlich eine hohe Empfindlichkeit und ein hoher Eingangswiderstand erreicht, wodurch sich die Messungen in HF-Schaltungen durchführen lassen.

Die Stromversorgung wird wahlweise mit Batterie oder Netzteil vorgenommen.

Der Frequenzteiler ist nicht typgebunden.

2. Integrierte Schaltkreise auf der Basis der Mikroelektronik (Bild 2)

Neuererkollektiv: Zivilbeschäftigter *Aland, Horst*

Mit diesem Gerät wird die Anschaulichkeit im Unterrichtsprozeß auf dem Gebiet der Mikroelektronik verbessert.

3. Gerät zur Messung von Laufschwankungen an Schußwaffen (Bild 3, Reg.-Nr.: 0010/78)

Neuererkollektiv: Major *Pinnig, Lothar*

Dieses Gerät ermöglicht eine genaue Ermittlung des leistungsbestimmenden Faktors *Handruhe* bzw. *Tremor* bei Sportschützen. Es kann beim Eignungstest sowie bei der Bestimmung des Trainingszustandes eingesetzt werden.

*Bild 1 Frequenzteiler*

*Bild 2 Integrierte Schaltkreise*

*Bild 3 Gerät zur Messung von Laufschwankungen an Schußwaffen*





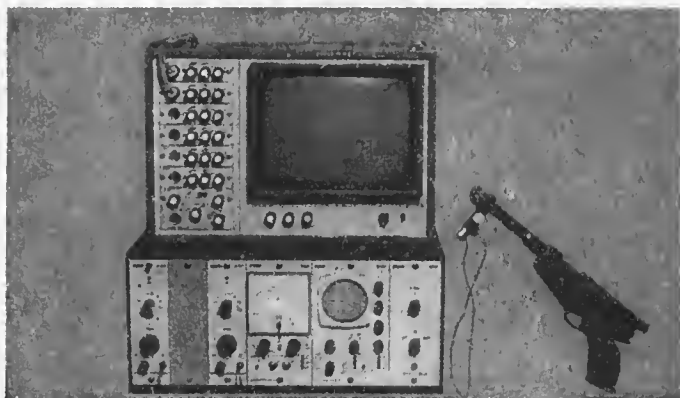
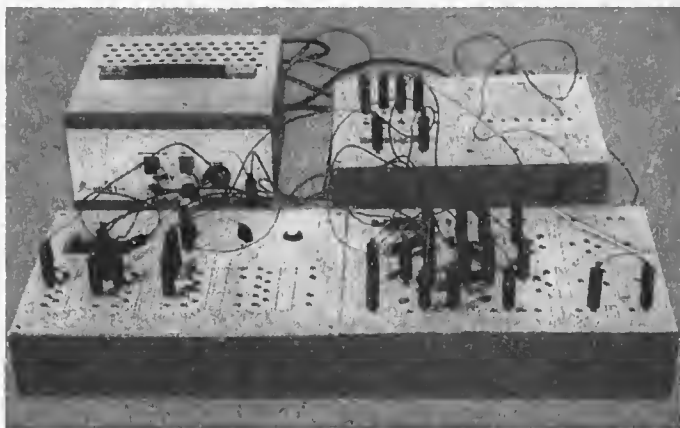
4. Lade- und Kapazitätsprüfgerät (Bild 4, Reg.-Nr.: 1/76)

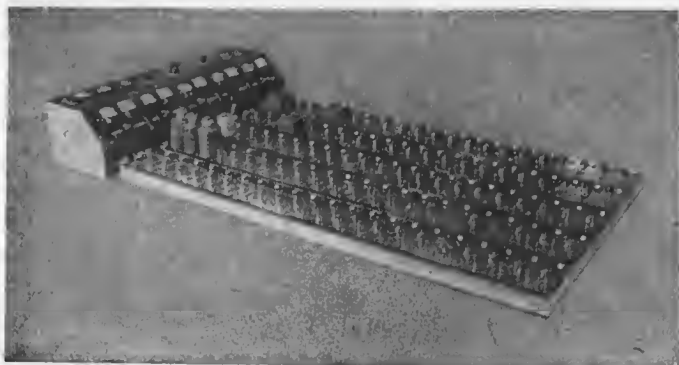
Neuererkollektiv: Zivilbeschäftigter *Töpfer, Manfred*

Das Gerät wird zum Laden und Entladen von gasdichten NC-Akkumulatoren mit einer Kapazität bis zu 3 Ah eingesetzt.

Durch die variable Gestaltung der einzelnen Ladeseiten können sowohl die Akkumulatoren als auch die entsprechenden Beleuchtungseinheiten mit den eingebauten Akkumulatoren bis maximal 100 Stück je Arbeitszyklus überprüft und geladen werden.

Die Lade- und Prüfzeiten werden gegenüber bisher genutzten Geräten um 25 bis 50% gesenkt.





*Bild 4  
Lade- und Kapazitäts-  
prüfgerät*

*Bild 5  
Kabelprüfgerät*

*Bild 6  
Funktionsmodell  
Erdkabelnetz*

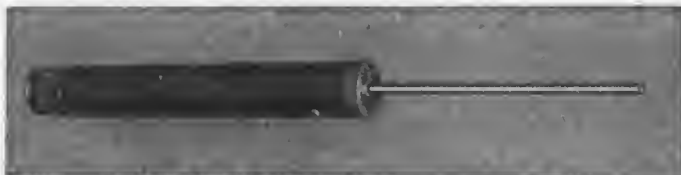
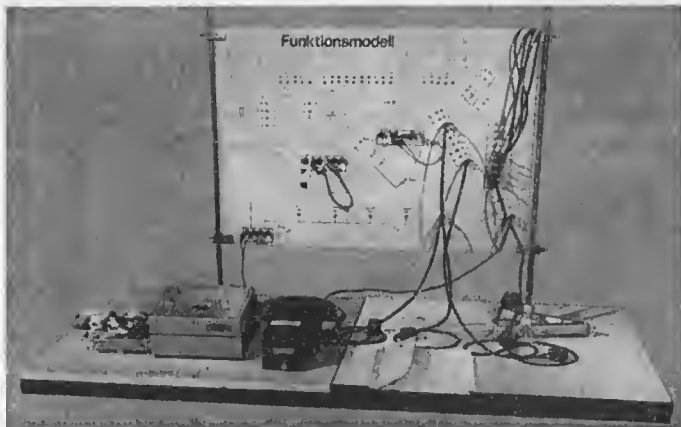
*Bild 7  
Stabantenne R 405*



**5. Kabelprüfgerät (Bild 5, Reg.-Nr.: 18 608/76)**

Neuerer: Hauptmann *Friedrich, Ulrich*

Mit diesem Gerät werden Kabel und Anschlüsse der Beleuchtungssätze, Verlängerungskabel für Aggregate und Maschinen, Gerätestecker sowie Dosen von Verlängerungen geprüft. Dabei sind subjektive Faktoren ausgeschlossen. Dadurch wird eine reibungslose und sichere Stromversorgung gewährleistet. Die technische Sicherheit und der Arbeitsschutz werden verbessert.



6. Funktionsmodell Erdkabelnetz (Bild 6, Reg.-Nr.: 57 041/76)

Neuererkollektiv: Oberstleutnant *Wagenitz, Malte*

Das Funktionsmodell zeigt das Prinzipschema eines erdverkabelten Meldenetzes mit hoher Sprechstellendichte. Durch Ersatzschaltungen wird das elektrische Verhalten von Erdkabelleitungen nachgebildet.

Das Betriebsverhalten solcher Leitungen bei unterschiedlichen Entfernungen bei Parallelschaltungen von Sprechstellen, bei Vermittlungsvorgängen und bei Störungen läßt sich sichtbar machen.

Vermittlungs- und Endstellentechnik wird original zugeschaltet.

7. Stabantenne R 405, Dezimeterwellenbereich für Betrieb in der Bewegung (Bild 7, Reg.-Nr.: 67 758/76)

Neuererkollektiv: Unteroffizier *Wahl, Hartmut*

Mit dieser Stabantenne wird die Verbindung in der Bewegung zwischen zwei im Dezimeterwellenbereich arbeitenden Richtfunkstellen sichergestellt. Sie läßt sich in kürzester Zeit einsetzen.

Sie läßt sich für alle Richtfunkstellen des genannten Typs sowie für R 405, die Bestandteile anderer Gerätesätze sind, einsetzen.

Im Dezember 1978 gedachte die sowjetische Öffentlichkeit des 75. Geburtstages des Helden der Sowjetunion *E. T. Krenkel*. Das war für uns Anlaß, im Elektronischen Jahrbuch 1979 beginnend, die Biografie dieses legendären Nordpolfunkers, langjährigen Vorsitzenden des Präsidiums der Funksporfföderation der UdSSR und in der ganzen Welt geachteten Funkamateurs zu veröffentlichen. Mit dem nachfolgenden zweiten Teil beenden wir die Biografie von *E. T. Krenkel – RAEM*.

Karl-Heinz Schubert

### Auf den Sergej-Kamenew-Inseln

Im Sommer 1935 ging *E. T. Krenkel* an der Spitze einer kleinen Gruppe von vier Polarforschern am Kap Olowjanny (Sewernaja Semlja) an Land, wo mit Hilfe der Mannschaft des Eisbrechers *Alexander Sibirjakow* in acht Tagen eine Funkstation aufgebaut wurde. Der Eisbrecher fuhr ab, und *E. T. Krenkel*, der Meteorologe *B. A. Kremer*, der Funker *A. A. Golubew* und der Mechaniker *N. G. Mechrengin* blieben, um zu überwintern.

In der ersten Zeit gab es viel Arbeit bei der weiteren Einrichtung des Wohnhauses und der Montage der Funkstation. Dann begann die Polarnacht, die am Kap Olowjanny 120 Tage dauert. Die Hauptarbeit (meteorologische Beobachtungen und die Weiterleitung ihrer Ergebnisse in die Heimat) erschien den Polarforschern nicht ausreichend. Sie suchten angestrengt, was sie noch tun könnten, und fanden schließlich etwas: Sie organisierten den Fang von Polarfüchsen. Die Fängeisen mußte man mit Laternen und unbedingt zu zweit abgehen, um Unglücksfälle zu vermeiden.

Den unermüdlichen *E. T. Krenkel* befriedigte das Programm der Station nicht, und am Ende der Polarnacht flogen er und *N. G. Mechrengin* mit Genehmigung der Hauptverwaltung des Nördlichen Seewegs noch 200 km nach Norden, auf eine der *Sergej-Kamenew-Inseln* (die Insel



Bild 1  
E. T. Krenkel (1970)

Domaschni). Hier nahmen sie die Arbeit einer verlassenen Polarfunkstation wieder auf. Auf diese Weise gewährleisteten diese bemerkenswerten vier Überwinterer die Arbeit von zwei Polarstationen statt einer.

Die Station auf der Insel Domaschni arbeitete ununterbrochen und unterstützte zusammen mit anderen den Nonstopflug *W. P. Tschkalows* auf der Strecke Moskau – *Franz-Josef-Land* – Kamtschatka. *E. T. Krenkel* und *N. G. Mechrenkin* verbrachten fünf Monate auf der Insel. Sie ernährten sich von Eisbärenfleisch. Das frische Fleisch rettete die Überwinterer jedoch nicht vor dem Skorbut. Bei *E. T. Krenkel* schwell das Zahnfleisch an, und die Beine schmerzten. *N. G. Mechrenkin* konnte sich kaum fortbewegen. Nach der glücklichen Landung *W. P. Tschkalows* auf der Insel Udd (jetzt Insel *Tschkalow*) ging ein Funkspruch nach Moskau an den Leiter der Hauptverwaltung des Nördlichen Seewegs:

«Bei beiden Motoren neigen die Stützen zur Korrosion», funkte der Leiter der Überwinterung *E. T. Krenkel* an *O. J. Schmidt*, «wir führen Verhandlungen mit Sander.» Der Humor war tragisch. In normale Sprache übersetzt, sagte der Funkspruch aus, daß die Beine der skorbutkranken Überwinterer endgültig den Dienst versagten. Die Worte «Verhandlungen mit Sander» erinnerten an das Schicksal des Mechanikers *Sander*, der bei der Expedition *Sedows* an Skorbut gestorben war.

Den Überwinterern auf den *Sergej-Kamenew-Inseln* wurde umgehend Ablösung geschickt. Am 1. September 1936 kam der erfahrene Veteran der Arktis, der Eisbrecher *Alexander Sibirjakow*. Die neue Besatzung übernahm die Funkstation in voller Ordnung.

## Nordpol 1

Das Frühjahr 1937 kam heran. Es liefen Vorbereitungen für die Luftlandung einer Expeditionsgruppe am Nordpol. Wer sollte wohl Funker der wissenschaftlichen Forschungsstation *Nordpol 1* werden? Ziemlich bestimmt antwortete auf diese Frage der Leiter der Expedition, *Otto Juljewitsch Schmidt*. «Es war von Anfang an klar», schrieb er, «daß der Funker auf dem driftenden Eis nur einer sein kann: *Ernst Theodorowitsch Krenkel*. Der Erforschung der Arktis bis zur Selbstlosigkeit ergeben, hat Genosse *Krenkel* mich und andere Genossen schon viele Jahre vor dem Festlegen unserer Pläne mit Projekten bestürmt, eines kühner als das andere: über eine schrecklich weit entfernte und schrecklich schwierige Überwinterung, unbedingt driftend, unbedingt dort, wo noch niemals jemand war.»

Am 21. Mai 1937 führte die Flugexpedition unter der Leitung *O. J. Schmidts* zum erstenmal eine Flugzenglandung im Gebiet des Nordpols durch. Auf dem driftenden Eis begann die wissenschaftliche Forschungsexpedition *Nordpol 1* ihre Arbeit. Ihr Leiter war *I. D. Papanin*, wissenschaftliche Mitarbeiter waren der Geophysiker *E. K. Fjodorow* und der Ozeanograph *P. P. Schirschow*, Funker war *E. T. Krenkel*. Sowjetische Menschen eroberten den Nordpol!

«23 Jahre seines Lebens verschwendete der amerikanische Forscher *R. Peary* dafür, den Nordpol zu erreichen», schrieb *E. T. Krenkel*, «aber er verbrachte dort ganze 30 Stunden. Es gelang ihm nicht einmal, die Tiefe des Ozeans zu messen. Einzelne Tapfere, die nach Norden, zum Pol strebten, gingen zugrunde, ohne ihn erreicht zu haben, viele kehrten ruhmlos zurück. Erst die Bolschewiki erwiesen sich zu einem planmäßigen Angriff auf die Arktis, zu ihrer Erschließung bis zum Nordpol fähig.»

274 Tage arbeiteten die Helden auf der driftenden Eisscholle. Sie legten 2050 km zurück und erreichten fast das Ostufer Grönlands. Plötzlich zerbrach die Eisscholle in kleine Stücke, ein Spalt lief unter dem Wohnzelt durch, und man mußte es verlassen. Am 19. Februar 1938 wurden die vier Helden evakuiert. Die Größe der Eisscholle betrug zu dieser Zeit noch 30 m × 50 m. «Die Nordexpedition der Hauptverwaltung des Nördlichen Seewegs hatte die Möglichkeit, auf dem riesigen Weg vom Pol bis zur Grönlandsee ein ganzes Programm wissenschaftlicher Beobachtungen durchzuführen», schrieb *E. T. Krenkel*. «Zu unserer Verfügung hatten wir eine Expeditionsausrüstung, alle notwendigen Geräte. Wir mußten die Tiefe des Ozeans messen und biologische, astronomische und magnetische Beobachtungen durchführen.»

Die Arbeit *Ernst Theodorowitschs* bei dieser Expedition war begeisterungswürdig. Viermal am Tag funkte er Wettermeldungen, gab regelmäßig Berichte mit den Angaben über die Ergebnisse der wissenschaftlichen Beobachtungen durch oder Informationen für die Zeitungen und



*Bild 2 E. T. Krenkel überreicht den Empfänger KUB-4 als Preis an W. S. Saltykow (in der Mitte der zweite Preisträger A. F. Kamaljagin)*

brachte es dabei noch fertig, mit Kurzwellenamateuren zu arbeiten. Dabei vernachlässigte er die planmäßige Funkverbindung nicht ein einziges Mal. Alle Teilnehmer dieser Expedition wurden mit dem Titel Held der Sowjetunion geehrt.

Kurz vor dem Abflug zum Nordpol kam *Ernst Theodorowitsch* in die Redaktion der Zeitschrift *Radiofront*, erzählte von der bevorstehenden Einrichtung einer driftenden Station und schlug vor, einen Wettkampf der Kurzwellenamateure um Verbindungen mit dem Nordpol durchzuführen. Zu den Preisen gab er seinen Empfänger KUB-4. Der Zentralrat der *OSOAVIACHIM* (Vorgänger der *DOSAAB*) billigte den Vorschlag *E. T. Krenkels*, bildete einen Wettkampfstab und legte die Organisation des Wettkampfs in die Hände der Redaktion der Zeitschrift *Radiofront*. Die Wettkämpfe wurden durchgeführt und brachten ihre Meister. Als erster stellte der Kurzwellenamateur aus Leningrad *W. S. Saltykow* die Verbindung mit dem Nordpol her, danach ein zweiter Leningrader, *A. F. Kamaljagin*. Der dritte war dann der Moskauer *A. N. Wetschinkin*.

1938 wurde *E. T. Krenkel* in die KPdSU aufgenommen. In den folgenden Jahren arbeitete *E. T. Krenkel* in führenden Stellungen in der Hauptverwaltung des Nördlichen Seewegs und in der Hauptverwaltung des hydrometeorologischen Dienstes. In den letzten Jahren leitete er das wissenschaftliche Forschungsinstitut für hydrometeorologischen Gerätebau des hydrometeorologischen Dienstes der UdSSR.



Bild 3 E. T. Krenkel mit seinem Sohn

### In die Antarktis

Die Polarwacht des hervorragenden Arktisforschers war vorüber, und nur die Kurzwellenstation zu Hause brachte E. T. Krenkel ins heimatische Element zurück. *RAEM* war ständig im Äther zu hören.

Ein noch nicht realisierter ersehnter Traum war jedoch geblieben: alle Breitengrade der Erde zu überqueren und einmal in der Antarktis zu weilen. Das Ende des Jahres 1968 brachte die Verwirklichung dieses Traumes. Mitte November 1968 leitete *Ernst Theodorowitsch* die Fahrt des wissenschaftlichen Forschungsschiffs *Professor Subow*, das sich auf seine erste Reise an die Ufer der Antarktis begab. Die Teilnehmer der Reise lösten einen Teil der Mitglieder der 13. sowjetischen Antarktisexpedition ab, brachten verschiedene Güter dorthin, führten aber auch eine Reihe von Forschungen auf dem Gebiet der Ozeanographie, der kosmischen Strahlung und der Aerometeorologie durch. Insbesondere wurde die tiefe Stelle östlich der Südlichen Orkney-Inseln erforscht.

*Ernst Theodorowitsch* hatte außer der Leitung der Expedition die Pflichten eines Sonderkorrespondenten der *Komsomolskaja Prawda* übernommen. Während der ganzen Reise wurden seine interessanten Beiträge in der *Komsomolskaja Prawda* abgedruckt. Am 14. März 1969 kehrte die *Professor Subow* nach Leningrad zurück, nachdem sie genau vier Monate



unterwegs gewesen war. Hinter ihr lagen 51 000 Kilometer. Die Fahrt war schwierig gewesen. Das Schiff war in das Zentrum eines Zyklons geraten, hatte das schwere Eis bei *Mirny* überwunden, war bei einem Sturm von Windstärke 9 gefahren. Unter den rauen Eis- und Sturmverhältnissen hatte das Kollektiv der *Professor Subow* seine Aufgabe in Ehren erfüllt.

### Prüfung des Ruhms

*E. T. Krenkel* war eine bedeutende Persönlichkeit des Staates, der Gesellschaft und der Literatur. Er war Deputierter des Obersten Sowjets der UdSSR. Seine gesellschaftliche Tätigkeit war überaus vielseitig. Er hielt regelmäßig vor dem unterschiedlichsten Publikum Lektionen und Vorträge. *Ernst Theodorowitsch* unterstützte die Entwicklung des Amateurfunks aktiv und war seit 1959 bis zu seinen letzten Tagen Vorsitzender des Präsidiums der Funksportföderation der UdSSR. Wettkämpfe, Meisterschaften, Unionsfunkausstellungen, die Vertretung in der Inter-



Bild 4  
Die QSL-Karte von  
*E. T. Krenkel*

nationalen Organisation *IARU* erforderten große Aufmerksamkeit. *Ernst Theodorowitsch* war auch Mitglied des Redaktionskollegiums der Zeitschrift *Radio* und der *Massen-Radio-Bibliothek*, er stand an der Spitze der Unionsgesellschaft der Philatelisten. *E. T. Krenkel* wurde zweimal mit dem Leninorden ausgezeichnet, ihm wurde der Titel Held der Sowjetunion verliehen, *E. T. Krenkel* genoß große Popularität unter den Kurzwellenamateuren der ganzen Welt und große Achtung in den Kreisen der *IARU*.

Im persönlichen Leben und in den Beziehungen zu den Menschen war *Ernst Theodorowitsch* ein wohlwollender, unveränderlich frischer und fröhlicher Mensch, ein durch und durch ehrlicher und prinzipienfester Kommunist. Er teilte die Menschen nicht in Rangstufen ein nach ihrer dienstlichen oder gesellschaftlichen Position. Niemals schmeichelte er jemandem; er war verständnisvoll und aufmerksam den Arbeitskollegen und Genossen gegenüber. Immer, während seines ganzen Lebens, blieb er sich selbst treu, war ein bewundernswert integrier Mensch.

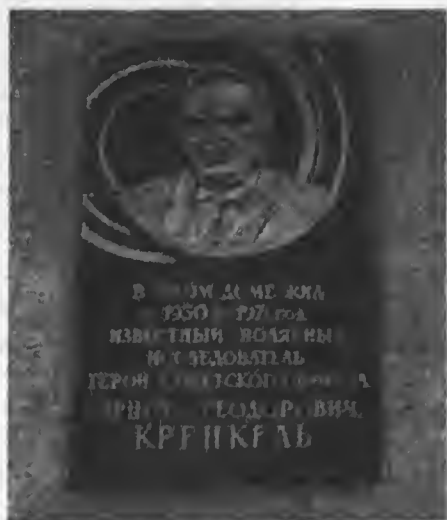
Niemals, selbst in den hellsten Tagen der Liebe und Begeisterung des Volkes, entfernte sich *Ernst Theodorowitsch* von den alten Freunden, niemals erlaubte er sich, auf jemand von oben herabzublicken. Er bestand eine sehr wichtige Prüfung: die Prüfung des Ruhms.

## Die Verewigung des Andenkens

*Ernst Theodorowitsch Krenkel* verstarb am 8. Dezember 1971. Der Tod beendete das Leben des bedeutenden Wissenschaftlers und Polarforschers, des Funkers Nummer 1 unseres Landes, des in der ganzen Welt bekannten Kurzwellenamateurs, des guten und verständnisvollen Freundes der sowjetischen Funkamateure.

In Anerkennung der großen Verdienste des *Helden der Sowjetunion Ernst Theodorowitsch Krenkel* bei der Entwicklung der Funktechnik und der Amateurfunkbewegung in unserem Lande beschloß der Ministerrat der RSFSR am 2. Februar 1972, dem Zentralen Radioklub der UdSSR den Namen *E. T. Krenkel* zu verleihen.

Zum Andenken an *E. T. Krenkel* stiftete das Zentralkomitee der *DOSA AF* der UdSSR zwei *E.-T.-Krenkel-Wanderpokale*, die der besten Kollektiv- und Einzelstation bei den Meisterschaften der UdSSR in der Disziplin Telegrafie-Kurzwellenverbindungen verliehen werden. Es wurde auch ein *E.-T.-Krenkel-Preis* gestiftet, der den besten Konstrukteuren von Amateurfunkgeräten auf den Unionsausstellungen der Funkamateure der *DOSA AF* verliehen wird. Das Rufzeichen *E. T. Krenkels RAEM* wurde der Kollektiv-Gedenkstation des Radioklubs der UdSSR *E. T. Krenkel* verliehen. Für Kurzwellenamateure, die in Telegrafie arbeiten, wurde das Diplom *RAEM* gestiftet. Im Zentralen Radio-



*Bild 5  
Die Gedenktafel an dem  
Haus, in dem  
E. T. Krenkel wohnte*

klub wurde eine ständige Ausstellung über Leben und Tätigkeit des berühmten Funkers eingerichtet.

Der Name *E. T. Krenkels* wurde dem Nachrichten-Polytechnikum in Leningrad und einem Wetterforschungsschiff verliehen. Mit seinem Namen wurden eine Bucht der Insel Komsoinolez (Sewernaja Semlja) und das geophysikalische Polarobservatorium auf der Insel Cheissa (im Zentrum des Archipels *Franz-Josef-Land*) benannt. An dem Haus, in dem *E. T. Krenkel* wohnte, wurde eine Gedenktafel angebracht.



*Bild 6  
Anlässlich des  
70. Geburtstages von  
E. T. Krenkel wurde  
diese Sonderbriefmarke  
in der UdSSR heraus-  
gegeben*

Die Seiten der Zeitungen und Zeitschriften mit den Beiträgen über die legendären Helden, die Eroberer der Arktis, sind vergilbt. Aber niemals wird ihre kühne Heldentat für die Heimat aus dem Gedächtnis des Volkes schwinden. Unter diesen Helden bleibt die Gestalt *E. T. Krenkels*, des unermüdbaren Arbeiters, Wissenschaftlers, Funktionärs, des großherzigen Menschen, leidenschaftlichen Kurzwellenamateurs, für Millionen sowjetischer Menschen für ewig lebendig.

Das beste Denkmal für *E. T. Krenkel* werden die weitere Entwicklung der Amateurfunkbewegung, die Erweiterung und Festigung der internationalen Kontakte und des geistigen Verständnisses der Kurzwellenamateur sein. Für alle Funkamateure unserer Zeit bleibt *Ernst Theodorowitsch* für immer der unvergeßliche gute und verständnisvolle Freund.

*Nach einem Beitrag von W. A. Burland in dem Sammelband Sowjetische Funkamateure, Massen-Radio-Bibliothek, Band 899, Verlag Energie, Moskau 1976.*

Übersetzung: *F. Krause, DM 2 AXM*

**Tabelle 1** Stromverstärkungsgruppen für Transistoren der DDR-Produktion

Stromverstärkungsgruppe	Verhältnis $I_C/I_B$ Ge-Transistoren	Verhältnis $I_C/I_B$ Si-Transistoren
A oder a	18 ... 35	18 ... 35
B oder b	28 ... 56	28 ... 71
C oder c	45 ... 90	56 ... 140
D oder d	71 ... 140	112 ... 280
E oder e	112 ... 224	224 ... 560
F oder f	—	450 ... 1120

**Tabelle 2** Gekürzte Bezeichnungen auf Miniplasttransistoren

Stempel- aufdruck	Typ	Stempel- aufdruck	Typ	Stempel- aufdruck	Typ
C 06	SC 206	F 25	SF 225	S 18	SS 218
C 07	SC 207	F 35	SF 235	S 19	SS 219
C 36	SC 236	F 40	SF 240	M 103	SM 103
C 37	SC 237	F 45	SF 245	M 104	SM 104
C 38	SC 238	S 00	SS 200	MY 50	SMY 50
C 39	SC 239	S 01	SS 201	MY 51	SMY 51
F 15	SF 215	S 02	SS 202	MY 52	SMY 52
F 16	SF 216	S 16	SS 216		

**Tabelle 3 Kennzeichnung von Magnetbändern**

**a – ältere Bezeichnungen**

- 1. Buchstabe Trägermaterial
- 2. Buchstabe Eisensorte
- 1. Zahl Banddicke ( $\mu\text{m}$ )
- 3. Buchstabe Ausführung
- 2. Zahl Bandbreite (mm).

Beginnt die Kennzeichnung mit 3 Buchstaben, dann bezeichnet der zweite die aktive Schicht. Banddicke und Bandbreite werden mit abgerundetem Wert angegeben.

**b – neue Bezeichnungen**

- 1. Ziffer Anwendungsgebiet
- 2. Ziffer Anwendungsuntergliederung
- 3. Ziffer Kennzeichnung der Weiterentwicklung.

**c – Bedeutung der Buchstaben und Ziffern**

C Azetylzellulose

P Polyester

R Eisenoxid Typ R

S Eisenoxid Typ S

U unperforiert.

- 1. Ziffer 1 – Bänder für Schallaufzeichnung  
7 – Zubehörbänder ohne magnetisierbare Schicht
- 2. Ziffer 0 – Standardband                      1 – Langspielband  
2 – Doppelspielband                      3 – Dreifachspielband

Typ	Trägermaterial	Anwendungsgebiet	Alte Bezeichnung
100	C	Standardband für hohe Bandgeschwindigkeiten	CPR 50 U 6
103	P	entspricht Typ 100	—
110	C	Langspielband für ältere Heimbandgeräte	CPR 35 U 6
112	C	Langspielband für moderne Zweispurbandgeräte	CPS 35 U 6
113	P	entspricht Typ 112	—
120	P	Doppelspielband, Vierspurband, universell anwendbar	PS 25 U 6
121	P	entspricht Typ 120	—
130	P	Dreifachspielband, Vierspurband, sehr dünn, für Batterie- und für Vierspurgeräte mit sehr guten Laufwerken	PS 18 U 6
131	P	entspricht 130	

**Tabelle 4 Bandlängen je Spulendurchmesser**

Spulen- bezeichnung	Spulen- durchmesser in mm	Bandbreite in $\mu\text{m}$ und Länge des Bandes in m			
		50	35	25	18
18	178	350	520	—	—
15	147	240	350	540	—
13	127	190	250	360	540
10	100	—	130	180	270
8	75	—	65	90	135

**Tabelle 5 Magnetbandlaufzeiten in min**

Länge in m	Laufgeschwindigkeit			
	10 cm/s	9,5 cm/s	4,75 cm/s	2,4 cm/s
65	5,5	11	22	45
90	7,5	15	30	60
135	11	22	45	90
180	15	30	60	120
270	22	45	90	180
360	30	60	120	240
540	45	90	180	360

**Tabelle 6 Kennzeichnung der Vorspannbänder**

Typ	Träger- material	Anwendungsgebiet	Alte Bezeichnung
711	C	Kennband grün	C 50 U Gn 6
712	C	Kennband rot	C 50 U R 6
713	C	Kennband weiß	C 50 U W 6
714	C	Kennband gelb	C 50 U Ge 6
715	C	Kennband violett	C 50 U V 6
721	P	Kennband grün	—
722	P	Kennband rot	—

**Tabelle 7 Kennzeichnung von Abtastsystemen**

Die beiden ersten Buchstaben kennzeichnen das Wandlerprinzip.

KS	Kristallstereosystem
CS	Keramikstereosystem
MS	magnetisches Stereosystem.

Die folgenden zwei Ziffern sind die Zuordnung in der Typreihe. Der 3. Buchstabe gibt den Anwendungsbereich an, der 4. Buchstabe gibt die Bestückung mit einer Diamant-Abtastnadel an.

S	geeignet zum Abtasten von Stereoschallplatten
N	geeignet für Schallplatten mit Normalrinne
D	bestückt mit Diamantnadel.
KS 23 SD	Kristallsystem, zum Abtasten von Stereoschallplatten, Diamant-Abtastnadel.
CS 24 SD	Keramiksystem, zum Abtasten von Stereoschallplatten, Diamant-Abtastnadel.
MS 16 SD	magnetisches System, zum Abtasten von Stereoschallplatten, Diamant-Abtastnadel.

Bei älteren Abtastsystemen bedeuten die Buchstaben

M	zum Abtasten von Mikrorillen-Schallplatten
U	umschaltbar für Normal- und Mikrorille.
KSM 0161	Kristallsystem, zum Abtasten von Mikrorillen-Schallplatten
KSMU 0263	Kristallsystem, umschaltbar zum Abtasten von Normal- und Mikrorillen-Schallplatten.

**Tabelle 8 Ersatz von älteren Schallplatten-Abtastsystemen**

Abtastsystem	Ersatztyp
TAMU 2	kein Ersatz
TAK 0159	kein Ersatz
TAKU 0153	kein Ersatz
TAKU 0157	kein Ersatz
KSM 0161 N	KS 22 N
KSMU 0261	mit Zwischenstück KS 22 S/SD
KSMU 0263	mit Zwischenstück KS 22 S/SD
KSS 0160	KS 22 S/SD
KSS 0162	KS 22 S/SD
KSS 0163	KS 22 S/SD
CS 21	KS 22 S/SD
3 MU, 4 M	Anpassungsübertrager überbrücken, dann KS 22 SD
5 MSD	MS 15 SD, Auflagekraft niedriger einstellen
MS 15 SD	MS 16 SD
MS 15 M	MS 16 SD
MS 15 N	kein Ersatz
KST 102 (Elac)	KS 22 S/SD



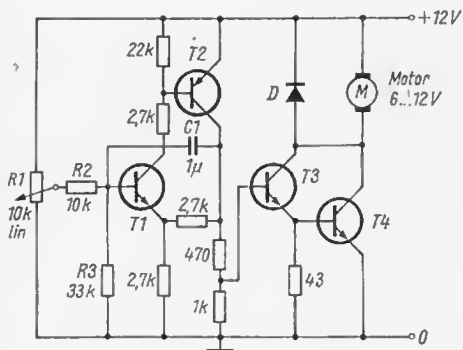
# ELEKTRONIK-SPLITTER

## Elektronische Drehzahlregelung

Kleine Elektromotoren werden in der Modellbanpraxis vielseitig verwendet. Die Schaltung erlaubt für solche Motoren eine elektronische Regelung der Drehzahl. In Mittelstellung des Potentiometers  $R1$  hat der Motor eine bestimmte Drehzahl. Verstellt man  $R1$  nach oben, so nimmt die Drehzahl zu, bei Verstellung nach unten wird die Drehzahl niedriger. Der Impulsgeber  $T1/T2$  gibt rechteckförmige Impulse ab, deren Frequenz durch  $R1$  verändert wird (die aber auch von  $R2/R3/C1$  abhängig ist). Die Endstufe ist als Schmitt-Trigger aufgebaut, die nur entsprechend den durchgeschalteten Phasen den im Kollektorkreis liegenden Motor speist. Bei ferngesteuerten Modellen treibt ein Motor mit Untersetzungsgetriebe das Einstellpotentiometer  $R1$  an.

## Literatur

Fischer, G. O. W.: Elektronische Drehzahlsteuerung, Funk-Technik, Heft 11/1978, Seite 210 (W&S)



$T1/T3$ : SF 131;  $T2$ : KT 326, KF 517

$T4$ : KU 601

# Auflösung des Preisrätsels 1979

Das richtige Lösungswort lautet:

## MOSFET

Und das sind die Gewinner:

1. Preis (1 Transistorempfänger und für 30,- M Bücher aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

N. Künzler, 88 Zittau, Sehliebenstraße 27

2. Preis (Bücher für 75,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

M. Aleth, 154 Falkensee, Bandelowstraße 10

3. Preis (Bücher für 50,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

Gerhard Sobbe, 4329 Nachterstedt, Schulstraße 30

4. bis 10. Preis (je Preisträger Bücher für 25,- M aus dem Militärverlag der Deutschen Demokratischen Republik)

R. Pohl, 1501 Potsdam-Golm, Thomas-Müntzer-Straße 24

Thomas Bley, 933 Olbernhau, Blumenauer Straße 46

K. Köhler, 126 Strausberg, O.-Langbach-Ring 3

André Malige, 8122 Radebeul, Huhlbergweg 3

Werner Bokelmann, 5501 Liebenrode, Ortsteil Steinsee

Gunthard Rothe, 8706 Neugersdorf, Wiesenstraße 77

André Moltmann, 27 Schwerin, Bergstraße 64

Die Preisverteilung erfolgt unter Ausschluß des Rechtsweges.

**Einsendeschluß für das Preisrätsel  
zum Elektronischen Jahrbuch 1980 ist der 31. Mai 1980  
(Datum des Poststempels)!**

# Schlagwortverzeichnis für die Jahrbücher 1978, 1979 und 1980

(Die Zahl vor dem Schrägstrich gibt jeweils das Jahrbuch an, die Zahl nach dem Schrägstrich die Seite.)

- abgeschlossene Langdrahtantenne 79/167  
Abreibefolle, Leiterplatte von 80/87 ff.  
Absorptionsfrequenzmesser 78/148  
Abtastsystem, älteres, Ersatz 80/306  
-, Kennzeichnung 80/306  
A/D-Wandlung 79/209  
AKKORD, Troposphärenfunksystem 80/72  
Akkumulator, Spannungskontrollschaltung, mit LED-Anzeige 80/260 ff.  
aktive Fläche 79/103  
AK und AZ, Überprüfen 78/304  
Allwellentuner 80/19  
ALU 78/96  
AM-Empfängerschaltkreis 78/26  
Amplitudenmodulation des Diodenstroms 80/58  
analoges Verfahren 80/58  
Analogeschaltkreis, VR Polen 79/81 ff.  
-, -, Vergleichstabelle 79/97  
Anfänger, Schaltungsreine 78/221 ff.  
Anfangspermeabilität 78/118, 121  
Anschlußspannung 79/103  
Ansteuerung, Fluoreszenzanzeigeröhre 80/83  
Antennascope, 2-m-Antenne 80/187  
Antenne, aperiodische 79/168  
-, künstliche 78/158  
Antennenanlage, drehbare 79/151 ff.  
Antennenaußegerät mit Reflektometer 78/201  
Antennen-Diversity-Gerät 80/70  
Antennenfilter, KW-Sender 80/191  
-, KW-Transceiver 80/191  
Antennenstab 78/125  
Antennenwahlrelais 80/137  
Antennenverstärker, 2-m- 80/188  
-, 70-cm-Band 79/171  
Antennenweiche, Mobilantenne 80/186  
Authrazen 78/46 ff.  
Antifa-Sender, deutscher 80/40 ff.  
Antrieb, drehbare Antenne 79/151  
aperiodische Antenne 79/168  
Arbeiter-Radio-Bewegung 79/34 ff.  
Arbeiter-Radio-Bund 79/35  
Arbeiter-Sender 79/35  
Arbeitsgemeinschaft 79/285 ff.  
arithmetic und logical unit 78/96  
Arktur 80/17  
astabiler Multivibrator 80/266  
Aufklärung, elektronische 78/39  
Aufklärungssystem, elektronisches 78/39  
Aufschalteinrichtung, Fernsteueranlage 78/57  
Ausbreitung bei 10 GHz 80/164  
Ausfallsicherung für Kontrolllampe 79/267  
Ausgangsverstärker 80/268  
Auswerteschaltung 79/144  
Auto, Mikrorechner 79/80  
A 230 D, Stromlaufplan 79/59  
-, Übersichtsschaltplan 79/56  
A 240 D, Stromlaufplan 79/54  
Babett 79/18, 19  
Bastel-Netzteil 78/262  
Batterie- und Netzblitzgerät SL 4 78/73  
Begrenzer 80/271  
Belastung bei Gegenspannung 79/103  
Belichtungsmeßgerät 78/233 ff.  
Belichtungsuhr, elektronische 79/200 ff.  
Berdscher Funkwerk 80/16 ff.  
Beverage-Antenne 79/167 ff.  
Bezugs- und Gehäusetemperatur 79/103

Bildschirmspiel, intelligentes 79/77  
Bildschirmterminal PBT 4000 79/74  
Bild-ZF-Verstärker, Chromat 1060  
79/53  
Binär-zu-1-aus-8-Dekoder 78/26  
bipolarer Transistor, VR Polen  
78/314 ff.  
Blitzgerät, elektronisches 78/65 ff.  
Bordstörer 78/40  
Breitband-FM-Technik 80/155  
Breitbandverstärker 79/88, 90, 80/09  
Bridgeman-Verfahren 78/51  
Brückenschaltung 79/102  
Bund der Freunde der Sowjetunion  
79/41  
Burrus-Diode 80/51  
Carat S 79/20  
Chromalux 1061 78/28  
Chromalux 2063 79/18  
Chromat 1060, Bild-ZF-Verstärker  
79/53  
Chromat 1160 78/28  
C-MOS-Schaltkreis, elektronische,  
Morsetaste 80/146 ff.  
CMOS-Technik 78/94  
Combo 523 79/21  
Comité de liaison du poste émetteur  
de la liberté 80/12  
Kompaktblitzgerät Emerald 78/74  
Computerblitz 78/68  
CQ-Rufgeber 79/135 ff.  
C-T-Quad-Element 79/159  
Cubical Quad 79/161  
Curie-Temperatur 78/121  
CW-Empfang, NF-Filter 78/200,  
79/198

Dämpfung der Lichtleitfaser 80/54  
Datenverarbeitung 79/23  
DIK-Elektronik 79/11 ff.  
DDR-Industrie, Struktur 79/13  
Debüt VT 132 79/18  
Dekoderschaltung 79/61  
Dematrixierung 79/56  
Detektorempfänger 78/221, 79/250  
Detektorschaltung 78/200  
Deutscher Freiheitssender 29,8  
80/40 ff.  
Diamond shaped 79/158  
Differenzmischprodukt 80/123  
Differenzverstärker 79/83, 86  
digitaler Laserstrahlableiter 80/60  
digitaler Verfahren 80/58  
Digitalübertragung 80/58  
Digitalvoltmeter 79/207 ff.  
Digltron 80/74

Diodenmatrix, Zeichenbildung mit  
79/138  
Dipmeter 78/204, 229  
Dipmeter-Abgleich 78/150  
Dipmeter/Quarzeitpunktgeber  
78/149  
Direktmischempfang 78/206 ff.,  
79/190  
Direktmischer-Peilempfänger 79/188  
Direktmischverfahren 80/177  
Discone-Antenne 80/166 ff.  
Diskothek, Lärmpegel-Überwachungs-  
gerät 80/195 ff.  
Diversity-Empfang 80/70  
Doppelkern 78/128  
Doppel-MOSFET-Konverter 78/184 ff.  
Doppelnetzteil  $2 \times 20 \text{ V}/2 \text{ A}$ ,  
stabilisiertes 78/247 ff.  
Doppel-Oblong 79/164  
Doppelriegelverfahren 80/55  
Draht-Discone-Antenne 80/174  
drehbare Antennenanlage 79/151 ff.  
Drehzahlmesser 79/278  
Drehzahlregelung, elektronische  
80/307  
Dreiecksspannung, Funktionsgenerator  
für 80/268  
Düppel 78/40  
Durchflußwandler 79/66  
Durchgangsprüfer 79/254  
Durchlaßkennlinie 79/103  
Durchlaßspannung 79/104  
Durchlaßstrom, spezifischer 79/104  
DX-Antenne 79/167  
DX-Rundstrahler 80/174  
dynamischer Kopfhörer DK 75 79/48

EAROM 78/97  
ECL-Technik 78/94  
Effektinstrument, elektronisches  
79/215 ff.  
effektive Permeabilität 78/119  
Effektlicht, Steuerung 80/250  
Effektschaltung 79/221 ff.  
Eichfrequenz, stabile 80/199  
Einmodenfaser 80/53  
Einmoden-Kernmantel-Glasfaser  
80/54, 55  
Einwegschaltung 79/100  
eisenlose Komplementärendstufe,  
NF-Verstärker 78/268, 275  
Electronic Warfare 78/36  
Elektronenblitzgerät 78/65 ff.  
Elektronenblitzröhre 78/65  
Elektron-Donator-Akzeptor-Kom-  
plex 78/51

- Elektronik, Begriffsbestimmung 78/86 ff.
- Elektronikindustrie der DDR 78/23 ff.
- Elektroniksehaltung 78/261 ff.
- Elektroniktips, Pionierhaus Prag 70/241 ff.
- elektronische Aufklärung 78/39
- Belichtungsuhr 79/200 ff.
  - Drehzahlregelung 80/307
  - Gegenmaßnahme 78/40
  - Kampfführung 78/36 ff.
  - Melodie, Türgong 80/239 ff.
  - Morsetaste, CMOS-Schaltkreis 80/146 ff.
- elektronischer Würfel 79/235
- elektronisches Aufklärungssystem 78/39
- Blitzgerät 78/68
- elektronische Schutzmaßnahme 78/42
- elektronisches Effektinstrument 79/215 ff.
- elektronische Sicherung 79/257
- elektronisches Musikinstrument 78/226
- Schaltnetzteil 79/64 ff.
- elektronische Störschutzmaßnahme 78/42
- Störung 78/40
  - Täuschung 78/40
  - Uhr, Schaltkreis für 78/105
  - Unterstützungsmaßnahme 78/39
- elektronisch stabilisiertes Netzteil 78/247
- elgatron 78/67
- EloGM-Gondel 78/41
- Emerald, Kompaktblitzgerät 78/74
- Empfänger, Fernsteueranlage 78/57
- Empfängereingang 79/116 ff.
- Empfängereingangsschaltung, RC-Technik 80/247
- Empfängereingangstell mit Direktmischung 80/179
- Empfängerteil, Rauschzahl 80/140
- Empfangsfernsehreiber F 1200 79/21
- EPROM 78/97
- Erdkabelnetz, Funktionsmodell 80/293
- Estamat TV 135 79/18
- Experimentiergestell 78/256 ff.
- Exziton 78/48
- Fahrtregler 78/57
- Farbfernsehempfänger Chromalux 2063 79/18
- Farbfernsehgerät, Mikrorechner 79/75
- Farbstoffe 78/51
- Fehlanpassungsmesser 80/137
- Feldstärkemesser 78/203, 79/290
- Fernmeldeaufklärung 78/39
- Fernschreibausbildung Stufe A (FsA) 80/278
- Fernschreibausbildung Stufe B (FsB) 80/278
- Fernsehempfänger, Schaltungspraxis 79/52 ff.
- Fernsteueranlage 78/57
- Fernsteuerband, Kanalaufstellung 78/61
- Ferrit 78/113 ff.
- Festwertspeicher, statischer 78/24
- Festwertspeicher U 501 D 79/14
- FET-Eingang, hochohmiger, integrierter Verstärker 80/110 ff.
- FET-Voltmeter 78/155
- Fliterquarz, Ausmessen 80/03
- Flächendipol 80/167
- Flüssigkeitsmeßfühler 78/245
- Flugmodellklasse 78/63
- Fluoreszenzanzelgeröhre 80/74 ff.
- , Ansteuerung 80/83
  - , Kenndaten 80/80 ff.
- Flußwandler 79/66
- FM-Feldstärkemesser 80/233
- FM-SSB-Endstufe 78/173
- FM-Transceiver 79/124 ff.
- FM-ZF-Verstärker mit PLL-Demodulator 80/229 ff.
- FONO-TEST 78/151
- Fotoarbeiten, Belichtungsmeßgerät für 78/233 ff.
- Fotoblitzgerät, Elektronik 78/65 ff.
- Fotoleitfähigkeit, Messen 78/48
- FRBD 79/35
- Freier Radio-Bund Deutschland 79/35
- Frequenz 79/104
- Frequenzänderung, gleitende 78/40
- Frequenzanbereitung, 2-m-FM-Transceiver 79/124 ff.
- Frequenz-Diversity-Empfang 80/70
- Frequenzgangkorrektur 79/85
- Frequenzgangmessung 80/204
- Frequenzteiler 78/106, 79/218, 80/290
- Frequenzumsetzer 79/178
- Frequenzverdreifacher 79/173
- Funkausbildung Stufe A (FuA) 80/277
- Funkausbildung Stufe B (FuB) 80/277
- Funkerschrift 79/296, 80/285
- Funkertest- und Gebeträhung 79/300
- Funkstation, Meßplatz 79/301
- Funkstation R-123, Fehlerquellenbestimmung 78/304

Funktionsgenerator für Rechteck-, Dreieck- und Sinusspannung 80/268 ff.

Funktionsmodell Erdkabelnetz 80/293

Funk- und Fernschreibausbildung Stufe C (FuC/FsC) 80/278

Funkverkehr zur Venus 78/77 ff.

Funkwerk. Berdsker 80/16 ff.

Fußpunktwidestand, Ermitteln 80/187

GaAlAs-Doppelheterolaser 80/52

Ganzwellenschleife, Banform 79/158

Gegenmaßnahme, elektronische 78/40

Gegentaktwandler 79/66

Generatorschaltung 79/91

Geradeaus-Klumpenempfänger 78/274

Gesamtrauschfaktor 80/141

gescherte Permeabilität 78/119

Geschichte, sowjetische Funkamateure 78/305 ff.

gestockte Quad-Elemente 79/160

- Quagi 79/164

Gittersperrspannung 80/80

Gleichspannung 79/104

Gleichspannungswandler 79/65

Gleichstrom 79/104

gleitende Frequenzänderung 78/40

Glissando 79/221

Gradientenfaser 80/55

Granat 216 electronic 79/21

Granat 516 HiFi 79/21

Grid cut off-Spannung 80/80

Großsignal-Stromverstärkungsfaktor, Messen 80/202

Grundnode 80/53

Gütevervielfacher 79/198

Gunn-Diode 80/155

Gunn-Diodenoszillator 80/156

Gunn-Oszillator 80/155

Halbleiter, organischer 78/44 ff.

Halbleiter-Bauelement, VR Polcn, Vergleichsliste 79/318

Halbleitergleichrichter-Werkstoff, elektrische Eigenschaft 79/99

Halbleiterinjektionslaser 80/51

Halbleitersubstanz, organische, Herstellungsmethode 78/49

Helm-Stereo-Mischgerät Regie 300 79/20

Heißeiter 79/17

HE<sub>11</sub>-Welle 80/53

HF-Breitbandverstärker, V-MOS-Transistor 80/190

HF-Erzeugung, 10-GHz-Bereich 80/155

HF-Generatorschaltung, durchstimmbar 79/92

HF-Prüfgenerator 80/254

-, Zusatzgerät 80/253

HF-Siebglied 79/69

HiFi-Mischpult 79/21

HiFi-Steuergerät Carat S 79/20

HiFi-Studio 506 79/21

Hintergrundgeräusch 79/117

hochohmiger FET-Eingang, integrierter Verstärker 80/110 ff.

Hohlleiter 80/152

Horizontalkombination 78/26

Hornantenne, Banform 80/154

Hornstrahler 80/154

Hybrid-Doppel-Quad 79/165

Hybrid-Quad 79/163

H<sub>10</sub>-Welle 80/152

IARU-Bandplan für 10 GHz 80/163

Idler 79/173

Impedanzwandler 80/213

Impulsgenerator 78/64

Impulsverbreiterung 80/54

Induktivitätsfaktor 78/120

Informationselektrik 78/89 ff.

Intiatorschaltung 78/106

Intana 78/28, 79/19

Integrator 80/208

integrierte Optik 80/59

integrierter NF-Leistungsschaltkreis 80/117 ff.

- Verstärker, hochohmiger FET-Eingang 80/110 ff.

integrierte Schaltung für Stereodekoder 80/94 ff.

intelligenter Störer 78/40

intelligentes Bildschirmspiel 79/77

Interception Point 79/117

Intermodulation 79/116

Internationale Schaltungsrevue

78/194 ff., 79/187 ff., 80/187 ff.

Inversion 80/68

invertierender Verstärker 80/111

I<sup>2</sup>L-Technik 78/94

japanischer Regenschirm 80/171

Kabelprüfgerät 79/303, 80/292

Kameraschluß-Steuerschaltung 78/102

Kampfführung, elektronische 78/36

Kanalaufteilung, Fernsteuerband 78/61

Kantenemitterleuchtdiode 80/51

- Kassettenbandgerät, MW-Radioteil  
80/246
- Kernmautell-Glas-Lichtleitfaser 80/54
- Kfz-Mikrorechner 79/80
- Kfz-Motor, Zündeinsteilgerät 79/272
- Klangbild, Morsezeichen 79/292
- Klangbildwort 80/283
- , Auswahl 80/285
- Klangfilter 79/218
- Klangregelnetzwerk, NF-Vorverstärker mit 78/271
- Kleinleistungstransistor, Prüfschaltung für 78/228
- Kleinrechner robotron K 1001/1003 79/23
- Kleinstrechner K 1001 79/74
- Kleinstrechner robotron K 1001 78/205
- Klipperschaltung 78/145 ff.
- Kohlemikrofon, Anschluß 78/224
- Kohlenwasserstoff, polyzyklischer 78/49
- Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung, Bestimmen 80/204
- Kollektor-Emitter-Reststrom, Messen 80/202
- Kollektor-Emitter-Sättigungsspannung, Bestimmen 80/204
- Kollektor-Emitter-Strecke, Schlußprüfung 80/201
- kommerzielle UKW-Funkverbindung über Troposeatter 80/67 ff.
- Kompaktkassette 80/61 ff.
- Komplementär-Blicklichtgeber 79/244
- Komplexwettkampf, Internationaler 78/287 ff.
- Konverter 79/191 ff.
- , 2-m-Band 78/184 ff., 196
- kopfbezogene Stereophonie 79/43 ff.
- Kopfhörer DK 75, dynamischer 79/48
- Kopfhörerverstärker 80/217
- Koppelement 80/56
- Krenkel, E. T., Biografie 79/305 ff., 80/294 ff.
- Kreuzmodulation 79/117
- künstliche Antenne 78/158
- Kunstkopf-Stereophonie 79/43 ff.
- Kurzwellen-Einkreisler 79/187
- Kurzwellensuperhet, VFO 79/194
- Kurzzeitfading 80/69
- KW-Amateurempfänger, Preselktor 80/39
- KW-Konverter 79/191, 192
- , 80-m-Band 78/195
- KW-Sender, Antennenfilter 80/191
- KW-Transceiver 80/179
- , Antennenfilter 80/191
- KW-Transistor-PA 80/189
- K 140 UDSA 80/110
- K 174 80/117
- Lade- und Kapazitätsprüfgerät 80/291
- Lärmpegel-Überwachungsgerät 80/195 ff.
- Langdrahtantenne, abgeschlossene 79/167
- Langzeltchwund 80/69
- large scale integration 78/93
- Laserstrahlableiter, digitaler 80/60
- Laufschwankung an Schußwaffe, Messen 80/290
- Lausitz 2011 78/28, 79/19
- LC-Generator 79/91, 92
- Lebensdauer 79/104
- Leipziger Frühjahrsmesse 1979 80/24 ff.
- Leistungselektrik 78/89 ff.
- Leistungsendstufe, 2-m-Band 78/168 ff.
- Leistungsmesser 80/137
- Leistungsreihe 79/104
- Leistungssteller, triacgesteuerter 80/223 ff.
- Leistungs transistor, Prüfschaltung 78/228
- Leistungsverstärker 80/134
- Leiterplatte von Abreibefolie 80/87 ff.
- Leitfähigkeitsintervall 78/45
- Leitfähigkeitsmodell 78/44 ff.
- Leistungsmechanismus, Anthrazen-kristall 78/46
- Leitwandler 79/66
- Leuchtdichtesignalverstärker 79/57, 59
- Leuchtdiode, planare 80/51
- Leuchtstoff 80/76
- Leuchtstofflampe, Transverter für 79/259
- Lichtdosierung 78/68
- Lehtempfangsgerät 80/55
- Lichtleitfaser 80/53
- , Dämpfung 80/54
- Lichtmeßfühler 78/245
- Lichtorgel 80/249
- mit Triac 79/229 ff.
- Lichtschranke 79/267, 269
- Lehtsender 80/51
- , Eigenschaft 80/52
- Lichtsteuerschaltung 79/229
- Linearumsetzer, 70-cm-Band 79/178
- Linearverstärker 78/174 ff.
- LKF-9-Endverbinder, Lötvorrichtung 78/304

Löschkreis 78/68  
Löschröhre 78/69  
logarithmisch periodische Antenne  
78/135 ff.  
- - Dipolantenne 78/136  
LPDA 78/136  
LSI-Schaltkreis 78/93  
Luxomat VT 130 78/28  
Luxotron 79/18  
Luxotron VT 133 78/28  
  
Magnetband, Kennzeichnung 80/304  
Magnetbandlaufzeit 80/305  
Manifer 78/113  
-, weichmagnetischer, Werkstoff-  
daten 78/114  
Manifer-Werkstoffgruppe 78/116 f.  
Maniperm 78/113  
Maniperm 870 79/16  
Materialdispersion 80/54  
Matrixansteuerung 79/142  
MDA 2010 80/107  
MDA 2020 80/103  
Mecabiitz 40 CT t 78/71  
Mehrlochkern 78/127  
Mehrmodenfaser 80/53  
Mehrwegeempfang 80/70  
Melodie der Morsezeichen 79/291 ff.  
Melodie, elektronische, Türgong  
80/239 ff.  
Melodiewort 80/283  
Meßgerät, Mikrorechner 79/76  
Meßverstärker, NF-Signalmessung  
79/304  
Metronom 78/230  
- mit Ton und Licht 80/251  
micro processing unit 78/95  
Mikrofonverstärker 80/48, 160, 215  
Mikroprozessor 78/93 ff.  
Mikroprozessortechnik, Begriffe  
79/314 ff.  
Mikrorechner 79/72 ff.  
-, Auto 79/80  
-, Farbfernsehgerät 79/75  
-, Meßgerät 79/76  
-, Rundfunkempfänger 79/75  
Mikrorechner-System, Aufbau 79/74  
Mikrorechner-System K 1510 79/74  
Mikrorechner-System robotron K 1520  
79/24  
Mikrorechner ZE 1 79/74  
Minifeldleiter 79/17  
Miniplasttransistor, Bezeichnung  
80/303  
Minitransceiver 80/176 ff.  
- für 80 m 80/182  
Minitransceiver Tramp 80/184

Mischoszillator für 80-m-Band  
80/192  
Mischprodukt 80/123  
Mischpult, 5-Kanal-Stereo- 80/209 ff.  
Mischpultschaltung 79/253  
Mischverstärker 78/224, 80/213  
Mittelpunktschaltung 79/102  
Mittelsuper Lausitz 79/19  
Mittelsuper Minora 1101 79/19  
MMM-Kaleidoskop 78/299 ff.,  
79/298 ff., 80/287 ff.  
Mobifantenne, Antennenweiche  
80/186  
Modellfernsteueranlage, Bestandteile  
78/56  
Modellfernsteuerung 78/54 ff.  
Modulation 80/160  
Monofonie 79/44  
Mono-Mittelsuper Lausitz 2011 78/28  
monostabiler Multivibrator 78/92  
Morsesummer 78/163  
Morse taste, elektronische, CMOS-  
Schaltkreis 80/146 ff.  
Morseübungsgerät 79/257  
Morsezeichen, Klangbild 79/292  
Motorsteuerung 79/152, 155  
MPU 78/95  
Multivibrator 80/160  
- veränderbare Frequenz 80/266  
-, monostabiler 78/92  
Multivibrator-Prüfstift 78/227  
Musikinstrument, elektronisches  
78/226  
MW-Radioteil für Kassettenband-  
gerät 80/246  
  
Nachbrenner 80/189  
Nachrichtempfänger EKD 300  
79/22  
Nachrichtenkoffer, operativer 78/301  
Nachrichtensport, Ausbildungs-  
programm 80/275 ff.  
Nachrichtentruppe, Offizier in der  
78/294 ff.  
-, Sowjetarmee 78/11 ff., 79/26 ff.  
Nachrichtenübertragung, optische  
80/49 ff.  
Nachrichtenübertragungssystem,  
optisches 80/57  
Nachrichtenverbindung, optische  
Darstellung 78/301  
NAND-Gatter 80/146  
Naturstoffe 78/51  
Nebenwellenmischprodukt 80/123  
Nennanschlussspannung 79/104  
Nenngleichspannung 79/104  
Nenngleichstrom 79/104



- Nennspannung 79/104  
 Netzblitzgerät SL 4, Batterie- und  
 78/73  
 Netzleitung, Siebglied 79/70  
 Netzteil 78/247 ff.  
 - für Versuche 78/262  
 NF-Baugruppe für Helmgerät 78/269  
 NF-Endstufe 80/107  
 NF-Filter, U-W-Empfang 78/200,  
 79/178  
 -, Telegraficempfang 80/86  
 NF-Generator 79/265  
 - mit drei Festfrequenzen 78/273  
 NF-Kopfhörerverstärker 80/180  
 NF-Leistungsschaltkreis, integrierter  
 80/117 ff.  
 NF-Verstärker 79/84, 85  
 -, elsenlose Komplementärendstufe  
 78/268, 275  
 - für 20 W 80/103 ff.  
 - ohne Ausgangsübertrager 78/267  
 -, zweistufiger 79/247  
 NF-Vorverstärker mit Klangregel-  
 netzteil 78/271  
 nichtinvertierender Spannungs-  
 verstärker 78/285  
 - Verstärker 80/111  
 N-Kanal-MOS-Technik 78/94  
 NOR-Gatter 80/146  
 Normwertkontroll- und FF-Prüf-  
 gerät 79/304  
 Nurlesespeicher 78/97  
  
 Oberflächenzelle 78/48  
 Oberwellenfilter 78/181, 80/137  
 Oblong 79/159  
 Offizier in der Nachrichtentruppe  
 78/294 ff.  
 Offsetkompensation 80/112  
 Opal 216 79/21  
 Operationsverstärker 80/112, 160  
 operativer NachrichtenKoffer 78/301  
 OPTATRON 420 C 78/70  
 Optik, integrierte 80/59  
 optische Nachrichtenübertragung  
 80/49 ff.  
 optisches Nachrichtenübertragungs-  
 system 80/57  
 Optimist, Minitransceiver 80/178  
 organische Halbleitersubstanz, Her-  
 stellungsmethode 78/49  
 organischer Halbleiter 78/44 ff.  
  
 Parabeam 79/161, 163  
 PA-Stufe, 2-m-Band 78/168 ff.  
 Peresypku, I. T., Kurzbiografie  
 78/21  
  
 Perkussion 79/222  
 Permeabilität 78/118 ff.  
 Phasenansteuerung für Thyristor  
 78/110  
 Phonogerät 79/21  
 Photophon 80/49  
 P-Kanal-MOS-Technik 78/94  
 planare Leuchtdiode 80/51  
 Planetenfunkmeßgerät 78/79  
 Plasmaverfahren 80/55  
 Plattengrenzflächenperator 79/105  
 Plattentemperatur 79/105  
 PLL-Demodulator, FM-ZF-Ver-  
 stärker 80/229 ff.  
 PLL-Stereodekoder 80/94 ff.  
 Polymere 78/51  
 POLYTRONIK-ABC 80/256 ff.  
 polyzyklischer Kohlenwasserstoff  
 78/49  
 Preselektor, KW-Amateurempfänger  
 80/39  
 Programmwahlschaltkreis 79/140  
 PROM 78/97  
 Prominent 2000 Automatik 79/19  
 Proportionalsteuerung 78/54  
 Proxima 79/19  
 Prüfgenerator 78/150, 204  
 Prüfgeräteschaltung 78/148 ff.  
 Prüfgerät für FFK 36, FFK 60 und  
 FFK 250 79/300  
 Prüfmittel 78/226  
 Prüfschaltung, Transistor 78/228  
 Pseudo-Quadrofonic 79/44  
  
 Q-Multiplier 79/198  
 QRP-Sender 7 MHz, VFO 80/228  
 QRP-Senderschaltung 79/195  
 QRP-Telegrafiesender, 40-m-Band  
 79/196  
 Quad 79/157  
 Quad-Element 79/157  
 -, gestocktes 79/160  
 Quagä 79/163  
 Quarz-Armbanduhr 79/16  
 Quarzgeneratorschaltung 79/91  
 Quarzoszillator 80/124  
 - für 10,7 MHz 79/128  
 Quarzprüfer 80/188  
 Quarz-Vergleichgerät 78/157  
 Quasi-Komplementärendstufe 80/270  
 quasi-optische Sicht 80/165  
 Quenehkreis 78/68  
 Quenehröhre 78/68  
  
 Radiorecorder 79/18, 19, 80/246  
 RAEM 80/294 ff.  
 RAM 78/97

- random access memory 78/97  
 Raum-Diversity-Empfang 80/70  
 Rauschgenerator 78/152, 79/223  
 Rauschmaß 79/122  
 Rauschprüfung, Transistor 80/204  
 Rauschspannung 79/122  
 Rauschzahl 79/122  
 RC-Generator 78/153  
 RC-Metallbrücke 80/252  
 RC-Oszillator 78/20  
 read only memory 78/97  
 Rechteckgenerator 70/00  
 Rechteckspannung, Funktions-  
 generator 80/268  
 Reflektometer, Antennenanpaßgerät  
 mit 78/201  
 Reflexschaltung 78/223  
 regelbares Netzteil 78/247 ff.  
 Regelnetzteil 79/67  
 Regelvorrichtung, Schaltnetzteil 79/68  
 Regie 3000 79/20  
 Rekord 80/17  
 relativer Temperaturkoeffizient, Au-  
 fangsperrvermögen 78/121  
 - Verlustfaktor 78/120  
 RGB-Matrix 78/26  
 Ringkern 78/128  
 Ringkernschaltung 80/127  
 Ringmodulator 79/81  
 ROM 78/24, 25, 97  
 Rudermaschine 78/57  
 Ruderservo, Prinzipstromlaufplan  
 78/59  
 Rundfunkempfänger, Mikrorechner  
 79/75  
 Rundfunkteil ohne Spule 80/247  
  
 Sandwehzele 78/48  
 Schalenkern 78/132  
 Schallplatte 80/61 ff.  
 Schallplatten-Abstastsystem, älteres,  
 Ersatz 80/306  
 Schaltkreis, spezieller 78/102 ff.  
 Schaltnetzteil, elektronisches 70/64 ff.  
 -, Regelvorrichtung 79/68  
 Schaltungsrevue für Anfänger  
 78/221 ff.  
 -, Internationale 78/194 ff., 79/187 ff.,  
 80/187 ff.  
 Schaltungstips, Elektronikamateure  
 79/250 ff.  
 Scheibenkegelantenne 80/166  
 Schiffsmockelklasse 78/62  
 Schleichspannung 79/105  
 Schließwinkel 79/273  
 Schließwinkelmesser 79/279  
 Schlitzinitiatorschaltung 78/108  
 Schlußprüfung, Kollektor-Emitter-  
 Strecke 80/201  
 Schmalbandanlage 78/60  
 Schmalband-FM-Anlage 78/61  
 Schmitt-Trigger 70/268  
 Schottky-TTL-Technik 78/94  
 Schreib-/Lesespeicher 78/07  
 Schutzmaßnahme, elektronische  
 78/42  
 Schutzrohrkontakt RDR 105 70/15  
 Schußwaffe, Laufschwankung, Messen  
 80/290  
 SECAM-Dekoder 78/26, 79/60  
 Selektor 79/144  
 Selektorgatter 79/145  
 Selenausschlagbegrenzer 79/114  
 Selenblockgleichrichter 70/107, 108  
 Selendiode 79/114  
 Selenfreiflächengleichrichter, Platten-  
 sortiment 79/101  
 Selengleichrichter 79/08 ff.  
 -, Bauform 70/106 ff.  
 -, Begriffe 79/103  
 -, Bezeichnungsschlüssel 79/103  
 Selenhochspannungsgleichrichter  
 79/111  
 Selenhochspannungsstabgleichrichter  
 79/112  
 Selenkammergleichrichter 70/106  
 Selenkleinstgleichrichter 79/106  
 Selenstabgleichrichter 79/110  
 Selenstabilisator 79/114  
 Sende-Empfangs-Gerät UFS 721 79/22  
 Seuder, Fernsteueranlage 78/57  
 Sendermischer 79/127, 128  
 Senderteil 80/182  
 Sendesummen, 70-cm-Band 79/172 ff.  
 Serienmethode 80/84  
 Servo 78/57  
 Servoelektronik 78/59  
 Shuntmethode 80/83  
 Sicherung, elektronische 79/257  
 Siebglied, Netzleitung 79/70  
 Signalgeber 78/150  
 Signalübertragung, Fernsteueranlage  
 78/60  
 Signalumsetzer 80/127  
 Signalumsetzung, Grundprinzip  
 80/122  
 Signalverfolger 78/227, 79/255  
 Siliziumtransistor 79/261  
 Simulator für komplexe Kanal-  
 schaltung 78/301  
 Sinusformer 80/268  
 Schlussspannung, Funktionsgenerator  
 80/268 ff.

- Sinussyntetisator 80/271  
 Sirene 78/230, 79/258  
 Skeleton-slot-radiator 70/161  
 Skelett-Discöne 80/175  
 Skelettschiltzerregung 79/161  
 Sonneberg 500/502 78/28  
 Sowjetarmee, Nachrichtentruppe  
 79/26 ff.  
 -, 60 Jahre 78/11 ff.  
 sowjetische Funkamateure, Ge-  
 schichte 78/305 ff.  
 Spannungs-Frequenzumsetzer  
 78/277 ff.  
 Spannungs-Frequenz-Wandler 79/209  
 Spannungskontrollschaltung, 12-V-  
 Akkumulator, mit LED-Anzeige  
 80/260 ff.  
 Spannungsstabilisator 70/87, 93  
 Spannungsversorgung mit Modulator  
 80/160  
 Spannungsverstärker, nichtinvertierender 78/285  
 Sperrschichtkapazität 70/105  
 Sperrspannung 79/105  
 Sperrstrom 79/105  
 Sperrwandler 79/66  
 Spiegelfrequenzdämpfung 80/141  
 Spitzensperrspannung 79/105  
 SSB-Klipper 78/145 ff.  
 SSB-Tanglenhelt 80/133  
 Stabantenne R 405 80/293  
 stabilisiertes Doppelnetzteil  $2 \times 20 \text{ V} /$   
 $2 \text{ A}$  78/247 ff.  
 Stabilisierungsschaltung 79/93  
 Stab-Rohr-Verfahren 80/55  
 statische Aussteuerung 80/83  
 statischer Festwertspeicher 78/24  
 Stehwellenmesser 70/150  
 Stereo-Ambiofonie 79/44  
 Stereo-An-und-Umschaltelrich-  
 tung 71 79/50  
 Stereodekoder, integrierte Schaltung  
 für 80/94 ff.  
 Stereofonie 79/44  
 -, kopfbezogene 79/43 ff.  
 Stereofrequenz, UKW-Seuder (DDR)  
 70/48  
 Stereo-Heimanlage Intana 78/28  
 Stereo-Heimanlage Sonneberg 500/502  
 78/28  
 Stereo-Koffersuper Stereoport 79/45  
 Stereokopfhörer 78/48, 49  
 Stereo-Kopfhörerverstärker 78/272  
 Stern-Recorder 70/18  
 Stern-Sensomat 3000 79/18  
 Störer, intelligenter 78/40  
 Störerschutzmaßnahme, elektronische  
 78/42  
 Störseindergondel 78/42  
 Störstimulator, Sprech- und Tastfunk  
 78/301  
 Störung, elektronische 78/40  
 Strahlaufweilung 80/56  
 Stromtriggrer 80/268  
 Stromversorgung für Transistor-  
 schaltung 78/261  
 Stromversorgungsschaltung, tempera-  
 turkompensierte 80/235  
 Stromverstärkungsgruppe, Transistor  
 80/303  
 Summator 80/70  
 Super-Extrem 80/165  
 Sustain 79/222  
 Täuschung, elektronische 78/40  
 Taktgeber 79/139  
 Tanzveranstaltung, Lärmpegel-Über-  
 wachungsgerät 80/195 ff.  
 Taschenempfänger 78/223, 79/251, 252  
 Tastfunkausbildung, Erfahrung  
 80/281 ff.  
 Telefon, Zweit-Klingel für 78/212 ff.  
 Telegrafieempfang, NF-Filter 80/86  
 Telegrafiezusatz 78/161  
 Temperaturkoeffizient 79/105  
 -, relativer, Anfangspermeabilität  
 78/121  
 temperaturkompensierte Strom-  
 versorgungsschaltung 80/235  
 Temperaturmeßfühler 78/245  
 Temperaturumkehrschicht 80/68  
 TenTec-Modul 80/179  
 Thyristor, Phasenaussteuerung 78/110  
 Thyristor-Schaltnetzteil 79/60  
 Tiefpaßfilter 80/137  
 toccata 940 HiFi 79/19  
 Tongenerator 80/249  
 Tonkopf, Säubern 78/260  
 Tonstörung, wechselnde 78/40  
 Topfkern 78/126  
 Totkreis 70/173  
 Traup, Minitransceiver 80/184  
 Transceiver 80/176 ff.  
 Transistor, bipolarer, VR Polen  
 78/314 ff.  
 -, Stromverstärkungsgruppe 80/303  
 Transistorbildzgerät 78/67  
 Transistor-Dipmeter 78/229  
 Transistorempfänger, zweistufiger  
 79/246  
 transistorisierter O-V-2 78/194  
 Transistorkennwert, Messen 80/201  
 Transistorkombination 78/104

Transistor-PA-Stufe 78/198  
 -, 2-m-Band 78/168 ff.  
 Transistorprüfgerät 78/157, 80/204  
 Transistorschaltung, Stromversorgung  
 für 78/261  
 Transistorstabilisierungsschaltung  
 78/262, 263  
 Transistorverstärker 4 T 76 79/247  
 Transverter für Leuchtstofflampe  
 79/259  
 Tremolo 79/223  
 triacgesteuerter Leistungssteller  
 80/223 ff.  
 Trigger 80/208  
 Tropopause 80/67  
 Troposcatter, kommerzielle UKW-  
 Funkverbindung 80/67 ff.  
 Troposphäre, Ausbreitungsmechanis-  
 mus 80/67  
 Troposphärenfunkstelle, Besonderheit  
 80/69  
 Troposphärenfunksystem AKKORD  
 80/72  
 Troposphärenfunkverbindung 80/67  
 Troposphärenscatter 80/67  
 Tschebyscheff-Tiefpaßfilter 80/127  
 Türgong mit elektronischer Melodie  
 80/239 ff.  
 Türkis 524 79/21  
 Tyndall-Effekt 80/49  
 typolix 79/242, 80/87 ff.  
 typolix-electronic-special 80/87  
 typolix-electronic-universal 80/87  
 typolix-Folie 80/87  
 Überlastungsschutz, kurzschlußfester  
 78/250  
 Übertragungskette 80/56  
 Überwachung von Geräten 78/241 ff.  
 Übungsgerät für junge Funker  
 78/159 ff.  
 U/f-Wandler 79/209  
 Uhr, elektronische, Schaltkreis für  
 78/105  
 UKW-Amateursender, VFO-Schal-  
 tung 79/123  
 UKW-Endstufe 78/172  
 UKW-Funkverbindung über Tropo-  
 scatter, kommerzielle 80/67 ff.  
 UKW-Sender (DDR), Stereofrequenz  
 79/48  
 UL 1000 L 79/81  
 UL 1101 N 79/83  
 UL 1111 N 79/86  
 UL 1202 L 79/90  
 UL 1550 L 79/93  
 Umbrella 80/166

Umgebungstemperatur 79/105  
 Umsetzer 79/178  
 Unitest 78/304  
 Unterstützungsmaßnahme, elektro-  
 nische 78/39  
 Vackar-VFO 79/234  
 Varaktorverdrehfacher 79/172  
 Venus, Funkverkehr 78/77 ff.  
 Verdopplerschaltung 79/102  
 Verdrehfacher 79/172  
 Vergrößerungsarbeiten, Belichtungs-  
 meßgerät 78/233 ff.  
 Verlustfaktor, relativer 78/120  
 Verstärker, integrierter, hochohmiger  
 FET-Eingang 80/110 ff.  
 Verstärkungsmessung 80/204  
 Vertikalddipol 80/167  
 VFO 78/196, 80/181  
 - für Kurzwellensuperhet 79/194  
 - für QRP-Sender 7 MHz 80/228  
 - mit Vervielfacher 79/126  
 VFO-Schaltung, UKW-Amateur-  
 sender 79/123  
 VHF-Dipmeter 78/204  
 VHF-Konverter 79/194  
 VHF-Quagi 79/162  
 Vibrator 79/221  
 Video- und Leuchtdichtesignal-  
 verstärker 78/26  
 Vierfachenpfang 80/70  
 Vier-Spezies-Rechner Schaltkreis 78/26  
 V-MOS-Transistor, HF-Breitband-  
 verstärker 80/190  
 Vorspannband, Kennzeichnung  
 80/306  
 Vorverstärker 79/88  
 Warneinrichtung 78/241 ff.  
 Warschauer Vertrag, 25 Jahre  
 80/11 ff.  
 wechselnde Tonstörung 78/40  
 Wechselrichter 79/65  
 Wega 80/17  
 weichmagnetisches Manifer, Werk-  
 stoffdaten 78/114  
 Wellenleiterdispersion 80/54  
 Wermsdorf - klein, aber oho 78/30 ff.  
 Widerstandsbelastung 79/105  
 Widerstandsmatrix 79/142  
 Winkelmodulation des Diodenstroms  
 80/58  
 wirksame Permeabilität 78/119  
 Würfel, elektronischer 79/235  
 Xylofon 78/226

YAG-Laser 80/52  
Yol 79/222  
Yttrium-Aluminium-Granat-Fest-  
körperlaser 80/52

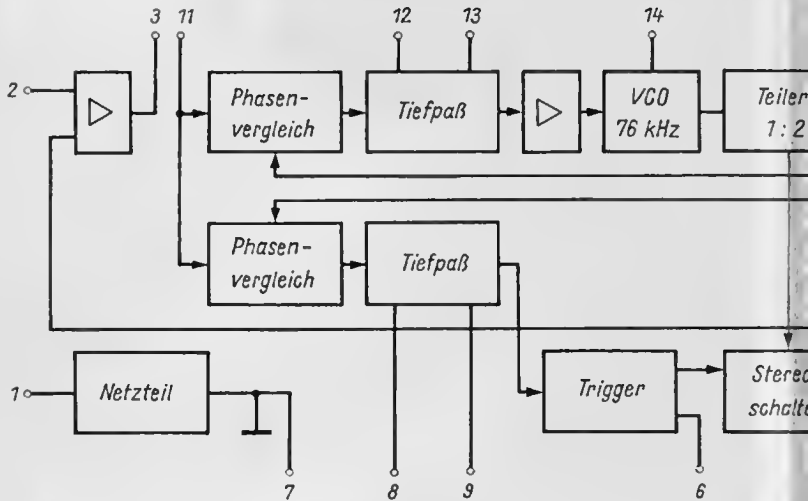
Zelehenbildung mit Diodenmatrix  
79/138  
Zeitablaufsteuerung 79/144, 147  
Zeltmultiplexbetrieb 80/85  
Zeltschalter 80/104  
ZF-Durchschlagsfestigkeit 80/141  
ZF-Weiterverarbeitung 80/161  
Zieltrainings- und Testgerät 79/304  
Zündeneinstellgerät für Kfz-Motor  
79/272 ff.  
Zündwinkel 79/273  
Zweit-Klingel für Telefon 78/212 ff.  
Zweitongenerator Mian 80/248  
Zweitonmessung 80/133  
Zylinderkern 78/121 ff.

$\mu$ F 78/95  
 $\pi$ -Elektron 78/46  
 $\pi$ -Löcher 78/49

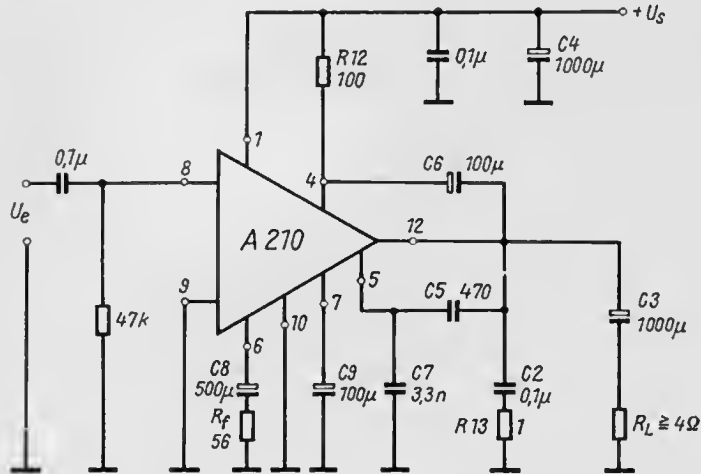
O-V-2, transistorisierter 78/194  
1-Chip-Mikrorechner 79/72  
2-m-Antenne, Antennascope 80/187  
2-m-Antennenverstärker 80/188  
2-m-Band, Konverter 78/184 ff.,  
79/193  
-, Transistor-PA-Stufe 78/168 ff.  
2-m-FM-Transceiver, Frequenz-  
aufbereitung 79/124 ff.  
2-m-Konverter 78/196  
2-m-Linearverstärker 78/176  
2-m-Station, 10-m-Sende-Empfangs-  
Umsetzer 80/122 ff.  
2-Ton-Generator 78/154  
3-Kanal-Lichtorgel 80/240  
4-Kanal-Berührungstastenschaltkreis  
78/24  
4-Quad-Serie 79/161  
5-Kanal-Stereo-Mischpult 80/209 ff.

8-Bit-Parallel-Mikroprozessor 78/24  
8-Kanal-Programmwahlschaltkreis  
78/26  
10 GHz, Ausbreitung 80/164  
10-GHz-Band 80/152 ff.  
10-GHz-Bereich, HF-Erzeugung  
80/155  
10-GHz-Hornantenne, Daten 80/154  
10-GHz-Transceiver, Si-Mischdiode  
80/161  
10-m-Band, KW-Konverter 79/192  
10-m-Sende-Empfangs-Umsetzer,  
2-m-Station 80/122 ff.  
10-W-2-m-Linearverstärker 78/179  
12-V-Akkumulator, Spannungs-  
kontrollschaltung mit LED-Anzeige  
80/260  
20-m-Band, KW-Konverter 79/191  
20-W-NF-Verstärker 80/103 ff.  
27,12-MHz-Fernsteuerband, Kanal-  
aufteilung 78/61  
28-MHz-Bandpaß 80/139  
30 Jahre DDR 79/11 ff.  
40-m-Band, QRP-Telegriesender  
79/197  
59-cm-Farbf Fernseh-Standgerät  
Chromaf 1160 78/26  
59-cm-Tischempfänger Chroma-  
lux 1061 78/28  
60 Jahre Sowjetarmee 78/11 ff.  
61-cm-SW-Tischempfänger Luxo-  
mat VT 130 78/28  
70-cm-Band, Antennenverstärker  
79/171  
-, Linearumsetzer 79/178  
-, Sendelumsetzer 79/171  
80-dB-Nebenwellenabstand 80/124  
80-m-Band, KW-Konverter 78/195  
-, Minitransceiver 80/182  
-, Mischoszillator 80/192  
80-m-Pellempfänger 79/189  
116-MHz-Quarzoszillator 80/124  
150-W-Pa 78/175  
1024-Bit-Schreib-Lesespeicher 78/24

# Grundsaltungen integri

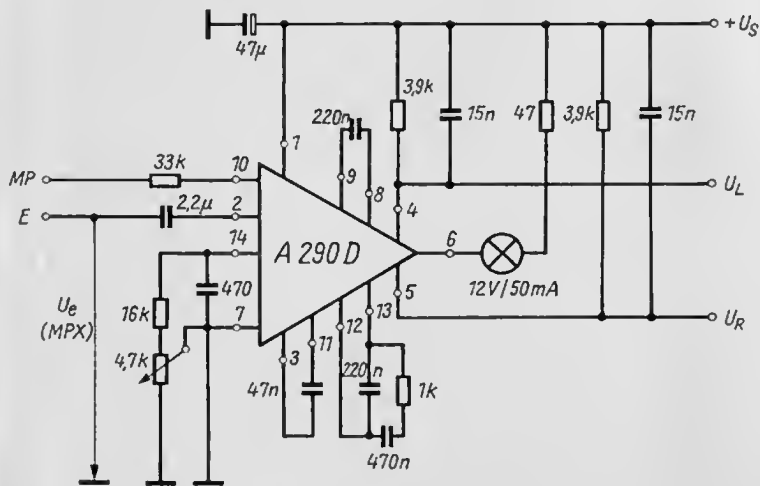
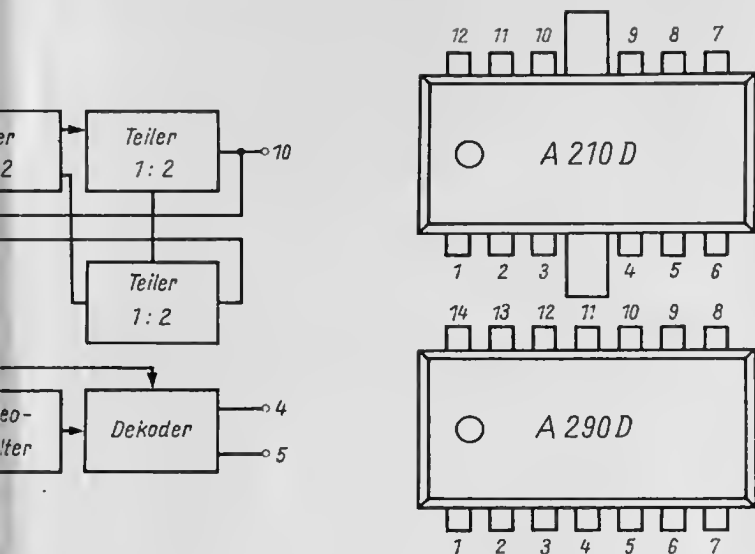


Übersichtsschaltplan des PLL-Stereodekoders



NF-Verstärker 5W  
mit thermischer Schutzschaltung

# rierter Schaltkreise



PLL-Stereodecoder nach dem Zeitmultiplexverfahren

